

COURS MUNICIPAL
D'ÉLECTRICITÉ
INDUSTRIELLE

COURBEVOIE
IMPRIMERIE E. BERNARD
14-15, RUE DE LA STATION
BUREAUX A PARIS : 1, RUE DE MÉDICIS, 1

INSTITUT ÉLECTROTECHNIQUE DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

COURS MUNICIPAL
D'
ÉLECTRICITÉ
INDUSTRIELLE

PAR

L. BARBILLION

PROFESSEUR DE PHYSIQUE INDUSTRIELLE A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DIRECTEUR DE L'INSTITUT ÉLECTRO-TECHNIQUE
DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

TOME I^{er}

COURANTS CONTINUS



PARIS
E. BERNARD, IMPRIMEUR-ÉDITEUR
1, RUE DE MÉDICIS, 1
—
1907

APPAREILS DE MESURES ÉLECTRIQUES

JULES RICHARD

GRANDS PRIX

Paris 1889-1900

Saint-Louis 1902

Milan 1906

HORS CONCOURS

Membre du Jury

Liège 1905

Fondateur et Successeur de la Maison RICHARD Frères

25, rue Mélingue (Anc. Imp. Fessart)

Exposition et Vente : 10, Rue Halévy. — **PARIS**

Ampèremètres et Voltmètres à Cadran et Enregistreurs

Modèle électromagnétique amorti. — Modèles aperiodiques de précision à cadre mobile.

Modèles thermiques à consommation réduite sans self induction.

Voltmètre de poche à aimant armé. Breveté S. G. D. G., aperiodique spécial pour le contrôle des accumulateurs.

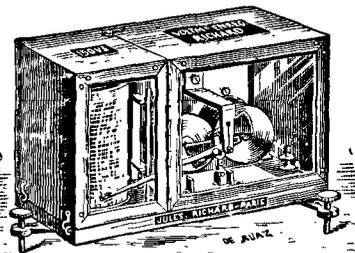
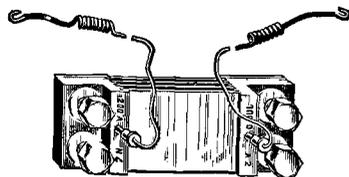
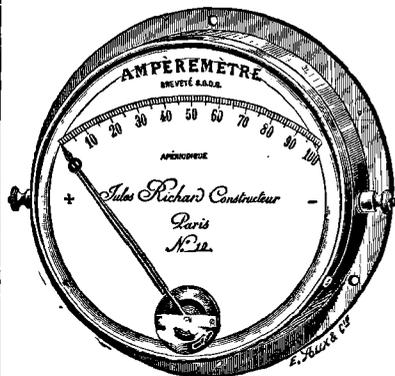
Nouveaux Modèles complètement
Aperiodiques, Brevetés s. g. d. g., pour traction
électrique, chemins de fer, tramways, électromo-
biles, etc.

Les **Enregistreurs**, par la surveillance constante et le contrôle qu'ils exercent sur toutes les opérations industrielles, permettent de réaliser de notables économies qui amortissent très rapidement le prix de l'appareil.

Boîtes du Contrôle, Ohmmètres, etc. Wattmètres enregistreurs, Compteurs horaires, Indicateurs de tension, Avertisseurs.

MANOMÈTRES, INDICATEURS DE VIDE A CADRAN ET ENREGISTREURS, DYNAMOMÈTRES, CINEMOMÈTRES A CADRAN ET ENREGISTREURS

Fournisseur des principales Compagnies d'Éclairage et de Transmission de force



Envoi franco des notices illustrées.

AVERTISSEMENT DE L'ÉDITEUR

L'enseignement de l'Électricité industrielle à l'Université de Grenoble, a revêtu dès l'origine un caractère spécial de simplicité et d'utilitarisme immédiat, qui lui a attiré la sympathie du monde industriel ; ce public y a trouvé sous une forme mathématique simple, ne faisant appel au calcul que dans le cas de réelle nécessité, les éléments d'information technique et les principes fondamentaux d'une science dont les applications sont aujourd'hui innombrables, mais dont les méthodes d'exposition ne sont pas toujours, loin de là, à la portée de tous.

Le *Cours municipal d'Électricité* de l'Université de Grenoble, le premier en France de ce genre, puisque créé il y a plus de treize ans par M. Janet, actuellement professeur à l'Université de Paris, continué par M. Pionchon, professeur à l'Université de Dijon et par M. Barbillion, aujourd'hui directeur de l'Institut électrotechnique de Grenoble, a eu l'heur de rencontrer la faveur d'un public toujours nombreux et sympathique, en dehors même des élèves de l'Institut auxquels il était plus spécialement destiné. Chaque année, les leçons des divers professeurs qui se sont succédé à la chaire d'Électricité industrielle de l'Université de Grenoble ont été suivies par une clientèle de praticiens, ingénieurs, officiers, etc., qui venaient leur demander justement ces connaissances pratiques, en général si difficiles à rencontrer, comme nous le signalions tout à l'heure, sous une forme accessible à des auditeurs possédant une instruction mathématique moyenne.

C'est le Cours professé en 1904-1905 par M. le Professeur Barbillion et consacré à « La production et l'utilisation industrielle des courants continus », que nous présentons aujourd'hui au lecteur.

Une première édition autographiée de ces leçons, tirées à plusieurs centaines d'exemplaires, a été épuisée presque à son apparition.

Un tel succès, à cette époque de pléthore et de surproduction de la littérature technique, peut être fait pour surprendre. Il s'explique aisément. L'Institut électrotechnique de Grenoble occupe aujourd'hui dans l'enseignement industriel une place prépondérante. La préparation qu'il assure à ses élèves-ingénieurs électriciens est hautement appréciée en France et à l'Étranger, qui, de plus en plus, lui confie la formation définitive, spécialisatrice dans la carrière électrique, d'ingénieurs-mécaniciens sortis de ses écoles.

Nous ne doutons pas que les Cours d'électricité industrielle de l'Université de Grenoble, ne rencontrent auprès de notre clientèle la même faveur que nos précédentes publications. C'est donc en toute confiance et persuadé qu'il lui rendra les plus grands services, que nous lui offrons cet intéressant ouvrage, établi sous la forme même des leçons originales qui ont obtenu le plus juste et le plus mérité succès.

E. BERNARD

PRÉFACE DE LA DEUXIÈME ÉDITION

es leçons résument une partie de l'enseignement électrotechnique donné à notre Institut dans les cours que nous y avons professés en 1903-1904 et 1904-1905 (*Courants continus*). Le domaine de l'électricité industrielle est aujourd'hui si vaste que le lecteur ne sera certainement pas surpris de ne trouver, dans cet ouvrage, qu'une partie de ce qu'un ingénieur électricien doit savoir.

Étudier d'une manière approfondie, dans tous leurs détails, les multiples applications de l'électricité industrielle, constituerait une œuvre hors de proportion avec les limites de ce traité. A l'Institut électrotechnique comme dans les écoles analogues, des cours et conférences consacrés aux applications électromécaniques, électrochimiques existent, qui donnent aux élèves-ingénieurs toutes les notions pratiques nécessaires à l'exercice de leur profession. Ce que nous avons voulu constituer en ces quelques leçons, c'est un résumé des principes fondamentaux de la technique électrique, une sorte de corps de doctrines, rassemblant sous forme de cadres les idées générales dont la compréhension parfaite et la possibilité permanente d'utilisation peuvent seules rendre possibles pour l'ingénieur la réalisation d'un projet, ou même, but plus modeste, l'interprétation d'un essai de machines.

Nous n'ignorons pas qu'étant donnée l'actuelle richesse de la littérature électrotechnique, le présent ouvrage, sur bien des points ne pourrait être considéré comme original. Il n'est, du reste, que la reproduction intégrale de nos leçons dans la forme même de la première édition (1904-1905) aujourd'hui épuisée. Tel quel, nous pensons cependant qu'il pourra rendre aux futurs praticiens quelques services.

BARBILLION

Grenoble, décembre 1906.

COURS MUNICIPAL

D'ÉLECTRICITÉ INDUSTRIELLE

PREMIERE LEÇON

GÉNÉRALITÉS — MACHINES ÉLECTRIQUES

Courant électrique. — Les machines électriques sont basées sur l'emploi du courant électrique. La cause du courant électrique est la différence de potentiel, de même que la cause du courant dans une conduite est la différence de niveau.

La direction du courant électrique — comme du courant hydraulique, qui va du niveau le plus haut au niveau le moins haut, — est du potentiel le plus élevé au potentiel le moins élevé.

Les niveaux sont définis par rapport au niveau de la mer (niveau 0). Les potentiels le sont par rapport au potentiel du sol (potentiel 0).

Conditions de circulation d'un courant. — Il doit exister entre les deux extrémités du conducteur une différence de potentiel ; de même que, dans une conduite hydraulique, il doit exister une différence de niveau entre les deux extrémités de la conduite.

Nous appellerons *conducteurs* les corps remplissant le rôle de conduite, *isolants* ceux qui s'opposent au passage de l'électricité ; ces derniers jouent le rôle d'une vanne fermée.

Circuit électrique. — On désigne ainsi généralement une chaîne de récepteurs et de conducteurs parcourus par un courant.

Le circuit est *ouvert* quand le courant est interrompu ; il est *fermé* quand le courant est en activité.

Notion de différence de potentiel. — Il nous reste à définir cette notion d'une manière plus complète.

Cas d'un circuit isolé du sol. — Prenons un circuit parcouru par un courant. Branchons un condensateur G entre un point A et un point C du circuit, puis entre B et C. Le point C peut du reste être intérieur ou extérieur à AB (fig. 1). Enfin, mettons C au sol,

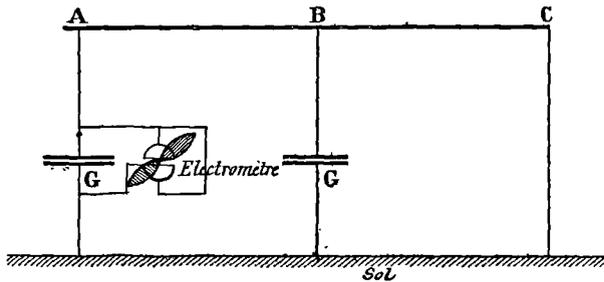


Fig. 1. — Mesure d'une différence de potentiel.

comme le montre cette figure. Le condensateur est en outre, par ses deux armatures, en communication avec un *électromètre*.

Principe de l'électromètre. — Ces appareils sont de types divers. Un type simple comporte une paire de quadrants ou secteurs fixes, — qu'on mettra en communication avec A ou B — et une aiguille mobile, plate et large, se déplaçant parallèlement devant les secteurs fixes, constituant donc avec eux une certaine capacité. L'aiguille est en relation par son pivot avec le point G.

La déviation du système mobile dans un tel appareil, et par suite celle de l'aiguille indicatrice, s'effectue dans un sens ou dans l'autre, et sur un angle plus ou moins grand. Le sens et la grandeur du déplacement sont liés aux états électriques, ou plutôt, à la différence des états électriques des deux armatures du condensateur, ou encore, des parties fixes et mobiles de l'électromètre.

Limitation des déplacements de l'aiguille. — Ces déplacements ont lieu, comme on vient de le voir, sous l'effet des attractions ou répulsions électrostatiques des diverses parties du système. On oppose à ces actions une action antagoniste (tension d'un ressort, torsion d'un fil), augmentant avec l'écart de l'aiguille (*électromètre Thomson* : poids suspendu à l'aiguille, etc.).

Tarage préalable. — Il est bien entendu que les termes élec-

triques : potentiels positif, négatif, plus élevé, moins élevé, ne constituent qu'une convention de langage, et n'offrent qu'une analogie de forme avec les termes employés en hydraulique, où le fluide étudié est matériel, et pour laquelle les termes : niveau supérieur, inférieur, ont une réalité concrète.

En se reportant aux conventions en usage dans l'électrostatique, on dit que de l'électricité (ou une charge) positive est développée sur les corps qui s'électrisent comme le verre, en donnant lieu aux mêmes manifestations ; et une électricité (ou charge) négative sur la résine ou corps analogues.

Sens des déviations positives. On peut déterminer dans l'appareil précédent le sens des déviations correspondant aux potentiels positifs (prenant toujours pour potentiel 0 celui du sol) en reliant la borne des quadrants fixes à un corps chargé positivement et la borne de l'aiguille au sol.

Grandeur des déviations. Les déviations seront d'autant plus grandes que la différence d'état électrique des deux systèmes étudiés sera en valeur absolue plus grande.

Cette différence d'état électrique est dite *différence de potentiel*.

L'unité, pratiquement employée, de différence de potentiel est le *Volt*.

Nous verrons plus tard sa définition.

Exemple cité. — Appelons δ_{AC} et δ_{BC} les déviations de l'électromètre correspondant aux mesures de la différence de potentiel entre A et C, B et C.

Interprétation algébrique. — Portons au-dessus d'une droite prise pour O (axe des potentiels) les déviations positives, au-dessous les déviations négatives de l'électromètre (fig. 2).

δ_{AC} sera la déviation correspondant à la différence de potentiel ($U_A - U_C$) ou mieux au potentiel U_A , car par définition $U_C = 0$.

Règle. — Si δ_{AC} est au-dessus de δ_{BC} sur le graphique, la différence de potentiel $U_{AC} > 0$.

Si δ_{AC} est au-dessous de δ_{BC} , cette différence de potentiel est < 0 .

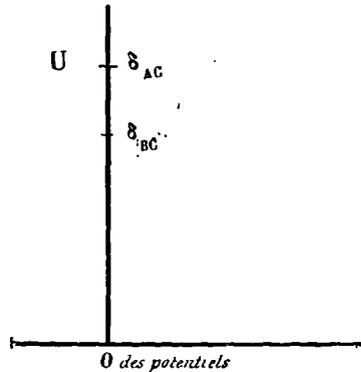


Fig. 2. — Echelle de potentiels.

Vérification. — Prenons quelques cas particuliers.

1° δ_{AC} et δ_{BC} sont + (positifs) de même sens et $\delta_{AC} > \delta_{BC}$.

On dit que $U_A > U_B$. On le constate expérimentalement en branchant l'électromètre entre AC et BC; $\delta_{AB} > 0$, donc la différence $(U_A - U_B) > 0$.

2° δ_{AC} et δ_{CB} sont - (négatifs), $\delta_{AC} < \delta_{CB}$ en valeur absolue.

On dit $(U_A) > (U_B)$; $(U_A - U_B) < 0$,

si (U_A) et (U_B) représentent les valeurs absolues de U_A et U_B , c'est-à-dire des quantités essentiellement positives.

3° δ_{AC} (+) et δ_{BC} (-) sont de signes contraires. En valeur absolue $\delta_{AC} < \delta_{BC}$. On a alors $U_A > U_B$, car $U_B < 0$. Par suite, $U_A - U_B > 0$.

Ce choix arbitraire, possible, des potentiels, dans le cas d'un circuit dont un point est mis en communication avec le sol, n'entraîne cependant aucune confusion; car, entre deux points du circuit, ce qui intervient pour la création du courant est, non le potentiel absolu de chacun des points, mais la différence de ces potentiels.

Il y a analogie complète de ce cas avec celui d'une chute d'eau dans laquelle on n'utilise pas la hauteur absolue du niveau amont par rapport à la surface de la mer, mais la différence de niveau existant entre le niveau amont et le niveau aval (hauteur de chute).

Cas d'un circuit isolé. — Nous avons examiné le cas d'un circuit en communication électrique par un de ses points avec le sol. Même dans le cas de circuits isolés par rapport à celui-ci, nous sommes encore autorisés à ne nous occuper que de différences de potentiel et non de potentiels absolus, comme en hydraulique; mais l'étude faite tout à l'heure nous permettra de déterminer, sans ambiguïté, le sens du potentiel de A par rapport à celui de B pris comme 0.

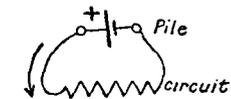


Fig. 3. — Pile débitant sur un circuit.

Pôles + et - d'une pile. — On a constaté que si l'on ferme une pile sur un circuit de conducteurs et qu'on relève à l'électromètre la différence de potentiel aux bornes de la pile, le potentiel de l'un des points est toujours positif par rapport à l'autre. Il en résulte immédiatement la notion pour une pile, de pôle de potentiel + ou pôle +

(positif) et de pôle — (négatif) (fig. 3). Dans un élément bien connu, la pile Daniell, le pôle + est constitué par le cuivre, et le pôle — par le zinc.

DIFFÉRENCE DE POTENTIEL CONTINUE COURANT CONTINU

Le courant continu apparaît comme un écoulement dans lequel les points de potentiels + ou — ont toujours la même position par rapport au circuit dans lequel le courant circule; d'où aussi pour ces potentiels la même valeur (analogie avec l'hydraulique). C'est un écoulement se faisant sous une différence de niveau con-

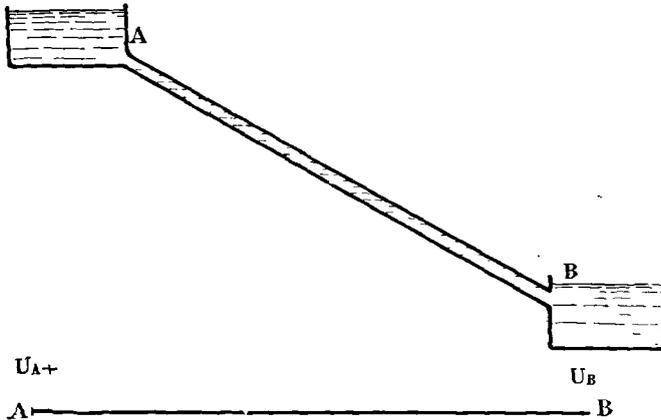


Fig. 4. — Analogie d'un courant électrique avec un courant hydraulique.

stante AB, le niveau supérieur A restant toujours à la même hauteur par rapport au niveau inférieur B (fig. 4.)

Soit le potentiel de A positif par rapport à celui de B : le courant circulant dans AB sera continu par définition si la différence de potentiel entre les points A et B est constante.

Rappel de quelques notions d'hydraulique. — Dans certaines conditions que nous supposerons réalisées, la vitesse d'écoulement d'un liquide passant par une conduite d'un niveau A à un niveau B est :

$$V = \sqrt{2gH}$$

formule dans laquelle V représente la vitesse en mètres par

seconde, h la hauteur de chute en mètres, g l'accélération due à la pesanteur exprimée en mètres par seconde par seconde (soit 9,81).

Débit. — Soit une conduite de dimensions constantes Ω , le débit sera défini simplement par

$$Q \text{ m}^3/\text{sec.} = V \text{ m sec.} \Omega \text{ m}^2$$

REMARQUE. — *Représentation graphique de Q et V.* Si le régime d'écoulement Q est variable avec le temps, Ω étant constant et donné pour une certaine conduite, il en résulte que, à l'échelle près, la représentation graphique des débits et des vitesses, en fonction du temps, est la même. Nous utiliserons tout à l'heure cette remarque.

Mesure d'un courant. Valeurs relatives. Indépendamment de toute question d'unité relative aux intensités, on peut remarquer qu'il existe une relation entre les valeurs relatives de plusieurs courants circulant pendant le même temps dans un même circuit, renfermant une cuve pleine d'un électrolyte déterminé.

Toutes choses égales, en tenant compte de ce fait que les courants ont été constants, qu'ils ont circulé pendant le même temps, on sait que les poids d'électrolyte décomposé sont entre eux comme ces courants.

D'où une méthode d'appréciation de la grandeur relative des courants.

L'unité d'intensité du courant est l'*ampère*.

Nous nous réservons d'en donner plus loin une définition.

MACHINES CHARGÉES D'ASSURER LA PRODUCTION DES COURANTS ÉLECTRIQUES — DYNAMOS

L'emploi des piles est pratiquement impossible en raison de la cherté de la production de l'énergie, qui, par ce procédé, est de 50 à 100 fois plus forte que pour les installations hydro-électriques de fortes puissances (5 ou 4 francs le kw-h au lieu de 3 ou 4 centimes).

On utilise, au contraire, des dynamos et magnétos (machines *dynamo-électriques* et *magnéto-électriques*), c'est-à-dire des machines réalisant la production de l'énergie électrique par induction électromagnétique (développement de courants induits sous l'action d'un champ magnétique, aimant pour la magnéto,

électro-aimant pour la dynamo) dans des circuits dits induits se déplaçant par rapport à ce champ dit *inducteur*.

Les machines dynamos sont de beaucoup les plus employées, sauf pour les petites puissances.

TRANSFORMATION DE L'ÉNERGIE DONT LES DYNAMOS SONT LE SIÈGE

Marche en génératrice. — Il faut développer une puissance mécanique sur l'arbre de la dynamo. Il se produit, entre deux points des circuits électriques qui constituent l'*induit* de la dynamo, une différence de potentiel U , qui, fermée sur une résistance extérieure R , peut donner lieu au courant $I = \frac{U}{R}$. La dynamo fonctionne en génératrice.

Marche en réceptrice. — Établissons une certaine différence de potentiel entre les bornes. Un courant circulera dans la machine et l'on recueillera une puissance mécanique sur la poulie : la dynamo fonctionne en *réceptrice*.

Réversibilité des dynamos. — Les dynamos sont réversibles ; si on les fait parcourir par un courant, on récolte du mouvement, c'est-à-dire du travail mécanique ; si on les fait entraîner par un moteur, on récolte un courant, c'est-à-dire du travail sous forme électrique. (Principe découvert par Fontaine en 1875 : de là date le véritable essor de l'électricité.)

TRANSMISSION D'ÉNERGIE PAR VOIE ÉLECTRIQUE

COMPARAISON AVEC L'HYDRAULIQUE

Prenons 2 dynamos identiques A et B : pour A le pôle + est en D et le pôle — en C. L'une fonctionnant en génératrice, l'autre en réceptrice, on a donc la représentation ci-dessous (fig. 5).

Le courant circulant suivant DFEC sera limité par la résistance des conducteurs DF et EC et la réaction de B, réceptrice, qui développera sur son arbre un certain travail mécanique. Un régime s'établira dans le circuit, on aura un courant.

De même en hydraulique ; soit A une pompe, DF et CE des conduites, B une turbine (ou une roue hydraulique). La pompe A

est actionnée par une force motrice extérieure. Le niveau d'amont est en communication avec le niveau d'aval par les appareils d'utilisation. Il y a donc création d'un courant d'eau qui actionnera la turbine B : la cause du courant est la différence de niveau DC. De même le courant sera limité par la résistance des conduites et la réaction de la turbine. L'eau élevée de C en D a

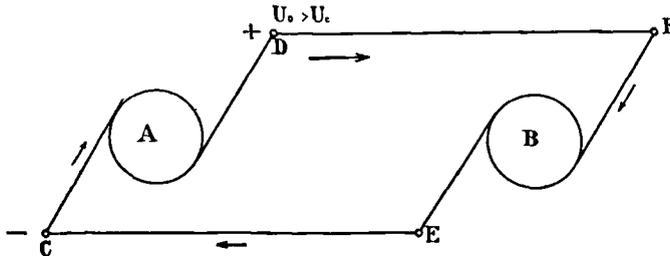


Fig. 5. — Transmission d'énergie : comparaison entre l'électricité et l'hydraulique.

acquis une certaine *énergie potentielle* comme un corps soulevé à une certaine hauteur du sol.

Pertes de charge.

1° *Dans les conduites.* — La perte d'énergie dans la conduite est due à la friction des filets liquides sur le tuyau : il y a transformation de cette énergie en chaleur. En dernière analyse, tout se passe comme si la chute, ou différence de niveau, était réduite de DC à FE.

2° *Dans les conducteurs.* — Le passage du courant dans les conducteurs se traduit par une diminution de la différence de potentiel utilisable, qui est non plus U_{DC} , mais U_{FE} .

RENDEMENT D'UNE TRANSMISSION D'ÉNERGIE

Toute l'énergie potentielle de l'eau élevée de C en D se retrouve en EF, moins la perte d'énergie en chaleur dans les conduites. Nous avons donc :

$$\frac{\text{Énergie utilisée de l'eau}}{\text{Énergie potentielle}} = \text{Rendement.}$$

La chute utilisable est, non la chute DC, mais EF, c'est-à-dire la chute primitive, moins la perte de charge. Le rendement est $\frac{EF}{DC}$.

En électricité, toute l'énergie électrique due à la transformation d'énergie dont la dynamo est le siège se retrouve aux bornes du moteur, moins celle consommée dans les résistances. La différence de potentiel aux bornes du moteur est la différence de potentiel primitive moins la perte de charge. On a encore pour

le rendement $\frac{EF}{DC}$, c'est-à-dire $\frac{U_{EF}}{U_{DC}}$.

CLASSIFICATION DES MACHINES ET APPAREILS ÉLECTRIQUES GÉNÉRATEURS

Conversion d'une forme quelconque de l'énergie en énergie électrique :

1° *Mécaniques* : machines électrostatiques, magnétos, dynamos, transmetteurs téléphoniques et microphoniques, etc.

2° *Chimiques* : piles (primaires), accumulateurs (ou piles secondaires, à la décharge).

REMARQUE. — Les *moteurs* entraînant les dynamos utilisent eux-mêmes une transformation d'énergie (prise aux sources naturelles) en énergie mécanique, tels les *moteurs hydrauliques* par exemple, transformant en travail mécanique une fraction de l'énergie potentielle de l'eau, située à une certaine altitude par rapport à la surface de la mer. Quant aux *moteurs thermiques*, (a) ou bien ils utilisent directement l'énergie potentielle contenue dans un combustible qui, en brûlant, développe de l'énergie utilisable sous forme mécanique par déplacement d'un piston sous l'effet d'une explosion ou d'une déflagration : moteurs à pétrole, à gaz, etc. ; (b) ou bien ils transforment en travail mécanique l'énergie calorifique contenue dans un véhicule, telle que la vapeur d'eau, et produite dans une enceinte spéciale comme la chaudière, cette énergie calorifique étant toujours empruntée à des combustibles.

RÉCEPTEURS

1° *Mécaniques* : moteurs électriques, récepteurs télégraphiques, etc. ; ils convertissent l'énergie électrique en énergie mécanique.

2° *Thermiques* : lampes électriques, appareils de chauffage; alors conversion de l'énergie électrique en chaleur, se manifestant quelquefois sous forme de lumière simultanément.

3° *Chimiques* : appareils à électrolyse, accumulateurs à la charge; conversion de l'énergie électrique en énergie chimique.

LOIS DE CIRCULATION DU COURANT DANS UN CONDUCTEUR

Nous venons de donner par analogie avec l'hydraulique l'image du courant électrique. Avant de quitter ce domaine, il est bon de préciser la forme de l'intensité dans ses rapports avec la différence de potentiel et la constitution du circuit.

Courant et différence de potentiel. — En hydraulique, pour une différence de niveau non constante mais pour une conduite toujours la même, le débit est d'autant plus grand que la différence de niveau est plus grande.

En électricité, dans un conducteur donné, le courant est d'autant plus grand que la différence de potentiel aux bornes de ce conducteur est elle-même plus grande.

Débit. — Le débit est le même en tous les points de la conduite. En électricité, l'intensité du courant parcourant un conducteur est la même en tous les points.

Résistance. — Pour une différence de niveau constante, le débit est d'autant plus grand que la résistance est plus petite, c'est-à-dire que croît la section et que diminue la longueur. De même l'intensité du courant dans un conducteur, intensité mesurée en valeur relative, par exemple, par la voie que nous avons indiquée (décomposition électrolytique), est inversement proportionnelle à la longueur et proportionnelle à la section de ce conducteur.

En hydraulique également, la résistance est d'autant plus grande que la section est plus petite, la longueur plus grande et la résistance spécifique due à la nature des parois plus grande. Semblablement, on a dans le domaine de l'électricité la formule connue :

$$R = \rho \frac{L}{S}$$

dans laquelle on désigne respectivement par ρ la résistance spécifique du conducteur, L la longueur de ce conducteur, par S sa section et par R sa résistance.

Formule ou loi d'Ohm liant la résistance d'un conducteur, l'intensité du courant dans celui-ci et la différence de potentiel à ses bornes. — Cette formule, résumant les lois expérimentales ci-dessus, est la suivante :

$$I = \frac{U}{R} C$$

Dans cette formule, I, U, R sont exprimés dans leurs unités respectives, C étant une constante. Or, I et U étant supposés exprimés en unités préalablement choisies (volt et ampère), nous pouvons choisir pour exprimer R une unité telle que la constante disparaisse.

Par définition, le conducteur ayant l'unité de résistance, sera le conducteur qui, soumis à l'unité de tension, sera parcouru par l'unité d'intensité.

L'unité de résistance ainsi définie s'appelle *ohm*.

NOTIONS DE DIFFÉRENCE DE POTENTIEL VARIABLE COURANT VARIABLE

Courant ondulé. — C'est celui qui correspondrait à une différence de niveau électrique variable avec le temps, mais le potentiel de l'un des points terminaux restant toujours supérieur ou égal à celui de l'autre. Par analogie, prenons un écoulement dans une conduite sous une différence de niveau variable, le niveau A étant mobile par rapport à B et ne pouvant descendre au-dessous du plan d'aval correspondant à l'écoulement de débit variable étudié.

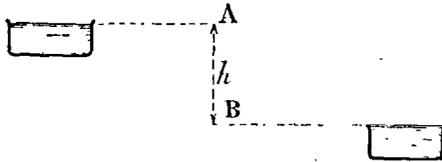


Fig. 6. — Ecoulement dans une conduite sous niveau variable.

Représentation graphique d'un écoulement ondulé. Voir figures ci-contre (fig. 6 et 7).

Courant renversé. — Si la différence de niveau AB change de sens, l'écoulement change également de sens, le niveau A, dans sa variation avec le temps, pouvant venir au-dessous de B.

Représentation graphique du courant renversé. Voir figure ci-contre (fig. 8).

Cas particuliers. — Fonctions périodiques. — Soit la loi de variation des différences de niveau (ou différences de potentiel) telles que, à des intervalles de temps égaux $T, 2T, \dots nT$, les ordonnées des courbes représentatives soient les mêmes, de telle

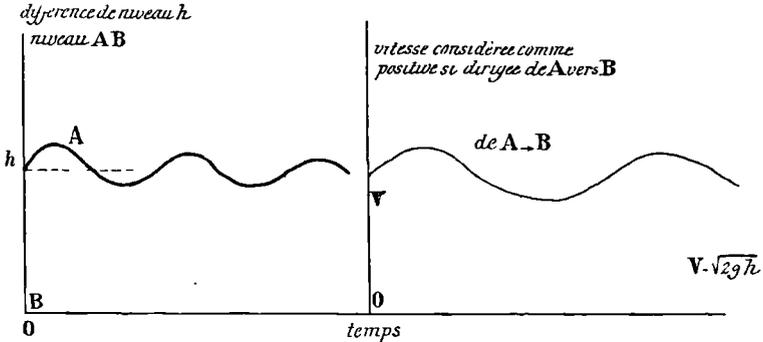


Fig. 7. — Écoulement (ou courant) ondulé dans une conduite (niveau variable).

sorte que la courbe totale puisse être obtenue par les déplacements d'une portion déterminée de la courbe correspondant à une longueur d'abscisse T , déplacements effectués parallèlement

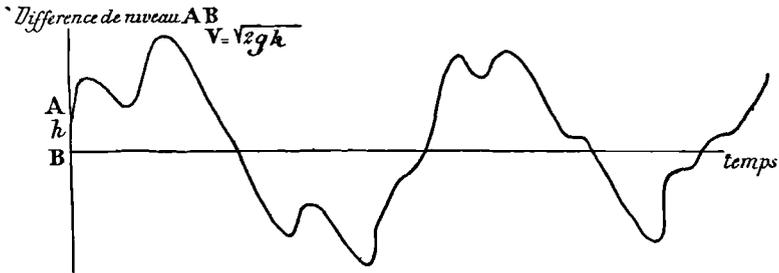


Fig. 8. — Écoulement (ou courant) renversé dans une conduite.

aux abscisses sur des longueurs $T, 2T$, etc. On dit que la courbe ou mieux la fonction $h(t)$ ou $U(t)$ est périodique.

L'abscisse T est dite période de la fonction. La valeur maxima ab de celle-ci est dite amplitude (fig. 9).

Différence de potentiel périodique. — Un conducteur AB réunissant deux pôles entre lesquels existe une différence de potentiel périodique est assimilable à une conduite réunissant deux niveaux A et B , dont l'un, A , s'élève et s'abaisse périodiquement par rapport à l'autre, le niveau B .

Périodique ondulée. — A ne dépassera pas dans son déplacement périodique le plan BB' (fig. 7).

Périodique alternative. — A dépassera BB' dans son déplacement périodique (fig. 8).

Si, en particulier, on suppose que A, dans son mouvement d'aller et retour par rapport au plan BB', effectue 50 trajets complets par seconde, la fréquence de l'écoulement alternatif sera de 50 périodes par seconde. De même on pourra parler d'une différence de potentiel alternative en supposant que sur le graphique de la

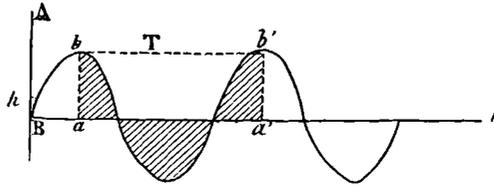


Fig. 9. — Différence de niveau ou de potentiel, et en général fonction, périodiques.

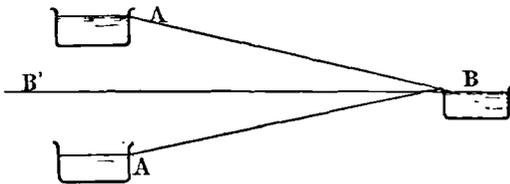


Fig. 10. — Mode de représentation d'une différence de niveau ou de potentiel périodique.

figure 9 le pôle A vient 50 fois par seconde occuper des situations symétriques par rapport à B, la différence de potentiel entre AB devenant successivement positive et négative.

Le nombre de périodes industriellement utilisées dans les machines génératrices alternatives, dites alternateurs, varie de 25 à 50 par seconde.

Combinaisons de différences de potentiel alternatives. — Une

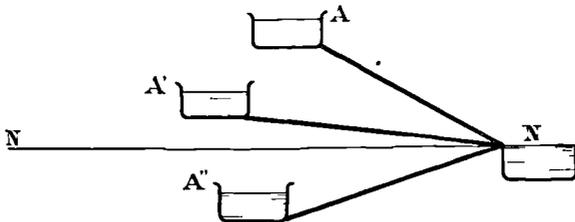


Fig. 11. — Ecoulement (ou courant triphasé.)

des plus employées est celle dite *triphasee*. Établissons encore une comparaison avec l'hydraulique. Soient trois niveaux A, A', A''

mobiles par rapport à un niveau N fixe, chacun étant réuni à N par une conduite. Quand A a son élévation maxima, il faut laisser s'écouler un temps $\frac{T}{5}$ avant qu'il en soit de même pour le système A'N et un temps $\frac{2T}{5}$, pour A''N (fig. 11).

La somme des débits est la *somme algébrique* des débits des

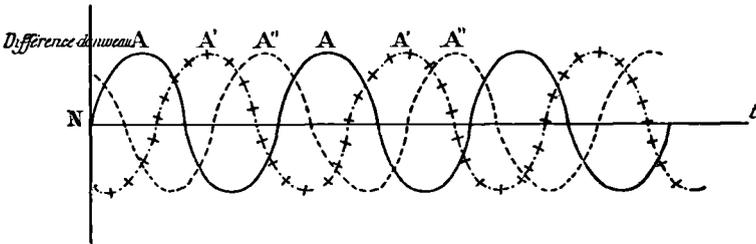


Fig. 12 — Écoulement ou courant triphasé.)

conduites; dans le cas de la figure 11, notamment, le niveau N, recevant de l'eau de A et A', en reflue sur A''. Les différences de niveau AN, A'N, A''N, pouvant être représentées par la même courbe décalée de $\frac{1}{5}$ et $\frac{2}{5}$ de période, sont donc représentables en fonction du temps par la figure 12.

CIRCULATION DU COURANT DANS LES CIRCUITS COMPLEXES. — LOIS DE KIRCHOFF

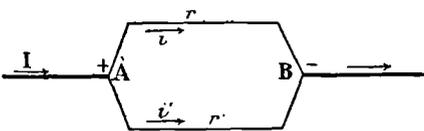


Fig. 15. — Partage du courant dans un faisceau.

Partage du courant dans un faisceau. — Si I est le courant extérieur, i et i' les courants dans les conducteurs, r et r' leurs résistances, on a, en appelant U la différence de potentiel entre A et B (fig. 15) :

$$U = ri = r'i',$$

ou

$$U = \frac{i}{\left(\frac{1}{r}\right)} = \frac{i'}{\left(\frac{1}{r'}\right)},$$

ou encore

$$U = \frac{i + i'}{\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{r'}\right)} = \frac{i + i'}{\left(\frac{1}{R}\right)}$$

Les courants se partagent donc en raison inverse des résistances. On peut appeler *résistance équivalente* du faisceau l'expression de R donnée par :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{r} + \frac{1}{r'}$$

Résistance de n conducteurs en parallèle. — Elle est donnée par :

$$\frac{1}{R} = \sum \frac{1}{r}$$

Résistance de n conducteurs en série. — Elle est donnée par :

$$R = \sum r$$

Lois de Kirchoff. — Considérons un réseau tel que celui de la figure 14, soit A B C D F; on a les deux lois suivantes :

1^{re} loi. — Appelons i_1, i_2, i_3 les intensités dans chacun des tronçons aboutissant à un même sommet F. Nous considérons comme positifs les courants gagnant le sommet, comme négatifs ceux s'en éloignant. Comme en valeur absolue, i_3 , dans le cas de la figure, est égal à la somme $i_2 + i_1$, nous pouvons écrire $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, *formule algébrique absolument générale*. D'après la première loi de Kirchoff, *la somme algébrique $\sum i$ des courants qui aboutissent à un même sommet est nulle*.

2^e loi. — Considérons maintenant un circuit fermé quelconque formé par des tronçons du réseau. Parcourons-le dans un sens donné, que nous regarderons comme positif, et considérons comme positives les intensités des courants qui circulent dans le sens choisi, comme négatives celles qui correspondent à des courants orientés en sens inverse.

De même appelons e, e', e'' , les forces électromotrices contenues dans les tronçons, et considérons celles-ci comme positives, si

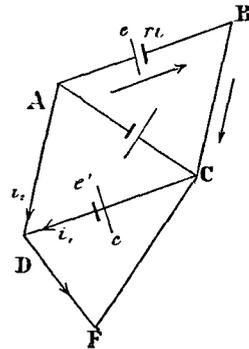


Fig. 14. — Lois de Kirchoff.

elles correspondent ou mieux équivalent à une chute de potentiel dans le sens positif adopté, comme négatives si elles correspondent à une chute de potentiel de sens contraire.

La loi d'Ohm, appliquée à ce circuit fermé, peut s'écrire sous sa forme la plus générale

$$\Sigma (e - ir) = 0.$$

Application de la loi d'Ohm $I = \frac{U}{R}$. Mesure des courants au moyen de galvanomètres. — Ces appareils sont basés sur le principe de l'action d'un champ magnétique sur un courant. — Employés et établis pour la mesure des courants industriels, ils s'appellent des *ampèremètres*. On peut mesurer une différence de potentiel par des appareils analogues dits *voltmètres* (fig. 15).

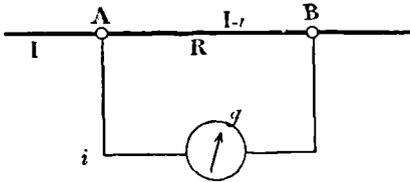


Fig. 15 — Principe des voltmètres.

On peut mesurer une différence de potentiel par des

appareils analogues dits *voltmètres* (fig. 15).

En effet, le courant i qui passe dans un appareil branché sur la différence de potentiel U_{AB} sera :

$$i = \frac{U_{AB}}{g},$$

g étant la résistance de l'appareil.

Pour que, le courant I restant constant, la différence de potentiel entre AB reste la même, avant et après l'insertion du voltmètre, il faut que la résistance de celui-ci soit très grande par rapport à R , résistance du conducteur AB .

DEUXIÈME LEÇON

RAPPEL DE NOTIONS DE MAGNÉTISME ET D'ÉLECTROMAGNÉTISME — UNITÉS EMPLOYÉES

CHAMP MAGNÉTIQUE

Définition. — C'est un espace dans lequel s'exercent des forces magnétiques (action répulsive ou attractive sur des corps magnétiques).

Générateurs de ces forces.
— Magnétisme terrestre,
— aimant, — électro-aimant avec ou sans fer, etc.

Soit (fig. 16) un aimant de fortes dimensions, et un petit aimant entre les branches du premier. On constate qu'il s'oriente sous l'action de celui-ci : son pôle *s* se rapproche du pôle N, et son pôle *n* de S, vérifiant ainsi la loi d'*attraction magnétique* des pôles de noms contraires, et de *répulsion* des pôles de même nom.

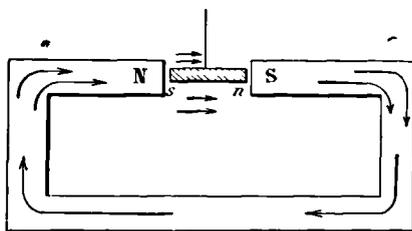


Fig. 16. — Champ magnétique dû à un aimant permanent.

Cas d'un aimant long NS et d'un aimant mobile ns. — On constate expérimentalement que si l'on dispose à l'intérieur, vers la région médiane, d'un aimant long et creux NS un petit aimant *ns* mobile autour de son centre, celui-ci s'oriente de manière que les lignes de force qu'il émet tendent à prendre une direction parallèle à NS (fig. 17).

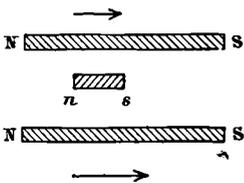


Fig. 17. — Tendance à la confusion des directions des lignes de force de deux aimants.

Deux champs, dont l'un mobile, tendent à confondre la direction de leurs lignes de force. — C'est un principe très général dont nous ferons un fréquent usage.

Par définition, en un point, la *ligne de force* est l'axe suivant lequel se dispose le petit aimant.

Rigoureusement, si l'on pouvait isoler un pôle magnétique (ce qui est impossible), la ligne de force en un point serait la trajectoire passant par ce point d'un pôle nord n supposé libre de se mouvoir et abandonné près du pôle nord N de l'aimant.

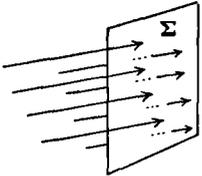


Fig. 18. — Champ uniforme. Lignes de force rectilignes.

Les lignes de force, par convention, partent de N pour aller vers S au dehors de l'aimant. Elles sont supposées aller de S à N à l'intérieur de l'aimant.

Champ uniforme. — Un champ *uniforme* est représenté par un nombre constant de lignes de force parallèles, par unité de surface (cm^2) découpée en une région quelconque d'une surface Σ perpendiculaire au champ (fig. 18 et 19).

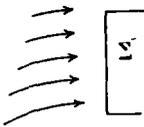


Fig. 19.
Champ uniforme.
Lignes de force curvilignes.

Électro-aimant. — C'est un solénoïde comportant un enroulement régulier parcouru par un courant. Sa polarité dépend du sens du courant : il possède un pôle N à une extrémité, et un pôle S à l'autre.

On le constate par un petit aimant d'épreuve.

ACTION RÉCIPROQUE D'UN COURANT ET D'UN AIMANT

LOI D'AMPÈRE

Les propriétés magnétiques relatives à l'action d'un aimant sur un autre ne forment qu'un cas particulier de l'électromagnétisme, ou partie de la physique consacrée à l'étude des lois des actions mutuelles des aimants et des courants.

Principe d'Ampère. — Soit un conducteur parcouru par un courant. Imaginons que ce conducteur renferme un observateur, ayant ses pieds au pôle $+$ et sa tête au pôle $-$, pôles créés aux extrémités du conducteur par le passage du courant, et regardant une aiguille aimantée NS (fig. 20).

Cette aiguille, située dans le voisinage, se déplace de manière à avoir son pôle N à la gauche de l'observateur.

La force qui a mis l'aiguille en croix avec le courant est dite *électromagnétique*.

Le champ terrestre peut combattre ou favoriser plus ou moins cette tendance de l'aiguille à se placer perpendiculairement au courant, suivant la situation de ce conducteur par rapport au champ terrestre.

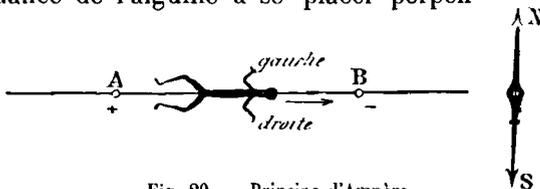


Fig. 20. — Principe d'Ampère. Action d'un courant sur une aiguille aimantée.

Principe des

galvanomètres. — Si l'aimant est fixe, et le conducteur mobile, ce dernier s'oriente de manière à reproduire les mêmes dispositions relatives.

Si l'on s'oppose au déplacement du conducteur par une force antagoniste, — torsion d'un fil, tension d'un ressort, pesanteur, pour une valeur donnée de l'écart, il y aura équilibre.

Solénoïde assimilé à un aimant. — Si l'on dispose un petit aimant dans un solénoïde, il s'oriente parallèlement à l'axe : *n* est vers un bout, *s* vers l'autre. Le solénoïde étant équivalent à un aimant, le pôle N de cet aimant sera du côté *n* et S sera du côté de *s*. (Voir fig. 21 et 22.)

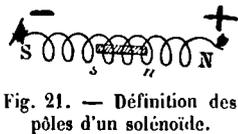


Fig. 21. — Définition des pôles d'un solénoïde.

Un observateur se déplaçant sur le fil, suivant la règle d'Ampère, aura *n* à sa gauche, donc N à sa gauche.

Modes d'enroulement. — L'enroulement peut être *dextrorsum* ou

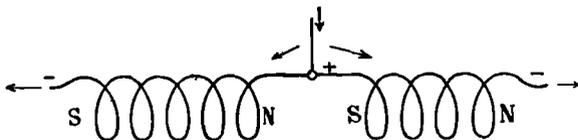


Fig. 22. — Polarité d'un solénoïde suivant le mode d'enroulement.

sinistrorsum. Si l'observateur d'Ampère a à sa droite la face de sortie (*dextrorsum*), il y a un pôle S à la face d'entrée.

Si l'observateur a à sa gauche la face de sortie, il y a un pôle N à la face d'entrée (*sinistrorsum*).

APPLICATION DU PRINCIPE D'AMPÈRE AU GALVANOMÈTRE

C'est, par définition, un appareil destiné à mesurer un courant par action d'un champ magnétique sur ce courant, ou une fraction connue de ce courant.

Le déplacement de la partie mobile est limité par une action antagoniste augmentant avec l'écart : d'où équilibre pour une certaine position (fig. 23).

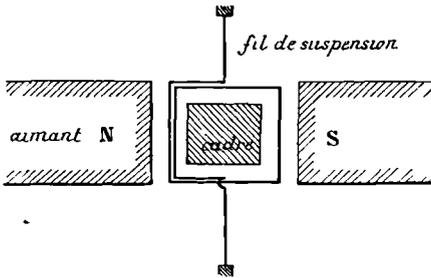


Fig. 23. — Principe du galvanomètre.

Constitution d'un galvanomètre. — C'est un cadre oscillant dans un champ magnétique.

Le déplacement du cadre est d'autant plus

grand que le courant est plus grand (fig. 24).

Ce déplacement est régi par la *loi de Laplace*.

Loi de Laplace. — Considérons un conducteur linéaire placé dans un champ uniforme. Par ce conducteur, menons un plan parallèle à une ligne de force : on constate expérimentalement que ce conducteur se déplace perpendiculairement au plan ainsi formé.

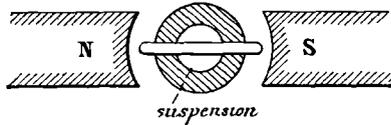


Fig. 24. — Principe du galvanomètre.

Pour l'empêcher de se déplacer, il faut lui appliquer une force égale et contraire à celle reçue du champ (force que nous avons appelée électro-magnétique, fig. 25).



Fig. 25. — Trièdre de Laplace.

Pour un champ donné, cette force variera proportionnellement à I , à L , longueur du conducteur, et au sinus de l'angle α (angle du conducteur C avec le champ \mathcal{H}).

Prévision des déplacements. — *Règle des trois doigts.* — Considérons le trièdre formé par les trois doigts de la main droite : le pouce, l'index et le médium (fig. 26).

Représentons par le pouce la direction du champ, par l'index le chemin suivi, et par le médium le courant.

Connaissant deux de ces directions, la troisième s'en déduit.

Cette règle permet de trouver le chemin suivi par le conducteur pour un champ \mathcal{H} et un courant i donnés.

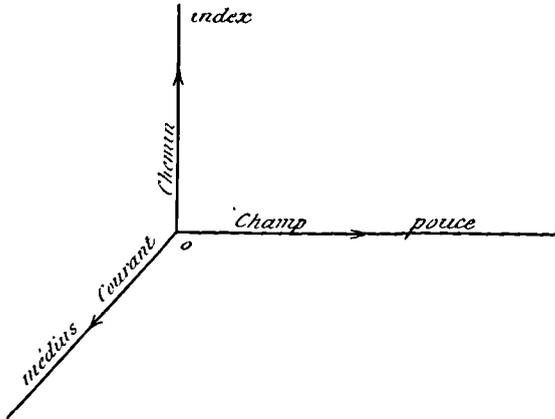


Fig. 26. — Règle des 5 doigts. Procédé mnémorique.

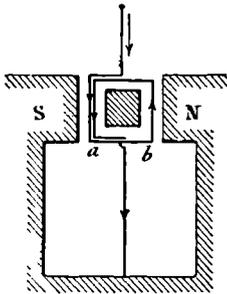


Fig. 27. Principe du galvanomètre.

Mouvement du cadre du galvanomètre.

— Il est facile de constater que si l'on applique ces principes au galvanomètre, la portion a du cadre ira en arrière, et b en avant, dans le cas des figures 27 et 28 ; les actions sont concordantes sur les fils verticaux.

Le champ dans la partie interne du cylindre NS est constant, grâce à la présence du cylindre de fer doux central qui constitue avec NS un circuit magnétique presque parfait.

Si n est le nombre des fils du cadre, a est tiré en arrière par une force f telle que :

$$f = n\mathcal{H}li \sin \alpha = n\mathcal{H}li, \quad \text{car } \alpha = 90^\circ$$

b est tiré en avant par une force f' :

$$f' = n\mathcal{H}li.$$

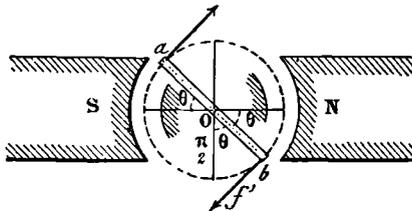


Fig. 28. — Mouvement du cadre du galvanomètre.

Les actions sur les parties supérieure et inférieure du cadre ne sont pas à considérer,

car le champ et le courant ont des directions confondues. Il n'y a plus de force électromagnétique.

Ces deux forces f et f' , égales et de sens opposés, mais d'actions concordantes, constituent un couple, qui est contre-balancé par la torsion du fil ; celui-ci est dit développer un couple de torsion.

Équation d'équilibre du galvanomètre. — L'expérience démontre que le couple de torsion des fils de suspension est de la forme: C_0 étant une constante :

$$C = C_0 \Theta$$

Θ étant l'angle d'écart de l'équipage mobile par rapport à sa position de repos ; au moment de l'équilibre, le couple moteur sera égal au couple de torsion. Donc on aura alors :

$$2 l n \mathcal{E} l i = C_0 \Theta$$

$2 l$ désignant la largeur du cadre.

Ce qui nous montre que l'angle d'écart Θ est proportionnel à i .

Cet angle Θ peut être mesuré par le déplacement d'un miroir promenant un rayon lumineux sur une échelle divisée rectiligne.

Dans les conditions expérimentales ordinaires, les angles Θ sont petits, et le nombre de divisions lues sur la règle est proportionnel à Θ .

LIAISON DES UNITÉS ÉLECTRIQUES AUX UNITÉS MÉCANIQUES

Principe de cette liaison. — Jusqu'ici, nous n'avons défini aucune unité électrique. Nous avons parlé des mesures relatives des différences de potentiel, des intensités, des résistances ; il convient maintenant de fixer ces unités.

Ce problème s'est posé dès les débuts de l'électricité industrielle, et le seul souci de déterminer le rendement d'un groupe électrogène aurait légitimé l'ardeur des ingénieurs à trouver un système d'unités permettant de mesurer commodément ces quantités électriques, et pouvant rentrer dans le cadre général des unités mécaniques.

Le lien cherché entre le domaine de l'Électricité et celui de la Mécanique est naturellement fourni par le grand principe de la

conservation de l'énergie, dont la réversibilité des dynamos n'est qu'un cas particulier.

La puissance électrique, ou l'énergie électrique fournie par une dynamo génératrice, est égale à la puissance mécanique fournie à la poulie, diminuée de la puissance ou de l'énergie consommée pour assurer les pertes existant dans la dynamo, comme dans tout organe mécanique.

Rendement. — Le rendement d'une machine, d'un appareil, étant, par définition, le rapport de la puissance P_u ou de l'énergie W_u pendant un certain temps, restituée par l'organe, à la puissance P_f ou à l'énergie W_f fournie à celui-ci pendant le même temps, il convient que ces puissances, ou ces énergies, soient exprimées en unités identiques.

Nous avons donc le rapport :

$$\text{rendement} = \frac{P_u}{P_f}, \text{ ou bien } = \frac{W_u}{W_f}.$$

EXEMPLE. — Soit une machine génératrice M, électrique, des-

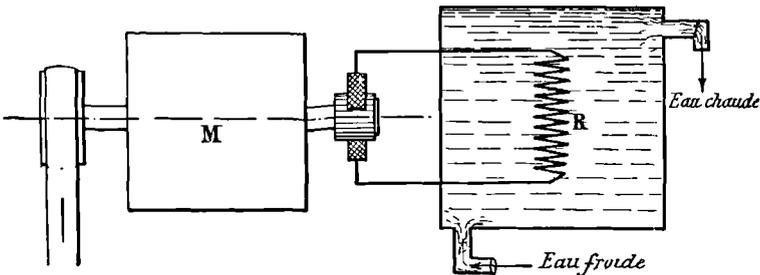


Fig. 29. — Équivalence d'une énergie électrique et d'une énergie calorifique.

tinée à assurer le chauffage d'une masse d'eau en circulation par une résistance R (fig. 29).

En régime, on peut calculer le nombre de calories développées par un échauffement de la résistance R dans le temps T.

D'autre part, mesurons le travail en kilogrammètres pendant le temps T, qu'il a fallu fournir à l'arbre de cette génératrice.

Si :

$$1 \text{ calorie} = 425 \text{ Kgmètres.}$$

on constate que, en général, si la machine M a été bien choisie pour son office, le nombre de calories récoltées en R, multiplié

par 425, ne diffère que de quelques 0/0 en moins du nombre de kilogrammètres développés sur la poulie.

L'énergie électrique W produite est donc transformée en énergie calorifique.

Nous pouvons donc dire que W kilogrammètres ont été produits, sous forme électrique, par la génératrice.

Expression de la puissance et de l'énergie électriques. — Analogies hydrauliques. — Il est logique, d'après la précédente leçon, de considérer le travail ou l'énergie électrique comme engendré par la chute d'une certaine quantité d'électricité d'un niveau U . Pour la puissance, cette quantité d'électricité mise en jeu pendant l'unité de temps porte le nom d'intensité.

En hydraulique, on a à considérer de même le travail dû à un poids P , ou à une quantité d'eau tombant d'une hauteur H .

En considérant les puissances — travail par unité de temps, — on aurait de même dans les deux cas :

$$P = UI \text{ puissance électrique}$$

et

$$P = HQ, \text{ puissance hydraulique.}$$

I étant la quantité d'électricité (intensité), et Q étant le poids ou la quantité d'eau débitée à la seconde (débit).

Pour les énergies mises en jeu, on aurait de même :

$$W = UIT$$

et

$$W = HQT$$

Si nous considérons spécialement le cas d'un conducteur de résistance R (appareil de chauffage), on peut, dans le cas de l'électricité, écrire :

$$I = \frac{U}{R} \text{ (loi d'Ohm)}$$

d'où :

$$P = RI^2$$

et :

$$W = RI^2T.$$

CHOIX ARBITRAIRE D'UNITÉS ÉLECTRIQUES

On peut donc, si l'on veut exprimer l'énergie électrique en

kilogrammètres, prendre, pour la différence de potentiel et l'intensité, des unités arbitraires.

La seule condition à remplir est que :

$$1 \text{ unité de diff}^e \text{ de pot} \times 1 \text{ unité d'intensité} = 1 \text{ Kgmètre par seconde,}$$

ou bien que, en prenant n fois plus grandes les unités de U , et n fois plus petites les unités de I , l'on ait :

$$\frac{1}{n} \text{ unités de } I \times n \text{ unités de } U \times 1 \text{ seconde} = 1 \text{ kilogrammètre.}$$

On n'exprime cependant pas une énergie électrique en kilogrammètres.

SYSTEMES D'UNITÉS EMPLOYÉS EN MÉCANIQUE ANCIEN SYSTÈME PRATIQUE

En mécanique, nous pouvons distinguer : le système ancien, dit *pratique*, et le système nouveau, dit *normal* ou *C.G.S.*

Unités fondamentales. — Ce sont la longueur, la force et le temps. On prend au choix :

- L pour les *longueurs* : le *mètre* et le *centimètre*.
- F pour les *forces* : le *kilogramme* et le *gramme*.
- T pour les *temps* : la *minute* et la *seconde*.

Unités dérivées. — Nous définirons, comme il suit, les différents termes de :

$$(V). \text{ Vitesse} = \frac{\text{Longueur parcourue pendant un temps.}}{\text{Temps mis à la parcourir.}}$$

ou, plus simplement, au point de vue des dimensions

$$V = \frac{L}{T} \text{ en cm./sec. ou en m./sec., etc.}$$

(γ) **Accélération** $\gamma = \frac{\text{Accroissement positif ou négatif de vitesse.}}{\text{temps mis pour réaliser cet accroissement.}}$
c'est-à-dire, au point de vue dimensions

$$\gamma = \left(\frac{L}{T} \right) \times \frac{1}{T} = \frac{L}{T^2};$$

elle est exprimée en cm./sec./sec., ou en m/sec./sec.

(W) *Travail* ou *énergie* = force \times longueur, ou plus simplement : $W = FL$ en gram.-centim. ou en kilog.-m.

$$(P). \text{ Puissance} = \frac{\text{Travail effectué pendant un temps}}{\text{Temps très petit mis à le faire.}} = \frac{W}{T}$$

Le temps est supposé très petit, parce qu'ainsi le régime est pratiquement inchangé.

Elle est exprimée en kgm.-mètres/sec.

Pour $T = 1$ sec., et W en Kgmètres, on a P en Kgmètres par seconde :

$$P = \frac{W}{1 \text{ sec.}}$$

c'est l'expression de la puissance moyenne pendant l'intervalle T . La puissance *instantanée* n'est égale à la puissance *moyenne* qu'autant que le régime, comme nous l'avons dit, ne change pas.

Si le régime est établi, dans un temps égal à n secondes, on a un travail nW , et une puissance $\frac{nW}{n} = W$ kgmètres par seconde, ce qui était intuitif.

Pour un régime non établi (variation de la résistance extérieure), le travail est irrégulier : on définira toujours alors la puissance moyenne :

$$P_{\text{moy.}} = \frac{W}{n_{\text{sec.}}}$$

REMARQUE. — Dans le cas de régimes essentiellement variables la vitesse *instantanée* est la dérivée de l'espace l parcouru, considéré comme fonction du temps, par rapport au temps. Donc

$$V = \frac{dl}{dt}$$

De même l'accélération est la dérivée de la vitesse par rapport au temps

$$\gamma = \frac{dv}{dt}$$

et la puissance est la dérivée d'un travail par rapport au temps.

$$P = \frac{dW}{dt}$$

Application numérique.

Cycles de machines à vapeur, à simple effet et à détente.

$Pression = \frac{F}{S}$. C'est le quotient d'un effort appliqué normalement à une surface, par cette surface.

Représentation graphique. — La face droite du piston est sous la pression atmosphérique P_a (échappement dans l'air); la face gauche est sous la pression de la vapeur P (fig. 50).

Le piston marche donc sous une différence de pression $P - P_a$.

Soit la pression $P = 6$ kgs. par cm^2 dans la chaudière, et $P_a = 1$ kg. par cm^2 . environ, la pression de l'atmosphère (valeur de

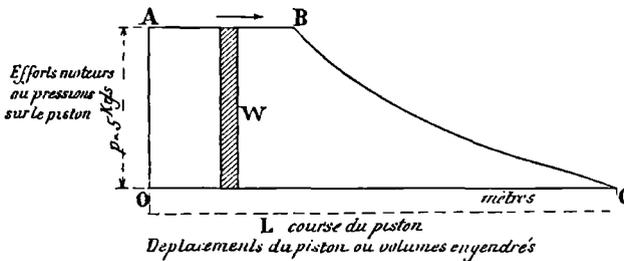


Fig. 50. — Diagramme du travail moteur, correspondant à un coup de piston.

1 atmosphère = la pression de 1035 cm. d'eau, ou 1 kg.033 par cm^2).

La *pression effective* agissant sur le piston sera de :

$$p = P - P_a = 5 \text{ Kgs par } cm^2.$$

Marche du piston. (Voir diagramme). — *Phases diverses :*

Marche directe. — AB admission de la vapeur.

—————> BC détente jusqu'à la pression atmosphérique.

Marche rétrograde. — CO, force vive du volant, expulsion.

←————— OA, admission par la chaudière.

Travail correspondant à une course du piston (aller et retour).

— Ce travail est l'aire décrite plus haut : W kilogrammètres.

La valeur de cette aire est donnée par les différents procédés d'intégration.

On peut en avoir une valeur approchée par le *découpage* et la *pesée*. En effet, en supposant constante l'épaisseur du papier du dia-

gramme et appelant p le poids de celui-ci, p' le poids d'un carré de même papier de 1cm^2 de section,

$$\frac{p}{p'} = \frac{X}{1\text{cm}^2}$$

d'où la surface X en cm^2 de l'aire et la valeur W .

Puissance moyenne. — Si n est le nombre de tours par seconde de la manivelle, on a :

$$W \cdot n = P_{\text{moy.}}$$

ou

$$P_{\text{moy}} = \frac{W}{\left(\frac{1}{n}\right)}$$

formule dans laquelle W est le travail pour un tour, en Kgm-mètres.

Effort moteur moyen. — C'est $F_{\text{moy.}} = \frac{W}{2L}$.

Couples.

Notion de couple moteur. — Soit un moteur développant une

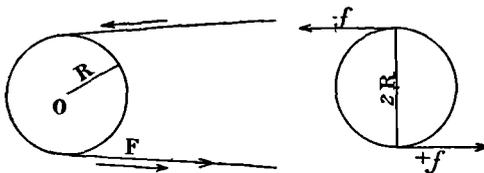


Fig. 31. — Couple moteur dans une machine.

puissance de P chevaux ou P' kgm-mètres par seconde (1 cheval = 75 kgm-mètres/seconde). Soit donnée la vitesse (N tours par seconde) du moteur. Le moteur

exerçant un effort F tangentiel à la poulie, sur la courroie, et celle-ci étant supposée ne pas glisser sur la poulie, on peut écrire que le travail W effectué pour un tour complet de la poulie est donné par :

$$W = F \times 2\pi R.$$

R = rayon de la poulie ; $2\pi R$ = chemin parcouru par le point d'application (mesuré sur la poulie, ou sur la courroie).

Le moment $F \times R$ de F par rapport à l'axe est évidemment égal au moment d'un couple constitué par les deux forces $+f$ et $-f$, égales chacune à $\frac{F}{2}$, parallèles entre elles, dirigées en sens contraire, et situées à la distance $2R$ l'une de l'autre (fig. 31).

Le moment :

$$C = 2R \times \frac{F}{2} = R.F$$

de ce couple est dit par abréviation *couple moteur*.

Relation entre la puissance d'un moteur, son couple et sa vitesse.

— On a, la machine faisant N tours par seconde :

$$P_{\text{moy}} = NW,$$

W étant le travail effectué pendant un tour, c'est-à-dire

$$W = 2\pi RF = 2\pi C.$$

Donc :

$$P_{\text{moy}} = 2\pi CN, \quad \text{et} \quad C = \frac{P_{\text{moy}}}{2\pi N}.$$

Notion de vitesse angulaire. — L'expression $\omega = 2\pi N$ est dite *vitesse angulaire*. On voit que c'est l'angle (exprimé en radians) parcouru par un point de la poulie par unité de temps.

La vitesse angulaire joue ainsi, par rapport aux angles, le même rôle que la vitesse linéaire par rapport aux espaces parcourus.

On peut définir (en cas de régime variable de vitesse) la *vitesse angulaire moyenne* pendant un intervalle de temps donné, par le quotient de l'angle parcouru par le temps. Dans le cas d'une machine à vapeur, dont les irrégularités de vitesse durant une allée et venue du piston sont atténuées, mais non supprimées, par le volant, on ne peut parler industriellement que de vitesse angulaire moyenne. Elle a pour valeur :

$$\omega_{\text{moy}} = 2\pi N.$$

N étant le nombre de tours par seconde de la machine.

Dans le cas d'un régime variable de vitesse, la *vitesse angulaire instantanée* est le quotient de l'angle $\Delta\alpha$, parcouru, pendant un temps très petit, par ce temps Δt , cet intervalle Δt étant choisi assez faible pour que la vitesse n'ait pas le temps de changer sensiblement.

On dit que la vitesse angulaire est la *dérivée*, par rapport au temps, de l'angle parcouru, la dérivée étant la

limite du rapport $\frac{\Delta\alpha}{\Delta t}$, quand $\Delta\alpha$ et Δt tendent vers zéro (fig. 32)

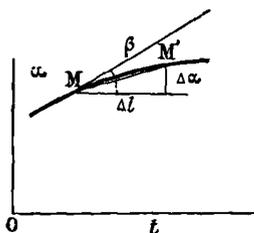


Fig. 32. — Vitesse angulaire instantanée. Représentation géométrique de la dérivée.

L'angle parcouru α étant variable est représenté par la courbe $\alpha(t)$ en fonction du temps. On voit que quand M' se rapproche de M , $\frac{\Delta x}{\Delta t}$ tend en général vers une limite qui est le coefficient angulaire de la tangente géométrique à la courbe, soit $tg\beta$ ce coefficient angulaire.

NOUVEAU SYSTÈME D'UNITÉS DIT C. G. S. OU NORMAL

On prend comme grandeurs fondamentales :

La *longueur*, la *masse* et le *temps*.

Les unités correspondantes sont : le *centimètre*, la masse d'un poids pesant 1 gramme (*gramme-masse*), et la *seconde*.

En mécanique et en physique, on mesure des poids et des efforts (dynamomètres, pesons), et non des masses.

Relation fondamentale de la mécanique. — Si nous considérons un corps, ou un point matériel, libre, soumis successivement à des forces constantes, F, F', F'' , on constate qu'il prend des accélérations : $\gamma, \gamma', \gamma''$, proportionnelles à ces forces.

On peut donc écrire :

$$\frac{F}{\gamma} = \frac{F'}{\gamma'} \dots \dots \dots = M.$$

C'est le rapport constant M de ces forces aux accélérations, qu'on appelle *masse du corps*.

Variation du poids d'un corps avec les différents lieux. — Un poids, étant une force, est égal au produit de la masse par l'accélération.

La physique nous fait constater expérimentalement les variations de l'accélération due à la pesanteur dans les divers lieux. Or, nous avons établi la relation :

$$F = Mg.$$

Il en résulte que les poids varient également. Il y a donc intérêt à prendre comme grandeur fondamentale une quantité dont la valeur numérique ne change pas avec les divers lieux de la terre. D'où adoption de la masse.

Passage de l'ancien système au nouveau. — Ancien : (centimètre, — gramme-poids, — seconde) ; nouveau : (centimètre, — gramme-masse, — seconde).

Dans l'ancien système, soit un corps ayant l'unité de poids, $F = 1$ gr., par exemple, au lieu où l'accélération est $g = 981$. Sa masse est donc :

$$M = \frac{F}{g} = \frac{1}{981}.$$

Dans le nouveau système, ce corps ayant le même poids absolu, dans le lieu considéré, est dit posséder l'unité de masse.

Sa masse est représentée par 1, et non par $\frac{1}{981}$.

Cette valeur numérique dans le nouveau système est donc 981 fois plus grande que la valeur numérique correspondante dans l'ancien.

L'unité de poids ou de force dans le système C.G.S., est donc 981 fois plus petite. Les nombres qui expriment les poids dans le nouveau système sont 981 fois plus grands.

L'unité de poids ou plus généralement de force C.G.S., est la *dyne*.

Elle vaut $\frac{1}{981}$ gramme-poids.

Unités dérivées dans le système C. G. S.

L'unité de travail C.G.S., a créée une force de 1 dyne, déplaçant son point d'application de 1 centimètre, sur sa propre direction, s'appelle l'*erg*.

L'unité de puissance est l'*erg par seconde*.

L'unité de moment est le *dyne-centimètre*; on dit souvent *erg*.

Il faut remarquer, à ce sujet, que si un travail et un moment se présentent sous les mêmes dimensions (F.L.), dans un moment les directions de F et de L sont rectangulaires, et dans un travail ces deux dimensions sont dirigées suivant la même direction.

NOTA. — En outre des unités de l'ancien système (gramme-poids, centimètre, seconde), et de celles du système C.G.S., on emploie assez fréquemment une unité de *travail*, le *poucelet*, qui vaut 100 kilogrammètres, et une unité de *puissance*, le *cheval-vapeur* (HP), qui vaut 75 kilogrammètres par seconde.

Correspondance entre les unités des deux systèmes.

	SYST. PRATIQUE	SYST. C. G. S.
Force..	Kilog. ou gramme.	Dyne = $\frac{1}{981}$ gramme.
Travail.	Kgmèt. ou gr.-cm.	Erg = $\frac{1}{981}$ gr.-cm.
Puissance.. . . .	Kgmèt. par seconde.	Erg par seconde.

Unités pratiques supplémentaires :

$$1 \text{ HP} = 75 \text{ Kgmèt/sec}$$

$$1 \text{ poncelet} = 100 \text{ Kgmèt.}$$

TROISIÈME LEÇON

RAPPEL DE NOTIONS COMPLÉMENTAIRES D'ÉLECTRICITÉ ET DE MAGNÉTISME

UNITÉS ÉLECTROMAGNÉTIQUES ET PRATIQUES C. G. S.

NOTION DE FORCE ÉLECTROMOTRICE

Sa nature. — Sa mesure. — Jusqu'ici, nous avons considéré un courant comme existant, sans rien préjuger sur la cause de son établissement et de son maintien.

Nous avons aussi supposé un régime établi, traduit par une différence de potentiel. De même, que, dans la comparaison hydraulique, utilisée dans la première leçon (page 7), il convient, dans le cas où la même quantité d'eau est utilisée, de remonter par une pompe A cette eau, du niveau inférieur au niveau supérieur; de même, dans l'ordre des phénomènes électriques, il faut que soit maintenue la différence de potentiel ou de niveau électrique sous laquelle s'effectue l'écoulement.

Il convient de remarquer qu'au point de vue hydraulique, les nuages se chargent de transporter, de la surface de la mer aux sommets des montagnes, l'eau utilisée dans les chutes, en jouant ainsi le rôle de cette pompe.

La cause du maintien d'une différence de potentiel s'appelle *force électromotrice*.

Sa nature est provisoirement inconnaissable (actions mutuelles de métaux et d'électrolytes dans les piles et les accumulateurs, phénomènes d'induction dans les magnétos et dynamos).

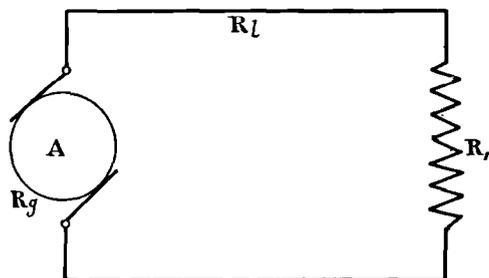


Fig. 33. — Établissement du courant dans un circuit.
Force électromotrice.

Ne pouvant la connaître, on mesure cette cause, et même on la définit, par ses effets.

Si R_g , R_l , R_r , sont respectivement les résistances de la génératrice, des lignes et d'un récepteur, *seulement résistant*, on peut écrire, en appelant E cette force électromotrice, et en constatant qu'elle sert uniquement à assurer les *chutes de tension*, ou différences de potentiel (fig. 53) :

$$E = (R_g + R_l + R_r) I,$$

ou bien en posant

$$R = R_g + R_l + R_r.$$

on a la relation

$$E = RI.$$

Remarque sur les formules applicables aux transformations d'énergie. — Considérons deux cas, savoir :

1^o La réceptrice est simplement douée de résistance (assemblages de conducteurs plus ou moins complexes).

2^o La réceptrice est destinée à fournir un travail mécanique ou chimique.

1^{er} CAS. — *Génératrice travaillant sur des résistances pures.*

Loi de Joule. — On a évidemment :

$$I = \frac{E}{R}$$

donc, la puissance P , fournie par la génératrice, sera :

$$P = EI = RI^2, \text{ car } E = RI.$$

On retrouve ainsi la loi de Joule, qu'on vérifie expérimentalement sous cette forme : Transformation intégrale de la puissance EI en puissance calorifique.

Pour E donnée, cette chaleur est proportionnelle à R et à I^2 .

2^e CAS. — *Génératrice travaillant sur un récepteur résistant, et développant une puissance P' mécanique ou chimique.*

On peut alors écrire, si I' est la nouvelle valeur du courant, E restant la même, en vertu du principe de la conservation de l'énergie :

$$P = EI' = RI'^2 + P'.$$

On a $I' < I$, car :

$$I' = \frac{E - \frac{P'}{I'}}{R}, \text{ et } I = \frac{E}{R}.$$

Le quotient $\frac{P'}{I'}$ s'appelle *force contreélectromotrice* ; on la représentera provisoirement par la lettre e .

La nature de cette force est aussi mystérieuse que celle de la force électromotrice. Elle est évidemment la même. (Principe de la réversibilité des dynamos.)

Les formules relatives aux transmissions d'énergie dans ce cas sont donc les suivantes :

$$EI' = RI'^2 + eI'$$

et :

$$I' = \frac{E - e}{R}.$$

Sens des forces électromotrices. — Une force électromotrice est définie par le sens du courant qu'elle tend à produire (en circuit fermé).

Le sens du courant est lui-même défini par le signe de la différence de potentiel créée entre deux points du circuit.

Dans le cas d'un circuit ouvert, on peut encore parler de sens de la force électromotrice ; c'est le sens du courant qu'elle tendrait à produire si l'on fermait le circuit.

La force électromotrice est évidemment égale, dans ce cas, à la différence de potentiel aux bornes du générateur, et nous avons déjà défini les pôles positifs et négatifs d'une telle différence de potentiel.

Rendement d'une transformation d'énergie électrique en énergie mécanique ou chimique.

Ce rendement peut s'écrire sous deux formes :

$$\eta = \frac{P'}{EI'} = \frac{eI'}{EI'} = \frac{e}{E} = \frac{E - U}{E}, \text{ pour } U = RI$$

c'est-à-dire U représentant la somme des chutes de potentiel dans le générateur, le récepteur et les lignes.

Cas particulier. — Dans le cas particulier d'une transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, on a :

$$P = eI' = C\omega.$$

C désigne le couple théorique du moteur, c'est-à-dire celui qu'il développerait s'il n'était le siège d'autres pertes de puissance que celles représentées par RI'^2 (pertes Joule).

Nous verrons qu'il consomme toujours en outre une certaine puissance pour vaincre des frottements ou résistances mécaniques, magnétiques, etc.

Le couple utile C_u sur la poulie est donc toujours plus petit que le couple théorique C .

On peut donc écrire pour l'ensemble des pertes de puissance P_p :

$$RI^2 + (C - C_u)\omega = P_p$$

d'où l'expression du rendement η :

$$\eta = \frac{C_u \omega}{C_u \omega + P_p} = \frac{C_u \omega}{I[E - (Rg + Rl)I]}$$

RAPPEL DE QUELQUES DÉFINITIONS DE QUANTITÉS MAGNÉTIQUES — UNITÉS C. G. S.

Masse magnétique et pôle magnétique.

Considérons deux aimants NS et N'S' disposés comme l'indique la figure 34 et imaginons que l'un soit mobile par rapport à l'autre,



Fig. 34. — Attraction de deux pôles d'aimants.
Définition de la masse.

par exemple N'S' roulant horizontalement et parallèlement à lui-même sur des galets, ceux-ci n'entraînant eux-mêmes aucune dépense d'énergie pour leur rotation, mais N'S' étant également retenu par un ressort r .

Ces deux barreaux étant supposés *identiques*, et une fois admise la loi d'attraction des masses magnétiques comme proportionnelle au carré de la distance, on peut écrire, si F est la force en dynes s'opposant au rapprochement des deux aimants, et d leur distance mutuelle :

$$F = \frac{m \cdot m}{d^2}$$

On peut ainsi définir la valeur absolue de la masse magnétique :

$$m = d\sqrt{F}$$

Unité de pôle ou de masse magnétique. — L'unité de pôle ou de masse magnétique est celle exerçant sur une masse égale et

de signe contraire une attraction égale à 1 dyne à une distance de 1 cm.

REMARQUE. — L'expérience donnée ici est toute théorique : on suppose en effet les aimants assez longs pour rendre négligeables les effets des pôles N' et S.

Champ.

Valeur numérique d'un champ en un point A d'une région soumise à des effets magnétiques. — C'est la valeur de la force exercée en ce point sur l'unité de masse positive.

Champ dû à un pôle m. — L'expression de ce champ est, en tous les points d'une sphère de rayon r :

$$\mathcal{H} = \frac{m}{r^2}$$

Car la force s'exerçant entre les masses + 1 et m est donnée par

$$F = \frac{m \cdot 1}{r^2} = \mathcal{H}.$$

Champ dû à un aimant, un solénoïde. — (Donné par la figure

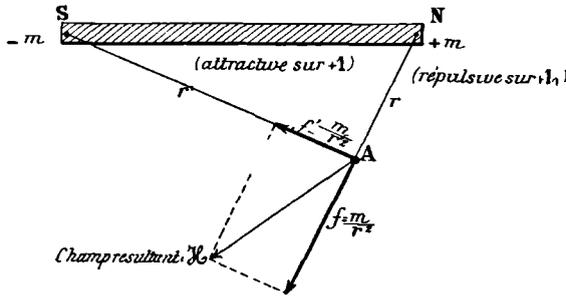


Fig. 35. — Champ dû à un aimant.

ci-contre 35 et constitué par la composition suivant AHC des champs dus aux deux pôles).

Unité de champ. — Elle s'appelle *gauss* et représente la valeur du champ exercé en un point par une masse + unité, située à l'unité de distance.

Mesure d'un champ. — Un champ, étant une force, peut en principe se mesurer comme tel.

Perméabilité magnétique.

On constate expérimentalement que la valeur du champ \mathcal{H} à l'intérieur d'un solénoïde sans fer devient beaucoup plus grande quand on dispose du fer à l'intérieur de cette bobine, ce barreau le remplissant exactement.

On appelle *perméabilité*, et l'on représente par μ , le rapport des champs d'un solénoïde avec et sans fer.

$$\mu = \frac{\mathcal{H}'}{\mathcal{H}}$$

μ varie avec le champ excitateur \mathcal{H} , et la nature du métal ou alliage employé (fer, acier, fonte); μ étant un nombre n'a pas de dimensions.

Induction magnétique.

C'est le produit \mathcal{B} du champ par la perméabilité :

$$\mathcal{B} = \mu \cdot \mathcal{H}.$$

Elle s'évalue également en *gauss*, car μ , quotient de deux quantités identiques, est un nombre.

Flux de force et flux d'induction.

Soit un plan de surface S , disposé perpendiculairement aux lignes de force d'un champ constant de \mathcal{H} gauss (fig. 36).

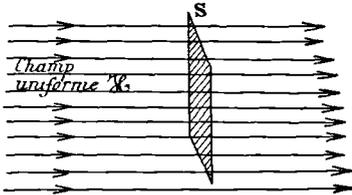


Fig. 36. — Flux de force pour un champ uniforme et dans une surface plane et normale au champ.

On appelle *flux de force* Φ le produit $\mathcal{H} \cdot S$:

$$\Phi = \mathcal{H} \cdot S.$$

Si le plan est oblique, et fait un angle α avec un plan perpendiculaire aux lignes de force, on a comme expression du flux

$$\Phi = \mathcal{H} \cdot S \cos \alpha.$$

Si le champ n'est pas constant, mais varie en chaque point, et si la surface est quelconque, le flux de force la traversant est :

$$\Phi = \int \mathcal{H} \cdot ds \cdot \cos \alpha$$

\mathcal{H} variant suivant les éléments ds , l'expression ds représentant un

petit élément de surface, et α l'angle de la normale avec la ligne de force passant par le milieu de ce petit élément (fig. 37).

Le flux de force prend le nom de *flux d'induction* quand il est dû à un solénoïde exciteur renfermant un noyau de fer doux.

En particulier, le flux de force traversant ce solénoïde est représenté par :

$$\Phi = \mathcal{H}.S$$

et le flux d'induction par l'expression :

$$\Phi' = \mu \mathcal{H}S = \mathcal{H}'S = \mathcal{B}S.$$

Cette formule nous donne donc la valeur de μ défini de deux façons différentes :

$$\mu = \frac{\Phi'}{\Phi} = \frac{\mathcal{H}'}{\mathcal{H}}.$$

Unités de flux. — Les flux s'évaluent en *maxwells*.

Le *flux-unité* est celui dû à un *champ-unité* (gauss), traversant une *surface-unité* (cm²).

Représentation matérielle des champs et des flux. — On représente souvent la valeur numérique d'un champ (50 gauss par exemple) par un nombre égal de lignes de force par cm².

Un flux traversant une surface S sera représenté par le nombre de lignes de force traversant cette surface.

On parlera par exemple de 50 lignes de force par cm² ($\mathcal{H}=50$ gauss), et de 1000 lignes de force dans une surface de 20 cm². ($\Phi=20 \times 1000$ maxwells).

Flux émanant d'un pôle. — Sur une sphère de rayon r ayant pour centre cette masse m , le champ est partout normal. Le flux de force total émané est donc

$$\Phi = 4\pi \frac{m}{r^2} r^2 = 4\pi m.$$

Remarque sur les conceptions diverses qu'on peut se faire du rôle du fer dans un

électro-aimant. Intensité d'aimantation 3. **Susceptibilité magné-**

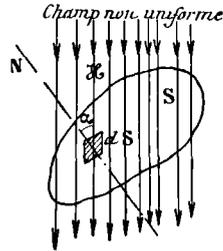


Fig. 37. — Flux de force dans le cas général.

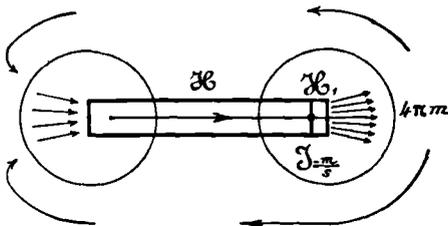


Fig. 38. — Hypothèse d'un aimant fictif supplémentaire se superposant au champ inducteur pour tenir compte du rôle du fer.

tique α . — Considérons un solénoïde à noyau de fer doux. On peut admettre :

1° Ou bien, comme on le faisait autrefois, que ses lignes de force sont accrues dans le rapport $\mu = \frac{\mathcal{H}'}{\mathcal{H}} = \frac{\mathcal{B}'}{\mathcal{B}}$ par la présence du fer. Cette conception conduit à la notion de *perméabilité*;

2° Ou bien que, au champ existant \mathcal{H} s'est surajouté le champ \mathcal{H}_1 , de telle sorte que

$$\mathcal{H}' = \mathcal{H}_1 + \mathcal{H}.$$

Or, $\mathcal{H}_1 S$, si S est la section du noyau, peut être considéré comme le flux dû à un aimant de masses fictives $+m$ et $-m$, localisées aux extrémités. Supposons ce magnétisme uniformément réparti (fig. 38). Le quotient $\frac{m}{S}$ s'appelle intensité d'aimantation et se représente par \mathcal{J} . On sait que le flux émanant d'un pôle est $4\pi m$. Donc le champ \mathcal{H}_1 (par unité de section du barreau), est $4\pi \frac{m}{S} = 4\pi \mathcal{J}$. On a donc

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_1 &= 4\pi \mathcal{J} \\ \mathcal{H}' &= \mathcal{H} + \mathcal{H}_1 = \mathcal{H} \left(1 + 4\pi \frac{\mathcal{J}}{\mathcal{H}} \right) = \mu \mathcal{H} \end{aligned}$$

$$\text{D'où la relation } \mu = 1 + 4\pi \frac{\mathcal{J}}{\mathcal{H}} = 1 + 4\pi \alpha$$

entre les quantités μ et \mathcal{J} , et cette dernière α , dite susceptibilité magnétique, et servant à définir l'aimant fictif à surajouter au champ pour tenir compte de la présence du fer.

On a donc

$$\alpha = \frac{\mu - 1}{4\pi} = \frac{\mathcal{J}}{\mathcal{H}}.$$

Cette relation nous sera souvent très utile.

DÉFINITION D'UN SYSTÈME D'UNITÉS ÉLECTROMAGNÉTIQUES C. G. S.

Unité d'intensité de courant. — Rappelons la loi de Laplace résumée par la formule : $F = \mathcal{H}IL$.

On constate expérimentalement que F varie proportionnellement au champ utilisé, de telle sorte que la constante \mathcal{H} que

nous avons utilisée en supposant le champ donné, peut absorber la valeur de ce champ.

La formule de Laplace, dans laquelle ne figure qu'une quantité d'ordre électrique (I), peut servir à définir l'unité d'intensité.

L'intensité-unité est celle du courant qui parcourt un conducteur d'une longueur de 1 cm., se déplaçant dans un champ de 1 gauss, la force électromagnétique exercée entre le champ et le courant étant de 1 dyne. Donc

$$\text{Unité de } I = \frac{1 \text{ dyne}}{1 \text{ gauss} \times 1 \text{ cm}}.$$

Unité de différence de potentiel, ou de f.é.m. — L'unité de puissance étant l'erg par sec., on a :

$$\text{Unité de } E \times \text{Unité de } I = 1 \text{ erg sec},$$

ce qui fixe l'unité de différence de potentiel.

La différence de potentiel unité est celle sous laquelle s'établit un courant égal à l'unité d'intensité, et produisant une puissance de 1 erg/sec.

Unité de quantité d'électricité. — L'unité de quantité d'électricité ($Q = IT$) se déduit immédiatement des précédentes ; de même celles de résistance et de capacité.

Remarque sur la valeur industrielle de ces unités. — On a trouvé que ces unités nécessitaient l'emploi de nombres souvent très incommodes, pour le travail (1 kgmètre = 9,81. 10^7 ergs) et la force électro-motrice, la majorité des piles usuelles ayant des f.é.m. représentées par $n 10^8$ unités C.G.S., n étant un nombre compris entre 1 et 2.

Unité de résistance. — Elle se déduit de la connaissance des unités de différence de potentiel et d'intensité. On a en effet $R = \frac{U}{I}$. La *résistance unité* est celle d'un circuit laissant passer l'unité d'intensité quand on le soumet à l'unité de tension.

Unité de capacité. — Elle se déduit de la relation $Q = CU$. La capacité unité est celle d'un condensateur possédant l'unité de charge (ou de quantité d'électricité) sous l'unité de tension.

REMARQUE GÉNÉRALE. — Ce système est dit *électromagnétique C.G.S.*, en raison de ses origines. Il est indispensable à connaître et à appliquer dans un certain nombre de questions,

notamment dans celles où interviennent à la fois des quantités d'ordre électrique et d'autres d'ordre électromagnétique ou magnétique.

SYSTÈME PRATIQUE C. G. S.

On a adopté une *unité d'énergie* 10^7 fois plus grande que l'erg, soit le *joule*, et une unité de f.é.m. 10^8 fois plus grande que l'unité C.G.S., soit le *volt*. L'unité de puissance est le *watt* ou joule/sec.

Des relations suivantes :

$$1 \text{ volt} \times 1 \text{ unité pratique de } I = 1 \text{ watt,}$$

$$1 \text{ volt} = 10^8 \text{ unités C.G.S.,}$$

$$1 \text{ watt} = 10^7 \text{ ergs/sec.,}$$

on déduit que l'unité pratique d'intensité, l'*ampère*, vaut $\frac{1}{10}$ unité C.G.S.

Une tension donnée est exprimée par e volts, ou par $E = e \times 10^8$ unités C.G.S.

Une intensité donnée est exprimée par i ampères, ou par $I = \frac{i}{10}$ unités C.G.S.

Une quantité d'électricité, dans le système pratique, s'exprime par q coulombs, ou par $Q = \frac{q}{10}$ unités C.G.S.

Résistance. — L'unité est définie par :

$$1 \text{ ohm} = \frac{1 \text{ volt.}}{1 \text{ ampère}}$$

L'*ohm* vaut 10^9 unités C.G.S. — Une résistance donnée s'exprime par r ohms, ou par $r \times 10^9$ unités C.G.S.

Capacité. — L'unité de capacité est définie par :

$$1 \text{ farad} = \frac{1 \text{ coulomb}}{1 \text{ volt}}$$

Le *farad* vaut 10^9 unités C.G.S.

Une capacité donnée s'exprime par c farads, ou par $C = c \times 10^9$ unités C.G.S.

NOTA. — Nous réserverons surtout l'emploi des majuscules aux valeurs des quantités électriques exprimées en unités C.G.S.,

et les minuscules aux quantités exprimées en unités pratiques.

Fixation définitive des unités pratiques. — Elle a eu lieu au *Congrès international de Chicago (1893)*.

D'où le nom d'*unités pratiques internationales*, par opposition au nom d'*unités légales*, employées jusque-là. Ces dernières étaient définies, soit avec une certaine inexactitude, soit avec une certaine imprécision, au point de vue de leur détermination physique et expérimentale.

Commentaires relatifs au système électromagnétique C.G.S.

1 ampère	= 1 coulomb/sec.
1 volt	= 1 amp. \times 1 ohm.
1 joule	= 1 volt \times 1 coulomb.
1 watt	= 1 volt \times 1 coulomb/sec.
1 Kgmèt.	= 9,81 joules.
1 Kgmèt./sec.	= 9,81 watts.
1 HP	= 736 watts.
1 HR	= 75 Kgmèt./sec.
1 G ^{de} calorie	= 425 Kgmèt.
1 G ^{de} calorie	= 4.170 joules.
1 P ^{te} calorie	= 4,17 joules.

Multiples et sous-multiples les plus employés :

1 hectowatt	= 100 watts
1 kilowatt	= 1.000 watts.
1 milliampère	= $\frac{1}{1.000}$ ampère.
1 millivolt	= $\frac{1}{1.000}$ volt.
1 microhm	= 10^{-6} ohm.
1 mégohm	= 10^6 ohms.

Unités usuelles de quantité d'électricité et d'énergie. — Au lieu de $T = 1$ sec., on prend $T = 1$ heure. D'où

1 ampère-heure	= 3.600 coulombs.
1 watt-heure	= 3.600 joules.
1 hectowatt-heure	= 360.000 joules
1 kilowatt-heure	= 3 600.000 joules.

EXERCICES SUR LES UNITÉS

1° Une batterie d'accumulateurs est chargée au régime constant de 1.000 ampères, durant 4 heures.

Elle absorbe :

$$1000 \times 4 = 4000 \text{ ampère-heures.}$$

2° Une génératrice à courant continu, de rendement $\eta = 0,80$, débite 1.500 ampères sous 200 volts.

La puissance utile est :

$$200 \times 1500 = 300 \text{ KW.}$$

La puissance fournie est :

$$\frac{500}{0,8} \text{ KW, ou } \frac{500}{0,8} \times \frac{1}{0,756} \text{ HP.}$$

3° Une lampe de 10 bougies est alimentée à 70 volts. Elle consomme, pour avoir l'éclat normal, 3^w,5 par bougie.

La puissance consommée est :

$$P = 3,5 \times 10 = 35 \text{ watts.}$$

Le courant absorbé est :

$$i = \frac{35}{70} = 0,5 \text{ ampère.}$$

La résistance à chaud est de :

$$r = \frac{70}{0,5} = 140 \text{ ohms.}$$

REMARQUE. — L'ohm est la seule unité électrique qui ne soit pas représentée par son initiale O, mais par la lettre grecque ω .

REMARQUE. — Comme nous l'avons déjà dit dans toute la première partie de cet ouvrage, sauf avis contraire, les lettres e , r , i , etc., seront relatives à des quantités exprimées en unités pratiques, E, R, I et C à des quantités exprimées en unités C.G.S.

QUATRIÈME LEÇON

PHÉNOMÈNES D'INDUCTION MAGNÉTIQUE

I. — FAITS EXPÉRIMENTAUX

Création d'une f.é.m. par déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique. Le conducteur est parcouru par un courant. — Une différence de potentiel est établie aux bornes de ce

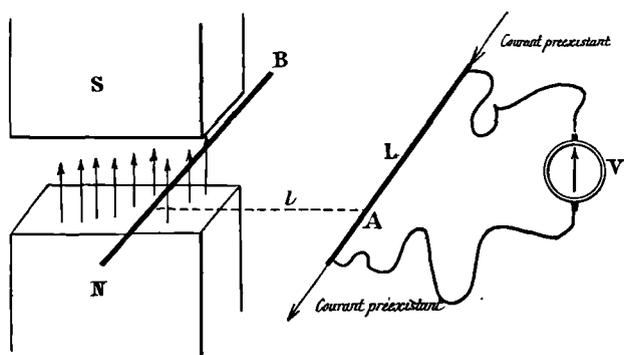


Fig. 39. — Induction dans un conducteur déplacé dans un champ magnétique.

conducteur. Si l'on déplace le conducteur dans un champ magnétique, le voltmètre, ou mieux l'électromètre, branché aux bornes, accuse une déviation. On a supposé que les fils de connexion à l'appareil de mesure, de même que les autres parties du circuit, étaient assez lointains pour ne pas être influencés par le champ.

Dans le transport de A à B, la déviation se fait dans un sens; de B à A, dans le sens contraire (fig. 39).

Pendant ce transport, il y a donc eu quelque chose de changé dans la répartition des potentiels dans le conducteur, changement dû à la création d'une f.é.m. momentanée.

Conducteur à circuit ouvert. — Même raisonnement pour un conducteur à circuit ouvert, soumis à une f.é.m. La f.é.m., ou la différence de potentiel aux bornes, a été modifiée provisoirement durant le transport.

2^o La déviation varie avec le temps T du transport. — La

f.é.m. créée est d'autant plus petite que T est plus grand.

REMARQUE. — Ces conclusions étant les mêmes, que le conducteur contienne ou non une f.é.m. étrangère à celle créée, nous supposerons provisoirement celle-ci inexistante. Dans le cas où elle existe, nous obtenons également des déviations de même forme.

La f.é.m. créée dans le transport s'appelle *f.é.m. d'induction* ou induite. De même pour le courant (circuit fermé) auquel elle peut donner lieu. Il porte le nom de courant d'induction ou induit.

Le passage de ce courant pendant un temps T met en jeu une quantité Q d'électricité ($Q = f \text{idt}$) qui s'appelle *quantité d'électricité induite*.

3° Développement d'un effort mécanique pour le transport d'un circuit fermé dans un champ. — Dans le transport d'un circuit fermé, de A en B, soit sur une longueur l , il faut développer un effort mécanique moyen F_m sensible.

De même, un effort F_m est nécessaire pour transporter le circuit de B en A, si les conditions de transport en sens inverse restent les mêmes : même vitesse, même itinéraire.

Cet effort est négligeable dans le cas d'un conducteur appartenant à un circuit ouvert.

4° Échauffement du circuit. — Le circuit fermé s'échauffe.

L'énergie dépensée dans le transport AB, sous forme mécanique, est transformée intégralement en chaleur dans le circuit par l'intermédiaire de l'énergie électrique correspondant à la force induite et au courant induit. Même consommation d'énergie mécanique, et même transformation en chaleur de Joule dans le transport BA.

5° Constance de la quantité d'électricité induite. — Dans AB, la quantité d'électricité induite Q correspond à un courant de sens donné, comme on peut le constater par un *voltamètre* inséré dans le circuit (expérience théorique, car il faut que la f.é.m. induite soit considérable par rapport à ce qu'on appelle la force électromotrice de polarisation de l'électrolyte).

Dans le transport BA, même quantité Q, mais courant de sens contraire.

Q est indépendant du temps, de la vitesse, de l'itinéraire : il ne dépend que des positions extrêmes du circuit.

II. — ÉTUDE DU PHÉNOMÈNE D'INDUCTION
DANS UN CONDUCTEUR
BASÉE SUR LES FAITS EXPÉRIMENTAUX PRÉCÉDENTS

Sens du courant induit. (Décelé par un voltamètre.) — Supposons les choses disposées comme l'indique la figure 40.

On constate expérimentalement que le sens du courant est opposé à celui qui serait déduit, pour ce courant, de la règle des trois doigts. En d'autres termes, le courant induit et le champ

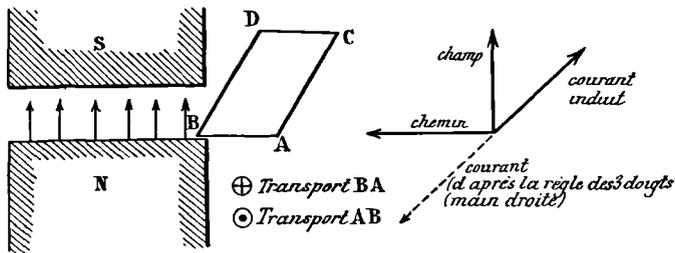


Fig. 40. — Induction dans un conducteur. Sens du courant induit.

tendent à produire un déplacement en sens contraire de celui imposé (fig. 40).

Loi de Lenz. — Elle caractérise ces phénomènes.

Aux termes de cette loi, le courant induit I (circuit fermé), ou la f.é.m. (circuit ouvert), est toujours dirigé dans un sens tel que l'action électromagnétique tende à s'opposer au déplacement.

Dans le cas de la figure, au déplacement AB de droite à gauche correspond un courant induit \oplus (flèche vue par l'extrémité arrière, c'est-à-dire par ses penne); au déplacement BA, de gauche à droite, correspond un courant induit \ominus (flèche vue par l'extrémité avant, c'est-à-dire par sa pointe).

Fécondité de la loi de Lenz, combinée avec la loi de Laplace.—

Elle permet de prévoir le sens des courants induits dans une génératrice électrique, connaissant la direction du déplacement imposé mécaniquement au circuit, et la direction des lignes de force du champ exciteur.

Règle mnémorique des trois doigts. — Les deux mains, droite et gauche, étant opposables, la main droite sera utilisée pour pré-

voir les déplacements d'un moteur élémentaire (conducteur parcouru par un courant), dans un champ ; la main gauche, pour

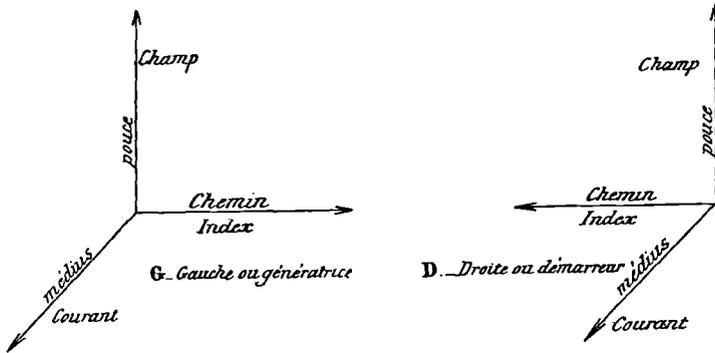


Fig. 41. — Règles des trois doigts appliquée à une génératrice et à un moteur élémentaires.

connaître le sens du courant induit dans une génératrice (fig. 41).

Forme du travail résistant. — La consommation de travail mécanique $F_m l$, dans le transport AB sur une longueur l , a développé un travail électrique égal. — Si I est le courant passant dans le cadre à un instant donné, on a pour valeur de l'effort antagoniste électromagnétique F' , égal et contraire à chaque instant à l'effort mécanique fourni :

$$F' = \mathcal{E}IL.$$

L étant la longueur du conducteur, supposé toujours normal au champ et au déplacement.

Pour un déplacement très petit dl , le travail élémentaire fourni par l'opérateur est en valeur absolue

$$F dl = \mathcal{E}IL dl,$$

\mathcal{E} et I variant en général pour chaque position du conducteur.

Pour le déplacement l total, le travail total sera :

$$W = \Sigma \mathcal{E}IL dl.$$

Le travail électrique résistant est donc également donné par cette expression.

Puissances fournies et développées. — A chaque instant,

il y a équilibre entre la puissance fournie par l'opérateur :

$$P = \mathcal{E} I L \frac{dl}{dt},$$

et la puissance électrique développée :

$$P' = EI,$$

E étant la f.é.m. d'induction. D'où l'égalité.

$$E = \mathcal{E} L \frac{dl}{dt}.$$

Expression de la f.é.m. d'induction. — Nous venons de trouver $E = \mathcal{E} L \frac{dl}{dt}$.

Or, $\frac{dl}{dt}$ est la vitesse v avec laquelle on déplace le conducteur. \mathcal{E} , I , L , l , et $\frac{dl}{dt}$ étant exprimés en unités C.G.S. on aura donc :

$$e_{\text{volts}} = E_{\text{c.g.s.}} \times 10^{-8} = \frac{\mathcal{E} L v}{10^8}.$$

Mais $\mathcal{E} L v$ représente le quotient du flux très petit $d\Phi$ coupé par le conducteur par le temps très petit dt pendant lequel il a été coupé. La limite de $\frac{d\Phi}{dt}$, quand dl et dt tendent vers 0, est ce qu'on appelle la dérivée du flux Φ par rapport au temps.

Nous poserons donc, au moins en valeur absolue,

$$E = \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{et} \quad e_{\text{volts}} = \frac{1}{10^8} \frac{d\Phi}{dt}$$

La f.é.m. d'induction est donc, en valeur absolue, égale à la dérivée du flux par rapport au temps.

Expression du courant I. — On a, dans le circuit déplacé, supposé fermé, circuit auquel appartient le conducteur induit, si R est la résistance du circuit en unités C.G.S. :

$$I = \frac{E}{R}, \quad \text{d'où} \quad I = \frac{1}{R} \frac{d\Phi}{dt},$$

et en unités pratiques :

$$i_{\text{amp}} = \frac{e_{\text{volts}}}{r_{\text{ohms}}}, \quad \text{ou} \quad i_{\text{amp}} = 10 I_{\text{c.g.s.}}$$

Expression de Q, P et W. — On a, si T représente la durée du déplacement,

$$Q = \int_0^T I dt = \int_0^T \frac{1}{R} \cdot \frac{d\Phi}{dt} \cdot dt = \frac{\Phi}{R},$$

Φ représentant le flux coupé; cette quantité d'électricité induite ne dépend donc que du flux coupé et de la résistance du circuit; Φ ne dépend en effet que des positions initiales et finales du conducteur induit, et ne dépend pas, en particulier, de l'itinéraire adopté et du temps employé.

On aura de même, pour la puissance et pour l'énergie mises en jeu dans ce phénomène d'induction :

$$P = EI = \left(\frac{d\Phi}{dt} \right)^2 \times \frac{1}{R}.$$

$$e_{i_{watts}} = 10^{-7} EI \text{ ergs/seconde.}$$

et

$$W = \int_0^T EI dt = \int_0^T \left(\frac{d\Phi}{dt} \right)^2 \times \frac{dt}{R}.$$

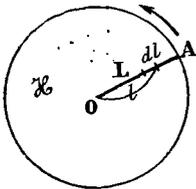
$$w_{joules} = 10^{-7} W \text{ ergs.}$$

Hypothèse d'une f.é.m. d'induction constante. — Nous pouvons alors poser $\frac{d\Phi}{dt} = C^{te}$. — Le flux coupé varie proportionnellement au temps.

Soit un *champ constant* \mathcal{H} ; la vitesse v est alors constante, car :

$$E = \frac{d\Phi}{dt} = C^{te} = \mathcal{H}Lv.$$

Tel serait le cas d'un générateur industriel simple constitué par un conducteur de longueur L tournant dans un champ constant \mathcal{H} supposé perpendiculaire au plan de la figure, avec une vitesse angulaire ω . Une f.é.m. d'induction E pourrait être récoltée entre les deux points O et A (fig. 42). — Sa valeur serait, pour :



$$\omega = 2\pi n,$$

avec

$n =$ nombre de tours par seconde.

$$E = \int_0^L \mathcal{H} \cdot v \cdot dl \quad v = \omega l = 2\pi n l$$

Fig. 42. — Générateur théorique à f. é. m. d'induction constante.

$$E = \int_0^L \mathcal{C} \times 2\pi n l dl$$

$$E = \mathcal{C} n \pi L^2 = \mathcal{C} n S,$$

Ce générateur est réalisé dans l'appareil appelé roue de Barlowe. Si le champ n'est *pas constant*, il faudrait, pour que E fût constante, que la vitesse variât en raison inverse de \mathcal{C} . C'est évidemment impossible pratiquement.

On ne peut donc parler dans ce cas que de *f.é.m. moyenne* telle que :

$$E_{\text{moy.}} = \frac{\Phi \text{ total coupé}}{T \text{ employé}}.$$

Formules simplifiées relatives à l'induction pour le cas de E constant — Soit Φ_0 le flux total coupé au bout d'un temps T ; on peut écrire comme expression du flux coupé au bout d'un temps t :

$$\Phi = \Phi_0 \times \frac{t}{T}.$$

Nous aurons donc successivement *en unités C.G.S.*,

$$\left\{ \begin{array}{ll} E = \frac{\Phi_0}{T} & I = \frac{\Phi_0}{TR} \\ P_{\text{ergs/sec.}} = \frac{\Phi_0^2}{T^2} \times \frac{1}{R} & W_{\text{ergs}} = \frac{\Phi_0^2}{TR} \end{array} \right.$$

et en unités pratiques, nous aurons :

$$\left\{ \begin{array}{ll} (1) \quad e_{\text{volts}} = \frac{\Phi_0}{T} \times 10^{-8} & i_{\text{amp}} = \frac{\Phi_0}{Tr} = 10^{-9} (r_w = 10^{-9} \text{ R.c.g.s.}) \\ p_{\text{watts}} = \frac{\Phi_0^2}{T^2 r} \times 10^{-7} & w_{\text{joules}} = \frac{\Phi_0^2}{Tr} \times 10^{-7}. \end{array} \right.$$

Application numérique. — Soit un conducteur de longueur $L = 20$ cm., se déplaçant dans un champ $\mathcal{C} = 50$ gauss, avec une vitesse constante $v = 50$ m/sec, le déplacement total étant $l = 100$ m.

Le temps T du transport est donné par $T = \frac{l}{v} = 3^{\text{sec}}35$.

Nous déduisons de la formule (1) :

$$e_{\text{volts}} = 50 \cdot 20 \cdot 3000 \cdot 10^{-8} = 3 \cdot 10^{-2} \text{ volts.}$$

C'est donc une *f.é.m.* très faible.

Supposons ce champ \mathcal{C} dû à un électro-aimant, dans l'intérieur

duquel nous disposons du fer doux forgé (pour $\mathcal{H} = 50$ gauss, on a $\mathcal{B} = 16.000$ gauss, d'après les tables industrielles; d'où

$$\mu = \frac{16.000}{50} = 320).$$

La f.é.m. induite sera donnée par :

$$E' = \mathcal{B}lv, \text{ et en volts, } e' = E' \times 10^{-8}$$

ou

$$E' = \mu \mathcal{H}lv, \text{ et } e' = \mu \mathcal{H}lv \times 10^{-8}.$$

Elle sera donc 320 fois plus grande, soit

$$e' = 9^v,6.$$

Prenons le cas où le conducteur a une résistance de $r = 10^v$, et soit $e' = 10^v$ environ.

Nous aurons comme expression du *courant induit*

$$i = \frac{e'}{r} = 1 \text{ ampère.}$$

L'expression de la *puissance induite* sera :

$$p_{\text{watts}} = e'i = 10 \text{ watts.}$$

L'expression de l'énergie induite pour $T = 3^{\text{sec}},33$ sera :

$$W_{\text{ergs}} = 10^8 \cdot 3,33 = 33,3 \text{ ergs} \times 10^7$$

ou enfin

$$w_{\text{joules}} = 33 \text{ joules, } 3$$

et la *quantité d'électricité induite* sera :

$$q = 1^A \times 3^{\text{sec}},33 = 3,33 \text{ coulombs.}$$

III. — ÉTUDE DU DÉPLACEMENT D'UN CADRE DÉNUÉ DE F. É. M. DANS UN CHAMP MAGNÉTIQUE

CAS PARTICULIER DE L'INDUCTION DANS UN CIRCUIT

Effort nécessaire. Sens du courant induit. — Pour faire l'étude du déplacement d'un circuit fermé dans un champ magnétique, considérons le cas simple d'un cadre rectangulaire se déplaçant perpendiculairement aux lignes de force, et de dimensions transversales également perpendiculaires à celles-ci.

Supposons qu'on déplace le cadre de droite à gauche.

Les champs croissant de droite à gauche, si un courant d'in-

duction circule dans le cadre, les courants en AC et A_1C_1 étant de sens contraires, les forces électromagnétiques exercées par le champ sur AC et A_1C_1 sont de signes contraires.

\mathcal{H} et \mathcal{H}_1 étant les valeurs du champ correspondant, l'effort que l'opérateur doit développer a pour valeur :

$$F = (\mathcal{H} - \mathcal{H}_1) LI.$$

On en déduit immédiatement (loi de Lenz), que le courant doit circuler dans AC dans un sens tel qu'il tende à déplacer AC de gauche à droite.

Il correspond donc aux flèches de la figure 43.

Quant aux efforts exercés sur CC_1 et AA_1 , même si les valeurs

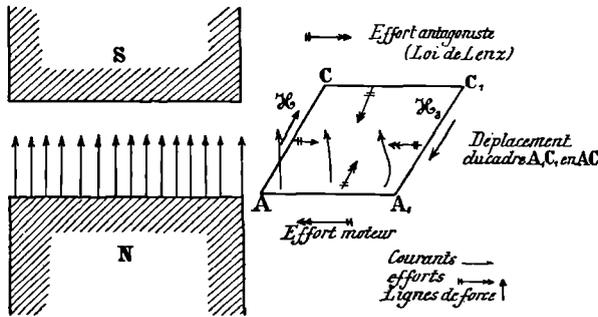


Fig. 43. — Induction dans un cadre déplacé perpendiculairement à un champ.

des champs en AA_1 et CC_1 sont différentes, ils ne sont pas à considérer, car ces efforts sont normaux aux déplacements de leur point d'application, et effectuent donc un travail nul.

Travail élémentaire. — A un déplacement dl vers les champs croissants, correspond l'effort moteur (à fournir par l'opérateur),

$$F = (\mathcal{H} - \mathcal{H}_1) LI,$$

et le travail élémentaire :

$$dW = Fdl = (\mathcal{H} - \mathcal{H}_1) LI dl.$$

On en déduit, en égalant ce travail au travail électrique développé :

$$E = (\mathcal{H} - \mathcal{H}_1) L \frac{dl}{dt} = \frac{d\Phi}{dt} - \frac{d\Phi_1}{dt}.$$

Or, $d\Phi - d\Phi_1$ est la différence des flux coupés par les deux conducteurs AC et A_1C_1 , ou du nombre de lignes de force traversant

le cadre par rapport au nombre de ces lignes à l'instant précédent.

Soit $d\Psi$ cet accroissement de flux (ici réellement positif) traversant le cadre.

Toutes nos formules appliquées précédemment (p. 48-52) se conservent dans le cas d'un cadre, en prenant, non pas Φ , flux coupé par un conducteur, mais la différence Ψ des flux coupés par les deux conducteurs en opposition.

Remarque sur l'expression du courant.

On peut considérer le courant I comme la différence des deux courants J et J_1 , dus, dans le cadre, à l'action des deux f.é.m. opposées :

$$\frac{d\Phi}{dt} \quad \text{et} \quad \frac{d\Phi_1}{dt}.$$

Nous aurons ainsi :

$$I = J - J_1 = \frac{1}{R} \cdot \frac{d\Phi}{dt} - \frac{1}{R} \cdot \frac{d\Phi_1}{dt},$$

c'est-à-dire

$$I = \frac{1}{R} \cdot \frac{d\Psi}{dt}.$$

CINQUIÈME LEÇON
INDUCTION ÉLECTROMAGNÉTIQUE
 (SUITE)

IV. — DÉPLACEMENT SPONTANÉ D'UN CIRCUIT
 DOUÉ DE FORCE ÉLECTROMOTRICE DANS UN CHAMP
**ÉQUIVALENCE DES AIMANTS ET DES CIRCUITS FERMÉS
 PARCOURUS PAR DES COURANTS**
AU POINT DE VUE DES EFFETS MAGNÉTIQUES

Aimant équivalent à un circuit parcouru par un courant. — Soit une aiguille aimantée située à l'intérieur d'un circuit parcouru par un courant et capable de s'orienter en tous sens autour d'un point fixe: Elle tourne

son pôle nord vers la gauche de l'observateur d'Ampère. Donc, en tenant compte des lois de tendance à la confection des lignes de force

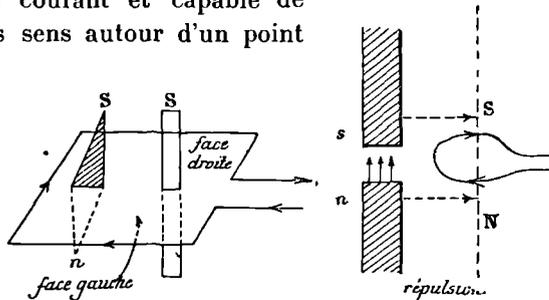


Fig. 44. — Équivalence d'un aimant et d'un circuit parcouru par un courant.

de ces deux systèmes magnétiques, on peut dire que le circuit joue le rôle d'un aimant ayant son pôle nord N à la gauche de l'observateur d'Ampère (fig. 44).

Face droite, face gauche du circuit. — La face droite est celle que l'observateur d'Ampère a à sa droite. C'est la définition inverse pour la face gauche.

Prévision du déplacement spontané dans un champ magnétique d'un circuit électrique supposé libre de se mouvoir. — Si le flux dû au champ entre dans le circuit par la face gauche, il y a attraction vers les champs croissants. Si le flux entre par la face droite, répulsion.

Autrement. — On peut aussi dire qu'il y a rapprochement vers

les champs croissants quand les champs ns et NS (ce dernier dû au circuit) ont leurs lignes de force confondues en direction.

Il y a répulsion dans le cas contraire (vers les champs décroissants).

Autrement. — On peut aussi prévoir ce mouvement en se reportant à l'orientation d'un petit aimant, réel ou fictif, dans le champ magnétique dû à un aimant beaucoup plus puissant.

On remarquera que la longueur de celles des lignes de force émises de N , aboutissant à S , qui passent par $N'S'$, doit être réduite au minimum. Le petit aimant s'orientera de façon que les champs NS et $N'S'$ se confondent (fig. 45 a, lignes de force communes réduites au minimum) et non suivant le mode de la fig. 45 b

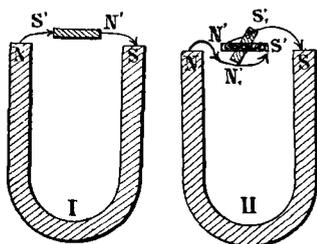


Fig. 45 a et b. — Tendence au minimum de la longueur des lignes de force communes à deux champs.

(champs en opposition, longueur des lignes de force communes maxima).

Règle pour la prédétermination du mouvement spontané. — Règle

générale applicable à un circuit parcouru par un courant :

Il se déplace dans le champ de manière que le flux entrant par sa face gauche soit maximum. Si le flux entre par sa face droite, il se déplacera jusqu'à ce que le flux entrant par sa face gauche soit maximum, c'est-à-dire ici nul. Il s'éloignera vers les champs décroissants.

Étude du déplacement spontané d'un circuit simple dans un champ. — Cas d'un cadre rectangulaire libre de se mouvoir et se déplaçant perpendiculairement aux lignes de force, ce cadre pouvant être pourvu d'une force électromotrice propre E .

Comme dans la précédente leçon, nous supposons les dimensions transversales AC , A_1C_1 du cadre faibles par rapport à celles qui limitent le domaine du champ, et à celles qui entraînent une variation sensible du champ, de façon qu'on puisse parler de valeur du champ en AC soit \mathcal{H} , en A_1C_1 soit \mathcal{H}_1 , etc. — S'il n'en était pas ainsi, \mathcal{H} et \mathcal{H}_1 seraient des valeurs moyennes.

Circuit au repos (bloqué). — On a pour valeur du courant $I = \frac{E}{R}$;

E est la force électromotrice appliquée, R la résistance du circuit.

Circuit libéré. — Il se déplace. Son déplacement dans le champ entraîne la création d'une force électromotrice d'induction E' , qui, conformément à la loi de Lenz, tend à produire un courant I' de sens contraire à I , c'est-à-dire de sens contraire à celui qui produit le mouvement. Il en résulte l'établissement d'un courant J , à un instant donné, représenté par :

$$J = \frac{E - E'}{R} = I - I'.$$

Tant que dure ce déplacement, le courant qui passe dans le cadre n'est plus I , mais $J < I$.

Application de la loi de Laplace. — J et I sont de même sens, autrement dit, on a toujours $I' < I$. Remarquons que si, I et I' étant de sens contraire, on pouvait avoir $I' > I$, le cadre, partant du repos dans une certaine direction ($I = J$), devrait attendre une certaine position pour laquelle I' dépasserait I en valeur absolue, et J devenant de sens contraire à I , le cadre repartirait en sens contraire. Comme on n'observe rien de tel, il en résulte que I et J sont toujours de même sens.

Action du champ sur le cadre. — Comme on l'a vu dans la 4^e leçon, la force électromagnétique a pour valeur :

$$F = \mathcal{H}JL - \mathcal{H}_1JL.$$

L = longueur commune de AC et A_1C_1 , \mathcal{H} et \mathcal{H}_1 valeurs du champ en AC et A_1C_1 .

1^{er} CAS. — Flux entrant par la face gauche (fig. 46 a). — Il y a

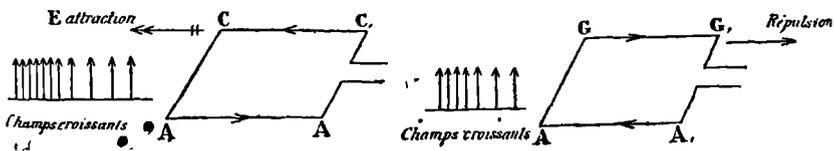


Fig. 46 a et b. — Déplacement spontané dans un champ d'un circuit parcouru par un courant.

attraction vers les champs croissants. En effet, d'après la règle des trois doigts, F_{AC} est dirigé de droite à gauche, $F_{A_1C_1}$ de gauche à droite. Donc F , différence entre F_{AC} et $F_{A_1C_1}$, est dirigé de droite à gauche.

2^e CAS. — Flux entrant par la face droite. — D'après la règle des trois doigts, $F_{A_1C_1}$ est dirigé de droite à gauche, F_{AC} de gauche à droite. Donc F , différence entre F_{AC} et $F_{A_1C_1}$, est dirigé de gauche à droite (fig. 46 b).

Étude du régime électrique du circuit. — La seule source de puissance étant le générateur de force électromotrice, le travail correspondant au déplacement du circuit, donc celui de la force électromagnétique F , est assuré par ce générateur. On peut donc écrire, pour un déplacement infiniment petit du cadre :

$$EJ dt = RJ^2 dt + J(\mathcal{E} - \mathcal{E}_1) L dl.$$

Fourni par le
Consommé en
Travail de la force
générateur.
chaleur (Joule).
électromagnétique.

1^{er} Cas. — *Flux entrant par la face gauche.* — Attraction vers les champs croissants. Soient $d\Phi$ et $d\Phi_1$ les flux coupés respectivement par les conducteurs de tête AC et de queue A_1C_1 . On voit, en posant :

$$(1) \quad \begin{aligned} d\Psi &= d\Phi - d\Phi_1 : \\ EJ dt &= RJ^2 dt + J d\Psi. \end{aligned}$$

que $d\Psi$ n'est autre que l'accroissement de flux embrassé par le circuit. Il est donc positif.

2^e Cas. — *Flux entrant par la face droite.* — Le générateur assurant encore à ses dépens le travail électromagnétique, on peut toujours écrire dans ce cas :

$$EJ dt = RJ^2 dt + J(\mathcal{E} - \mathcal{E}_1) L dl.$$

Or, $d\Phi_1$ est le flux coupé par le conducteur de tête A_1C_1 , $d\Phi$ par celui de queue AC. Donc, si l'on considère le flux $d\Phi$ défini par

$$d\Psi' = d\Phi_1 - d\Phi$$

comme

$$d\Phi_1 < d\Phi.$$

Donc

$$d\Psi' < 0.$$

C'est donc une perte et non un accroissement de flux qui résulte du mouvement pour le circuit. On peut donc écrire dans ce cas :

$$(2) \quad EJ dt = RJ^2 dt - J d\Psi'$$

avec

$$(d\Psi' < 0).$$

Convention de signe. — Des équations (1) et (2), nous tirons, en divisant par $J dt$:

$$(1)' \quad E = RJ + \frac{d\Psi}{dt}.$$

$$(2)' \quad E = RJ - \frac{d\Psi'}{dt}$$

Nous pouvons, dans le cas de ce mouvement spontané, considérer comme positifs les flux entrant par la face gauche, et comme négatifs ceux entrant par la face droite. Si l'on pose pour le second cas $d\Psi = -d\Psi'$ ($d\Psi'$ étant essentiellement positif), la formule :

$$E = RJ + \frac{d\Psi'}{dt}$$

sera absolument générale dans les deux cas, et $\frac{d\Psi'}{dt}$ sera toujours > 0 dans le cas du mouvement spontané.

Représentation graphique. — On s'en rendra facilement compte par la représentation graphique ci-contre, dans laquelle les courbes $\Psi(t)$ représentent les flux embrassés en fonction de temps.

Nous voyons que le terme $\frac{d\Psi'}{dt}$ est positif dans les deux cas, car il joue le rôle de force contre-électromotrice, le générateur assurant le travail électromagnétique en plus de la perte d'énergie par effet Joule. Pour un intervalle de temps dt , $d\Psi$ est positif.

Donc, $\frac{d\Psi'}{dt}$ représente la tangente trigonométrique de l'angle α , ou le coefficient angulaire de la tangente géométrique de la courbe des flux embrassés par le circuit en fonction des temps ; il faut que ces flux croissent en valeur absolue dans le premier cas et décroissent en valeur absolue dans le second.

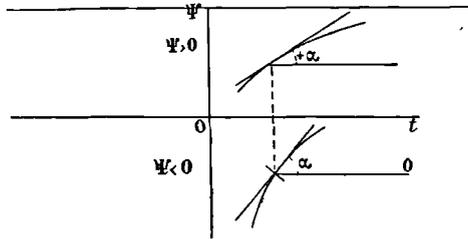


Fig. 47.— Représentation de $\frac{d\Psi'}{dt}$ dans le cas du mouvement spontané d'un circuit dans un champ.

ÉNERGIE POTENTIELLE DÉVELOPPÉE DANS LE TRANSPORT

Remarque sur le travail électromagnétique $\sum Jd\Psi$ fourni par le générateur dans le déplacement du circuit. — Ce travail se présente sous forme mécanique (développement d'un effort F , et déplacement de son point d'application d'une longueur l). Il ne se traduit pas par un échauffement (effet Joule), c'est-à-dire sous mode d'énergie dégradée, qui n'est pas récupérable sous forme utile, comme dans le cas considéré dans la dernière leçon (dépla-

cement imposé à un circuit fermé sans force électromotrice étrangère). De même, dans le domaine de la mécanique, pour la transformation de l'énergie cinétique d'un projectile rencontrant un obstacle.

Ce travail électromagnétique $\Sigma J d\Psi$ est récupérable totalement ou partiellement sous forme d'énergie électrique ou mécanique, c'est-à-dire sous une forme supérieure de l'énergie, quand disparaît ou se modifie la cause qui a produit le transport (suppression ou diminution du flux ou de l'intensité du courant).

C'était une énergie potentielle.

Transformation de l'énergie potentielle $\Sigma J d\Psi$ en énergie mécanique. — Supposons que dans son mouvement de transport spon-

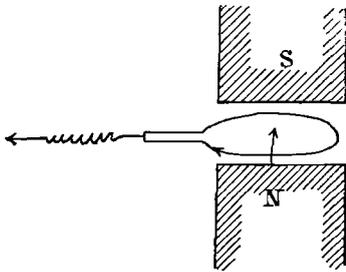


Fig. 48. — Équivalence d'une énergie mécanique et de l'énergie électrique potentielles dans le phénomène de l'induction avec déplacement spontané.

tané, le cadre ait eu à vaincre depuis son départ la résistance d'un ressort, au début sans tension, et suffisamment mou à ce départ pour que l'équilibre existe entre la tension du ressort et la force électromagnétique (qui décroît au fur et à mesure que l'on se rapproche de la position pour laquelle le flux maximum est embrassé). Quand cette position de flux maximum est à peu près atteinte,

\mathcal{C} tendant vers \mathcal{C}_1 pour une position très voisine de ce flux maximum, si l'on supprime, brusquement ou non, le champ ou le courant, le ressort rappelle le cadre et le ramène à sa position initiale.

L'énergie correspondant au travail électromagnétique a donc été emmagasinée sous forme potentielle dans ce ressort. On peut dire que le maintien du cadre dans la position de flux maximum correspondait à un état de tension qui a disparu par la production d'un travail mécanique, de même qu'un corps de poids P , soutenu par un lien, à une hauteur h , accomplit, quand ce lien vient à se rompre, un travail Ph , au détriment de la même énergie potentielle qu'il possédait jusque-là.

Transformation de l'énergie potentielle $\Sigma J d\Psi$ en énergie électrique. — Supprimons ou diminuons le champ exciteur, brusquement ou non. Il y a production d'une force électromagné-

tique E'' de même sens que celle du générateur qui a produit le transport (E), alors que la force électromotrice d'induction E' dans le transport était de sens contraire.

C'était une force contre-électromotrice, puisqu'il y avait transformation partielle de l'énergie électrique en travail mécanique ou électromagnétique.

Soit J_1 le courant à un instant donné, durant la période de diminution du flux. On a :

$$J_1 = I + I'',$$

avec

$$I = \frac{E}{R}, \quad \text{et} \quad I'' = \frac{E''}{R}.$$

L'énergie fournie par le générateur, pendant le temps dt où le flux entrant par la face gauche diminue ou reçoit un accroissement négatif ($d\Psi < 0$), est donnée par la formule générale :

$$EJ_1 dt = RJ_1^2 dt + J_1 d\Psi.$$

On a, en outre :

$$E = RJ_1 + \frac{d\Psi}{dt},$$

d'où

$$E - \frac{d\Psi}{dt} = RJ_1$$

$\frac{d\Psi}{dt}$ et $d\Psi$ sont négatifs.

La force électromotrice $\left(-\frac{d\Psi}{dt}\right)$ constitue donc une force électromotrice supplémentaire s'ajoutant à E .

L'énergie dépensée à chaque instant dt dans le circuit sous forme de chaleur de Joule, soit $RJ_1^2 dt$, est empruntée en partie au générateur ($EJ_1 dt$) et en partie à l'énergie potentielle $\Sigma J d\Psi$ accumulée dans le transport.

Cette énergie potentielle du circuit doué de force électromotrice, placé dans le champ, joue donc le rôle d'une source de puissance supplémentaire.

V. — FORME GÉNÉRALE DE L'INDUCTION

Remarque sur l'étude précédente. — Nous venons de voir que la suppression du flux dans un circuit arrivé à la position du flux

maximum créait une f.é.m. d'induction E'' , s'ajoutant à celle du circuit.

C'est là une forme plus générale de l'induction que celle que nous avons considérée jusqu'ici (induction avec déplacement).

Il y a induction quand le nombre de lignes de force embrassées par le circuit varie.

Un déplacement du circuit dans le champ, qu'il n'est pas nécessaire de supposer uniforme, constitue un cas particulier de développement d'une f.é.m. induite.

FORMULES GÉNÉRALES

Considérons l'expression :

$$E = RJ + \frac{d\Psi}{dt}.$$

Les f.é.m. d'induction pourront, comme nous l'avons dit, être positives ou négatives.

Elle seront positives quand elles seront de même sens que la f.é.m. E créant le flux Ψ , entrant par la face gauche, négatives dans le cas contraire.

Ψ croissant, il y a production d'une f.c.é.m., c'est-à-dire d'une f.é.m. inverse de E , égale à $+\frac{d\Psi}{dt}$.

Ψ diminuant, il y a création d'une f.é.m., égale à $-\frac{d\Psi}{dt}$, de même sens que E .

Cas particulier de la suppression de la f.é.m. étrangère E . — On a simplement :

$$J = -\frac{d\Psi}{dt} \times \frac{1}{R}.$$

Le flux croissant, $d\Psi$ est positif. La f.é.m. d'induction E' est égale à $-\frac{d\Psi}{dt}$. Elle est de signe contraire à la f.é.m. qui créerait une face gauche du circuit à l'entrée (vérification de la loi de Lenz).

Le flux décroissant, $d\Psi$ est négatif. Dans ce cas, la f.é.m. d'induction, égale à $-\frac{d\Psi}{dt}$, est positive, c'est-à-dire de même signe

que celle qui créerait une face gauche à l'entrée du flux.

Remarque générale. — Sous le bénéfice de ces hypothèses, nous conserverons pour expression de la force électro-motrice d'induction développée dans un circuit par la variation du flux Ψ qu'il embrasse, la forme

$$E = - \frac{d\Psi}{dt}.$$

VI. — NOTION DE SELF-INDUCTION

On a vu que la variation d'un flux traversant un circuit parcouru par un courant y produisait une f.é.m. d'induction.

En particulier, si ce flux est dû au champ propre du circuit, ces variations entraîneront la production de forces électromotrices d'induction E' , qui pourront s'ajouter ou se retrancher de la f.é.m. E assurant la polarité des faces du circuit.

Recherchons d'abord la forme de ces flux, dits de self-induction (induction d'un circuit sur lui-même) dans des cas simples.

CAS D'UN CIRCUIT SIMPLE (COURANT CIRCULAIRE)

Champ dû à un conducteur circulaire en un point de l'axe situé à la distance x du plan du conducteur. — Considérons un conducteur circulaire parcouru par un courant, et proposons-nous d'évaluer la valeur du champ en un point A de la perpendiculaire élevée au plan de ce conducteur et passant par le centre du cercle.

Soit ρ la distance du point A à l'élément dl de courant. — Nous supposerons que la masse magnétique du point A soit $m = +1$.

L'action de l'élément dl sur le pôle A est juste égale et contraire à l'action de ce pôle sur cet élément de courant (fig. 49).

Soient $d\mathcal{H}$ le champ en A, dû à dl , I l'intensité du courant lancé dans le conducteur. Nous avons :

$$d\mathcal{H} = I dl \times \frac{1}{r^2}$$

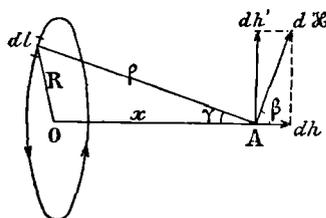


Fig. 49. — Champ en un point de l'axe d'une bobine.

Décomposons la force $d\mathcal{F}$ en deux autres dh et dh' dirigées, l'une suivant OA, l'autre suivant la droite du plan ($d\mathcal{F}$, OA), perpendiculaire à OA. A tout élément dl de courant correspond, par symétrie relativement à O, un élément qui créera en A un champ représenté par une force symétrique de $d\mathcal{F}$ par rapport à OA. Cette force se décompose en deux autres, l'une dirigée suivant OA, l'autre suivant une direction perpendiculaire à OA. — Les composantes dirigées suivant les diverses perpendiculaires à OA se font équilibre deux à deux.

Pour avoir la valeur du champ, il nous faut sommer les composantes dirigées suivant OA.

Soit $d\mathcal{F}$ le champ dû à l'élément dl . La composante de $d\mathcal{F}$ suivant OA est :

$$dh = d\mathcal{F} \cos \beta.$$

Or :

$$\cos \beta = \sin \gamma = \frac{R}{\sqrt{R^2 + x^2}}$$

R désignant le rayon du conducteur, et x désignant la longueur OA.

D'autre part :

$$d\mathcal{F} = \frac{Idl}{r^2} = \frac{Idl}{R^2 + x^2}.$$

Nous avons pour la valeur du champ total h , seul à considérer,

$$h = \int_0^{2\pi R} \frac{IRdl}{(R^2 + x^2)^{3/2}}$$

ou :

$$h = \frac{2\pi R^2 I}{(R^2 + x^2)^{3/2}}.$$

Si l'on appelle S la surface limitée par la spire :

$$h = \frac{2SI}{(R^2 + x^2)^{3/2}}.$$

Valeur du champ en un point confondu avec le centre. — Pour ce point, $x = 0$

La formule devient :

$$h = \frac{2SI}{R^3} = \frac{2\pi I}{R}.$$

On démontre que la valeur moyenne du champ dans le plan du cercle diffère pratiquement peu de la valeur du champ en O.

Si a est un coefficient numérique voisin de 1, on peut poser pour le champ moyen :

$$h_m = \frac{2aIS}{R^3}.$$

La valeur du flux, dû au cadre, qui traverse ce cadre est :

$$\Psi = h_m S = \frac{2aS^2I}{R^3} = 2a\pi^2RI.$$

Flux et coefficient de self-induction du cadre. — On appelle ce flux *flux de self-induction*, et on le désigne par :

$$\Psi_{st}$$

On appelle coefficient de self-induction, et l'on désigne par \mathcal{L} , le rapport $\frac{\Psi_{st}}{I}$ du flux de self-induction au courant qui le produit.

Unité C. G. S. de self-induction. — Nous définirons le coefficient de self-induction, ou, par abréviation, la self-induction, en unités électromagnétiques C.G.S., comme quotient d'un flux de self-induction unité par un courant unité.

$$\left(\text{en nous souvenant que } \frac{\text{amp.}}{10} = I_{c.g.s.} \right)$$

COEFFICIENT \mathcal{L} D'UNE BOBINE TRÈS LONGUE PAR RAPPORT A SON RAYON

Champ dû à une telle bobine. — *Pas de fer.* — Cherchons le champ sur un point de l'axe, correspondant au milieu de cette bobine.

Si L est la longueur de la bobine, n son nombre total de spires, $n_1 = \frac{n}{L}$ le nombre de spires par cm., I le courant excitateur en unités C.G.S., une tranche d'épaisseur dx contiendra $n_1 dx$ spires, les abscisses étant comptées par rapport au milieu O de la bobine (fig. 50).

Chaque moitié de la bobine exercera une action de champ concordante avec celle de l'autre moitié. (Règles d'Ampère et de Laplace.) La valeur du champ dû à une moitié sera :

$$\frac{\mathcal{H}}{2} = \int_0^{L/2} \frac{2\pi R^2 I}{(R^2 + x^2)^{3/2}} n_1 dx.$$

Le champ total de la bobine sera :

$$\mathcal{H} = 2.2\pi n_1 I \int_0^{L/2} \frac{R^2 dx}{(R^2 + x^2)^{3/2}}.$$

On démontre aisément que l'intégrale tend vers 1 quand L croît indéfiniment et que R reste fini.

D'où, pour le champ total au milieu de l'axe dans ce cas :

$$\mathcal{H} = 4\pi n_1 I$$

en unités électromagnétiques.

On démontre également que le champ a la même valeur en un

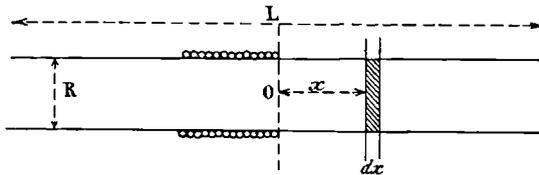


Fig. 50. — Calcul de la valeur du champ d'une bobine longue au milieu de l'axe.

point intérieur de la bobine, non situé sur l'axe, pourvu qu'il soit suffisamment loin de ses extrémités. Il en résulte pour le champ à l'intérieur de la bobine l'expression :

$$\mathcal{H} = 4\pi n_1 I,$$

ou

$$\mathcal{H} = \frac{4\pi}{10} n_1 i,$$

si i est exprimé en ampères (i amp. = $\frac{I}{10}$ C.G.S.).

Flux et coefficient de self-induction d'une telle bobine. — Soit une spire entourant étroitement le système excitateur. Le flux χ qui la traverse est :

$$\chi = 4\pi n_1 I S.$$

La suppression de ce flux produirait une f.é.m. moyenne ϵ'_m de valeur absolue égale à :

$$\epsilon'_m = \frac{\chi}{T} = \frac{4\pi n_1 I S}{T}.$$

T désignant le temps de la suppression.

La f.é.m. d'induction développée dans chaque spire de la bobine par suppression de ce flux à l'intérieur même de la bobine aurait la même valeur.

Comme la bobine comporte n spires, n f.é.m. de même sens seraient engendrées, et s'ajouteraient les unes aux autres de telle sorte que la f.é.m. moyenne serait donnée par :

$$E'_m = n\varepsilon'_m = \frac{4\pi nn_1 SI}{T}.$$

On peut parler d'un flux fictif $\Psi_{SI} = n\gamma$, dont les variations entraînent la production d'une f.é.m. moyenne :

$$E'_m = \frac{\Psi'_{SI}}{T},$$

ou instantanée égale à $\frac{d\Psi}{dt}$ en valeur absolue. En se reportant à ce que nous avons dit de la f.é.m. d'induction et de sa forme générale, on voit qu'on devra écrire en valeur algébrique :

$$E' = - \frac{d\Psi'_{SI}}{dt}.$$

On appellera flux de self-induction le flux :

$$\Psi_{SI} = 4\pi nn_1 SI$$

et coefficient de self-induction le rapport :

$$\frac{\Psi_{SI}}{I} = \mathcal{L} = 4\pi nn_1 S$$

pour la bobine considérée.

Cas où la bobine renferme du fer. — Les champ, flux, et coefficient de self-induction sont accrus dans le rapport μ (perméabilité correspondant au régime du courant exciteur). On a donc :

$$\begin{aligned} \mathcal{R} &= \mu \mathcal{R} \\ \Psi_{SI} &= \mu \mathcal{L} I = \mathcal{L}' I = \mu \mathcal{L} S n \\ \mathcal{L}' &= \mu \mathcal{L} = 4\pi nn_1 \mu S. \end{aligned}$$

μ dépendant du champ exciteur $4\pi n_1 I$.

Unité pratique de self-induction. — Au point de vue des dimensions, on peut écrire :

$$|E| = \frac{|\Psi|}{|T|}, \quad \text{ou} \quad |E| = \frac{|\mathcal{L}| \times |I|}{|T|},$$

$$\mathcal{L} = 4\pi nn_1 \mu S = 4\pi n^2 \frac{S}{L} \mu.$$

Ainsi, n et μ étant des nombres, \mathcal{L} équivaut au quotient $\frac{S}{L}$, soit

à une longueur. Donc, si L désigne une longueur, les relations :

$$|E| = \frac{|E| \times |I|}{|I|} \text{ (unités C. G. S.)}$$

$$|e| = \frac{|l| \times |i|}{|I|} \text{ (unités pratiques),}$$

avec

$$e = E \cdot 10^{-8} \quad \text{et} \quad i = I \times 10$$

nous donnent pour l'unité pratique l de self-induction :

$$l = \mathfrak{L} \times 10^{-9}.$$

Car on sait que les formules *homogènes* de la physique et de la mécanique sont vraies quel que soit le système des unités employées. En d'autres termes, les coefficients de transformation, ici des puissances de 10, doivent disparaître.

L'unité de self-induction est donc 10^9 fois plus grande dans le système pratique que dans le système C.G.S.

Une self-induction sera exprimée par un nombre 10^9 fois plus petit dans le système pratique, soit $l = \mathfrak{L} \cdot 10^{-9}$.

Dimensions d'une self-induction. = On a, pour une bobine longue, sans fer, pour simplifier :

$$L = 4\pi n_1 S,$$

ou

$$L = 4\pi n^2 \frac{S}{L}.$$

4 , π , n , sont des nombres ; $\frac{S}{L}$, quotient d'une surface par une longueur, a pour dimension une longueur.

En unités électromagnétiques C.G.S., les self-inductions s'évalueront donc en cm.

En unités pratiques, l'unité de self-induction choisie est le *henry*, qui vaut 10^9 cm.

APPLICATIONS NUMÉRIQUES

Calcul d'une self-induction. — Prenons un cas simple, celui d'une bobine cylindrique longue, contenant du fer forgé la remplissant exactement.

$$n = 10.000 \quad L = 100 \text{ cm} \quad S = 10 \text{ cm}^2.$$

$$n_1 = \frac{10.000}{100} \quad \mathfrak{B} = 16.000 \text{ gauss.}$$

$$\mathfrak{C} = 50 \text{ gauss; d'où} \quad \mu = 320.$$

On a :

$$\mathfrak{L} = 4\pi \cdot 10^4 \cdot 1^2 \cdot 100 \cdot 520$$

ou, tous calculs faits ;

$$\mathfrak{L} = 40,22 \times 10^9 \text{ cm.},$$

d'où enfin, en unités pratiques :

$$l = 40,22 \text{ henrys.}$$

A titre d'application, constatons que si l'on a, pour le champ excitateur :

$$\mathfrak{H} = 50 \text{ gauss,}$$

le courant nécessaire i en ampères est donné par la formule :

$$I = \frac{i}{10} = \frac{50}{4\pi n_1} = \frac{50}{1257},$$

d'où

$$i = \frac{500}{1257} = 0,4 \text{ ampère environ.}$$

VII. — FERMETURE ET OUVERTURE D'UN CIRCUIT EFFET DE LA SELF-INDUCTION

Considérons pour simplifier le cas de circuits électriques sans f.r.

FERMETURE DU CIRCUIT

Période variable du courant à la fermeture. — Si le courant (fig. 51) était établi en régime, on aurait, E étant la f.é.m. agissante et R la résistance du circuit :

$$I = \frac{E}{R}$$

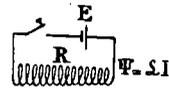


Fig. 51. — Établissement d'un courant dans un circuit.

Au moment où l'on ferme le circuit, le courant est nul. Il passe donc de 0 à I . Pour chaque valeur intermédiaire J , on a, d'après la formule générale de l'induction :

$$E = RJ + \frac{d\Psi}{dt}$$

Ψ étant ici le flux de self-induction Ψ_{si} et $d\Psi$ son accroissement (positif ou négatif) dans le temps dt .

Remarquons que dans notre cas Ψ est toujours positif. C'est,

en effet, le champ propre dû à la bobine. Il pénètre nécessairement par sa face gauche. Nous avons vu que l'on avait :

$$\Psi_{s1} = \mathcal{L}J$$

(\mathcal{L} est constant pour un circuit sans fer. Dans le cas contraire

$$\Psi_{s1} = \mathcal{L}'J \text{ avec } \mathcal{L}' = \mu\mathcal{L}$$

μ étant fonction de la matière du métal et du courant exciteur).

On a donc, en considérant J comme la différence de deux courants :

$$J = \frac{E - \frac{d\Psi'}{dt}}{R} = \frac{E - \mathcal{L} \frac{dJ}{dt}}{R} = I - I'$$

Cette équation différentielle définit le courant J en fonction du temps.

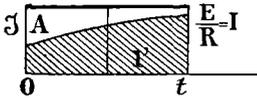


Fig. 52. — Établissement du courant dans un circuit.

Intégrée ($J=0$ pour $t=0$) elle donne l'expression bien connue du courant variable :

$$J = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{\mathcal{L}} t} \right)$$

e ayant la valeur 2,7185.

Le temps nécessaire pour que J prenne pratiquement la valeur de régime est très petit (faible fraction de seconde).

Théoriquement, cette valeur n'est jamais atteinte, car la courbe J est asymptote à $\frac{E}{R} = I$ (fig. 52).

Énergie potentielle accumulée dans le circuit. — (Circuit parcouru par un courant et situé dans son propre champ).

C'est :

$$W = \sum J d\Psi' = \mathcal{L} \sum J dJ \text{ (sans fer)}$$

comme on l'a vu

On aura donc :

$$W = \mathcal{L} \frac{I^2}{2}$$

comme on peut s'en rendre compte, même sans intégration, par le graphique ci-contre (fig. 55) :

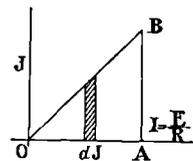


Fig. 55. — Énergie potentielle accumulée dans le circuit.

$$W = \varrho \times \text{Aire } \widehat{OAB}$$

$$W = \varrho \Sigma J dJ = \varrho \frac{I^2}{2}$$

OUVERTURE DU CIRCUIT

Suppression de E. Le courant qui était $I = \frac{E}{R}$, devient nul.

Ψ_{si} est encore positif, mais décroît.

On a :

$$\Psi = \Psi_{si} = \varrho I'' \quad (\text{avec } I > I'' > 0)$$

$$i'' = \frac{0 - \frac{d\Psi}{dt}}{R} = -\varrho \frac{dI''}{dt} \frac{1}{R}$$

I'' part de $I = \frac{E}{R}$ pour aboutir à 0. Il est de même sens que I, mais ne cesse de décroître en valeur absolue (fig. 54).

Force électromotrice d'induction directe comme E et de valeur :

$$-\varrho \frac{dI''}{dt} > 0$$

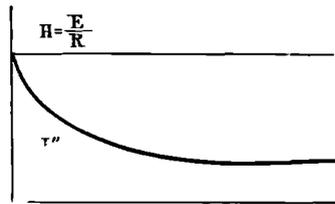


Fig. 54. — Suppression d'un courant dans un circuit.

Remarque. I' (à la fermeture) et I'' (à l'ouverture) sont appelés extra-courants. Les quantités d'électricité mises en jeu par I' (à la fermeture) et par I'' (à l'ouverture) sont égales. On le constate aisément par le calcul, et par la simple inspection des formules donnant I' et I'' :

$$I' = -\varrho \frac{dJ}{dt} = -\frac{E}{R} \left(e^{-\frac{R}{\varrho} t} \right)$$

$$I'' = \frac{E}{R} \left(e^{-\frac{R}{\varrho} t} \right)$$

En effet, les aires

$$A' = \int_0^{\infty} -\frac{E}{R} e^{-\frac{R}{\varrho} t} dt \quad \text{et} \quad A'' = \int_0^{\infty} \frac{E}{R} e^{-\frac{R}{\varrho} t} dt$$

correspondant respectivement aux extra-courants de fermeture et d'ouverture sont égales.

Or, ce sont les quantités d'électricité Q' et Q'' mises en jeu correspondantes.

Transformation de l'énergie potentielle. — Il a été accumulé à l'ouverture du circuit une énergie potentielle $\frac{1}{2} \mathcal{E} I^2$ empruntée à la source E.

Cette énergie potentielle $\frac{1}{2} \mathcal{E} I^2$ se transforme en énergie électrique (courant : I'' ; f.é.m. d'induction : $-\mathcal{E} \frac{dI''}{dt}$) qui, pendant le temps très court que dure la période d'ouverture du circuit, se transforme elle-même en énergie calorifique inutilisable (étincelle de rupture sur l'interrupteur).

Cas d'un circuit avec fer. — On a alors :

$$\Psi_{st} = \mathcal{E}' I \text{ avec } \mathcal{E}' = \mu I$$

μ est fonction de la nature du métal et du courant excitateur.

Nous aurons à intégrer, dans le cas de la fermeture, l'équation différentielle

$$J = \frac{E' - J \frac{d}{dt} (\mu J)}{R}$$

qui nécessite la connaissance de la fonction $\mu(J)$. Aussi réservons-nous provisoirement ce cas.

Nous aurions eu une équation analogue dans le cas de l'ouverture, savoir :

$$J = -\frac{\mathcal{E}'}{R} \frac{dJ}{dt}$$

SIXIÈME LEÇON

LOIS RÉGISSANT LES CIRCUITS MAGNÉTIQUES

LOIS D'OHM ET DE KIRCHOFF

RAPPEL DE L'EXPRESSION DU CHAMP D'UNE BOBINE TRÈS LONGUE

Ce champ est donné, comme on sait, dans ce cas par la formule :

$$\mathcal{H} = \frac{4}{10} \pi n_1 i$$

à l'intérieur de la bobine, sur son axe, $n_1 i$ étant le nombre d'ampères-tours par cm. de cette bobine. Cette expression n'est valable que pour les points de l'axe et suppose les dimensions transversales de la bobine négligeables vis-à-vis de sa longueur. Pratiquement, on conserve cette expression pour toutes les bobines régulièrement enroulées, et pour tous leurs points intérieurs, à condition que ces points ne soient pas trop voisins des faces terminales. On affecte la valeur des champs ainsi calculés de coefficients de correction indiqués de préférence par l'expérience. Le plus souvent même, on s'en dispense en se réservant la possibilité de modifier en plus ou en moins, sur une machine ou un appareil construits, le nombre des ampères-tours installés, de manière à compenser les imperfections et insuffisances pratiques dues à l'emploi d'une formule simplifiée.

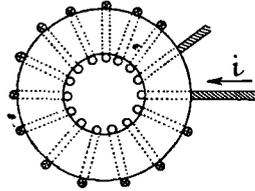


Fig. 55. — Champ et flux à l'intérieur d'un tore à enroulement régulier.

Champ et flux à l'intérieur d'une bobine en forme de tore. — Supposons l'enroulement inducteur régulier (fig. 55).

Bobine sans fer. — Valeur du champ à l'intérieur :

$$\mathcal{H} = \frac{4}{10} \pi n_1 i_{\text{amp.}} \quad (1)$$

Bobine avec fer. — Les lignes de force sont augmentées dans le rapport $\frac{\mathcal{B}}{\mathcal{H}} = \mu$. On a donc :

$$\mu \mathcal{F} = \mathcal{B} = \frac{4}{10} \pi n_1 i \mu \quad (2)$$

comme

$$n = n_1 L$$

(L : longueur de la bobine mesurée suivant l'axe, lieu des centres de la circonférence méridienne génératrice du tore; n, nombre total des spires; n₁ nombre de spires par cm, mesuré suivant l'axe du tore).

On peut donc encore écrire, en multipliant les deux termes de (2) par S, surface de la bobine,

$$\begin{aligned} \Phi &= \mathcal{B}S = \mu \mathcal{F}S \\ \Phi &= \frac{4}{10} \pi \frac{n}{L} i \mu S = \left(\frac{4}{10} \pi n i \right) \frac{1}{\frac{L}{\mu S}} \end{aligned}$$

Force magnétomotrice et réluctance. (Loi d'Ohm). —

L'ensemble des termes $\frac{4}{10} \pi n i$ ou $4\pi n I$ s'appelle : *force magnétomotrice*, l'ensemble des termes $\frac{L}{\mu S}$: *réluctance*. On peut dire que la force magnétomotrice est égale au produit du nombre total des ampères-tours ni par le facteur $\frac{4}{10} \pi$ (soit 1,257).

Analogie de forme avec la loi d'Ohm appliquée au circuit électrique. — Elle est complète, comme le montre le rapprochement des formules ci-dessous :

$$\underbrace{\mathcal{F} = \Phi \mathcal{R}}_{\text{magnétisme}} \qquad \underbrace{E = IR}_{\text{électricité}}$$

\mathcal{F} = force magnétomotrice correspond	
à	E = force électromotrice.
Φ = flux magnétique:	I = intensité du courant électrique.
\mathcal{R} = réluctance (ou à tort et incorrectement = résistance magnétique).	R = résistance électrique.
μ = perméabilité.	$\frac{1}{\rho}$ ou γ = conductibilité ou conductance spécifique.
etc....., etc....., etc.....	

Unités de réluctance et de force magnétomotrice. — Réluctance

$$\mathcal{R} = \frac{L}{\mu S},$$

et au point de vue des dimensions :

$$[\mathcal{R}] = \frac{[L]}{[L^2]} = \frac{1}{[L]}, \text{ car } \mu \text{ est un nombre, soit } \frac{\mathcal{R}}{\mathcal{C}}$$

L'unité de *réluctance* est l'*ørstedt*. C'est la réluctance (fig. 56) d'un tube de lignes de force émanant dans l'air ($\mu = 1$) de deux surfaces magnétiques planes et parallèles, distantes de 1 cm et d'une surface de 1 cm², le tout supposé placé dans un milieu imperméable aux lignes de force (conception purement théorique, car un tel milieu n'existe pas, μ étant toujours très voisin de 1, même pour les corps les moins favorisés au point de vue magnétique.)

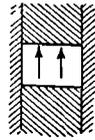


Fig. 56. — Définition de l'unité de réluctance.

Force magnétomotrice : $\mathcal{F} = \frac{4}{10} \pi n_1 i$. L'unité est

le *gilbert*. C'est la force magnétomotrice nécessaire pour faire circuler un flux de 1 maxwell dans une réluctance de 1 ørstedt.

Elle correspond à $\frac{1}{1,257}$ ampère-tour, ou pratiquement : 0,8 ampère-tour.

Différences de fond entre la loi d'Ohm appliquée au circuit électrique et la loi d'Ohm appliquée au circuit magnétique. — Seule l'analogie de forme signalée ci-dessus est complète. Il existe au fond des différences notables. En effet :

1° Il existe un magnétisme rémanent (flux sans ampères-tours magnétisants ou sans force magnétomotrice) et il n'y a pas d'électricité rémanente ni de courant sans f.é.m.

2° μ est fonction de \mathcal{C} , donc de Φ pour un circuit donné, car on a :

$$\mathcal{R} = \frac{\Phi}{S} = \mu \mathcal{C},$$

tandis que ρ ou $\gamma = \frac{1}{\rho}$ ne l'est pas de I, mais seulement de la température entretenue par ce courant, température qu'on peut abaisser pratiquement à la valeur de celle qui existe quand le courant ne passe pas dans le circuit.

3° La relation : $Q = IT$ existant en électricité entre une masse

électrique ou quantité d'électricité mise en jeu Q , l'intensité correspondante I et le temps T pendant lequel elle circule n'a pas d'équivalent dans le domaine du magnétisme. Il n'y a pas de relation de la forme :

$$M = \Phi T$$

entre une masse magnétique, un flux et un temps.

4^o *Dispersion*. — Alors que, sauf le cas de distribution de courants à potentiels très élevés et d'atmosphères particulièrement humides ou orageuses, les dispersions électriques (dérivations de courant par l'air entourant les conducteurs) sont toujours très réduites, les isolateurs de lignes constituant surtout les points de dérivation, le flux d'un circuit magnétique varie en général d'une section à l'autre (fermeture par l'air de lignes de force échappant au circuit magnétique).

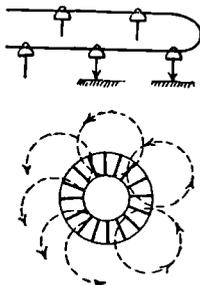


Fig. 57. — Dispersions électrique et magnétique.

Pour que dans un circuit en forme de tore (fig. 57) malgré les dispersions dont il est le siège, le flux à l'intérieur soit constant, il faut qu'il soit recouvert d'enroulements effectués avec le plus grand soin et, en particulier, la plus grande régularité.

Si les enroulements ne recouvrent qu'une partie du tore, le flux intérieur et les dispersions varient d'un point à l'autre. On peut vraisemblablement admettre que le flux total Φ_T produit par les ampères-tours passe dans le plan méridien AB perpendiculaire à la tangente à l'axe du tore au milieu de la bobine. Le flux qui passe en CD est évidemment égal à ce flux Φ_T diminué du nombre total des lignes de force Φ_p (flux perdu) qui ont échappé au circuit magnétique proprement dit (fig. 58).

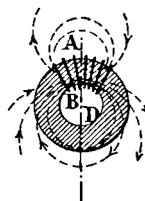


Fig. 58. — Dispersion magnétique dans un tore à enroulement irrégulier.

REMARQUE. — Les deux principales de ces différences signalées plus haut, savoir : effet et importance des dispersions magnétiques et variation de la perméabilité μ avec le flux Φ pour un circuit magnétique donné (puisque μ varie avec le champ excitateur \mathcal{H}) vont faire pour nous l'objet d'une étude détaillée.

A. — VARIATION DE LA PERMÉABILITÉ MAGNÉTIQUE
AVEC LA NATURE DU MÉTAL
ET SON DEGRÉ DE SATURATION

RELATIONS ENTRE \mathcal{B} , \mathcal{H} ET μ

Les trois quantités \mathcal{B} , μ et \mathcal{H} sont reliées deux à deux par des courbes [I] $\mathcal{B}(\mathcal{H})$, [II] $\mu(\mathcal{B})$, et [III] $\mu(\mathcal{H})$ données par tous les traités d'électrotechnique et par tous les aide-mémoires, auxquels nous renverrons le lecteur. Connaissant une de ces familles pour des métaux ou alliages magnétiques donnés, par exemple la première [I] soit $\mathcal{B}(\mathcal{H})$, on peut tracer les courbes des deux autres familles $\mu(\mathcal{B})$ et $\mu(\mathcal{H})$ au moyen de constructions géométriques simples (additions, soustractions, multiplications et divisions d'abscisses et d'ordonnées) basées sur la relation

$$\mathcal{B} = \mu \mathcal{H}$$

COURBE D'AIMANTATION D'UN MÉTAL OU ALLIAGE MAGNÉTIQUE
DONNÉ

Les courbes de la première famille $\mathcal{B}(\mathcal{H})$ sont industriellement les plus importantes. Elles portent le nom de courbes d'aimantation.

Leur allure générale est la même pour les aciers, les fers et les fontes. Elles comportent une partie rectiligne 1 très inclinée sur l'axe des \mathcal{B} , une région curviligne de passage 2 et une portion rectiligne 3, sensiblement inclinée à 45 degrés sur chacun des deux axes (fig. 59).

Pour un même champ inducteur \mathcal{H} , \mathcal{B} possède des valeurs décroissantes des aciers aux fontes en passant par les fers.

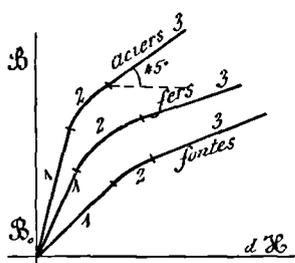


Fig. 59. — Courbe d'aimantation des métaux magnétiques.

Quelques valeurs de \mathcal{B} , μ , \mathcal{H} pour quelques corps magnétiques.

	\mathcal{H}	\mathcal{B}	μ
Fer moyen..	2	5 000	2 500
	5	10 000	2 000
	28,5	15 000	526
	550	19 000	54
Acier doux Robert..	2,2	5 400	24500
	4,5	9 625	2 140
	9	15 000	1 440
	251	16 500	618
Fonte.	5	4 000	800
	10	000	500
	188	40 000	55

Régions utilisables des courbes. — C'est essentiellement la partie rectiligne 1 le long de laquelle les variations de \mathcal{B} sont considérables pour de faibles variations de \mathcal{H} . Les courbes ne partent pas de l'origine, car pour $\mathcal{H} = 0$ il existe déjà une induction \mathcal{B}_0 due au magnétisme rémanent, de telle sorte qu'on devrait écrire $\mathcal{B} = \mu \mathcal{H} + \mathcal{B}_0$, mais \mathcal{B}_0 est généralement faible devant la valeur $\mu \mathcal{H}$ de la partie de l'induction totale due au champ magnétisant \mathcal{H} (fig. 60).

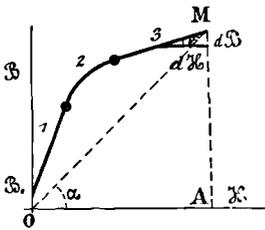


Fig. 60. — Effet de la saturation.

La région 2 est déjà beaucoup moins avantageuse au point de vue de la multiplication par le fer des lignes de force dues à un champ donné \mathcal{H} . Elle possède en tout cas le désavantage de correspondre à un régime en quelque sorte instable au point de vue magnétique, car le rapport $\frac{\mathcal{B}}{\mathcal{H}}$ [ou tangente trigonométrique de l'angle α avec l'axe des \mathcal{H} du rayon vecteur joignant à l'origine le point figuratif correspondant au régime $\mathcal{H} = OA$] varie dans des proportions considérables.

Dans la région 3 l'emploi du fer est au moins inutile, car pour avoir un accroissement d'induction $d\mathcal{B}$, il faut produire un champ $d\mathcal{H}$ égal à $d\mathcal{B}$. La présence du fer dans le circuit magnétique est même nuisible en raison d'effets parasites qui seront

prochainement étudiés. On dit que le métal est en état de saturation magnétique.

Utilité de la courbe \mathcal{B} (\mathcal{H}) — Courbe d'aimantation d'un circuit magnétique homogène donné. — Pour un circuit magnétique donné (L et S donnés), et dont est supposée connue la courbe d'aimantation (\mathcal{B}) (\mathcal{H}), cette courbe \mathcal{B} (\mathcal{H}) peut servir à déterminer les flux développés dans ce circuit en fonction des ampères-tours magnétisants ou même du courant exciteur. Le choix d'une échelle convenable pour les abscisses et les ordonnées le permet aisément, comme le montre la figure 60. Quant à ce choix d'échelles, rappelons qu'on peut prendre pour les abscisses $n_1 i$, ni ou \mathcal{F} entre lesquelles existent les relations

$$i = \mathcal{H} \frac{10}{4\pi n_1} \quad n_1 i = \mathcal{H} \frac{10}{4\pi} \quad ni = \mathcal{H} \frac{10 L}{4\pi} \quad \mathcal{F} = \mathcal{H} L$$

Application numérique. — Soit à faire circuler un flux $\Phi = 8 \cdot 10^6$ maxwells dans un circuit magnétique en forme de tore avec enroulement régulièrement distribué. Soit $S = 50 \text{ cm}^2$ la section de la bobine, sa longueur axiale étant $L = 100 \text{ cm}$. ; soit de même un noyau de fer forgé remplissant exactement la bobine. On a successivement :

$$\mathcal{B} = \frac{\Phi}{S} = \frac{8 \times 10^6}{50} = 1,6 \cdot 10^4 \text{ gauss}$$

or la courbe \mathcal{B} (\mathcal{H}) donne $\mu = 520$ pour $\mathcal{B} = 16000$ gauss.

$$\mathcal{F} = \Phi \mathcal{R} = \frac{8 \cdot 10^6 \cdot 100}{520 \cdot 50} = \frac{8 \cdot 10^7}{5 \cdot 10 \cdot 520}$$

$$\mathcal{F} = 0,5 \cdot 10^4 \text{ Gilberts.}$$

$$\text{Or } \mathcal{F} = \frac{4}{10} \pi ni \text{ donc } ni = \frac{0,5 \cdot 10^4}{1,25} = 0,4 \cdot 10^4 \text{ amp.-tours.}$$

d'où par cm.

$$n_1 i = \frac{ni}{L} = \frac{0,4 \cdot 10^4}{100} = 40 \text{ amp.-t cm.}$$

Ainsi, pour faire passer un flux $\Phi = 8 \cdot 10^6$ maxwells dans un tore de longueur $L = 100 \text{ cm}$., de section $S = 50 \text{ cm}^2$, constitué par du fer forgé, il faut 40 amp.-tours/cm et la perméabilité développée est $\mu = 520$.

Courbe d'aimantation du circuit. — Cherchons les diverses valeurs $n_1 i$, $n_1' i'$, $n_1'' i''$, ou ni , $n' i'$, $n'' i''$, ou \mathcal{F} , \mathcal{F}' , \mathcal{F}'' , nécessaires pour développer des flux successifs Φ , Φ' , Φ'' , dans le circuit ma-

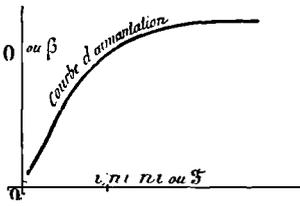


Fig. 61. — Courbe d'aimantation d'un circuit

\mathcal{F} en abscisses (fig. 61).

gnétique. Généralement on fera varier les amp.-tours en agissant, ce qui est le plus commode, non sur le nombre des spires excitatrices, mais sur le courant exciteur. Nous obtiendrons par points la courbe d'aimantation du circuit en portant les Φ en ordonnées et les i , ni , ou $n_i i$ ou enfin

B. — DISPERSIONS MAGNÉTIQUES

Elles sont, comme nous savons, fonction de la nature du circuit magnétique et de l'état de saturation de celui-ci. Pour les étudier, quelques notions nouvelles nous sont nécessaires.

LOIS DE KIRCHOFF ÉTENDUES AUX CIRCUITS MAGNÉTIQUES

Tronçons de circuit magnétique en série. — La force magnétique totale \mathcal{F} nécessaire pour faire passer le flux Φ dans l'ensemble est (fig. 62) :

$$\mathcal{F} = \Phi \Sigma \mathcal{R}$$

relation analogue à :

$$E = I \Sigma R$$

Tronçons en parallèle. —

Comme dans le cas des circuits électriques, on a :

$$\mathcal{F} = \Phi' \mathcal{R}' = \Phi'' \mathcal{R}''$$

relation analogue à :

$$E = I'R' = I''R''$$

La réluctance \mathcal{R} du facteur constitué par les deux tronçons en parallèle (fig. 63) est donnée par :

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{R}' \mathcal{R}''}{\mathcal{R}' + \mathcal{R}''}$$

Fig. 65. — Passage d'un flux dans des tronçons magnétiques en parallèle.

La première relation nous servira surtout pour calculer les ampères-tours inducteurs nécessaires pour créer un flux dans un circuit donné. La seconde, de même,

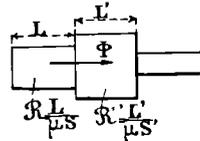


Fig. 62. — Flux dans un circuit magnétique hétérogène.

sera fréquemment utilisée pour les calculs relatifs aux dispersions magnétiques.

Variations des dispersions magnétiques avec l'induction. —

Pour mieux comprendre l'influence de ce facteur, considérons un circuit magnétique dont un tronçon est constitué par un noyau de fer et un autre par de l'air, tronçons de même surface, groupés en parallèle sur deux tronçons 1 et 2 terminaux, le tout plongé dans un milieu imperméable aux lignes de force (conception purement théorique). Comme on l'a dit, si ce métal magnétique est du fer forgé, sa perméabilité peut varier de 2500 à 1 au fur et à mesure que l'induction croît et par suite, la dispersion (rapport du flux dans l'air au

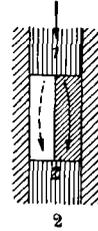


Fig. 64. — Effet de la saturation sur la dispersion magnétique.

flux dans le fer, fig. 64) varie de $\frac{1}{2500}$ à 1.

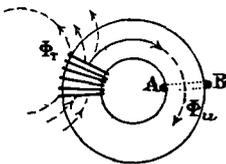


Fig. 65. — Coefficient d'Hopkinson d'un tore.

Coefficient d'Hopkinson — ν . — C'est l'inverse du rapport du flux Φ_U utile récolté en une section AB d'un circuit à la valeur dans la section la plus favorisée (fig. 65) du flux total Φ_T (dû à la force magnétomotrice).

$$\nu = \frac{\Phi_T}{\Phi_U}$$

Le flux perdu a donc pour valeur :

$$\Phi_P = \Phi_T - \Phi_U = \Phi_U \left(\frac{\Phi_T}{\Phi_U} - 1 \right) = \Phi_T \left(1 - \frac{1}{\nu} \right)$$

Constitution pratique des circuits magnétiques de machines. —

On cherche à créer un flux donné Φ_U dans un cylindre en métal magnétique, dit *induit* ou *armature*, généralement mobile, supportant des conducteurs dans lesquels se développent des *f. é. m.* d'induction, en raison de leurs déplacements même dans le champ magnétique inducteur. Le circuit magnétique inducteur (généralement fixe) est donc séparé de son prolongement (l'induit) par des espaces d'air

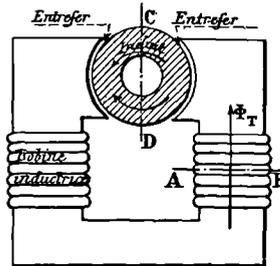


Fig. 66. — Constitution pratique d'un circuit de machine dynamo.

d'épaisseur très faible, appelés *entrefers*. La perméabilité μ dans l'inducteur et l'induit étant toujours sensiblement supérieure à 1 ($\mu > 1$), pour les raisons énoncées plus haut, il en résulte que les dispersions par l'air n'ont de réelle importance, en général, que dans le voisinage des entrefers et de l'induit où le circuit magnétique est matériellement interrompu (fig. 66 et 67).

Le coefficient d'Hopkinson aura pour valeur :

$$v = \frac{\Phi_T}{\Phi_U} \quad \left. \begin{array}{l} \Phi_T = \text{flux en AB} \\ \Phi_U = \text{flux en CD} \end{array} \right\}$$

Flux dispersif dans une dynamo. — En vertu des considérations précédentes, on appelle flux dispersif (ou perdu) la différence :

$$\Phi_T - \Phi_U = \Phi_P$$

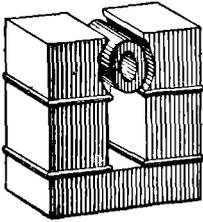


Fig. 67. — Dynamo à circuit magnétique simple.

La majeure partie des lignes de force perdues par l'induit sont celles qui vont d'une pièce polaire à une autre. On considère donc ce flux dispersif Φ_P comme groupé en parallèle sur le flux Φ_U .

Si on connaissait \mathcal{R}_P , réluctance équivalente à tous ces tubes de force de fuite.

on pourrait écrire :

$$\Phi_P \mathcal{R}_P = \Phi_U \mathcal{R}_U$$

\mathcal{R}_U constituant la somme des réluctances utiles (entrefers et induit).

$$\mathcal{R}_U = \underbrace{\mathcal{R}_E}_{\text{entrefers}} + \underbrace{\mathcal{R}_A}_{\text{armature}}$$

Si on connaissait \mathcal{R}_P , on aurait (connaissant aussi \mathcal{R}_E et \mathcal{R}_A , ce qui est facile), pour la réluctance du faisceau ($\mathcal{R}_U \mathcal{R}_P$).

$$\mathcal{R} = \frac{\mathcal{R}_P \mathcal{R}_U}{\mathcal{R}_P + \mathcal{R}_U}$$

avec

$$\mathcal{R}_U = \mathcal{R}_A + \mathcal{R}_E$$

On aurait ainsi le flux total Φ_T nécessaire pour la production d'un flux utile Φ_U , par la formule :

$$\Phi_T = \Phi_U \frac{\mathcal{R}_U + \mathcal{R}_P}{\mathcal{R}_P}$$

Tout se ramène donc à la détermination de \mathcal{R}_P .

DÉTERMINATION DE LA RÉLUCTANCE DU CIRCUIT DE PERTE \mathcal{R}_p

1° *Par l'application des coefficients de Kapp.* — Kapp a constaté que si l'on considère deux machines de type identique et parfaitement semblables, le rapport de similitude de deux dimensions linéaires homologues étant a , les réluctances des circuits de perte :

$$\mathcal{R}_p = \Sigma \left(\frac{L}{S} \right)$$

et :

$$\mathcal{R}'_p = \Sigma \left(\frac{aL}{a^2S} \right)$$

seront dans le rapport :

$$\frac{\mathcal{R}'_p}{\mathcal{R}_p} = \frac{1}{a}$$

La détermination expérimentale de \mathcal{R}_p sur une machine de type donné et de dimensions données, par une méthode que nous apprendrons bientôt à connaître, nous donnera la valeur cherchée pour une machine semblable, de dimensions linéaires a fois plus grandes.

Cette méthode est très théorique, car la similitude parfaite des machines n'est jamais réalisée et le serait-elle, qu'il faudrait encore que les inductions fussent, deux à deux, les mêmes dans tous les organes des deux machines. Elle est enfin totalement inapplicable pour une machine de type nouveau. Elle

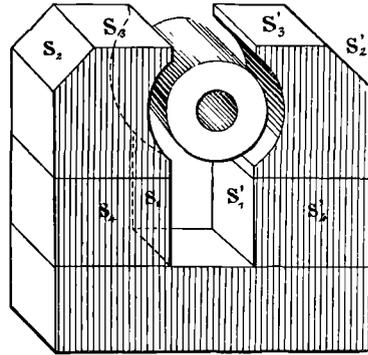


Fig. 68. — Calcul des réluctances des circuits de perte dans une dynamo.

peut cependant rendre d'assez grands services dans un avant-projet.

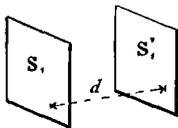


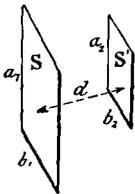
Fig. 69. — Cas de deux surfaces planes égales et parallèles.

2° *Par le calcul direct des réluctances des circuits de perte.* — (Mode de calcul indiqué par Forbes). On calcule, le plus souvent avec assez d'aisance, les tubes de force issus d'une surface donnée et aboutissant à une surface symétrique, dans une dynamo (fig. 68).

Exemple. — Examen de quelques cas simples. — Dynamo avec inducteurs à section rectangulaire. — 1° Rectangles égaux dans des plans parallèles. — (S₁, S'₁, faces des pôles en regard). Si d est la distance des plans, on a (fig. 69) :

$$\mathcal{R} = \frac{d}{S_1} = \frac{d}{S'_1}$$

2° Rectangles parallèles inégaux :



$$\mathcal{R} = \frac{d}{a_1 b_2 - a_2 b_1} \text{Log. nép.} \left(\frac{a_2 b_1}{a_1 b_2} \right)$$

Deux côtés égaux : $\mathcal{R} = \frac{d}{S - S'} \text{Log. nép.} \frac{S}{S'}$

Tronc de pyramide : $\mathcal{R} = \frac{d}{\sqrt{SS'}}$

Fig. 70. — Rectangles parallèles inégaux.

Et si les surfaces S et S' sont peu différentes en général, approximativement :

$$\mathcal{R} = \frac{2d}{S + S'}$$

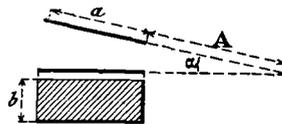
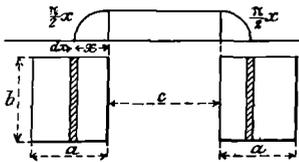


Fig. 71. — Rectangles dont les plans se coupent.

5° Rectangles dont les plans se coupent (fig. 71) (S₂, S'₂ de la fig. 67).

$$\mathcal{R} = \frac{\alpha}{b} \text{Log. nép.} \frac{A}{A + a} \quad \left[\alpha \text{ en radians} \right]$$

4° Rectangles dans un même plan, avec deux côtés homologues parallèles, les deux autres dans leur prolongement réciproque (fig. 72) :



$$\mathcal{R} = \frac{\pi}{a} \text{Log. nép.} \frac{c}{c + \pi b}$$

Fig. 72. — Rectangles dans un même plan.

Ces exemples, pour lesquels nous laissons au lecteur le soin de retrouver par l'analyse les formules de résultats, sont suffisants comme indications pour traiter tous les cas analogues.

SEPTIÈME LEÇON

CALCUL DU NOMBRE DES AMPÈRES-TOURS NÉCESSAIRES
 POUR PRODUIRE DANS UN CIRCUIT MAGNÉTIQUE
 DE DYNAMO UN FLUX DONNÉ

DÉTERMINATION DE LA FORCE MAGNÉTOMOTRICE

1^{er} CAS. — Pas de dispersion. — Le même flux Φ circulant dans tout le circuit, on peut écrire la relation connue :

$$\mathcal{F} = \Phi (\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_4 + \dots) = \Phi \Sigma \mathcal{R} = \Phi \left[\frac{L_1}{\mu_1 S_1} + \dots \right]$$

R, L, μ , S, étant relatifs au tronçon 1, etc. ; on prend :

$$\mu = 1$$

pour les entrefers.

Pour les métaux ou alliages magnétiques employés, la connaissance des courbes $\mathcal{B}(\mu)$ donnera, puisque $\mathcal{B} = \frac{\Phi}{S}$ est connue, la valeur de μ nécessaire. Le problème est donc complètement déterminé. Il ne diffère du problème électrique analogue que par la nécessité de la connaissance de la relation $\mathcal{B}(\mu)$, alors que ρ , résistivité électrique, est pratiquement constante.

Autre forme de la même relation. — Cette relation peut s'écrire :

$$\mathcal{F} = \Phi \Sigma \mathcal{R} = \frac{\mathcal{R}_1 S_1 L_1}{\mu_1 S_1} + \frac{\mathcal{R}_2 S_2 L_2}{\mu_2 S_2} + \dots$$

ou comme $\mathcal{B} = \mu \mathcal{H}$:

$$\mathcal{F} = \mathcal{H}_1 L_1 + \mathcal{H}_2 L_2 + \mathcal{H}_3 L_3 + \dots$$

\mathcal{H} est la valeur du champ à créer pour provoquer l'induction $\mathcal{B} = \frac{\Phi}{S}$ dans un tronçon magnétique de propriétés connues.

Cette formule peut encore s'écrire :

$$1,25 (\text{AT}) = 1,25 (at)_1 + 1,25 (at)_2 + 1,25 (at)_3 + \dots$$

$(at)_1, (at)_2$, étant les ampères-tours nécessaires pour faire passer le flux Φ dans les tronçons successifs.

**UTILISATION DE CETTE REMARQUE — COURBE D'AIMANTATION
D'UN CIRCUIT**

Prenons les courbes $\mathcal{B}(\mathcal{H})$ pour ces diverses parties du circuit magnétiques, L et S étant connues pour chaque tronçon et le flux Φ ayant la valeur donnée. Multiplions la valeur correspondante \mathcal{H}_1 par la longueur L_1 ; de même pour les autres tronçons. Nous aurons ainsi la somme :

$$\mathcal{F} = \Phi \Sigma \mathcal{R} = \mathcal{H}_1 L_1 + \mathcal{H}_2 L_2 + \mathcal{H}_3 L_3 + \dots = \Sigma \mathcal{H} L$$

Faisons la même opération pour les valeurs des flux Φ' , Φ'' , etc... différentes. Nous aurons \mathcal{F}' , \mathcal{F}'' , etc., comme forces magnétomotrices nécessaires. Construisons la courbe $\Phi(\Sigma \mathcal{H} L)$ par points

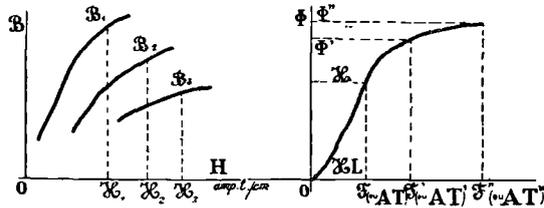


Fig. 75. — Construction de la courbe d'aimantation d'un circuit,

(fig. 75). Nous aurons ainsi la courbe d'aimantation du circuit qui aura nécessairement la même forme que les courbes de magnétisme $\mathcal{B}(\mathcal{H})$.

2^e CAS. — Cas de la dispersion. Circuit magnétique de dynamo.
— Le calcul rigoureux des dispersions magnétiques est d'une extrême complication. Cependant, dans la plupart des cas (machines dynamos), on peut, au moins en première approximation, supposer ces pertes de flux comme établies en parallèle sur le circuit utile (induit et entrefer). Si on connaît \mathcal{R}_p , réluctance du circuit de perte, $\mathcal{R}_u = \mathcal{R}_e + \mathcal{R}_a$ réluctance du circuit utile, le problème se ramène au cas précédent. Le flux total Φ_t devant passer dans l'ensemble du circuit magnétique, on peut écrire, \mathcal{R}_1 étant la réluctance de la portion du circuit magnétique constituée par les inducteurs :

$$\mathcal{F} = \Phi \left(\mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_u \mathcal{R}_p}{\mathcal{R}_u + \mathcal{R}_p} \right)$$

Dans le type de dynamo des pages 81, 82 et 83 (bipolaire type supérieur), les inducteurs comprennent trois parties : la base ou

culasse, les *noyaux* supportant les bobines inductrices et les *pièces polaires*. Soient $\mathcal{R}_c, \mathcal{R}_n, \mathcal{R}_p$, les réluctances correspondantes, L_c, L_n, L_p , les longueurs des lignes de force moyennes dans chacune de ces portions du circuit magnétique. Soient S_c, S_n, S_p , les sections correspondantes. On aura pour la réluctance du circuit magnétique inducteur :

$$\mathcal{R}_I = \mathcal{R}_c + \mathcal{R}_n + \mathcal{R}_p = \frac{L_c}{\mu_c S_c} + \frac{2L_n}{\mu_n S_n} + \frac{2L_p}{\mu_p S_p}$$

Application numérique. — Pour simplifier le calcul, supposons le circuit inducteur de section constante, ce qui n'est pas rigoureusement exact, mais de peu d'importance, comme on va le voir *a posteriori*, le nombre d'ampères-tours affectés à la circulation du flux dans les inducteurs étant toujours faible par rapport à ceux nécessités par l'induit et l'entrefer.

Données du problème. — Soit à faire circuler un flux utile

$$\Phi = 2,4.10^6 \text{ maxwells}$$

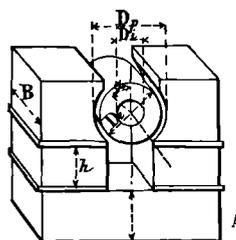


Fig. 74. — Circuit magnétique de dynamo bipolaire d'étude.

dans l'induit de la machine bipolaire représentée par la figure ci-contre (fig. 74).

Les principales constantes de la machine sont les suivantes :

- Diamètre extérieur de l'induit : $D_e = 205 \text{ mm}$.
- Diamètre d'alésage des pièces polaires $D_p = 217 \text{ mm}$.
- Diamètre intérieur de l'induit : $D_i = 130 \text{ mm}$.
- Demi-angle sous-tendu par les pièces polaires : $\alpha = 50^\circ$.
- Profondeur axiale de l'inducteur et de l'induit : $B = 170 \text{ mm}$.
- Hauteur des noyaux : $h = 200 \text{ mm}$.
- Inducteurs de section supposée constante : . $AB = 25500 \text{ mm}^2$.
- Hauteur de la culasse : $A = 2a = 150 \text{ mm}$.

On en déduit (fig. 74) :

$$\text{L'épaisseur radiale de l'induit : } \frac{D_p - D_i}{2} = 43,5 \text{ mm}$$

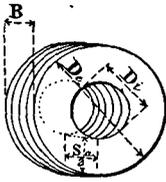
$$\text{L'épaisseur radiale de l'entrefer : } \frac{D_p - D_e}{2} = 12 \text{ mm}$$

Induit constitué par des tôles de fer doux isolées au vernis, au papier ou à l'oxyde.

Coefficient d'utilisation des tôles : 0,95.

Circuit induit et entrefer utile.

Section $\frac{S_a}{2}$ de la moitié de l'induit (fig. 75) :



$$\frac{S_a}{2} = 17 \times 4,55 \times 0,95 = 70 \text{ cm}^2 \text{ environ}$$

$$S_a = 140 \text{ cm}^2$$

$$\mathcal{B}_a = \frac{\Phi_a}{S_a} = \frac{2,4 \cdot 10^6}{140} = 17.160 \text{ gauss}$$

La courbe $\mathcal{B}(\mathcal{H})$ ou $\mathcal{B}(n_1 i \text{ amp.-t/cm})$ corres-

pondante donne :

$$(n_1 i)_a = 85$$

Longueur de la ligne de force dans l'induit. —

1^{re} hypothèse. — On pourrait imaginer que la ligne de force moyenne parte du milieu de la corne polaire. On voit ainsi que cette ligne de force a, par rapport aux autres, une longueur maxima. La longueur d'une telle ligne serait (fig. 76) :

$$L'_a = 2 \left(\frac{D_e - D_i}{2} \right) + \frac{\pi(D_e + D_i)}{2}$$

$$L'_a = 4,55 + \pi \cdot 11,75 = 41 \text{ cm}, 25$$

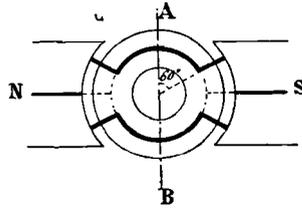


Fig. 76. — Dynamo d'étude. Ligne de force moyenne dans l'induit.

Ce n'est cependant pas la ligne moyenne. Celle-ci, pour chacune des moitiés de l'induit, sera celle partant de la corne polaire à égale distance angulaire du plan médian inducteur NS et du bec C de la corne polaire. Sa direction dans l'entrefer fait avec AB l'angle $2x = 60^\circ$. La longueur dans l'induit, mesurée suivant l'arc circulaire, est réduite, par rapport à la précédente, dans le rapport :

$$\frac{180 - 2 \times 30}{180} = \frac{120}{180} = \frac{2}{3}$$

La longueur totale est donc :

$$L_a = 4,55 + \frac{2}{3} \pi \cdot 11,75 = 29 \text{ cm}$$

Le nombre d'ampères-tours nécessaires, pour l'induit, est :

$$(n_1 i)_a L_a = 85 \cdot 29 = 2400 \text{ ampères-tours environ.}$$

Entrefer. — Surface offerte au flux Φ_e :

$$S_e = \pi \cdot \frac{120}{360} \cdot \frac{D_e + D_i}{2}$$

$$S_e = \frac{\pi}{5} \cdot 20,5 \cdot 17 = 365 \text{ cm}^2$$

Corrections. — Un certain nombre de lignes de force rejoignent l'induit sans passer par l'entrefer direct, c'est-à-dire par l'espace annulaire limité par

les cornes polaires de la surface intérieure de l'induit. La meilleure des corrections indiquées par l'expérience consiste à ajouter à la sur-

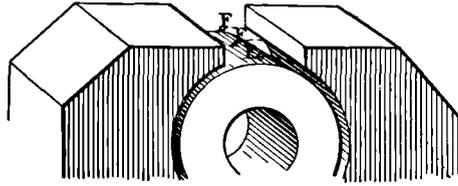


Fig. 77. — Dynamo d'étude. Données pour le calcul des réluctances de fuite.

face de l'entrefer une bande latérale de profondeur B et de largeur égale à l'épaisseur des cornes polaires (dérivation par deux surfaces planes rectangulaires, leurs plans faisant un angle droit, fig. 77). Nous aurons donc à ajouter à la surface calculée précédemment la bande :

$$17 \times 0,5 = 8,5 \text{ cm}^2$$

D'où :

$$S_e = 365 + 8,5 = 374,5 \text{ cm}^2$$

L'induction dans l'entrefer a pour valeur

$$\mathcal{R}_e = \frac{\Phi_e}{S_e} = \frac{2,4 \times 10^6}{374,5} = 6.460 \text{ gauss}$$

Le nombre d'ampères-tours nécessaires est :

$$(n_1 i)_e \cdot 2L_e = \frac{6.460}{1,25} \cdot 2L_e = \frac{6.460}{1,25} \cdot 1 \text{ cm}, 2 = 6.400 \text{ environ}$$

Réluctance du circuit dispersif. — L'application des formules de Forbes données dans la dernière leçon nous fournit comme valeur de \mathcal{R}_p (réluctance de toutes les dérivations en parallèle sur l'entrefer et l'induit) :

$$\mathcal{R}_p = 0,0157 = 15,7 \cdot 10^{-3} \text{ œerstedt}$$

Réluctance \mathcal{R}_u du circuit utile. — C'est :

$$\mathcal{R}_u = \mathcal{R}_A + \mathcal{R}_E = \frac{2L_e}{S_e} + \frac{2L_a}{\mu S_a}$$

ou numériquement, tous calculs faits :

$$\nu_a = 170$$

$$\mathcal{R}_v = \frac{1,2}{570} + \frac{50}{170.140} = 4,71.10^{-3} \text{ œrstedt}$$

Coefficient d'Hopkinson. — Il a pour valeur :

$$\nu = \frac{\Phi_T}{\Phi_v} = \frac{\Phi_v + \Phi_p}{\Phi_v} = \frac{\mathcal{R}_v + \mathcal{R}_p}{\mathcal{R}_p} = \frac{15,7 + 4,71}{15,7} = \frac{1}{0,77}$$

Ainsi donc, pour notre dynamo :

$$\Phi_p = 0,23 \Phi_T$$

Circuit inducteur.

Inducteur (en fer forgé). — Pour simplifier, nous avons supposé les inducteurs de section constante ($S_I = S_c = S_n = S_p$, c'est-à-dire $170 \times 150 \text{ mm}^2$ soit 255 cm^2). Le flux inducteur total est :

$$\Phi_T = \frac{\Phi_v}{0,77} = 3,12. 10^6 \text{ maxwells.}$$

$$\mathcal{R}_i = \frac{3,12. 10^6}{255} = 12.250 \text{ gauss.}$$

La courbe $\mathcal{B}(3c)$ nous donne pour l'inducteur (fer forgé) :

$$(n_i i) \text{ amp.-t./cm} = 6,5$$

Longueur de la ligne de force moyenne dans l'inducteur. — Si la ligne de force n'était pas arrondie aux changements de section, elle aurait pour longueur (fig. 74) :

$$L'_i = d + 4a + 2b + 2d' + 2d''$$

En appelant d la distance des noyaux mesurée pour les faces en regard, d' la distance de l'axe du noyau au creux de la pièce polaire, et d'' la distance du fond du creux de cette pièce polaire à la face interne du noyau ; b est enfin la hauteur du fond du creux de la pièce polaire par rapport au plan supérieur de la culasse. Mais on a

$$D_p = d + 2d''$$

d'où :

$$L'_i = D_p + 4a + 2b + 2d'$$

La ligne de force est arrondie aux quatre angles ou coins. Ainsi, pour ceux du bas, remarquons que si l'on suppose les

droites raccordées par des quarts de cercle, pour chaque angle, à chaque coin, la ligne de force est raccourcie de

$$\left(2a - \frac{\pi}{2} a\right) = \frac{a}{2} (4 - \pi) = \frac{a}{2} \cdot 0,68 = 0,54 a.$$

ou $\frac{1}{5} a$ environ. Imaginons qu'il en soit de même pour les deux angles supérieurs. Il ne faut, du reste, pas s'exagérer l'importance de cette correction. Pour les raisons exposées plus haut, et qu'on vérifiera ci-dessous *a posteriori*, une erreur, même sensible, sur la longueur de la ligne de force dans l'inducteur n'a pas d'influence sensible sur le nombre total des ampères-tours à installer sur la machine. La longueur corrigée de la ligne de force sera donc, pour l'inducteur :

$$L_i = D_p + 2b + 2d' + 4a - 4 \cdot 0,53 a$$

ou :

$$L_i = D_p + 2b + 2d' + 2,68 a \quad \text{environ.}$$

Or, on a :

$$a = \frac{150 \text{ mm}}{2} = 7 \text{ cm},5$$

$$2b = 2,20 \text{ cm} = 40 \text{ cm}$$

$$2d' = 2 \cdot R_p \sin 60^\circ = R_p = 10 \text{ cm},85$$

d'où :

$$L_i = 92 \text{ cm},5$$

Les ampères-tours nécessaires pour l'inducteur sont donc :

$$\left(\text{AT}\right)_i = (n_i) L_i = 6,5 \times 92,5 = 600 \text{ ampères-tours environ.}$$

Récapitulation.

Ampères-tours nécessaires	{	Induit.	2 400
		Entrefer.	6 400
		Inducteur.	600
			9 400

REMARQUE. — On constate l'exactitude de notre proposition, à savoir la faible importance de l'inducteur au point de vue qui nous intéresse. Quant à ce fait que la ligne de force moyenne de l'inducteur ne se raccorde pas avec celles des deux moitiés de l'induit, il est également sans importance, car cette ligne moyenne de l'inducteur peut être considérée comme équidistante de deux

autres lignes de force moyennes correspondant chacune à une moitié de l'inducteur.

MESURE DES FLUX DANS LES MACHINES

Importance de cette mesure. — On vient de voir de quelle importance est la notion de flux magnétique dans les machines et appareils électriques. Immédiatement se pose la question de la mesure d'un flux donné, c'est-à-dire la vérification, après construction, des prévisions d'ordre magnétique relatives à une machine établie au bureau d'études. Il convient de remarquer, bien que l'étude complète en soit réservée pour plus tard, que la f.é.m. développée par une machine donnée varie proportionnellement à sa vitesse et au flux utile qui traverse l'induit. Quand la vitesse est fixée, la réalisation d'une différence de potentiel donnée aux bornes ou, à la chute de tension ohmique près (toujours très faible dans le générateur), d'une f.é.m. donnée, est liée à la production d'un flux Φ_a donné dans l'induit.

Principe de la mesure d'un flux. — Installons, autour de la portion étudiée du circuit magnétique, m spires d'épreuve. Supprimons ce flux Φ , s'il existe, ou, s'il n'existe pas, produisons-le. Les m spires sont soumises chacune à une f.é.m. d'induction — $\frac{d\Phi}{dt}$. Comme elles sont toutes en série,

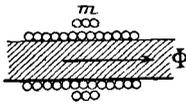


Fig. 78. — Principe de la mesure d'un flux.

la f.é.m. d'induction totale est (fig. 78) :

$$- m \frac{d\Phi}{dt}$$

Tout se passe comme si cette force électromotrice dérivait d'un flux

$$\Psi = m\Phi$$

traversant une spire. Si ces spires sont fermées sur un circuit de décharge de résistance R , on aura le courant induit :

$$I = - \frac{1}{R} \frac{d\Psi}{dt}$$

et une quantité d'électricité induite :

$$Q = - \frac{1}{R} \Delta\Psi$$

$\Delta\Psi$ étant la variation de flux ($\Delta\Psi$ est égale à Ψ et est positive si le flux passe de zéro à sa valeur normale, $\Delta\Psi$ est égale à $-\Psi$ et

est négative, si le flux est supprimé, passage du flux Ψ au flux nul; voir à la page 71).

Liaison des mesures de flux aux mesures de quantités d'électricité. — La mesure des flux se ramène à celle d'une quantité d'électricité induite dans un circuit d'épreuve connu, puisque, en valeur absolue :

$$Q = \frac{\Psi}{R}$$

Or, les quantités d'électricité se mesurent au galvanomètre balistique.

GALVANOMÈTRE BALISTIQUE

Constitution et fonctionnement d'un balistique. — C'est un galvanomètre ordinaire dans lequel on a accru beaucoup le moment d'inertie Σmr^2 de l'équipage mobile en portant au maximum les dimensions du cadre perpendiculaire à

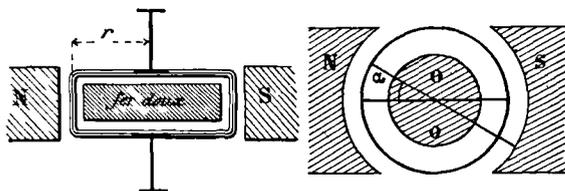


Fig. 79. — Galvanomètre balistique.

l'axe de suspension. Le balistique est destiné à mesurer des quantités d'électricité mises en jeu pendant un temps très court. On entend par là que, en vertu de l'inertie de l'instrument, toute mise en jeu de quantité d'électricité est terminée, alors que le balistique, en raison de son inertie, n'a pas encore commencé à se déplacer. L'équipage mobile de ce galvanomètre reçoit donc une impulsion initiale qui règle son mouvement ultérieur, d'où le nom (balistique) de cet appareil. Sous le bénéfice de la précédente hypothèse, l'emploi de ce galvanomètre (fig. 79) est lié aux deux faits énoncés ci-dessous, à savoir que :

1° La vitesse angulaire initiale ω_0 avec laquelle part l'équipage est proportionnelle à la quantité d'électricité Q qui a traversé l'appareil;

2° L'angle d'écart de l'équipage α_0 est proportionnel à ω_0 .

Il en résulte immédiatement la proportionnalité de Q à α_0 . Nous allons essayer, sinon de démontrer rigoureusement les deux propositions précédentes, du moins de faire entrevoir la méthode à employer pour arriver à ce but.

Couples sollicitant l'équipage mobile.

1° *Couple moteur.* — Si $2l$ est la longueur du cadre (voir page 21), I le courant de décharge à un instant donné, H la valeur du champ le long de la portion verticale des conducteurs du cadre, n le nombre de conducteurs de ce cadre, L la longueur de ceux-ci (portion verticale), nous aurons :

$$C_m = \mathfrak{C}. 2lLI = GI \quad \text{en posant } G = \mathfrak{C}. 2lL$$

2° *Couples résistants.* — L'un C_T est dû à la torsion du fil de suspension, donc :

$$C_T = C_0 \alpha$$

α étant l'angle d'écart. Un autre C_F est dû aux frottements de l'air sur le cadre et proportionnel à la vitesse angulaire $\frac{d\alpha}{dt}$; celle-ci étant faible et d'après une loi physico-mathématique qui veut que ce couple, étant fonction de la vitesse et s'annulant avec elle puisse se développer, par rapport à celle-ci, sous la forme :

$$C_F = a \frac{d\alpha}{dt} + a' \left(\frac{d\alpha}{dt} \right)^2 + \dots$$

(formule de Taylor), les termes d'un rang au-dessus du premier sont négligeables.

Un troisième couple résistant est celui C_L dû aux courants induits, suivant la loi de Lenz, dans le circuit fermé de décharge dont le cadre fait partie. Or, nous allons voir bientôt que le cadre, dans sa période de mouvement, est toujours à circuit fermé. Ces courants induits tendent dans tous les cas à empêcher le mouvement du cadre. Pour un même circuit de décharge, ils varient proportionnellement à $\frac{dz}{dt}$, car la f.é.m. d'induction qui leur donne naissance n'est autre chose, en valeur absolue, que la dérivée du flux coupé :

$$\Psi = n\mathfrak{C}S \sin \alpha$$

S étant la surface du cadre. Cette dérivée varie proportionnellement à $\frac{d\alpha}{dt}$. On a, en effet :

$$\frac{d\Psi}{dt} = n\mathfrak{C}S \cos \alpha \frac{d\alpha}{dt}$$

Or α est toujours très faible, $\cos \alpha$ est pratiquement égal à 1. On peut donc écrire :

$$C_L = b \frac{dx}{dt}$$

Groupons C_F et C_L en un seul couple C_A , qu'on appelle couple amortisseur. Il vient :

$$C_A = A \frac{dx}{dt}$$

A étant une constante.

Équation du mouvement. — On peut écrire que, pendant le temps dt , l'énergie dépensée est égale à la somme des énergies nécessaires pour surmonter les couples résistants et pour accroître la force vive du système. On a donc, si $\omega = \frac{dx}{dt}$ est la vitesse angulaire du système :

$$C_m \omega dt - d\left(\sum \frac{mv^2}{2}\right) + C_0 x \cdot \omega dt + A \frac{dx}{dt} \omega dt$$

ou, puisque :

$$\sum mv^2 = K\omega^2$$

K étant le moment d'inertie du système :

$$C_m = C_0 x + A\omega + K \frac{d\omega}{dt}$$

ou encore :

$$C_m - C_0 x + A \frac{dx}{dt} + K \frac{d\omega}{dt} \quad (1)$$

$K \frac{d\omega}{dt}$ porte le nom d'accélération angulaire.

Étude spéciale de cette équation quand le temps est suffisamment petit pour que la décharge Q s'étant cependant effectuée, le galvanomètre commence seulement à être ébranlé. — Soit θ ce temps. Cherchons les valeurs moyennes des couples. On a (fig. 80) :

$$(C_m)_{\text{moyen}} = \frac{1}{\theta} \sum 2L\mathcal{J}c Idt = \frac{G}{\theta} \sum Idt$$

G étant une constante convenable, d'où,

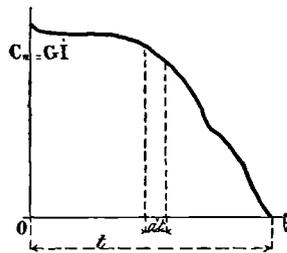


Fig. 80. — Couple moteur moyen dans le galvanomètre balistique.

$$(C_m)_{\text{moyen}} = \frac{GQ}{\theta}$$

de même

$$(C_A)_{\text{moyen}} = \frac{1}{\theta} \sum A \frac{d\alpha}{dt} dt = \frac{1}{\theta} \sum A d\alpha$$

Or :

$\frac{d\alpha}{dt} = 0$ tant que le cadre n'a pas bougé, car $d\alpha = 0$ et t croît.

Donc :

$$\sum A d\alpha = \sum A \frac{d\alpha}{dt} dt = 0$$

pendant ce temps.

Nous aurons de même pour le couple $C_T = C_0 \alpha$ de torsion

$$(C_T)_{\text{moyen}} = \frac{1}{\theta} \sum C_0 \alpha dt = \frac{C_0}{\theta} \sum \alpha dt$$

Or $\sum \alpha dt$ est nulle pendant le temps θ , car α reste nul. Donc

$$(C_T)_{\text{moy.}} = 0.$$

Enfin (fig. 81) :

$$\left(K \frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{moyen}} = \frac{1}{\theta} \sum K \frac{d\omega}{dt} dt = \frac{K}{\theta} \sum d\omega = \frac{K}{\theta} \omega_0$$

Si ω_0 est la vitesse angulaire initiale avec laquelle part l'équipage du galvanomètre. En dehors de toute analyse, le bon sens seul montre que le mouvement ne s'étant pas encore effectué, l'effet des couples résistants C_A et C_T ne peut être que nul et l'énergie

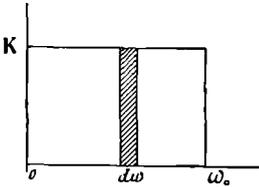


Fig. 81. — Valeur moyenne du couple d'accélération angulaire dans un balistique.

$$\sum_0^{\theta} C_m \omega dt = \sum_0^{\theta} G t Q$$

transformée en énergie cinétique $\frac{1}{2} K \omega_0^2$.

On peut donc écrire l'égalité suivante :

$$(C_m)_{\text{moyen}} = \left(K \frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{moyen}}$$

ou :

$$\frac{GQ}{\theta} = \frac{K\omega_0}{\theta}$$

ou enfin :

$$GQ = K\omega_0$$

ce qui donne :

$$Q - M\omega_0 \quad \left(\text{avec } M = \frac{K}{G} \right)$$

ce qui démontre notre première proposition.

Étude spéciale du mouvement du balistique après l'impulsion initiale. — On peut donc supprimer par la pensée la cause perturbatrice et étudier le déplacement du système comme chassé de sa position d'équilibre avec la vitesse angulaire ω_0 . On peut partir de l'équation :

$$K \frac{d^2\alpha}{dt^2} + A \frac{d\alpha}{dt} + C_0\alpha = 0$$

avec $d\alpha = \omega dt$, en faisant $C_m = 0$ et en admettant que la force vive initiale du système est $\frac{K\omega_0^2}{2}$. Tous les traités d'électrotechnique contiennent l'étude de cette équation différentielle. On y montre que l'angle α_0 , amplitude maxima, étant atteint, la position d'équilibre peut être regagnée, soit par une série d'oscillations d'amplitude décroissante (mouvement périodique amorti), et de même période, soit par une seule (mouvement apériodique, fig. 82 et 83), et cela suivant

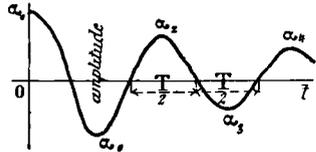


Fig. 82. — Oscillations périodiques amorties d'un équipage de balistique.

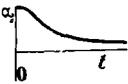


Fig. 83. — Mouvement apériodique d'un équipage de balistique.

le signe de la fonction $A^2 - 4K C_0$. Cette étude sera du reste faite d'une manière complète dans la partie du cours réservée aux courants alternatifs. Pour l'instant, nous écrirons simplement que, au moment de l'arrêt, c'est-à-dire pour $\alpha = \alpha_0$, la force vive initiale a été totalement dépensée pour surmonter les travaux antagonistes des couples résistants.

On a donc alors l'égalité :

$$\frac{K\omega_0^2}{2} = \sum_0^{\alpha_0} C_0\alpha d\alpha + \sum_0^{\alpha_0} A \frac{d\alpha}{dt} d\alpha$$

Or :

$$\sum_0^{\alpha_0} C_0\alpha d\alpha = \frac{C_0\alpha_0^2}{2} \quad (\text{voir graphique de la figure 84}).$$

$$\sum_0^{\alpha_0} A \frac{d\alpha}{dt} d\alpha = \alpha_0 \left(A \frac{d\alpha}{dt} \right)_{\text{moyenne}}$$

car le travail du couple amortisseur est évidemment égal au produit par α_0 de la valeur moyenne de ce couple $A \left(\frac{dx}{dt} \right)_{\text{moyen}}$ entre 0 et α_0 . Or :

$$\left(A \frac{dx}{dt} \right)_0^{\alpha_0} \text{moyen} = \frac{1}{T} \sum_0^{\alpha_0} A \frac{dx}{dt} dt = \frac{1}{T} \sum A x_0$$

On peut donc écrire :

$$\frac{K\omega_0^2}{2} = \left(\frac{C_0}{2} + \frac{A}{T} \right) \alpha_0^2$$

Or, on constate expérimentalement, et on le démontre par le calcul, dans l'étude de l'équation différentielle générale (1), que T , période d'oscillation du balistique (comme du reste celle de tout système oscillant) ne dépend que de la constitution de celui-ci, c'est-à-dire de A , K et C_0 , et non de la cause perturbatrice, si celle-ci est pratiquement instantanée. En particulier, on sait que la période d'oscillation simple d'un pendule est donnée par une formule où n'entre

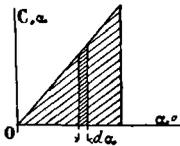


Fig. 84. — Travail du couple de torsion dans le mouvement du balistique.

que la longueur l du pendule et l'accélération due à la pesanteur g au lieu considéré $\left(T = \pi \sqrt{\frac{l}{g}} \right)$. Il en est de même pour le balistique. T est une constante pour le balistique donné, si, bien entendu, le circuit de décharge a toujours la même résistance R , A en dépendant. Dans l'équation :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{K} \left(\frac{C_0}{2} + \frac{A}{T} \right) \alpha_0^2$$

posons :

$$N^2 = \left(\frac{C_0}{2} + \frac{A}{T} \right) \frac{1}{K}$$

N^2 étant ainsi une constante.

Il vient :

$$\omega_0 = N \alpha_0$$

ce qui démontre la deuxième proposition.

CONCLUSIONS. — Il résulte immédiatement de notre étude, H étant une constante, que :

$$Q = M\omega_0 = MN \alpha_0 = H \alpha_0$$

δ , déviation lue sur l'échelle, est proportionnelle à α_0 . La constante du balistique est définie par l'égalité :

$$q = h\delta$$

q exprimé, par exemple, en coulombs et δ étant le nombre de divisions correspondantes. On voit que la constante h du balistique représente le nombre de coulombs correspondant à une division de l'échelle. On utilise aussi dans certaines applications le balistique pour la mesure des intensités des courants permanents. La constante, alors différente, est définie par

$$i = k\Delta$$

avec $k \neq h$

Étalonnage du balistique. — Mesure de flux. — L'étalonnage s'effectue suivant le schéma de la figure ci-contre. Il a pour but de déterminer à quelle quantité q d'électricité correspond une déviation de δ divisions de l'échelle (fig. 85).

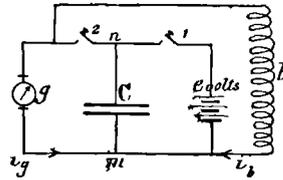


Fig. 85. — Schéma de montage pour l'emploi du balistique à la mesure d'un flux.

Matériel : pile de f.é.m. connue e volts, condensateur de c farads, ou plutôt $c \times 10^6$ microfarads.

Manœuvre : 1° fermer 1, 2 étant ouvert. Le condensateur se charge de la quantité d'électricité

$$q = ce$$

2° fermer 2, 1 étant ouvert. Le condensateur se décharge sur les résistances g (galvanomètre), et b (spires d'épreuve pour mesures de flux) en parallèle.

Les lois de Kirchoff donnent, à chaque instant, les notations étant intuitives, et en appelant T le temps de décharge.

$$bi_v = gi_g, \quad bi_v dt = gi_g dt, \quad bdq_v = gdq_g, \quad b \sum_0^T dq_v = g \sum_0^T dq_g,$$

$$bq_v = gq_g$$

d'où :

$$q \frac{b}{b+g} = ce \frac{b}{b+g} = h\delta$$

δ étant le nombre des divisions lues.

D'où la connaissance de h . Quand on mesurera la quantité d'électricité induite q' , on aura :

$$\frac{q'}{q_g} = \frac{\delta'}{\delta} \quad \text{ou} \quad q' = \delta' \frac{q_g}{\delta} = \delta' \left(ce \frac{b}{b+g} \frac{1}{\delta} \right)$$

On remarquera que le circuit fermé, dans lequel se développent les courants de Lenz par le fait du mouvement du balistique dans le champ, est bien le même dans les deux cas ; la résistance R en est égale à $b + g$.

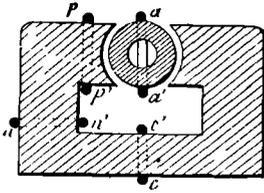


Fig. 86. — Étude magnétique d'une dynamo, ou détermination des flux dans ses diverses parties.

Application à l'étude magnétique d'une dynamo. — L'emploi de spires d'épreuve montées comme l'indique la figure 86 permet de faire l'étude complète de la répartition des flux dans une dynamo. On aura ainsi les flux Φ_a , Φ_p , Φ_c , Φ_n , etc., le coefficient d'Hopkinson, etc..., la

courbe représentant les variations de ce coefficient en fonction de celles du flux Φ , etc., etc....

HUITIÈME LEÇON

ÉTUDE DES GÉNÉRATRICES DYNAMO-ÉLECTRIQUES PRINCIPES GÉNÉRAUX

TYPES DIVERS DE GÉNÉRATEURS A COURANT CONTINU GÉNÉRATEURS HOMOPOLAIRES

PRODUCTION DE FORCES ÉLECTROMOTRICES D'INDUCTION

Principe. — Les machines chargés de ce soin s'appellent plus spécialement dynamos, dans le cas de f.é.m. continues, et alternateurs, dans le cas de f.é.m. alternatives. Ces machines sont, dans tous les cas, constituées par des assemblages convenables de conducteurs tournant dans des champs magnétiques appropriés.

Dans les dynamos, le système inducteur, ou créateur du flux d'induction, est souvent fixe, le système induit, siège de f.é.m. d'induction, généralement mobile. Du reste, théoriquement, pour produire les variations de flux coupé nécessaire à la création de f.é.m., il suffit de réaliser le mouvement relatif de l'induit par rapport à l'inducteur.

Forme de l'induit. — Il peut être,

ou un cylindre plat, comportant des conducteurs dans le plan des bases, ceux-ci coupant un flux perpendiculaire aux dites bases : c'est un induit disque

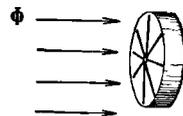


Fig. 87
Induit disque.

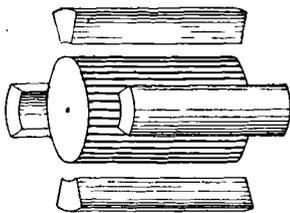


Fig. 88. — Induit tambour.

(fig. 87). ou un cylindre plus allongé et plein, avec conducteurs périphériques, parallèles à l'axe (c'est-à-dire dirigés suivant les génératrices du cylindre), les axes des champs inducteurs étant dirigés suivant les rayons d'un polygone régulier inscrit dans la section

circulaire découpée par un plan perpendiculaire à l'axe équidistant des deux bases : c'est un induit en tambour (fig. 88).

ou un cylindre analogue au précédent, mais annulaire et recouvert de conducteurs parallèles aux génératrices, à la fois sur sa surface latérale externe et sur sa surface latérale interne. Nous démontrerons facilement que cette seconde série de conducteurs, bien que nécessaire pour la fermeture des circuits de ces sortes d'induits, n'a sensiblement aucune influence sur la f.é.m. d'induction totale récoltée. Un tel induct porte le nom d'induit en anneau (fig. 89).

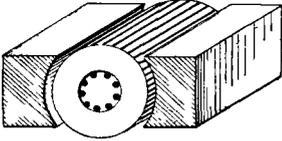


Fig. 89. — Induit anneau.

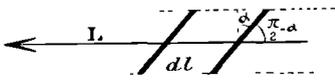


Fig. 90. — F. é. m. induite dans une génératrice oblique.

Remarque sur la position des conducteurs dans les induits anneaux et tambours. — Ils sont parallèles à l'axe et par suite rectilignes : c'est la meilleure solution au point de vue encombrement et utilisation du matériel, car la f.é.m. produite dans un conducteur faisant l'angle $\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)$ avec le déplacement est donnée, comme on sait, avec nos notations habituelles, par :

$$E = \mathcal{K}L v \cos \alpha \quad \text{ou} \quad \mathcal{B}L v \cos \alpha$$

En effet, le flux coupé $d\Phi$ pendant un temps très petit dt est donné (fig. 90) par

$$d\Phi = \mathcal{K}L dl \cos \alpha \quad \text{ou} \quad \mathcal{B}L dl \cos \alpha$$

La f.é.m. d'induction, égale, en valeur absolue, à $\frac{d\Phi}{dt}$, a donc bien pour expression :

$$E = \mathcal{K}L \frac{dl}{dt} \cos \alpha = \mathcal{K}L v \cos \alpha$$

ou

$$E = \mathcal{B}L v \cos \alpha$$

On voit que, toutes choses égales, elle sera maxima pour :

$$\alpha = 0$$

En outre, l'emploi de conducteurs inclinés sur l'axe, outre l'extraordinaire complication mécanique qu'entraînerait cette disposition, aurait pour effet de déterminer, en deux portions de

ces conducteurs, des f.é.m. de sens contraire, la polarité magnétique des régions des entrefers où se trouvent ces deux portions pouvant être différente.

ÉTUDE CRITIQUE DES DIVERS TYPES DE GÉNÉRATEURS
A COURANTS CONTINUS
AU POINT DE VUE DE LEUR PRINCIPE

Notions préliminaires. — A) *Représentation de l'induction magnétique dans l'entrefer.* — Elle peut être représentée en un point de cet entrefer par un vecteur dont le sens est celui des lignes de forces en ce point et dont la grandeur est, avec une échelle convenable, égale à sa valeur en gauss (par ex. 1 cm pour 1000 gauss).

Ce vecteur peut, en particulier, être décomposé suivant trois

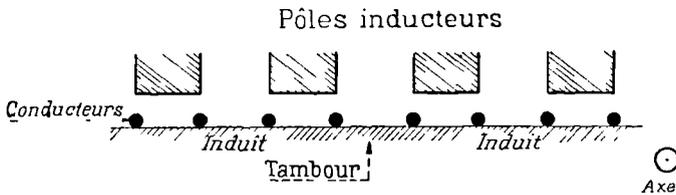


Fig. 91.

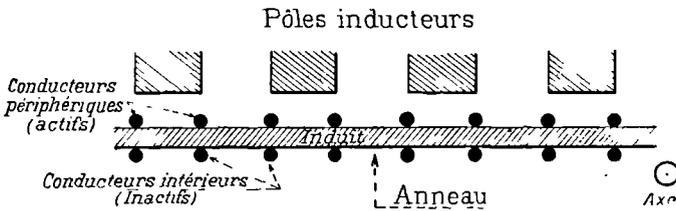


Fig. 92.



Fig. 93. — Représentation rectifiée des dynamos en sections par des plans perpendiculaires à l'axe. Les pôles marqués sont ceux supposés au-dessous du disque. directions rectangulaires intéressantes, comme nous allons le voir tout à l'heure (fig. 96).

B) *Représentation des dynamos par développement plan.* — a) *Section par un plan parallèle à la base, par exemple équidistant*

des bases. — Rectification des sections circulaires ainsi obtenues. — On réalise les développements suivants intuitifs pour le tambour et l'anneau. En ce qui concerne le disque, les surfaces N, S représentent les champs inducteurs vus par un observateur regardant le disque. On emploiera avec avantage pour déterminer le sens des lignes de force le même symbole que pour les courants, savoir \odot et \oplus (fig. 90, 91 et 92).

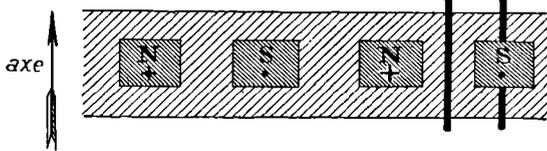


Fig. 94. — Tambour et anneau. Section par un plan axial.

b) Section par un plan axial. — En convenant de regarder les pôles inducteurs comme au-dessus, l'induit au-

dessus, les conducteurs entre les deux, on a la représentation suivante (fig. 94 et 95).

REMARQUE. — Nous emploierons, suivant les besoins, l'une ou

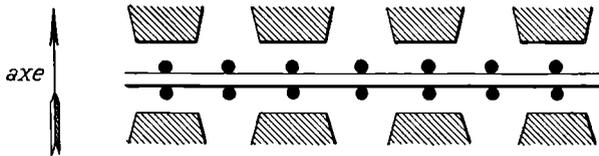


Fig. 95. — Disque. Section par un plan axial
(le développement peut alors nous donner les pôles inducteurs).

l'autre de ces représentations, en donnant dans chaque cas la direction de l'axe de la machine.

Composante utile \mathcal{B}_u de l'induction magnétique. — Au seul point de vue de la production de f.é.m., c'est celle perpendiculaire au plan du conducteur et du déplacement. On décomposera \mathcal{B} suivant trois directions rectangulaires (fig. 96).

\mathcal{B}_a composante axiale ou parallèle à l'axe;

\mathcal{B}_t composante tangentielle ou suivant le déplacement;

\mathcal{B}_r composante radiale.

Il est facile de voir que dans le cas des tambours et anneaux la composante utile \mathcal{B}_u de l'induction est la composante radiale \mathcal{B}_r ; pour les induits disques, c'est la composante axiale \mathcal{B}_a .

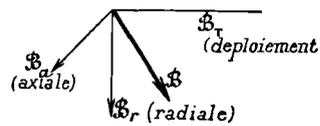


Fig. 96. — Composantes de l'induction magnétique.

DIVERS TYPES DE GÉNÉRATEURS A COURANT CONTINU

Générateurs homopolaires. — Conducteurs se déplaçant dans des champs magnétiques toujours de même sens.

Générateurs hétéropolaires. — Conducteurs se déplaçant dans des champs magnétiques alternés.

Les générateurs homopolaires se divisent eux-mêmes en générateurs unipolaires à champ inducteur rigoureusement constant, et en générateurs multipolaires, c'est-à-dire comportant plusieurs champs inducteurs, et par conséquent pour lesquels l'induction magnétique n'est pas constante dans la région où se déplacent les conducteurs induits.

A. — GÉNÉRATEURS HOMOPOLAIRES.

a. — UNIPOLAIRES

Machine à disque. — Nous avons étudié (pages 50 et 51) le principe d'un tel générateur. Si on fait tourner dans un champ constant, perpendiculaire au plan de rotation, un conducteur rectiligne, en disposant à son centre un frotteur f_1 , frottant par exemple sur une bague isolée, et un autre f_2 sur une autre bague, on récolte entre f_1 et f_2 une f.é.m. d'induction (fig. 97).

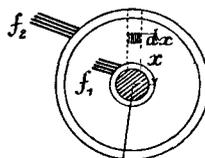


Fig. 97.
Générateur unipolaire.

Calcul de la f.é.m. d'induction récoltée. — Soit \mathcal{B} la valeur constante de l'induction magnétique et L la longueur du conducteur. En une portion située à la distance x du centre, la f.é.m. dE développée est la vitesse linéaire étant V en ce point :

$$dE = \mathcal{B}Vdx$$

Pour le conducteur, la f.é.m. totale est :

$$E = \mathcal{B} \int_0^L Vdx$$

Or,

$$V = x\omega$$

ω étant la vitesse angulaire constante de déplacement, et

$$\omega = 2\pi N$$

N est le nombre de tours par seconde. On a donc :

$$E = 2\pi N\mathcal{B} \int_0^L x dx$$

ou, tous calculs faits :

$$E = \pi N\mathcal{B}L^2$$

Appelons S la surface du cercle balayée par le conducteur. Alors

$$E = \mathcal{B}NS$$

Puissance développée. — Soit cette génératrice débitant sur des résistances pures, pour simplifier, c'est-à-dire dénuées de force contreélectromotrice. On a, pour expression de la puissance fournie,

$$P = EI$$

Appelons R et R_1 les résistances du circuit extérieur et du conducteur-générateur ; on aura de même :

$$E = \mathcal{B}NS$$

$$I = \frac{\mathcal{B}NS}{R + R_1}$$

Donc :

$$P = \frac{\mathcal{B}^2 N^2 S^2}{R + R_1}$$

Puissance qu'est susceptible de supporter la génératrice. — Il faut que la section de la barre soit suffisante pour supporter le courant I . Si Δ est la densité de courant admise, s la section du conducteur, on a :

$$s = \frac{I}{\Delta}$$

D'où l'expression nouvelle de la puissance :

$$P = \mathcal{B}NS\Delta s$$

Application numérique. — Soit une machine caractérisée par

$$V = 31,5/\text{sec.} = 3\,150\text{cm}/\text{sec.}$$

$$L = 50\text{ cm}$$

$$\mathcal{B} = 5\,000$$

$$s = 1\text{ cm}^2$$

$$\Delta = 1\text{ amp./mm}^2 = 100\text{ amp./cm}^2 = 10\text{ unités COS/cm}^2$$

On en déduit la puissance, en remarquant que :

$$N = \frac{V}{2\pi L} = \frac{31,5}{\pi} = 10 \text{ tours/sec.}$$

et

$$S = \pi L^2 = 2,5. \pi 10^5 \text{ cm}^2.$$

soit :

$$P \text{ ergs/sec.} = 5.10^5.10.2,5.10^5.\pi.10$$

$$P \text{ ergs/sec.} = 10^8. 5. 2,5. \pi$$

$$p \text{ watts} = 387,5$$

La f.é.m. d'induction :

$$e \text{ volts} = 10^{-8} \mathcal{B}NS = 3,875 \text{ volts.}$$

Essai de couplage de tels générateurs élémentaires. — Impossibilité du couplage en série. — Soient 12 conducteurs répartis suivant les rayons d'un polygone régulier (fig. 98 et 99).

On ne peut les sérier de façon à sommer leurs f.é.m. ; car, de deux choses l'une, ou ces connecteurs ba' seraient entre les pôles, et alors ils seraient le siège de f.é.m. d'induction de même sens que ab et $a'b'$, et on ne récolterait jamais que la f.é.m. d'un conducteur, ou bien, ces connexions auraient lieu par des liens électriques situés en dehors des pôles, et alors, les portions $b\alpha$, $\alpha\beta$, $\beta\alpha'$ dans leur mouvement, et pour une révolution complète, couperaient toujours le flux total Φ du circuit magnétique et seraient par suite le siège de f.é.m. juste égales et contraires à celle des conducteurs actifs. Bien qu'il nous soit impossible d'examiner toutes les solutions par lesquelles des inventeurs malheureux ont essayé de réaliser un tel couplage en série, condamné par la théorie, nous ne saurions trop insister sur l'importance historique de ce problème.

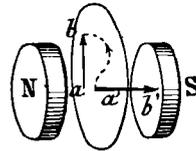


Fig. 98. — Impossibilité du couplage en série des générateurs unipolaires élémentaires.

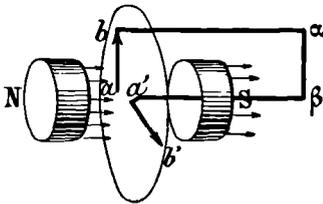


Fig. 99. — Impossibilité du couplage en série des générateurs unipolaires élémentaires.

en série, condamné par la théorie, nous ne saurions trop insister sur l'importance historique de ce problème.

Couplage en parallèle. — Il est réalisé de lui-même en montant les conducteurs, disposés suivant les rayons d'un polygone, régulier ou non, sur deux bagues, l'une interne, l'autre externe. Si R_1 est la résistance d'une barre, R celle du circuit extérieur, n

le nombre des barres, le courant débité par la machine sera :

$$I = \frac{E}{R + \frac{R_1}{n}}$$

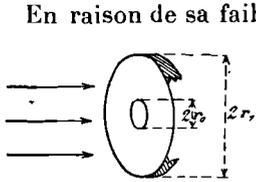


Fig. 100.
Générateur unipolaire à disque.

En raison de sa faible résistance extérieure, aussi réduite que l'on peut, une telle machine se prêtera particulièrement bien, au moins en théorie, à la production de courants intenses (fig. 100).

Cas d'un générateur avec un nombre de bras très grand. — Soit ce nombre infini (fig. 100). Le générateur se ramène à un disque (Faraday) tournant dans un champ magnétique constant. Soit $2r_0$ et $2r_1$, les diamètres intérieur et extérieur du générateur. La résistance d'une branche d'épaisseur radiale dr , située à la distance r du centre, si l'épaisseur axiale est ϵ , est donnée par :

$$dR = \rho \frac{dr}{2\pi r \epsilon}$$

ρ étant la résistance spécifique du métal.

$$R = \frac{\rho}{2\pi \epsilon} \int_{r_0}^{r_1} \frac{dr}{r} = \frac{\rho}{2\pi \epsilon} \cdot \text{Log. nép.} \left(\frac{r_1}{r_0} \right)$$

Pour que les courants intérieurs du générateur soient bien canalisés suivant des rayons du disque, il faut un très grand nombre de balais sur la bague extérieure.

Autre forme de machine unipolaire. Type à cloche. — Ce sont des conducteurs répartis à a périphérie latérale d'une cloche (s'ils sont en nombre infini, ils se confondent avec celle-ci). On voit qu'on recollera entre f_1 et f_2 ou entre f_1' et f_2 une f.é.m. d'induction. Les mêmes considérations que plus haut sont valables relativement à la difficulté de collection de courants intenses; celle-ci doit s'effectuer tout le long de la cloche sous peine de production de courants de circulation intérieurs (ou de Foucault) qui peuvent devenir désastreux.

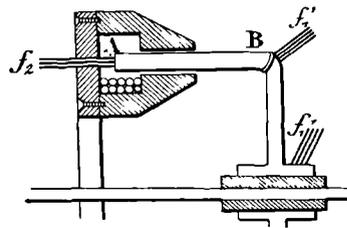


Fig. 101. — Machine unipolaire à cloche.

Calculs relatifs à l'établissement d'un tel générateur homopolaire.
 Nous croyons utile d'en donner ci-dessous les éléments.

Soit à calculer une machine d'une puissance :

$$p = 100 \text{ kw}$$

à fer tournant (cloche inductrice en métal magnétique pour diminuer l'entrefer).

Constantes :

$$p = 100 \text{ kw} \quad e = 10 \text{ volts} \quad i = 10^4 \text{ ampères.}$$

On a :

$$E = \mathfrak{B}LV = e \cdot 10^8 = 10^9.$$

Soit :

$$\mathfrak{B} = 10^4,$$

ce qui est admissible, car les pertes par courants de Foucault et hystérésis (voir les leçons ultérieures pour l'étude de ces pertes) sont très faibles, le champ inducteur étant constant.

On a alors :

$$\mathfrak{B}LV = 10^9 \quad \text{d'où} \quad LV = 10^5.$$

soit : $V = 4 \text{ m/sec}$, $= 400 \text{ cm/sec}$; L . longueur de la cloche, a pour valeur :

$$L = \frac{10^5}{4 \cdot 10^2} = 24 \text{ cm}$$

Le diamètre est :

$$D = \frac{V \cdot 60}{\pi N}.$$

N nombre de tours par minute. Soit :

$$N = 2 \cdot 10^3 = 2000 \text{ tours.}$$

Alors :

$$D = \frac{4 \cdot 10^2 \cdot 60}{\pi \cdot 2 \cdot 10^3},$$

$$D = 40 \text{ cm environ.}$$

Surface S offerte au courant. — On a :

$$i = 10^4 \text{ ampères.}$$

La densité du courant est :

$$\Delta = 1 \text{ amp/mm}^2.$$

Donc :

$$S = 100 \text{ cm}^2.$$

On a, de plus :

$$S = \pi D \epsilon.$$

Si ϵ est l'épaisseur de la cloche. On trouve :

$$\epsilon = 0^{\text{cm}}, 8.$$

Puissance p_a perdue par effet Joule dans la cloche. — C'est, r_a étant la résistance de l'armature :

$$p_a = r_a i^2 = \frac{\rho L}{S} i^2 = \rho L \Delta i.$$

Soit :

$$\rho = 10^9 \text{ ohm/cm.}$$

pour le fer, d'où :

$$p_a = 250 \text{ watts.}$$

Surface latérale de la cloche utilisée pour le passage du flux. — C'est :

$$\pi D L = 3141 \text{ cm}^2.$$

Flux utile :

$$\Phi_U = \mathcal{B} S = 31,4 \cdot 10^6 \text{ maxwells.}$$

Soit le coefficient d'Hopkinson :

$$v = 1,2$$

On a, pour le flux inducteur total nécessaire :

$$\Phi_T = \Phi_U \cdot 1,2.$$

On peut donc faire une épure du générateur et déduire, l'entrefer étant réduit à la valeur nécessaire au point de vue mécanique, les ampères-tours magnétisants convenables.

b — MACHINES HOMOPOLAIRES MULTIPOLAIRES

Machines homopolaires à champs inducteurs de sens constant, mais d'intensité variable, ou multipolaires. Machines à disque et à cloche. — Ce sera, par exemple, une machine à disque tournant

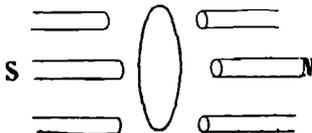


Fig. 102. — Générateurs multipolaires homopolaires à disque.

de chaque couronne ayant la même polarité (fig. 102), ou une machine à cloche avec un système de pôles inducteurs, comme ceux de la fig. 105.

Il est facile de voir qu'au point de vue mécanique, les facilités d'établissement sont alors meilleures.

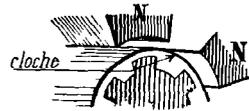


Fig. 103. — Générateurs homopolaires multipolaires à cloche.

Des machines à cloche, en apparence semblables, existent pratiquement pour la production des courants alternatifs, mais si les champs dans ces dernières machines sont identiques, le fer tournant n'a qu'un rôle magnétique et ne sert pas à la production de courants

Au point de vue électrique, ces machines sont inférieures aux machines homopolaires unipolaires.

Traçons en effet pour ces [générateurs la courbe des inductions utiles \mathcal{B}_u , avec les notations classiques et notre mode de représentation habituel. On sait qu'au voisinage des pôles, les lignes de force s'incurvent comme le montre la figure 104. Aussi \mathcal{B}_u aura une valeur absolument

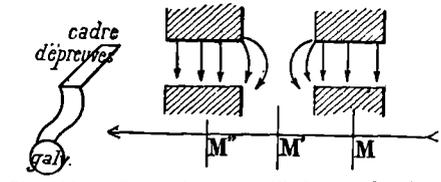


Fig. 104. — Détermination de l'induction dans l'entrefer d'une machine homopolaire multipolaire.

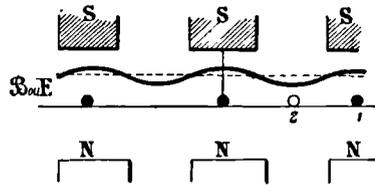


Fig. 105. — Induction \mathcal{B}_u dans une machine homopolaire multipolaire.

variable suivant la position M, M', M'' dans laquelle on la prendra ; \mathcal{B}_u peut se mesurer au balistique, par suppression ou production de flux, en introduisant dans l'entrefer un petit cadre rectangulaire de fil très fin, de profondeur égale à celle

du pôle, et comportant le nombre de conducteurs nécessaires pour avoir la sensibilité voulue (fig. 104).

Supposons déterminée la forme de l'induction en fonction des positions occupées par le conducteur. Nous aurons la représentation ci-contre (fig. 105). La f.é.m. engendrée, proportionnelle à \mathcal{B}_u , puisque :

$$E = \mathcal{B}_u LV$$

et que L et V sont constants, aura la même forme, et, avec une échelle convenable, la même représentation.

La f.é.m. sera donc ondulée. C'est le désavantage annoncé sur le cas précédent. Sa valeur moyenne sera :

$$E_{\text{moy}} = \mathcal{B}_{\text{moy}} LV.$$

Couplage en série impossible. Couplage en parallèle. — On constatera encore cette impossibilité première. Quant au couplage en parallèle, il ne peut être réalisé qu'avec des conducteurs occupant les mêmes positions par rapport aux pôles. En effet, couplons les

conducteurs (1) et (2) par une liaison terminale postérieure (fig. 105). E pour (1) est maxima, pour (2) elle est minima. Si on couple aussi les conducteurs (1) et (2) par leurs faces antérieures, R étant la résistance de chacun des conducteurs, R' celle de chacun des deux connecteurs, nous aurons un courant de circulation interne

$$I = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{2R + 2R'}$$

qui peut devenir énorme si E_{\max} est assez différent de E_{\min} . La f.é.m. totale étant celle d'un générateur, on voit qu'elle sera égale à E, et nécessairement plus ou moins ondulée.

Infériorité des machines homopolaires. — Elles ne se sont pas développées pour des raisons d'intérêt pratique, qui seront mieux comprises plus tard. Les principales sont :

1° La difficulté de la collection de courants intenses à la périphérie.

2° Leur réaction d'induit très importante.

3° La nécessité de grands entrefers, si le disque ou la cloche sont en cuivre ; ou, si, pour diminuer ces entrefers, on prend un disque ou une cloche en fer ou en métal analogue, l'importance de la perte par effet Joule, due pratiquement aux courants intérieurs (ou de Foucault), tenant à ce que les lignes de courant ne sont pas des rayons ou des génératrices du cylindre ou de la cloche.

4° Le fait qu'elles sont très difficilement auto-excitatrices.

5° Les grandes pertes par hystérésis et courants de Foucault dans le cas de machines homopolaires.

Tentatives dans ce genre. — En dehors des alternateurs homopolaires qui ont une réalité objective, nous citerons les machines à courant continu à disque de Polechko, Fritsche et Pacinotti, qui ont fonctionné en service courant.

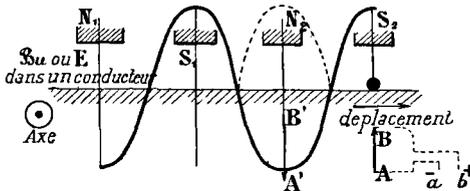


Fig. 106. — Induction dans une machine hétéropolaire.

B. Générateurs hétéropolaires. —

Représentation. — Même mode de représentation. Pour fixer les idées, prenons le cas d'un tambour. Nous pourrions représenter de même la com-

posante utile \mathcal{B}_u de l'induction comme plus haut. Ce sera une courbe périodique alternée, car les champs inducteurs sont alternés (fig. 105).

Recherche d'une différence de potentiel de sens constant. —

C'est celle qui est réclamée par le circuit extérieur à desservir.

Un conducteur se déplaçant dans le sens de la flèche, sera le siège d'une f.é.m. d'induction donnée par la règle des trois doigts, appliquée à une génératrice, f.é.m. d'induction dirigée de A vers B (position S) et de B vers A (position N). Si on veut réaliser entre deux bornes a, b , une différence de potentiel de sens invariable (b positif et a négatif) on devra pour la position S faire les connexions Bb, Aa , et pour la position N, les connexions Ab, Ba . Un inverseur devra produire automatiquement ces permutations dans les connexions pour arriver à ce résultat.

La réalisation de connexions matérielles Bb, Aa , telles qu'elles ne soient soumises à aucune f.é.m. d'induction sensible, présenterait d'insurmontables difficultés en théorie comme en pratique.

Sommation des f.é.m. développées dans deux conducteurs. — Associons les deux conducteurs AB, A'B' occupant des positions

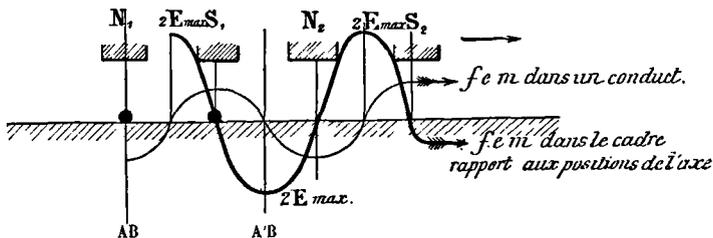


Fig. 107. — Représentation de la f.é.m. d'induction développée dans un cadre.

identiques par rapport à un pôle inducteur, et réunissons-les par une connexion extérieure. La f.é.m. développée entre les extrémités A et A' de ce cadre est égale à la somme de celles produites dans chacun des deux conducteurs. Si nous rapportons la f.é.m. développée dans le cadre à la position de l'axe de ce cadre (droite parallèle à AB et A'B' et équidistante de ceux-ci), nous avons la représentation ci-contre (figure 107.)

On constate sur la fig. que la f.é.m. du cadre, $2E$, est nulle dans les positions de flux maximum, ce que nous aurait permis de prévoir ce que nous savons de l'induction dans un cadre.

Constitution de l'inverseur dans ce cas. — Réunissons les ex-

trémities A et A' à deux lames consécutives d'un cylindre creux centré sur l'arbre, fendu suivant des génératrices en nombre égal aux pôles inducteurs, toujours en nombre pair, soit $2p$. Fendons le cylindre et l'induit suivant un plan axial. Nous avons la représentation suivante, en développement en plan (fig. 108).

Deux frotteurs f et f' portent sur ces lames. Relions entre elles électriquement toutes les lames $a_1, a_2, a_3, \dots, a_p$ et $a'_1, a'_2, a'_3, \dots, a'_p$. Nous voyons, d'après les figures précédentes, que les inversions devant se produire pour des f.é.m. nulles dans les conducteurs AB, A'B', auront lieu pour des positions simultanées de ces

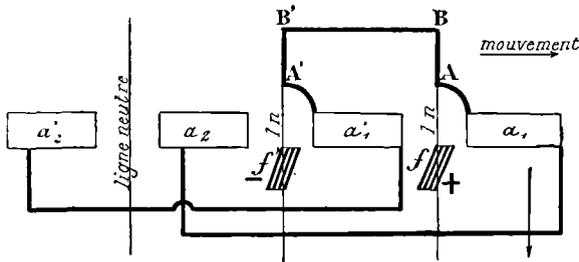


Fig. 108. — Génératrice hétéropolaire et collecteur élémentaire ou redresseur.

conducteurs coïncidant avec les lignes neutres. Les balais f et f' doivent alors porter sur le vide laissé entre les lames dans un tel système. Nous avons le schéma ci-contre pour ce passage à la ligne neutre (fig. 108).

Avant ce passage, les f.é.m. étaient de sens donné; par exemple, A était positif par rapport à A'. Ils étaient reliés respectivement, A à f , A' à f' . Après ce passage, A est devenu négatif par rapport à A', mais il est en communication avec le balai positif f' . Il existe donc entre f et f' une différence de potentiel périodiquement nulle, mais jamais de sens alterné.

COUPLAGE DE CONDUCTEURS

On peut évidemment coupler en série ou en parallèle les cadres tels que AB, A'B', constitués par les conducteurs occupant la même situation relative par rapport aux pôles.

Les deux figures ci-contre représentent deux cas très simples de ces genres de couplage (fig. 109 et 110).

Essais de réalisation d'une force électromotrice non ondulée, mais constante. — Les f.é.m ainsi obtenues sont toujours ondulées, car elles sont égales à celles d'un conducteur, multipliées

par le nombre de conducteurs mis en série. Pour avoir une f.é.m.

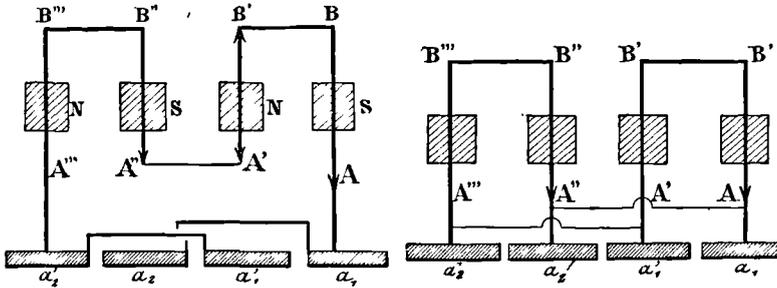


Fig. 109 et 110. — Couplages de génératrices élémentaires hétéropolaires en série et en parallèle.

d'allure plus constante, il faudrait pouvoir les associer en série ;

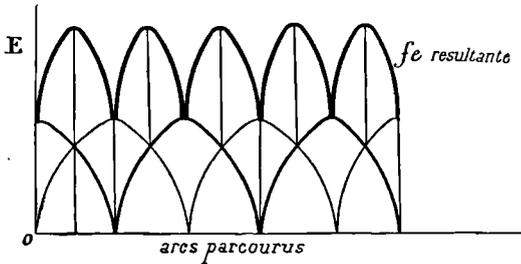


Fig. 111. — Couplage de génératrices élémentaires hétéropolaires en quadrature.

parexemple, deux jeux de conducteurs, les éléments de l'un occupant la position d'induction maxima quand les éléments de l'autre occupent la position d'induction nulle. On aurait

ainsi la figure ci-contre (fig. 111).

Imaginons qu'il y ait $2p$ pôles, donc p paires de pôles et 2 jeux de conducteurs décalés de $\frac{2\pi}{4p}$ sur la circonférence.

On peut constituer en quelque sorte deux induits distincts en faisant aboutir à deux collecteurs élémentaires les extrémités des conducteurs de chaque série, et en couplant les balais de chaque jeu entre eux ; par exemple, suivant le mode indiqué par la figure 112.

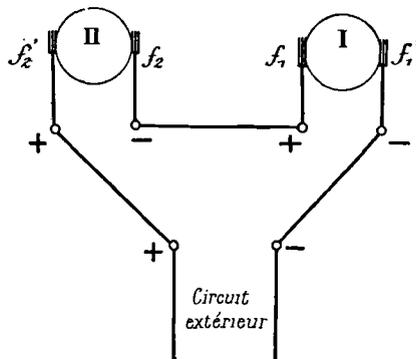


Fig. 112. — Couplage de deux génératrices élémentaires hétéropolaires en quadrature.

Cette liaison peut se faire sur l'induit lui-même. La recherche de ce mode d'assemblage constitue le problème des enroulements, que nous étudierons bientôt.

Force électromotrice moyenne d'un générateur. — Imaginons que cette f.é.m. soit composée avec celle de b jeux de a conducteurs, chacun occupant la même situation relative par rapport aux pôles, les conducteurs homologues dans les b jeux occupant des situations régulièrement décalées par rapport aux pôles.

La f.é.m. moyenne sera évidemment égale à a fois la f.é.m. moyenne d'un jeu, c'est-à-dire à $a\varepsilon$ moy., ou à $n = ab$ fois la f.é.m. moyenne E d'un conducteur.

Tout revient donc à évaluer celle-ci.

NEUVIÈME LEÇON

MACHINES HÉTÉROPOLAIRES — ÉTUDE SPÉCIALE
DES MACHINES GÉNÉRATRICES BIPOLAIRES

FORCE ÉLECTROMOTRICE MOYENNE DÉVELOPPÉE
DANS UN CONDUCTEUR

La courbe de f.é.m. nous montre que si on étendait le calcul de la valeur moyenne à l'espace angulaire compris entre deux

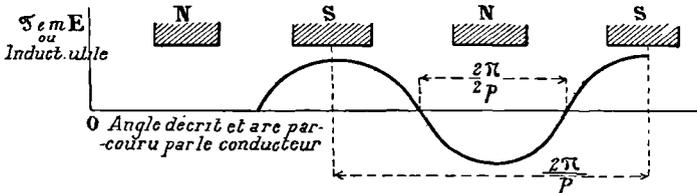


Fig. 113. — Induction dans l'entrefer dans une machine hétéropolaire.

pôles de même nom, cette f.é.m. serait nulle. La f.é.m. est une fonction périodique de l'arc α décrit par le conducteur à partir d'une position fixe. La période angulaire est $\frac{2\pi}{p}$.

La valeur moyenne, étendue à un intervalle $\frac{2\pi}{p}$, de E est donnée, avec nos notations habituelles et v désignant la vitesse, par :

$$E_{\text{moy}} = \frac{Lv}{2\pi} \sum_0^{\frac{2\pi}{p}} \mathfrak{B}_u d\alpha$$

ou :

$$E_{\text{moy}} = \frac{Lv}{2\pi} \sum_0^{\frac{2\pi}{p}} \mathfrak{B}_u d\alpha.$$

Le déplacement angulaire est proportionnel au temps, de telle sorte qu'on peut écrire :

$$\alpha = \omega t.$$

ω étant la vitesse angulaire de l'induit. Quand ω est fixé, on peut donc dire que E est aussi une fonction périodique du temps. La période T correspond à l'arc $\frac{2\pi}{p}$, p étant le nombre des paires de pôles. De plus :

$$\omega = 2\pi N$$

N étant le nombre de tours de l'induit par seconde. Il vient donc :

$$\frac{2\pi}{p} = \omega T = 2\pi NT,$$

d'où :

$$T = \frac{1}{pN}$$

comme valeur de la période.

Dans le cas d'une machine bipolaire :

$$p = 1.$$

Alors :

$$T = \frac{1}{N},$$

ce qui est évident.

Forme générale des fonctions périodiques. — Soit $f(x)$ une fonction périodique de $\alpha\omega t$. On peut écrire :

$$\begin{aligned} f(x) &= f\left(x + \frac{2\pi}{p}\right) \\ f(\omega t) &= f\left(\omega t + \frac{2\pi}{p}\right) \\ f(t) &= f\left(t + \frac{2\pi}{p\omega}\right). \end{aligned}$$

Or, toute fonction périodique d'une variable t peut se développer suivant la série connue de Fourier :

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos kt + a_2 \cos 2kt + \dots + b_1 \sin kt + b_2 \sin 2kt + \dots$$

$a_2, a_1, a_2, \dots, b_1, b_0, \dots$ étant des constantes et k ayant la valeur $\frac{2\pi}{T}$, soit ici $2\pi pN$.

Pour ne pas compliquer les calculs, supposons la courbe réduite

à la forme d'une sinusoïde, ce qui est du reste amplement suffisant dans notre cas. On peut écrire, la f.é.m., comme l'induction, s'annulant pour

$$\begin{aligned} \alpha &= 0 \\ t &= 0 \end{aligned}$$

et pour :

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{2\pi}{2p} \\ t &= \frac{T}{2} \end{aligned}$$

et d'autre part, ces quantités étant maxima toutes deux pour

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{2\pi}{4p} \\ t &= T \end{aligned}$$

l'expression simple de la f. é. m.

$$E = f(t) = E_{\max} \sin 2\pi p N t.$$

Relation entre la f.é.m. moyenne et la f.é.m. maxima. — La valeur moyenne de E dans l'intervalle $0 \dots \frac{2\pi}{2p}$ est donnée, si \mathcal{B}^0 est la valeur maxima de l'induction utile, par

$$E_{\text{moy}} = \frac{\mathcal{B}_n^0 L}{\left(\frac{T}{2}\right)} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin 2\pi p N t dt.$$

Or :

$$\int_0^{\frac{T}{2}} \sin 2\pi p N t dt = \frac{1}{2\pi p N} \left[\cos 2\pi p N t \right]_0^{\frac{T}{2}}$$

Et l'intégrale définie

$$\frac{1}{2\pi p N} \left[\cos 2\pi p N t \right]_0^{\frac{T}{2}}$$

a pour valeur

$$\frac{2}{2\pi p N} \quad \text{ou} \quad \frac{2}{\pi} \cdot \frac{T}{2}$$

On a donc :

$$E_{\text{moy}} = \frac{\mathcal{B}_n^0 L v}{\frac{T}{2}} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{2}{\pi} = \mathcal{B}_n^0 L v \frac{2}{\pi}$$

Donc :

$$E_{\text{moy}} = \frac{2}{\pi} E_{\text{max}}.$$

Valeur de la f.é.m. moyenne en fonction du flux émanant d'un pôle. — Remplaçons dans l'avant-dernière expression v par sa valeur :

$$v = R\omega = 2\pi RN.$$

R étant le rayon d'induit. Il vient :

$$E_{\text{moy}} = \left(\mathcal{B}_u \cdot \frac{2}{\pi} \right) Lv = \mathcal{B}_{\text{moy}} 2\pi LRN = \mathcal{B}_{\text{moy}} \frac{2\pi LR}{2p} \cdot 2pN$$

ou, enfin, puisque $\mathcal{B}_{\text{moy}} \frac{2\pi LR}{2p} = \Phi_p$ (flux émanant d'un pôle et passant dans l'induit) :

$$E_{\text{moy}} = 2pN\Phi_p.$$

Ainsi donc, dans une machine multipolaire, si p est le nombre de paires de pôles, Φ_p le flux d'un pôle, N le nombre de tours par seconde, la f.é.m. moyenne dans un conducteur est donnée par :

$$E_{\text{moy}} = 2pN\Phi_p.$$

Expression générale de la f.é.m. d'un générateur dans le cas d'une machine ayant plusieurs chaînes ou branches en parallèle. — Soit la machine ayant $2p_1$ branches, du même nombre de conducteurs induits en parallèle, et n conducteurs actifs ou périphériques; nous aurons comme valeur de la f.é.m. totale moyenne :

$$\mathcal{E}_{\text{moy}} = \frac{n}{2p_1} E_{\text{moy}} = \frac{2p}{2p_1} Nn\Phi_p = \frac{p}{p_1} nN\Phi_p.$$

p nombre de paires de pôles,

p_1 nombre de branches en parallèle.

ÉTUDE SPÉCIALE DES MACHINES HÉTÉROPOLAIRES BIPOLAIRES

Nous allons entreprendre cette étude dans le but d'acquérir, en dehors de toute formule algébrique compliquée, masquant les résultats, c'est-à-dire avec la plus grande facilité possible, les notions relatives à la construction et au fonctionnement d'une

machine dynamo. Dans le cas des machines multipolaires, la généralisation se fera d'elle-même très simplement (15^e Leçon).

A). Étude des enroulements dans les machines bipolaires. — Les deux seuls types généraux adoptés sont l'anneau et le tambour. Le disque est pratiquement abandonné (fig. 114).

Force électromotrice totale moyenne d'une machine bipolaire. —

Soit, pour une telle machine, enroulée en anneau ou en tambour, n le nombre des conducteurs périphériques. L'angle d'écart de deux conducteurs est $\frac{2\pi}{n}$.

Chacune des génératrices de la portion ASB coupe des lignes de force. La somme des flux coupés par ces $\frac{n}{2}$ géné-

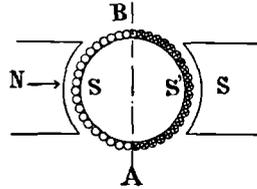


Fig. 114. — Répartition des f.é.m. dans une dynamo bipolaire.

ratrices est Φ_p . On a, à chaque instant, en valeur absolue, si les f.é.m. induites dans chaque spire sont $\varepsilon, \varepsilon', \varepsilon''$ etc..., les flux coupés étant $\varphi, \varphi', \varphi''$, etc... :

$$\varepsilon = \frac{d\varphi}{dt}, \quad \varepsilon' = \frac{d\varphi'}{dt}, \text{ etc...}$$

La somme des f.é.m. est

$$\Sigma(\varepsilon + \varepsilon' + \varepsilon'' + \dots).$$

La valeur moyenne de cette expression est donnée par :

$$\mathcal{E}_{\text{moy}} = \frac{1}{\theta} \Sigma(\varepsilon + \varepsilon' + \varepsilon'' + \dots) dt = \frac{1}{\theta} \Sigma d\varphi + d\varphi' + \dots$$

θ étant le temps de la rotation $\frac{2\pi}{n}$.

D'où :

$$\mathcal{E}_{\text{moy}} = \frac{1}{\theta} \Sigma d\varphi = \frac{\Phi_p}{\theta}.$$

Or, soit :

$$T = \frac{1}{N}.$$

N étant le nombre de tours par seconde et T la durée de la période correspondant à un tour complet ou à l'angle décrit 2π pour une machine bipolaire. Pour l'angle $\frac{2\pi}{n}$, le temps θ sera $\frac{1}{nN}$

en secondes. Il en résulte, pour la valeur moyenne des f.é.m. induites :

$$\mathcal{E}_{\text{moy}} = \frac{\Phi_p}{6} = nN\Phi_p.$$

Mode de captage de cette force électromotrice. — On cherche dans une telle dynamo à récolter cette somme de f.é.m. par une association convenable des conducteurs actifs. E_{moy} sera captée au moyen de deux palettes fixes portant sur des portions convenablement dénudées de l'induit ou par un dispositif équivalent (collecteur).

Anneau bipolaire. — Sur un anneau constitué comme il a été dit (tôles isolées et assemblées, de plan perpendiculaire à l'axe de l'induit), enroulons un fil conducteur toujours dans le même sens (*dextrorsum* ou *sinistrorsum*). On donne souvent à ce mode d'enroulement le nom d'hélicoïdal. Dénudons la partie périphérique axiale des fils et faisons porter deux balais sur la ligne neutre AB. Supposons les fils assez rapprochés pour que les balais ne quittent un fil que lorsqu'ils portent déjà sur le suivant. Un voltmètre V branché entre A et B donnera une différence de potentiel constante (fig. 115) :

$$E_{\text{moy}} = Nn\Phi_p.$$

Emploi du collecteur. — On peut réaliser également cette sommation de f.é.m. en faisant porter les balais sur des lames conductrices isolées les unes des autres, et reliées chacune au point de jonction de deux spires consécutives. Cet organe est constitué par un cylindre formé d'une série de lames taillées en coin, isolées les unes des autres et concentriques à l'induit et dit *collecteur*.

Limitation du nombre des lames du collecteur. Ce nombre ne peut pas dépasser une certaine limite pour un diamètre donné de

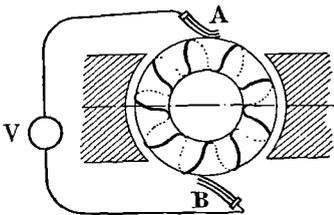


Fig. 115. — Lecture au voltmètre de la f.é.m. constante entre balais.

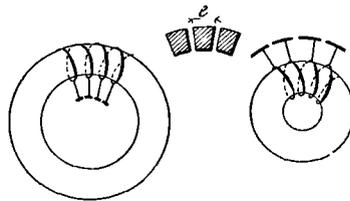


Fig. 116. — Limitation du nombre des lames au collecteur.

collecteur, car e , l'épaisseur des lames, mesurée suivant l'arc circulaire qu'elles constituent, ne peut pas tomber au-dessous d'une

valeur donnée, indiquée par des nécessités d'ordre mécanique et électrique sur lesquelles nous reviendrons bientôt (fig. 116).

Soient n conducteurs périphériques (ou n spires). Au lieu d'utiliser n lames au collecteur, on divise ces n spires en a sections de chacune b spires en série ($n = ab$). Les b spires d'une section étant commutées à la fois, c'est-à-dire passant d'une moitié de l'induit dans l'autre moitié où le courant est de sens inverse, la f.é.m. récoltée entre balais ne sera plus aussi constante que dans le cas où le collecteur comporte autant de lames que de spires. Pour un nombre donné n de conducteurs, elle sera d'autant plus ondulée, par rapport à la forme correspondant au premier cas, que le rapport $\frac{b}{a}$ sera plus grand.

Exemple d'anneau bipolaire. — Pour la commodité de la représentation, prenons un anneau pour lequel n soit faible. Chaque spire du schéma peut représenter une bobine composée elle-même de plusieurs spires, dont les extrémités libres coïncident avec celles indiquées sur le schéma pour la spire représentant cette bobine.

Soit, fig. 117 :

$$n = 12$$

Les balais seront au nombre de deux appuyant sur les lames (4) et (10), joignant l'une et l'autre des paires de conducteurs (3 et 4, 9 et 10) dans lesquels les f.é.m. induites sont de sens contraires. Les traits ponctués figurent les conducteurs intérieurs à l'anneau induit, soit inertes au point de vue magnétique, car le champ est pratiquement nul en cette région, comme nous le verrons encore mieux très prochainement.

Tambour bipolaire. — On se souvient que l'enroulement en tambour consiste à employer, pour former une même spire ou cadre, deux conducteurs induits, ou génératrices parallèles à l'axe.

Enroulement tambour à une couche. — Nous supposons provisoirement ces n conducteurs répartis sur une couche. Le nombre

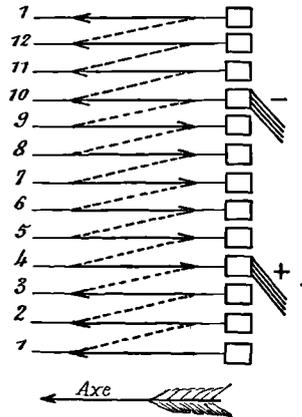


Fig. 117. — Exemple d'anneau bipolaire.

des lames au collecteur sera donc au plus égal à $\frac{n}{2}$, si n est le nombre des génératrices. Chaque cadre constitué par deux géné-

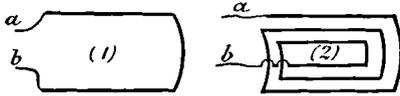


Fig. 118. — Cadres élémentaires d'un tambour.

ratrices du schéma de la figure 118 peut être considéré comme pouvant remplacer un cadre constitué par plusieurs spires analogues en série, et présentant

deux extrémités libres a et b . On a adopté la représentation (1), de manière à ne pas compliquer inutilement les schémas.

Enroulement ondulé ou imbriqué (ou bouclé). — Appelons face antérieure de l'induit celle correspondant au collecteur, et face

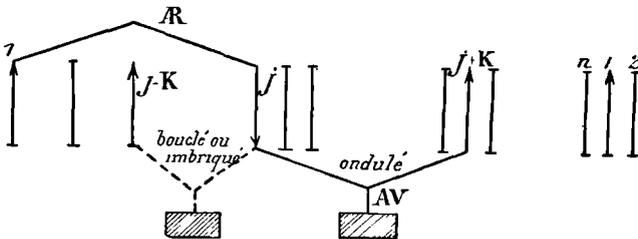


Fig. 119. — Principe des enroulements ondulés et imbriqués ou bouclés.

postérieure l'autre face. Numérotons les conducteurs dans un sens donné. Constituons un cadre (fig. 119) avec les conducteurs n° 1 (entrée) et n° j (sortie) par exemple, reliés par une connexion postérieure. Nous pouvons continuer notre chaîne de conducteurs en série en joignant l'extrémité libre de j avec l'extrémité d'entrée d'un autre cadre. Soit ce conducteur d'entrée de n° $j+k$. On a un enroulement ondulé.

Soit ce conducteur de n° j associé à un conducteur de n° $(j-k)$. On a alors l'enroulement bouclé ou imbriqué.

Les connexions AV ($j, j+k$, ou $j, j-k$) sont réunies à une lame du collecteur.

Dans le premier cas (*ondulé*), les connexions avant et les connexions arrière se font toujours dans le même sens; dans le second (*imbriqué*), la connexion avant constitue un retour sur la connexion arrière.

Convention. — Supposons que, les conducteurs étant numérotés dans un sens déterminé, on prolonge au delà du conducteur de

n° n le développement, par la reproduction des conducteurs n° 1, 2, 3, etc.... On conviendra de coupler les conducteurs, quel que soit le sens d'enroulement, toujours dans le même sens (de gauche à droite par exemple).

Définitions. — Divisons la circonférence extérieure d'induit en n secteurs. On appelle pas arrière (ou de l'enroulement sur la base arrière p_{AR}) le nombre de secteurs compris entre deux génératrices associées pour constituer un cadre.

On appelle pas avant (ou de l'enroulement sur la base avant p_{AV}) le nombre de secteurs compris entre les deux génératrices associées en avant entre elles et à la lame du collecteur. Ce nombre p_{AV} dépend du mode d'enroulement adopté, tandis que p_{AR} ne dépend que du mode choisi pour la constitution des cadres ($1-j$) par exemple.

Enroulements adoptés pour le tambour bipolaire. — On peut, pour constituer un cadre, joindre les génératrices situées sur un même diamètre ou sur une corde. Il faut en tous cas que les deux conducteurs associés soient de polarités contraires.

L'enroulement en tambour bipolaire diamétral nécessite, outre un nombre pair de conducteurs n (c'est évident, car le nombre des cadres $\frac{n}{2}$ est entier), la condition que $\frac{n}{2}$ soit impair.

C'est là la conséquence d'une considération géométrique d'une extrême simplicité et réellement intuitive.

Quant à l'enroulement suivant une corde, il convient qu'il soit effectué suivant une telle droite se rapprochant le plus possible du diamètre. Il est réservé au cas de $\frac{n}{2}$ pair. Au lieu de connecter 1 à $\frac{n}{2} + 1$ (enroulement diamétral), on connecte 1 à $\frac{n}{2}$. On ne peut accoupler les conducteurs suivant des cordes très différentes du diamètre, car alors les conducteurs associés pourraient être le siège de f.é.m. de même sens, donc en opposition. Dans l'enroulement suivant une corde, il faut par conséquent que le plan contenant les conducteurs associés soit presque diamétral.

EXEMPLES D'ENROULEMENTS DIAMÉTRAUX

a) *Connexions avant dissymétriques* : $n = 10$ (fig. 120).

$$\frac{n}{2} = 5 \text{ (impair).}$$

5 lames au collecteur : 1,3,5,7,9

Connexions AR	Lame n°	Connexions AV
1 — 6	5	6 — 5
5 — 8	5	8 — 5
5 — 10	7	10 — 7
7 — 2	9	2 — 9
9 — 4	1	4 — 1

b) *Connexions avant symétriques.* — Lamé 5 équidistante des génératrices 5 et 6 (fig. 121).

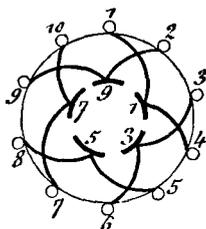
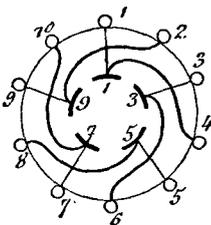


Fig 120 et 121. — Enroulements diamétraux. Connexions avant dissymétriques et symétriques.

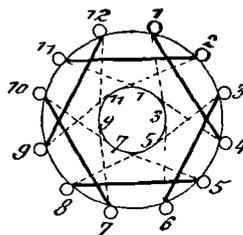


Fig. 122. — Enroulement suivant des cordes.

Connexions AR	Lame N°	Connexions AV
1 — 6	5	6 — 5
5 — 8	5	8 — 5
5 — 10	7	10 — 7
7 — 2	9	2 — 9
9 — 4	1	4 — 1

EXEMPLE D'ENROULEMENT SUIVANT DES CORDES (fig. 122)

$$n = 12$$

$$\frac{n}{2} = 6 \text{ (pair)}$$

Connexions AR	Lame n°	Connexions AV
1 — 6	5	6 — 5
5 — 8	5	8 — 5
5 — 10	7	10 — 7
7 — 12	9	12 — 9
9 — 2	11	2 — 11
11 — 4	1	4 — 1

Formules générales de l'enroulement en tambour bipolaire. — On a vu, par les deux exemples précédents, que pour réaliser $\frac{n}{2}$ cadres

symétriquement disposés, il fallait que le nombre p_{AR} de secteurs (ou de divisions) compris entre les deux conducteurs constitutifs du cadre soit impair.

On pourra donc écrire, pour l'enroulement suivant une corde :

$$p_{AR} = \frac{n}{2} - 1$$

$\frac{n}{2}$ pair ;

pour l'enroulement suivant un diamètre :

$$p_{AR} = \frac{n}{2}$$

$\frac{n}{2}$ impair.

Dans l'enroulement imbriqué, on réunira la sortie d'un cadre avec le commencement du cadre suivant. D'où, en comptant les numéros toujours dans le même sens, un nombre de secteurs (compris entre ces deux conducteurs associés) égal à :

$$p_{AR} = \left(\frac{n}{2} + 1\right) + 2 \quad \left(\frac{n}{2} \text{ pair.}\right)$$

$$p_{AR} = \left(\frac{n}{2}\right) + 2 \quad \left(\frac{n}{2} \text{ impair}\right)$$

Dans l'enroulement ondulé (connexion du conducteur de sortie d'un cadre avec le conducteur d'entrée du cadre précédent), on aura de même :

$$p_{AR} = \left(\frac{n}{2} + 1\right) - 2 \quad \frac{n}{2} \text{ pair}$$

$$p_{AR} = \left(\frac{n}{2}\right) - 2 \quad \frac{n}{2} \text{ impair}$$

Il résulte également de ces remarques la formule d'enroulement pour le tambour bipolaire :

$$p_{AV} + p_{AR} = n \pm 2 \begin{pmatrix} +2 \text{ imbriqué} \\ -2 \text{ ondulé} \end{pmatrix}$$

Application de la formule précédente.

Tambour à 16 génératrices.

Comme dernière application, étudions le cas d'un tambour comprenant seulement 16 génératrices pour ne pas compliquer

les schémas et tableaux; en pratique, le nombre des génératrices pouvant être beaucoup plus grand.

Il y aura 8 lames au collecteur, puisqu'il y a $\frac{n}{2} = 8$ spires :

$$p_{AR} = 7$$

Développons en plan notre tambour. Nous aurons le schéma donné fig. 125.

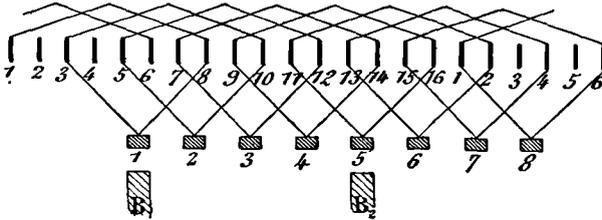


Fig. 125. — Développement d'un tambour bipolaire à 16 génératrices.

Nous pourrions constituer de même le tableau des connexions postérieures ou arrière suivantes :

1 — 8	}
3 — 10	
5 — 12	
7 — 14	
9 — 16	
11 — 2	
13 — 4	
15 — 6	

On a ainsi réalisé 8 cadres, dont les plans consécutifs font entre eux les angles :

$$\frac{2\pi}{n} = \frac{4\pi}{n} = \frac{4\pi}{16} = \frac{\pi}{4}$$

Connexions AV, pas AV (p_{AV}). — Complétons l'enroulement fermé, en joignant entre eux et à une lame du collecteur, le conducteur de queue du cadre (8, 10, etc...) avec le conducteur de tête du précédent ou du suivant; par exemple pour le premier, on peut relier 8 avec 3 (enroulement imbriqué), ou avec 15 (enroulement ondulé.)

Le pas AV (ou de l'enroulement sur la base AV) sera encore le nombre de divisions comprises entre deux générateurs aboutissant à une même lame du conducteur.

On aura, d'après ce qu'on vient de voir :

$$p_{AV} + p_{AR} = n \pm 2 \begin{cases} +2 \text{ imbriqué} \\ -2 \text{ ondulé} \end{cases}$$

En convenant de donner aux lames du collecteur le même numéro qu'à celui du conducteur de sortie des cadres élémentaires, nous aurons les tableaux suivants, résumant le mode d'enroulement dans chaque cas (imbriqué ou ondulé) :

Imbriqué.

AR	LAME	AV
1-8	8	8-3
3-10	10	10-5
5-12	12	12-7
7-14	14	14-9
9-16	16	16-11
11-2	2	2-15
13-4	4	4-13
15-6	6	6-1

Ondulé.

AR	LAME	AV
1-8	8	8-15
3-10	10	10-1
5-12	12	12-5
7-14	14	14-5
9-16	16	16-7
11-2	2	2-9
13-4	4	4-11
15-6	6	6-13

REMARQUE. — Il est bien certain que les cadres élémentaires que nous avons considérés comme constitués par deux génératrices et leurs connexions latérales, peuvent l'être par un certain nombre de spires dont les deux extrémités jouent le rôle des extrémités 1-8, 3-10, etc... des cadres précédents. Comme on l'a dit plus haut, on réduit toujours les schémas au minimum de complications en utilisant cette hypothèse.

Enroulement sur deux couches. — Surtout dans le cas des induits dentés ou à encoches, on utilise souvent un double enroulement, c'est-à-dire sur deux couches, dans le cas du tambour bipolaire. On peut en effet remarquer qu'alors que dans le cas de l'anneau, le nombre de lames est égal à celui des bobines ou génératrices, dans le cas du tambour, ce nombre de lames est égal à la moitié du nombre des bobines. Il semble donc logique, dans

certains cas, d'employer pour le tambour une deuxième couche, deux génératrices se trouvant dans une même encoche, le nombre de lames du collecteur étant alors égal au nombre de ces encoches.

Il faut distinguer deux cas : celui où l'enroulement est fait à la main, et celui où il est constitué par des bobines de forme.

Bobinage à la main sur deux couches. — Dans le premier cas, les deux conducteurs d'un même cadre doivent se trouver sur la même couche.

Numérotons les conducteurs des deux couches de la manière

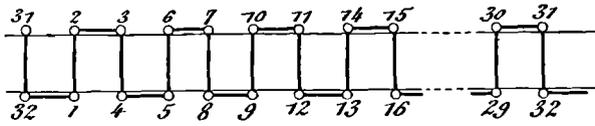


Fig. 124. — Bobinage à la main sur 2 couches ($\frac{n}{4}$ pair).

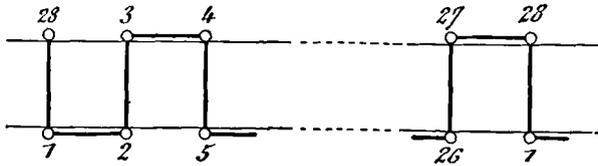


Fig. 125. — Bobinage à la main sur 2 couches ($\frac{n}{4}$ impair).

suivante, suivant les cas, de manière que la condition précédente soit réalisée, savoir :

1° $\frac{n}{2}$ divisible par 4, par exemple : $n = 52$.

1 — 16	}	Constitution des cadres (fig. 124).
5 — 18		
5 — 20		
7 — 22		
11 — 26		
etc.		

2° $\frac{n}{2}$ divisible par 2 seulement, par exemple : $n = 28$.

1 — 14	}	Constitution des cadres (fig. 125).
3 — 16		
5 — 18		
7 — 20		
9 — 22		
etc.		

Enroulement sur deux couches avec bobine de forme. — Le premier conducteur d'un cadre (vers les n^{os} croissants, par exemple)

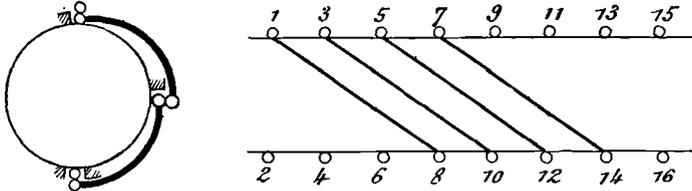


Fig. 126. — Enroulement de formes sur deux couches.

doit appartenir à une couche, et le second à l'autre couche, nécessité imposée par le montage des bobines de forme (fig. 126).

On donne, à tous les conducteurs d'une couche, les numéros pairs, à tous ceux de l'autre, les numéros impairs.

EXEMPLE. — Constitution des cadres :

1 — 8
3 — 10
5 — 12, etc...

La condition ci-dessus est réalisée. Ce cas est absolument analogue à l'enroulement à une couche.

La formule symbolique des connexions sur les bases est encore :

$$p_{AR} + p_{AV} = n \pm 2 \left. \begin{array}{l} + 2 \text{ bouclé ou imbriqué.} \\ - 2 \text{ ondulé} \end{array} \right\}$$

ÉTUDE SPÉCIALE DU FONCTIONNEMENT DES MACHINES
BIPOLAIRES — COMMUTATION AUX BALAIS

Rappel d'hypothèses théoriques faites plus haut.

— On a supposé jusqu'ici que le flux inducteur utile Φ_U se partageait en deux branches égales $\frac{\Phi_U}{2}$, passant chacune dans une des moitiés de l'induit (anneau par exemple). On a supposé le plan ou

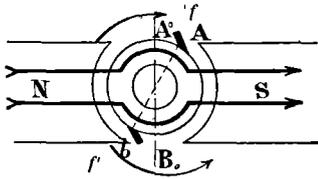


Fig. 127. — Plan neutre et calage des balais dans une dynamo bipolaire.

ligne neutre A_0B_0 perpendiculaire à l'axe NS des pôles inducteurs (fig. 127).

En pratique, dans beaucoup de machines, le plan neutre (induction et f.é.m. nulles) ne reste pas perpendiculaire à NS. Les balais ou frotteurs f, f' doivent être calés sur

un diamètre faisant un certain angle avec le plan neutre théorique A_0B_0 . Les balais sont décalés le plus souvent suivant AB, soit en avant de A_0B_0 , dans le sens du mouvement dans le cas d'une génératrice, en arrière dans le cas d'un moteur.

Cette circonstance tient à diverses causes, dont la plus importante est celle dite aimantation de l'induit.

Flux fictif d'induit. — Il est bien évident que ces ampères-tours induits $\frac{n}{2} \cdot \frac{i_a}{2}$, i_a étant le courant de ligne et n le nombre de conducteurs périphériques, tendent à provoquer un flux propre Φ_a . Ce flux fictif se compose, dans l'induit au moins, avec le flux inducteur Φ_p , de manière à donner un flux résultant Φ_R , qui existe seul au point de vue expérimental (mesure au balistique). Cependant on peut parler, pour éclaircir les idées, de flux fictifs Φ_a, Φ_p dans l'induit, par exemple, à condition de ne pas leur donner une réalité objective. Les pôles magnétiques dont émanerait ce flux fictif d'induit sont, comme nous l'avons dit, aux balais.

Aimantation de l'induit. — L'anneau (ou le tambour) induit

étant recouvert de spires parcourues par un courant joue le rôle d'un véritable électro-aimant, dont les pôles, pour chaque moitié de l'induit, sont aux balais.

Soit un induit, anneau par exemple, tel que celui des figures 128 et 129. Il peut être enroulé dextrorsum ou sinistrorsum (voir page 19). L'enroulement représenté étant sinistrorsum,

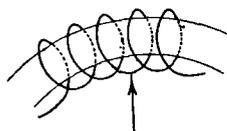


Fig. 128. — Induit anneau sinistrorsum.

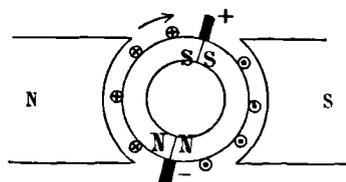


Fig. 129. — Polarité des balais et sens de courant.

puisque l'observateur d'Ampère, dans l'une ou l'autre moitié de l'induit, a à sa gauche la face de sortie, il se développe deux pôles NN en regard du balai inférieur (—), et deux pôles SS au balai supérieur (+). Le pôle N coïncide avec celui d'une aiguille aimantée fictive, mobile à l'intérieur du solénoïde d'induit, que regarderait l'observateur d'Ampère couché suivant le courant.

Le sens des courants induits dans les conducteurs périphériques étant fixé par nos hypothèses, la règle des trois doigts, appliquée à la main gauche, donne le sens de rotation indiqué par une flèche sur la figure.

L'induit émet donc, en tant qu'électro-aimant, des lignes de force qui se superposent à celles des spires inductrices (fig. 130).

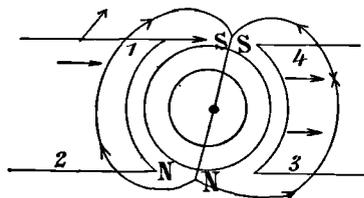


Fig. 130. — Superposition des flux d'inducteur et d'induit.

Ces lignes de force sont accrues dans les angles 1 et 3, diminuées dans les angles 2 et 4.

REMARQUE I. — Comme il est facile de le voir, il suffit, pour connaître les polarités magnétiques des régions de l'induit où frottent les balais, de connaître le champ, le chemin, le courant. Il n'est pas nécessaire de connaître en plus le mode d'enroulement sinistrorsum.

Cette conclusion, intéressante au premier chef, peut être établie comme ci-dessous très simplement.

REMARQUES SUR LES CIRCONSTANCES QUI DÉTERMINENT LE SENS DE LA RÉACTION D'INDUIT

Rappel de quelques notions indispensables.

Sur la polarité d'un solénoïde suivant le mode d'enroulement. — Ce solénoïde peut être dextrorsum ou sinistrorsum. Si l'observateur d'Ampère a à sa droite la face de sortie du courant, le solénoïde est dextrorsum, et il se développe un pôle N à la face d'entrée. Si l'observateur a à sa gauche la face de sortie, le solénoïde est sinistrorsum, et il y a un pôle S à la face d'entrée.

INDÉPENDANCE DE LA RÉACTION D'INDUIT PAR RAPPORT AU MODE D'ENROULEMENT DU SOLÉNOÏDE D'INDUIT

Nous allons démontrer que le sens de l'aimantation *propre* de l'induit, si elle existait seule, ne dépend que de ce que nous avons appelé mode d'enroulement du solénoïde (dextrorsum ou sinistrorsum). Notre définition est au fond équivalente à celle qui est donnée par certains auteurs qui n'introduisent pas dans la leur la notion d'entrée du courant. Un solénoïde, non parcouru par un courant, est déjà dextrorsum ou sinistrorsum selon que l'enroulement s'effectue vers la droite ou la gauche du bobinier supposé regarder l'enroulement qu'il effectue.

On peut étudier ce flux propre d'induit en faisant circuler dans celui-ci, les inducteurs n'étant pas excités, un courant de même sens et de même intensité que celui auquel la machine donnait naissance quand elle fonctionnait en génératrice.

Règle des trois doigts. — Main gauche (génératrice). — Champ, *pouce*. — Chemin, *index*. — Courant, *médius*.

Les sens du déplacement — chemin, — du flux inducteur Φ_T primitif — champ, — qui est le même que celui du flux résultant Φ_R , étant

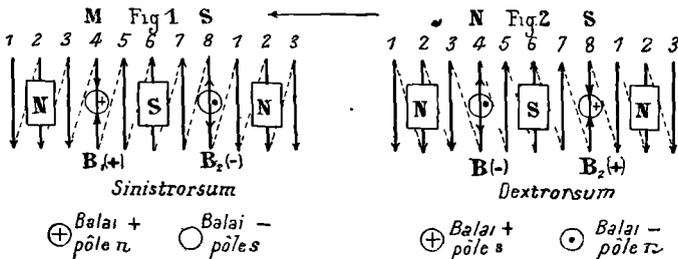


Fig. 151. — Polarité d'induit dans un anneau.

définis, le sens du courant, ou mieux de la f.é.m. induite, s'en déduit. Considérons un anneau bipolaire, représenté par le développe-

ment ci-contre (fig. 131). Supposons, pour simplifier, les balais frottant sur une portion dénudée des fils actifs — dynamo sans collecteur, ou à collecteur extérieur. — Il est aisé de voir que cette représentation commode n'ôte rien de la généralité de nos conclusions.

Si nous adoptons le mode de groupement des conducteurs actifs représenté par la fig. 131-4, nous aurons pour ce cas un solénoïde *sinistrorsum*. Au balai (—), entrée du courant dans l'induit, un observateur d'Ampère voit la face d'entrée à droite.

Adoptons le mode de groupement des conducteurs actifs représenté par la fig. 151-2. Nous aurons ainsi réalisé un solénoïde *dextrorsum*. Au balai B (—), entrée du courant dans l'induit, l'observateur aurait à sa gauche l'entrée du courant. C'est l'inverse pour la figure 151. Mais, quel que soit le mode d'enroulement, les balais B_1 et B_2 , géométriquement fixés sur l'induit, conservent les mêmes polarités respectives N et S.

Ces conclusions subsistent dans le cas d'un collecteur ordinaire. Il est facile de s'en rendre compte.

Le solénoïde *dextrorsum* est réalisé en fait par les bobiniers, car ce mode de confection utilise l'aptitude naturelle de travail de la main humaine.

Le sens du déplacement changeant seul, c'est-à-dire le champ d'inducteur gardant le sien, nos conclusions resteraient les mêmes. Les courants changeraient de sens. La polarité électrique des balais pour un enroulement donné (*dextrorsum*, par exemple), s'inverserait, mais au balai positif, par exemple, correspondrait encore le même pôle magnétique d'induit (N par exemple), qu'avant l'inversion du déplacement.

Ainsi donc, changer le mode d'enroulement revient à changer la polarité électrique des balais sans toucher à leur polarité magnétique.

CONCLUSIONS. — Une fois fixés dans une génératrice le sens du mouvement et celui du champ inducteur, le courant induit est fixé. La direction du flux fictif d'induit ne dépend pas du mode d'enroulement.

Solénoïde <i>dextrorsum</i>	{	pôle N au balai — (B_1).
	.	pôle S au balai + (B_2).
Solénoïde <i>sinistrorsum</i>	{	pôle N au balai + (B_1).
	}	pôle S au balai — (B_2).

COMMUTATION ET CALAGE DES BALAIS

Notion de la commutation. — Par suite du mouvement de l'armature, chaque section, spire ou bobine, passe successivement d'une région de polarité donnée dans l'autre, c'est-à-dire d'un

côté de la ligne des balais vers l'autre. Les courants $\frac{i_a}{2}$ parcourant les deux moitiés de l'induit étant de sens contraires, il faut donc que le courant, suivant un mode plus ou moins compliqué, que nous allons étudier, passe de la valeur $+\frac{i_a}{2}$ à $-\frac{i_a}{2}$, par exemple, dans la section commutée, i_a étant le courant total distribué aux balais par l'armature.

Nature du problème. — Considérons deux sections B et B' adjacentes de l'induit, et, pour simplifier, imaginons que le balai ait une largeur qui ne dépasse pas celle d'une lame.

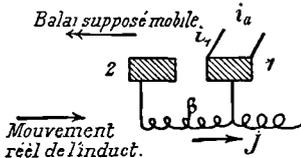


Fig. 152. — Répartition des courants dans la commutation.

Soient les trois positions de la figure 152 :

POSITION I. — Balais sur lame 1

On a, en appelant i_1 et i_2 les courants collectés par chacune des lames et j le courant dans la section β :

$$(\alpha) \left\{ \begin{array}{l} i_1 = i_a \\ i_2 = 0 \\ j = \frac{i_a}{2} \end{array} \right.$$

POSITION II. — Balai court-circuitant B. Un courant variable, j , se produit dans cette section. On a, maintenant :

$$(\beta) \left\{ \begin{array}{l} i_a = i_1 + i_2 \\ i_1 = \frac{i_a}{2} + j \\ i_2 = \frac{i_a}{2} - j \end{array} \right.$$

POSITION III. — Balai venant de dépasser la position de court-circuit :

$$(\gamma) \left\{ \begin{array}{l} i_1 = 0 \\ i_2 = i_a \\ i_1 = \frac{i_a}{2} + j \end{array} \right. \quad \text{d'où } j = -\frac{i_a}{2}$$

La commutation est alors effectuée. Donc, maintenant, j a une valeur juste égale et contraire à celle qu'il possédait avant la commutation.

Généralement, la séparation du balai et de la lame 1 est accompagnée d'une étincelle plus ou moins violente.

En décalant, comme on l'a dit, les balais en avant dans le cas d'une génératrice, on atténue sensiblement, ou même on supprime complètement dans une certaine position, obtenue par tâtonnements, les étincelles nuisibles pour la conservation du collecteur.

Étude simplifiée de la commutation. Hypothèses restrictives. — Supposons, pour cette étude, que le balai ait toujours la longueur d'une lame, et que la résistance r''' de la spire ou de la bobine commutée soit négligeable, de même que sa self-induction, et que les résistances r' et r'' des connecteurs de la bobine B soient (1) et (2).

Forme linéaire des courants i_1 , i_2 et j . — On a :

$$i_a = i_1 + i_2$$

Or, i_1 et i_2 varient proportionnellement aux surfaces S_1 et S_2 de (1) et (2) respectivement en contact à l'instant t avec le balai. Si S_0 est la surface totale du balai, θ désignant le temps de la commutation, c'est-à-dire le temps nécessaire pour le passage du balai sur une lame, on aura, S_1 et S_2 étant les surfaces en prise avec le balai :

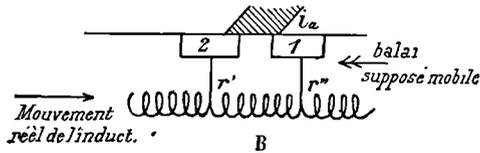


Fig. 153. — Répartition des courants dans la commutation.

$$(\delta) \left\{ \begin{array}{l} S_1 = S_0 \frac{\theta - t}{\theta} \\ S_2 = S_0 \frac{t}{\theta} \end{array} \right.$$

en prenant comme origine du temps l'instant où le balai recouvre la lame 1.

Puisque les conductances C_1 et C_2 des dérivations 1 et 2 sont proportionnelles à S_1 et S_2 et aussi à i_1 et i_2 , on peut écrire finalement :

$$(\varepsilon) \left\{ \begin{array}{l} i_1 = i_a \frac{\theta - t}{\theta}, \text{ pour } t = 0 : \left\{ \begin{array}{l} i_1 = i_a \\ i_2 = 0 \end{array} \right. \\ i_2 = i_a \frac{t}{\theta}, \text{ pour } t = \theta. \quad : \left\{ \begin{array}{l} i_1 = 0 \\ i_2 = i_a \end{array} \right. \end{array} \right.$$

Enfin, comme :

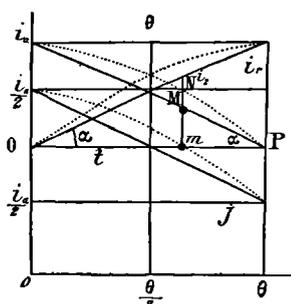
$$j = -\frac{i_a}{2} + i_1 = -i_2 + \frac{i_a}{2}$$

on a :

$$(\zeta) \quad j = \frac{i_a}{2} \left(1 - \frac{2t}{\theta}\right)$$

Les courbes en traits pleins de la figure ci-contre (fig. 154) représentent les variations de i_1 , i_2 et j avec le temps t .

Densité de courant. — Les surfaces des conductances variant proportionnellement au temps, on voit qu'avec une échelle convenable, on a :



$$\delta_1 = \frac{i_1}{S_1} = \frac{Mm}{Pm}$$

$$Pm = (\theta - t)$$

$$\delta_2 = \frac{i_2}{S_2} = \frac{Nm}{Om}$$

Fig. 154. — Variations avec le temps des courants dans la commutation.

$$Om = t$$

Ces densités de courant, égales aux coefficients angulaires (tangentes trigonométriques des angles α), sont donc constantes.

Le mode de commutation étudié ci-dessus est donc à densité de courant constante.

Effet de la self-induction de la bobine commutée. — Cet effet, bien connu, consiste dans la tendance à la rétention ou maintien du courant dans sa valeur de régime (loi de Lenz). Elle retardera donc les variations du courant. Aux formes rectilignes de i_1 , i_2 et j nous verrons donc se substituer des courbes (celles de la fig. 154) représentées en traits ponctués). Les trois relations de Kirchhoff, dont deux seulement sont distinctes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 + i_2 = i_a \\ i_1 = \frac{i_a}{2} + j \\ i_2 = \frac{i_a}{2} - j \end{array} \right.$$

subsistent toujours et montrent que la connaissance de l'une des courbes i_1 , i_2 ou j en fonction du temps suffit pour déterminer les deux autres (fig. 154).

Considérons en particulier i_1 (fig. 135). La courbe réelle étant C' , on voit que la densité de courant à la rupture, limite de $\frac{M'm}{mP}$ ou tangente trigonométrique de l'angle A, constitué par OP et la tangente géométrique à la courbe en P, peut être beaucoup plus grande que $\frac{Mm}{mP}$, densité de courant

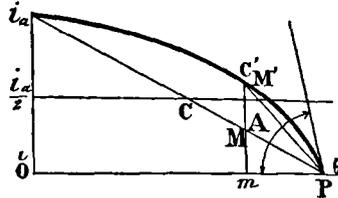


Fig. 155. — Représentation graphique de la densité de rupture.

(constante) quand on suppose la bobine B dépourvue de self-induction.

Gause des étincelles de rupture. — C'est la densité de courant de rupture qui peut être exagérée, si l'on n'y prend pas garde.

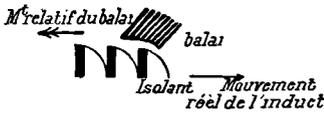


Fig. 156. — Production et effet des étincelles de rupture.

Un arc se forme entre le balai et la lame qu'il vient de quitter, arc entretenu par les portions détachées du balai et des lames, ces organes étant portés en une région très restreinte (ligne de rupture)

à l'incandescence. Cette manière de voir est corroborée par l'usure caractéristique des lames (fig. 156.)

Recherche d'une commutation à densité constante. — On vient de voir l'avantage de la conception précédente (commutation à densité constante). Elle est caractérisée algébriquement, par exemple, par la fonction linéaire $j(t)$:

$$(\zeta) \quad j(t) = \frac{i_a}{2} \left(1 - \frac{2t}{\theta} \right)$$

avec

$$\begin{cases} t=0, j = \frac{i_a}{2} \\ t=\theta, j = -\frac{i_a}{2} \end{cases}$$

Voyons si l'on ne pourrait pas combattre l'effet de la self-induction par une f.é.m. auxiliaire, par exemple celle obtenue en décalant convenablement les balais, de manière à ce que la bobine commutée se trouve dans une région active et non neutre au point de vue magnétique (fig. 137).

Notations. — Appelons :

l , la self-induction de la bobine ;

$$l' = l\mu_a$$

(grandes lettres : unités C.G.S. — petites lettres : unités pratiques)

- μ_a , la perméabilité de l'armature;
- l , le coefficient de self-induction de la bobine sans fer;
- r', r'' , les résistances des connecteurs (1) et (2);
- r''' , la résistance de la bobine;
- r_1, r_2 , les résistances au contact;
- U_1, U_2 , les chutes de tensions ohmiques dues aux résistances de contact;

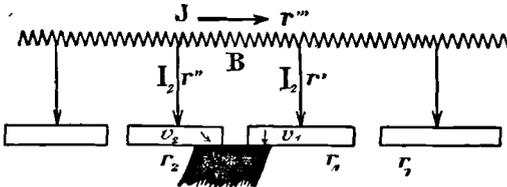
Posons en outre :

$$r = r' + r'' + r''';$$

soit enfin :

ϵ , la force électromotrice auxiliaire cherchée.

Formule d'Ohm étendue à la bobine court-circuitée. — Si ϵ est la



f. é. m. auxiliaire cherchée, et si on convient de représenter comme positives les chutes de tension et les f.é.m. dirigées dans un sens, comme négatives celles dirigées

Fig. 137. — Recherche d'une f.é.m. compensatrice de commutation.

en sens contraire, nous aurons pour définition de la f.é.m. ϵ à créer, l'équation

$$\mathcal{E}' \frac{dJ}{dt} + R'''J + R'I_1 - R''I_2 + U_1 - U_2 = \epsilon$$

En général, R' est différent de R'' , sauf dans certains induits dissymétriques (cas très rares). Supposons $R' = R''$ pour simplifier. Formons :

$$R'I_1 - R''I_2 = R' \left(\frac{I_a}{2} + J \right) - R'' \left(\frac{I_a}{2} - J \right)$$

ou

$$R'I_1 - R''I_2 = (R' - R'') \frac{I_a}{2} + (R' + R'') J$$

Donc si on suppose

$$R' = R''$$

et si l'on pose

$$R = R' + R'' + R'''$$

on a la formule simple

$$\varrho' \frac{dJ}{dt} + RJ + U_1 - U_2 = \varepsilon$$

. *Chutes de tensions ohmiques au contact* : U_1, U_2 . — Les résistances au contact sont évidemment, toutes choses égales d'ailleurs, inversement proportionnelles à la surface de contact. Cette surface varie linéairement si le mouvement est uniforme. On a donc, si r_0 désigne la résistance de contact quand le balai recouvre complètement la lame :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = r_0 \frac{\theta}{\theta - t} \\ r_2 = r_0 \frac{\theta}{t} \end{array} \right.$$

Formons U_1, U_2 . Il vient :

$$u_1 = r_1 i_1 = r_0 \frac{\theta}{\theta - t} \left(\frac{i_a}{2} + j \right) = r_0 i_a$$

$$u_2 = r_2 i_2 = r_0 \frac{\theta}{t} \left(\frac{i_a}{2} - j \right) = r_0 i_a$$

Donc, dans le calcul d'une commutation à densité constante, impliquée par l'équation (ζ), nous aurons :

$$U_1 - U_2 = 0$$

Forme finale de la loi d'Ohm appliquée à la section commutée.

— On a, en passant immédiatement aux unités pratiques :

$$l' \frac{dj}{dt} + rj = \varepsilon$$

d'où, comme

$$j = \frac{i_a}{2} \left(1 - \frac{2t}{\theta} \right)$$

$$\frac{dj}{dt} = \frac{i_a}{2} \left(-\frac{2}{\theta} \right)$$

$$\varepsilon = \frac{r\theta - 2l'}{\theta} \cdot \frac{i_a}{2} - \frac{ri_a}{\theta} t$$

. Cette force électromotrice est fonction de i_a et de t . Mais les termes en r sont toujours extrêmement faibles par rapport à celui en l' . Nous

le démontrerons à la fin de cette étude par un exemple. On peut écrire :

$$\varepsilon = -\frac{l'i_a}{\theta}.$$

C'est une f.e.m. de sens contraire à celle qui produit le courant $\frac{i_a}{2}$ dans une moitié de l'induit.

Réalisation pratique de la commutation à densité constante. — Elle s'obtient en créant cette force électromotrice par le déplacement des balais en avant (pour une génératrice), c'est-à-dire en les décalant dans le sens du mouvement. On a ainsi :

Forme complète de ε :

$$\varepsilon = -\frac{l'i_a}{\theta} + \underbrace{\frac{ri_a}{2} - \frac{ri_a t}{\theta}}_{\text{terme complémentaire}}$$

Après substitution à j de la valeur :

$$j = \frac{i_a}{2} \left(1 - \frac{2t}{\theta}\right)$$

qu'il possède (par l'hypothèse même faite au début), d'où, autrement :

$$\varepsilon = -\frac{l'i_a}{\theta} + \frac{ri_a}{2} \left(1 - \frac{2t}{\theta}\right)^2.$$

L'expression $\left(1 - \frac{2t}{\theta}\right)^2$ est au plus égale à 1. Nous démontrons tout à l'heure sur un exemple, comme nous l'avons dit, que ri_a est toujours très faible devant $\frac{l'}{\theta} i_a$, ce qui réduit pratiquement ε à la valeur :

$$\varepsilon_0 = -\frac{l'i_a}{\theta}.$$

Cas général de la commutation. — L'hypothèse restrictive faite plus haut (densité constante) n'est pas nécessaire. Elle nous a seulement servi à faire une étude plus simple du phénomène.

Il y aura bonne commutation toutes les fois que la densité du courant à la rupture ne sera pas exagérée.

Beaucoup de machines modernes satisfont à la condition d'une bonne commutation avec balais invariablement fixés sur la ligne neutre classique.

Étude de la commutation sous sa forme la plus générale. — Elle

a été donnée par le professeur Arnold (*Traité de l'Enroulement et de la Construction des Induits*). En remarquant que la densité de courant n'est plus la même, donc $U_1 \neq U_2$, la même équation peut être utilisée :

$$\varphi' \frac{dJ}{dt} + RJ + U_1 - U_2 = \varepsilon = f(t)$$

avec :

$$U_1 = \left(\frac{I_a}{2} + J \right) r_0 \frac{\theta}{\theta - t}$$

$$U_2 = \left(\frac{I_a}{2} - J \right) R_0 \frac{\theta}{t}$$

$$R = R' + R'' + R'''.$$

L'étude de cette équation différentielle entre f et t est très compliquée. Elle sort de notre cadre. Nous plaçant, comme l'a fait en général Arnold, au point de vue de la recherche de la densité de courant à la rupture la plus favorable, nous donnerons uniquement la seule des conclusions théoriques qu'ait vérifiée réellement l'expérience, et relative à l'existence d'une densité de rupture admissible, mais non nécessairement constante.

CONCLUSION PRATIQUE

Conditions d'une bonne commutation. — Soit $\frac{r_0 \theta}{l'}$ beaucoup plus grand que 1. Une bonne commutation peut s'effectuer sur la ligne neutre théorique (r_0 résistance de contact quand le balai recouvre complètement la lame).

$\frac{r_0 \theta}{l'} > 1$ mais s'en rapprochant. Nécessité du calage des balais en avant (génératrice).

$\frac{r_0 \theta}{l'} < 1$. On peut encore obtenir une bonne commutation, mais avec un décalage très précis. Pour une faible variation de la position des balais, étincelles considérables.

$\frac{r_0 \theta}{l'}$ beaucoup plus petit que 1. Commutation de plus en plus délicate. Souvent même impossibilité de supprimer les étincelles pour quelque position que ce soit des balais.

Ainsi : si $r_0 > l'$, bonne commutation ; r_0 est la résistance totale de contact : $\frac{l'}{\theta}$ s'appelle quelquefois la constante de temps de la bobine.

Autre forme de la même condition : Multiplions les deux termes par $\frac{i_a}{2}$. On a :

$$r_0 \frac{i_a}{2} > \frac{l'}{\theta} \cdot \frac{i_a}{2}.$$

Il faut que la chute de tension ohmique aux balais soit plus grande que la tension dite de réactance $\frac{l'}{\theta} \cdot \frac{i_a}{2}$.

Généralisation des théories précédentes. — Si le balai couvre plus d'une lame à la fois, des difficultés surgissent. Il met en

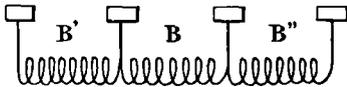


Fig. 138. — Induction mutuelle des diverses bobines commutées.

court-circuit plus d'une section. Dans les calculs précédents, il faut substituer partout à la self-induction l' ou l'' un coefficient différent composé en partie avec l' ou l'' , self-induction de la bobine, et en partie avec un autre m' ou m'' , destiné à tenir compte des effets d'induction des sections voisines (induction mutuelle, fig. 138). Nous ne pousserons pas plus loin l'étude théorique de cette question, qui est très compliquée dans ce nouveau cas. Pratiquement, elle est même d'un intérêt restreint, étant donnée l'approximation très lâche dont est empreinte cette théorie mathématique, qui n'est destinée qu'à donner une idée de l'ordre de grandeur des phénomènes.

Frotteurs ou balais employés. — Ils sont en *cuivre* (faisceaux de fils, lames minces, bandes de toile de laiton ou de cuivre roulées sur elles-mêmes et comprimées, aujourd'hui réservées surtout aux grands débits, inclinées à 45°, en général, sur le collecteur et taillées en biseau), ou en *charbon* (dans ce cas, les frotteurs peuvent être normaux au collecteur).

DONNÉES NUMÉRIQUES RELATIVES A LA COMMUTATION

Résistance spécifique de contact. — Appelons τ la résistance spécifique de contact des balais, c'est-à-dire la résistance par cm^2 . τ varie avec la pression, avec la densité de courant, etc..., de 0^m,15 à 0^m,25 par cm^2 avec les balais en charbon, de 0^m,065 à 0^m,020 par cm^2 avec les balais en cuivre. On peut donc admettre

que cette résistance τ est 10 fois plus petite avec le cuivre qu'avec le charbon.

Densité de courant aux balais. — Elle est prise, pour le charbon, 4 à 5 fois plus petite que pour le cuivre.

Surface de frotteurs employée pour un même courant. — Ainsi donc, pour un même courant i , on peut admettre que la surface de cuivre employée est 5 fois plus petite que pour le charbon.

Résistances de contact comparées des balais de cuivre et de charbon.

On peut admettre, en tenant compte des conditions ci-dessus, que la résistance de contact des balais de charbon est 2,5 à 2 fois celle des balais de cuivre, pour une machine de construction donnée.

Remarque sur la densité de courant choisie. — Avec des balais en charbon, bien qu'il y ait avantage apparent, pour accroître r_0 , à prendre la densité de courant la plus forte, on ne peut dépasser une certaine limite, car une augmentation excessive de densité de courant chauffe le balai d'une façon anormale (mauvais fonctionnement) et, en outre, la résistance de contact d'un balai en charbon décroît, toutes choses égales d'ailleurs, quand augmente cette densité.

Surface de contact des balais.

Métalliques	2,5 à 5mm ² /amp
Charbon	7 à 20mm ² /amp

Dans ce dernier cas, on adopte 6 à 7 amp/cm², pour le charbon aggloméré ordinaire, 10 à 15 pour le charbon électrographique.

Pression des balais sur le collecteur : 100 à 125 gr. par cm² (charbon ou cuivre). — Par exception, pour les moteurs de tramways, avec calage de balais invariable, on prend 250 à 300 gr./cm². Nous verrons plus tard la raison de cette pression anormale.

Application numérique. — Proposons-nous d'appliquer sur un exemple les formules précédentes. Nous calculerons les valeurs de $\frac{l'}{\theta}$ et r_0 pour la machine bipolaire d'étude qui nous a déjà servi, et nous vérifierons que la résistance d'une bobine r''' est faible

devant le terme $\frac{l'}{\theta}$, condition qui a été supposée réalisée dans la recherche de la f.é.m. supplémentaire à ϵ appliquer à la bobine pour réaliser une commutation à densité de courant constante.

Machine bipolaire d'étude (anneau). — Pour les constantes de cette machine, voir page 87.

Constantes supplémentaires : $i_a = 50$ ampères (courant total),
 r_a (résistance d'induit) = $0^{\text{m}},118$.

240 conducteurs induits périphériques, 240 spires.

30 lames au collecteur.

$\mu_a = 170$ (perméabilité de l'induit).

Force électromotrice normale : $e = 120$ volts.

N_0 vitesse en tours/seconde :

$$N_0 = \frac{120 \cdot 10^8}{n \Phi_p} = \frac{120 \cdot 10^8}{240 \cdot 2,4 \cdot 10^6} = 20 \text{ tours.}$$

Vitesse tangentielle. — $V = \omega R_e = 2\pi \cdot 20 \cdot \frac{20,5}{2} = 13 \text{ m/sec}$ environ (valeur très acceptable pour une telle machine).

Calcul de $\frac{l'}{\theta}$. — Coefficient l' d'une bobine : $l' = l_{\mu_a}$

$$l' = 4\pi n n_1 \mu \frac{S_a}{2} \cdot 10^{-9} \text{ (en henrys)}$$

$$n = \frac{240}{50} = 8.$$

$$\frac{S_a}{2} = 70 \text{ cm}^2.$$

Longueur de la circonférence moyenne :

$$\lambda = 2\pi \cdot \frac{D_e + D_i}{4} = 2\pi \frac{20,5 + 15,0}{4} = 52^{\text{cm}},60.$$

$$n_1 = \frac{n}{\lambda} = \frac{240}{52,60} = 4,60 \text{ environ,}$$

D'où :

$$l' = 4\pi (8 \times 4,6) (170 \cdot 70) \cdot 10^{-9} = 0,547 \cdot 10^{-2} \text{ henrys.}$$

θ , temps de la commutation (hypothèse de la lame et du balai de même largeur) :

$$\theta = \frac{1}{N_0 \cdot 30} = \frac{1}{20 \cdot 30} = \frac{1}{600} \text{ de seconde.}$$

On aura donc :

$$\frac{l'}{\theta} = 0,547 \cdot 10^{-3} \cdot 600 = 5,282 \text{ ohms.}$$

Calcul de r_0 :

$$i_a = 50.$$

Surface de contact admise pour le cuivre : $2,5 \text{ mm}^2/\text{amp.}$

Surface de contact totale : $2,5 \times 50 = 125 \text{ mm}^2 = 1 \text{ cm}^2,25.$

Or $\tau = 0,02 \omega \text{ cm}^2$ pour les balais en cuivre ; d'où :

$$r_0 = \frac{0^{\omega},02}{1,25} = 0^{\omega},16.$$

Valeur de $\frac{r_0}{\left(\frac{l'}{\theta}\right)}$: — C'est $\frac{0^{\omega},016}{5,820} = 0,06$ environ. — On voit qu'on

pourrait augmenter ce rapport en accroissant r_0 (dans de faibles limites cependant), par l'emploi de balais en charbon, r_0 étant, par exemple, 5 fois plus fort, soit pour $\frac{r_0 \theta}{l'}$ la valeur $0,06 \times 5 = 0,30$, ou en diminuant l' . Ce procédé reviendrait à diminuer n (car n_1 est constant), nombre de spires par bobine. Mais on ne peut, comme nous le verrons, augmenter indéfiniment le nombre des lames du collecteur. Il est aussi permis d'agir sur l' en diminuant μ_a , c'est-à-dire en prenant un induit encore plus saturé. Dans cette voie encore, on est vite limité par des considérations dont plusieurs vont nous devenir bientôt familières, et dont les autres nous sont déjà connues, par exemple, la nécessité de donner pour un même flux Φ réclamé à la section d'induit des dimensions exagérées quand μ_a diminue.

En résumé, la machine précédente nécessitera toujours $\left(\frac{r_0 \theta}{l'} < 1\right)$ un sensible décalage des balais en passant de la marche à vide à la marche en charge.

Remarque sur la valeur du rapport $\frac{\theta r'''}{l'}$: Soit r''' la résistance d'une bobine ; on a ici :

$$r = 0^{\omega},118.$$

$$2r_a = 0^{\omega},236 \text{ (résistance d'une moitié de l'induit).}$$

$$r''' = \frac{2r_a}{15} = \frac{0^{\omega},236}{15} = 1,57 \cdot 10^{-3}.$$

D'autre part :

$$\frac{l'}{\theta} = 3,282.$$

D'où :

$$\frac{\gamma''\theta}{l'} = \frac{1,57}{3,28} \cdot 10^{-3} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ environ.}$$

Notre hypothèse, faite lors du calcul de E, était donc tout à fait légitime.

ÉTUDE SPÉCIALE DES MACHINES BIPOLAIRES
 INFLUENCE DU CALAGE DES BALAIS SUR LE FLUX
 INDUCTEUR RÉSULTANT

Rappel de l'effet du champ dû à l'induit. — Nous avons vu, dans la dernière leçon, l'influence générale du champ dû à l'induit sur le flux inducteur total. Nous avons montré notamment que, dans les régions correspondant à des cornes polaires, les deux flux dus à l'induit se composent utilement avec le flux Φ_T , dû aux ampères-tours inducteurs proprement dits. Sur les deux autres cornes, les flux d'induits circulent en sens contraire des flux inducteurs (fig. 159).

Sur l'impossibilité théorique de composer géométriquement en un point les flux inducteurs et induits. — Ce serait une grossière erreur, au moins théorique, que d'écrire que le flux en un point M de l'induit est égal à la résultante du flux $\frac{\Phi_T}{2}$ correspondant à la valeur du flux inducteur quand I_a , courant d'armature est nul, et du flux $\frac{\Phi_a}{2}$ d'armature circulant dans l'une des moitiés de l'induit (fig. 159 et 140).

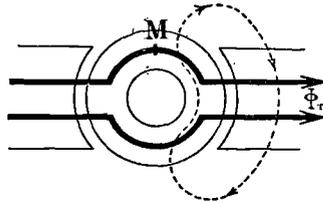


Fig. 159. — Flux inducteur et flux induit dans une machine bipolaire.

En effet, les valeurs $\mu_{a\Phi_T}$ et $\mu_{a\Phi_a}$, relatives aux perméabilités du flux $\frac{\Phi_T}{2}$ et du flux $\frac{\Phi_a}{2}$ dans l'induit, et entrant dans les expressions de ces flux, correspondent à l'établissement de l'un ou l'autre des flux, $\frac{\Phi_T}{2}$ ou $\frac{\Phi_a}{2}$, dans cet induit. Quand ceux-ci circulent à la fois, la perméabilité définitive μ est celle due au flux résultant, ou plutôt celle correspondant au nombre d'ampères-

tours par cm. résultant, ou au champ résultant. On peut composer des champs tels que $\mathcal{H}_{\frac{\Phi_r}{2}}$ et $\mathcal{H}_{\frac{\Phi_a}{2}}$ par exemple, donnant respectivement naissance, quand l'un ou l'autre existe seul, dans le circuit magnétique total (inducteur, induit et entrefer), et dans le circuit magnétique A, aux flux $\frac{\Phi_r}{2}$ et $\frac{\Phi_a}{2}$ (fig. 140). On peut

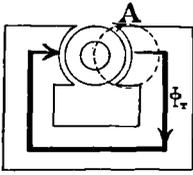


Fig. 140.
Flux d'inducteur et flux d'induit.

donner naissance à ces champs, mais on ne peut composer ici les flux dus à ces ampères-tours considérés comme s'ils étaient respectivement seuls, ni même les ampères-tours totaux ($\Sigma n_i i_i$), les circuits magnétiques et les inductions correspondantes \mathcal{B} n'étant pas les mêmes.

La composition des flux, théoriquement impossible, peut cependant, pour simplifier, se faire approximativement dans certains cas particuliers que nous allons voir plus loin.

Cas d'un induit en anneau. — Pour étudier l'influence du calage des balais sur le flux résultant dans une machine bipolaire, prenons d'abord le cas d'un induit en anneau. Soit α l'angle du calage des balais, par rapport au plan neutre théorique (fig. 141).

$A_0 B_0$ représente la ligne neutre théorique ou de calage à vide, c'est-à-dire quand le courant d'induit est nul (ou négligeable.)

Partage des conducteurs induits en deux portions. — Appelons encore i_a le courant distribué à la ligne par les balais. Soit n le nombre de conducteurs périphériques (et aussi de spires, puisque nous avons affaire à un anneau bipolaire.)

Une moitié d'induit comporte $\frac{n}{2}$ spires. Les $\frac{n}{2} \cdot 2\alpha$ spires, comprises dans l'angle 2α de la moitié supérieure de l'induit, tendent à créer un flux opposé au flux inducteur $\frac{\Phi_r}{2}$ (loi de Lenz). Les autres (celles comprises dans les angles $\beta = \pi - 2\alpha$) provoquent un

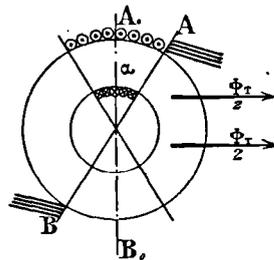


Fig. 141. — Partage des spires d'induit en deux portions.

flux d'induit perpendiculaire au flux inducteur, ou comme l'on dit, deux pôles transversaux, ou une aimantation transversale d'induit.

Nous étudierons donc successivement le flux antagoniste et le flux transversal.

FLUX ANTAGONISTE DU A L'INDUIT

Ampères-tours antagonistes pour la moitié supérieure de l'induit. — Chacune de ces $\frac{n}{2\pi} 2\alpha$ spires étant parcourues par le courant $\frac{i_a}{2}$, nous réalisons ainsi $\frac{n}{2\pi} 2\alpha \frac{i_a}{2}$ ampères-tours antagonistes, c'est-à-dire qui s'opposent au passage du flux $\frac{\Phi_T}{2}$, soit $\frac{n\alpha i_a}{2\pi}$.

Ampères-tours antagonistes pour la moitié inférieure de l'induit. — Ils seront les mêmes, soit encore : $\frac{n\alpha i_a}{2\pi}$. Tous ces ampères-tours sont dits démagnétisants ou antagonistés (fig. 141 et 142).

Flux antagoniste d'induit ou démagnétisant. Effet des ampères-tours démagnétisants sur le flux résultant. Anneau. — S'il n'y avait pas de tels ampères-tours, on pourrait écrire la relation suivante entre les ampères-tours inducteurs AT, les flux Φ_T et Φ_U et les réluctances (\mathcal{R}_I réluctance du circuit magnétique inducteur, \mathcal{R}_U réluctance de l'entrefer et de l'induit) :

$$1,25 (AT) = \Phi_T \mathcal{R}_I + \Phi_U \mathcal{R}_U = \mathcal{L}_1 L_1 + \mathcal{L}_2 L_2 + \dots$$

Si l'on produisait dans chacune des moitiés I et II du circuit magnétique total (fig. 142), le même flux $\frac{\Phi_T}{2}$ (ou $\frac{\Phi_U}{2}$ dans I' et II'),

il faudrait encore, les inductions $\mathcal{B} = \frac{\Phi}{S}$ étant les mêmes, un

nombre d'ampères-tours donné par la relation :

$$1,25 (AT)' = \mathcal{L}_1 L_1 + \mathcal{L}_2 L_2 + \dots$$

c'est-à-dire le même nombre d'ampères-tours que pour le flux total Φ_T (ou Φ_U dans l'induit) dans un circuit de section double.

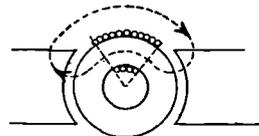


Fig. 142. — Flux antagoniste d'induit.

Il est bien entendu qu'on emploie respectivement les mêmes inductions dans chaque cas.

Remarque. — Cette remarque pouvait être faite directement en s'appuyant sur les formules des pages 86, 87 et suivantes. Nous ne saurions trop insister sur cette observation pratique que le nombre des ampères-tours nécessaires pour réaliser des inductions magnétiques $\mathcal{B}, \mathcal{B}', \mathcal{B}''$ données, dans les diverses portions d'un circuit magnétique, ne dépend que des propriétés magnétiques des matériaux constitutifs de ces portions et des longueurs respec-

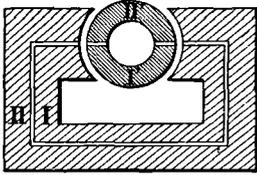


Fig. 143. — Partage théorique des lignes de force en deux groupes dans une machine bipolaire.

tives de celles-ci, et non des sections des pièces. La production d'inductions de mêmes valeurs dans des circuits de même longueur, mais de section différente, nécessitera le même nombre d'ampères-tours, mais les dépenses d'énergie électrique nécessaires (RI^2) et celle provenant du cuivre affecté à cet usage, croîtront avec les sections des pièces.

En particulier, si on s'impose, ce qui est logique, d'employer dans tous les cas la même densité de courant, c'est-à-dire, pour un fil donné de section donnée, le nombre de spires n restant le même, le même courant excitateur parcourant ces spires (ni constant), on voit aisément que la puissance électrique RI^2 dépensée variera proportionnellement à la longueur l d'une spire, ou à la racine carrée de la section S embrassée par la spire, au moins dans le cas de formes semblables pour les pièces magnétiques. En effet (fig. 144),

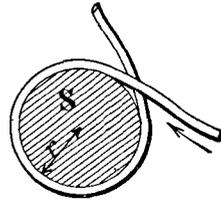


Fig. 144. — Relation entre la puissance d'excitation et les dimensions d'un circuit magnétique.

$$S = \pi r^2 = \pi \frac{l^2}{4\pi^2} = \frac{l^2}{4\pi}$$

d'où :

$$l = 2\sqrt{\pi S} \quad \text{et} \quad Ri^2 = K\sqrt{S}$$

ni étant constant

On constatera de même que, sous le bénéfice des hypothèses précédentes, le poids, le volume et la longueur totale du fil employé seront encore proportionnels à \sqrt{S} .

Mode fictif de constitution des ampères-tours antagonistes dans

une machine. — La remarque précédente nous montre que, bien qu'il y ait un groupe de $\frac{n\alpha i_a}{2\pi}$ ampères-tours antagonistes sur chacune des moitiés de l'induit tendant à créer chacun un flux antagoniste φ' dans cette moitié de l'induit, tout se passe comme s'il n'existait, en tout, que $\frac{n\alpha i_a}{2\pi}$ ampères-tours faisant passer dans tout l'induit un flux $\Phi_a = 2\varphi'$.

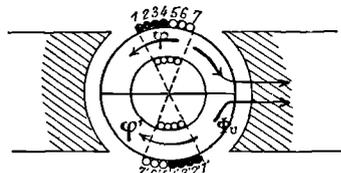


Fig. 145. — Constitution des ampères-tours antagonistes.

Cette remarque explique le mode de constitution souvent donné, rassemblant les conducteurs actifs 1, 2, 3, 4, etc.... du haut avec les conducteurs 1', 2', 5', 4' du bas, de manière à constituer $n \frac{2\alpha}{2\pi}$

ou $n \frac{\alpha}{\pi}$ spires fictives démagnétisantes. Ces $\frac{n\alpha}{\pi} \cdot \frac{i_a}{2}$ ampères-tours tendent à créer un flux antagoniste, c'est-à-dire opposé au flux Φ_T créé dans l'induit par les (AT)₀ ampères-tours inducteurs. On doit donc rechercher quels sont, quand la machine est en charge, les ampères-tours résultants ou réellement utilisés pour la production des flux dans l'induit, ces ampères-tours résultants étant dus à une combinaison convenable des ampères-tours (AT) et $\frac{n\alpha}{\pi} \cdot \frac{i_a}{2}$. (fig. 145).

Cas simple et théorique. Pas de dispersions. — Ce cas est théorique, mais cependant intéressant, car les conclusions auxquelles il conduit sont généralement suffisantes en pratique. Soit donc un circuit magnétique parfait, c'est-à-dire sans dispersion. Ces

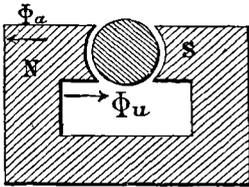


Fig. 146. — Situations respectives des flux d'inducteur et antagonistes d'induit.

$\frac{n\alpha i_a}{2\pi}$ ampères-tours tendent à créer un flux $\Phi_a = 2\varphi'$ antagoniste, opposé au flux Φ_0 créé dans l'induit. S'il n'y avait pas de pertes de flux par dispersion magnétique, on aurait :

$$\Phi_0 = \Phi_T ;$$

donc, le maintien de Φ_u constant, quel que soit le débit i_a , condition exigée par la constance le plus souvent réclamée aux forces

électromotrices de génératrices, reviendrait au maintien de la constance de $\Phi_T - \Phi_A$, ou encore reviendrait à ajouter à l'excitation (AT)₀, un nombre d'ampères-tours $\frac{n\alpha}{\pi} \cdot \frac{i_a}{2}$ quand la génératrice fonctionne au débit i_a . C'est là un cas théorique, mais cette hypothèse, qui conduit à l'emploi sur l'inducteur d'un nombre de spires correctrices $\frac{n\alpha}{\pi} \cdot \frac{i_a}{2}$ à peu près égal à celui qu'indiquerait un calcul plus serré, constitue une approximation suffisante en pratique (fig. 146).

En appelant \mathcal{F}_a la force magnétomotrice correspondant aux ampères-tours antagonistes d'induit, \mathcal{R}_u et \mathcal{R}_i les réluctances du circuit magnétique utile (induit et entrefer) et inducteur, la relation donnant le nouveau nombre d'ampères-tours inducteurs (AT')₀ et la nouvelle force magnétomotrice \mathcal{F}'_i , nécessaires pour maintenir le même flux utile, est la suivante :

$$\mathcal{F}'_i = \frac{4\pi}{10} (\text{AT}')_0 = \Phi_u [\mathcal{R}_u + \mathcal{R}_i] + \mathcal{F}_a$$

Cas de la dispersion. Recherche du nombre des ampères-tours dans ce cas. — L'étude de ce cas peut même avoir un certain intérêt quand il s'agit de machines possédant une forte dispersion. Soit donc un certain courant de régime i_a auquel correspond une force magnétomotrice antagoniste \mathcal{F}_a . Supposons le problème résolu, et en admettant que soit maintenu constant le flux Φ_u (\mathcal{R}_u est aussi constant) dans l'induit, prenons comme inconnues \mathcal{F}_i , force magnétomotrice dans l'inducteur (soit $X = \frac{4\pi}{10} (\text{AT}')_0$), Φ_i , nouveau flux dans l'inducteur (soit Y), et enfin $Z = \Phi_p$ le flux perdu.

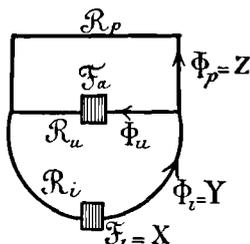


Fig. 147. — Détermination des ampères-tours correctifs dans le cas de la dispersion.

Hypothèse. — Supposons \mathcal{R}_i constant; au point de vue pratique, on a vu que la réluctance de l'inducteur était toujours très faible vis-à-vis de celle du reste du circuit magnétique. On a donc le droit de négliger ses variations. Les dimensions de l'inducteur étant fixes, \mathcal{R}_i est fonction de Φ_i . Or, comme on va le voir, Φ_i gardera toujours à peu près la même valeur dans l'inducteur.

Du reste, on pourrait, connaissant la fonction $\mathcal{R}_i(\Phi_i)$, calculer

les valeurs de \mathcal{R}_1 dans les équations que nous allons établir, par une méthode d'approximations successives.

Supposons \mathcal{R}_1 constant, ce qui, nous le répétons, n'a aucune importance.

Représentons schématiquement de la manière ci-contre (fig. 147) nos circuits magnétiques. Appliquons les lois de Kirchoff. Nous avons d'abord les trois équations :

$$\begin{aligned} (1) \quad \mathcal{F}_t &= \mathcal{R}_1 \Phi_t + \mathcal{R}_v \Phi_v + \mathcal{F}_a \\ (2) \quad \mathcal{R}_p \Phi_p &= \mathcal{R}_v \Phi_v + \mathcal{F}_a \\ (3) \quad \mathcal{F}_t &= \mathcal{R}_1 \Phi_t + \mathcal{R}_p \Phi_p \end{aligned}$$

Deux seulement de ces trois équations sont distinctes. On le constate en ajoutant (1) et (2). On retombe en effet sur (3).

La loi de Kirchoff étendue aux flux magnétiques donne :

$$(4) \quad \Phi_t = \Phi_v + \Phi_p$$

Remarquons que nous avons posé :

$$X = \mathcal{F}_t, \quad Y = \Phi_t, \quad Z = \Phi_p$$

et en posant encore :

$$A = \Phi_u \mathcal{R}_u + \mathcal{F}_a$$

nous obtenons les trois équations fondamentales.

$$\begin{aligned} a) \quad \mathcal{R}_p Z &= A \\ b) \quad X &= \mathcal{R}_1 Y + A \\ c) \quad Y &= \Phi_v + Z \end{aligned}$$

Éliminons $Z = \Phi_p$ et $Y = \Phi_t$ entre ces trois équations. Nous obtenons, pour la force magnétomotrice nécessaire pour la conservation du flux Φ_u (la valeur de la force magnétomotrice antagoniste d'induit correspondant à un courant d'armature i_a étant \mathcal{F}_a).

$$X = \Phi_v \left[\mathcal{R}_v + \mathcal{R}_1 + \frac{\mathcal{R}_v \mathcal{R}_1}{\mathcal{R}_p} \right] + \mathcal{F}_a \frac{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_p}{\mathcal{R}_p}$$

Comme vérification, on voit que, dans le cas où la dispersion est supposée ne pas exister,

$$\mathcal{R}_p = \infty$$

On retombe sur le nombre d'ampères-tours (AT) trouvé précédemment, ou, à une constante près, sur la même force magnétomotrice :

$$\mathcal{F}'_t = \Phi_v (\mathcal{R}_v + \mathcal{R}_1) + \mathcal{F}_a = X' = \frac{4}{10} \pi (\text{AT})'_0$$

Donc :

$$X - X' = \frac{\mathcal{R}_I}{\mathcal{R}_P} \left[\Phi_U \mathcal{R}_U + \mathcal{F}_a \right]$$

On voit que la parenthèse est évidemment positive. Donc, tenir compte de la dispersion revient à prendre plus d'ampères-tours correctifs.

Valeur de la correction tenant à la dispersion. — Elle est faible, car $\frac{\mathcal{R}_I}{\mathcal{R}_P}$ est petit devant l'unité, et l'on a :

$$X' = \Phi_U [\mathcal{R}_U + \mathcal{R}_I] + \mathcal{F}_a$$

\mathcal{R}_I est faible devant \mathcal{R}_U , de telle sorte qu'on a approximativement :

$$X - X' = X' \frac{\mathcal{R}_I}{\mathcal{R}_P}$$

Conséquence pratique. — On suppose généralement la dispersion nulle, et on accroit, pour maintenir le flux constant dans l'induit, les ampères-tours inducteurs dans le rapport $\frac{X}{X_0}$, X_0 étant la force magnétomotrice dans l'inducteur à vide :

$$\begin{aligned} X_0 &= \Phi_U (\mathcal{R}_U + \mathcal{R}_I) \\ X &= \Phi_U (\mathcal{R}_U + \mathcal{R}_I) + \mathcal{F}_a \end{aligned}$$

X force magnétomotrice dans le cas de la non-dispersion, X' dans le cas de la dispersion.

Vérification expérimentale. — Reprenons notre machine d'étude, et vérifions expérimentalement sur elle nos hypothèses.

On a trouvé (p. 89 et 146) pour cette machine :

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_P &= 15,7 \cdot 10^{-3} \text{ œrstedt} \\ \mathcal{R}_I &= \frac{l}{\mu_t S_t} \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} \mu_t &= 17.000 \text{ gauss environ.} \\ S_t &= 255 \text{ cm}^2 \\ l_t &= 92 \text{ cm,5} \end{aligned}$$

d'où :

$$\mathcal{R}_I = 0,3 \cdot 10^{-3} \text{ œrstedt environ.}$$

$$\text{Valeur de } \frac{\mathcal{R}_I}{\mathcal{R}_P}. \text{ — On a } \frac{\mathcal{R}_I}{\mathcal{R}_P} = \frac{0,3}{15,7} = 1,9 \cdot 10^{-2}$$

Valeur de $\Phi_U \mathcal{R}_U + \mathcal{F}_a$. — On a de même :

$$\Phi_U = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ maxwells}$$

$$\mathcal{R}_U = 4,71 \cdot 10^{-3} \text{ œrstedt}$$

$$\mathcal{F}_a = 1,25 \frac{ni_a \alpha}{2\pi} = 1,25 \frac{240 \cdot 50^2 \cdot 30}{560} = 1,250 \cdot 10^3 \text{ gilberts}$$

$$\Phi_U \mathcal{R}_U = (2,4 \cdot 10^6) (4,71 \cdot 10^{-3}) = 11,28 \cdot 10^3 \text{ gilberts}$$

On a donc finalement :

$$\mathcal{F}_a + \Phi_U \mathcal{R}_U = 12,55 \cdot 10^3 \text{ gilberts}$$

Valeur de la correction de dispersion :

$$\frac{\mathcal{R}_1}{\mathcal{R}_p} (\Phi_U \mathcal{R}_U + \mathcal{F}_a) = 187,5 \text{ gilberts}$$

PAS DE DISPERSION

Force magnétomotrice X' nécessaire.

On a :

$$X' = \Phi_U (\mathcal{R}_U + \mathcal{R}_1) + \mathcal{F}_a$$

$$X' = \underbrace{\Phi_U \mathcal{R}_U + \mathcal{F}_a}_{12,5 \cdot 10^3} + \underbrace{\Phi_U \mathcal{R}_1}_{0,72 \cdot 10^3} = 13,22 \cdot 10^3 \text{ gilberts}$$

à vide :

$$X'_0 = \Phi_U (\mathcal{R}_U + \mathcal{R}_1).$$

L'accroissement de la force magnétomotrice nécessaire quand on passe de la marche à vide à la marche à pleine charge (50 ampères) est :

$$X' - X'_0 = \mathcal{F}_a = 1,250 \cdot 10^3 \text{ gilberts}$$

DISPERSION

Les valeurs de X et de X₀ sont respectivement les suivantes :

$$X = X' + \frac{\mathcal{R}_1}{\mathcal{R}_p} (\Phi_U \mathcal{R}_U + \mathcal{F}_a)$$

$$X = 13,220 \cdot 10^3 + 187,5 = 13407,5 \text{ gilberts}$$

$$X_0 = X'_0 + \frac{\mathcal{R}_1}{\mathcal{R}_p} (\Phi_U \mathcal{R}_U) = 11970 + 172 = 12142 \text{ gilberts}$$

$$X - X_0 = 1,255 \cdot 10^3 \text{ gilberts}$$

RÉSUMÉ.

Sans dispersion

$$X' = 13220 \text{ gilberts}$$

Avec dispersion

$$X = 13407 \text{ gilberts}$$

Le nombre d'ampères-tours correspondant s'obtiendrait en divisant ces valeurs par 1,257.

Conclusion de cette étude. — On a donc, si l'on prend la précaution de se réserver une certaine marge, une valeur très suffisante de la correction des ampères-tours supplémentaires nécessaires à installer sur l'induit en supposant nulle la dispersion, et en ajoutant à \mathcal{F} , la force magnétomotrice supplémentaire \mathcal{F}_a .

Flux d'induit antagoniste ou démagnétisant dans le cas d'un tambour.

Les raisonnements employés sont les mêmes que dans le cas de l'anneau. Ils sont même plus simples, car le mode fictif que nous avons employé pour la composition des conducteurs actifs dans un anneau est réalisé matériellement dans un tambour.

Dans un tel tambour, l'enroulement suivant des cordes se rapproche toujours beaucoup de l'enroulement diamétral, de telle sorte que si α représente encore l'angle de calage des balais, nous avons $\frac{n}{2}$ cadres actifs sur le tambour, $\frac{n}{2} \cdot \frac{2\alpha}{\pi}$ cadres antagonistes et enfin :

$$\left(\frac{n}{2}\right) \left(\frac{2\alpha}{\pi}\right) \left(\frac{i_a}{2}\right) = \frac{n\alpha i_a}{2\pi}$$

ampères-tours antagonistes.

Nous retombons donc exactement sur le cas de l'anneau.

FLUX TRANSVERSAUX DUS A L'INDUIT

D'après ce que nous avons déjà dit au début de la dernière leçon, le flux propre d'induit tendra à affaiblir sur deux cornes polaires et diagonales le flux inducteur, et à le renforcer sur les deux autres.

Il en résulte une distorsion du champ inducteur, l'axe du champ résultant étant incliné sur l'axe primitif.

Causes de cette distorsion. — α étant toujours l'angle de calage des balais, cette distorsion est due à la combinaison d'un flux transversal (fictif) d'induit avec le flux inducteur primitif (fig. 148).

Ce flux transversal est créé par les conducteurs périphériques compris entre les deux angles α , soit dans l'angle :

$$\pi - 2\alpha = \beta$$

angle embrassant à peu près les cornes polaires. En effet, dans la majorité des machines à angle de calage variable, le diamètre de balais coïncide presque avec celui des cornes 1, 3 en diagonale (au moins à pleine charge).

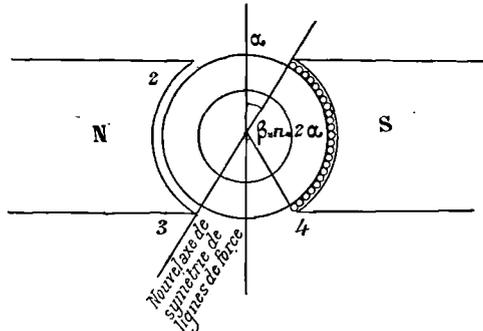


Fig. 148. — Distorsion du flux total sous influence du flux transversal.

Remarque. — Ce flux transversal n'est pas antagoniste. Il ne fait que détruire la symétrie du champ inducteur. On peut admettre que dans l'induit et l'inducteur, les inductions moyennes, perméabilités moyennes, réluctances moyennes, restent les mêmes avec ou sans flux transversal.

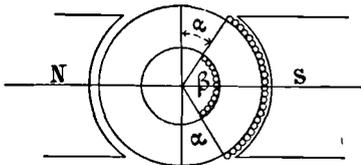


Fig. 149. — Spires concourant à la création du flux transversal.

Ce n'est pas tout à fait exact, car à une distorsion du champ inducteur correspond une légère modification de longueur des lignes de force. Mais notre hypothèse est absolument justifiable en pratique.

Constitution du flux transversal.

Cas d'un anneau. — Considérons les conducteurs (fig. 149), compris dans l'angle

$$\beta = \pi - 2\alpha$$

de droite. Ils sont en nombre

$$\frac{n}{2\pi} (\pi - 2\alpha)$$

et parcourus par le courant

$$\frac{i_a}{2}$$

Les

$$\frac{n}{2\pi} (\pi - 2\alpha)$$

spires qu'ils constituent avec les conducteurs intérieurs à l'anneau engendrent :

$$\frac{n}{2\pi} \left(\frac{i_a}{2} \right) (\pi - 2\alpha) = \frac{ni_a}{4\pi} (\pi - 2\alpha) \text{ amp.-tours.}$$

Circuit magnétique. — Il est constitué par les demi-entrefers de droite, une moitié d'induit et un certain parcours dans l'inducteur. La principale réductance est celle des entrefers; les autres (induit et inducteurs) sont négligeables. La réductance totale de ces entrefers est, avec nos notations habituelles :

$$R_E = \frac{2l_e}{\left(\frac{\pi - 2\alpha}{2} \right) \varepsilon R_e}$$

ε étant la profondeur axiale, R_e le rayon extérieur d'induit; le dénominateur représente bien la surface offerte au flux transversal.

On a donc :

$$R_E = \frac{4l_e}{(\pi - 2\alpha) \varepsilon R_e}$$

Valeur du flux transversal. — Soit φ'' le flux transversal dû à la moitié d'induit de droite. Il vient :

$$\varphi' = 1,25 \frac{ni_a}{4\pi} \left(\frac{\pi - 2\alpha}{R_e} \right) \cdot \frac{1}{\frac{4l_e}{(\pi - 2\alpha) \varepsilon R_e}}$$

ou :

$$\varphi'' = \frac{1,25 ni_a (\pi - 2\alpha) \varepsilon R_e}{16 \pi l_e}$$

Formes remarquables de ce flux. — 1° Appelons Σ_e la portion de la surface latérale de l'induit correspondant à un entrefer.

On aura :

$$\Sigma_e = \beta R_e \varepsilon$$

Alors :

$$\varphi'' = \frac{1,25 ni_a}{32 l_e} \beta \Sigma_e$$

2° Appelons Σ la surface latérale totale de l'induit.

On a :

$$\Sigma_a = 2 \pi R_e \varepsilon$$

Alors φ'' devient :

$$\varphi'' = \frac{1,25 ni_a}{32 l_e} \left(\frac{\beta^2}{\pi^2} \right) \Sigma_a$$

Si on prend :

$$\beta = \frac{2\pi}{5}$$

condition réalisée en général pour les machines bipolaires, on a simplement :

$$\varphi' = \frac{1,25 \, n i_a}{72 \, l_e} \sum_a = \frac{0,0175 \, n i_a}{l_e} \sum_a$$

ou encore :

$$\varphi'' = 0,0175 \cdot n i_a \frac{2\pi R_e \varepsilon}{l_e}$$

Flux transversal dans le cas d'un tambour. — Les n conducteurs périphériques constituent $\frac{n}{2}$ spires.

Il y a $\frac{n}{2\pi}(\pi - 2\alpha)$ conducteurs dans un secteur d'ouverture,

$$\beta = \pi - 2\alpha$$

Le flux transversal total $2\varphi''$ sera produit par $\frac{n}{2\pi} \beta$ cadres actifs et les ampères-tours correspondant seront :

$$\frac{n}{2\pi} \cdot \frac{\beta i_a}{2}$$

φ' représentera toujours le flux passant dans les entrefers de gauche (ou de droite) par exemple.

Nous pourrions encore écrire :

$$\left[1,25 \frac{n}{2\pi} \cdot \frac{\beta i_a}{2} = 2\varphi'' \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{2l_e}{\varepsilon(\pi - 2\alpha)} R_e \right) \right]$$

car la réluctance totale est celle des deux entrefers de gauche et de droite en parallèle, c'est-à-dire la moitié d'une réluctance de longueur $2l_e$ et de section $\frac{\varepsilon(\pi - 2\alpha) R_e}{2}$

D'où :

$$\varphi'' = \frac{1,25 \frac{n i_a \beta}{4\pi}}{\frac{4l_e}{(\pi - 2\alpha) \varepsilon R_e}} = \frac{1,25 \, n i_a \beta^2 R_e \varepsilon}{16\pi l_e}$$

On retombe donc sur la même formule que précédemment pour l'anneau, à savoir :

$$\varphi'' = 1,25 ni_a \frac{\beta^2 \epsilon R_e}{16 \pi l_e}$$

Valeur des flux résultants moyens aux pièces polaires. — Pour les moitiés des pièces polaires, où le nombre des lignes de force est accru (soit $\Sigma_e = \beta R_e \epsilon$).

On a :

$$\frac{\Phi'_T}{2} = \frac{\Phi_T}{2} + \frac{1,25 ni \beta \Sigma_e}{16 \pi l_e}$$

pour les autres :

$$\frac{\Phi''_T}{2} = \frac{\Phi_T}{2} - \frac{1,25 ni_a \beta \Sigma_e}{16 \pi l_e}$$

Application numérique. — Cherchons les valeurs de $\frac{\Phi'_T}{2}$ et $\frac{\Phi''_T}{2}$ pour notre dynamo d'étude.

$$\Phi_T = 3,12 \cdot 10^6 \text{ maxwells}$$

On a :

$$n = 240 \quad , \left(\frac{\Phi_T}{2} = 1,56 \cdot 10^6 \text{ maxwells} \right)$$

$$i_a = 50 \text{ ampères.}$$

$$\beta^\circ = \pi - 2\alpha = 120^\circ \quad \beta \text{ radiants} = 2\pi \frac{120}{360} = \frac{2\pi}{3}$$

$$\Sigma_e = \beta \cdot 17 \frac{21,7}{2} = \frac{\pi}{5} \cdot 17 \cdot 21,7 = 573 \text{ cm}^2 \text{ environ.}$$

$$l_e = 0^{\text{cm}},6$$

$$\varphi'' = 1,95 \cdot 10^5 \text{ maxwells}$$

Il en résulte immédiatement :

$$\frac{\Phi'_T}{2} = \frac{\Phi_T}{2} + \varphi'' = (1,56 + 0,195) 10^6 = 1,755 \cdot 10^6 \text{ maxwells}$$

$$\frac{\Phi''_T}{2} = \frac{\Phi_T}{2} - \varphi'' = (1,56 - 0,195) 10^6 = 1,365 \cdot 10^6 \text{ maxwells}$$

La symétrie des flux inducteurs, par rapport à l'axe des pôles, est donc sensiblement détruite.

REPRÉSENTATION SIMPLE DE L'EFFET

DE LA

RÉACTION D'INDUIT DANS LES MACHINES BIPOLAIRES

Résumé de quelques résultats obtenus dans l'étude de la réaction d'induit des machines bipolaires (*rappel*). — Cette tendance à l'affaiblissement du flux inducteur par le fait de l'aimantation de l'induit a été nommée par nous réaction d'induit. L'induit, quand le calage des balais est fait en avant, comme dans le cas d'une génératrice, donne lieu à une force magnétomotrice (f. m. m.) antagoniste (conducteurs compris dans les angles 2α) et à une f. m. m. transversale (conducteurs compris dans les angles $\beta = \pi - 2\alpha$).

Nous ne disons pas à dessein flux transversaux ou antagonistes, car il n'y a dans l'induit et dans l'inducteur qu'un seul flux. Il est plus ou moins contorsionné, mais il est unique.

En particulier, dans les pièces polaires, il n'y a pas deux systèmes de lignes de force, telles que celles de la figure 150, dues, les unes à la force magnétomotrice transversale, les autres à la force magnétomotrice résultant des ampères-tours inducteurs et des ampères-tours antagonistes.

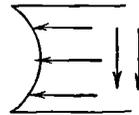


Fig. 150. — Conceptions erronées de flux transversaux distincts dans une dynamo.

Emploi dans certains cas de la conception de flux distincts. — Elle peut rendre des services, notamment dans le cas de machines ayant de forts entrefers.

En effet, comme on l'a vu au début de cette leçon, la principale réluctance rencontrée par le flux antagoniste φ' , s'il existait, et par le flux transversal $2\varphi''$, également fictif, est celle de l'entrefer :

$$\frac{2l_e}{\Sigma_e}$$

la même dans les deux cas (Voir pages 160 et suivantes).

Si la réluctance des portions fer du circuit magnétique de la machine est très faible devant celle de l'entrefer, on voit que la réluctance rencontrée par le flux Φ_T sera aussi sensiblement :

$$\frac{2l_e}{\Sigma_e}$$

Cette hypothèse revient à faire dans nos formules du début de la leçon (p. 154).

$$\mathcal{R}_i = 0 \quad , \quad \mathcal{R}_v = \mathcal{R}_e$$

Flux d'induit. — Sous le bénéfice de cette hypothèse, on peut donc considérer le flux d'induit Φ_a résultant des flux φ' et $2\varphi''$.

Flux résultant traversant un cadre d'induit. — Considérons un cadre diamétral d'induit, par exemple celui dirigé suivant le diamètre de contact des balais. Le flux résultant, si nous supposons que les flux puissent être composés, sera dirigé perpendiculairement au plan du cadre AB, car ce cadre doit être dans une position de flux maximum (f.é.m. nulle) ou à peu près (fig. 151). Le flux

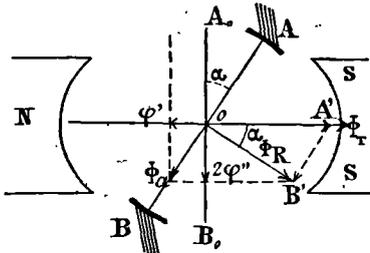


Fig. 151. — Flux d'induit, flux inducteur et flux résultant.

d'induit Φ_a sera dirigé suivant OB, mais de manière à avoir une composante φ' antagoniste, c'est-à-dire dirigée en sens contraire de Φ_T .

Ceci nous détermine complètement le triangle OAB. On a, en effet, dans ce triangle :

$$\Phi_T = \frac{\Phi_R}{\cos \alpha}, \quad \Phi_a = \sqrt{\Phi_T^2 - \Phi_R^2} = \Phi_R \operatorname{tg} \alpha$$

d'où :

$$\Phi_a = \Phi_T \sin \alpha$$

Or, on peut évaluer simplement Φ_a . C'est le flux dû aux ampères-tours induits totaux $\frac{n}{2} \cdot \frac{a}{2}$ travaillant sur la réluctance

$$\mathcal{R}_e = \frac{2l_e}{\Sigma_e}$$

On peut donc connaître, par l'équation $\Phi_a = \Phi \sin \alpha$, la valeur approchée de l'angle α , calage des balais correspondant à une intensité i_a . On a, en effet :

$$\sin \alpha = \frac{\frac{n}{2} \cdot \frac{i_a}{2}}{AT} = \frac{ni_a}{4(AT)}$$

(AT) étant le nombre des ampères-tours installés sur un pôle

inducteur, n le nombre total des conducteurs et i le courant d'induit.

REMARQUE. — Cette théorie, très commode mais très lâche, est très dangereuse. Elle ne doit être employée que sous les plus extrêmes réserves. Nous aurons bientôt l'occasion de revenir sur son emploi.

Autre fait expérimental important. — Le flux inducteur est distordu. Pour une génératrice, il est renforcé aux becs de sortie a et c , et diminué aux becs d'entrée b et d , en supposant le calage des balais effectué dans le sens du mouvement, abstraction faite d'artifices spéciaux dont nous allons nous occuper ci-dessous (fig. 152).

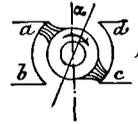


Fig. 152. — Distorsion du champ.

C'est le contraire pour un moteur (calage normal en arrière de la ligne neutre). Nous aurons bientôt aussi l'occasion de revenir sur ce fait.

DISPOSITIONS ESSAYÉES POUR ATTÉNUER LA RÉACTION D'INDUIT

A). *Artifices de construction.* — NOTA. — Ne pas oublier ce que nous venons de dire touchant la non-existence objective des flux distincts.

a). *Emploi d'inducteurs fendus* suivant des plans parallèles à l'axe de l'induit et à l'axe des pôles inducteurs. Disposition simple mais peu efficace. Elle supprime, ou plutôt entrave fortement, l'inducteur n'étant pas excité, le flux d'induit, quand on fait parcourir

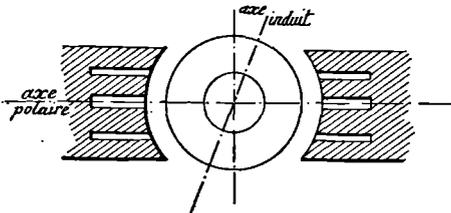


Fig. 153. — Emploi d'inducteurs fendus pour atténuer la réaction d'induit.

cet inducteur par un courant, en raison de l'entrefer supplémentaire ainsi créé, mais on ne supprime pas ainsi la force magnétomotrice d'induit en marche normale. On ne fait peut-être que canaliser un peu mieux les lignes de force dans l'inducteur (fig. 153).

b et c) *Autres dispositions (meilleures).*

b) *Pôles inducteurs supplémentaires* tendant à créer un flux juste égal à celui que tend à créer la f.m.m. d'induit. La compen-

sation peut être presque parfaite si l'on excite les pôles supplémentaires par le courant induit lui-même, l'induction dans ces pôles étant choisie à peu près identique à celle de l'induit (fig. 154).

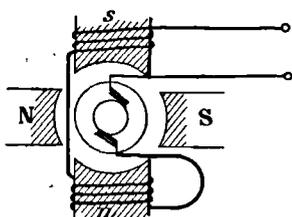


Fig. 154. — Emploi de pôles supplémentaires pour atténuer la réaction d'induit.

c). *Autre mode.* — On peut encore percer les pôles inducteurs et y disposer des enroulements dont les axes sont dans la même direction que celui du flux fictif d'induit. Disposition moins bonne, car elle ne permet pas

une compensation rigoureuse de la f.m.m. d'induit (fig. 155).

Ces deux dernières dispositions permettent de diminuer plus ou moins le calage des balais en marche normale.

B). *Artifices d'enroulement.* — *Enroulement en anneau Mordey.* — On cherche à créer une f.é.m. de commutation permettant de laisser les balais sur la ligne neutre théorique. Pour cela, chaque section comporte, en outre d'une bobine principale,

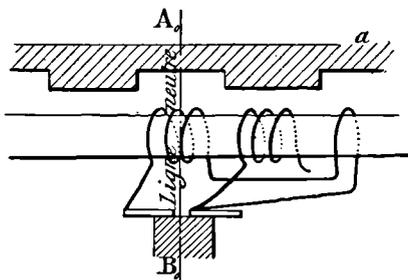


Fig. 156. — Enroulement Mordey pour atténuation de la réaction d'induit.

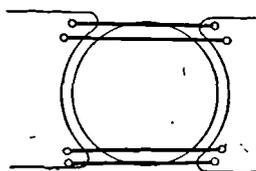


Fig. 155. — Emploi de pôles supplémentaires pour atténuer la réaction d'induit.

importante disposée en avant dans le sens du mouvement. Quand la f.é.m. est nulle dans la bobine principale, celle de la bobine auxiliaire est déjà du sens voulu pour la commutation : l'emploi d'un nombre de spires convenable permet de donner à cette f.é.m. de commutation la valeur nécessaire (fig. 156).

Inconvénients de ce dispositif. — Il ne convient qu'à un sens de marche, entraîne des complications, juxtapose des bobines soumises à des différences de potentiel différentes ; enfin il en résulte une mauvaise utilisation des matériaux, car, pendant la plus grande partie d'un tour, la f.é.m. de la bobine auxiliaire est opposée à celle de la bobine principale. Enfin, l'emploi d'une bobine auxiliaire en avant utilise, pour réaliser cette f.é.m. de la commutation, une région

polaire où l'induction est affaiblie par la réaction d'induit. Il vaudrait mieux prendre une bobine auxiliaire en arrière de la bobine principale, mais enroulée en sens inverse. On arriverait au même résultat.

Enroulement en tambour. — On constate aisément que, dans un tel enroulement effectué suivant des cordes, l'effet antagoniste des ampères-tours d'induit est d'autant plus diminué, au moins dans une certaine limite, que ces cordes sont plus petites. En effet, dans la zone d'ouverture 2α , correspondant à la commutation, se trouvent des conducteurs parcourus par des courants d'un sens donné à côté d'autres parcourus par des courants en sens contraire.

Enroulement Brown pour tambour. — Il comporte une bobine quasi-diamétrale principale et une autre auxiliaire possédant également le nombre voulu de conducteurs et enroulée sur une corde convenable. Cette disposition ne convient qu'à un sens de marche.

Au moyen d'une bobine principale quasi-diamétrale et de deux autres auxiliaires enroulées suivant des cordes, on peut réaliser un enroulement permettant la commutation sur la ligne neutre dans les deux sens de rotation.

Enroulement Sayers (anneau et tambour). — Cette disposition consiste à effectuer la liaison des bobines au collecteur au moyen de connecteurs traversant l'induit suivant le mode indiqué

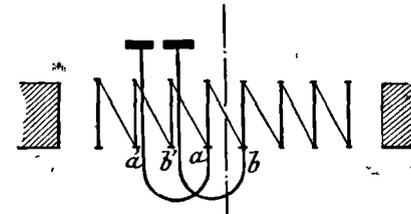


Fig. 157. — Enroulement Sayers pour atténuation de la réaction d'induit.

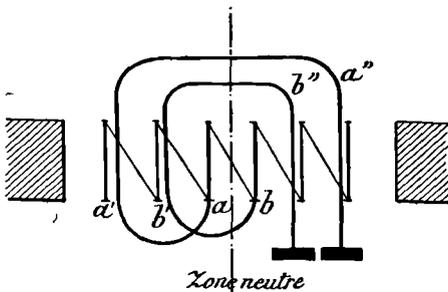


Fig. 158. — Enroulement Sayers pour atténuation de la réaction d'induit.

par la figure ci-contre (fig. 157); la f.é.m. e_a dans le connecteur a' étant plus grande que dans le connecteur b' , il en résulte la création dans la bobine même, quand la partie normalement active ab est dans la zone neutre, d'une f. é. sensible qui facilite la commutation. Pour les mêmes

raisons que pour l'enroulement Mordey, cet enroulement ne correspond qu'à un sens de marche. Pour réaliser un enroulement permettant la marche dans les deux sens, il suffit d'employer la disposition de la figure 158. On verra facilement que l'emploi d'une f.é.m. de commutation basée sur l'induction dans le connecteur situé en face de la corne de sortie permet, dans le cas de faibles entrefers, de donner à la réaction transversale une valeur considérable et utile, donc de décaler les balais en arrière, ce qui réalise, comme nous le comprendrons mieux bientôt, une excellente auto-régulation de la tension de la machine.

REMARQUE GÉNÉRALE. — Il convient d'observer l'importance de moins en moins considérable aujourd'hui, des dispositifs précédents qui tendent à disparaître avec la construction presque générale de bonnes machines convenablement étudiées pour réaliser un calage fixe.

DOUZIÈME LEÇON

ÉTUDE DES DIVERSES SORTES DE PERTES DE PUISSANCE
DANS LES MACHINES DYNAMOS
PERTES PARASITES DANS LES MACHINES DYNAMOS

COURANTS DE FOUCAULT

Production de ces courants. — Toute pièce métallique soumise à un flux variable est le siège d'une f.é.m. d'induction. Si, en particulier, cette pièce est assez massive pour que la résistance intérieure que rencontrent ces courants particuliers soit faible, la perte par effet Joule peut devenir considérable.

Dans les machines dynamos, les pièces susceptibles d'intercepter, dans leur mouvement par exemple, un flux de valeur variable, seront le siège de courants distribués à leur intérieur d'une façon plus ou moins confuse, mais éminemment nocifs, en tant que correspondant à une consommation stérile d'énergie. Ces courants sont dits courants de Foucault.

Cas simple de production de courants de Foucault. — Considérons un disque plein de métal situé dans un champ d'intensité variable et centré sur lui. Soit $d\mathcal{B}$ la variation de l'induction pendant le temps dt . La symétrie du système étant parfaite, supposons le disque décomposé en anneaux concentriques d'épaisseur radiale dx . La f.é.m. induite dans l'un d'eux, de rayon x , sera (fig. 159):

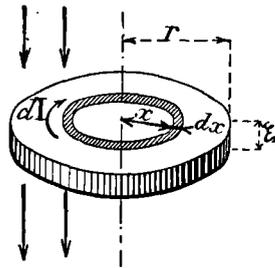


Fig. 159. — Production de courants de Foucault dans un cas simple.

$$E = S \frac{d\mathcal{B}}{dt}$$

avec nos notations habituelles, du moins en valeur absolue. On a de plus :

$$S = \pi x^2.$$

En fait, on a, comme on sait, en valeur algébrique

$$E = -S \frac{d\mathcal{B}}{dt}$$

Elle donne naissance à un courant dI dans la résistance constituée par la spire, cette résistance ayant pour valeur

$$\frac{1}{dC} = \frac{2\pi x}{\varepsilon dx} \rho,$$

dC étant la conductance de la spire et ρ la résistivité du métal. On a donc :

$$dI = \frac{\pi x^2 \frac{d\mathcal{B}}{dt}}{\frac{2\pi x}{\varepsilon dx} \rho}$$

ou, toutes simplifications faites :

$$dI = \frac{\varepsilon x}{2\rho} \cdot \frac{d\mathcal{B}}{dt} dx$$

Perte de puissance par effet Joule dans cette spire.

P_F (puissance perdue par courants de Foucault).

$$dP_F = \frac{dI^2}{dC} = \frac{2\pi x \rho}{\varepsilon dx} \left(\frac{\varepsilon}{2\rho} x \frac{d\mathcal{B}}{dt} dx \right)^2$$

ou enfin

$$dP_F = \frac{\pi x^3}{2\rho} \varepsilon \left(\frac{d\mathcal{B}}{dt} \right)^2 dx.$$

Perte de puissance totale dans le disque.

$$P_F = \sum_0^r dP_F = \sum_0^r \frac{\pi x^3}{2\rho} \varepsilon \left(\frac{d\mathcal{B}}{dt} \right)^2 dx.$$

$$P_F = \frac{1}{8\rho} S r^2 \left(\frac{d\mathcal{B}}{dt} \right)^2 \varepsilon.$$

$S = \pi r^2$ représente la surface du disque.

Perte moyenne de puissance. — On voit que la puissance dissipée en courants de Foucault dépend à

chaque instant de $\left(\frac{d\mathcal{B}}{dt} \right)^2$, carré de la tangente trigonométrique de l'angle α formé avec l'axe des t par la tangente à la courbe $\mathcal{B}(t)$.

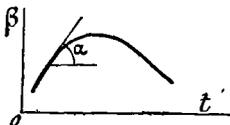


Fig. 160. — Signification géométrique de $\frac{d\mathcal{B}}{dt}$.

Supposons, en particulier, \mathcal{B} de forme sinusoïdale, comme nous l'avons déjà fait pour l'induction dans l'entrefer des dynamos.

On peut écrire :

$$\mathcal{B} = \mathcal{B}_0 \sin \Omega t = \mathcal{B}_0 \sin 2\pi f t.$$

\mathcal{B}_0 étant la valeur de l'induction maxima et f la fréquence ou nombre de périodes par seconde de la fonction périodique $d\mathcal{B}(t)$.

Alors :

$$\frac{d\mathcal{B}}{dt} = \Omega \mathcal{B}_0 \cos \Omega t.$$

La puissance moyenne perdue pendant une période T sera donc :

$$P_{\text{Fmoy}} = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{8\rho} S r^2 \Omega^2 \mathcal{B}_0^2 \sum_0^T \cos^2 \Omega t dt$$

la quantité sous le signe Σ peut s'écrire $\frac{1 + \cos 2\Omega t}{2} dt$.

La seconde intégrale définie a une valeur évidemment nulle. On a donc :

$$P_{\text{Fmoy}} = \frac{\mathcal{B}_0^2 \Omega^2 S r^2}{16\rho}$$

ou encore, en mettant la fréquence f en évidence :

$$P_{\text{Fmoy}} = \frac{\pi^2}{4\rho} \mathcal{B}_0^2 r^2 f^2 S.$$

Source de puissance utilisée pour la production des courants de Foucault.

Ce ne peut être ici que celle qui produit le courant exciteur. Il est en effet aisé de constater, notamment avec des courants excitateurs alternatifs sinusoïdaux, que la disposition d'un tel disque dans ce champ exciteur se traduit par l'apparition d'une force contre-électromotrice supplémentaire, ce qui, conformément à ce que nous avons dit dans nos premières leçons, entraîne une consommation supplémentaire d'énergie.

Cas général. Disque excentré par rapport au champ.

— Le calcul est alors beaucoup plus difficile. Les courants particuliers ne sont plus distribués suivant des cercles, mais des courbes analogues à celles de la figure ci-contre (fig. 161).

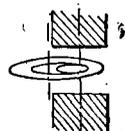


Fig. 161. Courants de Foucault dans le cas général.

Conclusions générales sur la forme des pertes par courants de Foucault. — Cependant, quelle que soit la complication des

lignes de courant à l'intérieur de la masse, la puissance dissipée par courants de Foucault est, toutes choses égales, proportionnelle à f^2 . En effet, la f.é.m. d'induction E , génératrice d'un courant particulière, est évidemment proportionnelle à f . De même pour le courant I auquel elle donne naissance dans un élément de la pièce. La puissance dissipée est donc proportionnelle à f^2 .

REMARQUE. — Si l'induction en un point de la pièce varie à peu près suivant une loi sinusoïdale, on voit que la puissance perdue sera aussi proportionnelle, toutes choses égales, à \mathcal{B}_0^2 , carré de l'induction maxima.

On peut donc écrire, et c'est le cas général, les inductions variables auxquelles sont soumises les pièces étant périodiques (et supposées sinusoïdales) :

$$P_F = \mathcal{B}_0^2 f^2 a$$

a est une constante qui dépend de la nature du métal, de sa forme, de son état de division, etc.

Sur le sens des courants de Foucault. — Il est toujours donné par la loi de Lenz.

Induction sans déplacement. — Reprenons le disque centré sur le champ de tout à l'heure. Aucun déplacement n'étant imposé ni toléré, les courants particuliers développés dans les anneaux seront tous concordants et tendront à s'opposer au passage du flux inducteur Φ dans le disque et à produire un flux propre de sens contraire ϕ (fig. 162).

Fig. 162. — Flux antagoniste créé par les courants de Foucault.

Quand le flux Φ changera de sens, les courants se renverseront également. Ces courants, de toute façon, produiront un échauffement stérile de l'induit, une dégradation d'énergie électromagnétique (induction possible, mais non réalisée, dans le circuit d'énergie électrique qui, si l'agencement du circuit avait été différent, aurait pu être utilisable sous forme mécanique ou autre).

Induction avec déplacement. Expérience. — Proposons-nous de montrer que ces courants de Foucault consomment et dégradent une certaine quantité d'énergie empruntée à une source extérieure (fig. 163). Pour cela, entre

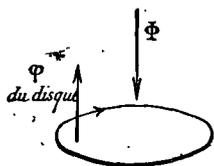


Fig. 163. Expérience démontrant la production des courants de Foucault.

les pôles d'un électro-aimant NS, disposons un petit cylindre de métal suspendu par un fil à un point fixe. Tordons le fil et abandonnons-le. Le cube se met à tourner, dépasse sa position d'équilibre, le fil s'enroule en sens contraire, se retord encore et ainsi de suite. Si la résistance de l'air était nulle, le mouvement continuerait indéfiniment. En effet, nous avons imprimé au système en le tordant une énergie potentielle $C_0\alpha_0$, C_0 étant le couple de torsion, α_0 l'angle de torsion initial, pouvant atteindre plusieurs fois 2π . Cette énergie potentielle se transforme en énergie cinétique, maxima quand le cube passe par la position d'équilibre ou de torsion nulle ($\alpha=0$), cette énergie cinétique ayant alors pour valeur :

$$C_0\alpha_0 = \frac{K\omega_0^2}{2},$$

K étant le moment d'inertie du cylindre par rapport à l'axe de suspension, ω_0 la vitesse angulaire maxima. Les phénomènes se déroulent ensuite en ordre inverse. Mais, en pratique, la résistance de l'air donne lieu à un couple

$$A \frac{d\alpha}{dt} = A\omega$$

qui effectue à chaque instant un travail $A\omega dt$ et par conséquent donne lieu à une consommation d'énergie. Le mouvement de torsion et de détorsion du système cesse donc au bout d'un temps plus ou moins long. La loi de son mouvement est de la forme pendulaire amortie.

1° Fait expérimental. — Excitons l'électro-aimant. Le mouvement de torsion du système cesse presque instantanément. L'énergie potentielle, ou plutôt l'énergie cinétique, à laquelle elle donnait naissance tout à l'heure, a été consommée en grande partie sous forme de chaleur de Joule, due aux courants de Foucault qui ont pris naissance dans cette masse.

La production de courants de Foucault peut, dans une masse animée d'une certaine force vive, constituer un mode de freinage de cette masse.

Nous pouvons étudier analytiquement le mouvement, suivant une méthode analogue à celle employée page 95 pour le galvanomètre balistique. Cherchons le couple résistant C_F dû aux courants de Foucault. La puissance perdue étant :

$$P_F = \mathfrak{B}_0 \omega^2 a \quad (a = C^e)$$

le couple résistant est :

$$C_F = \frac{B_0^2 \omega^2 a}{\omega} = B_0^2 \omega a = B \omega.$$

B étant une constante appropriée.

Nous aurons donc l'équation classique :

$$C_0 \alpha dx + \underbrace{A \omega dx}_{\text{air}} + \underbrace{B \omega dx}_{\text{Foucault}} + K \underbrace{\frac{d\omega}{dt} dx}_{\text{accélération angulaire}} = 0$$

avec :

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}$$

D'où enfin l'équation différentielle déjà étudiée :

$$C_0 \alpha + (A + B) \frac{d\alpha}{dt} + K \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = 0.$$

L'effet du couple C_F est d'introduire un terme B, qui peut être considérable par rapport à A, et produire ainsi un amortissement extrêmement énergique.

2° *Fait expérimental.* — On constate expérimentalement que des solides de formes identiques, mais constitués avec des métaux différents, entraînent (par courants de Foucault) une consommation de puissance, toutes choses égales, proportionnelle à leurs résistances spécifiques ou résistivités ρ .

NOTA. — Pour la démonstration précédente, il a été fait usage d'un cylindre, en raison de la symétrie constante du système mobile, par rapport au champ exciteur.

COURANTS DE FOUCAULT DANS UNE DYNAMO

Courants de Foucault dans le fer de l'induit. — Soit un induit

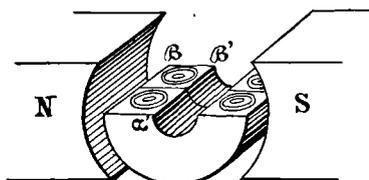


Fig. 164. — Courants de Foucault dans une dynamo.

massif, c'est-à-dire constitué par un cylindre de fer et non par des tôles minces parallèles de plans perpendiculaires à l'axe. Considérons la section obtenue dans cet induit, par exemple, par un plan passant par l'axe, et en particulier les deux génératrices idéales $\alpha\beta$ et $\alpha'\beta'$ terminant l'anneau induit à l'extérieur et à l'intérieur

(fig. 164). A l'intérieur de celles-ci seront développées des f.é.m. :

$$E = \mathcal{B}Lv \quad \text{et} \quad E' = \mathcal{B}'Lv$$

\mathcal{B} et \mathcal{B}' étant respectivement les valeurs des inductions dans le fer en $\alpha\beta$ et en $\alpha'\beta'$. Or, \mathcal{B} est beaucoup plus grand que \mathcal{B}' , l'induction étant pratiquement nulle à l'intérieur de l'anneau induit. Des courants de circulation s'établiront d'une génératrice à l'autre, suivant la forme indiquée. Leur distribution sera très compliquée par ce fait que les génératrices comprises entre $\alpha\beta$ et $\alpha'\beta'$ seront aussi le siège de f.é.m. d'induction (fig. 164).

Si nous divisons l'induit par des plans perpendiculaires à l'axe, il est bien certain que la résistance offerte à l'établissement de ces courants particuliers sera très augmentée. Les sections des anneaux suivant lesquels se formeront ces courants de Foucault seront en particulier très réduites.

En réalité, pour supprimer ou atténuer les courants de Foucault dans le fer de l'induit, on le constituera par des tôles empilées d'épaisseur variant de 0^{mm},4 à 0^{mm},7 (généralement 0^{mm},5) et isolées les unes des autres.

NOTA. — La considération des f.é.m. d'induction développées dans une génératrice nous a été ici plus commode que celle de flux développé dans un circuit, en raison de la façon confuse dont les lignes de force entrant dans l'induit y établissent leur parcours. C'est pour cela que nous avons utilisé la première conception.

Courants de Foucault dans les divers organes de la machine. — On doit donc prendre les précautions les plus grandes pour que certaines pièces ne coupent pas de flux variables. Dans les machines à anneau, il y a toujours

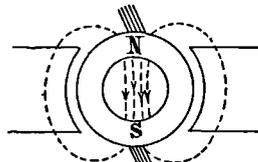


Fig. 165. — Flux intérieur dans un induit en anneau.

un champ intérieur, un certain nombre de lignes de force passant par l'intérieur de l'induit du pôle N au pôle S de l'armature (fig. 165).

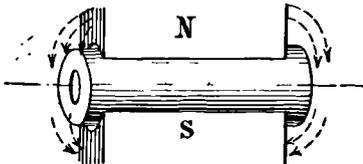


Fig. 166. — Dispersions latérales sur les joues de l'induit.

Ces lignes de force rencontrent l'arbre et les croisillons supportant l'induit et y provoquent des courants de Foucault.

De même les disques de tôle terminaux de l'induit pourront recevoir un certain nombre de lignes de force émanant des faces latérales des pôles inducteurs. L'induit tournant dans ces lignes de force, les disques terminaux seront le siège de courants de Foucault (fig. 166).

Courants de Foucault dans les pièces polaires. — Dans le cas d'induits dentés, bien que les lignes de force émanant des pôles

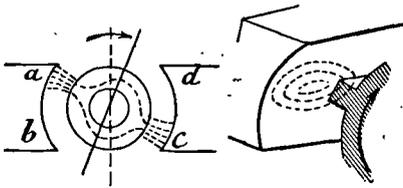


Fig. 167. — Courants de Foucault dans les pièces polaires.

inducteurs restent en nombre égal, leur distribution dans l'entrefer varie, car elles sont concentrées par les dents. En raison des variations de flux traversant une surface fixe découpée sur la surface de la pièce polaire, des courants

de Foucault s'y développeront comme l'indique la figure 167. Ils seront particulièrement intenses quand la pièce polaire et la dent cesseront d'être en regard, soit dans le bec polaire proprement dit (fig. 167).

Cependant, en raison de la distorsion du champ, il est facile de voir que ces variations de flux seraient, toutes choses égales, plus fortes aux becs *a* et *c* de sortie qu'aux becs d'entrée *b* et *d*.

Du reste, même si la différence des flux moyens $\frac{\Phi'_T}{2}$ et $\frac{\Phi''_T}{2}$ (cf. page 162) n'est pas très forte, la puissance dissipée par courants de Foucault étant proportionnelle au carré des inductions ou des flux, les becs *a* et *c* pourront chauffer beaucoup plus que les becs *b* et *d*. C'est ce que l'on constate souvent sur des génératrices (fig. 167).

NOTA. — C'est, comme nous le verrons, l'inverse pour un moteur; les becs de sortie sont ceux qui chauffent le moins, le flux inducteur étant distordu en arrière par rapport au mouvement.

Calcul de la perte de puissance par courants de Foucault dans quelques cas simples.

Courants de Foucault dans une tôle d'induit. — Considérons le cas d'un induit de machine, avec tôles lamellées perpendiculaires à l'axe (fig. 168). En utilisant des procédés de calcul identiques à

ceux que nous avons employés pour le disque, on trouve, en adoptant pour le fer la résistivité 10 microhms-centimètres, pour le cuivre la résistivité 2 microhms-centimètres, que la puissance perdue par cm^2 en watts, ϵ étant l'épaisseur en centimètres de la tôle ou de la lame mince annulaire, est :

Cuivre $\varpi_F = 6,17 \mathcal{B}_0^2 f^2 \epsilon^2 \cdot 10^{-11}$

Fer $\varpi_{F'} = 1,25 \mathcal{B}_0^2 f^2 \epsilon^2 \cdot 10^{-11}$

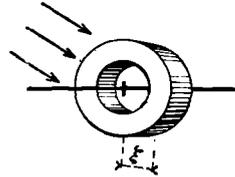


Fig. 168. — Courants de Foucault dans l'induit.

\mathcal{B}_0 est la valeur de l'induction maxima, cette induction étant supposée varier avec le temps suivant la loi sinusoïdale.

f est la fréquence (nombre de périodes par seconde).

La puissance volumique perdue en ergs par seconde serait 10^7 fois plus forte.

AUTRES EXPRESSIONS UTILES

Courants de Foucault dans les conducteurs. — Fil rond parallèle à la direction du flux : d , diamètre en centimètres du fil nu :

Fer $\varpi_F = 0,617 f^2 \mathcal{B}_0^2 d^2 \cdot 10^{-11}$

Cuivre $\varpi_{F'} = 3,084 f^2 \mathcal{B}_0^2 d^2 \cdot 10^{-11}$

Fil rond perpendiculaire à la direction du flux.

Fer $\varpi_F = 2,467 f^2 \mathcal{B}_0^2 d^2 \cdot 10^{-11}$

Cuivre $\varpi_{F'} = 12,557 f^2 \mathcal{B}_0^2 d^2 \cdot 10^{-11}$.

REMARQUE. — En raison des hypothèses faites plus haut, il ne faut considérer ces formules que comme donnant un ordre de grandeur ou, au plus, une valeur plus ou moins approchée des effets des courants parasites de Foucault.

TREIZIÈME LEÇON

PERTES PARASITES PAR HYSTÉRÉSIS
PERTES D'ORDRE MÉCANIQUE DANS UNE DYNAMO

Phénomènes d'hystérésis. — Ces pertes sont spéciales aux masses de nature magnétique.

Une pièce de fer soumise à un cycle d'aimantation nécessite pour cette opération la consommation d'une certaine quantité d'énergie.

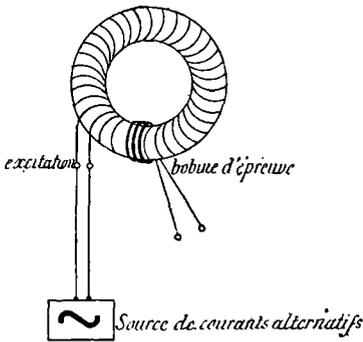


Fig. 169. — Production du phénomène d'hystérésis dans un tore magnétique.

Cas simple. Forme du phénomène. — *Consommation d'énergie par hystérésis.* — Pour fixer les idées, prenons un tore de fer recouvert d'un enroulement régulier parcouru par un courant qu'on peut faire varier plus ou moins lentement, mais de forme périodique et symétrique, par

exemple, suivant la loi sinusoïdale (fig. 169).

Portons les inductions \mathfrak{B} mesurées au ballisticque en ordonnées, les courants excitateurs I en abscisses, en considérant \mathfrak{B} ou I comme positifs ou négatifs, suivant que ces quantites correspondent à des courants et à des inductions portés dans un sens ou dans l'autre.

La courbe obtenue pour tous les métaux magnétiques, avec les courants d'excitation maximum I_0 , plus ou moins forts, a la forme générale ci-contre.

Prenons un fer à l'état vierge (pas encore aimanté). La courbe

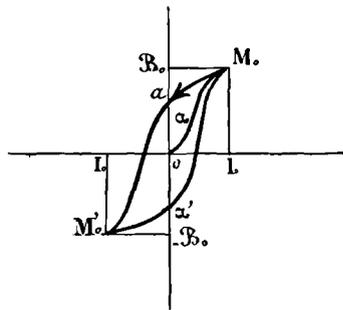


Fig. 170. — Courbe d'hystérésis.

αM_0 représente les valeurs \mathcal{B} (I). Diminuons le courant I. Nous décrivons la courbe $M_0\alpha$. Pour $I=0$ l'induction n'est pas nulle. Elle a la valeur αa (magnétisme rémanent.)

Renversons le sens du courant. Pour un courant maximum ($-I_0$) de même valeur absolue, on a $-\mathcal{B}_0$. Le retour de M'_0 à M_0 se fait de la même façon, suivant la courbe $M'_0\alpha'M_0$.

L'induction \mathcal{B} est donc toujours en retard par rapport au champ magnétisant, ce qui justifie étymologiquement le nom du phénomène ¹.

Le fait que l'aire comprise entre les deux courbes $M_0\alpha M'_0$ et $M'_0\alpha'M_0$ n'est pas nulle, ces deux courbes ne se recouvrant pas, entraîne, comme on va le voir, une consommation d'énergie. S'il n'y avait pas de fer dans le tore, la courbe \mathcal{H} (I) aurait été une droite et se serait recouverte quand I serait devenu négatif (fig. 171).

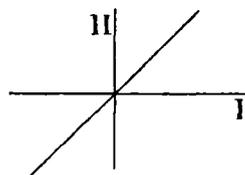


Fig. 171. — Suppression du phénomène d'hystérésis en l'absence du fer.

Démonstration théorique de cette consommation d'énergie. — Ap-

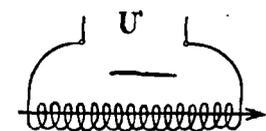


Fig. 172. — Circuit inductif siège de phénomène d'hystérésis.

pelons \mathcal{L}' le coefficient de self-induction du tore pourvu de fer, R sa résistance, I le courant variable, U la différence de potentiel alternative, n le nombre total des spires, n_1 le nombre des spires par cm., S la section et l la longueur du tore, mesurée suivant l'axe (fig. 172).

Nous pouvons écrire, pour l'utilisation de l'énergie dépensée dans le temps dt , puisque $\mathcal{L} = 4\pi n n_1 \mu S$:

$$UI dt = RI^2 dt + (4\pi n n_1 \mu . S) I dI.$$

Or :

$$I = \frac{\mathcal{H}}{4\pi n_1}$$

$$dI = \frac{d\mathcal{H}}{4\pi n_1}.$$

D'où, tous calculs faits :

$$UI dt = RI^2 dt + \frac{1}{4\pi} l S . \mathcal{B} d\mathcal{H}.$$

1. Hystérésis vient de $\delta\sigma\tau\pi\acute{\epsilon}\omega$ (grec : retarder).

Cherchons l'énergie correspondant à un cycle complet, T étant la période et $V = lS$ le volume du fer. C'est :

$$\int_0^T UI dt = \int_0^T RI^2 dt + \frac{1}{4\pi} V \int_0^T \mathcal{B} d\mathcal{H}.$$

$\int_0^T \mathcal{B} d\mathcal{H}$ représente l'aire de la courbe $\mathcal{B}(\mathcal{H})$, qui, avec une échelle convenable, est la même que celle $\mathcal{B}(I)$ que nous avons considérée plus haut.

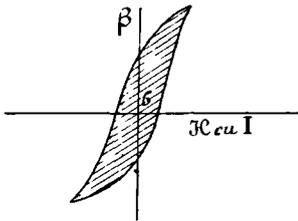


Fig. 173. — Représentation de l'énergie perdue par cycle d'hystérésis.

On peut donc dire, si \mathcal{H}, I, R , etc., sont exprimés en C.G.S., que l'aire

$$\int_0^T \mathcal{B} d\mathcal{H}$$

c'est-à-dire l'aire hachurée, réduite dans le rapport $\frac{1}{4\pi}$, représente en ergs l'énergie perdue dans un cycle d'aimantation par cm^3 de matière

magnétique (fig. 174).

Autre forme de cette énergie consommée. — On appelle, comme nous l'avons dit, intensité d'aimantation \mathcal{J} et susceptibilité magnétique κ , les quantités définies par les relations.

$$\begin{cases} \mathcal{B} = \mu \mathcal{H} & \mu = 1 + 4\pi \kappa \\ \mathcal{J} = \kappa \mathcal{H}. \end{cases}$$

Comme nous l'avons signalé également, les conceptions théoriques qui ont amené à la considération de l'intensité \mathcal{J} et de la susceptibilité κ sont aujourd'hui de peu d'intérêt.

Considérons donc \mathcal{J} défini par la formule :

$$\mathcal{J} = \frac{\mu - 1}{4\pi} \mathcal{H}.$$

Il en résulte :

$$\begin{aligned} \mathcal{B} &= \mathcal{H} + 4\pi \mathcal{J} \\ \mathcal{B} d\mathcal{H} &= \mathcal{H} d\mathcal{H} + 4\pi \mathcal{J} d\mathcal{H} \\ \int_0^T \mathcal{B} d\mathcal{H} &= \int_0^T \mathcal{H} d\mathcal{H} + \int_0^T 4\pi \mathcal{J} d\mathcal{H}. \end{aligned}$$

La première intégrale du second membre est nulle d'après les remarques que nous venons de faire. La seconde peut s'écrire :

$$4\pi \int_0^T \mathcal{J} d\mathcal{H}.$$

On a donc :

$$\frac{1}{4\pi} \int_0^{\tau} \mathcal{B} d\mathcal{H} = \int_0^{\tau} \mathcal{J} d\mathcal{H}.$$

Conclusions. — Ainsi donc, si nous avons construit expérimentalement la courbe $\mathcal{J}(\mathcal{H})$, l'aire de cette courbe nous donne directement la valeur en ergs de l'énergie perdue par cm^3 et par cycle.

Calcul des puissances perdues par hystérésis. — Si on connaît l'aire A des courbes $\mathcal{B}(\mathcal{H})$, $\mathcal{B}(I)$, ou $\mathcal{J}(\mathcal{H})$, notamment celle A de la dernière, on pourrait écrire pour la puissance perdue par hystérésis en ergs/seconde :

$$P_{\text{H}} = fVA$$

V étant le volume en cm^3 et f la fréquence.

Analytiquement on peut essayer de trouver la formule de la courbe $\mathcal{B}(\mathcal{H})$ ou $\mathcal{J}(\mathcal{H})$ (c'est long et inutile) puis intégrer.

Graphiquement on peut appliquer la méthode d'intégration des aires de Simpson à chacune des courbes montantes et descendantes et faire la différence, ce qui donnera la quantité cherchée.

Plus simplement on peut tracer ces courbes sur une feuille de papier ou de métal d'épaisseur constante, découper l'aire embrassée et la peser. Le rapport de son poids à celui d'un carré d'un centimètre de côté découpé dans la même feuille donne sa surface en cm^2 .

Remarque de Steinmetz. — Steinmetz a remarqué qu'en raison de l'allure générique de ces courbes, la connaissance de ces aires A revenait à celle de l'induction maxima \mathcal{B}_0 et d'un coefficient dépendant de la nature du métal. Ce coefficient η varie de 0,002 à 0,003 pour les tôles d'acier. La surface embrassée par les courbes étant donnée, d'après Steinmetz, par la formule :

$$A = \eta \mathcal{B}_0^{1,6}$$

la puissance perdue dans la masse se calculera par la formule :

$$P_{\text{H}} = V\eta f \mathcal{B}_0^{1,6}$$

\mathcal{B}_0 , valeur maxima de l'induction, se calculera par la méthode connue consistant dans l'emploi du balistique.

η sera déterminé par la comparaison de la tôle à étudier avec une tôle connue de coefficient η' .

Si les dimensions géométriques des tôles sont les mêmes, ainsi

que les inductions maxima, le rapport des puissances perdues par hystérésis dans les tôles à étudier et dans la tôle étalon sera proportionnel à $\frac{\eta}{\eta_1}$. C'est le principe d'un certain nombre d'hystérésimètres.

Ces appareils consistent en somme à créer une déviation d'un équipage mobile sous l'action d'un couple plus ou moins proportionnel au couple :

$$C_T = \frac{V\eta f\mathcal{B}_0^{1,6}}{2\pi f} = \frac{V\eta\mathcal{B}_0^{1,6}}{2\pi}$$

ou à η quand \mathcal{B}_0 et V restent les mêmes.

RÉSUMÉ

FORME DES PERTES PARASITES DANS LES DIVERS ORGANES D'UNE MACHINE

On a, pour la puissance perdue par courants de Foucault, développés dans les pièces soumises à des flux variables ;

$$P_F = \sum \mathcal{B}_0^2 f V b = f^2 \sum b \mathcal{B}_0^2 V$$

b étant une constante pour chaque pièce, tenant compte de l'épaisseur des lamelles, de la résistivité, de la situation de cette pièce par rapport au champ, V le volume, \mathcal{B}_0 l'induction maxima supportée par la pièce et f la fréquence ($f=N$ pour une machine bipolaire). La puissance perdue par hystérésis est de même :

$$P_H = \sum V\eta f^2 \mathcal{B}_0^{1,6} = f \sum V\eta \mathcal{B}_0^{1,6}$$

η étant en outre le coefficient de Steinmetz pour chacun des organes de machine considérés.

Pertes parasites dans l'induit. — L'induit constituant le principal siège des pertes parasites, car il est soumis à des cycles d'aimantation d'une amplitude égale à \mathcal{B}_0 correspondant au flux d'induit total, on ne calcule généralement celles-ci que pour cet organe, mais très largement ; on a dans ce cas en *watts* :

$$P_F = \mathcal{B}_0^2 V f^2 \varepsilon^2 . 1,23 . 10^{-11} \quad (\varepsilon \text{ épaisseur des tôles en cm.})$$

$$P_H = V\eta f \mathcal{B}_0^{1,6} \quad (\eta \text{ variant de } 0,002 \text{ à } 0,003).$$

PERTES DE PUISSANCE DANS LE COLLECTEUR

Causes de ces pertes. — Ces pertes sont dues à plusieurs causes :

1^o Pertes de puissance électrique (effet Joule) par la résistance de contact des balais ;

2^o Pertes par courants de Foucault dans le collecteur ;

3^o Frottement mécanique des balais sur le collecteur, d'où un échauffement supplémentaire se surajoutant au précédent.

1^o. Pertes Joule par les résistances de contact. — Se reporter à ce qui a été dit à la 10^e leçon, page 145.

Cette résistance dépend surtout de la vitesse périphérique du collecteur, de l'intensité du courant, de la surface et de la nature des balais et du collecteur. Elle dépend encore du poids du balai, des vibrations de celui-ci, etc.

A densité de courant constante, la résistance de contact croît avec la vitesse, passe par un maximum et décroît ensuite. Au delà d'une certaine vitesse, l'étude de cette résistance est impossible, tellement les vibrations des balais sont importantes, d'où l'infériorité des machines à courant continu à cet égard.

Le maximum de résistance a lieu plus tôt pour les balais métalliques que pour les balais en charbon. La raison en est vraisemblablement dans ce fait que les balais métalliques, plus pesants, ont des périodes de vibrations propres trop lentes pour épouser synchroniquement celles provenant de la machine (balais, faux rond du collecteur, vibrations des tôles, etc.). La conductance est donc amoindrie au contact.

Mode d'étude de la résistance au contact. — Sur la tige d'un porte-balai isolée, monter deux balais, les soumettre à une différence de potentiel réglable (voltmètre), et de valeur convenable pour faire circuler d'un balai à l'autre le courant convenable (ampèremètre). Cette méthode prête parfois à quelques critiques mais donne en général des résultats suffisamment exacts si les deux balais sont suffisamment éloignés (fig. 174).

Valeurs à choisir pour les résistances de contact dans un avant-projet. — Se reporter à ce qui a été plus haut dans la dixième leçon.

2^o. Pertes par courants de Foucault dans le collecteur. — Les

sant dans le balai et aboutissant au segment sur lequel porte celui-ci. Si ce balai et ce segment étaient filiformes, on connaîtrait la forme du champ (lignes de force représentées par des circonférences de plan perpendiculaire au fil et telles qu'un pôle N se déplace vers la gauche d'un observateur d'Ampère regardant ce pôle)

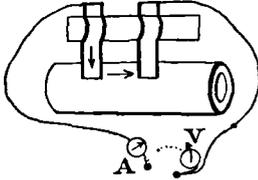


Fig. 174. — Étude de la résistance de contact des balais.

Ici les phénomènes sont souvent compliqués par ce fait qu'il y a plusieurs balais par pôle et que ceux-ci peuvent être inclinés sur les segments.

Quoi qu'il en soit, des courants de Foucault se produisent dans ces segments, se déplaçant dans des champs fixes (fig. 175 a et b).

Le calcul des pertes de puissance dans ce cas est pénible. La pratique recommande de ne pas dépasser 500 ampères par segment.

Expérimentalement, on constate parfois que, bien que l'induit d'une machine reste froid, son collecteur chauffe beaucoup, l'ajustage des balais étant satisfaisant et leur pression d'application normale.

C'est un phénomène dû aux courants parasites.

3°. Pertes par frottement des balais sur le collecteur. — Pressions appuyant les balais sur le collecteur. — Prendre celles données dans la 10^e leçon.

Calcul de la perte de puissance. — Soit :

$$p = 100 \text{ à } 125 \text{ gr/cm}^2$$

la pression adoptée. S étant la surface de balai en cm², l'effort total est :

$$F = pS.$$

L'effort de frottement, si f est le coefficient de frottement lames du collecteur coupent un champ fixe dû au courant pas

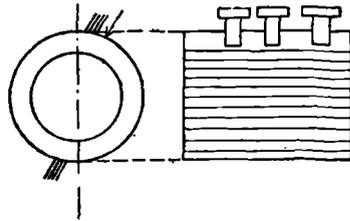
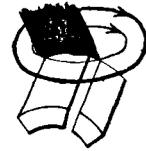


Fig. 175 a et b.

Production des courants de Foucault dans le collecteur.

($f=0,2$ pour balai métallique et $0,3$ pour balai en charbon), est :

$$fF = fpS.$$

V étant la vitesse tangentielle en cm/seconde de ce collecteur, on aura, pour la puissance perdue :

$$P_{\text{ergs sec}} = fp_{\text{gr/cm}^2} S_{\text{cm}^2} V_{\text{m/sec}} \cdot 981$$

ou en watts :

$$P_{\text{watts}} = fpSV \cdot 981 \cdot 10^{-7}.$$

Exprimons p' en kgs/cm², V' en m/sec. Il vient :

$$P_{\text{watts}} = f \cdot V'_{\text{m/sec}} \cdot p'_{\text{kgs/cm}^2} S_{\text{cm}^2} \cdot 9,81.$$

Application numérique. — Considérons encore notre dynamo d'étude. Nous avons trouvé :

$$V = 15 \text{ m/sec.}$$

$$\frac{S}{2} \text{ (surface correspondant à un balai)} = 1 \text{ cm}^2, 25$$

$$p' = 0^{\text{kg}}, 125$$

Pour des balais en métal, on a :

$$f = 0,2$$

Nous aurons donc pour les puissances perdues de ce chef :

$$P \text{ watts} = 0,2 \times 9,81 \times 15 \times 0,125 \times 2 \times 1 \text{ cm}^2, 25$$

$$P \text{ watts} = 5,51$$

ÉTUDE DES PERTES

DE NATURE MÉCANIQUE DANS UNE MACHINE DYNAMO

CLASSIFICATION DE CES PERTES

1° *Pertes provenant des frottements de l'air sur les organes mobiles.* — Sensiblement proportionnelles à la vitesse, comme pour tout organe mobile dont la vitesse n'est pas exagérée.

2° *Pertes provenant du frottement des balais sur le collecteur.* — Elles viennent d'être étudiées.

3° *Pertes provenant des frottements de l'arbre sur les coussinets.* — Elles sont à peu près proportionnelles à la vitesse, dans le cas de la commande par accouplement direct, mais non dans le cas de la commande par courroie.

**ÉTUDE SPÉCIALE DES PERTES PROVENANT DES FROTTEMENTS
MÉCANIQUES DE L'ARBRE**

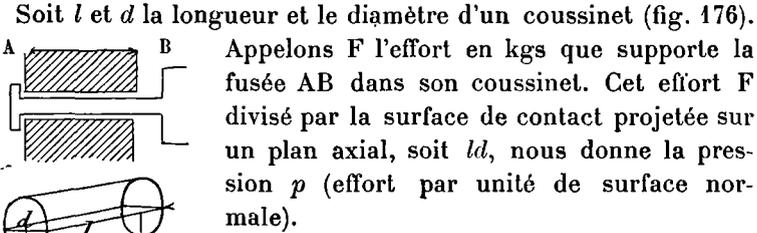


Fig. 176. — Frottements de l'arbre sur les coussinets.

Appelons F l'effort en kgs que supporte la fusée AB dans son coussinet. Cet effort F divisé par la surface de contact projetée sur un plan axial, soit ld , nous donne la pression p (effort par unité de surface normale).

Appelons encore N le nombre de tours par seconde et f_1 le coefficient de frottement (tourillon, — coussinet, ou fusée — coussinet,) V la vitesse tangentielle de la fusée. La puissance perdue par frottement est :

$$P_f = FVf_1 = pf_1ldV$$

Si F est exprimé en dynes, l , d et V , en cm. et cm/seconde, on aura P en ergs/seconde.

Appelons ϖ la puissance perdue en frottement par unité de surface normale. On a aisément :

$$\varpi = \frac{\pi NFd}{dl} f_1 = \frac{\pi NFf_1}{l}$$

La pratique enseigne que ϖ ne doit pas dépasser une certaine valeur ϖ_0 pour que l'échauffement et l'usure ne deviennent pas anormaux. On doit donc avoir :

$$\frac{\pi NFf_1}{l} \leq \varpi_0$$

$$\frac{NF}{l} \leq \frac{\varpi_0}{\pi f_1}$$

En tenant compte des valeurs pratiques de ϖ_0 et f_1 , on écrit généralement, si F et l sont exprimés respectivement en ergs et cm, et si N représente le nombre de tours par seconde :

$$55.10^6 < \frac{NF}{l} < 50.10^6$$

Industriellement, on préfère exprimer F' en kgs, N' en tours par minute, l en cm. La formule devient :

$$20.10^5 < \frac{N'F'}{\gamma} < 30.10^5$$

Facteurs influant sur la perte de puissance. — La perte de puissance par frottement de l'arbre est donnée, comme on l'a dit, par :

$$P_f = pf_1 dV = FVf_1$$

Tout consiste donc, pour déterminer *a priori*, par le calcul, la perte de puissance, à connaître F, valeur de l'effort appuyant l'arbre sur le coussinet.

Calcul de F. (Accouplement par courroie). — Le coussinet côté poulie est généralement le plus chargé (fig. 177).

Composante du poids de l'induit. — Appelons G le centre de gravité, L₁ et L₂ ses distances au milieu des coussinets. Nous aurons ainsi, si P₁ et P₂ sont les composantes du poids P suivant les milieux des coussinets :

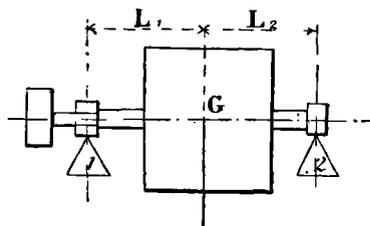


Fig. 177. — Détermination des charges des coussinets dues au poids de l'induit.

$$\frac{P_1}{L_2} = \frac{P_2}{L_1} = \frac{P}{L_1 + L_2} = \frac{P}{L}$$

si $L = L_1 + L_2$,

A cet effort P₁, qui charge le coussinet, s'ajoute un effort dû à la tension de la courroie qui applique celle-ci sur la poulie.

Soit P la puissance à transmettre (kgmètres/seconde) ou P' en chevaux. On a :

$$\frac{P}{75} = P'_{HP}$$

Relation entre l'effort tangentiel développé par la courroie et la pression exercée par celle-ci sur la poulie et le coussinet. — L'effort tangentiel F, le chemin parcouru par son point d'application à la vitesse N étant 2πRN, R rayon de la poulie en mètres, N nombre de tours par seconde, sera :

$$\frac{75 P'_{HP}}{2\pi RN} = F_{kg^s}$$

Il est égal à la différence des tensions des deux brins T et T' de la courroie. On aura donc :

$$(1) \quad T - T' = F$$

Or, d'après une théorie mécanique bien connue, on sait que si f_2 est le coefficient de frottement poulie-courroie, α l'arc embrassé en radians, le glissement de la courroie sur la poulie s'effectue lorsque

$$(2) \quad T = T' e^{f_2 \alpha}$$

f_2 et α ayant les significations données plus haut, e représentant la base des log. népériens. Par sécurité, on affecte cette formule d'un coefficient $a > 1$, de telle sorte qu'on soit sûr que la courroie ne risque pas de glisser. La formule sert alors de définition à T' . On prend :

$$(5) \quad T = a T' e^{f_2 \alpha}$$

La formule suivante (4), combinaison de (1) et (5) :

$$(4) \quad T \left(1 - \frac{1}{a} e^{-f_2 \alpha} \right) = \frac{P'_{HF} 75}{2\pi RN}$$

nous donne la valeur cherchée de T . De plus (5) nous donne T' et (1) \mathcal{F} .

Reste à connaître la relation entre l'effort tangentiel \mathcal{F} et l'effort F chargeant le coussinet.

On démontre aisément en mécanique que la tension variant suivant la loi :

$$T = T' e^{f_2 \alpha}$$

la composante normale de l'effort appliquant la courroie sur la poulie, du fait de la tension de la courroie, a pour valeur par unité de surface :

$$\frac{dT}{\epsilon dS}$$

ϵ étant la profondeur axiale de la courroie ;

$$dS = R d\alpha$$

est l'élément d'arc embrassé.

Il est facile de calculer cette résultante qui passe évidemment par le centre, mais qui n'est pas bissectrice de l'angle embrassé par la courroie. En prenant, comme il arrive souvent :

$$\alpha = 160^\circ$$

ou 2,8 radians, $f = 0,25$ et $a = 1$ (courroie allant glisser) on trouve environ pour cet effort F' appliquant la courroie sur la poulie (fig. 178) : $\mathcal{F}' = 3\mathcal{F}$.

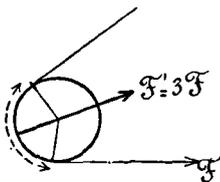


Fig. 178. — Détermination de la résultante des actions normales de la courroie sur la poulie.

Charge totale du coussinet. — Elle est donnée par la composition de \mathcal{F}' et P_1 .

Pour faire cette composition, on mène par le milieu du coussinet deux forces égales à \mathcal{F}' et directement opposées entre elles. Le système est équivalent à un couple de flexion $ao'ob$ et à une force \mathcal{F}' . Le couple de flexion n'intervient pas pour la détermination de la longueur du coussinet. On compose $od = \mathcal{F}'$ et P_1 . On obtient ainsi la charge effective du coussinet F (fig. 179).

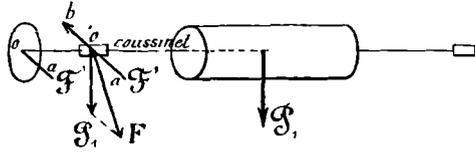


Fig. 179. — Détermination de la charge totale des coussinets.

Pratiquement on prend souvent :

$$F = 4\mathcal{F}$$

C'est le quadruple de l'effort tangentiel, soit une valeur très arbitraire, ou plutôt une limite supérieure, comme on le verra facilement d'après ce qui précède.

F étant la charge totale en kgs, on prend pour la longueur du coussinet :

$$\frac{F \cdot 60N}{7500} \leq l \leq \frac{F \cdot 60N}{5000} \text{ (Arnold)}$$

Pour :

$$F = 4\mathcal{F}$$

on adopte en général :

$$2,5 d < l < 3,6 d$$

d diamètre de la fusée en centimètres.

Pour les petites machines, pour raisons d'ordre mécanique, on donne à l une valeur plus grande que celle découlant de ces formules.

RÉSUMÉ. — La perte de puissance par frottement des coussinets est donc proportionnelle à F , charge du coussinet et à la vitesse tangentielle V de la fusée.

FORME GÉNÉRALE DES PERTES D'ORDRE MAGNÉTIQUE MÉCANIQUE ET DE CELLES DUES AUX COURANTS DE FOUCAULT

Ce sera :

$$P_p = N \sum a + N' \sum b\beta + N^2 \sum c\beta_0^{1,6}$$

N nombre de tours par seconde,

$$a = a_1 + a_2 + a_3 + \dots$$

a_1 pertes d'énergie par tour par le fait de la ventilation de l'induit,
 a_2 pertes d'énergie par tour provenant du frottement des balais sur le collecteur,

a_3 pertes d'énergie par tour provenant des frottements des fusées sur les coussinets (à charge constante) etc.

$\sum c\mathcal{B}_0^2 = c'\mathcal{B}'_0^2 + c''\mathcal{B}''_0^2 + \dots$ pertes d'énergie par tour par courants de Foucault dans les pièces soumises aux inductions maxima $\mathcal{B}'_0, \mathcal{B}''_0, \mathcal{B}'''_0$ etc.

$\sum c\mathcal{B}_0^{1,6} = c'\mathcal{B}'_0^{1,6} + c''\mathcal{B}''_0^{1,6} + \dots$ pertes d'énergie par tour provenant de l'hystérésis dans les pièces de la machine soumises à des cycles complets d'aimantation, les valeurs maxima de l'induction étant $\mathcal{B}'_0, \mathcal{B}''_0$, etc.

On peut donc écrire pour P_p , sous les réserves précédentes, en admettant que les pertes ne dépendent que de N et \mathcal{B}_0 , et non de la charge :

$$P_p = N \sum a + N^2 \sum b\mathcal{B}_0^2 + N \sum c\mathcal{B}_0^{1,6}$$

PERTES JOULE DANS L'INDUIT ET DANS L'INDUCTEUR

Pertes dans l'inducteur. — Pas de difficultés. L'évaluation se borne à la détermination de U_e et i_e , tension et intensité d'excitation, ou de P_e et de l'une des quantités précédentes, puisque :

$$P_e = u_e i_e = r_e i_e^2 = \frac{u_e^2}{r_e}$$

Pertes dans l'induit. — Il faut connaître i_a , ce qui est facile, et r_a , ce qui est beaucoup plus délicat.

Mesure au pont de Wheatstone. — Il faut que la machine soit chaude pour avoir à peu près la même résistance de contact des balais. Mais la machine étant immobile, on a des résultats très discordants. De plus r_a dépend de la position des balais par rapport au collecteur, et varie sensiblement quand on donne à l'induit des positions successives différentes par rapport à ces balais.

Autre méthode. — Application de la loi $U_a = I_a R_a$. On fait cir-

culer dans l'induit un courant égal au courant de pleine charge. On mesure la tension nécessaire U_a ; on en déduit R_a .

Pour avoir la vraie résistance de contact des balais, il convient de faire tourner la machine à sa vitesse au moyen d'un moteur auxiliaire. Mais alors, nous avons un flux d'induit fixe en direction. Les conducteurs d'induit le coupant, il y naît une force contreélectromotrice de moteur E' (fig. 180). On a :

$$U_a = I_a R_a + E'$$

et la mesure est viciée.

Ce flux d'induit peut du reste composer ses effets avec le magnétisme rémanent dans les noyaux de telle sorte que la plus grande incertitude règne au sujet de la signification réelle de la mesure. Pour éviter cette erreur, il convient

de faire tourner l'induit dans un champ nul. On y arrive rigoureusement en amenant, si possible, les balais à 90° de la ligne neutre et en excitant l'inducteur, de manière à ce que le flux mesuré au balistique, par des spires différentes montées sur les pièces polaires, soit nul. (Suppression simultanée du courant d'induit et du courant excitateur).

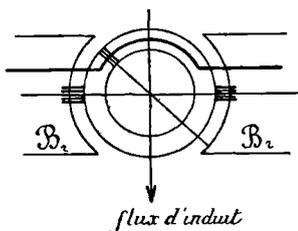


Fig. 181. — Suppression de tout flux dans l'induit pour la détermination exacte de sa résistance.

Si l'on ne peut décaler les balais à 90° , on peut installer sur l'induit immobile une ou plusieurs spires d'épreuve dont le plan fait à peu près un angle de 45° avec l'axe polaire NS (fig. 181).

La suppression simultanée du flux inducteur et du flux induit doit entraîner une déviation nulle au balistique.

Le flux inducteur compensateur étant ainsi déterminé, on met l'induit en marche et on effectue la mesure comme plus haut.

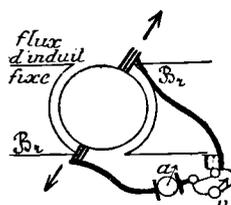


Fig. 180. — Détermination de la résistance de l'induit.

QUATORZIÈME LEÇON

FONCTIONNEMENT DES DYNAMOS BIPOLAIRES

(SUITE)

CARACTÉRISTIQUES A CIRCUIT OUVERT
ET CARACTÉRISTIQUES EXTERNES

Force électromotrice à circuit ouvert. Caractéristique. — Elle est évidemment donnée par

$$E_0 = Nn\Phi_0$$

Φ_0 étant la valeur du flux utile à vide passant dans l'induit ou fraction de Φ_T émanant d'un pôle et passant dans l'induit. Cette quantité E_0 est égale à la différence de potentiel U_0 aux bornes (mesurée au voltmètre). Pour une même vitesse N , cette f.é.m. est proportionnelle à Φ_0 .

Caractéristique à circuit ouvert. — Pour diverses valeurs du courant exciteur I_c , prenons la valeur de U_0 aux bornes. Nous aurons une courbe qui aura l'allure générale des courbes d'aimantation d'un circuit magnétique (fig. 182).

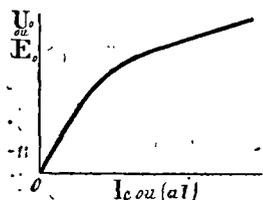


Fig. 182.

Caractéristique à circuit ouvert.

Cette caractéristique est évidemment de même allure générale pour toutes les machines. Cependant, sa forme, dans plusieurs cas, appelle des remarques

intéressantes. Au lieu de I_c , on peut naturellement prendre comme abscisses, en changeant d'échelles, les ampères-tours excitateurs (AT).

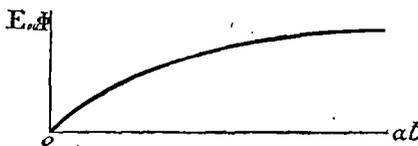


Fig. 185. — Caractéristique à circuit ouvert d'une machine à grand entrefer.

Diverses formes de la caractéristique. — *Machine à grand entrefer.* —

Elle aura une caractéristique à circuit ouvert très inclinée sur l'axe des ampères-tours, les termes $(\mathcal{C}_c l_c)$ ayant une grande im-

portance par rapport aux autres. Dans le tracé de la courbe de magnétisme $\Phi(\mathcal{K}_1 l_1 + \mathcal{K}_2 l_2 + \dots + \mathcal{K}_n l_n)$, nous avons en effet remarqué que :

$$\Phi = \mathcal{B}_1 S_1 = \mathcal{B}_2 S_2 = \dots = \mathcal{B}_n S_n$$

et que la droite $\mathcal{B}_e(\mathcal{K}_e)$, inclinée à 45° , dans le cas de l'entrefer, est beaucoup plus inclinée sur l'axe des abscisses que la courbe $\mathcal{B}(\mathcal{K})$ correspondant aux autres portions du circuit constitué par des métaux magnétiques (fig. 185).

Comme on le comprendra mieux après l'étude des divers modes d'excitation, une telle machine (dérivation ou shunt) pourra s'amorcer difficilement.

Machine à faible entrefer. — La caractéristique sera, au moins dans sa première région, très voisine des E ou des Φ (fig. 184).

Grande réaction d'induit et danger d'étincelles aux balais dans la marche en charge.

Machine peu saturée. — Alors, quelles que soient les variations apportées à l'excitation, même pour la pleine charge, on n'atteint pas le coude de la courbe de magnétisme (fig. 184).

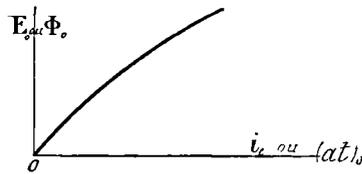


Fig. 184. — Caractéristique à circuit ouvert d'une machine à faible entrefer non saturée.

Ces machines seront employées toutes les fois qu'on voudra avoir des variations de E proportionnelles aux variations de l'excitation (AT).

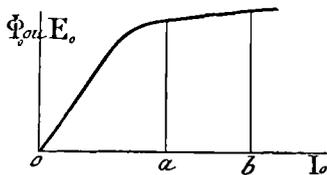


Fig. 185. — Caractéristique à circuit ouvert d'une machine saturée.

Machine saturée. — Les variations de l'excitation, en passant de la marche à vide à la pleine charge, sont comprises entre les deux limites Oa et Ob . On voit que la f.é.m. variera peu quand l'excitation

variera dans d'assez larges limites (fig. 185).

Forme de machine précieuse quand on voudra réaliser des différences de potentiel à peu près constantes aux bornes.

DIFFÉRENCE DE POTENTIEL AUX BORNES A CIRCUIT FERMÉ

On constate expérimentalement, ce qu'il est facile de prévoir théoriquement, que cette valeur U est généralement différente de

$$U_0 = E_0$$

à circuit ouvert.

Relation entre la f.é.m. d'une dynamo en charge et la valeur de cette f.é.m. à vide. — Dans tout ce qui suit, on supposera la vitesse N constante.

Valeur du flux à créer. — Φ_c , ou pour simplifier Φ , désignant la valeur du flux dans l'induit, on aura pour les forces électromotrices créées :

$$\begin{aligned} \text{à vide :} & \quad E_0 = Nn\Phi_0 \\ \text{en charge :} & \quad E = Nn\Phi \end{aligned}$$

Φ_0 étant le flux primitif dans l'induit. Il convient de distinguer plusieurs cas :

1^{er} CAS. — $\Phi = C^{\text{te}} = \Phi_0$. — Ce serait le cas d'une dynamo avec correction d'excitation destinée à contrebalancer exactement la réaction d'induit. Cela n'est pas très intéressant en pratique, car on ne se préoccupe généralement que de rendre U constant aux bornes. Cependant $\Phi = \Phi_0 = C^{\text{te}}$ peut, dans certains cas, être considéré comme une solution approchée de $U = C^{\text{te}}$.

2^e CAS. — $\Phi = \Phi_0$, mais $U = C^{\text{te}}$.

On a alors :

$$\begin{aligned} U &= E_0 = Nn\Phi_0 \\ U &= E - R_a I_a = Nn\Phi_0 - R_a I_a \end{aligned}$$

Le flux résultant en charge doit être plus grand qu'à vide. On a, en effet, on le voit aisément :

$$\Phi = \Phi_0 + \frac{R_a I_a}{Nn}$$

Le flux Φ en charge doit *compenser* l'effet de la chute ohmique dans l'induit. Ces machines sont dites *compound* ou *compensées*.

3^e CAS. — $U > U_0$. — Dans un certain nombre de machines, on se propose de maintenir, non aux bornes, mais au bout d'une ligne, centre de distribution, une différence de potentiel constante U . On a donc :

$$\Phi = \Phi_0 + \left(\frac{R_a + R_l}{Nn} \right) I_a$$

si R est la résistance de la ligne.

4^e CAS. — C'est le plus général : machine sans correction d'exc:

tation; même courant d'excitation à vide ou en charge. — Alors, en charge, en vertu de l'effet de la réaction d'induit

$$\Phi < \Phi_0$$

Mesurons U aux bornes au voltmètre pour les diverses charges I_a . Nous aurons, en traçant la droite :

$$y = R_a I_a$$

et en ajoutant les ordonnées de $U(I_a)$ et $R_a I_a(I_a)$ correspondant à une même abscisse, la courbe $E(I_a)$:

$$(AB + AC = AD)$$

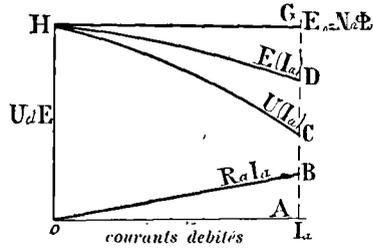


Fig. 186. — Force électromotrice et tension dans une machine à excitation constante

La différence des ordonnées

$\epsilon = E_0 - E = GA - DA$ mesure pour chaque valeur de la charge la réaction d'induit (fig. 186).

Constitution du terme ϵ . — La pratique et la théorie démontrent que si les courants de Foucault et les phénomènes d'hystérésis peuvent se traduire, en outre de la perte de puissance motrice qu'ils occasionnent, par une diminution de la f.é.m., celle-ci est surtout réduite par les effets de l'aimantation de l'induit. On considère souvent ces effets seuls comme entraînant la production de la réaction d'induit.

La courbe $E(I_a)$ s'appelle *caractéristique de f.é.m. en charge*. Elle n'est généralement pas obtenue directement par l'expérience, mais par une construction faite sur la caractéristique $U(I_a)$. La caractéristique $E(I_a)$ pourrait cependant être obtenue expérimentalement en mesurant directement le flux dans l'induit, en opérant comme on l'a dit dans la 15^e leçon et comme on le comprendra mieux tout à l'heure. Dans ce cas, les inducteurs seraient à excitation normale, le courant I_a envoyé dans l'induit égal au courant normal et de même sens.

Tracé de la caractéristique $U(I_a)$. — La vitesse étant maintenue constante ainsi que l'excitation dans ce cas, la caractéristique $U(I_a)$ donnée aisément par l'expérience (lecture de U et de I_a) s'appelle *caractéristique externe*. Sa détermination suppose qu'on dispose d'une puissance égale au moins à la puissance motrice de la dynamo, qui débite alors sur des résistances variables.

Construction de la caractéristique externe. — On peut la con-

struire *a priori* avec une exactitude suffisante pour avoir une idée sur la marche de la machine en charge.

Sous le bénéfice des hypothèses faites (11^e leçon, page 155, savoir : pas de dispersion, etc.), nous pourrions écrire que les ampères-tours antagonistes d'induit $\frac{ni_a\alpha}{2\pi}$ se déduiront des ampères-tours inducteurs initiaux $(AT)_0$ de manière à créer un flux $\Phi = \Phi_0$ plus petit que Φ_0 , existant au début.

On aura ainsi l'équation :

$$(1) \quad 1,25 \left[(AT)_0 - \frac{ni_a\alpha}{2\pi} \right] = \Phi (\mathcal{R}_A + \mathcal{R}_E + \mathcal{R}_I)$$

puisque nous supposons la dispersion nulle. La valeur de \mathcal{R}_A , \mathcal{R}_E , \mathcal{R}_I n'est pas la même qu'à vide, car

$$\Phi < \Phi_0$$

de même pour les inductions. Le problème consistant à déterminer le flux Φ développé dans un circuit magnétique hétérogène par un nombre d'ampères-tours donné $(AT)_0 - \frac{ni_a\alpha}{2\pi}$ ne peut se résoudre que par une méthode d'approximations successives. On suppose d'abord :

$$\mathcal{R}_A = \mathcal{R}_A^0$$

$$\mathcal{R}_I = \mathcal{R}_I^0$$

et l'on en déduit le flux Φ' par l'équation

$$\Phi' = \frac{1,25 \left[(AT)_0 - \frac{ni_a\alpha}{2\pi} \right]}{\mathcal{R}_A^0 + \mathcal{R}_E + \mathcal{R}_I^0}$$

On en déduit des valeurs \mathcal{R}'_A et \mathcal{R}'_I qu'on porte dans (1) et ainsi de suite, jusqu'à la constance approximative des valeurs Φ_n, Φ_{n+1} , etc.

Remarquons que, notamment dans le cas de dynamos à fort entrefer (\mathcal{R}_E très grand), on peut admettre que \mathcal{R}_A et \mathcal{R}_I , bien que variables, ont à peu près la même valeur à vide qu'en charge.

La relation existant entre α , angle de calage, et i_a , courant de charge, peut être donnée par ce que nous avons dit précédemment. En particulier, la théorie simplifiée de la page 163, très suffisante dans le cas présent, nous donne

$$\sin \alpha = \frac{\mathcal{F}_a}{\mathcal{F}_i} = \frac{\frac{n i}{2} \frac{2}{2}}{(AT)_0}$$

d'où l'équation :

$$(1') \quad 1,25 \left[(AT)_0 - \frac{n i_a}{2\pi} \arcsin \frac{n i_a}{4(AT)_0} \right] - \Phi (R_A + R_E + R_t)$$

Cette équation permet donc de construire la caractéristique $\Phi(I_a)$ ou, à vitesse constante, $E(I_a)$.

La soustraction des ordonnées de la droite $R_a I_a$ de celles de cette caractéristique, nous donnera la caractéristique externe $U(I_a)$.

REMARQUE. — La connaissance de la caractéristique en charge $U(I_a)$ est du plus haut intérêt pour l'exploitant, car elle seule permet de voir si, quelle que soit la charge, la condition de la constance de la différence de potentiel aux bornes des récepteurs sera suffisamment réalisée (éclairage).

Détermination approchée de la caractéristique externe avec emploi d'une puissance très réduite. —

Supposons encore une machine à courant d'excitation fixe; supposons également fourni par le constructeur l'angle de calage α_0 des balais en charge normale.

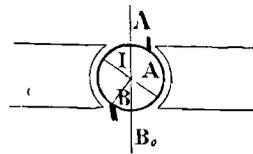


Fig. 187. — Détermination approchée *a priori* de la caractéristique externe.

Partageons I_a en 5 parties : $\frac{I_a}{5}, \frac{2I_a}{5}$, etc., et pour chacune de ces valeurs calons

les balais d'un angle $\frac{\alpha_0}{5}, \frac{2\alpha_0}{5}$, etc. (fig. 187). Immobilisons l'induit. Envoyons-y les courants successifs :

$$I_a = \frac{I_a}{5}, \quad I_a = \frac{2I_a}{5} \dots \dots \dots$$

et disposons une bobine d'épreuve à 45° des balais. Mesurons le

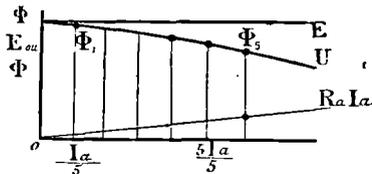


Fig. 188. — Construction approchée *a priori* de la caractéristique externe.

flux résultant des inducteurs et de l'induit, soit Φ , au balistique (flux traversant la bobine) par suppression simultanée de I_a et I_e . Nous obtenons ainsi les flux $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, \Phi_4, \Phi_5$ qui, joints à $\Phi_0(I_a=0)$, nous donneront six points de la courbe. La construction de

$U(I_a)$ s'achève facilement en construisant $R_a I_a$ (fig. 188).

REMARQUE. — Il aurait été plus facile d'installer la bobine d'épreuve sur l'inducteur, mais les résultats seraient entachés

d'une plus forte erreur, la dispersion pouvant varier avec la situation de l'induit.

**APPLICATION DES CARACTÉRISTIQUES
A LA DÉTERMINATION DE LA FORME DU RENDEMENT
D'UNE DYNAMO**

Prédétermination du rendement. — Soit UI_a la puissance utile fournie à un régime donné, U la différence de potentiel aux bornes, I_a la valeur du courant distribué par les balais.

On aura pour le rendement :

$$\eta = \frac{UI_a}{UI + P_p + P_e + R_a I_a^2}$$

P_e étant la puissance consommée par l'excitation, qui doit logiquement entrer dans le rendement, P_p la somme des puissances perdues par courants parasites (P_F), par hystérésis (P_H) et par frottements mécaniques et ventilation (P_f).

Dans le cas d'une machine dans laquelle l'excitation serait produite par un aimant permanent (magnéto-électrique), le rendement serait donné par la formule, théoriquement plus avantageuse :

$$\eta' = \frac{UI_a}{UI_a + P_p + R_a I_a^2}$$

Cependant l'excitation magnéto n'est employée que pour les petites machines, en raison de l'impossibilité pratique de créer des flux élevés avec des aimants permanents.

Examen de quelques cas particuliers.

1^{er} CAS. — Φ — C^{te}. — *Machine à flux d'induit maintenu constant par correction d'excitation.* — Alors, dans l'expression des pertes P_F et P_H , \mathcal{B}_0 induction maxima sera constante. Si N garde la valeur de régime, P_F et P_H gardent les mêmes valeurs. P_f sera cependant accru quand on passera de la marche à vide à la marche en charge, au moins dans le cas d'une commande par courroie. De plus

$$P_e = U_e I_e$$

U_e , étant la tension d'excitation, variera légèrement puisqu'on devra contrebalancer les ampères-tours antagonistes d'induit.

Mais supposons $P_e = U_c I_c$ constant et égal à sa valeur moyenne $P_{e\text{ moy.}}$. De même pour P_p . Nous aurons :

$$\eta = \frac{U I_a}{U I_a + P_{p\text{ moy.}} + P_{e\text{ moy.}} + R I_c^2}$$

ou encore, en posant :

$$\varpi = P_{p\text{ moy.}} + P_{e\text{ moy.}}$$

et divisant par I_a

$$\eta = \frac{U}{U + \frac{\varpi}{I_a} + R_a I_a} = \frac{E - R_a I_a}{E + \frac{\varpi}{I_a}}$$

Traçons la caractéristique $E(I_a)$, connaissant $U(I_a)$ et R_a . De même, remarquons que si on pose :

$$F = \frac{\varpi}{I_a}$$

F jouant le rôle d'une force électromotrice, on a :

$$F I_a = \varpi = C^{te}$$

La courbe $F(I_a)$ est donc une hyperbole équilatère (fig. 189).

On a aussitôt le rendement par le quotient

$$\eta = \frac{CB}{CA}$$

On verra aisément que le rendement part de O , passe par un maximum et décroît ensuite.

2^e CAS. — *Machine à différence de potentiel constante.* — Alors Φ varie un peu, I_c aussi. Prenons les valeurs moyennes des pertes correspondantes, soit $\varpi = P_{p\text{ moy.}} + P_{e\text{ moy.}}$. Nous aurons :

$$\eta = \frac{U}{U + \frac{\varpi}{I_a} + R_a I_a}$$

Fig. 190. — Courbe de rendement d'une dynamo à tension constante.

On constate aisément que le rendement est maximum pour $\frac{\varpi}{I_a} = R_a I_a$, car le produit de ces deux quantités est constant, c'est-à-dire quand les pertes varia-

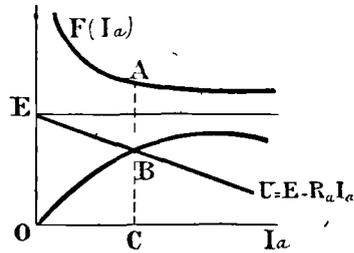


Fig. 189. — Courbe de rendement d'une dynamo à flux d'induit constant.

bles (effet Joule dans l'induit) sont égales aux pertes constantes (fig. 190).

NOTA. — Ce résultat est à peu près vrai dans le cas d'une dynamo pour laquelle Φ est constant, le maximum du rendement $\frac{CB}{CA}$ correspondant à peu près à la même valeur I_a .

5° CAS. — *Dynamo sans correction d'excitation.*

On a (fig. 191) :

$$\eta = \frac{UI_a}{I_a \left(U + \frac{P_e + P_p}{I_a} + R_a I_a \right)}$$

U décroît avec la charge depuis la valeur U_0 . Nous aurons :

$$U = E_0 - \varepsilon - R_a I_a = E - R_a I_a$$

ε étant la chute de tension due à la réaction d'induit

On a donc :

$$\eta = \frac{E - R_a I_a}{E + F}$$

en posant encore :

$$F = \frac{P_p + P_e}{I_a}$$

Une fois tracées les courbes E ou U (I_a) et F (I_a) dont les ordonnées ne sont autres que

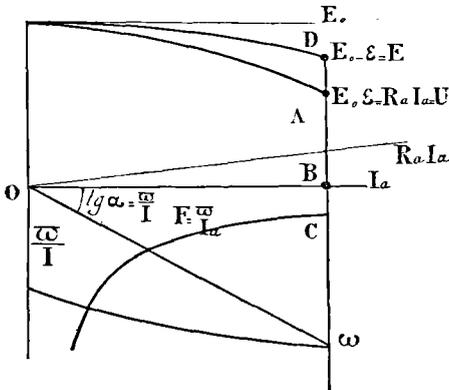


Fig. 191. — Courbe de rendement d'une dynamo sans correction d'excitation.

les quotients $\frac{\omega}{I_a}$ des pertes $P_p + P_e$, variables avec I_a , par cette même quantité I_a , nous aurons aisément la courbe du rendement :

$$\eta = \frac{AB}{DC}$$

REMARQUE. — Si la vitesse est constante et si l'on suppose constantes les pertes par frottements mécaniques,

ω croîtra généralement avec I_a pour une machine compound, car \mathcal{B}_0 croîtra avec I_a . Ce sera l'inverse pour une machine à excitation fixe.

Forme générale du rendement en fonction de I_a . — Supposons U constant ou ne variant que dans de faibles limites. La forme du rendement est donnée par les figures 192 a et b.

La figure 192 a est relative à une bonne machine, le rendement étant à peu près constant sur une vaste échelle.

La figure 192 b représente le rendement d'une machine calculée

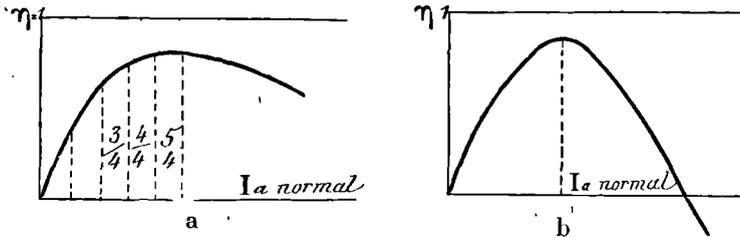


Fig. 192 a et b. — Allure de la variation du rendement avec la charge pour une bonne et pour une mauvaise machine.

trop juste, c'est-à-dire pour un effet déterminé et peu utilisable en dehors de ces conditions de marche.

REMARQUE. — À propos des essais de machines, nous étudierons complètement cette question au point de vue pratique. On peut voir déjà que la prédétermination du rendement nécessite la connaissance des caractéristiques externes et à vide, outre celles des pertes à vide. C'est sur ce point que nous voulons simplement insister.

DIFFÉRENTS MODES D'EXCITATION DES DYNAMOS

FORMES DES CARACTÉRISTIQUES EXTERNES SUIVANT LES DIVERS MODES D'EXCITATION

La création du flux nécessaire à la production d'une f.é.m. donnée étant dévolue aux bobines inductrices (pour N et n donnés), celles-ci peuvent être alimentées soit par le courant d'armature (exci-

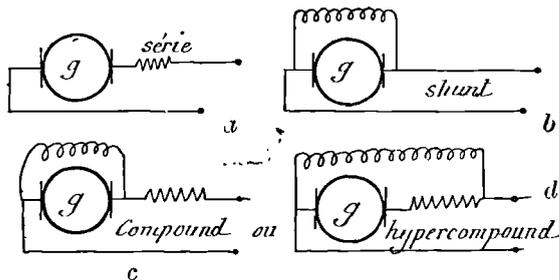


Fig. 195. — Divers modes d'excitation des dynamos.

tation série, inducteur gros fil), (fig. 193 a), soit par le courant obtenu en branchant l'inducteur sur les balais entre lesquels existe la différence de potentiel U (excitation shunt ou dérivation, inducteur fil fin, (fig. 193 b), ou enfin en combinant les deux modes d'excitation, en vue surtout de maintenir la constance de la différence de potentiel U en un point (aux balais : *compound*, en bout de ligne : *hypercompound*). Dans ce cas il est à peu près indifférent de brancher l'inducteur shunt suivant l'un ou l'autre mode des figures 193 c ou d, étant donnée la très faible chute de tension dans les spires inductrices, série ou gros fil. Cependant le premier mode est plus commode au point de vue des modifications possibles à apporter dans l'enroulement série.

Bien entendu, on peut aussi exciter la dynamo par une source indépendante; on retombe sur les cas examinés plus haut.

Caractéristiques externes.

On a vu que la caractéristique à vide $E_0(I_e)$ ne dépendait pas du type d'excitation choisie. Elle ne dépend que de la construction de la machine et des propriétés magnétiques de sa carcasse. Au contraire $U(I_a)$ varie avec le type d'excitation.

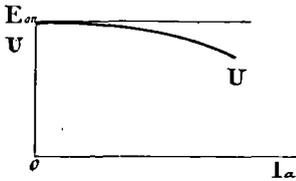


Fig. 194. — Caractéristique externe d'une dynamo à excitation indépendante.

Excitation indépendante. — On entraîne la machine à sa vitesse de régime N par un moteur convenable. On donne au courant d'excitation I_e une certaine valeur. On

mesure U aux bornes correspondant à chaque valeur de I_a , obtenue en faisant débiter la génératrice sur des résistances réglables. On a ainsi une caractéristique correspondant à une vitesse donnée (celle de régime) et à un courant d'excitation donné (fig. 194).

$$N = C^{10} \text{ (régime)}$$

$$I_e = C^{10}$$

Soit pour une raison quelconque la vitesse N' réalisée, différant légèrement de la vitesse de régime.

On a :

$$\frac{E}{Nn\Phi} = \frac{E'}{N'n\Phi'}$$

ou :

$$\frac{U + R_a I_a}{N n \Phi} = \frac{U' + R_l I}{N' n \Phi}$$

d'où la valeur de U, connaissant U' lue, à porter dans la caractéristique N qui nous intéresse seule.

Traçons les caractéristiques correspondant aux diverses valeurs I_a, N restant constant. Nous aurons la famille ci-contre (fig. 195). On se rappelle que E₀ — U mesure la somme ε + R_aI_a; ε réaction d'induit est d'abord faible, puis croit ensuite assez rapidement. On peut tracer ε (I_a) pour chaque valeur de N et de (I_a).

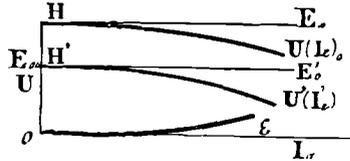


Fig. 195. — Caractéristiques externes correspondant à diverses valeurs de l'excitation d'une dynamo à excitation indépendante.

Machine à excitation shunt. — La machine commençant à tourner à circuit extérieur ouvert, le magnétisme rémanent des inducteurs donne un flux d'abord très faible. Un courant naît dans le circuit d'induit fermé sur les inducteurs qui, si la machine

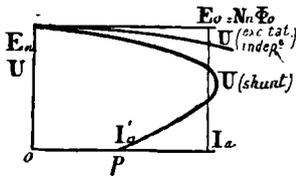


Fig. 196. — Comparaison des caractéristiques externes d'une dynamo à excitation indépendante et d'une dynamo shunt.

tourne dans le bon sens, renforce l'aimantation et ainsi de suite. Rapidement le flux prend la valeur normale Φ_0 à vide. La machine étant ainsi amorcée, fermons l'induit sur le circuit extérieur. Pour des valeurs diverses de cette résistance R, maintenons N constant et lisons U, I_a et I_e (fig. 196).

On constate expérimentalement que U baisse plus vite pour la dynamo shunt que pour une dynamo à excitation indépendante et constante, telle qu'elle donne la même f.é.m. E₀ à vide que la dynamo shunt. C'est logique, car I_e n'est plus constant dans la machine shunt, mais il ne cesse de décroître avec U.

En effet, il n'est pas donné par

$$I_e = \frac{U_0}{R_e}$$

mais par

$$I_e = \frac{U}{R_e} \text{ et } U < U_0.$$

La courbe part de $U = U_0 = E_0$ (fig. 196). Elle a un deuxième

point sur l'axe des abscisses. En effet, pour $R=0$, machine en court-circuit, on a $U=0$. La réaction d'induit a généralement

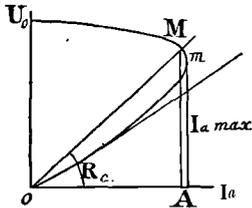


Fig. 197. — Caractéristique externe d'une dynamo shunt. — Résistance critique.

pour effet, dans le cas des machines pour lesquelles ce point ($U=0$, $R=0$) existe, de faire baisser la f.é.m. et par suite le courant à une valeur très faible, de sorte que cette valeur I_a est souvent peu distante de 0 (fig. 196 et 197). Sur la caractéristique d'une telle machine le courant passera donc par un maximum, puis décroîtra jusqu'à I_a . Sur la plupart des machines modernes, la caractéristique ne

peut être tracée, au plus, que jusqu'aux environs de I_a maximum. La fin de la courbe (région mo) est toute théorique.

Si on la suppose cependant tracée, en rejoignant le point (U, I_a) correspondant au maximum du courant à l'origine, cette région de la courbe, rectiligne sur sa plus grande partie, présente une certaine signification R_c . — Appelons R la valeur de la résistance extérieure correspondant à un point $M (U, I_a)$.

On a :

$$R = \frac{U}{I_a} = \frac{AM}{AO}$$

On voit que $R = \tan \alpha$ varie depuis l'infini (circuit ouvert) jusqu'à R_c , résistance critique pour laquelle OM se confond avec la portion rectiligne de la courbe OM (fig. 197). Pour

$$R < R_c$$

il n'y a plus de point d'intersection. La machine se *désamorce*, autrement dit ne possède ni force électromotrice, ni différence de potentiel.

Confirmation pratique. — Dans une machine shunt, il faut généralement que la résistance du circuit extérieur soit supérieure à une certaine limite R_c , celle-ci dépendant de la vitesse, puisque E et U sont fonctions de la vitesse.

REMARQUE. — A l'inverse de ce qui se passe pour la dynamo à excitation indépendante, pour une vitesse donnée, il n'y a qu'une caractéristique externe pour la dynamo shunt (et pour toute dynamo auto-excitatrice).

On voit de même que dans le cas d'une dynamo shunt (et de toute dynamo auto-excitatrice), le flux inducteur dépendant

de la vitesse, il faut opérer rigoureusement à la vitesse de régime N.

Tracé par points de la caractéristique externe d'une dynamo shunt en considérant celle-ci comme une dynamo à excitation indépendante. — En effet, à vitesse constante pour des valeurs données $I_e, I', I'', \text{etc.}$ du courant d'excitation, traçons les caractéristiques d'une dynamo à excitation indépendante donnant $U_0 = E_0, U'_0 = E'_0, \text{etc.}$ à vide (fig. 198). Nous aurons, en remarquant que pour la dynamo shunt :

$$U = R_e I_e$$

donc, que pour R_e constant, on doit aussi avoir U constant aux bornes de la dynamo pour un courant d'excitation I_e , — des points de la caractéristique dérivation en prenant les intersections des caractéristiques précédentes avec les droites parallèles aux abscisses $R_e I_e, R'_e I'_e, \text{etc.}$ Nous aurons en 0, 1, 2 les points de la caractéristique. Cette caractéristique peut être tracée par conséquent en excitant successivement et indépendamment la machine shunt par les courants I_e, I'_e, I''_e .

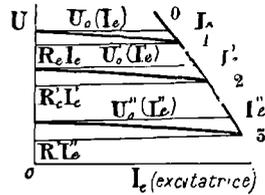


Fig. 198. — Tracé de la caractéristique externe d'une dynamo shunt en partant de l'hypothèse de l'excitation indépendante.

REMARQUE I. — Pratiquement la région utilisable de la caractéristique shunt est la portion supérieure limitée de telle sorte que pour le courant maximum imposé à la machine la chute de tension ne dépasse pas 3, 4 ou 5 pour 100 de U_0 , pour une vitesse donnée (celle de régime). — Les machines shunt sont donc à différence de potentiel à peu près constante.

REMARQUE II. — Sur les inducteurs d'une dynamo shunt, on dispose généralement un rhéostat

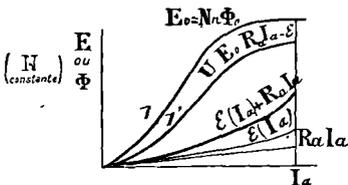


Fig. 199. — Caractéristique externe d'une dynamo série et caractéristiques qui s'en déduisent.

de champ dont on diminue graduellement la résistance quand la charge I_a augmente, de manière à augmenter aussi I_e , et à combattre les effets de la réaction d'induit, donc à maintenir U à peu près constant.

Machine à excitation série. —

Dans ce cas, nous opérerons encore à vitesse constante. Si les

inducteurs sont branchés directement en série avec l'induit, ce qui est le cas général, pour chaque valeur du courant I_a (ici égal à I_e) nous n'aurons qu'une caractéristique externe $U(I_a)$ pour une vitesse donnée N . Il est facile de voir que cette courbe aura la même allure générale que $E_0(I_e)$ qui peut être portée sur une même feuille, I_a et I_e étant les mêmes. Pour un point donné I_a , on a :

$$U = E_0 - \varepsilon - R_a I_a$$

$R_a I_a$ varie à peu près suivant une droite, ε croît assez rapidement à partir d'un certain moment, ce qui explique la forme tombante dans certaines machines de la caractéristique externe (fig. 199).

Conformément à ce que nous avons dit à propos des courbes de magnétisme, les régions 1 et (1') des courbes E_0 et U se rapprochent beaucoup d'une droite.

Pour un point (U, I_a) menons encore le rayon vecteur OA . On a :

$$\frac{AB}{OB} = \operatorname{tg} \alpha = \frac{U}{I_a} = R$$

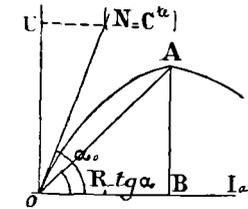


Fig. 200. — Caractéristique externe d'une dynamo série. — Résistance critique.

On voit en particulier que, pour une vitesse donnée, la résistance du circuit extérieur devra être inférieure à une certaine limite $R_c = \operatorname{tg} \alpha_0$ (tangente à l'origine à la portion rectiligne) pour que la machine puisse fonctionner. En effet, tant que $R > R_c$, il n'y a pas d'intersection du rayon vecteur avec la courbe (fig. 200).

Expérimentalement, on constate qu'une dynamo série, à circuit ouvert, ne s'amorce pas. C'est logique, puisque le faible flux provenant du magnétisme rémanent des inducteurs est insuffisant pour créer une f.é.m. sensible. Si l'on diminue progressivement la résistance R , il arrive un moment ($R = R_c$) où le dynamo donne brusquement une f.é.m. élevée (région rectiligne de la caractéristique). La dynamo est amorcée.

Dynamo à excitation compound. — Le but de ce compoundage étant le maintien automatique d'une différence de potentiel constante aux bornes quand I_a varie, une dynamo compound réussie aura donc une caractéristique externe à peu près représentée par une droite parallèle aux abscisses.

On le vérifie expérimentalement. Voyons sur quel principe on peut s'appuyer pour transformer une dynamo shunt en dynamo compound, l'enroulement shunt étant de beaucoup le prédominant.

Soit à vitesse constante N les caractéristiques externes $U(I_a)$ et $E_0(I_a)$ à circuit ouvert de la dynamo shunt à compounder (fig. 201). On voudrait maintenir U constant et égal à E_0 pour la charge maxima I_a . Pour cela il faudrait créer un flux supplémentaire croissant avec I_a , l'accroissement du nombre de lignes de forces $\Delta\Phi_0$ dans l'inducteur étant représenté à l'échelle près par AB ou CD . Ce que nous avons dit plusieurs fois de la faible influence de la dispersion dans les calculs relatifs aux ampères-tours inducteurs correctifs s'applique ici intégralement.

Supposons ce flux supplémentaire réalisé. Nous aurons :

$$\frac{E_0}{E'_0} = \frac{\Phi_0}{\Phi_0 + \Delta\Phi_0} = \frac{AD}{AD + AB} = \frac{AD}{AC_1}$$

si $\Phi_0 + \Delta\Phi_0 = \Phi'_0$ est la nouvelle valeur du flux à créer.

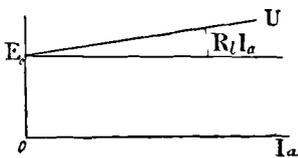


Fig. 202. — Caractéristique externe d'une dynamo hypercompound parfaite.

Reportons-nous à la courbe donnant la caractéristique à circuit ouvert, c'est-à-dire le flux induit Φ_0 en fonction des ampères-tours inducteurs. Aux flux Φ_0 et Φ'_0 correspondent des ampères-tours (ni_e) et $(ni_e)'$. Nous devons donc installer $(ni_e)' - (ni_e)$ ampères-tours supplémentaires en passant de la marche à vide à la marche en pleine charge. Soit : $(ni_e)' - (ni_e) = (mi_a)$. Connaissant i_a , nous aurons par cela même m nombre de spires à installer (fig. 201).

Le compoundage ne sera rigoureusement réalisé que pour les deux points de marches extrêmes. Il sera à peu près vrai pour tous les points intermédiaires.

NOTA. Il faut naturellement que l'enroulement série et l'en-

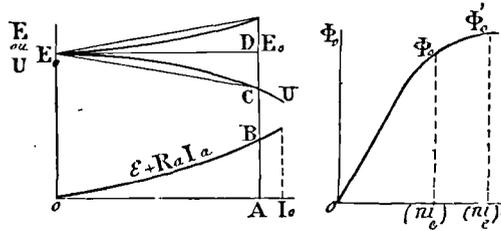


Fig. 201.

Principe du compoundage d'une dynamo shunt.

roulement dérivation tendent à créer des flux de même sens.

Dynamo hypercompound. — Le raisonnement est le même. Il faut remplacer $R_a I_a$ par $(R_a + R_l) I_a$, R_l étant la résistance de la ligne. La caractéristique externe aux bornes de la machine et non à celles de la ligne est une courbe ascendante se rapprochant plus ou moins d'une droite (fig. 202).

EXEMPLE D'APPLICATION DES CARACTÉRISTIQUES EXTERNES

Les applications des caractéristiques sont extrêmement nombreuses. Nous n'en prendrons que quelques-unes. Imaginons que nous ayons affaire à une dynamo à vitesse maintenue mécaniquement constante.

Dynamo shunt. Marche à tension constante. — Traçons, suivant

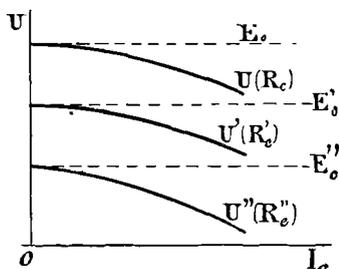


Fig. 205. — Caractéristiques externes d'une dynamo shunt pour diverses valeurs de la résistance des inducteurs.

le mode indiqué précédemment, les caractéristiques en charge pour diverses valeurs de la résistance des inducteurs R_e, R'_e, R''_e correspondant à diverses positions de la manette du rhéostat d'excitation (fig. 205).

Cherchons à prédéterminer les valeurs de cette résistance totale d'excitation R_e (inducteur et rhéostat) pour diverses valeurs de la charge, la tension restant constante ou, pratiquement, variant entre deux limites U_1 et U_2 voisines. On aura donc, la résistance du réseau variant de $R_{max.}$ à $R_{min.}$, à utiliser ces diverses caractéristiques (fig. 204).

Prenons l'intersection de $R_{max.}$ avec U_2 . Nous avons un point M'' . Nous utilisons la caractéristique R''_e jusqu'en m'' où nous prenons la caractéristique R'_e au point donné par l'intersection de P_m et de R'_e .

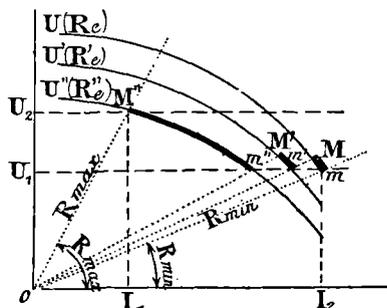


Fig. 204. — Utilisation des caractéristiques d'une dynamo shunt pour réaliser la marche à tension constante.

Nous aurons ainsi les trois portions de caractéristiques, $M''m''$,

$M'm'$, Mm correspondant à diverses valeurs du rhéostat d'excitation.

NOTA. — On pourrait évidemment faire marcher la dynamo shunt à intensité pratiquement constante, mais cette marche est peu compatible avec le mode d'excitation de la dynamo.

En effet, elle correspond à une médiocre utilisation du cuivre inducteur, à une grande importance du rhéostat d'excitation, à l'emploi d'un grand nombre de caractéristiques, car celles-ci sont très inclinées sur l'axe des U . C'est le contraire de ce qui se passe pour la marche à tension constante.

Dynamo-série. Marche à intensité constante. — Le rôle de cette dynamo consiste, notamment dans les distributions du type Thury, à marcher à intensité constante.

Pour une même vitesse, on peut obtenir diverses caractéristiques externes $U(I_a)$, en shuntant les inducteurs car, si k ($k < 1$) est le rapport du courant passant dans les inducteurs à celui passant dans l'induit, on a évidemment, pour une même valeur I_a du courant induit, des valeurs différentes de E ou de $U = E - R_a I_a$, car E est fonction étroite de $I_e = k I_a$, et dépend donc de k pour I_a donné. Les caractéristiques $U(I_a)$ les plus basses sont donc celles correspondant aux shunts les plus forts

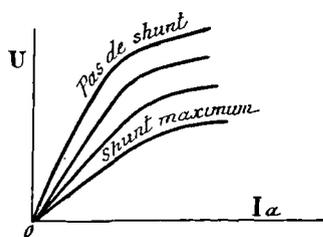


Fig. 205. — Caractéristiques externe d'une dynamo série à inducteurs shuntés.

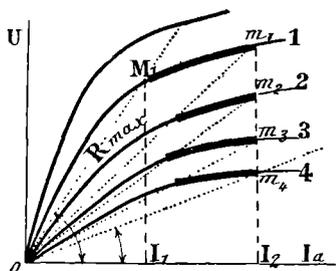


Fig. 206. — Utilisation des caractéristiques d'une machine série pour la marche à intensité constante.

Fig. 205). Imaginons encore que nous nous proposons de faire débiter à la machine une intensité pratiquement constante (fig. 206). Soit :

$$I_1 < I < I_2$$

Partons de R maximum. Prenons son intersection avec I_1 . Nous définissons par cela même la caractéristique (1) passant par ce point.

Nous l'utilisons jusqu'au point m_1 ($R = R_1$), et ainsi de suite. Nous avons ainsi utilisé partiellement les caractéristiques $M_1 m_1$,

M_2m_2 , M_3m_3 , M_4m_4 correspondant à quatre valeurs successives du shunt à employer pour les inducteurs entre les résistances maxima R_{\max} . et minima R_{\min} .

NOTA. — Pour les mêmes raisons que plus haut (angle prononcé des caractéristiques avec I) la machine série conviendrait beaucoup moins bien pour la marche à tension constante.

QUINZIEME LEÇON

GÉNÉRALISATION DANS LE CAS DE MACHINES
MULTIPOLAIRES

DES RÉSULTATS OBTENUS POUR LES MACHINES BIPOLAIRES

ENROULEMENTS MULTIPOLAIRES

Force électromotrice induite moyenne dans un conducteur. — Soient $2p$ pôles, $2p_1$ enroulements induits en parallèle. On a trouvé, pour la valeur de la f.é.m. induite moyenne dans un conducteur (9^e leçon, page 120) :

$$E_{\text{moy}} = 2pN\Phi_p$$

Φ_p représentant le flux total émanant d'un pôle, N le nombre de tours par seconde, p le nombre de paires de pôles.

Force électromotrice moyenne dans un induit. — Soient $2p_1$ circuits induits en parallèle. On aura pour la f.é. totale moyenne $\left(\frac{n}{2p_1} \text{ spires en série}\right)$:

$$E_{\text{moy}} = 2p \cdot \frac{n}{2p_1} N\Phi_p = \frac{p}{p_1} nN\Phi_p$$

puisqu'il y a $\frac{n}{2p_1}$ conducteurs en série.

Calcul des ampères-tours inducteurs. — Supposons mentalement fendus, suivant un plan axial passant par leurs milieux, les pôles inducteurs. Nous aurons $2p$ circuits magnétiques distincts (fig. 207).

Chacun des circuits magnétiques donnera lieu aux mêmes calculs qu'une machine bipolaire ordinaire.

Appelons l_i la longueur de la ligne de force dans l'inducteur, $2l_e$ dans l'entrefer et l_a dans l'induit. On aura, Φ_p représentant toujours le flux émanant d'un pôle :

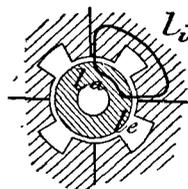


Fig. 207. — Circuits magnétiques d'une machine multipolaire.

$$\frac{4}{10} \pi (\text{AT}) = \frac{\Phi_p}{2} \left[\frac{l_i}{\frac{\mu_i S_i}{2}} + \frac{2l_e}{\frac{\mu_e S_e}{2}} + \frac{l_a}{\mu_a S_a} \right]$$

S_a surface du noyau induit, S_i et S_e surfaces d'un pôle et d'un entrefer. On supposera encore la section de la portion inducteur constante, pour simplifier.

Nous admettrons encore, pour ne pas compliquer, qu'il n'y a pas de dispersions.

Nous aurons aisément les perméabilités au moyen des courbes de magnétisme, connaissant les inductions admises dans les diverses portions du circuit magnétique, savoir :

$$\mu_i = \frac{\frac{\Phi_p}{2}}{\frac{S_i}{2}} \quad \mu_a = \frac{\Phi_p}{2S_a} \quad \mu_e = \frac{\Phi_p}{2S_e}$$

Il en résultera donc (AT), nombre d'ampères-tours nécessaires à créer, pour assurer le passage d'un flux $\frac{\Phi_p}{2}$ dans un des $2p$ circuits magnétiques; $2p$ (AT) ampères-tours sont donc nécessaires pour l'ensemble de la machine. En d'autres termes, (AT) calculé par la formule précédente représentera le nombre des ampères-tours par pôle.

Réaction d'induit. Calage des balais. — Soit une dynamo à $2p$ pôles (fig. 208).

Si le flux inducteur existait seul, nous aurions la représentation connue de l'induction donnée par la figure ci-dessous.

En un point M défini par l'abscisse angulaire δ , la valeur \mathfrak{B} de

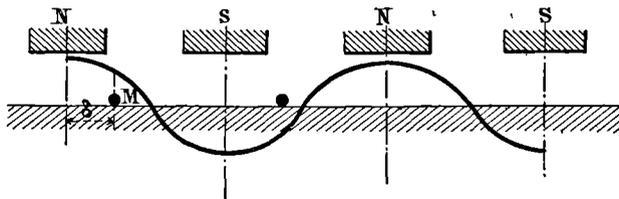


Fig. 208 — Induction et f.é.m. induite dans un conducteur de machine multipolaire.

l'induction due au flux inducteur propre est représentée par :

$$\mathfrak{B} = \mathfrak{B}_0 \cos p\omega t = \mathfrak{B}_0 \cos p\delta$$

Ce sera la valeur des inductions rencontrées, donc des forces

électromotrices $e = \mathcal{B}LV$ engendrées dans un conducteur de l'induit, se déplaçant devant les pôles inducteurs avec la vitesse angulaire ω de la machine.

On aura, comme on sait :

$$\delta = \omega t = 2\pi Nt$$

(9^e leçon, page 120). N est le nombre de tours par seconde de la machine. Si le calage des balais était fixe, suivant la ligne neutre, nous savons que, sous le bénéfice d'hypothèses déjà faites, un flux d'induit existerait, et par suite une induction \mathcal{B}'_a , maxima en valeur absolue, aux régions neutres, nulle aux axes des pôles (fig. 209).

Soit \mathcal{B}'_a cette nouvelle valeur fictive de l'induction. Elle peut être

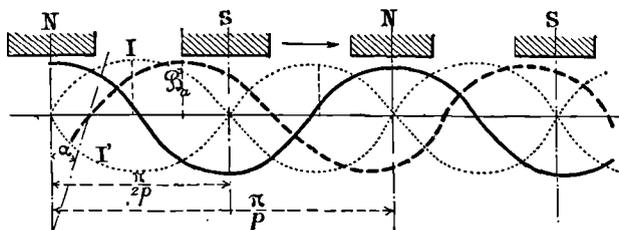


Fig. 209. — Inductions propres dues à l'inducteur et à l'induit dans une machine multipolaire.

représentée par l'une ou l'autre des deux courbes ponctuées de la figure, étant en quadrature avec \mathcal{B} .

Quand la dynamo débite, nous savons que les balais (pour une génératrice) doivent en général être calés en avant dans le sens du mouvement, et la courbe de l'induction \mathcal{B}' se déplace. En outre du flux transversal, même existant pour le calage sur la ligne neutre, il y a alors un flux antagoniste. Le fait que l'action intégrale du flux d'induit est, en somme dans ce cas, opposée à celle du flux inducteur, nous montre *a priori* que c'est la famille I de ces courbes qui représente \mathcal{B}' . Pendant la majeure partie de la période, \mathcal{B}' est opposé à \mathcal{B} . On aurait pu aussi le trouver par plusieurs autres modes de raisonnement.

Soit α l'angle de calage, distance du maximum de \mathcal{B}'_a (balais) à la ligne neutre de l'induction \mathcal{B} .

On pourra prendre :

$$\mathcal{B}'_a = \mathcal{B}'_0 \sin p(\omega t - \alpha)$$

pour représenter \mathcal{B}'_a . En effet, pour

$$t = 0$$

\mathcal{B}'_a est bien négatif.

Nous aurons ainsi, en appelant V la vitesse tangentielle de la machine, L la longueur d'une génératrice, pour la force électromotrice développée dans un conducteur (ou une spire d'anneau) :

$$E = LV [\mathcal{B}_0 \cos p\omega t + \mathcal{B}'_a \sin p(\omega t - \gamma)]$$

Quand une section passe par la ligne neutre, caractérisée par son abscisse angulaire $\frac{\pi}{2p} + \alpha$, par rapport à l'origine O , la f.é.m. doit être nulle (d'après notre théorie simplifiée de la page 164).

Dans l'équation précédente, faisons :

$$\omega t = \frac{\pi}{2p} + \alpha$$

Il vient :

$$\mathcal{B}_0 \cos \left(p \frac{\pi}{2p} + \alpha p \right) + \mathcal{B}'_a \sin p \left[\frac{\pi}{2p} + \alpha - \alpha \right] = 0$$

ou :

$$-\mathcal{B}_0 \sin px + \mathcal{B}'_a \sin \frac{\pi}{2} = 0$$

et enfin :

$$\sin px = \frac{\mathcal{B}'_a}{\mathcal{B}_0}$$

formule importante qui nous montre que l'angle de calage α a pour valeur :

$$\alpha = \frac{1}{p} \arcsin \frac{\mathcal{B}'_a}{\mathcal{B}_0}$$

Supposons, pour simplifier, que l'induit ait été divisé en $2p_1$ circuits dérivés en parallèle. On a évidemment :

$$\frac{\mathcal{B}'_a}{\mathcal{B}_0} = \frac{\varphi_a}{\varphi} = \frac{\left(\frac{n}{2p} \right) \left(\frac{i_a}{2p_1} \right)}{(AT)}$$

φ est le flux d'induit engendré par $\frac{n}{2p}$ conducteurs (ou spires d'anneau) parcourus respectivement par le courant $\frac{i_a}{2p_1}$; de même $\varphi = \frac{\Phi_p}{2}$, moitié du flux émanant d'un pôle, enfin (AT) représente

les ampères-tours correspondant à ce pôle, ou au circuit magnétique considéré.

On a donc :

$$\sin p\alpha = \frac{ni_a}{4pp_1(AT)}$$

d'où

$$\alpha = \frac{1}{p} \arcsin \frac{ni_a}{4pp_1(AT)}$$

Telle est la valeur de l'angle de calage α (fonctionnement sans étincelles). Ce n'est, comme nous le savons, qu'une première approximation, car la f.é.m. à laquelle doit être soumise la spire commutée n'est pas nulle, mais égale à une certaine valeur de sens contraire à celle qui produisait le courant dans la spire, avant la commutation.

Nous allons montrer tout à l'heure comment on peut en tenir compte.

Force électromotrice moyenne à circuit fermé développée pour cet angle de calage dans une spire. — Intégrons d'un balai à l'autre. On a :

$$E_{\text{moy}} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{p}\right)} \int_{\alpha + \frac{\pi}{2p}}^{\alpha + \frac{5\pi}{2p}} \mathfrak{B}_0 \cos p(\omega t) \omega dt + \mathfrak{B}'_0 \sin p(\omega t - \alpha) \omega dt$$

En remarquant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_p = \mathfrak{B}_{\text{moy}} L \frac{2\pi R}{2p} \\ \Phi_p = \frac{2\mathfrak{B}_0}{\pi} L \frac{2\pi R}{2p} \\ \Phi_p = \frac{2\mathfrak{B}_0 LR}{p} \\ V = 2\pi RN \end{array} \right. \quad \text{car } \mathfrak{B}_{\text{moy}} = \frac{2}{\pi} \mathfrak{B}_0 \text{ (induction supposée sinusoïdale)}$$

on trouve aisément :

$$E_{\text{moy}} = 2\Phi_p p N \cos p\alpha$$

Pour $\frac{n}{2p_1}$ spires en série, on aura :

$$\mathcal{E}_{\text{moy}} = \frac{n}{2p_1} \cdot 2pN \cos \Phi_p p\alpha$$

$$\frac{n}{2p_1} \Phi_p 2pN \cos px = \frac{p}{p_1} nN\Phi_p \cos px = E_0 \cos px$$

$$E_{\text{moy}} = E_0 \cos px$$

Influence de l'hystérésis sur le calage des balais. — En outre des divergences que présente, avec l'expérience, la théorie simplifiée que nous avons employée, une autre cause, difficile à évaluer par le calcul, mais importante dans certains cas, tend à donner à l'angle de calage une valeur plus grande que celle prévue. Ce

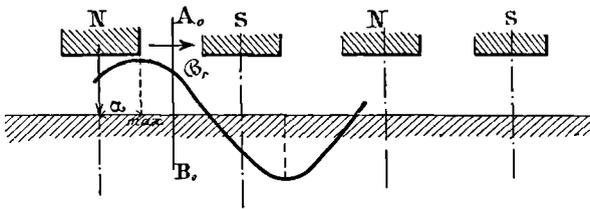


Fig. 210. — Influence de l'hystérésis sur le calage des balais.

sont les phénomènes d'hystérésis dont le noyau induit est le siège. La valeur maxima de l'induction dans le noyau ne s'établit qu'avec un certain retard par rapport à la force magnétisante. Il en résulte, comme on s'en convaincra aisément, que le maximum de l'induction β_0 sera entraîné dans le sens du mouvement (fig. 210).

Tout se passe donc comme si le champ inducteur et le champ dû à l'induit étaient tous deux transportés d'un même angle en avant. L'angle de calage, donné par l'abscisse angulaire α , mesurée par rapport à la ligne neutre théorique A_0B_0 , sera donc encore accru.

ENROULEMENTS MULTIPOLAIRES

Rappel de principes nécessaires à l'étude des enroulements multipolaires. — Nous avons vu que $2p_1$ représentant le nombre des circuits en parallèle, $2p$ le nombre de paires de pôles, on a pour la f.é.m. moyenne engendrée dans une chaîne comprenant $\frac{n}{2p_1}$ conducteurs :

$$E = \frac{p}{p_1} nN\Phi_i$$

Si la machine doit fournir un courant de grande intensité, on prend $2p_1=2p$, et on a en appelant I le courant extérieur, et i le courant dans chaque circuit en parallèle :

$$I = 2pi \quad E = nN\Phi_p$$

Soit au contraire la machine à haute tension. On prendra $2p_1=2$ et $p_1=1$, d'où $I=i$ et $E=pnN\Phi_p$. On peut enfin réaliser des couplages intermédiaires avec $2 < 2p_1 < 2p$.

Nous laisserons de côté l'étude des disques à enroulements multipolaires, ces machines ne présentant plus un intérêt immédiat.

Anneau multipolaire. — On distingue l'enroulement parallèle, l'enroulement série-parallèle et l'enroulement série.

a). — **Enroulement parallèle simple.** — Soit $v=2v'$ sections, $v=2v'$ lames au collecteur. Chaque section comporte $\frac{n}{v}$ conducteurs actifs. Les sections étant numérotées 1, 2, 3, etc., $2v'$, on les joint dans l'ordre naturel comme pour un anneau bipolaire.

On installera $2p$ balais sur les $2p$ lignes neutres. Ces $2p$ balais

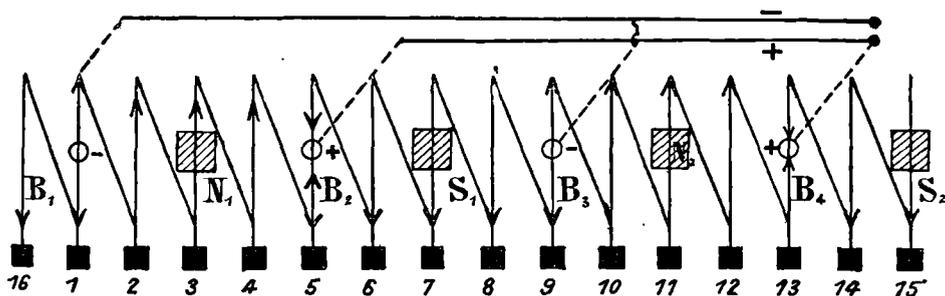


Fig. 211. — Enroulement parallèle simple de machine multipolaire.

seront couplés en parallèle, p à p de manière à obtenir un pôle positif unique, un pôle négatif unique (fig. 211).

REMARQUE. — Ce couplage serait excellent, si tous les champs étaient symétriques (même valeur de l'induction \mathcal{B} pour les conducteurs occupant des positions homologues sous les différents pôles). Sinon, il y aura des courants de circulation qui peuvent être désastreux. Appelons en effet E_1, E_2, E_{2p_1} les f.é.m. induites dans les $2p_1$ circuits découpés sur l'anneau par les balais, R la résistance de l'un d'eux et I_1, I_2, I_{2p_1} les courants de circulation. Comme U , tension aux balais, est constante, on a :

$$E_1 - RI_1 - E_2 - RI_2 = \dots = E_{2p_1} - RI_{2p_1}$$

Or R est toujours très faible. Soit pour fixer les idées, une machine quadripolaire de 120 volts, 400 amp., avec $R = 0,05$ ohm. On aura, en supposant que E_1 et E_2 diffèrent de 5 %, par suite de la dissymétrie des flux, E_1 étant en excès de 2,5 % par rapport à la valeur qu'il devrait avoir, E_2 en défaut de 2,5 % par rapport à cette même valeur :

$$120 [1,025] - 0,05 I_1 = 120 [0,975] - 0,05 I_2$$

On en déduit $I_1 - I_2 = 200$ amp.

C'est là une valeur énorme du courant de circulation.

Comme on a le système :

$$I_1 + I_2 = 400 \text{ amp.}$$

$$I_1 - I_2 = 200 \text{ amp.}$$

Il en résulte $2 I_1 = 600$ amp. $\left\{ \begin{array}{l} I_1 = 500 \text{ amp.} \\ I_2 = 100 \text{ amp.} \end{array} \right.$

On voit que la machine, déséquilibrée au point de vue de

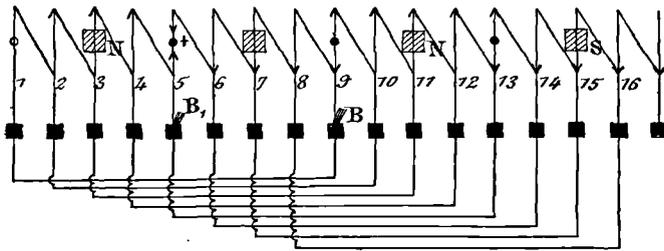


Fig. 212. — Machines multipolaires. Schéma de connexions en développantes des lames.

répartition des courants, court les plus grands dangers.

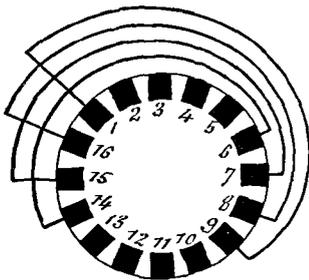


Fig. 213. — Machines multipolaires. Connexions en développantes des lames.

Enroulement Mordey. — Au lieu d'avoir des circuits en parallèle groupés seulement par les balais, Mordey a proposé de réunir par des connexions transversales en développantes de cercles les lames qui correspondent à des bobines situées dans des champs de même polarité. On atténue ainsi considérablement les effets nocifs des courants de circulation en restreignant ces cou-

rants dans chaque groupe de sections homologues à la valeur qui résulte de la différence des f.é.m. développées dans chaque section (fig. 212 et 215).

Enroulement Mordey (modifié.) Le type précédent a l'inconvénient de nécessiter autant de lames au collecteur que de sections et de balais que de pôles. On peut, comme l'a aussi proposé Mordey, n'utiliser que $\frac{v}{p}$ lames au collecteur et 2 balais, en reliant les sections occupant des situations homologues sur l'in-

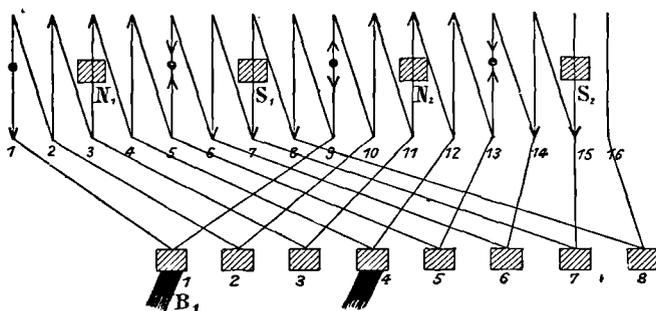


Fig. 214. — Machine quadripolaire.
Enroulement Mordey modifié ($\frac{v}{p}$ lames seulement, balais calés à 90°).

duit par des connexions transversales, de telle sorte que l'induit ne comporte plus (fig. 214) que deux balais calés de $(\frac{\pi}{2p})$.

Remarquons que dans le cas des machines hexapolaires octopolaires, etc., ces connexions transversales introduisent fatalement une dissymétrie dans les induits en parallèle. Même pour les machines quadripolaires, on ne peut, comme il est aisé de s'en convaincre, supprimer cette difficulté en affectant aux sections homologues décalées de 180° l'une par rapport à l'autre, des lames à 90° de chacune d'elles. Ces connexions sont faites en forme de développantes de cercle.

b). — *Enroulement en série parallèle (Arnold)*. — Proposé, par ce savant professeur, pour atténuer les courants de circulation. Il consiste à composer une chaîne avec des sections occupant des situations non homologues, mais décalées d'un m^{me} de période sur les divers champs inducteurs.

On voit que les sections appartenant à cette chaîne seront parcourues par un flux $\Phi_{p \text{ moy.}}$ qui sera la moyenne des flux

$\Phi_p, \Phi'_p, \Phi''_p$ correspondant aux divers pôles. Ainsi, dans la figure (machine quadripolaire), l'une des quatre chaînes en parallèle pourrait être constituée par les sections 1, 10, 5, etc., appartenant successivement à des champs différents de même polarité (fig. 215).

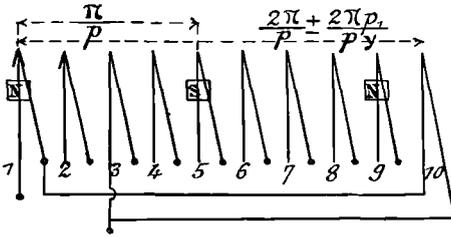


Fig. 215. — Machine multipolaire à enroulement série-parallèle d'Arnold.

Formule générale de l'enroulement. — Soit

v sections, $2p_1$ circuits dérivés, $2p$ pôles dans $\frac{v}{2p_1}$ sections par circuit. Quand la machine se déplace de $\frac{\pi}{p}$, chacune des sections a coupé le flux Φ_p . Par suite, l'angle séparant deux sections d'un circuit dérivé est :

$$\frac{\frac{\pi}{p}}{\frac{v}{2p_1}} = \frac{2\pi p_1}{vp}$$

On voit que l'angle d'écart $\Sigma\Sigma'$ de deux sections qui doivent être reliées l'une à l'autre dans cet enroulement, et qui appartiennent à des champs de même polarité, est donné par :

$$\frac{2\pi}{p} \pm \frac{2\pi p_1}{p^v}$$

Appelons encore p_{AV} (comme dans la 9^e leçon, p. 125) le nombre de sections comprises entre $\Sigma\Sigma'$, ou ce qui revient au même, le pas AV. On aura, l'angle d'écart de deux sections consécutives, sur l'induit, étant $\frac{2\pi}{v}$,

$$\frac{2\pi}{p} \pm \frac{2\pi p_1}{p^v} = p_{AV} \cdot \frac{2\pi}{v}$$

d'où :

$$p_{AV} = \frac{v \pm p_1}{p}$$

Appliquons cette formule à une génératrice à 20 sections à répartir en quatre circuits en parallèle. Appelons 1, 1', 2, 2' les com-

mencements et les fins des sections prises dans l'ordre où elles se présentent sur l'anneau. Nous avons le tableau ci-dessous :

$$p_{AV} = \frac{20 \pm 2}{2} = 10 \pm 1$$

en adoptant le signe $+p_{AV} - 9$, c'est-à-dire pour l'enroulement au pas le plus court.

CONNEXIONS DU COLLECTEUR	N° DES LAMES	CONNEXIONS DU COLLECTEUR	N° DES LAMES
1'-10	1 B ₁	11'-20	11 B ₅
10'-19	12	20'-9	2
19'-8	5	9'-18	15
8'-17	14	18'-7	4
17'-6	5	7'-16	15
6'-15	16 B ₄	16'-5	6 B ₂
15'-4	7	5'-	17
4'-13	18	14'-3	8
13'-2	9	5'-12	19
2'-11	20	12'-1	10
		1'-10	1

REMARQUE. — Supposons les balais B₁, B₂, B₃, B₄ respectivement en 1, 6, 11, 16. On voit que, dès qu'ils auraient dépassé cette position, les sections 10—10' et 20—20' sont mises en court circuit par les balais B₁ B₃, les sections 5—5' et 15—15' par les balais B₂ B₄ (fig. 216).

La commutation est donc effectuée sur p sections complètes en série sur chaque groupe

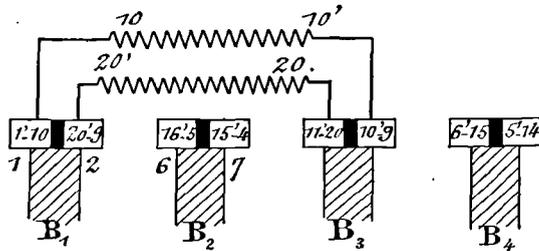


Fig. 216. — Commutation dans une machine multipolaire à enroulement série-parallèle d'Arnold.

des p balais positifs, de même pour les p balais négatifs.

c). — *Enroulement série simple pour un anneau.* — Il suffit dans les formules précédentes de faire $p_1 = 1$, pour avoir l'enroulement série simple, la f.é.m. développée dans chacune des deux moitiés d'induit groupées en parallèle étant $E_1 = pnN\Phi_p$.

En appelant encore p_{AV} le pas des connexions avant ou au collecteur, la formule :

$$p_{AV} = \frac{n \pm p_1}{p}$$

devient :

$$p_{AV} = \frac{n \pm 1}{p} \quad \text{puisque } p_1 = 1.$$

d'où enfin :

$$p_{AV} \times p = n \pm 1$$

Soit un anneau à 4 pôles et comportant $n=31$ sections. Alors :

$$\sim p_{AV} = \frac{31 - 1}{2} = 15$$

en choisissant le pas le plus court. On aura donc aisément le schéma de la figure 217 et le tableau suivant :

Tableau de l'enroulement.

CONDUCTEURS	CONNEXIONS AU COLLECTEUR	NUMÉROS DES LAMES
1	1'-16	16
16	16'-31	1
51	51'-15	17
15	15'-50	2
50	50'-14	18
14	14'-29	3
29	29'-13	19
13	13'-28	4
28	28'-12	20
12	12'-27	5
27	27'-11	21
11	11'-26	6
26	26'-10	22
10	10'-25	7
25	25'-9	23
9	9'-24	8
24	24'-8	24
8	8'-23	9
23	23'-7	25
7	7'-22	10
22	22'-6	26
6	6'-21	11
21	21'-5	27
5	5'-20	12
20	20'-4	28
4	4'-19	13
19	19'-3	29
3	3'-18	14
18	18'-2	30
2	2'-17	15
17	17'-1	31

On peut suivre sur la figure ci-dessous la répartition des potentiels au collecteur. Sur cet exemple, que nous empruntons à l'excellent *Cours d'Électricité industrielle*, professé par M. Monnier, à l'École Centrale des Arts et Manufactures¹, on voit qu'il existe deux maxima de potentiel, l'un sur la lame 9, l'autre entre les lames 24 et 25. On voit également que le balai B_1 réunissant les lames 1 et 2, les deux sections 25—7 seront mises en court-circuit par le balai B_2 . Il serait, à la rigueur, suffisant d'avoir deux balais B_1 et B_5 ou B_2 et B_4 ; on préfère, pour obtenir

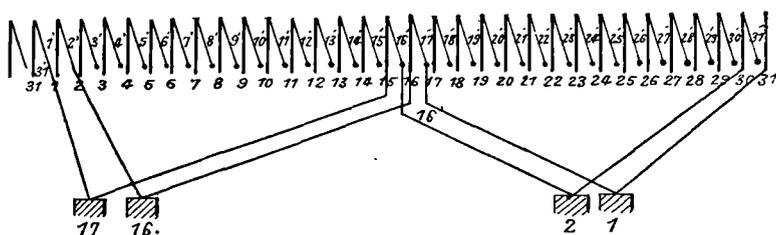


Fig. 217. — Machine multipolaire. Enroulement série simple d'auneau.

plus aisément une plus grande surface de contact, en disposer quatre, B_1, B_2, B_5, B_4 , couplés deux à deux en parallèle, comme dans l'enroulement en parallèle ordinaire.

REMARQUE. — Dans ce cas, on voit que deux sections sont à la fois court-circuitées par un balai. Pour n'en avoir qu'une, il faudrait doubler le nombre des lames au collecteur, en intercalant des lames supplémentaires *1 bis* entre 1 et 2, *2 bis* entre 2 et 3, etc., chacune de ces nouvelles lames étant reliée à la lame diamétralement opposée, soit *1 bis* à 17, *2 bis* à 18, etc. Dans cette disposition, au lieu d'avoir deux sections court-circuitées à la fois, on n'en aura qu'une.

Enroulements multipolaires en tambour. — On peut, comme dans le cas des machines bipolaires, s'adresser aux enroulements ondulés ou imbriqués.

a) *Enroulements imbriqués.* — Examinons d'abord ces derniers d'après ce que nous avons dit page 124, 9^e leçon. On sait que l'arc qui séparera deux conducteurs associés par connexions AR ou postérieures sera inférieur ou égal à $\frac{\pi}{p}$, mais dans le premier cas,

1. Paris. Bernard et C^{ie}, éditeurs, 1903.

le plus voisin possible de cette valeur. Les pas sont nécessairement impairs; on prendra donc :

$$p_{AR} = \frac{n}{2p} - 1 \quad \text{si } \frac{n}{2p} \text{ est pair.}$$

$$p_{AR} = \frac{n}{2p} \quad \text{si } \frac{n}{2p} \text{ est impair.}$$

Le pas p_{AV} des connexions au collecteur est donné par la formule :

$$p_{AV} + p_{AR} = n + 2$$

si on compte p_{AV} et p_{AR} tous deux dans le sens des numéros

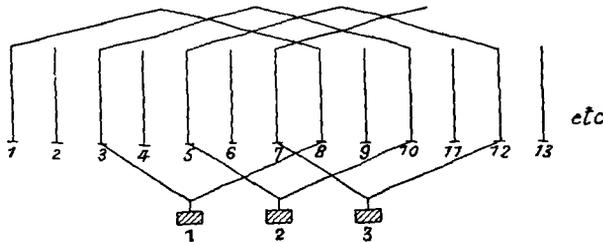


Fig. 218. — Machine multipolaire. Enroulement imbriqué.

croissants. Quelquefois, il est plus commode pour l'étude graphique de l'enroulement de compter p_{AV} vers les numéros décroissants. On a alors :

$$p'_{AV} = p_{AR} - 2$$

Soit comme application un tambour à 4 pôles avec 52 génératrices. Nous aurons le développement suivant (fig. 218) caractérisé par les formules :

$$p_{AR} = \frac{52}{4} - 1 = 8 - 1 =$$

$$p_{AV} = 52 + 2 - 7 = 54 - 7 = 27$$

$$p'_{AV} = p_{AR} - 2 = 5.$$

Tableau de l'enroulement.

CONDUCTEURS	CONNEXIONS AR.	CONDUCTEURS	CONNEXIONS AV.	LAMES DU COLLECTEUR
1	1-8	8	8-3	1 B ₁
3	3-10	10	10-5	2
5	5-12	12	12-7	3
7	7-14	14	14-9	4
9	9-16	16	16-11	5 B ₂
11	11-18	18	18-13	6
13	13-20	20	20-15	7
15	15-22	22	22-17	8
17	17-24	24	24-19	9 B ₃
19	19-26	26	26-21	10
21	21-28	28	28-23	11
23	23-30	30	30-25	12
25	25-32	32	32-27	13 B ₄
27	27-2	2	2-29	14
29	29-4	4	4-31	15
31	31-6	6	6-1	16

Les balais à un certain moment occupent sur les lames les positions simultanées 1, 5, 9, 13.

b) *Enroulement ondulé série parallèle.* — Il consiste à constituer des circuits avec des sections empruntées à des champs différents de même polarité (suivant le principe indiqué par Arnold pour l'anneau). La méthode de recherche des pas est la même, sauf que le nombre total des cadres générateurs est ici $\frac{n}{2}$ au lieu de n pour l'anneau. On aura, par suite, comme angle d'écart géométrique de deux cadres consécutifs :

$$\beta = \frac{2\pi}{p} \pm \frac{\frac{\pi}{p}}{\frac{n}{4p_1}} = \frac{2\pi}{p} \pm \frac{4\pi p_1}{pn}$$

puisque nous avons $\frac{n}{4p_1}$ cadres par circuit dérivé et que l'angle d'écart des axes de deux pôles de même nom consécutifs est $\frac{\pi}{p}$. Appelons encore p_{AV} et p_{AR} les pas de l'enroulement sur la base avant et la base arrière. Nous aurons évidemment :

$$\beta = \frac{2\pi}{n} (p_{AV} + p_{AR})$$

d'où, en remplaçant dans cette formule β par sa valeur :

$$p_{AV} + p_{AR} = \frac{n \pm 2p_1}{p}$$

formule générale de l'enroulement ondulé pour le tambour. Nous laissons le soin au lecteur de l'appliquer, ce qui est extrêmement aisé, en particulier à notre exemple habituel (tambour à 16 génératrices).

c) *Enroulement ondulé série.* — On fait ici $p_1=1$, $2p_1=2$ dans les formules précédentes. On aura donc :

$$p (p_{AV} + p_{AR}) = n \pm 2$$

et l'on constatera la plus grande analogie avec le cas de l'enroulement série étudié dans le cas de l'anneau (fig. 219).

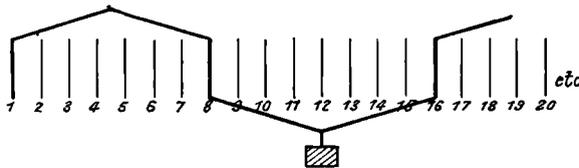


Fig. 219. — Enroulement ondulé série d'une machine multipolaire.

Prenons par exemple $n=30$; on voit que l'on pourra prendre :

$$\begin{aligned} p_{AR} &= 7 \\ p_{AV} &= 7 \text{ compté vers les nos croissants.} \end{aligned}$$

NOTA. — Deux balais sont suffisants pour capter les courants dans ce cas.

REMARQUE. — Dans tous les modes d'enroulement que nous venons d'indiquer comme en particulier pour le dernier, il suffit, pour le cas de l'enroulement à deux couches, d'appliquer les mêmes formules après avoir numéroté les conducteurs et en passant successivement d'une couche à l'autre. (Voir page 150, 9^e leçon.)

Tableau de l'enroulement.

NUMÉROS DES CONDUCTEURS	CONNEXIONS Ar.	CONDUCTEURS	CONNEXIONS AV.	LAMES
1	1-8	8	8-15	1
15	15 22	22	22-29	2
29	29 6	6	6 15	3
15	15-20	20	20-27	4
27	27-4	4	4-11	5
11	11-18	18	18-25	6
25	25 2	2	2-9	7
9	9 16	16	16 23	8
25	25 30	30	30-7	9
7	7 14	14	14-21	10
21	21-28	28	28-5	11
5	5-12	12	12-19	12
19	19 26	26	27-5	15
3	3 10	10	10 17	14
17	17 24	24	24-1	15
1	1 8	8	8-15	16

SEIZIÈME LEÇON

FONCTIONNEMENT D'UNE DYNAMO EN MOTEUR TRANSFORMATION D'ÉNERGIE DANS LA COMMUTATION

FONCTIONNEMENT D'UNE DYNAMO EN MOTEUR

Fait expérimental. — Nous avons déjà eu l'occasion de signaler que l'envoi d'un courant dans une dynamo provoque la production d'une puissance mécanique. E' étant la valeur de la force électromotrice inverse, dite « contre-électromotrice », tendant à s'opposer au passage du courant I , on a :

$$I = \frac{U - E'}{R}$$

R étant la résistance de l'armature, ou, plus généralement, de la machine.

Comme nous l'avons fait remarquer au début, on peut considérer l'induit comme le siège de deux courants de sens contraires :

$$I = \frac{U}{R} \quad \text{et} \quad I' = \frac{E'}{R}$$

Expression de la force contre-électromotrice. — Le premier produirait l'effort moteur si la machine était immobile, le second est dû à la génératrice constituée par l'induit tournant dans le champ inducteur, sous l'action du courant moteur I . Il en résulte que cette f.é.m. inverse E' , ou contre-électromotrice, aura la même forme qu'une f.é.m. de dynamo. Elle sera représentée par la formule connue, avec nos notations habituelles :

$$E' = \frac{p}{p_1} nN\Phi_p$$

Expression du couple moteur. — Si nous considérons un conducteur parcouru par un courant I et situé dans l'entrefer, nous savons que \mathcal{B} étant la valeur de l'induction en cette partie, nous aurons, pour expression de la force électromagnétique F exercée entre le champ et le courant :

$$F = \mathcal{B}IL$$

L étant la longueur du conducteur. La direction de cette force est donnée par la règle des trois doigts, appliquée à la main droite. R étant le rayon de l'induit, il en résulte que le couple correspondant a pour valeur

$$C = \mathcal{B}ILR$$

Moteur bipolaire. — Soit une dynamo bipolaire (fig. 220 et 221). Traçons le diagramme des inductions dans l'entrefer. Pour que les couples moteurs partiels s'ajoutent, ce qui est évidemment nécessaire, il faut que, dans l'une des moitiés de l'induit, les courants soient de même sens. Cela est bien réalisé dans la moitié de gauche. Mais, dans la moitié de droite de l'induit, il faut, pour que le couple total correspondant à cette moitié s'ajoute à l'autre, que les courants soient de sens contraires aux courants dans la moitié de droite, ce que l'on obtiendra par l'emploi des balais et du collecteur.

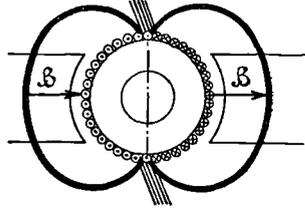


Fig. 220. — Constitution du couple moteur total dans un induit bipolaire.

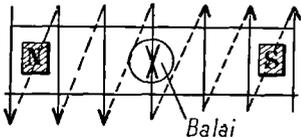


Fig. 221. — Constitution du couple moteur total dans un induit bipolaire.

La distribution du courant par les balais, comme dans le cas d'une dynamo, permettra donc de réaliser automatiquement la condition cherchée. Les balais, dans ce cas encore, comme pour une dynamo, et en première approximation, devront être calés suivant les

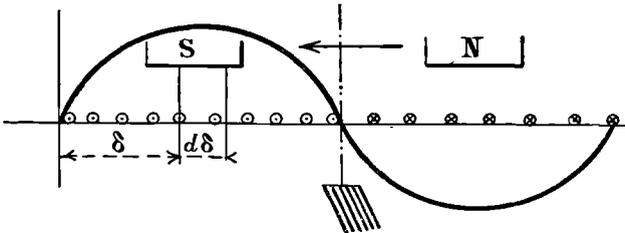


Fig. 222. — Calage théorique des balais dans un moteur bipolaire.

lignes neutres, c'est-à-dire suivant les lignes marquant les zéros de la courbe des inductions dans l'entrefer (fig. 222).

Couple moteur total C_m . — Soit $d\delta$ l'élément différentiel d'un angle

au centre englobant $\frac{n}{2\pi} d\delta$ conducteurs périphériques. Le couple moteur élémentaire dC résultant de l'induction \mathcal{B} sur ce nombre de conducteurs est, chaque moitié de l'induit étant parcourue par le courant $\frac{i_a}{2}$,

$$dC = \mathcal{B}L \frac{i_a}{2} R \frac{nd\delta}{2\pi} = \frac{n}{2\pi} \frac{i_a}{2} \mathcal{B}LR d\delta$$

ou

$$dC = \frac{n}{2\pi} \frac{i_a}{2} d\Phi$$

$d\Phi$ étant l'élément de flux, coupé par ces conducteurs.

Pour une moitié d'induit, on aura

$$C_m = \int_0^\pi dC = \frac{n}{2\pi} \Phi_p \frac{i_a}{2}$$

Φ_p étant le flux émanant d'un pôle.

Pour le moteur complet, nous aurons le double, soit

$$C_m = \frac{n}{2\pi} \Phi_p i_a$$

i_a étant le courant total d'induit, c'est-à-dire le courant dans la ligne alimentant le moteur.

Moteur multipolaire. — Soit $\frac{i_a}{2p_1}$ le courant circulant dans un des $2p_1$ circuits dérivés d'induit, et $2p$ le nombre des pôles inducteurs. Nous aurons pour le couple moteur dû à un pôle :

$$c = \frac{n}{2\pi} \Phi_p \frac{i_a}{2p_1}$$

et comme il y en a $2p$:

$$C_m = 2pc = \frac{p}{p_1} \frac{n}{2\pi} \Phi_p i_a$$

Couple théorique et couple effectif. — Il est à remarquer que C_m n'est pas le couple utile disponible à l'arbre, soit C . En effet, C_f , C_r et C_H représentant respectivement les couples destinés à surmonter les résistances provenant des courants de Foucault, des frottements mécaniques et de la ventilation, et enfin de l'hystérésis, on a aisément, ω désignant la vitesse angulaire de la machine :

$$\omega C_m = \omega C_u + \omega \underbrace{(C_H + C_F + C_I)}_{C_P}$$

$$C_m = C_u + C_P$$

Puissance électrique fournie et puissance mécanique utile. — On a évidemment, P étant la puissance électrique fournie, et $P_u = C_u \omega$ la puissance utilisable sous forme mécanique,

$$P = P_u + C_P \omega + \Sigma RI^2$$

ΣRI^2 représente les pertes Joule totales dans l'induit et l'inducteur.

SENS DE ROTATION D'UNE MACHINE FONCTIONNANT COMME MOTEUR

Cette question est très importante. Pour fixer les idées, supposons que, le champ inducteur gardant le même sens quand la machine fonctionne en génératrice ou en moteur, le courant qui parcourt l'induit soit de même sens. Nous aurons alors une rotation en sens contraire du sens dynamo, comme l'indique la règle des trois doigts (main droite et main gauche). La loi de Lenz permettait de prévoir ce résultat.

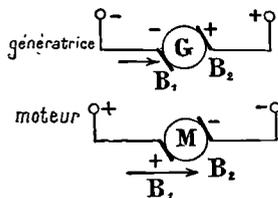


Fig. 225 et 224. — Sens de rotation d'une machine en génératrice et en moteur.

Ce serait le contraire si le champ inducteur changeait de sens.

Il convient, du reste, de remarquer que la polarité des balais B₁, B₂ changera, si le sens du courant reste le même, suivant le rôle de la machine (fig. 223 et 224).

Réaction d'induit. Calage des balais. — Le sens du champ étant supposé le même, ainsi que le sens de rotation, le sens du courant sera différent dans la marche en moteur et dans la marche en génératrice (règle des trois doigts, main droite et main gauche).

En général, dans le cas d'une génératrice, les balais sont calés en avant, dans le sens du mouvement. Pour le moteur, le champ induit étant, toutes choses égales, de sens contraire, il faudra caler les balais en arrière de la ligne neutre par rapport au sens du mouvement (fig. 225).

Bien que nous devons bientôt étudier ce fait d'une manière très complète, nous pouvons nous en rendre compte provisoire-

ment et très simplement de la manière suivante, en faisant usage de la théorie simplifiée de la page 168 (11^e leçon) et des considérations des pages 215 et suivantes (15^e leçon).

Supposons que le sens de rotation et celui du champ inducteur

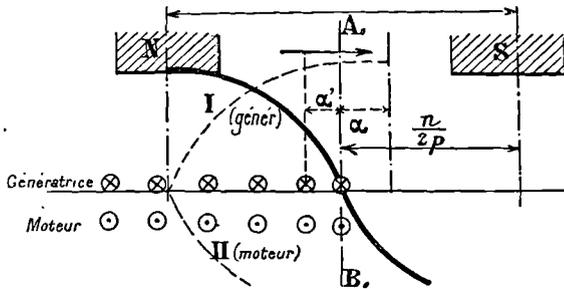


Fig. 225. — Constitution de la réaction d'induit dans un moteur.

soient le même dans le cas de la marche en génératrice et dans le cas de la marche en réceptrice. Le sens du courant induit changera. Donc, la courbe (II) qui représente les inductions \mathcal{B}' dues à l'induit, si celui-ci existait seul, serait symétrique par rapport aux abscisses, pour le calage suivant la ligne neutre théorique, de la courbe (I) correspondante relative au fonctionnement en génératrice.

Elle sera donc représentée par la formule :

$$\mathcal{B}' = -\mathcal{B}'_0 \sin p(\omega t - \alpha')$$

avec nos notations de la page 215, à laquelle nous renvoyons le lecteur pour la démonstration, qui est intuitive.

Le calage en charge devant correspondre en première approximation à une f.é.m. nulle ($\mathcal{B}' + \mathcal{B} = 0$), il est facile de voir que l'angle α' sera négatif, mais de même valeur absolue que l'angle α trouvé précédemment, c'est-à-dire que le calage devra être fait en arrière par rapport au sens du mouvement.

Signalons encore que c'est là une théorie très commode, mais simplement approchée, qui doit être complétée en tenant compte du phénomène de la commutation.

TRANSFORMATION D'ÉNERGIE DONT LES BOBINES COMMUTÉES SONT LE SIÈGE NOUVEL ABAISSEMENT DE LA F. É. M. EN CHARGE

REMARQUE. — Nous avons encore quelques mots à ajouter relativement au phénomène de la commutation, et à son influence

sur la valeur de la force électromotrice ou de la force contreélectromotrice.

Condition nécessaire pour la commutation. — Quel que soit le mode d'enroulement, elle doit pouvoir être réalisée sans étincelles — sinon, comme nous l'avons supposé, pour simplifier le calcul, à densité constante, — du moins par la production dans la section commutée (balai supposé de largeur égale à une lame) d'une f.é.m. de commutation de valeur convenable et de sens contraire à celle qui produit le courant parcourant la section au commencement de la commutation. Il faut donc, dans tous les cas, que la section commutée soit dans la région de l'entrefer où les inductions magnétiques sont de sens contraires à celles qui provoquent le courant dans la section au commencement de la commutation.

Force électromotrice de commutation. — l' étant la self-induction de la bobine commutée, on a — dans le cas très particulier des hypothèses ci-dessus — pour expression de la f.é.m. ϵ de commutation, θ étant le temps où celle-ci doit s'exercer (passage complet d'une lame sous le balai) :

$$\epsilon = \frac{l' i_a}{\theta} = \frac{\Delta\Phi}{\theta}$$

$\Delta\Phi$ étant le flux coupé par la bobine durant cette commutation, θ représentant le temps du passage d'une lame de collecteur sous le balai. Nous supposons, sauf avis contraire, avoir affaire à une dynamo bipolaire.

Correction à la théorie simplifiée. — Il faut donc que le diamètre AB de calage des balais fasse, contrairement à la théorie simplifiée que nous avons employée jusqu'ici, un angle

$$\gamma \neq \frac{\pi}{2}$$

en général aigu, avec la direction du flux résultant (fig. 226).

Si nous supposons d'abord, pour simplifier, que la bobine commutée ne comporte qu'une faible épaisseur, nous voyons

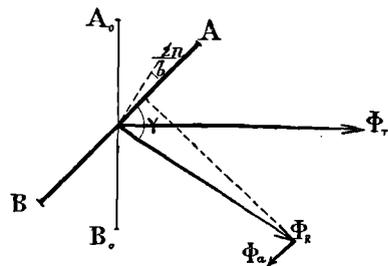


Fig. 226. Détermination précise du calage des balais.

que le flux traversant la spire

moyenne de la section commutée est, au commencement de la commutation, en posant

$$\varphi_R = \frac{\Phi_R}{2}$$

car une spire d'anneau ne reçoit que la moitié du flux Φ_R :

$$\varphi_R \sin \left(\gamma + \frac{2\pi}{b} \right)$$

b étant le nombre des bobines et n étant le nombre des conducteurs (ou des spires pour un anneau). A la fin de la commutation, ce flux a pour valeur :

$$\varphi_R \sin \gamma$$

On a donc, pour la variation de flux dans une section :

$$\Delta\Phi = \varphi_R \sin \gamma - \varphi_R \sin \left(\gamma + \frac{2\pi}{b} \right)$$

ou

$$\Delta\Phi = 2 \sin \frac{\pi}{b} \varphi_R \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

Nous avons $\frac{n}{b}$ spires en série. Donc, la f.é.m. moyenne induite dans la section est :

$$\varepsilon_{\text{moy}} = \frac{n}{b} \frac{\Delta\Phi}{\theta} = 2 \sin \frac{\pi}{b} \cdot \frac{n}{b} \varphi_R \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) \cdot \frac{1}{\theta}$$

Or

$$0 = \frac{b}{Nn}$$

d'où

$$\varepsilon_{\text{moy}} = 2 \sin \frac{\pi}{b} \cdot \frac{Nn^2}{b^2} \varphi_R \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

De même, en remarquant que $\sin \frac{\pi}{b}$ est approximativement égal à $\frac{\pi}{b}$,

dans le cas d'un grand nombre de lames au collecteur,

$$0\varepsilon_{\text{moy}} = \frac{2n}{b} \cdot \frac{\pi}{b} \varphi_R \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) = v' i_a$$

d'où :

$$v' i_a \frac{b^2}{2n\pi} = \varphi_R \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

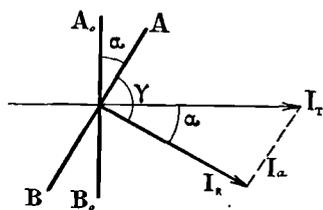


Fig. 227. — Détermination précise du calage des balais.

Or, on peut remarquer qu'en première approximation (théorie simplifiée), ce qui est suffisant

pour l'étude que nous faisons, on peut supposer

$$\Phi_R = \Phi_T \cos \alpha$$

d'où l'expression simple en tenant compte de :

$$2 \varphi_R = \Phi_R$$

$$l i_a = \theta E_{\text{moy}} = \Phi_T \cos \alpha \frac{n}{b} \cdot \frac{\pi}{b} \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

Puissance électrique perdue dans une section commutée.

C'est le produit de la force contre-électromotrice par le courant moyen $\frac{i_a}{4}$. Le courant j dans la spire varie de $\frac{i_a}{2}$ à 0. Nous aurons ainsi pour cette puissance :

$$P_c = \frac{l i_a}{\theta} \left(\frac{i_a}{4} \right)$$

car le courant moyen dans la section commutée est évidemment donné par

$$\frac{0 + \frac{i_a}{2}}{2} = \frac{i_a}{4}$$

Énergie perdue dans la commutation.

C'est :

$$\Omega = p \theta = \frac{l i_a}{\theta} \cdot \frac{i_a}{4} \cdot \theta = \frac{l i_a^2}{4}$$

ce qui était évident *a priori*, d'après ce que nous avons dit précédemment. En effet, une énergie intrinsèque

$$\frac{1}{2} l' \frac{i_a^2}{4}$$

de la bobine a disparu quand j a varié de $\frac{i_a}{2}$ à 0. De même quand j a varié de 0 à $-\frac{i_a}{2}$.

Puissance électrique perdue dans la commutation.

Deux bobines sont commutées à la fois dans les machines bipolaires. En une seconde, la machine fait N tours, donc il y a $2bN$ commutations. D'où la puissance perdue

$$P_o = \frac{l i_a^2}{4} \cdot 2bN = \frac{bN}{2} i_a (l i_a)$$

ou, par suite, puisque $\Phi_1 \cos \alpha = \Phi_R$ en première approximation :

$$P_c = \frac{\pi}{b} \cdot \frac{n}{b} \cdot \Phi_T \cos \alpha \cdot \frac{bN}{2} i_a \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

$$P_c = nN \Phi_T \cos \alpha \cdot \frac{\pi}{2b} i_a \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

$$P_c = E_o \cdot \frac{\pi}{2b} \cdot i_a \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) \cos \alpha$$

d'où enfin la destruction d'une fraction de la puissance totale égale à

$$E_o \frac{\pi}{2b} i_a \cos \alpha \cdot \cos \left(\frac{\pi}{b} + \gamma \right)$$

ou

$$i_a E_o \frac{\pi}{2b} \cos \alpha \cdot \cos \left(\frac{\pi}{b} + \gamma \right)$$

Tout se passe donc comme si cette puissance se traduisait par l'apparition d'une force contre-électromotrice

$$E_o \frac{\pi}{2b} \cos \alpha \cdot \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

Nature de la transformation d'énergie. — Pour un calage mauvais, cette énergie se transforme en chaleur (étincelle éclatant entre le balai et la lame).

Si le calage est parfait ainsi que la commutation, la seule forme que peut prendre cette énergie intrinsèque $\frac{1}{2} \frac{l i_a^2}{2}$ dans la bobine

commutée est la forme mécanique. Elle se traduit par un couple moteur électromagnétique (action sur le champ inducteur du courant fictif dû à cette force contre-électromotrice $\frac{l i_a}{\theta}$ dans

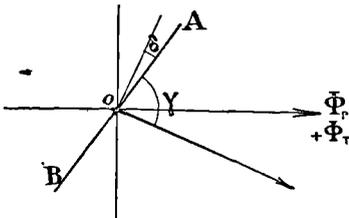


Fig. 228. — Détermination précise du calage des balais.

la bobine). Il n'en est pas moins vrai que la f.é.m. totale disponible est diminuée.

Théorie plus complète. — Cherchons l'expression des flux qui traversent les spires consécutives de la bobine. Soit δ l'angle que fait à un certain moment la spire de queue avec le plan AB. On aura pour ces $\frac{n}{b}$ spires d'anneau (ou conducteurs périphériques) :

$$\begin{aligned} \Sigma \varphi &= \varphi_R \sin (\gamma + \delta) + \varphi_R \sin \left(\gamma + \delta - \frac{2\pi}{n} \right) \\ &+ \dots + \varphi_R \sin \left[\gamma + \delta - \frac{2\pi}{n} \left(\frac{n}{b} - 1 \right) \right] \end{aligned}$$

La f.é.m. induite dans ces $\frac{n}{b}$ spires en série aura pour valeur, si $\delta = \omega t = 2\pi N t$:

$$\sum \frac{d\varphi}{dt} = 2\pi N \varphi_R \left[\cos (\gamma + \delta) + \dots + \cos \left\{ \gamma + \delta - \frac{2\pi}{n} \left(\frac{n}{b} - 1 \right) \right\} \right]$$

ou, comme $\frac{n}{b}$ est toujours beaucoup plus grand que 1 :

$$\varepsilon = 2\pi N \Phi_R \left[\frac{\sin \frac{\pi}{b}}{\sin \frac{\pi}{n}} \right] \sin \left(\gamma + \delta + \frac{\pi}{b} \right)$$

ou encore en remplaçant $\sin \frac{\pi}{b}$ et $\sin \frac{\pi}{n}$ par $\frac{\pi}{b}$ et $\frac{\pi}{n}$

$$\varepsilon = 2\pi N \varphi_R \frac{n}{b} \sin \left(\gamma + \delta + \frac{\pi}{b} \right)$$

On aura donc pour ε_{moy} dans cet intervalle :

$$\varepsilon_{\text{moy}} = 2\pi N \varphi_R \frac{\frac{n}{b}}{\left(\frac{2\pi}{b} \right)} \int_0^{\frac{2\pi}{b}} \sin \left(\gamma + \delta + \frac{\pi}{b} \right) d\delta$$

soit

$$\varepsilon_{\text{moy}} = N n 2 \varphi_R \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) \sin \frac{\pi}{b}$$

$$\varepsilon_{\text{moy}} = N n \Phi_R \cdot \frac{\pi}{b} \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

ou encore, pratiquement, en prenant :

$$\Phi_R = \Phi_T \cos \alpha$$

$$\epsilon_{\text{moy}} = Nn\Phi_T \frac{\pi}{b} \cos \alpha \cdot \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) = E_0 \frac{\pi}{b} \cos \alpha \cdot \cos \left(\frac{\pi}{b} + \right)$$

La perte de puissance sera encore :

$$E_0 \frac{\pi}{b} \cdot \frac{i_a}{4} \cos \alpha \cdot \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

Or, comme deux bobines sont commutées à la fois, nous avons bien :

$$P_c = E_0 \frac{2\pi}{b} \cdot \frac{i_a}{4} \cos \alpha \cdot \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) = E \frac{\pi}{2b} i_a \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$$

$$\text{car } E = E_0 \cos \alpha$$

CAS DES DYNAMOS MULTIPOLAIRES

On trouve encore que la valeur moyenne de cette force contre-électromotrice est donnée par la même formule

$$E_0 \frac{\pi}{2b} \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) \cos p \alpha$$

b étant toujours le nombre de bobines dans l'anneau.

FORME GÉNÉRALE DE LA FORCE ÉLECTROMOTRICE A CIRCUIT FERMÉ

On a trouvé :

$$E_{\text{moy}} = E_0 \cos p \alpha$$

sans tenir compte de la commutation.

Notre formule générale sera :

$$E_{\text{moy}} = (E_0 \cos p \alpha) \left[1 - \frac{\pi}{2b} \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) \right]$$

Dans le cas d'une dynamo bipolaire, on aura :

$$E_{\text{moy}} = (E_0 \cos \alpha) \left[1 - \frac{\pi}{2b} \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right) \right]$$

REMARQUE. — Dans le cas de balais de largeur supérieure à celle d'une lame, le calcul, quoique beaucoup plus compliqué, se mènerait de la même façon.

**CONSTRUCTION GRAPHIQUE DE L'ANGLE DE CALAGE DES BALAIS
CORRESPONDANT A UN RÉGIME I_a**

Valeur du terme $l'i_a$. — On a, suivant nos formules habituelles :

$$l'i_a = 4\pi \frac{n}{b} \cdot n_1 \mu_a S_a I_a \cdot 10^{-9}$$

$$\mathcal{E}'_{I_a(\text{C.G.S.})} = 4\pi \frac{n}{b} n_1 \mu_a S I_a = 4\pi \frac{n}{L_a} I_a \cdot \frac{1}{\frac{1}{\mu_a S}} \left(\frac{n}{b} \right)$$

L_a longueur de l'axe du tore constitué par l'anneau induit, donnée par $L_a = 2\pi \frac{D_e + D_i}{4}$.

Il vient donc :

$$\mathcal{E}'_{I_a} = 4\pi \left(\frac{n}{2} \cdot \frac{I_a}{2} \right) \frac{4n}{b} \cdot \frac{1}{\frac{L_a}{\mu_a S_a}}$$

Or la réluctance \mathcal{R}_a de l'induit, μ_a correspondant au flux résultant Φ_R , nous est donnée, comme nous l'avons vu, par

$$\mathcal{R}_a = \frac{1}{2} \frac{l_a}{\mu_a S_a}$$

S_a = surface de l'induit ; l_a = longueur de la ligne de force moyenne dans l'induit. Nous avons trouvé :

$$l_a = \frac{2\pi}{3} \left(\frac{D_e + D_i}{4} \right) + \frac{D_e - D_i}{2}$$

Il en résulte :

$$l_a = \frac{1}{3} L_a + \frac{D_e - D_i}{2}$$

et

$$\frac{L_a}{\mu_a S_a} = 6 \left[\mathcal{R}_a - \left(\frac{D_e - D_i}{4\mu_a S_a} \right) \right]$$

Comme

$$4\pi \left(\frac{n}{2} \cdot \frac{i_a}{2} \right) = \mathcal{F}_a,$$

il vient donc :

$$\theta_\varepsilon = \mathcal{E}'_{I_a} = \frac{\mathcal{F}_a}{\mathcal{R}'_a} \cdot \frac{4n}{6b} = \frac{\mathcal{F}_a}{\mathcal{R}'_a} \cdot \frac{2n}{3b}$$

en posant

$$\mathcal{R}'_a = \mathcal{R}_a - \frac{D_e - D_i}{4\mu_a S_a}$$

\mathcal{R}'_a jouant le rôle d'une réluctance fictive.

Relation entre le flux Φ_R , l'angle γ et la f.é.m. ε — Nous avons immédiatement :

$$0\varepsilon = \frac{2\pi}{b} \cdot \frac{n}{b} \cdot \Phi_R \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{b}\right) = \frac{\mathcal{F}_a}{\mathcal{R}'_a} \cdot \frac{2n}{5b \sin \frac{\pi}{b}}$$

Dans notre habituelle dynamo d'études, on a : $n = 240, b = 50$

De plus $\sin \frac{\pi}{b} = \sin 6^\circ = 0,105$, d'où :

$$\frac{1}{5 \sin \frac{\pi}{b}} = 5,16$$

Relation générale. — On peut écrire :

$$\Phi_R \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{b}\right) = \Phi_a \left(\frac{\mathcal{R}_a}{\mathcal{R}'_a}\right) \frac{2n}{5b \sin \frac{\pi}{b}} \cdot \frac{b^2}{2\pi n} = \Phi_a \frac{\mathcal{R}_a}{\mathcal{R}'_a} \cdot \frac{b}{5\pi \sin \frac{\pi}{b}}$$

Si Φ_a est constant, $\frac{\mathcal{R}_a}{\mathcal{R}'_a}$ le sera aussi, et inversement.

On voit que, toujours dans le cas de la même dynamo, on a approximativement :

$$\frac{b}{5\pi \sin \frac{\pi}{b}} = 50$$

Graphiques représentatifs. — Cherchons à trouver graphiquement la valeur de l'angle de calage dans deux cas : 1° Ampères-tours inducteurs toujours les mêmes; 2° Ampères-tours accrus quand la machine débite, de manière à compenser la réaction d'induit.

1^{er} CAS. — Sous le bénéfice des hypothèses précédentes, nous connaissons Φ_T, Φ_a et $\Phi_R \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{b}\right)$ ou du moins les forces ma-

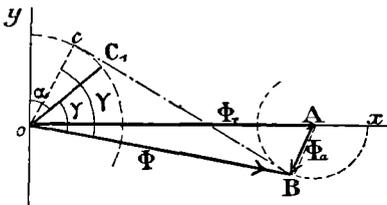


Fig. 229. — Détermination graphique de l'angle de calage.

gnétomotrices qui donneraient naissance à ces flux, si celles-ci existaient respectivement seules.

\mathcal{R}_a ne sera pas constante, car sa valeur $\frac{1}{4} \frac{l_a}{\mu_a S_a}$ dépend de la valeur μ , fonction elle-même du flux résultant Φ_R

dans l'induit. Mais une méthode d'approximations successives nous donnera \mathcal{R}_a aisément.

Génératrice, avec calage de balais en avant (cas général). Le flux d'induit Φ_a a une composante antagoniste (fig. 229). On connaît Φ_a , Φ_1 et $\Phi_R \cos \gamma'$ ou $\Phi_R \cos \left(\gamma + \frac{\pi}{b} \right)$. Le point C du diagramme se déplace sur un cercle de centre O et de rayon $\Phi_R \cos \gamma'$, B sur un cercle de rayon Φ_a C^e; OA — Φ_r est fixe. On voit que le problème revient à mener une tangente commune intérieure aux deux circonférences de rayon $\Phi_R \cos \gamma'$ et Φ_a . On a directement l'angle de calage en $\alpha = \text{YOC}_1$. On a du reste $\text{COC}_1 = \frac{\pi}{b} - \gamma' - \gamma$.

REMARQUE. — On a supposé pour établir la valeur de Φ_a , \mathcal{R}_a constant. Une fois trouvée une première valeur de Φ_R (par une courbe de magnétisme), on en déduit μ_a . D'où

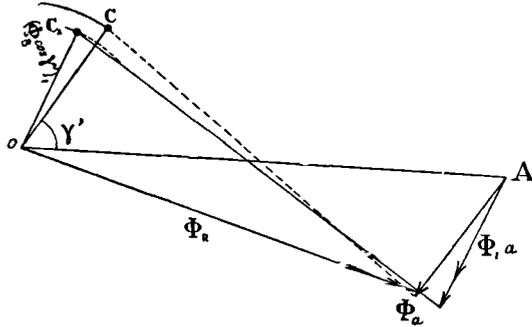


Fig. 250. — Détermination graphique de l'angle de calage.

une nouvelle valeur plus approchée de la perméabilité et de la réluctance, et ainsi de suite. On a indiqué le mode de recherche graphique sur la figure ci-contre (fig. 250).

DIX-SEPTIÈME LEÇON

ÉTUDE DE LA CONSTITUTION MÉCANIQUE DES MACHINES DYNAMOS

PLAN DE L'ÉTUDE MÉCANIQUE

Nous effectuerons cette étude dans l'ordre suivant :

- A. — Induit.
- B. — Inducteur.

A. — ÉLÉMENTS DE LA CONSTITUTION MÉCANIQUE DES INDUITS

Nous étudierons successivement ces divers éléments, savoir :

- I. — Carcasse et tôles d'induit.
- II. — Arbre.
- III. — Collecteur.
- IV. — Enroulement d'induit.
- V. — Frettage.
- VI. — Relation entre la constitution de l'induit et celle du collecteur.

I. — CARCASSES ET TOLES D'INDUITS

Tambour. — Les noyaux d'induit sont généralement constitués

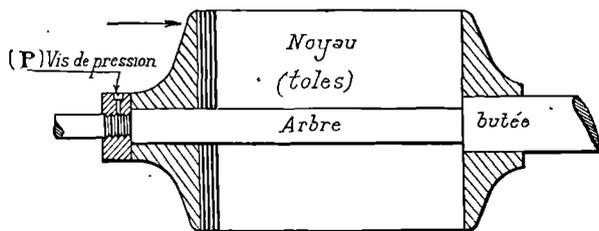


Fig. 251. — Constitution d'un noyau d'induit pour petit tambour.

par des tôles isolées et empilées, serrées par deux rondelles ter-

minales, serrables l'une par rapport à l'autre. Pour les petits tambours, l'alésage intérieur du noyau est égal à l'alésage intérieur de l'arbre de la machine. Exemple (fig. 231), serrage avec un écrou contre une butée. L'écrou est arrêté par une vis de pression P. Pour les tambours plus grands, les noyaux sont portés par une

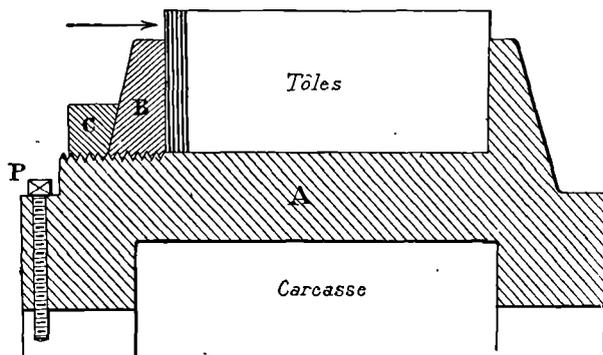


Fig. 232. — Constitution d'un noyau d'induit avec carcasse.

carcasse cylindrique A. Serrage par rondelle B et écrou C sur filet ménagé sur la carcasse A. Une vis de pression P immobilise cette carcasse par rapport à l'arbre (fig. 232).

La disposition de la figure 233 est aussi très employée. La car-

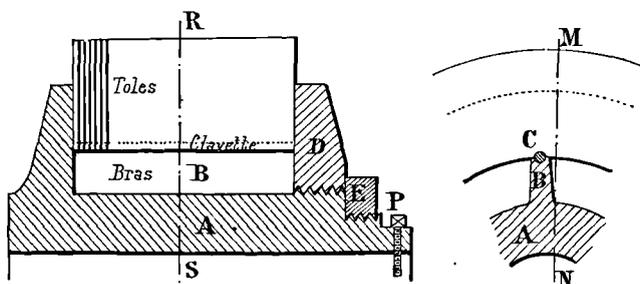


Fig. 233. — Constitution d'un noyau d'induit. Carcasse avec bras intermédiaires.

casse A' (dite lanterne) comporte des bras B portant à leur extrémité des cavités hémicirculaires C faisant face à des cavités correspondantes pratiquées dans les tôles du noyau. Les bras B sont pourvus de nervures. Les cavités C sont garnies de clavettes soudées ou de fils d'entraînement (souvent ceux qui ont servi au montage du noyau induit). Ceux-ci préviennent tout déplacement des

tôles. Serrage par rondelle D avec écrou E. Vis de pression P immobilisant la carcasse sur l'arbre.

Une disposition fréquemment employée est également celle de la figure 255. Elle comporte deux pièces en fonte avec nervures, α

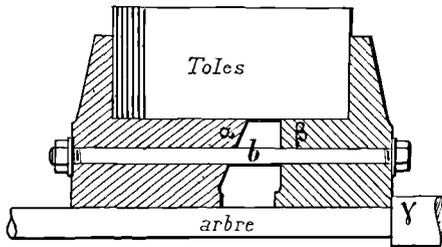


Fig. 255. — Constitution d'un noyau d'induit avec pièces de serrage chevauchées.

et β , alternativement longues et courtes, se faisant vis-à-vis. Elles sont identiques entre elles, mais se chevauchent en quelque sorte. Serrage par boulon *b* ou par écrou (petits modèles) contre une butée γ de l'arbre.

Carcasses en fonte, en général, pour les tambours, dans lesquels les champs intérieurs sont faibles. Au contraire, pour les anneaux (champ intérieur suivant deux balais consécutifs) on emploie des carcasses en bronze ou en laiton.

Tôles. — Pour les petites machines, elles sont produites sous forme annulaire par les constructeurs.

Au-dessus de 1 mètre à 1^m, 50 de diamètre, emploi de segments assemblés, soit par soudure, mais le plus souvent par simple rapprochement. Alors le serrage doit s'effectuer énergiquement, au moins avec deux boulons par segment. Les disques ou rondelles d'extrémités doivent être alors très puissants (fig. 256).

Isolement des boulons. — Est à recommander, à cause des pertes magnétiques par courants de Foucault, mais affaiblit l'assemblage. Souvent les boulons ne sont pas isolés, ce qui est sans grand inconvénient si on dispose les boulons le plus près possible du diamètre intérieur et si on ouvre les trous des tôles qui les reçoivent (fig. 257 a).

Précautions spéciales contre la force centrifuge. — Dans ce cas, au moyen des doigts D de la figure 257 b, on empêche les tôles de s'écarter. Le noyau d'induit joue alors le rôle de volant.

Anneaux. — *Carcasses.* — Comme on l'a dit plus haut, ces carcasses sont généralement en métal non magnétique, car, dans un



Fig. 256. Tôles pour grands induits.

anneau, il y a un ou des champs fixes. Pour diminuer l'induction due à ces champs et les courants parasites qui en sont les conséquences, on évite l'emploi de matériaux magnétiques (fonte) dans ces carcasses. Dans les grandes machines cependant, il serait très coûteux d'employer des carcasses en bronze. On emploie des carcasses

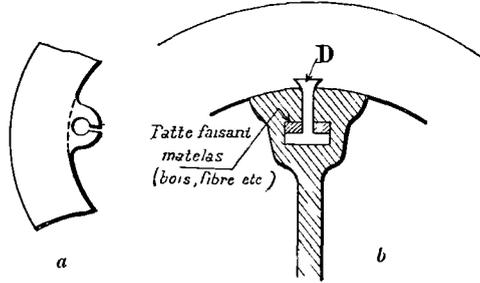


Fig. 257 a et b. — Précautions permettant de supprimer l'isolement des boulons et de combattre la force centrifuge.

en fonte dont on prolonge les bras par des pièces rapportées en métal non magnétique (bronze), de telle sorte que la circonférence intérieure du noyau soit au moins à 10 ou 12 cm. de la carcasse en fonte.

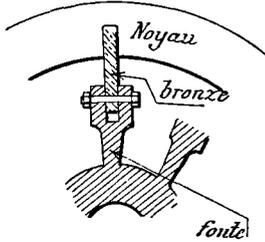


Fig. 258. — Carcasse pour grands induits à anneau.

Isolement des tôles entre elles. — Elles peuvent être isolées par application sur les faces en regard de vernis isolant (silicate de potasse, mélange de benzine, asphalte et huile de lin (utilisation : 80 0/0) ou par des feuilles de papier d'environ 0^{mm},02 d'épaisseur, collées à l'amidon, ou à la gomme-

laque, ou plus épaisses et alors simplement interposées (utilisation : 90 à 92 0/0).

Souvent le noyau ainsi constitué est porté à la presse hydraulique. Il constitue alors un bloc solide. Les rondelles d'extrémité peuvent être aussi choisies plus faibles. Ces rondelles peuvent être faites en bronze au lieu de fonte, pour diminuer les pertes parasites (fig. 258).

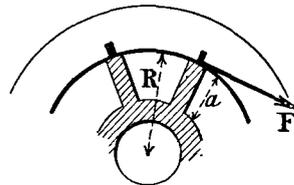


Fig. 259. — Détermination de la section des bras de la carcasse.

Calcul des bras de la carcasse. — Généralement, un effort tangentiel existe à la surface de l'induit (effort moteur si c'est un moteur, effort résistant provenant de l'action

des champs inducteurs sur les courants d'induit si on a affaire à une génératrice). Soit P_{HP} la puissance en chevaux de la machine, R le rayon en cm. au bout du bras. On a pour l'effort correspondant à un bras, si N est la vitesse en tours par seconde et m le nombre de bras :

$$F = \frac{P \cdot 75}{2\pi R N m}$$

a étant la longueur du bras. La section d'encastrement sur le manchon est soumise à un moment fléchissant (fig. 259) :

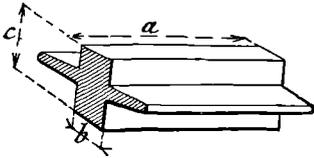


Fig. 240. — Section du bras de la carcasse.

$$M = Fa$$

Si la section du bras est rectangulaire (fig. 240), en faisant abstraction des nervures, mais en prenant par contre un taux

$$S = 1 \text{ kg/mm}^2$$

pour la fonte, légèrement supérieur à celui adopté d'habitude, on a successivement :

$$I = \frac{bc^3}{12} = \frac{\Omega c^2}{5 \cdot 4}$$

$\Omega = bc$ étant la surface de la section,

$$\frac{I}{n} = \frac{I}{c} = \frac{\Omega c}{6}$$

b étant constant. L'équation :

$$\frac{Mn}{I} = R$$

qui devient ainsi :

$$\frac{6Fa}{bc^2} = 1$$

nous donne la section d'encastrement ou la dimension c . Dans la pratique, sauf pour les très grosses machines, pour lesquelles seules, la chose a de l'importance, la plupart du temps les sections des bras, imposées par des considérations d'esthétique ou de fonderie, sont amplement suffisantes pour résister à la flexion.

II. — CALCUL DE L'ARBRE

L'arbre est généralement en acier de très bonne qualité.

Nous avons déjà calculé la longueur l du coussinet de manière qu'il ne soit pas le siège d'une perte abusive de puissance par unité de surface (échauffement et usure anormale, voir page 186, 13^e leçon). L'arbre doit être capable de résister à la flexion, ou plutôt au moment de la flexion $F'a$, résultant de la force centrale appliquée au milieu de la poulie (transportée, on s'en souvient, au milieu du coussinet pour être composée avec P_1).

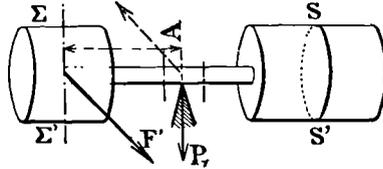


Fig. 241. — Détermination des dimensions de l'arbre.

Ce bras de levier est compté à partir du milieu du coussinet (fig. 241).

Enfin l'arbre doit pouvoir résister au moment du couple de torsion provenant de l'effort moteur appliqué sur la poulie (ou sur le plateau d'accouplement) et à celui dû à l'effort résistant qu'on peut considérer comme appliqué au milieu de l'armature. En regardant cette dernière section comme encastree (ou, en d'autres termes en la prenant pour origine), une section quelconque comprise entre SS' et $\Sigma\Sigma'$ sera soumise à ce couple de torsion. En particulier, la section du milieu du coussinet sera soumise à la fois au moment fléchissant

$$M = Fl$$

et au couple de torsion :

$$C_T = FR$$

F étant l'effort tangentiel moteur et R le rayon de la poulie (FR est le couple de la machine).

Souvent, on ne calcule l'arbre que pour résister à la torsion, mais alors très largement. Dans ce cas, pour un arbre en fer (rare), on aurait :

$$D_{mm}^3 = 0,85 F_{kgs} R_{mm}$$

Pour un arbre en acier :

$$D_{mm}^3 = 0,518 F_{kgs} R_{mm}$$

en tenant compte des taux habituels de sécurité pour le fer et l'acier.

Si on remarque que, N étant toujours la vitesse en mètres par seconde :

$$F_{\text{kgs}} = \frac{P_{\text{HP}} \cdot 75}{2\pi RN} = \frac{p_{\text{watts}} \cdot 75}{756.2 \pi R_{\text{cm}} N},$$

on a, k étant une constante de transformation convenable :

$$FR = \frac{C}{T} = K \frac{p_{\text{watts}}}{N} = K \left(\frac{UI}{N} \right)$$

A étant une autre constante composée avec les précédentes, il vient :

$$D = A \sqrt[5]{\frac{UI_a}{N}}$$

D'après Arnold (*loco citato*), et suivant des chiffres relevés expérimentalement sur une très grande quantité de machines, la valeur de D exprimés en cm. varie de

$$D_{\text{cm}} = 1,8 \sqrt[5]{\frac{UI_a}{N}}$$

à

$$D_{\text{cm}} = 2,5 \sqrt[5]{\frac{UI_a}{N}}$$

Les valeurs données pour les arbres par les formules ci-dessus sont, au moins pour les machines petites et moyennes, très supérieures à celles ressortant du calcul précédent.

Calcul de l'arbre pour résister à la fois à la torsion et à la flexion. — Alors la section doit être partout au moins égale à celle nécessaire pour résister au moment composé :

$$\frac{3}{8} M + \frac{5}{8} \sqrt{M^2 + C^2}$$

formule bien connue de la résistance des matériaux, que nous ne démontrons pas, et dans laquelle M est le moment fléchissant et C le couple de torsion auquel est soumise la pièce.

III. — COLLECTEUR

Il comprend, comme on l'a dit, un certain nombre de *touches* ou *lames* A, reposant sur une *douille* B, et séparées de celle-ci par du *carton comprimé* ou de la *micanite*. Les touches sont isolées

les unes des autres par du mica (cher), de la micanite, de l'amiante, du presspahn, etc. Les lames sont généralement en bronze phosphoreux, la douille en fonte (fig. 242).

Le serrage des lames s'effectue généralement par une bague conique contre un appui pris sur l'arbre de l'induit lui-même (fig. 243).

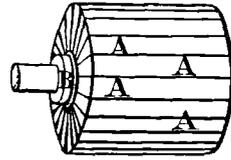


Fig. 242. Constitution d'un collecteur.

Dans certaines machines, le manchon d'induit porte des prolongements contre lesquels

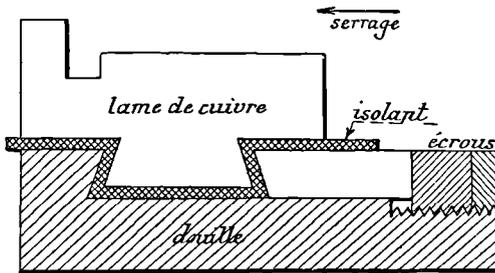


Fig. 244. — Constitution du collecteur.

pièces fixes faisant partie du collecteur et servant de point d'appui.

L'emploi de la bague conique est général. Il permet de ne pas détériorer l'isolant pendant le serrage. La bague de serrage est généralement immobilisée par une vis de pression.

Liaison des fils induits au collecteur par soudure. — Excellent au point de vue contact, mais entraîne des difficultés pour les réparations.

Même liaison par vis. — Propriétés inverses.

IV. — ENROULEMENT INDUIT

Isolement. — Il convient d'isoler très sérieusement la masse de l'induit de l'enroulement. Pour les anneaux lisses, on emploie du coton, du papier, de la toile gomme laquée, de la fibre en feuilles, de la toile micanite. Pour 2000 volts (Thury), on utilise de la toile micanite et du papier jusqu'à une épaisseur de 2,5 mm. et par couches alternées. Pour les grands échauffements, on emploie la micanite et le coton d'amiante.

Anneaux. — Enroulements presque toujours effectués sur induit lisse. Fils ou câbles de section circulaire (la meilleure pour la conservation de l'isolant, mais la plus encombrante), carrée ou méplate (rectangulaire).

Il y a intérêt à ce que le nombre des bobines soit multiple du nombre des bras. Les fils sont soutenus par des cales ou des cloisons isolantes (fig. 244 *a*, *b* et *c*).

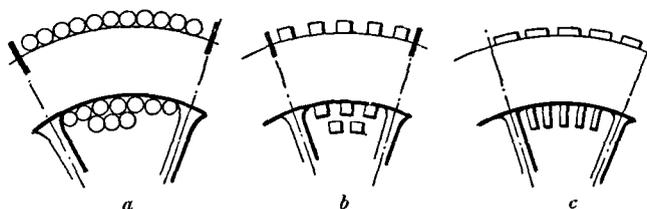


Fig. 244 *a*, *b* et *c*. — Mode d'enroulement des induits anneaux.

Tambours. — Généralement réservés aux induits dentés, ces enroulements peuvent s'effectuer en fils, en barres, ou suivant des bobines de forme.

Enroulements en fils (Tambours). — On dispose dans une encoche des fils successifs d'une même bobine ; suivant que les connexions d'encoche à encoche contenant une même spire se

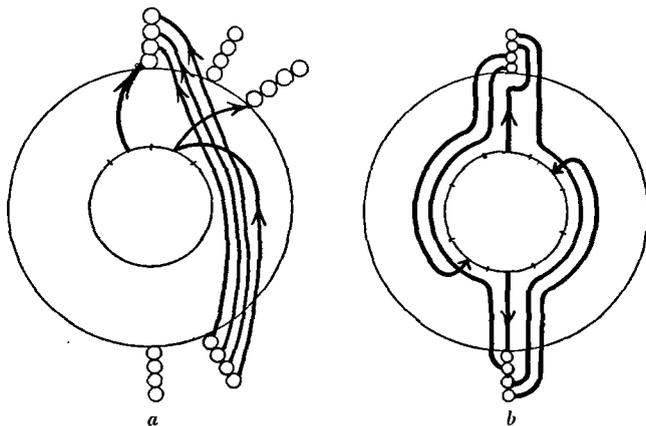


Fig. 245 *a* et *b*. — Enroulement tambour en fils dissymétrique ou pseudo-symétrique.

font d'un même côté ou non de l'arbre, on a l'enroulement dissymétrique ou pseudo-symétrique. En raison de cet aspect, le mode d'enroulement est dit « en chignon » (fig. 245 *a* et 245 *b*).

L'inconvénient des enroulements en chignon est évident. C'est le croisement des fils à un potentiel très différent, et la nécessité de débobiner tout l'induit pour une réparation.

Enroulements en barres. — Ce mode d'enroulement est très pratique. Malheureusement, il y a à craindre les courants de Fou-

cault (échauffement exagéré, diminution du rendement). L'emploi de plusieurs conducteurs en parallèle atténue ces inconvénients, même si ceux-ci, dans une même encoche, ne sont pas isolés autrement les uns des autres que par la légère couche d'oxyde qui s'y développe.

Enroulements avec bobines de forme. — Les connexions des bobines au collecteur peuvent se faire suivant des développantes de cercle. On adopte divers types de connexions de bobine à bobine (souvent par hélices tracées sur des cylindres de rayons très différents), et on complète par des connexions radiales rapportées (soudées) la liaison des bobines au collecteur. Parfois, ces développantes se raccordent sur l'about postérieur, les unes aux autres, par un *faux collecteur* ou *connecteur*. Ce dernier mode tend à être de plus en plus employé.

Rainures et encoches. Les tôles d'induit peuvent être à trous circulaires, ovoïdes, rectangulaires ou elliptiques, à dents ou à

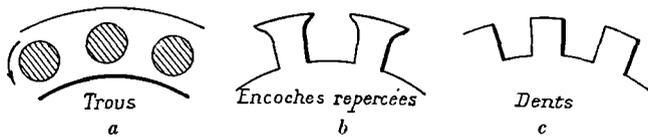


Fig. 246 a, b et c. — Rainures et encoches de tôles d'induit.

encoches largement ouvertes, ou à encoches repercées (fig. 246 a, b et c). Dans le cas de trous ou d'encoches repercées, présentant un isthme très étroit, il est facile de voir que l'on peut employer, sans avoir sensiblement à craindre les courants de Foucault, des conducteurs beaucoup plus massifs. En vertu de la perméabilité des tôles, l'espace vide est en effet soumis à une induction très faible. Dans ce cas, il est également facile de voir que l'effort mécanique résultant de l'action du champ inducteur sur les circuits en mouvement sera supporté, non par les conducteurs, mais par les tôles de l'induit, très précieux avantage.

Au contraire, dans les dents largement ouvertes, un certain nombre de lignes de force passent par l'espace vide. Cependant, tant que la valeur de l'induction dans les dents est inférieure à 17000, cette proportion est très faible. La seule section utile pour le passage du flux est donc celle des dents.

Choix entre l'anneau et le tambour. — Ce dernier l'emporte de beaucoup aujourd'hui. Avantages principaux : emploi d'enroulements de forme, d'un métal magnétique économique (fonte) pour

la carcasse, et de tôles directement clavetées sur l'arbre pour les petits tambours. Meilleure utilisation du fil conducteur.

V. — FRETTES

Dans les induits lisses, il faut empêcher les fils conducteurs d'être soulevés de l'induit par la force centrifuge. Les pôles inducteurs exercent aussi une force sur chaque conducteur induit (de direction donnée par la règle des trois doigts : main droite). Elle tend à s'opposer au mouvement, et elle se résume par un

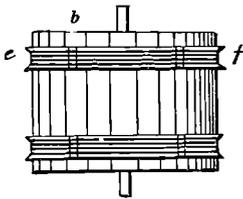


Fig. 247. — Emploi des frettes pour les induits lisses.

couple résistant, égal au couple moteur de la machine, qui entraîne la dynamo. De plus, les pôles inducteurs attirent l'anneau induit, considéré comme un aimant, mais, si la machine est bien symétrique, toutes ces dernières actions s'équilibrent. La force centrifuge, en un point faisant partie d'un système tournant, est dirigée comme on sait, suivant un rayon, et a pour valeur $m\omega^2r$, r étant le rayon, m la masse du point considéré, et ω la vitesse angulaire de rotation. Tant que la liaison du point avec le système mobile n'est pas rompue, le travail de cette force est nul (puisque sa direction est normale au déplacement). Pour empêcher les fils d'induits lisses, et même d'anneaux dentés avec encoches largement ouvertes, de quitter leurs sièges, on les entoure avec des fils f de laiton, d'acier, de bronze siliceux, dits « frettes » immobilisés eux-mêmes par des fils de laiton b , rapprochés et soudés en bague. On interpose, entre l'enroulement induit et les frettes, une toile isolante c (fig. 247).

Les frettes peuvent être simples, ou doubles comme dans le cas de la figure 247.

Calcul des frettes. — Celles-ci étant destinées à empêcher le déplacement radial des conducteurs actifs, ces frettes travailleront donc à l'extension. Appelons n le nombre de conducteurs actifs, s_{cm}^2 et L_{cm} la section et la longueur axiale d'un conducteur, D le diamètre de l'induit en cm. σ le poids spécifique du cuivre, g l'accélération due à la pesanteur en cm/sec. sec. et V la vitesse tangentielle en cm/sec. La force centrifuge totale est donnée par l'expression $\Sigma m\omega^2r$ étendue à tous les conducteurs actifs.

Nous avons donc :

$$F = \Sigma m\omega^2 r = n \frac{sL\sigma}{g} \times \left(\frac{D}{4}\right) \times \frac{V^2}{2}$$

$$F = \Sigma m\omega^2 r = 2n \frac{sL\sigma}{g} \frac{V^2}{D}$$

ou enfin, en remplaçant les quantités constantes par leurs valeurs :

$$F = \frac{nsL}{5,1 \cdot 10^5} \frac{V^2}{D}$$

On prendra par prudence pour L la longueur totale des conducteurs; R taux de sécurité à l'extension des frettes étant choisi, on calculera leur section Ω par la formule :

$$\frac{F}{\Omega} = R$$

Application numérique. — Soit (exemple indiqué par Arnold) V = 2.10³, L = 56, n = 200, D = 52 cm., s = 0,55 cm².

On aura :

$$F = \frac{200 \cdot 0,55 \cdot 56 \cdot 2000^2}{5,1 \cdot 10^5 \cdot 52} = 625 \text{ kgs}$$

Prenons des frettes en bronze siliceux : R = 800 kgs/cm².

On a :

$$\Omega = \frac{625}{800} = 0,78 \text{ cm}^2$$

Le fil ayant 1,2 mm. de diamètre, une section de 1,13 mm², il en résulte le nombre de spires : $\frac{78}{1,13} = 70$, soit 5 frettes de 14 spires chacune.

REMARQUE. — Souvent, sur certaines machines dans lesquelles l'induit n'occupe pas une position absolument symétrique par rapport à l'inducteur, il y a un mouvement de déplacement de l'induit sur les coussinets, suivant que la machine débite ou non. Ce déplacement est dû à l'action exercée par les pôles inducteurs sur les pôles d'induits, et aussi sur les portions transversales A et B (fig. 248) des spires actives.

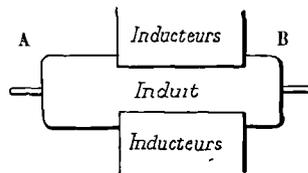


Fig. 248. — Déplacement latéral d'un induit en charge suivant son axe.

VI. — RAPPORT ENTRE LA CONSTITUTION DE L'INDUIT ET CELLE DU COLLECTEUR

Tension entre lames. — En général, sauf pour les enroulements spéciaux, à chaque épanouissement polaire de la machine correspond un pôle d'induit et une région neutre sur le collecteur. U étant la tension de la machine, 2ρ le nombre de pôles, la tension entre deux segments consécutifs sera ainsi : $\frac{2\rho U}{a}$ volts, s'il y a a lames au collecteur. D'après Arnold (*loco citato*) pour 1 amp. $< i_a < 100$ amp., on doit avoir $\frac{2\rho U}{a} \leq 45$ volts — $0,2i$. Au-dessus de 100 amp., on aura :

$$\frac{2\rho U}{a} \leq 20 \text{ à } 25 \text{ volts.}$$

Si n est le nombre de conducteurs périphériques, c une constante comprise entre 0,04 et 0,057 :

$$a_{\text{minimum}} = nc \sqrt{\frac{i_a}{2\rho_1}} \quad (\text{d'après Arnold}).$$

Éléments influant sur le nombre des lames au collecteur. — Le diamètre du collecteur étant généralement inférieur à celui de l'induit, la vitesse périphérique V de celui-ci ne pouvant non plus dépasser une certaine limite, il en résulte une limite supérieure du diamètre du collecteur. D'autre part, l'épaisseur des lames, pour raison de construction, ne peut tomber au-dessous de 5 à 6 mm. (fig. 249). Ces conditions diverses limitent le nombre

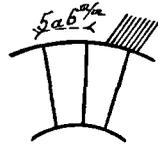


Fig. 249. — Épaisseur minima des lames du collecteur.

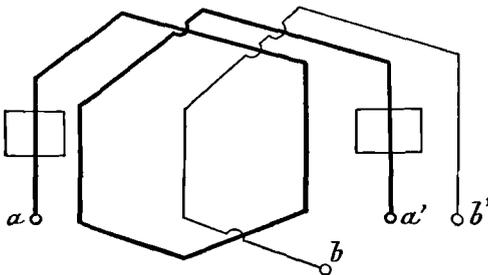


Fig. 250. — Couplage dissymétrique des bobines au collecteur.

des lames. Ces lames sont généralement en bronze phosphoreux, riche en cuivre, forgé dans des matrices ou laminé en ruban de section trapézoïdale. L'angle d'attaque de la bague de serrage varie de 50° à 45° (fig. 244).

Relation entre le nombre de spires et celui des lames ou des bobines. — Le nombre des segments doit être choisi de telle sorte qu'en général il corresponde à une même quantité de spires pour chaque segment. Quelquefois cependant,

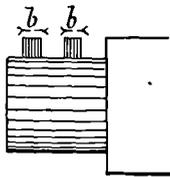


Fig. 251. — Détermination de la surface de contact des balais.

en observant cette condition, on tombe sur un collecteur trop gros. En diminuant de moitié le nombre des sections, on obtient un nombre de bobines insuffisant (exemple : tambour à 192 barres, 96 spires : 96 ou 48 lames). On peut alors adopter un couplage dissymétrique, en constituant, pour 64 lames, une bobine, successivement avec deux, puis avec une spire; tel est le mode de couplage $aa' bb'$ donné par la figure 250.

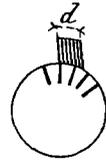


Fig. 252. — Détermination de la surface de contact des balais.

Surface de contact des balais. — En appelant i_a l'intensité maxima en ampères de la machine, on doit avoir, si s est la surface de contact totale des balais de même polarité :

$$s \cong \frac{i_a}{25} \text{ à } \frac{i_a}{55} \text{ cm}^2 \text{ (métallique) et } s \cong \frac{i_a}{5} \text{ à } \frac{i_a}{10} \text{ cm}^2 \text{ (charbon)}$$

Les balais en charbon, quand la surface de refroidissement augmente par rapport à la section de passage du courant, peuvent supporter une densité de courant plus forte.

Largeur des balais $\left\{ \begin{array}{l} \text{en cuivre. 3 à 5 cm.} \\ \text{en charbon. 2 à 4 cm.} \end{array} \right.$

L'épaisseur varie de 1,5 à 5 fois la valeur de la largeur mesurée suivant l'axe. La surface totale des balais à employer, S , détermine, la dimension d étant fixe, le nombre v de balais (fig. 251 et 252) :

$$v = \frac{S}{bd} \text{ (} b \text{ largeur des balais).}$$

B. — ÉLÉMENTS DE LA CONSTITUTION MÉCANIQUE DES INDUCTEURS

Différentes formes du circuit magnétique. — *Types bipolaires.* — Le type bipolaire comprend un certain nombre de classes : le type

en C (à une bobine inductrice) encore avantageusement employé (fig. 255) comme le type supérieur (Gramme), deux bobines excitatrices (fig. 254); le type cuirassé, avantageux au point de vue mécanique, mais difficile d'accès et d'entretien (fig. 255);

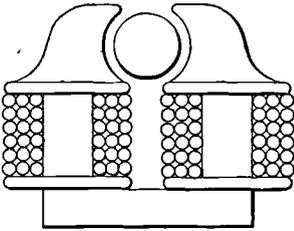


Fig. 254.
Bipolaire type supérieur.

enfin, le type Manchester à deux circuits magnétiques en paral-

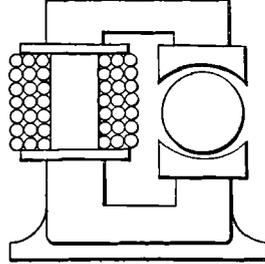


Fig. 255.
Bipolaire, type en C.

lèle, comme dans le type cuirassé (fig. 256). Mais, par rapport à cette dernière disposition, le type Man-

chester présente le désavantage d'avoir les amp.-tours installés sur les dériva-tions, donc d'exiger le double d'amp.-tours, à induction égale, que la machine type supérieur ou cuirassé. Il est vrai que les sections embrassées par les enroulements étant deux fois plus faibles dans la machine type Manchester, la longueur développée des conducteurs d'une des bobines par-tielles sera $\sqrt{2}$ fois plus faible. (Voir

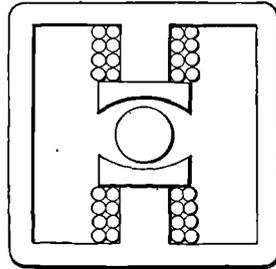


Fig. 255. — Type cuirassé.

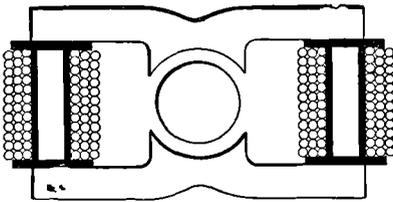


Fig. 256. — Type Manchester.

page 152, 11^e leçon). Mais, comme il y en a deux, il y aura $\sqrt{2}$ fois plus de cuivre employé pour le même effet magnétique.

Types multipolaires. — Ils dérivent du type cuirassé bipolaire (pôles radiants) et du type Manchester (Thury).

Ce dernier donnant lieu à une construction très délicate, et à un emploi plus élevé d'amp.-tours pour un même effet magnétique, tend à être abandonné; il a cependant donné des résultats excellents (fig. 257 *a* et *b*).

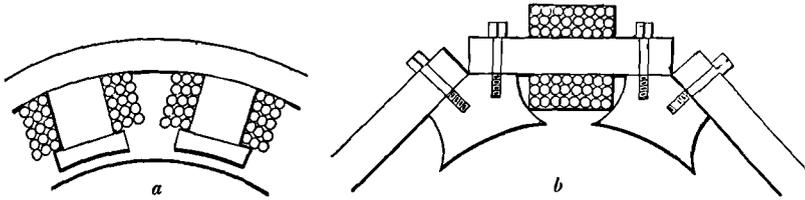


Fig. 257 a et b. — Type à pôles radiants. Type Manchester ou Thury.

Constitution des inducteurs. — En acier coulé doux, quelquefois (rare) en tôles de fer isolées comme pour l'induit. Les noyaux de bobines, qui constituent toujours un isthme géométrique pour le flux, sont, pour éviter une augmentation de réluctance, constituées par de l'acier coulé.

Quant aux carcasses, on les faisait autrefois en fonte, aujourd'hui en acier coulé. Au point de vue du coût immédiat, il n'y a aucune différence, car la fonte exige, pour un flux donné, une section double de celle réclamée par l'acier, mais celui-ci coûte deux fois plus cher. La machine à inducteurs en fonte pèse donc plus lourd, et immobiliserait aussi $\sqrt{2}$ fois plus de cuivre sur les inducteurs, si les noyaux des bobines étaient (ce qui n'est pas) aussi en fonte.

Montage des bobines inductrices. — Elles peuvent être montées sur des manchons métalliques (tôles, laiton,) ou simplement rigides (*fibres*, isolant quelconque, offrant des qualités mécaniques suffisantes), et se démonter ainsi tout d'une pièce, ou bien elles peuvent être enroulées sur les noyaux préalablement recouverts d'une gaine isolante (fig. 258).

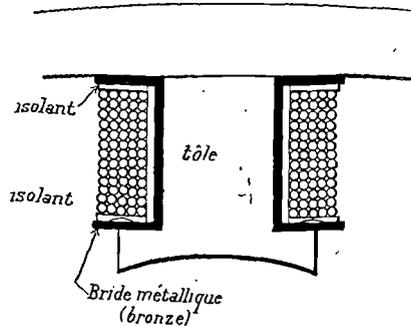


Fig. 258. — Montage des bobines inductrices.

Les enroulements inducteurs série sont constitués maintenant, de préférence, par des bandes méplates de cuivre moins encombrantes, donnant un montage plus mécanique, et, en raison de leur faible épaisseur, pouvant impunément supporter une densité de courant plus forte que les conducteurs cylindriques de forte section.

DIX-HUITIÈME LEÇON

ESSAIS DES MACHINES DYNAMOS A COURANTS CONTINUS

PRÉAMBULE — NATURE ET IMPORTANCE DES ESSAIS

Nous résumons ci-dessous les principaux essais qu'il convient, à notre avis, de faire subir aux machines dynamos. Ce programme d'essais et cet énoncé des conditions à réaliser ont été établis en collaboration avec M. le capitaine d'artillerie Cordier, ingénieur-électricien de l'Université de Grenoble, professeur d'électricité industrielle à l'École d'application de l'artillerie et du génie de Fontainebleau. La haute compétence de M. le capitaine Cordier en matière de construction donne à cette étude une valeur pratique des plus sérieuses, justifiée par la part de beaucoup la plus considérable qui lui revient dans l'œuvre commune.

L'industriel qui achète une machine dynamo exige qu'elle fonctionne dans des conditions déterminées de charge, de surcharge momentanée, de voltage, etc., autrement dit, il exige des garanties de *bon fonctionnement dans l'emploi*.

Il veut, en outre, que la dynamo soit solidement construite et qu'elle ne risque pas d'entraîner, par un arrêt résultant d'une construction défectueuse, des chômages prolongés, toujours très coûteux pour l'exploitant.

Il veut que l'entretien soit facile et peu coûteux, c'est-à-dire qu'il exige des garanties de *bonne construction et de durée*.

Enfin, il attache une grande importance au *rendement industriel*.

De toutes ces garanties, celles qui sont les plus importantes sont celles qui se rapportent à la construction et, par conséquent, à la durée, aux risques de chômage.

Elles ne peuvent être obtenues que si les matériaux employés dans la construction sont essayés avant d'être utilisés et si la construction, proprement dite, est contrôlée dans tous ses détails, non seulement par le constructeur, mais aussi par l'acheteur.

Lorsque la machine est construite, on ne peut vérifier que son fonctionnement dans les conditions spécifiées au cahier des

charges et son rendement, c'est-à-dire les éléments qui n'ont qu'une importance relativement faible, si on les compare à la bonne construction et aux garanties qu'on est en droit d'attendre d'elle.

Les essais d'une dynamo doivent donc, à notre avis, comporter :

I. Des essais des matières entrant dans la construction ;

II. Une surveillance de la construction, comprenant elle-même des vérifications de toutes les parties essentielles de la machine ;

III. Des essais après construction.

Les cahiers des charges devront contenir des clauses visant ces trois catégories d'essais et de vérification. Evidemment, il est inadmissible que l'acheteur, ou son agent réceptionnaire, fasse les essais de tous les matériaux entrant dans la construction ; ce serait une sujétion trop lourde pour lui et le constructeur ne l'admettrait pas ; mais l'acheteur est directement intéressé à ce que le constructeur se préoccupe de la qualité des matériaux qu'il emploie, et, en lui demandant communication des résultats qu'il a obtenus dans ses essais de tôles, d'isolants, etc..., il l'obligera à faire des essais qu'il négligerait peut-être, s'il ne voyait pas l'acheteur s'en préoccuper.

(On pourrait citer, à l'appui de cette opinion, des constructeurs qui, n'ayant fait subir aucun essai à leurs tôles d'induit, sous prétexte qu'elles provenaient d'une maison produisant des tôles irréprochables, se sont vus obligés de démolir plusieurs induits de machines puissantes et de subir des pénalités pour retard dans la livraison. Si l'acheteur avait imposé des essais des matériaux employés, il aurait évité ces mécomptes au constructeur).

Par contre, il paraît indispensable que la construction proprement dite soit contrôlée par l'acheteur dans les ateliers du constructeur.

Si cette opération ne peut être faite par l'acheteur lui-même parce qu'il n'a pas la compétence voulue, il est indispensable qu'elle soit faite en son nom, car il est reconnu que les meilleurs constructeurs livrent parfois des machines dont la construction n'est pas tout à fait irréprochable : les machines satisfont aux essais après construction, elles ont un bon rendement, leur fonctionnement est parfait pendant quelque temps, puis, les délais de garantie étant passés, survient un accident grave qui met la machine hors service.

L'examen des causes de l'accident montre généralement qu'un

détail de construction n'a pas été l'objet de soins assez minutieux ou qu'un « loup » habilement masqué a échappé à la surveillance du contremaître et de l'ingénieur chargés de la construction.

L'acheteur doit nécessairement se prémunir contre des éventualités de cette nature et il faut qu'à tout moment il puisse vérifier la construction d'une machine qui lui est destiné.

Il est indispensable que ces habitudes de contrôle passent dans nos mœurs, que l'acheteur sache les faire tolérer et que le constructeur arrive à se convaincre qu'il a intérêt à s'y soumettre pour se défendre contre des complaisances qu'il a pour lui-même au détriment de sa réputation ou qu'il est obligé d'avoir pour son personnel.

Les essais après construction sont admis par tout le monde ; ce sont les seuls qui soient imposés au cahier des charges, et on a l'habitude de les faire très complets pour se dispenser de faire ceux dont il vient d'être question. A notre avis, ils ne donnent que des renseignements — intéressants sans doute — mais d'un intérêt moins grand que ceux qui touchent à la construction proprement dite de la machine.

Dans la présente étude, on ne s'occupera pas de tous les essais que l'on peut exécuter sur les matériaux de construction ou sur toutes les parties constitutives d'une dynamo ; on se contentera de signaler les points particuliers sur lesquels l'attention de l'acheteur doit être appelée et on étudiera en détail les méthodes d'essais en ce qui concerne les épreuves qu'il y a lieu de faire subir aux machines pour s'assurer de leurs qualités et des garanties qu'elles sont susceptibles de donner au point de vue du fonctionnement, de la durée et du rendement.

I. ESSAIS DES MATÉRIAUX

ENTRANT DANS LA CONSTRUCTION D'UNE DYNAMO

Les matériaux entrant dans la construction d'une dynamo sont :

A). — *Pour les parties magnétiques.* — Le fer doux en tôles de 5/10 à 5/10 de millimètre d'épaisseur (armatures d'induits).

L'acier extra-doux }
La fonte } Carcasses magnétiques.

B). — *Pour les parties électriques.* — a). *Conductrices.* — Le cuivre électrolytique en fils isolés au coton ou en câbles isolés (enroulements d'induits).

Le cuivre en bandes }
 Le laiton } pièces de connexion.
 Le bronze }

b). *Isolantes.* — Le mica, la micanite;

La fibre, l'ébonite;

Les produits spéciaux : l'ambroïne, la vulcanite, etc....;

L'amiante;

Le vernis à la gomme-laque.

C). — *Pour les parties mécaniques.* — Le bronze (coussinets, bagues de graissage);

Le laiton;

Le maillechort;

L'acier { doux } arbres, boulons, écrous;
 { demi-dur }
 { dur (pièces mécaniques non soumises à l'extension ni au cisaillement);

L'acier au nickel (pièces inoxydables);

La fonte (paliers, bâti).

A. — MATÉRIAUX ENTRANT DANS LA CONSTRUCTION DES PIÈCES MAGNÉTIQUES

Fer doux de 3/10 à 5/10 de millimètre d'épaisseur. — Ces tôles de fer doux doivent être livrées recuites; leur coefficient d'hystérésis mesuré au moyen de l'hystérésimètre Blondel-Carpentier ou de l'hystérésimètre Ewing doit être inférieur à 0,0016.

Le constructeur enverra en communication le bulletin d'essai de ces tôles.

Acier extra-doux et fonte pour carcasses magnétiques. — Le constructeur fera des essais de perméabilité de ces matériaux — par exemple au perméamètre Hopkinson, etc....

L'acheteur sera renseigné sur la provenance des pièces moulées.

B. — MATÉRIAUX ENTRANT DANS LA CONSTRUCTION DES PIÈCES ÉLECTRIQUES

Fils de cuivre isolés. — *Cuivre en bandes, etc....* — L'acheteur devra être renseigné sur la provenance des fils isolés et sur la qualité des isolants.

Le constructeur utilisera des fils isolés, trois couches de coton non gommelaqués ou mi-gommelaqués par ses soins au moment de l'enroulement.

Pour les diamètres supérieurs à 50 10, il emploiera de préférence des fils câblés.

Le cuivre en bandes sera reçu laminé — sans criques.

Le laiton sera livré en feuilles.

Le bronze sera livré en pièces moulées ou en rondins tréfilés.

Isolants. — Le constructeur fera des essais de réception ayant pour but de rebuter les matières qui ne donneraient pas les garanties d'isolement voulues. Il soumettra les isolants à une tension alternative double ou triple de la tension normale et rebutera ceux qui ne supporteraient pas cette épreuve.

Il rebutera le mica non transparent, sali par des minerais conducteurs.

Le vernis à la gomme laque devra être à base d'alcool éthylique et ne pas contenir d'alcool méthylique.

L'acheteur se bornera à vérifier la qualité de ces matières pendant la construction.

C. — MATÉRIAUX ENTRANT DANS LA CONSTRUCTION DES PIÈCES MÉCANIQUES

L'acheteur ne peut imposer que la qualité de l'acier de l'arbre et la qualité du bronze des coussinets. La provenance seule suffit dans beaucoup de cas.

Le constructeur préférera les arbres en acier doux aux arbres en acier mi-dur; pour les petites machines ils seront cimentés, trempés et rectifiés à la meule.

Pour les grandes machines, il est préférable d'employer l'acier mi-dur à cause des difficultés que présentent la cémentation et la trempe des portées.

Les pièces en bronze doivent être exemptes de soufflures. On préférera le bronze phosphoreux au bronze ordinaire pour la construction des coussinets lorsque les portées des arbres seront trempées.

Les pièces en fonte devront être exemptes de soufflures. Toutes ces pièces devront présenter une dépouille suffisante dans les parties qui doivent être usinées.

On peut rattacher à ce genre d'épreuve l'examen des dispositions mécaniques d'ensemble de la machine, c'est-à-dire l'examen par l'acheteur des dispositions particulières qui seraient de nature à faciliter le montage et le démontage, le service dans les conditions d'emploi et l'entretien.

L'attention de l'acheteur se portera sur les points suivants :

a) Poids des pièces démontables : ajouter, s'il y a lieu, des anneaux de manœuvre.

b) Incidents pouvant survenir dans le montage et moyen d'y remédier.

c) Dispositions à prendre en vue de faciliter les réparations.

d) Graissage des paliers. — Graisseurs à bagues. — Niveau d'huile. — Vidange des graisseurs.

II. — ESSAIS DE VÉRIFICATIONS EN COURS DE CONSTRUCTION

Ils sont d'ordre électrique et d'ordre mécanique.

VÉRIFICATIONS ET ESSAIS D'ORDRE ÉLECTRIQUE

Les essais et vérifications d'ordre électrique comprennent :

- | | | | | |
|--|---|--|---|--|
| a) Essais
d'
isolement
de
l'induit | } | avant soudure
des sections
avec
les lames du
collecteur

après soudure | } | de chaque section avec la masse,
de chaque section avec les sections voisines dans la même encoche,
de chaque section avec les voisines sur les faces latérales de l'induit,
avec la masse. |
| b) Essais d'isolement
des lames du collecteur | } | avant le montage du collecteur. | | |
| c) Essais d'isolement
de
l'inducteur | } | avec la masse. | | |
| d) Vérification de l'isolement de l'induit après montage et soudure des sections. Recherche des défauts d'isolement avec la masse. | | | | |

a) Ces essais se font en appliquant entre chaque section et

les pièces, par rapport auxquelles on vérifie l'isolement, une tension alternative égale à deux ou trois fois la tension normale.

Un plomb fusible, placé dans le circuit d'essai, fond lorsque l'on tombe sur un défaut d'isolement. La vérification des bagues isolantes et de tous les isolants se fait par le même procédé.

b) Les essais d'isolement des lames du collecteur entre elles se font de la même manière.

c) La mesure de l'isolement de l'inducteur par rapport à la masse se fait au moyen de l'ohmmètre. Il y a lieu de ne pas accepter l'enroulement des bobines inductrices sur des cadres métalliques. Ces cadres sont très difficiles à isoler d'une façon convenable.

d) La vérification de l'induit se fait par l'une quelconque des méthodes connues (Méthode de Marcel Depretz — Méthode de M. Brousse). Ces méthodes permettent de reconnaître la ou les sections qui sont à la masse.

Méthode Brousse. — Elle peut être appliquée sous plusieurs formes. En voici une des plus commodes. On insère dans un circuit de force électromotrice E donnée une résistance R et un galvanomètre de grande résistance g . On déplace un balai b , en communication avec un des pôles du circuit, sur les lames du collecteur. L'autre pôle est mis à la masse. Si une lame du collecteur se trouve à la masse quand le balai en se déplaçant l'atteint, le galvanomètre éprouve une vive impulsion (fig. 258).

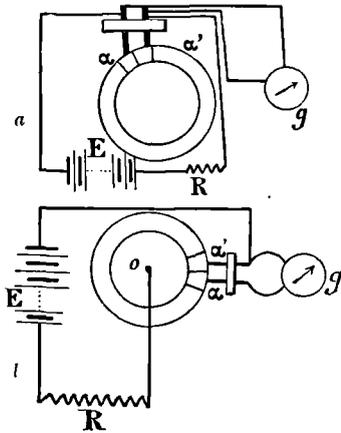


Fig. 259 a et b. — Vérification de l'isolement de l'induit. Méthode Marcel Depretz.

On peut faire le même essai avec les bobines, avant soudure au collecteur, en remplaçant le balai b par une connexion mobile (serre-fil) très soignée. Les variantes sont nombreuses.

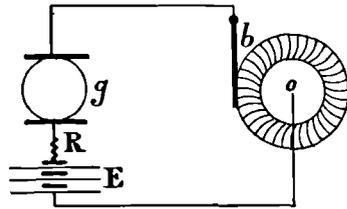


Fig. 258. — Vérification de l'isolement de l'induit. Méthode Brousse.

Méthode Marcel Depretz. — Soit deux barrettes métalliques réunies par une monture isolante. Un galvanomètre est branché entre ces barrettes. Les deux pôles d'un circuit constitué par une force électromotrice E et une résistance R aboutissent à ces deux barrettes. Quand l'isolement entre deux lames est insuffisant, on obtient une déviation anormale au galvanomètre (fig. 259 *a*).

Ce même dispositif permet de contrôler aussi l'isolement par rapport à la masse de la façon indiquée par la figure 259 *b*.

VÉRIFICATIONS D'ORDRE MÉCANIQUE

Les vérifications d'ordre mécanique comprennent :

- a*) La vérification des dimensions de l'arbre, des portées, etc....;
- b*) La vérification des rainures de l'induit;
- c*) La vérification des dimensions de la lanterne (pièce réunissant l'induit à l'arbre);
- d*) La vérification des boulons et écrous de serrage et de construction;
- e*) La vérification de l'équilibre de l'induit;
- f*) La vérification de la fixation de l'induit sur l'arbre;
- g*) La vérification des coussinets;
- h*) La vérification des organes de graissage;
- i*) La surveillance de la fabrication du collecteur;
- j*) La surveillance de la fabrication des porte-balais;
- k*) La surveillance de la qualité des charbons;
- l*) L'essorage avant enroulement;
- m*) Le gomme-laquage général.

a) Les portées doivent toujours être rectifiées à la meule. Si l'arbre a été trempé, s'assurer qu'il n'a pas été faussé à la trempe ou que le redressage n'a pas occasionné de criques au corps de l'arbre.

b) Les rainures peuvent résulter de l'empilage de tôles poinçonnées ou être faites à la fraise.

Dans le premier cas, il faut vérifier qu'il ne reste aucune bavure des tôles risquant de déchirer les isolants pendant la construction. Un mandrin doit traverser les rainures pour faire disparaître toutes les bavures qui pourraient exister.

Lorsque les rainures sont faites à la fraise, il faut vérifier l'écartement des rainures entre elles.

Les tôles d'extrémité doivent être plus épaisses que celles de la partie médiane ou bien les tôles d'induit doivent être maintenues à leurs extrémités par des rondelles de serrage.

c) Il ne doit y avoir aucun jeu entre l'arbre et son logement dans la lanterne.

d) Les vis et les écrous se font en acier doux. Vérifier ces pièces avant emploi et s'assurer que les vis et leurs écrous sont en prise sur plus de 4 à 5 filets.

e) L'équilibre de l'induit se vérifie en plaçant cet organe monté sur l'arbre de façon que l'arbre porte par ses extrémités sur deux couleaux; on s'assure qu'il n'y a pas de balourd; ou on corrige ce défaut en ajoutant du plomb à la lanterne.

f) Vérifier si la fixation de l'induit par rapport à l'arbre est assurée, si elle est faite avec le soin et la solidité voulus.

g) Les coussinets doivent être exempts de soufflures. Les pattes d'araignée doivent être larges, profondes et assurer une circulation de l'huile du milieu du coussinet vers les extrémités.

h) Les bagues de graissage doivent être travaillées avec soin, de manière qu'elles ne s'immobilisent pas pendant la marche; leur section doit être telle qu'elles ne se collent pas contre l'un des bords du coussinet.

i) Le collecteur doit être serré dans un manchon légèrement conique avant de recevoir ses rondelles latérales de serrage. L'isolement du collecteur par rapport aux rondelles de serrage doit être assuré au moyen d'une bague de mica. Il faut s'assurer que ces bagues ne portent pas jusqu'au fond de leur logement dans le collecteur afin de permettre les serrages ultérieurs de ce collecteur.

Il est essentiel de remplir de gomme-laque tous les interstices dans lesquels la poussière de charbon pourrait créer, en s'y accumulant, des courts-circuits entre les lames du collecteur.

j) L'organe d'appui d'un porte-balai doit être distinct de la pièce conductrice du courant. Cette dernière doit pouvoir être serrée fortement sur la tige support des porte-balais.

Les ressorts d'appui doivent être vérifiés après trempe au point de vue de leur élasticité. Il y a lieu de préférer les ressorts à boudins aux ressorts pincettes. Ces derniers donnent un serrage trop énergique et se détériorent rapidement.

k) Vérifier si les balais sont symétriquement répartis sur le collecteur et si, dans une même rangée, les balais se trouvent sur le même alignement. Dans les machines enroulées en série pa-

rallèle, l'oubli de cette précaution peut avoir pour résultat de donner lieu à des étincelles aux balais par la mise en court-circuit d'une série de sections homologues.

l) Lorsque les rainures ont été faites à la fraise, il est indispensable que le bloc des tôles constituant l'armature d'induit soit essoré après résinage, afin que l'eau de savon ou l'huile qui reste entre les tôles ne vienne pas salir les enroulements et diminuer l'isolement de la machine.

m) Le gomme-laquage doit être fait à quatre couches au moins pour l'induit et à deux couches au moins pour l'inducteur. Cette opération a une grande importance. (Une génératrice de 150 kw. à 150 tours a chômé plus d'une semaine à la suite d'un court-circuit entre l'induit et la masse. Ce court-circuit avait été occasionné par un dépôt de vapeur d'eau dans les rainures, dépôt qui n'aurait pu se produire si le gomme-laquage avait été fait par le constructeur avec le soin voulu).

Lorsque la machine est terminée, il est bon de la faire tourner à vide pendant plusieurs jours, en observant la manière dont se comportent les organes mécaniques et en particulier les coussinets. La machine est ainsi entraînée jusqu'à sa vitesse normale.

Lorsqu'elle est prête à subir ses essais après construction, on peut vérifier à la fois la construction mécanique et électrique en la soumettant à l'épreuve suivante :

ÉPREUVE FINALE APRÈS CONSTRUCTION ET AVANT ESSAIS

Les balais étant relevés, l'induit est amené à une vitesse de rotation telle que la vitesse périphérique de l'induit soit de 30 mètres par seconde et les inducteurs, couplés en deux séries en quantité, sont alimentés sous la différence de potentiel normale.

L'induit tourne ainsi dans le champ maximum que la machine est susceptible de donner et à une vitesse supérieure à sa vitesse de régime.

La durée de cet essai peut être très courte, dix minutes. Elle est suffisante pour amener la destruction des sections dont l'isolement serait défectueux et pour faire chauffer les paliers dont la construction n'aurait pas été suffisamment soignée. Dans cette épreuve, les inducteurs reçoivent une intensité quadruple de l'intensité normale. Ils doivent pouvoir supporter cette fatigue pendant dix minutes sans s'échauffer d'une façon dangereuse.

III. — ESSAIS EFFECTUÉS APRÈS LA CONSTRUCTION

- 1° Vérifications des isolements.
- 2° Tracé des diagrammes des potentiels au collecteur.
- 3° Tracé de la caractéristique à circuit ouvert.
- 4° Essai en charge
 - a) Tracé de la caractéristique externe.
 - b) Essai en charge proprement dit.
 - c) Évaluation du rendement en exploitation.

1° **Vérifications des isolements.** — Bien que ceux-ci aient été vérifiés en cours de construction, il est bon de refaire cette vérification quand la machine a été échauffée par une marche à P.C. (ohmmètre, méthode du voltmètre de résistance connue). La résistance d'isolement à chaud est toujours inférieure à celle à froid. Isolement, à froid, à imposer dans un cahier des charges : 300,000 ohms par 100 volts de tension normale.

2° **Tracé du diagramme des potentiels au collecteur.** — Cette épreuve permet de se rendre compte des défauts d'uniformité de l'entrefer et, dans les machines à plusieurs champs en parallèle, des défauts d'uniformité de ces champs.

L'entrefer peut avoir une épaisseur variable, bien que l'alésage de l'inducteur et le tournage de l'induit aient été faits avec soin, si une erreur de rabotage des paliers a produit un décentrage de l'induit par rapport à l'inducteur.

En ce qui concerne le défaut d'uniformité des champs, il peut résulter de la présence de soufflures à l'intérieur de la carcasse magnétique ou des pièces polaires. Ce dernier défaut, qu'aucune vérification n'a pu révéler en cours de construction, a pour résultat d'occasionner des courants de circulation dans les circuits électriques d'une machine multipolaire en quantité. (Des défauts de cette nature ont été révélés plusieurs fois par le tracé de ce diagramme).

Le tracé des diagrammes des potentiels au collecteur permet de mettre ce défaut en évidence, et cette épreuve présente de l'intérêt pour ce motif, mais il semble qu'il est plus exact de faire une mesure directe des courants de circulation dans les lames de connexion en découplant les circuits individuels de la machine et mesurant l'intensité dans chacun d'eux.

Les diverses intensités constatées dans les circuits individuels

sont égalisées en déterminant par l'expérience le nombre d'ampères-tours qu'il convient d'ajouter ou de retrancher à certains pôles pour obtenir ce résultat.

Le nombre des spires à ajouter et la section des fils se déduisent du nombre d'ampères-tours existant sur chaque pôle et du nombre d'ampères-tours à ajouter ou à retrancher pour corriger la machine.

Le tracé du diagramme des potentiels au collecteur, ou mieux, des forces électromotrices développées dans les groupes de bobines comprises entre un balai et un point b du collecteur, peut s'effectuer par l'une ou l'autre des méthodes suivantes :

Tracé de la courbe des potentiels au collecteur à vide.

Méthode Mordey. — Soit une machine bipolaire, pour fixer les idées. Les deux balais B_1 et B_2 étant fixes, on déplace un petit balai b en repérant ses positions successives sur un cercle divisé comprenant autant de divisions qu'il y a de lames au collecteur.

Un voltmètre V est établi entre B_1 et B_2 , un autre U entre b et B_1 , ce dernier étant, par exemple, le balai négatif. La machine est mise à vitesse normale et à excitation normale (à vide, B_1 et B_2 étant calés suivant la ligne neutre). Le rapport des indications de U et V nous permettra de calculer les ordonnées de la courbe des différences de potentiel entre deux lames coïncidant avec b et B_1 à un même moment, en fonction de la distance angulaire de b au balai B_1 . Il est meilleur de prendre les rapports des lectures U et V , de manière à se mettre à l'abri d'une variation accidentelle et momentanée dans le régime de la machine, que d'adopter simplement les lectures sur U (fig. 260).

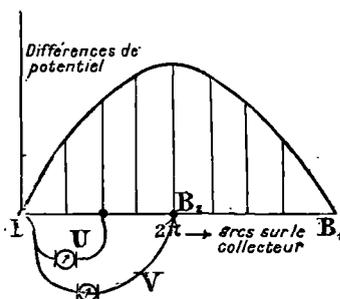


Fig. 260. — Tracé de la courbe des potentiels au collecteur à vide (Mordey).

Dans le cas d'une machine multipolaire, la chose est aussi simple. L'aspect de la courbe permet de voir si l'équilibre magnétique existe bien dans ces divers entrefers (fig. 261 a).

On pourra, comme on l'a dit tout à l'heure, en reliant par un ampèremètre les balais de même polarité, constater ou non l'existence de courants de circulation qui peuvent être plus ou moins

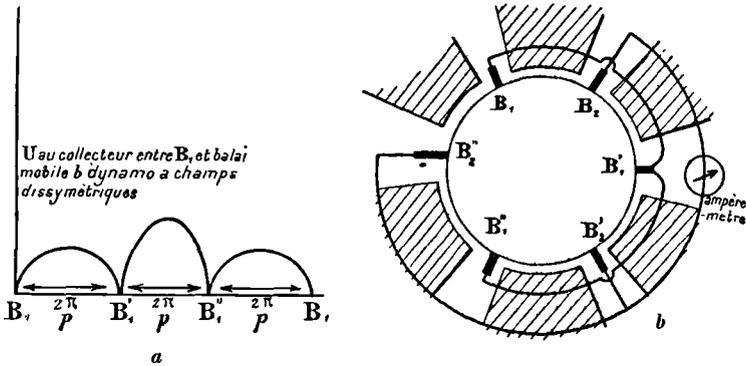


Fig. 261 a et b. — Déséquilibre magnétique dans une machine multipolaire. Procédé de contrôle.

considérables, suivant le déséquilibre magnétique de la machine (fig. 261 b).

Pour éviter les difficultés dues aux oscillations permanentes de l'aiguille du voltmètre U, étant donnée la construction géné-

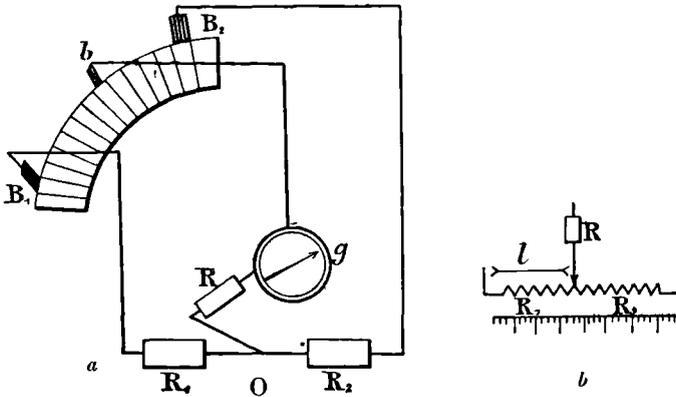


Fig. 262 a et b. — Dispositif Swinburne pour tracé de la courbe des potentiels au collecteur.

ralement sommaire du petit balai *b* dont la résistance de contact avec les lames varie à chaque instant du mouvement, on peut employer la disposition Swinburne, à savoir :

Relier B₁ et B₂ par une résistance R₁ + R₂ de somme constante,

le rapport $\frac{R_1}{R_2}$ pouvant varier. Un galvanomètre g , placé en série avec une résistance R dans le circuit bO , est à l'équilibre quand il ne passe aucun courant dans ce circuit $bgRO$ (fig. 262 *a*). Alors on peut écrire pour les différences de potentiel entre B_1b et B_1B_2 :

$$\frac{U_{B_1b}}{U_{B_1, B_2}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Étant donnée la difficulté de trouver des résistances pouvant résister à une différence de potentiel de l'ordre de celle de la machine, on peut remplacer R_1 et R_2 par une résistance calibrée, linéaire ou non, O étant dans ce cas matérialisé par un curseur se déplaçant sur cette résistance calibrée. La mesure de R_1 se réduit à celle de la longueur l , le curseur étant déplacé jusqu'à l'équilibre du galvanomètre g , pour chaque position de b (fig. 262 *b*).

On a :

$$\frac{\Delta_U}{\Delta_v} = \frac{l}{L}$$

Δ_U et Δ_v étant les déviations dues aux voltmètres U et v , ce qui permet de construire la courbe.

Méthode de Sylvanus Thompson. — On emploie un système mobile (deux barrettes avec interposition d'isolant) analogue à celui

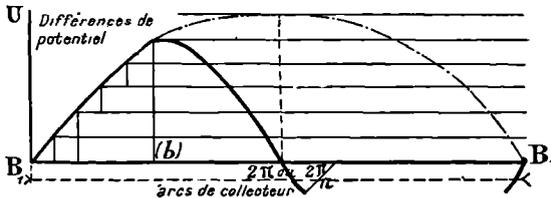


Fig. 263. — Tracé de la différence de potentiel entre deux lames consécutives du collecteur.

adopté dans la méthode Marcel Desprez. On le déplace sur le collecteur, en repérant, comme plus haut, ses positions. Entre les deux barrettes est intercalé un voltmètre. On a ainsi les différences de potentiel entre deux lames consécutives du collecteur, la machine étant à vitesse et à excitation normales (fig. 263). Pour avoir la courbe des différences de potentiel au collecteur, il suffit d'ajouter à chaque lecture la somme des précédentes. On

voit qu'au point de vue de la cumulation possible des erreurs, cette méthode est évidemment très inférieure à la précédente.

Tracé de la courbe des potentiels en charge. — Cette opération est également facile et pleine d'enseignements, quand les circuits dérivés sont très résistants par rapport au circuit extérieur. Naturellement, il faut, pour chaque valeur de la charge extérieure, donner aux balais un calage convenable. Elle est cependant parfois d'application assez délicate.

DIX-NEUVIÈME LEÇON

ESSAIS DES MACHINES DYNAMOS

(SUITE)

ESSAIS APRÈS CONSTRUCTION — CARACTÉRISTIQUE
A CIRCUIT OUVERT — ESSAIS EN CHARGE

Relation entre la courbe de f. é. m. ou de différence
de potentiel au collecteur
et celle de l'induction dans l'entrefer.

Abstraction faite des échelles, cette relation est évidente. Dans un conducteur, avec nos relations habituelles, on a :

$$E = \mathcal{B}Lv.$$

Pour les m conducteurs compris entre le balai B_1 et le balai mobile b , la force électromotrice totale est :

$$\sum E = Lv \sum \mathcal{B}.$$

La courbe des différences de potentiel au collecteur a donc, à un facteur constant près, pour ordonnée la somme des ordonnées de la courbe \mathcal{B} dans l'entrefer (fig. 264).

NOTA. — La méthode de Sylvanus Thompson donne une courbe très analogue à celle des inductions dans l'entrefer. En effet, c'est la courbe des f.é.m. engendrées dans un petit nombre

de conducteurs périphériques occupant un faible développement angulaire, celui d'une bobine. On peut donc, à l'échelle près, considérer la courbe obtenue par la méthode de S. Thompson,

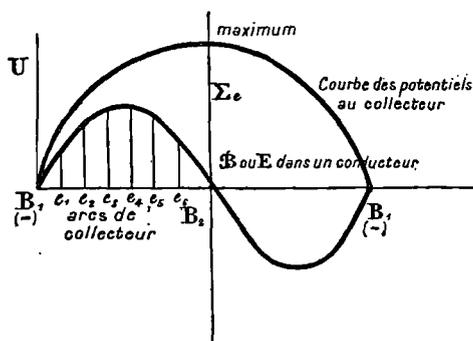


Fig. 264. — Relation entre les différences de potentiel au collecteur et l'induction dans l'entrefer.

comme la courbe des inductions dans l'entrefer relative au conducteur médian de la bobine.

5° — TRACÉ DE LA CARACTÉRISTIQUE A CIRCUIT OUVERT

La caractéristique à circuit ouvert représentant à une échelle convenable la courbe du magnétisme de la machine, il est intéressant de la tracer, car elle donne d'utiles renseignements en ce qui concerne le fonctionnement dans les conditions d'emploi. On a déjà vu (15^e leçon, page 180) qu'on devra en particulier tracer cette courbe pour excitations croissantes et décroissantes. En vertu de l'hystérésis, ces deux courbes ne coïncideront pas.

Une caractéristique à circuit ouvert, peu inclinée par rapport à l'axe des amp.-tours inducteurs, est donnée par une machine ayant un grand entrefer. Si la machine est une génératrice série, ou une génératrice dérivation, il y aura lieu de craindre des difficultés d'amorçage.

Si elle est très inclinée par rapport à l'axe des amp.-tours inducteurs, l'entrefer est de faibles dimensions; il faudra craindre une grande réaction d'induit et des étincelles aux balais dans la marche en charge.

Si la caractéristique à circuit ouvert a un coude très peu prononcé, ce fait indique que le circuit est peu saturé; la machine conviendra pour les applications dans lesquelles il est nécessaire d'avoir des variations de courant et de différence de potentiel de même sens et proportionnelles aux variations de l'excitation. Les génératrices de charge des accumulateurs, les génératrices de traction, sont dans ce cas.

Ce serait une faute d'accepter de semblables machines telles quelles pour alimenter un réseau d'éclairage. Par contre, si la caractéristique a un coude très prononcé, la machine donnera des différences de potentiel variant très peu pour de grandes variations du courant d'excitation. Elle conviendra pour assurer un service d'éclairage.

S'il s'agit de moteurs, la forme de la courbe et son inclinaison interviennent pour fixer les conditions de marche et de stabilité du moteur. En effet si, en particulier, le moteur est à excitation indépendante ou à peu près constante (shunt), la caractéristique E_0 sera celle sensiblement des vitesses N , car

$$E_0 = Nn\Phi.$$

Un point de fonctionnement situé trop près du coude (région I) ou entre deux coudes (région II de la courbe de magnétisme) donne lieu à une marche instable pour certaines variations de charge. On ne peut l'accepter pour diverses applications. Au contraire, pour les compensatrices, les survolteurs-dévolteurs, — machines dans lesquelles, nous le verrons bientôt, il est essentiel d'avoir des variations de voltage proportionnelles aux variations d'excitation, — il est nécessaire d'avoir un point de fonctionnement dans la partie droite de la caractéristique.

Le tracé de la caractéristique à circuit ouvert présente donc un très grand intérêt, puisque, par l'étude de cette courbe, on peut prévoir ce que sera la marche de la machine et que sa connaissance permettra de rectifier une machine après essais, et de lui donner les qualités spéciales que l'on exige d'elle.

Si le circuit n'est pas assez saturé, on réduira la section des inducteurs en pratiquant une fente longitudinale dans les pièces polaires, disposition qui aura en outre pour effet de s'opposer à la circulation des flux transversaux et de diminuer, par suite, les courants de Foucault dans le cuivre de l'induit.

Si l'entrefer est trop faible, on augmentera la cote d'alésage des inducteurs.

S'il est trop grand, les demi-couronnes de pôles seront rabotées à leur jonction. On fera la même opération à la surface d'appui des paliers sur le bâti, et on recommencera l'alésage à la nouvelle cote.

En définitive, connaissant la caractéristique que l'on désire obtenir, et celle qui est donnée par les essais, on aura toujours le moyen d'arriver à faire coïncider ces deux courbes, en agissant sur l'entrefer, sur la saturation du fer inducteur et, au besoin, sur l'enroulement inducteur.

Dans la pratique, ces rectifications ne sont jamais importantes.

4° — ESSAIS EN CHARGE

a) Caractéristique externe. — La caractéristique externe fait connaître la chute de tension aux diverses charges. Elle est intéressante à ce titre, lorsque la machine (généralement excitée en dérivation) est destinée à assurer un service d'éclairage ou plus généralement à alimenter un réseau à différence de potentiel constante.

Dans les machines compound, elle est utile à connaître pour l'appréciation du compoundage.

Enfin, lorsqu'une machine dérivation est destinée à assurer un service de station centrale, dans lequel elle doit marcher accouplée en parallèle avec d'autres machines de types différents, il est indispensable de se préoccuper de la forme de la caractéristique de la nouvelle machine, comparée à celle des machines en service.

Si, par exemple, les caractéristiques ont la disposition relative ci-contre (fig. 265), il peut arriver, dans la marche en parallèle, que la machine II se désamorçe lorsque la charge totale dépassera $2 I_1$, I_1 étant normale-

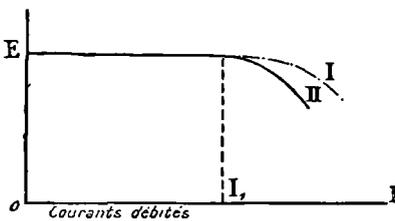


Fig. 265. — Utilisation de la caractéristique externe pour le couplage en parallèle de dynamos shunt.

ment la charge de chaque machine, mais l'une d'elles venant, à un certain moment, à travailler en moteur par suite d'une baisse de vitesse. Nous le comprendrons mieux quand nous aurons étudié les principes de la régulation des

dynamos. Dans ce cas, la machine devra être rectifiée de manière qu'après rectification la caractéristique externe ne coupe la caractéristique des machines en service qu'au delà de l'intensité qui correspond à sa charge maxima.

Dans cette rectification, on agira sur la réaction d'induit en saturant les cornes polaires, en s'opposant à la circulation du flux transversal et en augmentant au besoin l'entrefer.

Le tracé de la caractéristique externe est une opération qui ne présente aucune difficulté lorsqu'il s'agit d'une machine de faible puissance, parce que le constructeur dispose toujours d'une force motrice suffisante pour faire cette épreuve. La méthode consiste à faire débiter la génératrice dans des résistances liquides ou métalliques. Lorsqu'il s'agit de puissantes machines, cette méthode simple n'est plus applicable, parce qu'elle exige la mise en jeu d'une force motrice que l'on ne peut pas toujours rendre disponible. Il est alors nécessaire d'adopter des dispositifs qui seront étudiés à l'occasion des essais en charge proprement dits.

b) Essais en charge proprement dits. — Les cahiers des charges contiennent toujours une clause relative à l'essai en charge dans

les conditions d'emploi de la machine. La durée de cet essai est variable suivant le service que la dynamo sera chargée d'assurer. Souvent, on exige que cette machine puisse supporter des surcharges momentanées de 10 %, 20 %, et même de 50 % de la charge normale.

Pendant cet essai, on note les incidents qui surviennent, on se rend compte de leurs causes, on observe le fonctionnement des divers organes, on se rend compte de l'échauffement des circuits et des paliers. Enfin, les étincelles aux balais font l'objet d'une attention spéciale.

Généralement, les mesures de résistances nécessaires au calcul du rendement se font après la marche en charge; souvent même, les cahiers des charges imposent de les faire après la marche en surcharge. Dans les ouvrages qui traitent de l'essai des dynamos, on a l'habitude de comprendre dans le même exposé les dispositifs usités pour la mise en charge d'une machine, et les méthodes employées pour évaluer son rendement. Ce sont pourtant deux opérations distinctes se rapportant à des garanties d'ordre différent. Il paraît donc logique d'étudier les deux questions séparément, et de rechercher quel est le dispositif de mise en marche le plus commode et le plus facile à employer dans la pratique, et quelle est la méthode d'évaluation du rendement qui donne les résultats les plus exacts.

Mais, dans la pratique, il importe peu de savoir quel est le dispositif le plus commode, si le matériel et les appareils de mesure dont on dispose ne permettent pas de l'organiser.

Il importe peu aussi de connaître la meilleure méthode d'évaluation du rendement, si le degré de précision des appareils de mesure ne permet pas d'atteindre le degré d'approximation que comporte l'application de cette méthode.

D'autre part, dans quelques-uns des dispositifs employés pour la mise en charge, on prend des mesures particulières en vue de l'évaluation du rendement; dans d'autres, on ne se préoccupe que de faire travailler la machine dans les conditions d'emploi, ou de faire des mesures en vue du tracé de la caractéristique externe, et alors l'évaluation du rendement fait l'objet d'opérations spéciales.

Donc, dans chaque cas particulier, on est amené à faire un choix judicieux du dispositif d'essai et de la méthode d'évaluation du rendement, suivant le but à atteindre, et suivant le matériel et les appareils dont on dispose.

C'est pour ces motifs qu'il est indispensable de connaître toutes les méthodes d'essai et de se rendre compte de leur valeur :

1° Au point de vue de l'essai en charge, et du tracé de la caractéristique externe.

2° Au point de vue de l'évaluation du rendement et du degré d'approximation que l'on peut obtenir.

MÉTHODES D'ESSAIS (CLASSIFICATION)

On distingue :

1° Les méthodes générales d'essais.

2° Les méthodes particulières d'essais.

Méthodes générales. — On peut ranger dans cette catégorie :

A. — La méthode directe	}	Elle comporte un dispositif d'essai. Elle permet de tracer la caractéristique externe. Elle permet d'évaluer le rendement.
-------------------------	---	--

B. — La méthode par substitution.

C. — La méthode des pertes séparées, ou de M. Swinburne	}	Ne donne que le rendement.
---	---	----------------------------

D. — La méthode chronométrique ou d'amortissement, ou de M. Routin	}	Ne donne aussi que le rendement.
--	---	----------------------------------

Ces méthodes sont générales, parce qu'elles s'appliquent aussi bien aux génératrices qu'aux réceptrices, aux machines à courants continus qu'aux machines à courants alternatifs.

A ces méthodes, on peut rattacher :

A'. — La méthode de M.M. Fontaine et Cardew, qui peut être considérée comme une variante de la méthode directe.

Lorsqu'on dispose de plusieurs machines identiques, on peut employer les méthodes particulières.

Méthodes particulières. — Nous rangerons dans cette catégorie les méthodes suivantes :

A₁. La méthode Hopkinson.

B₁. — de Lord Rayleigh et de M. Kapp.

C₁. — de M. Blondel.

D₁. — de M. Potier.

E₁. — de M. Hutchinson.

Ces méthodes comportent chacune un dispositif d'essai en charge, qui leur est propre.

Elles donnent généralement le rendement moyen des machines soumises à l'essai. Convenablement appliquées, elles peuvent, dans certains cas, donner séparément le rendement de la génératrice et de la réceptrice.

A. — ESSAIS EN CHARGE

MÉTHODE DIRECTE

Application à une machine isolée. — La dynamo étant entraînée par un moteur, on mesure au dynamomètre de transmission et au tachymètre, la puissance fournie $2\pi RNF$,

R rayon de la poulie,

N vitesse en tours par seconde,

F effort tangentiel qu'il est facile d'obtenir par le dynamomètre de transmission.

La machine génératrice débitera dans des résistances liquides ou métalliques (fig. 266).

Le rendement sera :

$$\eta = \frac{UI}{2\pi RNF}$$

Si l'on a un moteur à essayer, on le chargera avec un frein. On déterminera la puissance consommée, et le quotient de celle-ci par la puissance électrique fournie aux bornes du moteur donnera le rendement η .

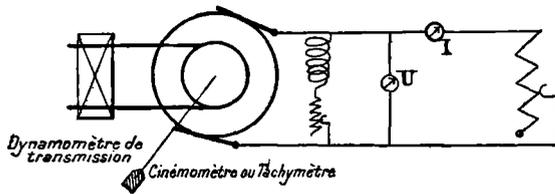


Fig. 266. — Essai de dynamo. Emploi de la méthode directe.

L'emploi des dynamomètres de précision

(comme aussi celui des freins) devient pratiquement impossible dès qu'on dépasse 50, 80 à 100 chevaux. De plus, la méthode directe, même dans ses conditions normales d'emploi, est peu précise. En effet, imaginons, — hypothèse très modérée, — que, les appareils étant supposés exacts (ou étalonnés, c'est-à-dire pourvus d'une courbe de correction donnant les valeurs vraies

des quantités mesurées en fonction des lectures), on commette sur U et I des erreurs respectives de 1 %, et de 2 % sur F et N . K étant un facteur tenant compte de la transformation des unités mécaniques en unités électriques, et du rayon R de la poulie, on aura, U_0, I_0, F_0, N_0 représentant les valeurs vraies, et U, I, F, N les valeurs lues :

$$\eta = \frac{U_0 I_0 \left(1 \pm \frac{1}{100}\right)^2}{K N_0 F_0 \left(1 \pm \frac{2}{100}\right)^2} = \eta_0 \frac{\left(1 \pm \frac{1}{100}\right)^2}{\left(1 \pm \frac{2}{100}\right)^2}$$

η_0 ayant la valeur $\frac{U_0 I_0}{K N_0 F_0}$ et représentant la valeur du rendement vrai.

En supprimant les calculs intermédiaires, et en se mettant dans le cas le plus défavorable (erreur de lecture pour F et N de sens contraire à celle faite pour U et I) on trouve aisément que l'erreur relative possible est donnée par :

$$\frac{\eta - \eta_0}{\eta_0} = 6,24 \text{ pour } 100.$$

La précision acquise par cette méthode peut donc, dans un concours de circonstances particulièrement défavorables, être très faible.

Généralisation de la méthode directe.

Essais de groupes électrogènes.

Groupes électrogènes à vapeur. — Le diagramme de Watt, donné par un indicateur, nous fournit le travail indiqué (ou pouvant être emprunté à la vapeur) pour un tour. Pour une machine à simple effet, l'aire de ce diagramme, que nous avons appris à calculer, est donné (fig. 267) par :

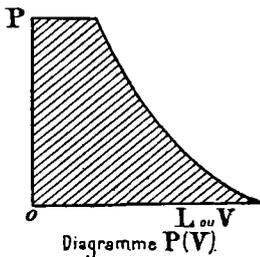


Fig. 267. — Diagramme théorique de moteur à vapeur.

$$P_{\text{moy}} \cdot V$$

P_{moy} (en kg/m^2) étant la moyenne des différences de pressions exercées sur les deux faces du piston, pendant la course motrice (une sur deux), V (en m^3) étant le volume engendré par le piston pendant cette course, N le nombre

de tours par seconde de l'arbre (un tour pour une allée et venue du piston).

En unités cohérentes, le rendement est donné par :

$$\eta = \frac{UI}{KVP_{\text{moy}}N} - \frac{UI}{KP_{\text{moy}}SNL}$$

K ayant la même signification que plus haut, c'est-à-dire représentant le coefficient de transformation des unités mécaniques en unités électriques, S étant la surface du piston, L la longueur engendrée.

Dans le cas d'une machine à double effet, il faut prendre le diagramme sur les deux faces. On obtient ainsi, pour la puissance fournie à la machine à vapeur, l'expression :

$$(P'_{\text{moy}}S' + P_{\text{moy}}S) LK = \mathcal{P} \text{ watts.}$$

P' et S' pouvant être légèrement différents de P et S à cause de l'influence de la tige du piston qui occupe un certain volume dans l'une des deux chambres découpées par le piston dans le cylindre.

Les pertes organiques de puissance dans une machine à vapeur à vitesse constante sont à peu près indépendantes de la charge (8 à 15 % de la puissance de pleine charge). En d'autres termes, elles ne varient pas sensiblement quand l'admission varie.

Dans le cas de machines à plusieurs cylindres, on généralisera et on emploiera les formules suivantes, N' étant le nombre de tours par minute, cette formule renfermant les coefficients numériques convenables :

$$\mathcal{P}_{\text{kgmètres/seconde}} = \frac{KN'}{60} \sum L (P_{\text{moy}}S + P'_{\text{moy}}S')$$

$$\mathcal{P}_{\text{kgmètres/seconde}} = 0,0167 N' \sum L (P_{\text{moy}}S + P'_{\text{moy}}S')$$

$$\mathcal{P}_{\text{chevaux}} = 0,00022 N' \sum L (P_{\text{moy}}S + P'_{\text{moy}}S')$$

$$\mathcal{P}_{\text{watts}} = 0,1655 N' \sum L (P_{\text{moy}}S + P'_{\text{moy}}S')$$

Quelle que intéressante que soit cette question, nous ne pouvons nous y étendre davantage. Nous signalerons, cependant, que les diagrammes ont quelquefois des formes tellement étranges, dans le cas de machines mal réglées, qu'une hésitation est possible dans leur interprétation. Toute difficulté sera levée, si l'on

suppose un observateur couché suivant la courbe fermant l'aire

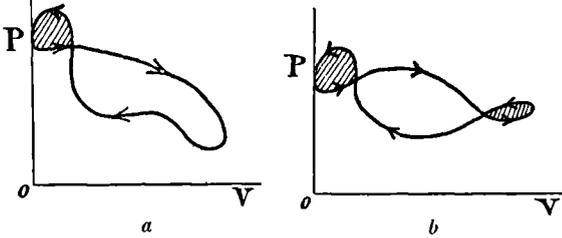


Fig. 268 a et b. — Diagrammes de machines à vapeur mal réglées.

intéressée, et si l'on considère comme travail moteur toute portion d'aire se trouvant à sa droite, comme travail résistant (aire hachurée), donc à soustraire du travail moteur, toute portion d'aire se trouvant à sa gauche (fig. 268 a et b).

Évaluation des diagrammes.

— L'évaluation des diagrammes peut se faire par pesée, comme nous l'avons indiqué.

Elle peut aussi s'obtenir par le planimètre ou par la formule de Simpson.

Soit à trouver l'aire enfermée entre deux ordonnées et l'axe des abscisses et une courbe $y(x)$ sur une abscisse totale A (fig. 269). Partageons l'abscisse A en n parties, n étant

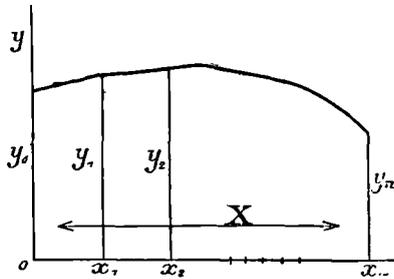


Fig. 269. — Évaluation d'un diagramme par la formule de Simpson.

pair et soient $0, \frac{A}{n}, \dots, \frac{nA}{n}$ les abscisses consécutives aux points de division.

L'intégrale :

$$\int_0^A y dx$$

a pour valeur (formule de Simpson) :

$$\frac{A}{3} \left[y_0 + y_n + 4(y_1 + y_3 + \dots + y_{n-1}) \right] + \frac{A}{5} \left[y_2 + y_4 + \dots + y_{n-2} \right]$$

L'opération, quoique longue, est donc extrêmement simple.

Essais de rendement d'un groupe à vapeur y compris la chaudière. — On devrait calculer la puissance disponible dans le combustible (calories fournies à la chaudière par unité de temps) et prendre le rapport de UI à cette quantité transformée en unités

convenables. Les combustibles employés ayant d'habitude subi un essai de puissance calorifique, on trouve, par exemple, que la houille employée dégage 7200 grandes calories par kgr. Nous avons vu, page 45, qu'une grande calorie équivaut à 4170 joules ou 4170 watts-seconde. Il en résulte immédiatement que, si on mesure la quantité de charbon brûlé en une heure, soit Q kgs, la puissance moyenne disponible dans le combustible est :

$$\frac{Q_{kgs} \times 7200 \times 4170}{5600} \text{ watts}$$

ou :

$$Q_{kgs} \times 8540 \text{ watts}$$

ou enfin :

$$Q_{kgs} \times 8,54 \text{ kilowatts.}$$

Si la machine électrique a fourni UI watts ou $\frac{1}{1000} UI$ kwatts, on aura donc pour le rendement total de l'ensemble :

$$\eta = \frac{UI \text{ watts}}{8540 \cdot Q_{kgs}}$$

Une chaudière bien conduite peut vaporiser de 7 kgs à 7 kgs 5 d'eau par kg de charbon. De même, une machine à vapeur bien établie et bien conduite peut fournir un cheval-heure avec une consommation de 10 à 12 kgs de vapeur (monocylindrique à condensation de 50 à 100 chevaux); de 7,50 à 8,50 kgs de vapeur (compound à condensation de 100 à 200 chevaux); de 6 à 6,50 kgs de vapeur (triple expansion, 550 à 600 chevaux).

Ces données permettent d'apprécier, dans chaque cas, les valeurs respectives des divers éléments du groupe électrogène.

Industriellement, on évalue parfois le rendement (le terme est mauvais) en kilowatts-heure ou en chevaux-heure par kg de charbon.

Cas d'un groupe électrogène comportant un moteur à gaz. — Le mode opératoire est le même. Le levé des diagrammes est quelquefois moins commode dans le cas des moteurs à explosion que dans celui des moteurs à expansion, mais est encore très pratique tant que la vitesse n'est pas trop considérable.

Alors que les pertes organiques d'un moteur à vapeur pouvaient être considérées comme constantes (q. q. s. la charge) à vitesse constante, celles d'un moteur à gaz dépendent de cet élément,

surtout si on y englobe celle consommée par la compression du mélange détonant. Ces pertes organiques varient avec la charge et représentent de 10 à 20 % de la puissance à pleine charge.

Groupes électrogènes comportant des moteurs hydrauliques. — Les constatations principales à faire sur les moteurs de cette classe sont relatives à la constance de la vitesse et au fonctionnement du régulateur, notamment quand on décharge brusquement la génératrice. En vertu de l'inertie considérable des masses d'eau en mouvement, le fonctionnement de ces régulateurs est particulièrement délicat.

On effectue quelquefois des essais séparés sur la turbine (frein) et sur la génératrice. C'est rare. Le plus souvent, on détermine le rendement de l'alternateur par une méthode (amortissement, pertes séparées) et le rendement du groupe par la mesure simultanée des puissances hydraulique fournie et électrique restituée.

Mesure d'une puissance hydraulique. Elle se ramène à l'estimation d'une hauteur de chute H et d'un débit Q . Celui-ci peut être déterminé ;

1° Par l'emploi de récipients jaugés (mesure du temps pendant lequel s'effectue le remplissage);

2° Par la création d'écoulement dans des conditions déterminées.

3° Par la mesure des vitesses moyennes et des sections moyennes d'écoulement et des débits moyens.

Récipients jaugés. — Difficiles à utiliser pour les forts débits. En effet, soit un vase d'un mètre cube. Si on veut ne commettre qu'une erreur relative de $1/100$, et que l'emploi du chronomètre suppose la possibilité d'une erreur absolue de $1/2$ seconde, il faudra que le temps du remplissage n'excede pas 50 secondes, d'où un débit de $\frac{1000}{50} = 20$ litres par seconde, ce qui est très faible. [Voir à ce sujet Loppé, *Essais des machines électriques et des groupes électrogènes*¹.]

On peut ne jauger qu'une fraction connue du débit (par exemple aux usines Bergès, à Lancey, Isère : on recueille $1/80$ du débit par un des 80 orifices, percés dans une couronne au centre de laquelle l'eau aboutit après utilisation : procédé ingénieux, mais dont l'application demande de très grands soins).

1. Paris, Gauthier-Villars, éditeur.

Écoulement provoqué dans des conditions données. Écoulement en mince paroi. Constituer un barrage en planches taillées en biseau, avec ouverture rectangulaire de longueur l et d'épaisseur e (fig. 270).

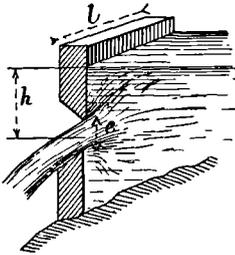


Fig. 270. — Mesure d'un débit par écoulement provoqué en mince paroi.

Il y a écoulement en mince paroi, toutes les fois que l'épaisseur de la paroi offerte (ici le biseau) est inférieure à la moitié de la plus petite dimension de l'orifice.

S'il n'y avait pas de contraction, le débit serait donné par :

$$Q_{theor. sec.} = 1000 \Omega \sqrt{2gh} = 4450 \Omega \sqrt{h}.$$

La distance en mètres du centre de l'orifice à la surface libre est h , et $\Omega = el$ est la section en m^2 de l'orifice,

μ étant le coefficient de contraction, on a :

$$Q = 1000 \mu \Omega \sqrt{2gh} = \mu \cdot 4450 \Omega \sqrt{h}.$$

Or, μ est fonction de $h_1 = h - \frac{e}{2}$, de e et de l (si h_1 est la distance de la surface libre au bord supérieur de l'orifice); μ est généralement donné par les aide-mémoire. Pour une hauteur de l'orifice de 0 m.15 à 0 m.20, on a :

$$\mu = 0,60.$$

Suppression de la contraction. Emploi d'une paroi épaisse. — Constituer une boîte rectangulaire moulant la veine (fig. 271). On a alors théoriquement :

$$Q = 1000 \Omega \sqrt{2gh}$$

et pratiquement :

$$Q = 1000 \Omega \cdot 0,98 \sqrt{2gh}.$$

La mesure, assez délicate, de h peut être faite par un tube de niveau ou par un style approché de la surface de l'eau, et se déplaçant par rapport à un point fixe et repéré. On apprécie assez aisément, par observation de l'image, le moment du contact (fig. 272).

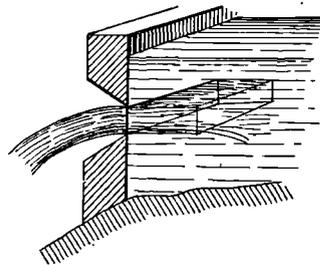


Fig. 271. — Mesure d'un débit par écoulement provoqué en paroi épaisse et veine moulée.

Vannes noyées verticales. — On a (fig. 272) :

$$Q = 0,70 . \Omega . 1000 \sqrt{2gh}$$

Vannes noyées inclinées. Inclinaison de 2/1 avec coursier in-

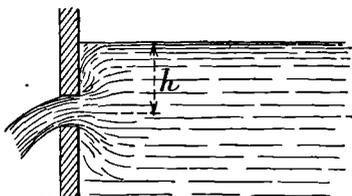


Fig. 272. — Vanne noyée verticale.

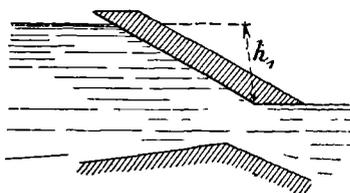


Fig. 275. — Vanne noyée inclinée.

cliné de 1/15 à 1/20 pour racheter les pertes dues au frottement.

D'après Poncelet :

$$Q = \sqrt{2gh_1} . 1000 . \Omega$$

h_1 est la distance du sommet supérieur de l'orifice à la surface libre (fig. 275).

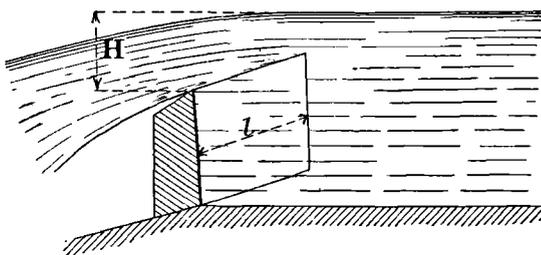


Fig. 274.
Jaugeage par déversoir.

Jaugeage par déversoir. — On établit un déversoir en planches taillé en biseau vers l'extérieur. Si l est la largeur en mètres et H la hauteur de la veine prise

quelques mètres en avant du déversoir, on aura (fig. 274) :

$$Q = 1000 \mu l H \sqrt{2gH}$$

$$Q_{lit./sec.} = 4450 \mu l H \sqrt{H}$$

μ a pour valeur moyenne 0,42 à 0,40. D'où la formule pratique :

$$Q = 1800 LH \sqrt{H}$$

Mesure de la section moyenne Ω et de la vitesse moyenne V . — On a pour le débit en litres par seconde :

$$Q = 1000 \Omega_m^2 V_m \text{ sec.}$$

Les sections sont déterminées par le levé d'un profil en travers

du cours d'eau. La vitesse est mesurée par des flotteurs de surface (vitesse de surface = $\frac{100}{80}$ de la vitesse moyenne) ou par des flotteurs lestés d'une longueur variant des 5 6 aux 9 10 de la profondeur du cours d'eau. On peut admettre que ceux-ci se déplacent avec la vitesse moyenne.

Pour étudier cette vitesse, on mesure le temps employé par le

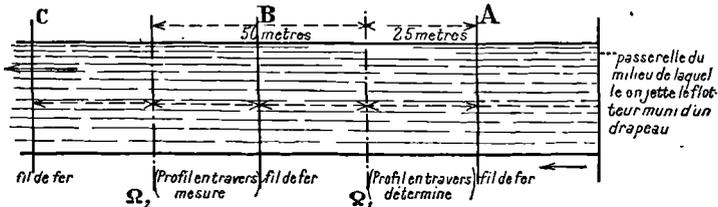


Fig. 275. — Mesure d'une vitesse moyenne par emploi de flotteurs.

flotteur à parcourir un espace donné. On emploie la disposition de la figure 275, indiquée par Rieter, qui suppose une portion rectiligne de 120 à 150^m du cours d'eau, condition souvent réalisée.

On mesure V_1 vitesse moyenne entre A et B, V_2 entre B et C. On forme :

$$\frac{V_1\Omega_1 + V_2\Omega_2}{2} = (\Omega V)_{\text{moy}} = Q_{\text{moy}}$$

Évaluation des vitesses au moyen d'hydromètres. — Dans cette classe d'appareils que nous ne décrirons pas, mais pour lesquels nous renverrons le lecteur aux traités spéciaux, nous citerons le tube de Pitot, sa modification par Darcy, le moulinet de Woltmann, l'hydrotachymètre de Rieter, etc....

Remarque sur l'essai en charge par la méthode directe.

Sauf dans le cas du rendement d'un groupe et même dans celui d'un moteur (emploi du frein), la méthode directe présente les inconvénients suivants :

- 1^o Incommodité et peu de précision des dynamomètres de transmission ;
- 2^o Impossibilité de dépasser pratiquement une puissance de 100 chevaux dans un essai au frein ;
- 3^o Nécessité de la mise en jeu d'une puissance au moins égale à celle de la machine.

VINGTIÈME LEÇON

ESSAIS DES MACHINES DYNAMOS — MÉTHODES DIRECTES
D'ESSAIS EN CHARGE

(SUITE)

A. — MÉTHODE FONTAINE ET CARDEW
POUR DEUX MACHINES IDENTIQUES

Elle est caractérisée par la suppression de toute mesure dynamométrique et suppose la possession d'une source indépendante, dynamo identique aux précédentes, ou batterie d'accumulateurs pourvue de couplages convenables.

Les deux machines sont couplées mécaniquement, la génératrice débitant sur résistances, le moteur empruntant l'énergie motrice nécessaire à la source.

La différence de potentiel employée aux bornes du moteur est prise égale à

$$U_m = U_g + \frac{R_g I_g + R_m I_m}{2}$$

pour rendre plus plausible l'hypothèse de l'égalité des pertes dans

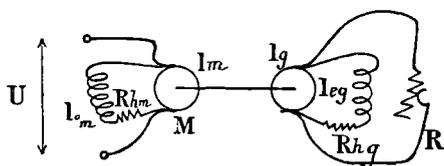


Fig. 275. — Essai en charge d'une dynamo par la méthode Fontaine et Cardew.

le moteur et le générateur. Dans cette formule, U_g représente la différence de potentiel normale aux bornes de la génératrice, $R_g I_g$ et $R_m I_m$ les chutes de tensions dans l'une et dans l'autre

machine, correspondant au régime normal indiqué pour ces machines.

Le moteur étant amené à sa vitesse de régime au moyen du rhéostat d'excitation R, la génératrice est excitée de manière à donner l'intensité normale sous la différence de potentiel normale. En nous plaçant dans le cas de la figure 275 (dynamo-shunt et génératrice auto-excitatrice) on aura, P étant la puissance méca-

nique transmise sur l'arbre et P_{em} la puissance consacrée à l'excitation du moteur :

$$\begin{aligned} \tau_m &= \frac{P}{P_{em} + U_m I_m} \\ \tau_{ig} &= \frac{U_g I_g}{P} \end{aligned}$$

Le rendement moyen sera donc, en supposant $\tau_m = \tau_{ig}$:

$$\tau = \sqrt{\frac{U_g I_g}{U_m I_m + P_{em}}}$$

Cette formule ne doit pas être considérée comme définitive et s'appliquant à tous les cas. Il peut en effet arriver, suivant les positions des ampèremètres, que I_m englobe I_{em} , même I , si les deux excitations sont branchées sur la source indépendante.

Valeur plus exacte du rendement. — Admettons, sous le bénéfice des hypothèses précédentes, que les pertes par courants de Foucault, hystérésis et frottements soient les mêmes dans les deux machines; la dynamo shunt étant auto-excitatrice, on aura, pour expression de la puissance perdue correspondant à ces causes :

$$\varpi = \frac{U_m I_m + U_g I_g + \frac{R_m I_m^2}{2} + \frac{R_g I_g^2}{2} + P_{eg}}{2}$$

d'où :

$$\begin{aligned} \tau_m &= \frac{U_m I_m - \varpi - \frac{R_m I_m^2}{2}}{U_m I_m + P_{em}} \\ \tau_{ig} &= \frac{U_g I_g}{U_g I_g + P_{eg} + \frac{R_g I_g^2}{2} + \varpi} \end{aligned}$$

Inconvénients de la méthode. — Cette méthode a l'inconvénient d'exiger l'emploi d'une source auxiliaire aussi puissante que l'une des machines soumises à l'essai.

On verra plus loin que le rendement est obtenu avec une approximation que l'on ne peut apprécier, étant donné que les machines supposées identiques sont en réalité différentes et que l'on ne connaît pas les différences qui existent entre elles.

Elle ne donne donc qu'une indication en ce qui concerne le rendement.

Par contre, elle a l'avantage de permettre d'étudier le rendement moyen à toutes les charges et de tracer la caractéristique externe.

On l'emploie quelquefois dans l'essai des moteurs de tramways, lorsqu'on cherche le rendement combiné moyen des deux moteurs d'une voiture et de leurs engrenages de commande.

B. — MÉTHODE DITE DE SUBSTITUTION

Dans cette méthode, qui est analogue à la méthode de la double pesée, on note les conditions de marche de la machine motrice, et on substitue au couple résistant celui d'un frein d'absorption, de manière que la machine motrice travaille dans les mêmes conditions. Les indications du frein donnent la puissance transmise à la machine. Si c'est une génératrice, on a la puissance développée dans son circuit extérieur; on en déduit le rendement. Si c'est un moteur auquel est appliqué le couple résistant inconnu, la méthode permettra de déterminer ce couple.

S'il s'agit de l'essai d'un groupe électrogène hydraulique, on ne peut évaluer directement la puissance transmise à la machine génératrice et par suite utiliser la méthode directe. On emploiera dans ce cas la méthode par substitution. Après avoir noté les conditions de marche (ouverture du distributeur, hauteur de chute, pour une charge déterminée de la génératrice), on démanchonera les deux machines et on appliquera au moteur hydraulique un frein d'absorption donnant pour ce moteur les mêmes conditions de marche.

Ce frein donnera la puissance mécanique transmise par le moteur hydraulique à la génératrice électrique. Cette génératrice produisait une puissance que l'on a notée. Le rapport de ces deux puissances donne le rendement de la machine électrique.

Cette méthode ne comporte pas de dispositif électrique de mise en charge, autre que celui qui est employé dans la méthode directe. Elle ne donne aucun moyen spécial pour tracer la caractéristique externe. Ce n'est donc qu'une méthode d'évaluation du rendement et encore ne convient-elle que dans des cas particuliers.

C. — MÉTHODE DES PERTES SÉPARÉES OU DE L'ESSAI

A VIDE (SWINBURNE)

Rappel de la forme des pertes. — Dans cette méthode de détermination du rendement, on évalue séparément les diverses pertes

de puissance dont la dynamo est le siège. Ces pertes sont :

1° les pertes par effet Joule dans les circuits électriques ;

2° les pertes d'ordre électromagnétique comprenant :

des pertes par hystérésis,

des pertes par courants de Foucault $\left\{ \begin{array}{l} \text{dans le fer} \\ \text{dans le cuivre} \end{array} \right\}$ de l'induit.

3° les pertes d'ordre mécanique comprenant :

des pertes par frottements mécaniques proprement dits,

des pertes par ventilation dues à la résistance de l'air.

I. — *Pertes Joule*. — Les pertes par effet Joule dans les circuits électriques comprennent :

les pertes dans l'induit ;

les pertes dans l'inducteur.

Elles se calculent facilement quand on connaît la résistance de chacun de ces circuits et l'intensité du courant qui circule dans chacun d'eux.

La résistance de l'inducteur se mesure au pont de Wheatstone, plus rarement par la méthode de la perte de charge.

La résistance de l'induit doit se mesurer de préférence par la méthode de la perte de charge, en se servant d'un voltmètre sensible, ou mieux du galvanomètre Desprez-d'Arsonval gradué en voltmètre, et d'un ampèremètre donnant son maximum d'exactitude pour l'intensité employée.

La résistance de l'induit se mesure toujours à chaud, de borne à borne, et non entre deux lames opposées du collecteur. Le plus souvent, la mesure se fait lorsque l'induit est arrêté et l'on se contente de majorer de 10 pour 100 la résistance trouvée pour tenir compte de l'augmentation de résistance due à la rotation.

Si l'on veut avoir la résistance de l'induit tournant à sa vitesse de régime, on fera la mesure en employant la méthode de la perte de charge.

Les mesures de résistance comportent des erreurs que l'on peut évaluer dans chaque cas.

On connaît l'erreur relative limite de chaque appareil, soit

$\frac{dI}{I}$ et $\frac{dU}{U}$. La différenciation de l'expression

$$I = \frac{U}{R}$$

donne :

$$\frac{dR}{R} = \frac{dU}{U} - \frac{dI}{I}$$

L'erreur relative limite dans l'appréciation de R est représentée par la somme des valeurs relatives absolues de $\frac{dU}{U}$ et $\frac{dI}{I}$.

II. — *Pertes d'ordre électromagnétique. Pertes par hystérésis.* — Elles sont proportionnelles au volume du fer de l'induit, à la vitesse, et à la puissance 1,6 de l'induction maxima.

Pertes par courants de Foucault. — Ces pertes sont de deux sortes : celles qui se produisent dans les tôles de l'induit et celles qui se produisent dans les fils de l'induit.

Ces pertes sont dues à des effets d'induction ; elles sont donc proportionnelles au carré de la vitesse et au carré de l'induction maxima.

Examinons comment varient les pertes par courants de Foucault lorsqu'on passe de la marche à vide à la marche en charge, et voyons s'il est possible d'évaluer exactement les pertes par courants de Foucault que subit la machine en charge, en faisant sur elle des mesures lorsqu'elle marche, à vide, dans les mêmes conditions de vitesse et de f.é.m. produite.

On sait que lorsqu'on passe de la marche à vide à la marche en charge, la réaction d'induit a pour effet de diminuer le flux principal et de produire une distorsion du champ. On peut étudier séparément chacun de ces effets en décomposant le flux de réaction en deux composantes : le flux antagoniste et le flux transversal. La diminution du flux principal est due à l'action du flux antagoniste, la distorsion du champ est produite par le flux transversal.

Le flux antagoniste est compensé, à chaque variation de charge, par le surcroît d'excitation qu'il faut donner pour que la différence de potentiel aux bornes conserve une valeur constante (voir 1^{er} leçon, page 194). Ce flux n'est du reste pas exactement compensé ; il ne le serait que si l'on conservait constante, non pas la différence de potentiel aux bornes mais la f.é.m.). Le flux qui traverse les fils de l'induit pour créer la f.é.m. et qui occasionne dans le fer des pertes par hystérésis et courants de Foucault, est donc le même à vide qu'en charge, si à ces deux régimes la f.é.m. produite est la même, car la valeur de \mathfrak{B} entrant dans l'expression de ces pertes est constante.

Quant au flux transversal, il se ferme par les pièces polaires et la périphérie de l'induit ; il produit une distorsion du champ et par conséquent change la répartition du flux dans l'entrefer. Il n'agit pas pour modifier la f.é.m., mais il introduit des variations

de l'induction dans l'entrefer aux environs des fils, lorsqu'une dent passe devant une corne polaire. Ces variations d'induction produisent des courants de Foucault dans les fils. Les pertes par courants de Foucault dans ces fils dépendent donc de la répartition du flux dans l'entrefer et par suite du flux transversal.

Les constructeurs cherchent à diminuer autant que possible la réaction d'induit, et par conséquent l'importance du flux transversal en charge. On peut donc considérer cette perte par courants de Foucault comme constante et indépendante de la charge.

Cependant, s'il s'agissait d'une machine d'électrolyse, on ne pourrait plus faire la même hypothèse.

La conclusion de cette discussion est la suivante :

Les pertes par hystérésis et courants de Foucault dans le fer sont les mêmes à vide qu'en charge, si l'induit tourne à ces deux régimes dans le même champ ; de plus, le champ est le même dans les deux cas, si l'induit produit la même f.é.m. à la même vitesse.

Les courants de Foucault dans le cuivre ne sont pas rigoureusement les mêmes à vide qu'en charge ; mais, si les fils de cuivre sont de faible diamètre (inférieur à 30/10) et si le constructeur a adopté des dispositions en vue de rendre ces pertes constantes, (incliner les cornes polaires sur les génératrices de l'induit ; éloigner les cornes polaires de la surface de l'induit) on peut admettre que ces pertes peuvent être données exactement par l'essai à vide.

Pertes d'ordre mécanique. — Elles sont proportionnelles à la vitesse. Elles sont donc constantes pour une vitesse constante.

Calcul du rendement. — Les pertes par effet Joule sont calculées ; soient P_j ces pertes.

Les pertes par hystérésis, courants de Foucault, frottements divers, sont évaluées en bloc, en mesurant la puissance dépensée par la machine pour tourner à vide dans le champ qu'elle possédait lorsqu'elle était en charge, et à la même vitesse.

En charge, le champ était celui qui produisait une f.é.m. égale à

$$E = U + R_a I_a$$

si la machine est une génératrice, ou égale à

$$E' = U - R_a I_a$$

si la machine est une réceptrice.

La machine tournant à vide aura le même champ que dans la marche en charge lorsqu'elle donnera à ses bornes une différence de potentiel U_1 (que nous confondons ici avec la f.c.é.m.) égale à E (cas de la génératrice) ou à E' (cas de la réceptrice).

Si I_a désigne le courant dans l'induit, les pertes par hystérésis, courants de Foucault et frottements auront pour expression :

$$P_p = U_1 I_a$$

Le rendement, au régime I_a , sera :

$$\eta_{\text{moteur}} = \frac{UI_a - R_a I_a^2 - P}{UI_a}$$

$$\eta_{\text{général.}} = \frac{UI_a}{UI_a + R_a I_a^2 + P_p}$$

Dans cet essai, il est essentiel d'avoir exactement :

$$U_1 = E \quad \text{ou} \quad U_1 = E'$$

aux bornes, et de conserver la vitesse de régime. La vitesse est réglée au moyen d'un rhéostat R . Ces diverses pertes peuvent être séparées par la méthode de M. Housman ou celle de M. Mordey que nous allons étudier ci-dessous.

Précision de la méthode. — Il est facile de voir qu'elle est particulièrement précise dans le cas de machines à bon rendement. En effet, nous allons montrer qu'on peut commettre une erreur relative considérable dans l'évaluation directe des pertes, sans que cette erreur influe beaucoup sur le rendement.

Pour cela, appelons P_T la puissance totale fournie, P_u la puissance utile (ou recueillie aux bornes dans le cas d'une génératrice). Soit $P_{u0} = P_u$ la puissance utile exacte, ce qui ne changera pas la signification relative de nos résultats.

Soit commise une erreur relative de $\frac{a}{100}$ dans l'évaluation de P_T ; de $\frac{b}{100}$ dans l'évaluation de P_p (pertes mesurées directement).

Le rendement réel sera :

$$\eta_0 = \frac{P_u}{P_T}$$

Ou encore sous une autre formule :

$$\eta_0 = \frac{P_u}{P_u + P_{p0}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{p0}}{P_u}}$$

Le rendement mesuré par la méthode directe sera :

$$\eta = \frac{P_u}{P_{T0}} = \frac{P_u}{P_T} \left(\frac{100}{100 \pm a} \right)$$

L'erreur relative commise sur le rendement sera :

$$\frac{\eta}{\eta_0} = \left(\frac{100}{100 \pm a} \right)$$

Le rendement mesuré par la méthode des pertes séparées sera :

$$\eta' = \frac{P_u}{P_u + P_{p0} \left(1 \pm \frac{b}{100} \right)} = \frac{1}{1 + \frac{P_{p0}}{P_u} \left(1 \pm \frac{b}{100} \right)}$$

L'erreur relative sera dans ce cas :

$$\frac{\eta'}{\eta'_0} = \frac{1 + \frac{P_{p0}}{P_u}}{1 + \frac{P_{p0}}{P_u} \left(1 \pm \frac{b}{100} \right)} = \frac{100 + 100 \frac{P_{p0}}{P_u}}{100 + \frac{P_{p0}}{P_u} (100 \pm b)}$$

Les erreurs relatives étant supposées les mêmes, nous aurons aisément, en égalant les valeurs de celles-ci :

$$b - a \frac{1 + \frac{P_{p0}}{P_u}}{1 + \frac{P_{p0}}{P_u}} = a \left(1 + \frac{P_u}{P_{p0}} \right)$$

Nous voyons que l'erreur relative commise $\frac{b}{100}$ (pertes à vide) peut être beaucoup plus grande que $\frac{a}{100}$ (commise dans la méthode directe) si l'on s'astreint à avoir une même approximation pour le rendement.

Application. — Supposons :

$$\frac{a}{100} = 1\%$$

On sait que l'erreur relative maxima permise $\frac{b}{100}$ sur les pertes a pour valeur :

$$b = a \left(1 + \frac{P_u}{P_{p0}} \right)$$

Supposons donc :

$$a = 1$$

. Nous aurons par exemple :

$$\begin{aligned} N' &= N + \Delta N \\ N'' &= N - \Delta N \end{aligned}$$

avec $\frac{\Delta N}{N}$ petit (2 à 4 pour 100.)

Maintenons aux bornes de l'induit des différences de potentiel U' et U'' telles que les vitesses obtenues par la machine tournant en moteur soient N' et N'' .

Nous aurons ainsi, U étant très voisine de la f.é.m. développée :

$$\begin{aligned} (N'n\Phi) I'_0 &= (A + BN')N' \\ (N''n\Phi) I''_0 &= (A + BN'')N'' \end{aligned}$$

I'_0 et I''_0 étant les courants correspondants, $n\Phi$ étant constant, on peut écrire :

$$\begin{aligned} I'_0 &= a + bN' \\ I''_0 &= a + bN'' \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} a &= \frac{A}{n\Phi} \\ b &= \frac{B}{n\Phi} \end{aligned}$$

On voit qu'il existe une relation linéaire entre I et N , représentée par la figure 276.

$$\begin{aligned} I_1 &= a \\ I_1 &= N \operatorname{tg} z \end{aligned}$$

Donc :

$$b = \operatorname{tg} z$$

On peut trouver graphiquement une valeur des puissances perdues pour assurer ces diverses sortes de pertes. En effet :

L'aire $OGHK$ du rectangle construit sur N et a est proportionnelle à UI_1 , et représente les pertes proportionnelles à la vitesse. L'aire du triangle GHL multipliée par 2, soit (bN^2) , représente la portion de la puissance UI_1 consommée pour vaincre les pertes proportionnelles au carré de la vitesse.

Méthode Mordey. — Basée à peu près sur les mêmes principes, au point de vue de la décomposition des pertes, mais beaucoup plus

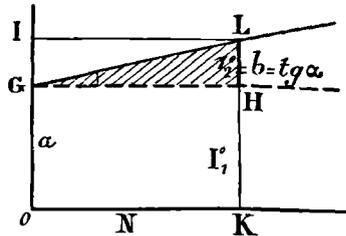


Fig. 276. — Essai de dynamo. Application de la méthode Housman.

incommode, car les puissances consommées se mesurent au dynamomètre de transmission et au tachymètre.

A peu près abandonnée.

D. — MÉTHODE CHRONOMÉTRIQUE OU D'AMORTISSEMENT (ROUTIN)

C'est une méthode d'évaluation du rendement analogue à la méthode des pertes séparées en ce sens qu'elle permet d'évaluer séparément les pertes par frottements et les pertes par hystérésis et courants de Foucault.

On étudie la loi de décroissance des vitesses de l'induit lancé à une vitesse supérieure à la vitesse de régime :

1° sans excitation ;

2° sans excitation et en lui appliquant un couple résistant supplémentaire connu ;

5° avec l'excitation normale de la machine.

Par excitation normale, on entend celle qui donne la différence de potentiel :

$$U' = U \pm R_a I_a$$

à la vitesse de régime. Le double signe correspond à la marche à la génératrice ou en moteur.

Les deux premières séries de mesures donnent la puissance correspondant aux pertes par frottements et résistance de l'air.

La troisième les pertes par hystérésis et courants de Foucault.

Cette méthode présente les mêmes causes d'erreur que la méthode de M. Swinburne en ce qui concerne les pertes par courants de Foucault. Elle est d'une application facile et elle donne les diverses pertes avec une grande exactitude (au moins si l'on emploie un indicateur de vitesse exact et précis).

Les compte-tours, de même que les cinémomètres, manquent souvent de précision et lorsqu'on les emploie pour mesurer les vitesses des petites machines, ils introduisent un couple résistant qui n'est pas négligeable. Le cinémomètre Richard donne de bons résultats.

Théorie de la méthode Routin.

Portons sur une courbe les vitesses en fonction du temps, la machine ayant été amenée préalablement à une vitesse légèrement

supérieure à la vitesse normale (courbe de décroissance de vitesse), (fig. 277).

Nous aurons évidemment la relation

$$(1) \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} K \omega^2 \right) = C_p \omega - C_r \omega$$

en appelant $C_r - C_p$ le couple résistant (développé par la machine), K son moment d'inertie, ω sa vitesse angulaire. Cette équation exprime simplement que la puissance vive restante est à chaque instant égale à la puissance consommée par les résistances passives.

Or, on a évidemment :

$$P_p = C_p \omega - C_r \omega$$

De plus, en valeur absolue :

$$\frac{MA}{AB} = \frac{d\omega}{dt}$$

car c'est bien le coefficient angulaire de la tangente à la courbe $\omega(t)$. Nous poserons donc, d'après l'équation (1) :

$$(2) \quad C_p = K \frac{d\omega}{dt} = K \operatorname{tg} \alpha$$

La détermination de C_p qui, nous le savons *a priori*, est de la forme

$$C_p = \frac{a\omega + b\omega^2\beta_0^2 + c\omega\beta_0^{1,6}}{\omega} = \frac{P_p}{\omega} = a + b\beta_0^2\omega + c\beta_0$$

nécessite donc la connaissance de K . On peut calculer le moment d'inertie. On peut aussi le déterminer expérimentalement en chargeant la machine avec un frein d'effet connu (couple supplémentaire connu C') et observant la nouvelle loi des décroissances de vitesse.

Il viendra donc :

$$(5) \quad C_r + C' = K \left(\frac{d\omega}{dt} \right) = K \operatorname{tg} \alpha'$$

d'où, en divisant (2) et (5) membre à membre :

$$(4) \quad \frac{C_r + C'}{C_r} = \frac{\operatorname{tg} \alpha'}{\operatorname{tg} \alpha}$$

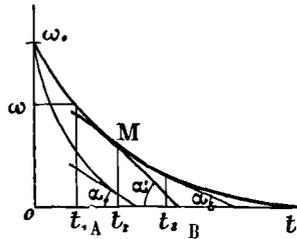


Fig. 277. — Essai de dynamo. Application de la méthode chronométrique.

On a donc éliminé K entre les équations (3) et (2). C' étant connu *a priori*, on aura :

$$C_r = C' \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \alpha' - \operatorname{tg} \alpha}$$

Supposons maintenant qu'il n'y ait plus d'excitation. Nous aurons, α_1 et α'_1 étant les nouvelles valeurs de α_1 dans le cas des couples C_{r_1} (pas d'excitation) et $C' + C_{r_1}$ (avec freinage supplémentaire) :

$$C_{r_1} = C' \frac{\operatorname{tg} \alpha_1}{\operatorname{tg} \alpha'_1 - \operatorname{tg} \alpha_1}$$

La connaissance de C_{r_1} et C_r permet de déterminer les puissances partielles perdues $a\omega$ et la somme $b\omega^2\mathfrak{B}_0^2 + c\omega\mathfrak{B}_0^{1,6}$ ou les couples correspondants a et $b\omega\mathfrak{B}_0^2 + c\mathfrak{B}_0^{1,6}$.

REMARQUE. — Le couple C' peut être fourni, ce qui est le moins commode, par un frein portant sur la poulie de rayon R avec un effort normal F , le coefficient de frottement frein-poulie étant f .

Alors :

$$C'_{\text{frein}} = F/V = \omega R F f$$

Comme on le voit, la connaissance de f est délicate.

On peut aussi faire débiter la machine fonctionnant comme génératrice sur des résistances fixes r , l'excitation, pour simplifier, étant, par exemple, maintenue constante :

$$\Phi = C^{1c}$$

On a alors :

$$C'\omega = Nn\Phi \cdot I = \frac{N^2 n^2 \Phi^2}{r} - \frac{n^2 \Phi^2}{4\pi^2 r} \omega^2$$

d'où :

$$C' = \frac{n^2 \Phi^2}{4\pi^2 r} \omega$$

$$C' = \frac{1}{r} n^2 \Phi^2 \frac{\omega}{4\pi^2} = \frac{E^2}{R} \cdot \frac{1}{N_0^2} \cdot \frac{\omega}{4\pi^2}$$

$$C' = \frac{E^2}{r} \cdot \frac{N^2}{N_0^2} \cdot \frac{1}{\omega}$$

$$C'\omega = \frac{E^2}{r} \left(\frac{N^2}{N_0^2} \right)$$

N étant la vitesse correspondant à la vitesse angulaire ω , N_0 la vitesse normale, E la f.é.m (ou plutôt une différence de potentiel) lue pour une vitesse N .

VINGT ET UNIÈME LEÇON

ESSAIS DES MACHINES DYNAMOS — MÉTHODES PARTICULIÈRES D'ESSAIS

MÉTHODES PARTICULIÈRES

Dans cette classe de méthodes qui suppose l'emploi de deux machines identiques, les arbres sont reliés par accouplement élastique. Les circuits sont également reliés électriquement. L'une des machines travaille en génératrice, l'autre en réceptrice, le courant fourni par une source extérieure compensant les pertes.

Source électrique auxiliaire. Elle peut avoir son circuit induit en dérivation sur le circuit commun aux deux dynamos (lord Rayleigh et Kapp) ou bien en série avec le circuit induit des deux machines (Potier, Blondel, Hutchinson).

Dans ce cas, elle peut être seule pour compenser les pertes (Potier), ou comporter en outre un moteur mécanique (Blondel), ou une source en dérivation aux bornes du moteur essayé (Hutchinson).

Une source extérieure, branchée en dérivation sur le circuit induit commun, pourra se rencontrer facilement en général. On disposera le plus souvent d'une machine de potentiel à peu près égal à celui des dynamos à essayer.

Au contraire, une source série devra être parcourue par (c'est-à-dire supporter) le courant principal et fournir une faible différence de potentiel, du reste variable. Sauf dans les usines de construction de matériel pour distributions à intensité constante, ces conditions seront rarement réalisées.

On peut évidemment, quand on possède cette ressource, utiliser pour la source auxiliaire une batterie d'accumulateurs. Mais la cherté et la difficulté d'entretien des batteries en font un mode de génération plutôt rare de l'énergie électrique nécessaire.

Ces dispositifs d'essais, classés sous le nom de méthodes particulières, s'appliquent en particulier avec avantage dans le cas des moteurs de tramways.

Ils n'exigent en général qu'une puissance au plus égale à 10 à 20 pour 100 de la charge totale pour laquelle sont établies les dynamos.

Hypothèses faites. — Celle qui caractérise ces méthodes est relative à l'identité des deux machines. Nous avons déjà indiqué (20^e leçon, pages 289 et suivantes) ce qu'il fallait penser de cette hypothèse.

Même à vitesse constante, les pertes par frottements mécaniques et ventilation peuvent être différentes dans les deux machines (graissage et entretien différents, rayonnement différent, etc...).

Les pertes Joule sont liées pour un même courant aux résistances des circuits induit et inducteur. Ces résistances peuvent varier d'une machine à l'autre avec le mode de soudure des bobines aux lames, de tournage du collecteur, de serrage des balais, etc....

Les pertes dues à l'hystérésis magnétique et aux courants de Foucault ne sont jamais absolument les mêmes, surtout quand les courants d'armature I_a ne sont pas identiques dans les deux machines. La cause en est due surtout à la réaction d'induit, qui, même quand I_a et I_e (excitation) sont les mêmes sur les deux machines, en raison de la différence existant dans l'entrefer et dans la structure intime des matériaux magnétiques utilisés, peuvent introduire des différences sensibles. Même dans les machines les mieux construites, les cotes ne sont généralement pas observées à plus de 0^{mm},1.

MÉTHODE PARTICULIÈRE UTILISANT UNE SOURCE MÉCANIQUE AUXILIAIRE

A. *Méthode Hopkinson (source mécanique).* — *Principe.* — Les

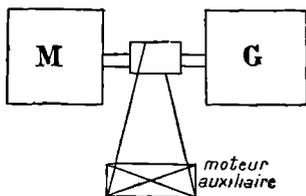


Fig. 278. — Essai de dynamo. Application de la méthode Hopkinson. Principe.

deux dynamos sont accouplées électriquement et mécaniquement. La puissance destinée à assurer les pertes P_p est fournie sous forme mécanique par un moteur auxiliaire sur le manchon-poulie réunissant les deux machines (fig. 278 et 279).

La mesure de cette puissance fournie P_p se ramène à l'emploi d'un dynamomètre de transmission (mesure d'un effort, c'est-à-dire d'un couple), et d'une vitesse :

$$P_p = C\omega$$

La vitesse est maintenue mécaniquement constante au moyen du moteur auxiliaire.

Le réglage nécessaire à la production de divers courants dans le circuit d'échange s'effectue en modifiant les excitations. Celle de la génératrice restant fixe, abaissons celle du moteur. La f.c.é.m. de celui-ci étant inférieure à celle de la génératrice, un courant plus ou moins intense prendra naissance. Sous

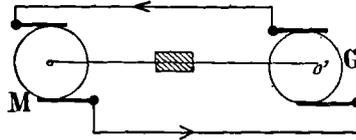


Fig. 279.

Essai de dynamo. Méthode Hopkinson.
Principe.

la différence de potentiel de la génératrice, le moteur fonctionnera comme s'il était alimenté par un réseau distinct (fig. 279).

D'autre part, le moteur tournant fournira de l'énergie mécanique à l'arbre de la génératrice; nous aurons donc simplement à fournir sous forme mécanique la fraction de la puissance correspondant à la puissance électrique perdue. La mise en charge des moteurs est facile. Elle suppose cependant certaines précautions pour le couplage des machines. Les f.é.m. sont en opposition

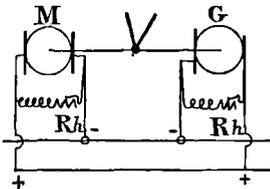


Fig. 280. — Essai de dynamo. Méthode Hopkinson. Schéma des connexions pour machines auto-excitatrices.

dans la génératrice et dans la réceptrice au moment de la fermeture du circuit. Dans le cas des machines série et compound notamment, il convient de ne pas provoquer de renversement de polarité par une fausse manœuvre, sinon on aurait à craindre un changement du sens de rotation dans la machine inversée, d'où accident. Pour les machines série et compound tout au moins, on emploiera des excitations indépendantes.

Théorie. — On a :

$$E_g \quad E_m = (R_g + R_m) I \\ E_g > E_m$$

Donc, les pertes par hystérésis et courants de Foucault, dans le fer, se ront plus grandes pour la génératrice que pour la réceptrice.

D'autre part :

$$I_g = I_m = I$$

Donc les pertes par courants de Foucault dans les conducteurs

seront les mêmes pour les deux machines. Soit P_p la puissance

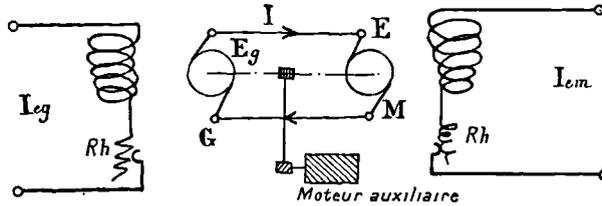


Fig. 281. Essai de dynamo. Méthode d'Hopkinson. Schéma des connexions électriques pour machines à excitation indépendante.

mécanique auxiliaire transmise. On aura, comme rendement commun :

$$\eta_1 = \frac{U_g I_g}{U_g I_g + \frac{P_p}{2}}$$

pour la génératrice et le moteur dans le cas de l'auto-excitation (fig. 280).

Pour l'excitation indépendante, à la puissance mécanique P_p , il faut ajouter $P_{eg} + P_{em}$ (fig. 281). Le rendement est ainsi :

$$\eta'_{1g} = \frac{U_g I_g}{U_g I_g + \frac{P_p}{2} + P_{eg}}$$

$$\eta'_{1m} = \frac{U_g I_g}{U_g I_g + \frac{P_p}{2} + P_{em}}$$

Comme on l'a dit surabondamment déjà, ce n'est qu'un rendement moyen.

Valeur pratique de la méthode. — Le régime de charge dépendant de l'excitation des machines, on pourra étudier le rendement moyen à diverses charges. On ne pourra cependant employer le dispositif au tracé de la caractéristique externe, à cause de la nécessité où l'on est de faire varier l'excitation pour faire varier la charge.

Comme pour toutes les autres de la même classe, la valeur pratique de la méthode est liée à une étude préalable des deux machines. c'est-à-dire à une vérification de leur similitude.

B. — Méthode de Rayleigh et Kapp.

SOURCE ÉLECTRIQUE AUXILIAIRE EN DÉRIVATION

Principe. — *Mode de mise en charge.* — Les deux machines sont encore accouplées mécaniquement et électriquement. Soit U_1 la

différence de potentiel de la source auxiliaire en dérivation. On s'arrangera en tous cas de manière à réaliser une vitesse constante des machines et égale à la vitesse de régime. En effet, les excitations étant par exemple indépendantes, on réglera l'excitation du moteur de manière à tourner à la vitesse normale, quand on fera varier l'excitation de la machine génératrice; la charge prendra toutes les valeurs voulues (fig. 282). Il convient de prendre une source auxiliaire réglée pour un voltage U_1 aux bornes donné par

$$U_1 = U_{\text{normal}} + \frac{(R_g + R_m) I}{2}$$

I étant le courant normal (ou correspondant au régime pour lequel on fait l'essai). Le schéma ci-contre est relatif à deux machines shunt. La charge variera donc par le jeu des excitations.

Théorie. — On a, dans le cas de la figure :

$$\begin{aligned} U_1 &= E_g - R_g I_g \\ U_1 - E_m &= R_m (I_g + I_1) \\ E_m &= E_g - I_g (R_m + R_g) - R_m I_1 \end{aligned}$$

c'est-à-dire :

$$E_m < E_g$$

Les pertes par courants de Foucault (dans le fer) et par hystérésis sont donc plus petites dans le moteur que dans la génératrice. On a, en outre :

$$I_m = I_g + I_1$$

Donc :

$$I_m > I_g$$

Les pertes dans le cuivre par courants de Foucault sont donc plus grandes dans le moteur que dans la génératrice. Ces deux classes de pertes varient en sens inverse quand on passe d'une machine à l'autre, on peut admettre qu'il s'effectue une compensation et que les pertes parasites sont les mêmes dans les deux machines.

P_p étant la puissance fournie par la source auxiliaire mesurée

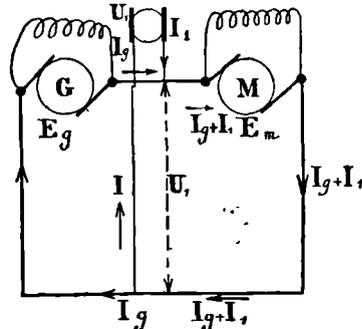


Fig. 282.

Essai de dynamo. Méthode de Rayleigh et Kapp.

par voltmètre et ampèremètre, le rendement de la génératrice sera :

$$\eta_g = \frac{U_1 I_g}{U_1 I_g + P_{eg} + \frac{P_p}{2} + R_g I_g^2}$$

Le rendement du moteur sera :

$$\eta_m = \frac{U_1 (I_g + I_1) - P_{em} - \frac{P_p}{2} - R_m (I_g + I_1)^2}{U_1 (I_g + I_1)}$$

Valeur pratique de la méthode. — Si I désigne le courant de pleine charge pour lequel ont été établies les machines à essayer, UI désignant la charge normale et si

$$I_g = I$$

alors

$$I_m > I$$

et le moteur travaille à une charge supérieure à la charge normale. Si on a $I_m = I$, la génératrice travaille à une charge $I_g < I$, c'est-à-dire inférieure à la charge normale. Ces différences sont toujours très faibles.

Cette méthode permet d'étudier le rendement à toutes les charges, mais elle ne permet pas le tracé de la caractéristique externe.

Connaissant d'abord la caractéristique $E_g(I_g)$, il suffira de faire varier U_1 suivant les valeurs de $E_g - R_g I_g$, différences de potentiel correspondant à U_g . Cette méthode suppose également une étude préalable de l'identité des machines.

MÉTHODE C, D, E (SOURCES EN SÉRIE)

(BLONDEL, POTIER ET HUTCHINSON)

Caractères communs. — La source auxiliaire est couplée en série avec le circuit commun aux deux machines. Ce dispositif est moins commode que dans le cas de sources en dérivation sur le circuit commun, et ce, pour les raisons déjà dites. Le voltage aux bornes demandé à ces machines, joint à ce fait qu'elles doivent supporter le courant total, constitue la principale difficulté d'application de la méthode.

C. — Méthode Blondel.

Principe. — Deux machines supposées identiques accouplées électriquement et mécaniquement. Moteur mécanique auxiliaire lié au manchon d'accouplement. Les excitations des deux machines sont en série et alimentées par une source spéciale. Cette précaution ne suffit pas pour égaliser les excitations, donc les f.é.m., mais on supposera cette condition réalisée (fig. 283).

Dans ce cas, on aura :

$$E_m = E_g$$

Le moteur auxiliaire imposant une vitesse constante, celle de régime, au groupe, les pertes par courants de Foucault (fer et cuivre) et par hystérésis seront les mêmes dans les deux machines (car $E_m = E_g$ et $I_m = I_g$). On va montrer que la source auxiliaire E_s assure les pertes par effet Joule dans les deux inducts, le reste des pertes étant compensé par le moteur mécanique auxiliaire.

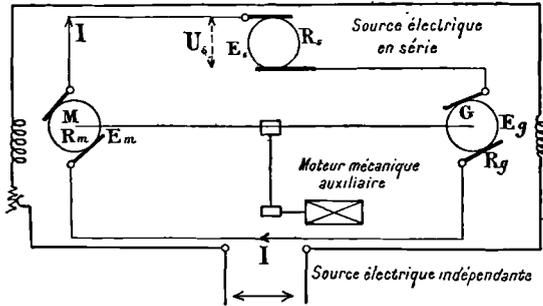


Fig. 283.

Essai de dynamo. Méthode Blondel.
Principe et schéma des connexions électriques

La variation de la charge s'obtient en modifiant U_s , différence de potentiel aux bornes de la source auxiliaire série, suivant la loi ci-dessous.

Théorie. — On a :

$$E_m = E_g$$

D'autre part, pour un courant I , on a :

$$E_g + E_s - E_m = (R_g + R_m + R_s) I$$

c'est-à-dire

$$E_s = (R_g + R_m + R_s) I$$

ou enfin

$$U_s = (R_m + R_g) I$$

Ainsi, pour réaliser un régime I, il faut fournir :

$$U_s = (R_m + R_g) I$$

La puissance électrique fournie par cette source (survolteur) est donnée par :

$$U_s I_1 = (R_m + R_g) I^2$$

Ce n'est donc autre chose que la perte ohmique. L'ensemble des autres pertes est assuré par le moteur mécanique auxiliaire (excitation non comprise). Le rendement a pour valeur, si $R_m = R_g$:

$$\begin{aligned} \eta_{eg} &= \frac{U_g I}{U_g I + \frac{U_s I}{2} + \varpi + P_{eg}} \\ \eta_{em} &= \frac{(U_g + U_s) I - \frac{U_s I}{2} - \varpi}{(U_g + U_s) I + P_{em}} \end{aligned}$$

Valeur pratique de la méthode. — Elle est séduisante, mais comporte la nécessité presque absolue de se servir d'un moteur entraîné par courroie, d'où rendement incertain. L'emploi d'un dynamomètre de transmission soulève, d'autre part, les difficultés déjà rencontrées. L'hypothèse de la similitude des machines est ici plus grave encore, car elle suppose en outre :

$$E_m = E_g$$

Cette méthode constitue cependant un procédé de mise en charge commode dans certains cas, mais ne se prête pas au tracé de la caractéristique externe.

D. — Méthode Potier.

Principe. — Même dispositif que pour la méthode Blondel, mais suppression du moteur auxiliaire (fig. 284).

Cette suppression entraîne :

$$E_m \cong E_g$$

car ici les deux machines ne sont plus entraînées à la vitesse de régime par une force motrice indépendante. On règle l'excitation du moteur de manière à obtenir la vitesse voulue. Par contre, l'excitation de la génératrice est établie de manière à réaliser un certain voltage aux bornes. Les excitations sont donc différentes. La marche est réglée de telle sorte que l'on ait :

$$\frac{U_g + U_m}{2} = U_{\text{normal}} - \frac{E_g + E_m + (R_m - R_g) I}{2}$$

Les diverses charges seront donc produites par le jeu des excitations différentes.

Théorie. On a :

$$E_g + E_s - E_m - (R_m + R_g + R_s) I$$

On voit aisément dans ce cas que E_g est supérieur à E_m . Les pertes par courants de Foucault (fer) et hystérésis sont donc plus grandes pour la génératrice que pour le moteur. Comme

$$I_m = I_g =$$

les pertes par courants de Foucault (cuivre) sont les mêmes dans les deux machines.

On peut admettre encore que les pertes parasites sont les mêmes dans les deux machines. Si U_s est la différence de potentiel aux bornes de la source série, et si

$$R_m = R_g$$

nous aurons, par machine, pour l'ensemble des pertes (excitation non comprise si on marche à excitation indépendante)

$$\frac{U_s I}{2}$$

d'où :

$$\eta_g = \frac{U_g I}{U_g I + \frac{U_s I}{2} + P_{eg}}$$

$$\eta_m = \frac{(U_g + U_s) I}{(U_g + U_s) I} - \frac{U_s I}{2} - P_{em}$$

Valeur pratique de la méthode. — Elle présente, comme on le voit aisément, à peu près les mêmes avantages et les mêmes inconvénients que la méthode Blondel.

E. — Méthode Hutchinson.

Principe. — C'est une combinaison des méthodes de Potier et de Kapp. Aucun moteur auxiliaire n'entraîne les dynamos. On

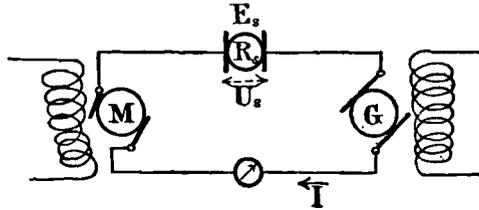


Fig. 284. — Essai de dynamo. Méthode Potier. Principe et schéma des connexions électriques.

emploi deux sources identiques; l'une d'elles est en série, l'autre en dérivation avec les deux machines à étudier (fig. 285).

Les excitations sont, comme dans la méthode Blondel, autant

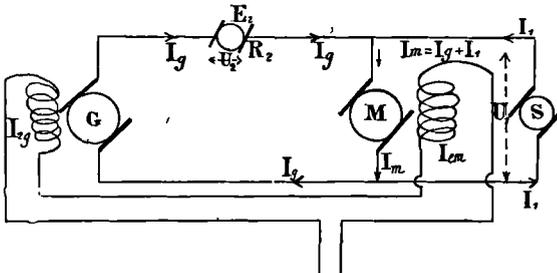


Fig. 285. — Essai de dynamo. Méthode Hutchinson. Principe et schéma des connexions électriques.

que possible données par une source indépendante et réglées en tous cas de manière que

$$E_m = E_g$$

La majeure partie des per-

tes parasites est donc la même dans les deux machines.

Les courants n'étant pas les mêmes, les pertes par courants de Foucault dans le cuivre sont inégales; on peut cependant admettre que la différence est négligeable.

Théorie (mode de réglage). — On a pour les pertes totales P_p dans les deux machines :

$$\begin{aligned} U_1 I_1 + U_2 I_g &= P_p \\ E_g + E_2 - E_m &= (R_g + R_2) I_g + R_m (I_g + I_1) \end{aligned}$$

ou, comme :

$$\begin{aligned} E_g &= E_m \\ E_2 &= (R_2 + R_g) I_g + R_m (I_g + I_1) \end{aligned}$$

Ainsi, si

$$E_g = E_m$$

il faut que l'on ait :

$$U_1 = E_2 - R_2 I_g = R_g I_g + R_m (I_g + I_1)$$

Pour un courant I_g de la génératrice, il faudra que la relation ci-dessus soit réalisée. Si l'on s'astreint, pour simplifier le réglage, à avoir U_2 constant, il suffira de faire débiter, en agissant sur un rhéostat de réglage inséré sur le circuit de la source shunt auxiliaire, un courant I_1 donné par :

$$I_1 = \frac{U_2 - (R_g + R_m) I_g}{R_m}$$

On a trouvé tout à l'heure :

$$P_p = U_1 I_1 + U_2 I_g$$

Remplaçons U_2 par sa valeur :

$$\begin{aligned} P_p &= U_1 I_1 + I_g (R_g I_g + R_m I_g + R_m I_1) \\ P_p &= U_1 I_1 + R_g I_g^2 + R_m I_g^2 + R_m I_1 I_g \\ P_p &= U_1 I_1 + R_g I_g^2 + R_m (I_g + I_1)^2 - R_m I_1 (I_g + I_1) \end{aligned}$$

On voit donc, comme $P_p = R_g I_g^2 + R_m (I_g + I_1)^2 + \varpi$, ϖ désignant les pertes parasites, que

$$\varpi = P_p - [R_g I_g^2 + R_m (I_g + I_1)^2] = U_1 I_1 + R_m I_1 (I_g + I_1)$$

Telle est l'expression des pertes parasites pour un régime I_g :

$$\varpi = I_1 (U_1 + R_m (I_g + I_1))$$

Les pertes ohmiques dans les induits ont pour valeur :

$$\Sigma RI^2 = P_p - \varpi = U_2 I_g + U_1 I_1 - U_1 I_1 + I_1 R_m (I_g + I_1)$$

ou enfin :

$$\Sigma RI^2 = U_2 I_g + R_m (I_g + I_1) I_1$$

On aura aisément l'expression du rendement de chaque machine en opérant comme plus haut. On évaluera à part les pertes dues à l'excitation.

Valeur pratique de la méthode. — Elle est absolument comparable aux autres, présente les mêmes avantages et les mêmes inconvénients.

CONCLUSIONS. — Comme nous venons de le voir, il existe un grand nombre de procédés de mise en charge des machines à essayer. La méthode à employer dépend surtout des appareils de mesure, de la puissance et des sources de f.é.m. dont on dispose. On emploie le plus souvent avec avantage la méthode de Kapp et lord Rayleigh, plus rarement celle d'Hopkinson, sauf dans le cas d'un accouplement direct et d'un moteur étalonné, ce qui constitue la meilleure solution quand elle est possible.

ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT DES MOTEURS ÉLECTRIQUES

Nous avons déjà étudié (seizième leçon, page 228), la réversibilité des dynamos électriques. Nous avons établi quelques-unes de leurs propriétés générales à ce point de vue spécial. Nous allons maintenant étudier en détail les caractères de leur fonctionnement en moteurs.

PROPRIÉTÉS CARACTÉRISTIQUES

Polarité de l'induit et calage des balais. — Nous avons montré que, dans une génératrice, le calage des balais variait généralement avec la charge et devait être effectué dans le sens du mouvement; c'est le contraire dans le cas du moteur. Cette différence se justifie aisément par plusieurs raisonnements, notamment d'après la loi de Lenz. Nous allons en donner une démonstration ci-dessous.

Il est à remarquer que si, pour fixer les idées, on suppose, dans une même machine, le champ inducteur et le mouvement de rotation de même sens, alors qu'elle fonctionne en génératrice ou en moteur, le sens du courant sera différent suivant qu'elle marchera en génératrice ou en moteur (règle des trois doigts appliquée à une génératrice ou à un moteur).

Il en résulte que, pour des balais occupant une position déterminée, le sens du courant qui les parcourt changera d'un pôle à l'autre, et aussi la polarité magnétique des pôles (fictifs) d'induit situés sous ces balais. Cependant, les mêmes balais, dans cette hypothèse, garderont, suivant nos conventions, les mêmes dénominations (positif ou négatif) dans les deux cas, comme le démontre suffisamment la figure ci-dessous (fig. 286).

Champ propre dû à l'induit. — Il est facile de montrer que, suivant l'hypothèse simpliste déjà employée où l'on imagine les lignes de force du flux propre d'induit se surajoutant à celles de l'inducteur, et en particulier dans l'hypothèse du calage des balais suivant la ligne neutre, les lignes de force dans l'induit auront un parcours

opposé, dans le cas du moteur, à celui correspondant au cas de la génératrice (même enroulement, courant de sens opposé, flux

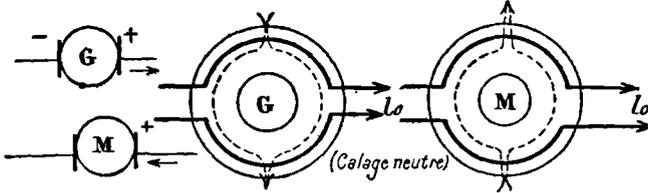


Fig. 286. — Dénominations de balais dans le cas du moteur et dans celui de la génératrice.

factif d'induit perpendiculaire à Φ_0 , mais opposé au flux d'induit en génératrice).

Enfin, même dans le cas du calage suivant une ligne différente

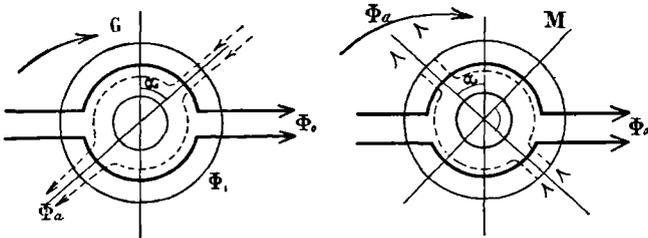


Fig. 287. — Génératrice. Calage en avant; flux Φ_a en somme antagoniste, car, sur la majeure partie d'une demi-circonférence, il se soustrait de Φ_0 . — Moteur. Calage en arrière; flux Φ_a en somme antagoniste, car, sur la majeure partie d'une demi-circonférence, il se soustrait de Φ_0 .

de la ligne neutre théorique, nous savons que l'effet intégral du champ d'induit étant contraire, pour le rôle de moteur, de l'effet correspondant pour le rôle de génératrice, nous aurons évidemment la représentation ci-contre (fig. 287).

Angle de calage dans le cas d'un moteur. —

Considérons encore (fig. 288), la courbe β des inductions dans l'entrefer, due aux inducteurs considérés comme existant seuls.

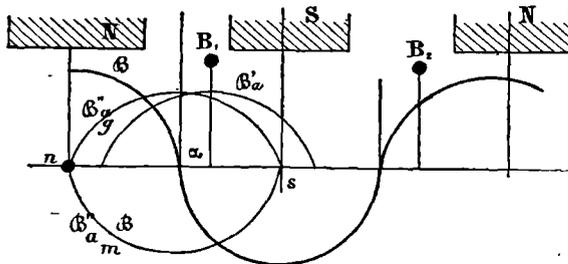


Fig. 288. Détermination de l'angle de calage des balais dans un moteur.

Nous savons que, dans le cas d'une génératrice, \mathcal{B}' (induction fictive d'induit) est décalée de $90^\circ + \alpha$ en avant de \mathcal{B} . Dans le cas de $\alpha = 0$, c'est-à-dire du calage sur la ligne neutre théorique, $\mathcal{B}''a_m$ sera à 180° de $\mathcal{B}''a_g$, car le courant qui passe dans l'induit du moteur est, pour les mêmes directions de Φ_p (flux émanant d'un pôle) et du mouvement, opposé au courant en génératrice. L'induction $\mathcal{B}''a_m$ correspondant au courant passant dans les enroulements, dans le cas du moteur, sera donné par $\mathcal{B}''a_m = \mathcal{B}'_0 \sin p(\omega t - \alpha)$, (expression identique au signe près à celle trouvée pour $\mathcal{B}'a_g$ pour la marche en génératrice, α étant considéré comme positif lorsqu'il est dirigé de n vers B_1 (sens du mouvement) et négatif, de B_1 vers n (sens inverse du mouvement).

La commutation devant avoir lieu, d'après la théorie simpliste employée, dans la zone d'induction résultante nulle, on aura pour définir α l'équation :

$$\mathcal{B}_0 \cos p\omega t - \mathcal{B}'_0 \sin p(\omega t - \alpha) = 0$$

d'où, en faisant dans cette équation $\omega t = \frac{\pi}{2p} + \alpha$.

$$\mathcal{B}_0 \sin p\alpha + \mathcal{B}'_0 = 0$$

ce qui nous donne enfin

$$\sin p\alpha = -\frac{\mathcal{B}'_0}{\mathcal{B}_0}$$

Le calage a donc lieu en sens inverse du mouvement (au moins pour réaliser la f.é.m. nulle à la commutation).

Si le moteur est construit de manière à supporter sans étincelles sensibles le calage des balais *en avant* de la ligne neutre, le flux d'induit (fictif) aura une composante utile.

CONCLUSION. — En général, dans un moteur, sauf le cas d'enroulements spéciaux ou de construction particulièrement favorable, le flux d'induit, comme pour une génératrice, se soustraira en partie du flux inducteur, ou du moins se combinera à celui-ci de manière que l'induction dans l'induit diminue (flux résultant décroissant) lorsque la charge augmente (courant d'induit croissant).

ÉQUATIONS GÉNÉRALES DE FONCTIONNEMENT DES MOTEURS

Elles sont évidemment les suivantes :

$$(1) \quad E' = Nn\Phi_p \frac{p}{p_1}$$

$$(2) \quad E' - U = R_m I_a$$

$$(5) \quad C_r = \frac{n}{2\pi} \cdot \frac{p}{p_1} \cdot \Phi_p I_a = K \Phi_p$$

En plus de nos notations habituelles, nous introduisons ici C_r , représentant le couple résistant opposé au moteur ; il y a en effet équilibre, quand le régime de vitesse est établi, entre le couple moteur C_m et le couple résistant. Φ_p est le flux émanant d'un pôle, $2p$ et $2p_1$ le nombre des pôles et des branches dérivées d'induit en parallèle. De plus, on a $R_m = R_a + R_s$, R_m résistance totale du moteur, R_a résistance d'armature, R_s résistance, s'il y a lieu, de l'enroulement inducteur série. Pour simplifier, nous ne considérons dans ce qui suit que la chute $R_a I_a$, laissant au lecteur le soin de compléter les formules dans le cas du moteur série.

Il faut y ajouter une relation :

$$(4) \quad f(\Phi_p, I_a) = 0$$

existant entre le courant d'armature et le flux exciteur. Ce courant d'armature (I_a) peut être le même que le courant exciteur (I_e) ou lui être proportionnel (moteur série). Enfin le flux Φ_p , obtenu par un enroulement dérivation branché sur une différence de potentiel constante, par exemple (moteur shunt), peut être modifié, parfois accru par le flux d'induit, si la constitution de la machine permet de caler les balais *en avant*, dans la marche en moteur. Si on admet la proportionnalité, sous le bénéfice des hypothèses faites maintes fois, des flux aux ampères-tours producteurs de ces flux, on peut écrire, X désignant les ampères-tours effectifs, X_0 les ampères-tours à vide, $\frac{n i_a z}{2\pi}$ ceux dus à l'induit :

$$X = X_0 \pm \frac{n i_a z}{2\pi}$$

Suivant que le calage a lieu en avant ou en arrière, on prendra le signe + ou le signe —.

Les quatre équations précédentes permettent de déterminer Φ_p , N , E et l'une des quantités I ou U , l'autre étant connue. C'est bien là le réel problème industriel de l'alimentation des moteurs, car l'énergie électrique est toujours distribuée, soit sous courant constant, soit sous tension constante.

La connaissance de Φ_p , N , E et de I (ou de U) pour une distribution à différence de potentiel (ou à intensité) constante caractérise complètement le fonctionnement du moteur.

Couple moteur effectif. — Couple théorique et couple à vide.

— Le couple effectif servant à vaincre les pertes dans le moteur est, comme nous l'avons dit (page 233), donné par la formule :

$$C_p = C_H + C_F + C_f$$

le couple utile par :

$$C_u = C_{\text{théorique}} - C_p$$

Or :

$$C_{\text{théorique}} = \frac{p}{p_1} \cdot \frac{n}{2\pi} \cdot \Phi_p I_a$$

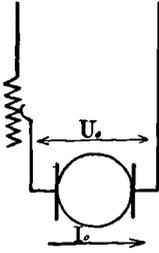


Fig. 289. — Montage pour détermination des pertes à vide dans un moteur.

Le moteur étant excité à sa valeur normale par une source indépendante, la puissance fournie pour le faire tourner en moteur à vide, à sa vitesse de régime, se traduit par l'apparition d'un courant I_0 sous la différence de potentiel U_0 . La puissance fournie $U_0 I_0$ sert à surmonter les pertes $P_H + P_F + P_f$. Pour réaliser cette vitesse de régime, on modifiera la tension aux bornes U_0 (fig. 289). Le couple représentant les pertes à vide sera donné par

$$C_p = \frac{U_0 I_0}{\omega}$$

en unités cohérentes, ω étant la vitesse angulaire du moteur.

La valeur de ce couple sera toujours faible (5 à 4 pour 100)

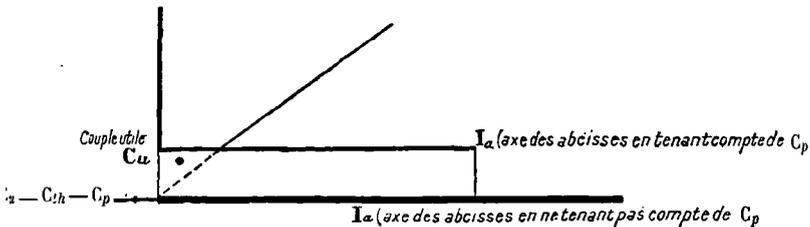


Fig. 290. — Couple moteur théorique et couple utile dans un moteur à excitation indépendante.

par rapport au couple total de plein régime. On pourra donc le supposer négligeable provisoirement pour ne pas compliquer nos raisonnements. Alors le couple moteur théorique serait égal au couple effectif. Du reste, étant donnés, en prenant par exemple le cas de la distribution à potentiel constant que nous aurons à étudier, les couples en fonction des intensités I_a , un changement d'ordonnées très simple nous permettra facilement de tenir

compte de ce couple à vide. La figure ci-dessus en rend compte (fig. 290).

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT — DÉMARRAGE ÉQUILIBRE DYNAMIQUE

REMARQUE. — Pour simplifier les formules, nous considérerons ci-dessous un moteur bipolaire. La généralisation est immédiate en se souvenant que, dans le cas de moteurs multipolaires, on a

$$E' = \frac{p}{p_1} N n \Phi_p$$

et

$$C = \frac{p}{p_1} \frac{n}{2\pi} \Phi_p I_a$$

Soit une distribution à potentiel courant. Le régime étant supposé établi pour la vitesse N , on peut écrire que le couple moteur est égal au couple résistant. Sinon, apparaîtrait un couple d'accélération angulaire (ou de retardation) $K \frac{d\omega}{dt}$, K étant le moment d'inertie du moteur et ω sa vitesse angulaire. En régime, on a donc :

$$C = C_m = C_r = K I_a \Phi_p$$

et comme Φ_p est une fonction de I_a , d'après l'équation (4) l'équation (5) définit le courant de charge I_a ; l'équation (2) nous fournit E' (puisque $E' = U - R_a I_a$); enfin l'équation (1) nous donne N par la formule :

$$N = \frac{E'}{n \Phi_p}$$

Les conditions de marche sont donc absolument déterminées. Au démarrage :

$$N = 0, I_0 = \frac{U}{R_a}$$

mais, comme ce courant serait énorme, E' étant en régime très voisin de U (puisque'il n'en diffère que de 2 à 3 pour 100 par exemple), il est nécessaire d'intercaler un rhéostat de démarrage R_h de telle sorte que le courant de démarrage est

$$J_0 = \frac{U}{R_a + R_h}$$

On limite J_0 par exemple à 1,5 à 2 fois le courant de marche normale, par la manœuvre du rhéostat de démarrage.

Si le couple résistant C_r est inférieur à C_0 , couple de démarrage, celui-ci étant donné par

$$C_0 = KJ_0\Phi_0$$

Φ_0 étant la valeur du flux correspondant à I_0 , le moteur se met en marche. La loi de l'accélération angulaire est donnée par

$$C\omega dt = C_r\omega dt + d\left(\frac{K\omega^2}{2}\right)$$

qui exprime l'égalité entre le travail fourni par le moteur pendant un temps très court et la somme des travaux employés pendant le même temps à vaincre le couple résistant et à accroître la vitesse (ou mieux la force vive).

Dans tous les moteurs électriques, C est généralement, comme on va le voir, une fonction décroissant avec la vitesse, de telle sorte qu'à partir d'un certain moment, la vitesse devient fixe :

$$C_{(N)} - C_r = K \frac{d\omega}{dt} = 2\pi Kp \frac{dN}{dt}$$

p étant le nombre de paires de pôles. La connaissance de la fonction $C(N)$, que nous étudierons tout à l'heure, permet en particulier de déterminer la loi de mise en vitesse du moteur. L'équation différentielle définissant cette loi est très simple; elle est de la forme A étant une constante :

$$\frac{dN}{f(N) - C_r} = A dt$$

Expression corrigée de la force contre-électromotrice.

En raisonnant d'une manière analogue à celle employée dans le cas d'une génératrice, on trouvera son expression (page 238).

$$E = \frac{p}{p_1} nN\Phi_p \cos p\alpha \left[1 - \frac{\pi}{2b} \sin p\alpha \right]$$

$\cos p\alpha$ est le facteur de correction tenant à l'angle de calage, $\frac{\pi}{2b} \sin p\alpha$ celui tenant à la commutation. Il convient de remarquer, en effet, que $\sin p\alpha$, dans notre formule, et $\cos \gamma + \frac{\pi}{b}$ dans celle de la page 238 représentent des quantités identiques, car $\gamma + \frac{b}{\pi}$ est pratiquement égal $\frac{\pi}{2} - p\alpha$. Dans le cas du moteur, cette commutation a un effet inverse de celui qu'elle produit dans le cas de la

génératrice, et se traduit par l'apparition dans la spire commutée d'une f.é.m. de même sens que la force contre-électromotrice.

Influence de l'hystérésis sur le calage des balais.

Cette action est inverse de celle qui se produit dans le cas de la dynamo. On a alors une diminution du calage apparent des balais par rapport à la ligne neutre théorique. Le déplacement du maximum de l'induction dans le sens du mouvement entraîne donc une amélioration du calage.

Modifications de l'équilibre dynamique.

Changement de régime à $U = C^{\text{te}}$.

Nous avons les relations, en régime stable et avec une machine bipolaire :

$$\begin{aligned} U &= E' + RI_a \\ C &= C_m = C_r = KI_a\Phi_p \\ E' &= Nn\Phi_p \end{aligned}$$

Supposons que C_r , couple résistant, varie de la quantité dC_r . Nous aurons, d'après la seconde relation :

$$dC_r = KI_a d\Phi_p + K\Phi_p dI_a$$

et comme Φ_p est une fonction de I_a (qui peut être approximativement constante, moteur shunt), on a :

$$\frac{d\Phi_p}{dI_a} = \Phi'_p$$

d'où

$$dC_r = K(I_a\Phi'_p + \Phi_p) dI_a$$

Dans le cas de $U = C^{\text{te}}$, on aura, d'après la première relation :

$$dU = 0 = dE' + RdI_a$$

d'où

$$dE' = -RdI_a = -\frac{R \cdot dC_r}{K(I_a\Phi'_p + \Phi_p)}$$

et, comme d'après la troisième relation :

$$dE' = Nn\Phi'_p dI_a + \Phi_p n dN$$

il viendra pour dN :

$$dN = -\left(\frac{R + Nn\Phi'_p}{n\Phi_p}\right) \frac{1}{K(I_a\Phi'_p + \Phi_p)} dC_r$$

Or, en général, ou Φ_p est constant ou à peu près (moteur shunt) ou Φ_p varie beaucoup avec I_a , mais dans le même sens que I_a (mo-

teur série dans lequel on n'utilise jamais la portion tombante de la caractéristique $\Phi(I_a)$ si elle existe, mais seulement la portion rectiligne), (fig. 291).

Ainsi dN et dI_a seront de signe contraire; d'autre part, dI_a et dC_r seront de même signe.

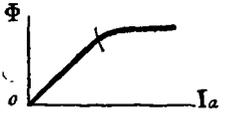


Fig. 291. — Relation entre le flux et le courant d'armature dans un moteur série.

On voit donc qu'à toute augmentation du couple résistant correspond une augmentation du courant I_a et une diminution de la vitesse N . Les conclusions sont inverses quand le couple résistant diminue.

Un moteur électrique s'emballe donc (plus ou moins) ou tend à s'emballer, quand la charge diminue; il tend à ralentir quand elle augmente.

Le maintien d'une vitesse constante, problème d'un haut intérêt industriel, constitue la *régulation*.

CARACTÉRISTIQUES

Les éléments caractérisant le fonctionnement d'un moteur électrique sont le couple C , la vitesse N , ce qui nous donne la puissance utile :

$$P_u = 2\pi CN$$

Ces éléments C et N varient en fonction des éléments électriques U ou I (suivant qu'on a affaire à une distribution à intensité constante ou à tension constante).

Pour une distribution à tension constante ($U = C^{te}$), les courbes $C(I)$ et $N(I)$ et aussi la puissance $P_u(I)$, des plus intéressantes à connaître, s'appellent *caractéristiques électromécaniques* pour alimentation à tension constante. L'élimination de U entre $C(U)$ et $N(U)$ ou de I entre $C(I)$ et $N(I)$ nous donne une relation algébrique ou graphique, qui s'appelle *caractéristique mécanique* à tension constante ou à intensité constante. Les deux caractéristiques mécaniques $C(N)$ à tension constante ou à intensité constante ne sont pas nécessairement les mêmes. Elles ne le sont même pas en général.

Il est bien évident qu'on peut tracer un très grand nombre d'autres caractéristiques, par exemple celle donnant la puissance électrique absorbée (droite en fonction de I , pour $U = C^{te}$, ou de U , pour $I = C^{te}$), l'effort de traction d'un moteur en fonction de la variable d'ordre électrique employée, U ou I , etc....

Toutes ces caractéristiques, utiles dans certains cas particuliers, se déduisent des caractéristiques fondamentales précédentes.

La caractéristique mécanique C (N) d'un moteur, suivant l'un ou l'autre mode d'alimentation, est très intéressante, car elle permet une comparaison instructive des qualités du moteur électrique, et de celles des moteurs à gaz ou à vapeur.

Ces caractéristiques mécaniques sont faciles à tracer dans ces derniers cas.

La puissance développée à une vitesse N se déduit immédiatement d'un essai au frein (et au besoin de l'interprétation d'un diagramme de Watt, si on connaît les pertes organiques du moteur). On connaît donc C et N .

A. — DISTRIBUTION A TENSION CONSTANTE

a) Moteur série.

$\Phi_p = f(I_a)$. Supposons, ce qui est le cas général, qu'on utilise seulement la première région de la courbe du magnétisme. Alors, K' étant une constante :

$$\Phi_p = K'I_a$$

Caractéristique électromécanique C (I). —

On aura :

$$C = KI_a\Phi_p = KK'I_a^2 = AI_a^2$$

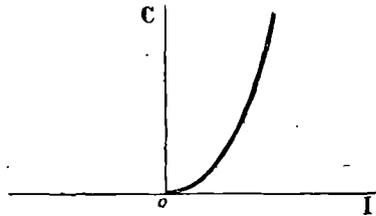


Fig. 292. — Caractéristique de couple C (I_a) d'un moteur série à tension constante.

C (I) est une parabole à axe vertical et ayant l'axe des C comme axe de symétrie, l'axe des I pour tangente au sommet (fig. 292).

Caractéristique électromécanique N (I). — Considérons les deux relations :

$$E = U - RI_a$$

(droite donnant E en fonction de I_a) et $\Phi_p(I)$ courbe d'aimantation, ou, ce qui revient au même, la courbe $n\Phi_p(I_a)$ avec une échelle convenable; le quotient $\frac{E}{n\Phi_p} = \frac{Nn\Phi_p}{n\Phi_p} = N$ des ordonnées correspondant

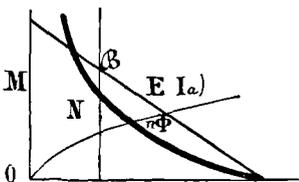


Fig. 295. — Caractéristique de vitesse N (I_a) d'un moteur série à tension constante.

à une même abscisse I_a nous donne la valeur de N correspondant à ce point. Nous aurons ainsi, par points, une courbe des N telle que celle de la figure 293. Pour $I_a = 0$, la vitesse est infinie. Pour la valeur de I_a , correspondant à l'intersection de E avec l'axe des I_a , on aura :

$$N = 0$$

Φ_p n'étant pas nul (fig. 295).

Caractéristique mécanique $C(N)$.

— Elle s'obtient en éliminant I_a entre ces deux relations graphiques, c'est-à-dire en prenant les valeurs de C et N correspondant respective-

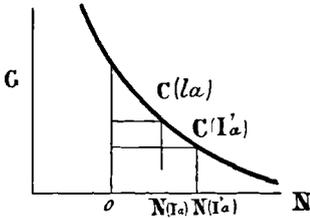


Fig. 294. — Caractéristique mécanique $C(N)$ d'un moteur série à tension constante.

ment à une même abscisse, et en traçant ainsi la courbe par points. La courbe est du 5^e degré. Elle est asymptote à l'axe des N et à l'axe des C (fig. 294).

FORMES ALGÈBRIQUES DE CES CARACTÉRISTIQUES

Caractéristique $C(I_a)$. — Elle a pour équation AI^2 (déjà vue).

Caractéristique $N(I_a)$. — Nous avons :

$$N = \frac{U - RI_a}{nk'I_a} = \frac{a}{I_a} - b$$

$$(N + b)I_a = a$$

Posons :

$$N' = N + b$$

on a :

$$N'I_a = a$$

La courbe est une hyperbole équilatère, ayant pour asymptotes les axes de coordonnées, et comme centre le point $I_a = 0, N = -b$.

Caractéristique $C(N)$. — Éliminons I_a entre les deux équations :

$$C = AI_a^2$$

$$Nnk'I_a = U - RI_a$$

Il vient :

$$\frac{C}{A} = \frac{U^2}{(R + Nnk')^2}$$

ou :

$$\alpha(N + \gamma)' C = \beta$$

α, β, γ étant des constantes appropriées. On aura ainsi une courbe du 3^e degré qu'il est facile de construire (fig. 295).

Posons :

$$N + \gamma = N'$$

et faisons le changement d'axe correspondant. On aura la forme canonique :

$$N'^2 C = \alpha'$$

α' étant une nouvelle constante.

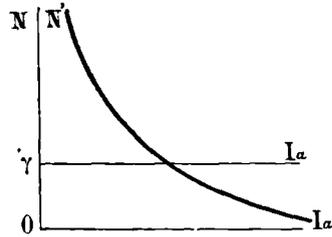


Fig. 295. — Caractéristique mécanique $C(N)$ d'un moteur série à tension constante.

b) Moteur shunt.

L'excitation est assurée par le réseau. Si on ne tient pas compte de la réaction d'induit, Φ_p peut être considéré comme constant. On voit d'abord que le moteur shunt sera à vitesse à peu près constante, quelle que soit la charge, car RI_a est très faible devant U (3 % au plus de U). Donc on a approximativement :

$$E \approx U \quad (\sim \text{signifie environ})$$

et comme Φ_p est constant, N l'est aussi pratiquement. En réalité, N baissera de 4 à 5 % entre la marche à vide et la pleine charge.

CARACTÉRISTIQUES

Électromécanique. $C(I_a)$ — droite passant par l'origine (fig. 296).

$N(I_a)$ — droite faiblement inclinée sur les I_a (fig. 297);

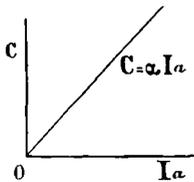


Fig. 296. — Caractéristiques de couple $C(I_a)$ d'un moteur shunt à tension constante.

$$N = \frac{U - RI_a}{n\Phi_p} = a - bI_a$$

Mécanique. $C(N)$ — (fig. 298) Éliminons I_a entre les deux relations précédentes; il viendra :

$$N = \frac{U - RI_a}{n\Phi_p} = \frac{U - R' \frac{C}{\alpha}}{n\Phi_p} = \beta - \gamma C$$

$$E' = Nn\Phi_p$$

α, β, γ étant des constantes appropriées.

La caractéristique mécanique est donc une droite inclinée sur

l'axe des I_a comme le représente la figure 298. Il en résulte que, si on pouvait tolérer un courant d'armature beaucoup plus fort que celui qui correspond à la baisse de vitesse de 5 % entre la marche à vide et la marche en pleine charge, on pourrait accroître très avantageusement la puissance du moteur shunt. En effet, cette puissance est proportionnelle à CN ou à γCN . Or la somme $N + \gamma C$ est constante et égale à β . Il en résulte qu'on devrait

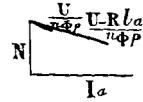


Fig. 297. — Caractéristique $N I_a$ d'un moteur shunt à tension constante.

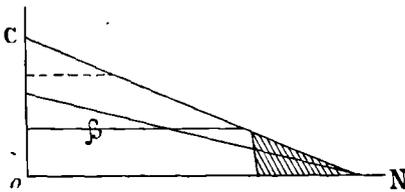


Fig. 298. — Caractéristique mécanique $C(N)$ d'un moteur shunt à tension constante.

avoir un maximum de puissance en réalisant la condition :

$$N = \gamma C = \frac{\beta}{2}.$$

C'est une propriété bien connue, signalée en électrotechnique élémentaire,

qu'un récepteur moteur développe théoriquement sa puissance maxima, quand la force contre-électromotrice est égale à la moitié de la tension aux bornes. Rien de tel avec un moteur série dont la caractéristique mécanique est toute différente, comme on l'a vu.

B. — DISTRIBUTION A COURANT CONSTANT

Nos quatre relations fondamentales deviennent, I étant constant, des relations entre Φ_p , N , U et E . Or

$$\Phi_p = f(I_a)$$

est constant pour un moteur série. Pour un moteur shunt, on aura :

$$\Phi_p = f(U)$$

U étant la différence de potentiel aux bornes. Une distribution série est constituée par un certain nombre, variable suivant la demande, de génératrices embrochées les unes à la suite des autres, distribuant un même courant aux moteurs également installés en série.

a) Moteur série.

$C(U)$. — C'est une droite parallèle à l'axe des U , car le couple

est constant. Alors E est proportionnel à N et comme on a :

$$U = E + RI_a$$

que RI_a est constant, il en résulte que la vitesse N sera obtenue en établissant aux bornes du moteur une différence de potentiel convenable (fig. 299).

$N(U)$. — $N(U)$ est représentée par la droite (fig. 300) :

$$N = \frac{U - RI_a}{n\Phi_p} = aU - b$$

$C(N)$. — S'obtient sous forme algébrique par l'élimination de U entre C et N .

Or, l'équation $C = C^e$ ne contient pas U . Donc, la caractéristique mécanique $C(N)$ est une droite parallèle aux abscisses N (fig. 301).

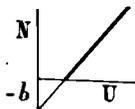


Fig. 300. — Caractéristique de vitesse $N(U)$ d'un moteur série à intensité constante.

Théoriquement, le moteur série fournit donc, sous ce mode d'alimentation, un couple indépendant de la vitesse. Il en résulterait que le couple résistant doit être rigoureusement constant et égal au couple moteur. Heureusement, C étant le couple théorique, C_u le couple utile, ce couple

$$C_u = C - C_p$$

est toujours fonction de la vitesse, car C_p l'est. En effet :

$$C_p = C_F + C_R + C_f$$

Dans des limites de vitesse plus ou moins grandes, il pourra, si C_r ne varie pas trop, se rencontrer un équilibre dynamique stable. Cependant, le moteur série sans réglage de Φ_p ne peut convenir, dans le cas d'une distribution à intensité constante, qu'à surmonter un couple résistant tout à fait régulier (ventilation, épuisement, élévation d'eau, etc...).

b) Moteur shunt.

Alors $\Phi_p = f(U)$. Supposons encore, pour simplifier, qu'on n'utilise dans la courbe d'aimantation que la partie rectiligne. Par suite, Φ_p est proportionnel à I et, par conséquent, à U .

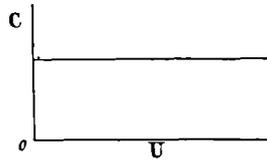


Fig. 299. — Caractéristique de couple $C(U)$ d'un moteur série à intensité constante.

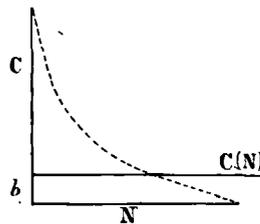


Fig. 301. — Caractéristique $C(N)$ d'un moteur série à intensité constante.

$C(U)$. — On a : $C = KI U = AU$. Droite passant par l'origine.
 U est fixé par la condition d'équilibre dynamique entre le couple moteur et le couple résistant (fig. 302).

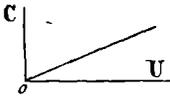


Fig. 302. — Caractéristique $C(U)$ d'un moteur shunt à intensité constante.

$N(U)$. — Nous aurons de plus, en utilisant des constantes convenables, B, D, α, β :

$$N = \frac{U - RI_a}{n\Phi_p} = \frac{U - RI_a}{BU}$$

d'où :

$$N = \frac{1}{B} - \frac{D}{U}$$

ou :

$$N = \left(\alpha - \frac{\beta}{U} \right)$$

ou enfin :

$$U(N - \alpha) + \beta = 0$$

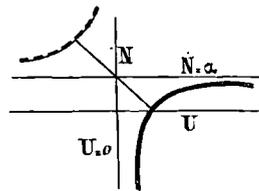


Fig. 305. — Caractéristique $N(U)$ d'un moteur shunt à intensité constante.

La caractéristique est une hyperbole équilatère ayant pour asymptotes $N = \alpha, U = 0$ (fig. 305).

Elle est comprise dans le premier cadran des droites $U = 0, N = z$.
 La portion utile est indiquée en traits forts.

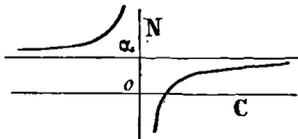


Fig. 304. — Caractéristique mécanique (N) d'un moteur shunt à intensité constante.

Caractéristique mécanique $C(N)$. —
 On a :

$$C = AU$$

$$N = \frac{U - RI_a}{BU}$$

d'où, étant donnée la proportionnalité de C à U , la même forme pour la caractéristique (fig. 304) :

$$C(N - \alpha') + \beta' = 0$$

CONCLUSIONS. — $U = C^{te}$. — Même en limitant à la portion réellement utilisable les caractéristiques du moteur série, à savoir celle où la baisse de vitesse, l'échauffement de l'armature et l'affaiblissement du rendement cessent d'être admissibles, on voit que le moteur série a un couple de démarrage beaucoup plus énergique que le moteur shunt, mais possède une vitesse très variable, s'emballant notamment quand la charge décroît. Au contraire, le moteur shunt présente, à côté du désavantage d'un faible couple au démarrage, l'avantage d'une constance remarquable de vitesse.

I—C^{te}. — Les propriétés des deux moteurs précédents changent singulièrement. Le moteur série développe un couple constant. On peut lui faire débiter une puissance quelconque en compatibilité avec sa construction mécanique, au point de vue tout au moins de la vitesse tangentielle, en modifiant convenablement U aux bornes. C'est un peu l'analogie de ce qui se passait pour le moteur shunt sous U constant, où la puissance développée peut varier dans de très larges limites, sans que la vitesse varie beaucoup. Au contraire, le moteur shunt sous I constant présente une certaine analogie avec le moteur série à tension constante. Le couple varie dans de larges limites avec la vitesse. C'est essentiellement le moteur endurant, dans les distributions à intensité constante.

VINGT-TROISIÈME LEÇON

MOTEURS COMPOUND

PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RÉGULATION DES MOTEURS

MOTEURS COMPOUND

On distingue deux classes de moteurs compound, à savoir ceux dans lesquels le flux dû à l'enroulement série concorde avec le flux dû à l'enroulement dérivation (moteurs compound à flux totalisé), et ceux dans lesquels le flux dû à l'enroulement série se soustrait du flux dû à l'enroulement dérivation (moteur compound à flux différentiel).

Les propriétés de ces moteurs sont différentes.

Moteur compound différentiel. — Le but poursuivi est le maintien d'une vitesse pratiquement constante, quelle que soit la charge. Pour cela, on diminuera le flux suivant la règle générale que nous avons énoncée. D'après la formule :

$$E' = Nn\Phi_p$$

il en résulte une augmentation de vitesse, si E' est donnée par la relation :

$$E' = U - R_m I_a$$

Caractéristiques. — Distribution à tension constante, par exemple. $N = C^{\text{te}}$. — Pour que la vitesse d'un moteur soit constante, il faut que l'expression

$$N = \frac{U - R_m I_a}{n\Phi_p}$$

le soit, ou encore que Φ_a représentant le flux shunt et AI_a le flux série :

$$\frac{U - R_m I_a}{\Phi_a + AI_a} = nN = \frac{U}{\Phi_a} = -\frac{R_m}{A}$$

La vitesse devant être constante pour $I_a = 0$ et pour $I_a = I_{\text{max}}$, valeur maximum pour laquelle est établi le moteur, A est donc négatif et a pour valeur, B étant également une constante :

$$A \quad - \quad B \quad \frac{R_m \Phi_d}{U}$$

On peut trouver, possédant la courbe d'aimantation du moteur, le nombre des ampères-tours et des spires série, connaissant le courant maximum, à installer sur le moteur pour réaliser la vitesse constante. Pour $I_a = 0$, on a (ni) ampères-tours correspondant au flux

$$\Phi_p = \Phi_d$$

Pour

$$I_a = I_{max}$$

$(ni)'$ ampères-tours, correspondant au flux

$$\Phi'_p = \Phi_d - BI_a$$

On en déduit le nombre de spires série cherchées (fig. 505), savoir :

$$X = \frac{(ni)}{I_{max}} (ni)'$$

Couple $C(I_a)$. — $\Phi_s = BI_a$ représentant le flux série, on aura pour le couple :

$$C = I_a (\Phi_d - \Phi_s) K$$

Le couple croît donc avec la charge, mais a pour expression algébrique :

$$C = K(\Phi_d - BI_a) I_a = aI_a - bI_a^2$$

L'équation :

$$C - aI_a + bI_a^2 = 0$$

a et b étant constants, représente une

parabole passant par l'origine et par le point $C=0, I_a = \frac{a}{b}$. Les

ordonnées sont donc plus petites que celles de la courbe $C_d(I_a)$ (droite) relative au moteur shunt, obtenu en court-circuitant ou hors-circuitant l'inducteur série (fig. 506).

Caractéristique mécanique $C(N)$. — C'est évidemment, pour les raisons exposées dans la dernière leçon, une droite parallèle aux C (fig. 507).

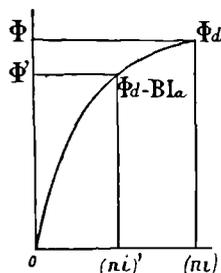


Fig. 505. — Détermination du nombre des amp.-tours série d'un moteur compound à flux différentiel.

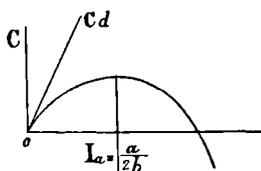


Fig. 506. — Courbe de couple $C(I_a)$ d'un moteur compound à flux différentiel.

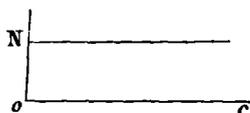
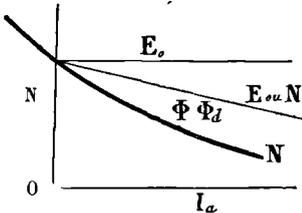


Fig. 507. — Caractéristique mécanique $C(N)$ d'un moteur compound à flux différentiel.

Moteur compound à flux totalisé. — $N(I_a)$. — *Caractéristique.* — La vitesse sera moins constante que pour le moteur shunt. On



peut tracer graphiquement cette caractéristique $N(I_a)$. Traçons une parallèle aux I_a à la distance

$$E_0 = N n \Phi_d = U$$

et la caractéristique $E = N n \Phi_d$ pour le seul enroulement shunt, le moteur constituant alors un moteur shunt ordinaire.

Fig. 308.
Caractéristique $N I_a$ d'un moteur compound à flux totalisé.

Nous aurons, dans le cas de l'enroulement série ajoutant son action à celle de l'enroulement shunt ($\Phi - \Phi_d + B I_a$) :

$$\frac{N n \Phi_d}{N' n (\Phi_d + B I_a)} = 1 = \frac{U - R_m I_a}{U - R_m I_a}$$

D'où pour la vitesse $N' (I_a)$, dans le cas du moteur compound à flux totalisé :

$$N' = N \frac{\Phi_d}{\Phi_d + B I_a}$$

On voit donc qu'il suffit, pour avoir la caractéristique de vitesse de ce moteur compound, d'affaiblir, pour chaque valeur I_a du courant, la valeur de la vitesse du moteur compound privé de son enroulement série.

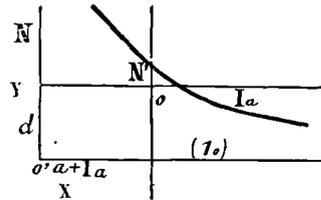


Fig. 309.
Caractéristique $N' (I_a)$ d'un moteur compound à flux totalisé.

Il vient de même, pour l'expression algébrique de N' :

$$N' = \frac{U - R_m I_a}{n (\Phi_d + B I_a)}$$

D'où a , c et d désignant des constantes positives :

$$\begin{aligned} N' (a + I_a) &= c - d I_a \\ (N' + d) (I_a + a) &= (ad + c) - 0 \end{aligned}$$

Posons :

$$\begin{aligned} ad + c &= D \\ N' + d &= Y \\ I_a + a &= X \end{aligned}$$

On a :

$$XY = D$$

hyperbole équilatère dont les asymptotes sont parallèle aux axes des coordonnées (fig. 509) :

Couple $C(I_a)$ — On a :

$$C = I_a (\Phi_d + \Phi_s) = I_a (\Phi_d + BI_a)$$

C'est une parabole ayant la disposition indiquée par la figure ci-contre (fig. 510).

Caractéristique mécanique $C(N)$.

On a, en éliminant I_a entre $C(I_a)$ et $N'(I_a)$:

$$(N' + d)(I_a + a) - D = 0$$

$$C = I_a (\Phi_d + BI_a)$$

$$C = \left(\frac{D}{N' + d} - a \right) \left[\Phi_d + B \left(\frac{D}{N' + d} - a \right) \right]$$

$$C(N' + d)^2 = [D - a(N' + d)] [\Phi_d (N' + d) + BD - a(N' + d) B]$$

ou enfin si $N' + d = N''$, et D, F et G représentant des constantes :

$$CN''^2 = (D - a N'') (N'' F + G)$$

courbe du 5^e degré (fig. 511). On peut la construire par points en

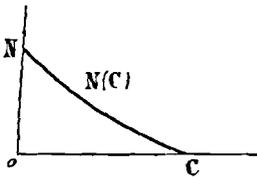


Fig. 511. — Caractéristique mécanique $C - N$ du moteur compound à flux totalisé.

éliminant graphiquement I_a entre $N(I_a)$ et $C(I_a)$. Elle aura la même allure générale que pour le moteur shunt, mais en différera pour deux raisons : pour un même courant I_a , C sera plus grand et N plus petit que pour le moteur shunt.

Réalisation industrielle d'un moteur compound réunissant les avantages des deux précédents. — L'enroulement série est d'abord couplé en concordance avec l'enroulement shunt. Le couple de démarrage est :

$$C_0 = (\Phi_d + BI_a^0) I_a^0$$

Il est aussi énergique que le permet la sécurité des enroulements ($I_a^0 = 1,5$ à 2 fois la valeur du courant maximum). Une fois la vitesse de régime obtenue, on inverse le sens des connexions des inducteurs, de manière à réaliser une vitesse constante.

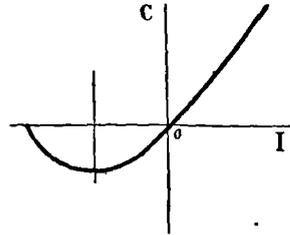


Fig. 510.

Caractéristique de couple $C(I_a)$ d'un moteur compound à flux totalisé.

RÉGULATION DES MOTEURS

Le maintien d'une vitesse donnée et constante dans un moteur, quelle que soit la charge, c'est-à-dire la puissance ou le couple résistant, constitue le problème de la régulation. Il revient à réaliser des conditions de fonctionnement caractérisées par un système de caractéristiques imposé par les conditions du problème.

Forme approchée des puissances absorbées, soit à U constant, soit à I constante. — On aura approximativement (\sim) dans tous les cas, en supposant négligeable la chute de tension ohmique dans l'induit (toujours très faible dans les conditions d'emploi du moteur) :

$$UI_a = \sim 2\pi N C_r = \sim 2\pi N \Phi_p I_a K$$

$$UI_a = \sim K' N I_a \Phi_p$$

$$U = \sim K' N \Phi_p$$

Il en résulte que, dans la distribution à tension constante, la vitesse est pratiquement proportionnelle à $\frac{U}{\Phi_p}$. Dans le cas de la distribution à intensité constante, le couple est fixé si I_a est fixé et si on ne modifie pas Φ_p . En tout cas, pour N constant, Φ_p est proportionnel à U et à C_r . La formule approchée : $U = \sim K N \Phi_p$ est donc générale dans les deux cas. Dans les moteurs à tension constante, I_a se modifiera jusqu'à l'équilibre de C_r et de C_m . Dans les moteurs à intensité constante, la modification de Φ_p sera imposée par la condition :

$$C_r = C_m$$

La valeur convenable de Φ_p impliquera la valeur de U existant aux bornes.

Étude rigoureuse du problème de la régulation. — La valeur du produit $I_a \Phi_p$ étant en général fixée par la condition $C_m = C_r$, on a :

$$E' = N n \Phi_p = U - R_m I_a = U - R_m \frac{C_r}{K \Phi_p}$$

d'où :

$$E' = N n \Phi_p = U - R_m \frac{C_r}{K \Phi_p}$$

et enfin :

$$(1) \quad N = \frac{1}{n\Phi_p} \left[U - R_m \frac{C_r}{k\Phi_p} \right]$$

On voit que, pour maintenir N constant quel que soit C_r , il faut agir soit sur Φ_p , soit sur R_m , soit sur les deux à la fois.

Procédés généraux de régulation. — **A. Modification de Φ_p (indépendante du système d'excitation).** — On peut l'obtenir en agissant sur le calage des balais ; α désignant l'angle de calage, on a, suivant la formule connue :

$$\Phi = \Phi_p \pm \frac{nI_a x}{2\pi} b = \Phi_p \pm AI_a \alpha \left\{ \begin{array}{l} -\alpha \text{ calage des balais en arrière.} \\ +\alpha \text{ calage, si possible, des balais} \\ \text{en avant.} \end{array} \right.$$

A et b étant des constantes.

Le couple résistant C_r étant connu, I_a est fixé quand Φ l'est. Φ sera donné par la formule (1) de régulation ; comme à Φ correspond une valeur (I_a) déduite de $\frac{C_r}{k\Phi} = I_a$, il en résulte que nous aurons immédiatement $\pm \frac{nI_a x}{2\pi} b = \Phi - \Phi_p$, d'où α , angle de calage des balais.

Le problème revient donc à rechercher les valeurs de Φ ou de R_m imposées par la condition d'équilibre dynamique.

$U = C^u$. — *Moteur shunt.* — On a entre I_a et Φ la première relation, après avoir remarqué qu'ici

$$(1) \quad \begin{array}{l} \Phi_p = \Phi_d \\ \Phi_d \pm A\alpha I_a - \frac{1}{U - R_m I_a} - \frac{1}{nN} \end{array}$$

A étant la constante $\frac{ab}{2\pi}$.

On doit donc chercher en général la relation telle que (1), savoir $F(I_a, \alpha)$ reliant la valeur de l'angle de calage α au courant I_a . Cette relation se traduira graphiquement par une courbe. La seconde courbe Γ , représentant $C_r(I_a, \alpha)$ défini par l'équation $C_r = (k\Phi_d \pm A\alpha I_a) I_a$ nous donnera, par son intersection avec la première, le point correspondant au fonctionnement cherché α, I_a .

L'équation (1) devient :

$$I_a \left(\pm A\alpha + \frac{R_m}{nN} \right) + \Phi_d - \frac{U}{nN} = 0$$

Or, $\Phi_a n N - U$ est évidemment plus petit que 0; D étant une constante positive, on peut donc écrire :

$$I_a (\pm Ax + B) - D = 0$$

En posant :

$$\begin{aligned} \pm Ax + B &= Y \\ I_a &= X \end{aligned}$$

Nous retompons sur l'équation classique $XY = D$.

Pour tenir compte du double signe de Ax, considérons comme positifs les angles de calage avant, comme négatifs ceux arrière. L'équation

$$(Ax + B)I_a - D = 0$$

est celle d'une hyperbole équilatère que nous figurons ci-contre (fig. 312). L'angle de calage α devra donc diminuer, au fur et à mesure que I_a augmente.

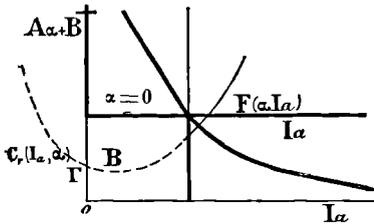


Fig. 312. — Régulation par calage des balais. Principe. Cas du moteur shunt à tension constante.

L'étendue de ce mode de réglage n'est pas très considérable avec les moteurs shunt.

Pour un couple résistant C_r donné, le point (α, I_a) cherché de la courbe F correspond à l'intersection de cette courbe avec la courbe Γ :

$$\frac{\Phi}{\omega} \pm Ax I_a = \frac{C_r}{K I^2}$$

$U = C^e$. — Moteur série. — La formule devient :

$$(K I_a + A I_a \alpha) = I_a (A + B \alpha) = U - R_m I_a$$

D et B étant des constantes, d'où :

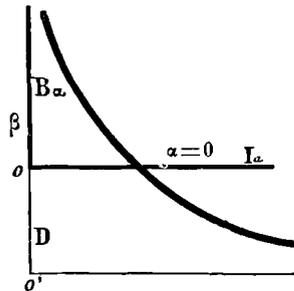
$$I_a (D + B \alpha) = U$$

Posons :

$$D + B \alpha = \beta$$

On a :

$$I_a \beta = U$$



On reconnaît là l'équation de l'hyperbole équilatère (fig. 315). L'allure générale de la courbe $\alpha (I_a)$ est la même que précédemment, mais le

Fig. 313. — Régulation par calage des balais. Principe. Cas du moteur série à tension constante.

réglage par calage des balais est beaucoup plus sensible avec le

moteur série qu'avec le moteur shunt et présente un champ d'application beaucoup plus large.

Même remarque pour la détermination du régime α, I_a cherché, par intersection de la première courbe avec la seconde l' qui a pour équation $\frac{C}{k} - (KI_a + A\alpha I_a) I_a$ ou encore $\frac{C_r}{k} - (K + A\alpha) I_a^2$.

$I = C^e$. — Moteur série. — Le couple moteur étant égal au couple résistant, Φ est déterminé par cette condition. I_a étant constant pour un couple résistant donné C_r , Φ est aussi constant, car $\Phi = \frac{C_r}{k I_a}$. Du reste :

$$\Phi - KI_a \pm AI_a \alpha = \frac{U - R_m I_a}{nN}$$

On a donc :

$$I_a \left(K \pm A\alpha + \frac{R_m}{nN} \right) = \frac{U}{nN}$$

N et I_a étant constants, on a pour une vitesse donnée la relation :

$$a + b\alpha = U$$

a et b étant des constantes. Φ étant généralement fixé par la condition d'équilibre dynamique et N étant constant, la relation

$$N = \frac{U - R_m I_a}{n\Phi}$$

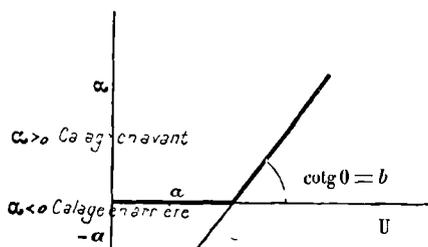


Fig. 314. — Régulation par calage de balais. Principe. Cas du moteur série à intensité constante.

fournit la différence de potentiel nécessaire U et la relation graphique ci-contre nous donnera la valeur de α correspondant à cette valeur de U (fig. 314).

$I = C^e$. — Moteur shunt (*rare*). — On aura, α étant toujours susceptible d'être affecté d'un signe :

$$\Phi - \Phi_a + AI_a \alpha = \frac{U - R_m I_a}{Nn}$$

En nous restreignant au cas où la première partie de la courbe de la magnétisme est utilisée, on pourra écrire :

$$\Phi = BU + A\alpha I_a = \frac{U - R_m I_a}{Nn}$$

L'équilibre dynamique nous fixe encore Φ . La relation gra-

phique $BU + AxI_a = \frac{U - R_m I_a}{nN}$ entre U et α nous donne, jointe, à la suivante $\Phi = BU + A \alpha I_a$, déduite de l'équilibre dynamique, les conditions de marche cherchées α et U.

La première relation s'écrit facilement, D étant une constante positive :

$$-DU + I_a \left(Ax + \frac{R_m}{Nn} \right) = 0$$

C'est encore une relation linéaire entre α et U, qu'on construira aisément. La relation $\Phi = BU + AxI_a$ est également linéaire. Le point cherché (α, U) est donné par l'intersection de deux droites.

B. Régulation par résistances insérées sur l'induit. — *Distribution sous U — C^{te}.* — On a évidemment :

$$N = \frac{U - R_m I_a}{n\Phi}$$

On voit que si l'on insère en série avec l'induit R_m des résistances R', R'' etc.... de manière que les résistances totales deviennent :

$$\begin{aligned} R'_m &= R_m + R' \\ R''_m &= R_m + R'' \\ &\dots \dots \dots \\ &\text{etc.,} \dots \end{aligned}$$

les vitesses pour un même courant I_a (et un même flux Φ par conséquent) sont diminuées dans les rapports suivants :

$$\begin{aligned} N' &= N \frac{U - R'_m I_a}{U - R_m I_a} \\ N'' &= N \frac{U - R''_m I_a}{U - R_m I_a} \\ &\dots \dots \dots \\ &\text{etc.....} \end{aligned}$$

On peut tracer les droites :

$$\begin{aligned} E' &= U - R'_m I_a \\ E'' &= U - R''_m I_a \\ &\dots \dots \dots \\ &\text{etc....} \end{aligned}$$

Elles partent toutes du point U et sont différemment inclinées sur l'axe des I_a , d'autant plus que R'_m, R''_m, \dots coefficients angulaires, sont plus faibles (fig. 515).

Φ et I_a étant donnés par les conditions de l'équilibre dynamique, il faut que R_m soit modifié concurremment avec I_a . Or on a :

$$U - R_m I_a - n \Phi(I_a)$$

D'où la loi $R_m(I_a)$.

Distribution sous $I = C^{te}$. Les droites :

$$\begin{aligned} E &= U - R_m I_a \\ E' &= U' - R'_m I_a \\ &\dots \dots \dots \\ &\text{etc.} \dots \end{aligned}$$

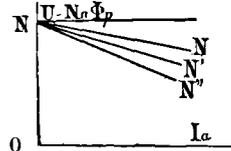


Fig. 515. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Caractéristiques $E(I_a)$ ou $N(I_a)$ à tension constante.

sont des droites inclinées à 45° , mais ayant des ordonnées à l'origine négatives $-R_m I_a, -R'_m I_a$ etc. (fig. 516). I_a étant donné et Φ étant déduit de la condition de l'équilibre dynamique, l'équation :

$$E = U - R_m I_a = n n \Phi$$

nous déterminera les valeurs de R_m en fonction de U , seule variable électrique définissant le régime.

Inconvénient de cette méthode. —

Elle entraîne une consommation de puissance stérile $R'_m I_a^2, R'' I_a^2$, quand

l'insertion de résistances constitue un mode de régulation, non de passage, mais de régime. Elle abaisse donc le rendement.

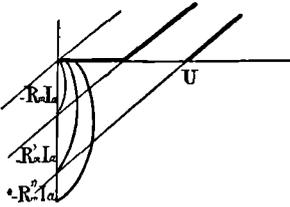


Fig. 516. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Caractéristiques $E(I_a)$ ou $N(I_a)$ à intensité constante.

APPLICATION AUX DIVERS TYPES DE MOTEURS

$U = C^{te}$. — Moteur série. $\Phi(I_a) = K I_a$.

Forme de la relation $R_m(I_a)$.

Nous avons :

$$N = \frac{U - R_m I_a}{K I_a} = \frac{a}{I_a} - R_m b$$

a et b étant des constantes; d'où :

$$I_a (R_m b + N) - a = 0$$

La courbe représentative est encore une hyperbole équilatère. On voit que la résistance sera minima pour I_a maximum (fig. 517).

Forme pratique de la régulation par insertion de résistances. —

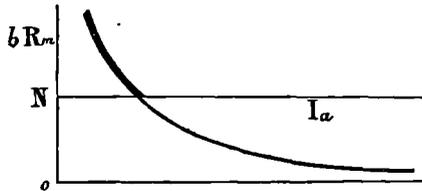


Fig. 517. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Forme de la relation $R_m(I_a)$ pour un moteur série à tension constante.

Ayant tracé les caractéristiques de vitesse $N(I_a), N'(I_a), N''(I_a)$ etc... correspondant à l'insertion des résistances O, R', R'' etc... sur l'induit par le procédé déjà étudié (p. 356) et définies par les équations :

$$\left(N = \frac{E}{Nn\Phi}, N' = \frac{E'}{n\Phi}, N'' = \frac{E''}{n\Phi} \text{ etc...} \right)$$

On voit que les caractéristiques les plus basses sont celles

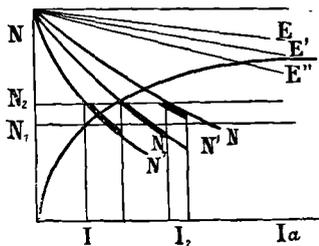


Fig. 518. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Caractéristiques $N(I_a)$ d'un moteur série à tension constante.

correspondant à l'insertion des résistances les plus fortes R'' (fig. 518). Si l'on s'astreint à marcher à vitesse pratiquement constante, quel que soit I_a , il faudra, I_a variant de I_1 à I_2 , que la vitesse reste entre deux limites N_1 et N_2 , ce qui déterminera par exemple l'emploi successif des caractéristiques N'', N', N , etc... Comme on l'a dit plus haut, l'insertion de ces résistances

ne doit être admise que le moins possible en régime.

$U = C^te$. — *Moteur shunt*. — Les caractéristiques E, E', E'' ou N, N', N'' ... sont les mêmes, à l'échelle près (droites inclinées sur les I_a), car Φ est constant, au moins en première approximation (fig. 519).

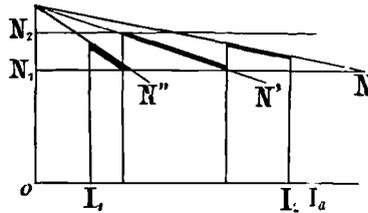


Fig. 519. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Caractéristique $N(I_a)$ d'un moteur shunt à tension constante.

Le maintien, quand I_a varie

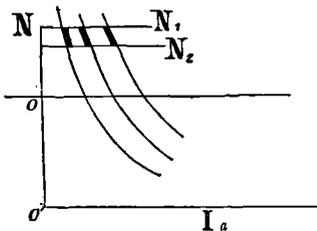


Fig. 520. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Caractéristique $N(I_a)$ utilisée dans un moteur shunt à tension constante réglé à vitesse constante.

de I_1 à I_2 , de la vitesse N entre N_1 et N_2 , suppose l'emploi successif des caractéristiques N'', N', N dans les régions renforcées de la figure (fig. 520).

$I = C^te$. — *Moteur série*. — Ce procédé ne peut donner de résultat avec le moteur série, car la différence de potentiel aux bornes de l'induit, seule variable d'ordre électrique qui définit l'équilibre dynamique, n'est pas modifiée par l'addition de résistances à l'induit.

On pourrait shunter l'induit pour modifier R_m , mais, comme il faut tenir compte de la f.é.m. de l'induit, il est aisé de voir que ce procédé n'a aucune valeur pratique.

I — C^{te}. Moteur shunt. — L'insertion de ces résistances sur l'induit élève la différence de potentiel aux bornes pour un même courant, ce qui présente l'avantage de faire croître U . On a évidemment :

$$N = \frac{U - R_m I_a}{K\Phi}$$

On a donc, pour $N = C^{te}$, si $R_m I_a = A$,

$$KUN = U - R_m I_a$$

d'où :

$$U(1 - A) = R_m I_a$$

R_m devra donc varier proportionnellement à U . Or, U étant fixée par l'équilibre dynamique, on en

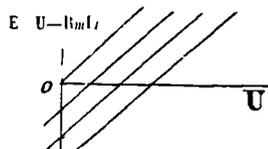


Fig. 522. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Caractéristiques $E(U)$ d'un moteur shunt à intensité constante.

déduit R_m en fonction de U . R' représentera la résistance à ajouter à celle de l'induit pour arriver au résultat cherché.

Les caractéristiques de vitesse sont données graphiquement, à l'échelle près, par le quotient des ordonnées des droites $E = U - R_m I_a$ (fig. 522) par celles du flux

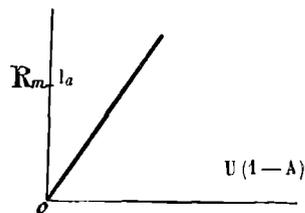


Fig. 521. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. Moteur shunt à intensité constante. Relations $R_m(U)$.

$$\Phi = KU$$

ou, plus généralement, si on dépasse la première portion de la courbe du magnétisme, par celles du flux $\Phi(U)$. Ces caractéristiques sont, au moins dans le premier cas, des courbes du 2^e degré, quand

$$\Phi = KU$$

On a, en effet

$$U - R_m I_a = n NUK = BUN$$

C'est une hyperbole équilatère. La marche à vitesse constante s'effectuera, suivant les théories précédentes, en s'imposant deux limites de vitesse N_1 et N_2 , quand U varie de U_1 à U_2 .

C. — Régulation spéciale à chaque type de moteur par modification du flux inducteur. — Dans le moteur série, on pourra, pour un même courant d'armature, shunter différemment le circuit inducteur, ce qui modifiera le flux. Dans le cas du moteur shunt, l'insertion de résistances dans le circuit inducteur

modifiera le courant d'excitation pour une même valeur de la différence de potentiel aux bornes U.

Moteur série. — Shuntage d'inducteur. — $U = C^{te}$. — Imaginons que sur la même

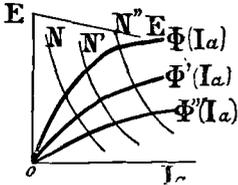


Fig. 523. — Régulation par shuntage d'inducteur Moteur série à tension constante. Diverses caractéristiques de vitesse N (I_a).

feuille, représentant $\Phi(I_a)$ ou Φ en fonction des ampères-tours inducteurs ($I_a = I_e$ sans shunt d'inducteur), on trace $\Phi(I'_e)$, I'_e étant le courant d'excitation quand on affaiblit dans le rapport S le courant excitateur par un shunt. Cette courbe ne sera autre que la courbe normale d'aimantation dont les ordonnées ont été réduites dans le rapport S. La droite des E étant unique, soit $E = U - R_m I_a$, à chaque caractéristique Φ, Φ', Φ'' correspondra une caractéristique N, N', N'' d'autant plus élevée que la caractéristique Φ sera plus basse (fig. 525).

La forme algébrique de la relation N (I_a) est donnée, en nous limitant encore, pour simplifier, à la première région de la couche du magnétisme, $\Phi = k I_a$, par :

$$\frac{U - R_m I_a}{n \Phi} - N = C^{te} = \frac{U - R_m I_a}{n \cdot S \cdot k I_a}$$

On a donc :

$$N n \cdot S \cdot k I_a + R_m I_a - U = 0$$

ou enfin :

$$I_a (R_m + S B) - U = 0$$

si :

$$B = N n k$$

relation du second degré (hyperbole équilatère) facile à construire entre S et I_a .

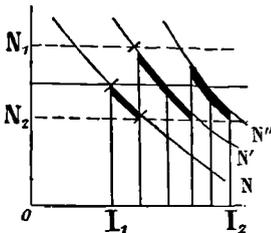


Fig. 324. — Forme pratique de la régulation par shuntage d'inducteur pour un moteur série à tension constante.

Pratiquement, pour maintenir la vitesse constante entre deux limites données N_1 et N_2 , on utilisera les caractéristiques successives N', N'' etc..., les shunts étant d'autant plus faibles que les courants d'armature sont plus forts pour une même vitesse (fig. 524).

Ce mode de régulation est employé concurremment avec celui qui consiste à intercaler des résistances sur l'induit, dans le cas des moteurs de tramways à tension constante. On

est limité par l'affaiblissement du champ inducteur et l'apparition des étincelles aux balais.

Moteur série. — Shuntage d'inducteur. — I — C^{te}. On a de même :

$$E = U - R_m I_a - N n \Phi$$

d'où :

$$\Phi = \frac{U - R_m I_a}{nN} = K I_e$$

Or :

$$I_e = S I_a$$

Il vient donc :

$$S I_a K = \frac{U - R_m I_a}{nN}$$

c'est-à-dire (I_a étant constant ainsi que N) :

$$U - A = BS$$

relation linéaire, donc du 1^{er} degré entre U et S , valeur du shunt à adopter.

Moteur dérivation. Résistance en série sur l'inducteur. —

$U = C^{te}$. — Les droites $N(I_a)$ sont les mêmes (à l'échelle près) que les droites $E(I_a)$ quand le flux est constant. Connaissant U , l'adjonction à R des résistances R', R'' etc..., donnera des courants I_e, I'_e, I''_e ... auxquels correspondent des flux Φ, Φ', Φ'' sur la courbe d'aimantation. Le quotient des ordonnées correspondantes des E et des Φ (droites parallèles aux abscisses) donnera les caractéristiques $N, N', N''(I_a)$ de la fig. 325.

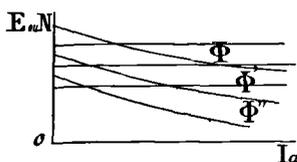


Fig. 325. — Régulation par insertion de résistances en série sur l'inducteur. Moteur à tension constante. Caractéristique $N(I_a)$.

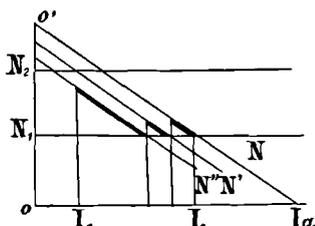


Fig. 326. — Forme pratique de la régulation pour insertion de résistances en série sur l'inducteur. Moteur shunt à tension constante.

Le maintien de N constante (pratiquement N compris entre N_1 et N_2 quand I_a varie de I_1 à I_2) s'effectuera par l'emploi successif des caractéristiques diverses (résistances insérées : O, R', R'' ...). On voit que les résistances insérées seront d'autant moins fortes que le courant I_a sera plus grand. Plus le flux est faible, plus la vitesse sera grande, pour U constant, résultat conforme à notre théorie générale.

Moteur dérivation. — Résistance sur l'inducteur en série. —
 $I = C^u$.

L'emploi du moteur shunt sur les distributions à I constante est rare. Cependant, le mode de régulation par insertion de résistances sur l'inducteur donne les mêmes effets que plus haut (maintien de la vitesse constante, flux d'autant plus petit que la différence de potentiel U est plus faible).

Conclusion. — Ainsi donc, l'addition d'un shunt sur l'inducteur d'un moteur série, de résistances sur l'inducteur d'un moteur shunt, accroît la vitesse, toutes choses égales, par rapport à ce qu'elle serait sans cette modification.

VINGT-QUATRIÈME LEÇON
 RÉGULATION DES MOTEURS
 (SUITE)

ÉTUDE DE QUELQUES MODES PARTICULIERS
 DE RÉGULATION
 DES MOTEURS A COURANT CONTINU

Rappel de quelques notions préalables. — Nous avons étudié dans les leçons précédentes les caractéristiques des moteurs (caractéristiques électromécaniques et mécaniques), les propriétés générales de ces moteurs (en général accroissement du courant I_a et baisse de vitesse quand le couple résistant augmente, et inversement). Nous avons enfin étudié la régulation, en remarquant que l'équation :

$$(1) E = Nn\Phi_p = U - R_m \frac{C_r}{K\Phi_p}$$

d'où on a tiré la suivante :

$$(1') N = \frac{1}{n\Phi_p} \left[U - R_m \frac{C_r}{K\Phi_p} \right]$$

permettait, quand C_r varie, de réaliser une vitesse N arbitraire, par une modification de R_m ou de Φ_p . Les artifices entraînés par la modification de N , suivant une loi arbitraire $N(C_m)$ qu'on s'impose a priori quand C_r varie, constituent le problème de la régulation sous sa forme la plus générale. Le maintien d'une vitesse constante ($N - C^{te}$), quel que soit C_r , n'est qu'un cas particulier du problème de la régulation. La réalisation de la loi de variation $N(C_r)$ s'obtient en modifiant R_m ou Φ_p suivant les indications de l'équation (1') quand, dans celle-ci, à chaque valeur de C_r , on fait correspondre la valeur désirée pour N .

Modifier Φ_p et modifier R_m constituent les deux principaux procédés de régulation. La modification de n , nombre de conducteurs périphériques, est beaucoup moins fréquente.

Modification de Φ_p . — (Par shuntage d'inducteurs; par exemple, dans un moteur série à tension constante).

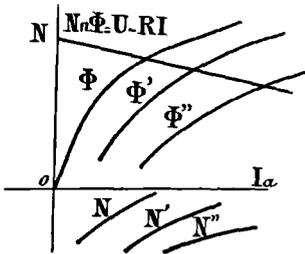


Fig. 527. — Caractéristiques d'un moteur série à inducteur shunté à tension constante.

Les courbes $\Phi_p(I_a)$ sont d'autant plus élevées que la résistance du shunt est plus forte. Pour l'absence de shunt, $\Phi(I_a)$ représente la courbe d'aimantation. Pour un même courant d'armature, les caractéristiques de vitesse sont d'autant plus hautes que le courant dérivé dans le shunt est plus fort (fig. 527). Ce résultat est bien conforme à notre théorie générale (augmentation de la vitesse

quand le flux diminue, pour un même courant d'armature.)

Modification de R_m . — Résistances insérées sur l'induit d'un moteur série à tension constante, par exemple).

On a des droites

$$E = U - RI$$

d'autant plus tombantes que la résistance auxiliaire est plus forte. Pour un même courant d'armature, $\Phi_p(I_a)$ étant donné, les caractéristiques $N(I_a)$ seront donc d'autant plus basses que les résistances seront plus fortes (fig. 528).

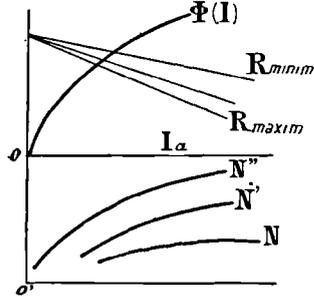


Fig. 528. — Caractéristiques d'un moteur série avec insertion de résistances sur l'induit à tension constante.

MODES DE RÉGULATION MIXTES

On peut combiner les modes précédents les uns avec les autres

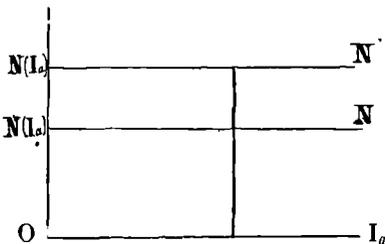


Fig. 529.

Variations de force vive du système entraîné par le changement de caractéristiques de vitesse $N(I_a)$.

de manière à produire des variations de régime insensibles ou du moins peu sensibles. Le passage brusque d'une caractéristique $N(I_a)$ à une autre $N'(I_a)$ suppose une modification immédiate de la force vive du système en marche, proportionnelle dans le premier cas à N^2 , et à N'^2 dans le second (fig. 529).

Le passage brusque se traduit toujours, au point de vue mécanique, par des secousses plus ou moins fortes, et au point de vue électrique par une perturbation plus ou moins violente de la distribution (modification brusque du courant, baisse ou hausse du voltage aux bornes).

On s'arrange donc de manière à adoucir le plus possible le passage d'un régime de marche à un autre par l'emploi *momentané* de caractéristiques intermédiaires correspondant à des modes de marche *dits de passage*, les modes normaux ou permanents de marche correspondant au meilleur rendement du moteur ou à la meilleure utilisation des matériaux.

Exemples. — A). *Moteur série sous tension constante.* — On pourra employer, en outre de la caractéristique de marche normale (2) (pas de résistance sur l'induit) des caractéristiques pour *mise en vitesse* correspondant aux diverses touches d'un rhéostat de démarrage (1), puis des caractéristiques (5) correspondant à l'insertion de shunts successifs en parallèle sur l'inducteur (fig. 330). Ce

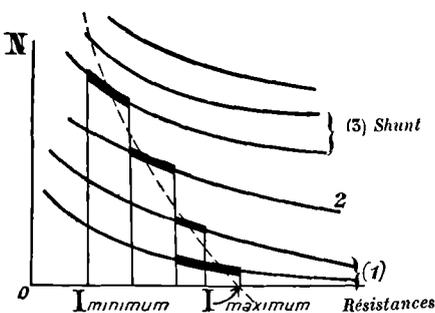


Fig. 330.

Modes de régulation mixtes.
Moteur série à tension constante.

sera, lors du démarrage, la main de l'opérateur qui, agissant sur les touches du rhéostat, répartira, avec plus ou moins d'adresse, les rôles dévolus aux diverses caractéristiques, de manière que la loi de vitesse $N(I_a)$ ou, ce qui revient au même, $N(C_r)$ soit la plus rationnelle possible. Par exemple, la loi A est très acceptable, la loi B ne l'est pas, car elle réserve pour les derniers temps de la mise en marche une brusque impulsion de vitesse (fig. 531).

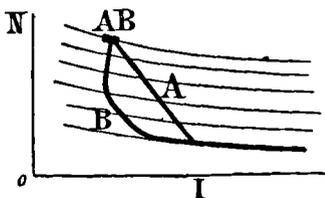


Fig. 331.

Diverses manières de réaliser
la mise en vitesse.

On construit depuis un certain temps des démarreurs automatiques dans lesquels l'insertion et la mise hors circuit des diverses résistances de démarrage est effectuée automatiquement par des

électro-aimants actionnés par le courant principal. Le schéma ci-contre rend compte de cette disposition. L'électro-aimant est attiré d'autant plus énergiquement que le courant principal est plus fort au démarrage. Mais les résistances insérées dans ce cas sont maxima (fig. 532).

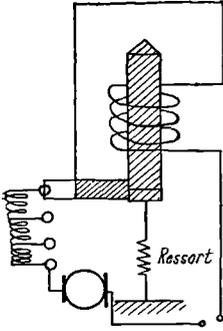


Fig. 532. — Démarrreur réglant automatiquement l'insertion de résistances.

Il est aisé de constater que l'allure générale des caractéristiques mécaniques correspondant à ces trois familles 1, 2, 3, $N(I_a)$ sera celle de la figure 555, ayant des ordonnées à l'origine N_1, N_2, N_3 d'autant plus hautes que les caractéristiques $N(I_a)$ le sont, la caractéristique $C(I_a)$ restant unique, au moins tant qu'on n'insère pas de shunt sur l'inducteur (fig. 535).

Le mode de passage le plus logique d'une caractéristique à l'autre consiste à effectuer ce changement aux points d'intersection a (1, 2) et b (2, 3) pour lesquels les vitesses sont les mêmes et les couples aussi.

L'emploi de caractéristiques intermédiaires nécessitées par les

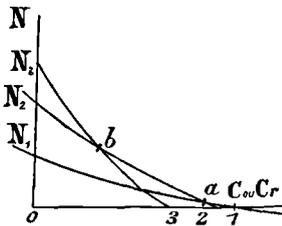


Fig. 555. — Caractéristiques diverses mécaniques dans un moteur série à tension constante réglé par insertion de résistances.

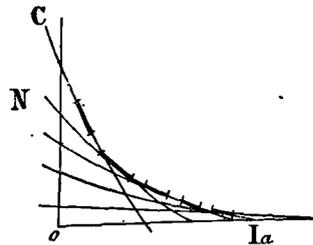


Fig. 534. — Caractéristiques diverses électro-mécaniques $N I_a$ d'un moteur série à tension constante réglé par insertion de résistances.

considérations ci-dessus permet de réaliser l'allure ci-contre, C décroissant depuis le couple de démarrage (valeur maximum $U I_a$) jusqu'au couple minimum (fig. 444).

B. — Moteur shunt avec rhéostat d'excitation et de démarrage. — L'emploi de résistances de démarrage successives, Φ_p étant constant, correspond aux caractéristiques de la famille I, puis, en modifiant le rhéostat d'excitation, on obtient, si les résistances sont prises de plus en plus fortes, des courants I, I', I'' etc..., auxquels

correspondent des droites tombantes (famille II) parallèles à la droite :

$$E - U - R_m I_a$$

(pas de résistance sur l'induit, fig. 555).

Elles sont d'autant plus élevées (N croissant) que Φ_p est plus petit, ce qui est bien conforme à notre théorie générale. En prenant sur chaque caractéristique la portion convenable, on peut réaliser une loi $N(I_a)$ quelconque. Celle représentée sur la figure correspondrait à une marche avec vitesse d'autant plus grande que le courant est plus fort, disposition qu'on n'emploie pas en pratique.

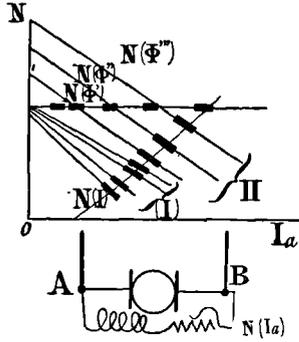
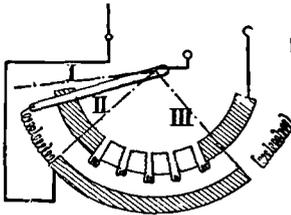


Fig. 555. — Caractéristiques d'un moteur shunt avec rhéostats d'excitation et de démarrage.

Rhéostat de démarrage et d'excitation pour moteur shunt. — Bien qu'il sorte des limites de ce cours de décrire tous les types de rhéostats employés dans ce cas, nous donnerons rapidement le principe du démarreur universel représenté sur la figure 556.

Mise en marche (fig. 556). — On voit que, lorsque la manivelle occupe la position I, les circuits d'excitation et de l'induit sont

ouverts. Entre I et II le courant d'excitation



Démarreur universel

Fig. 556. — Démarreur universel pour moteur shunt à tension constante.

passé dans des résistances dites d'ouverture, dont le rôle principal sera étudié tout à l'heure. L'induit est encore à circuit ouvert. Dans la position II, l'inducteur ne comporte aucune résistance, mais l'induit est protégé par l'ensemble du rhéostat

de démarrage. Entre II et III, ces résistances de démarrage sont graduellement supprimées. Dans la position III, l'induit est seul en circuit, l'excitation étant complète. Enfin, entre III et IV, on agit sur la vitesse, en diminuant l'excitation par insertion de résistances de plus en plus fortes sur l'inducteur.

Arrêt. — Il s'effectue en ordre inverse, le circuit induit et le

circuit inducteur étant coupés successivement. Pour éviter l'étincelle plus ou moins violente généralement due à la self-induction de l'inducteur (nombreuses spires de fil), on a inséré entre II et I les résistances d'ouverture dont nous avons parlé tout à l'heure. Elles affaiblissent le courant à la rupture et introduisent une résistance ohmique dans le circuit.

Précautions spéciales relatives à l'excitation dans le cas d'un moteur-shunt. (Fig. 357 a et b). — En vertu de la relation approchée :

$$U = \sim Nn\Phi_p$$

il est à craindre, dans un moteur shunt, qu'un fil d'excitation,

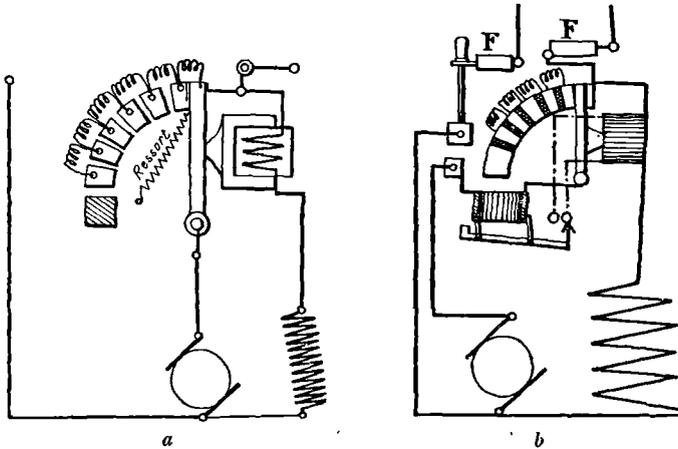


Fig. 357 a et b. — Démarreur Ellison avec interrupteur automatique en cas de rupture d'excitation. — Démarreur Ellison avec interrupteur automatique en cas de rupture d'excitation et interrupteur automatique de surcharge.

toujours fin et mal refroidi par une ventilation insuffisante, ne se rompe; alors Φ_p devenant nul, N croît indéfiniment. Il faut donc supprimer l'alimentation de l'induit pour éviter tout accident. On y arrive facilement au moyen d'appareils analogues à ceux de la figure 357, dont le fonctionnement est intuitif.

La manette de la figure 357 a tend toujours à être rappelée par un ressort vers un plot isolant (circuit d'induit ouvert). Elle est maintenue par l'attraction d'un solénoïde de fil fin en série avec l'inducteur. Si l'inducteur vient à se rompre, la manette retombe et le circuit s'ouvre. On peut joindre à ce démarreur un interrupteur automatique de surcharge, tel que celui-ci représenté par la figure 357 b.

Lorsque le courant principal dépasse une certaine limite, l'armature de l'électro-aimant du circuit d'induit vient court-circuiter le solénoïde fil fin et le circuit de l'armature est rompu. Dans ces dispositifs, le démarrage est effectué à la main par manœuvre de la manette.

Moteur série. — Dans le cas d'un moteur série, un interrupteur automatique de surcharge ou un jeu de fusibles suffit pour le protéger.

RÉGULATIONS SPÉCIALES

A. *Modification du couplage des inducteurs* ($U = C^{te}$). — Pour fixer les idées, considérons un inducteur de moteur série partagé

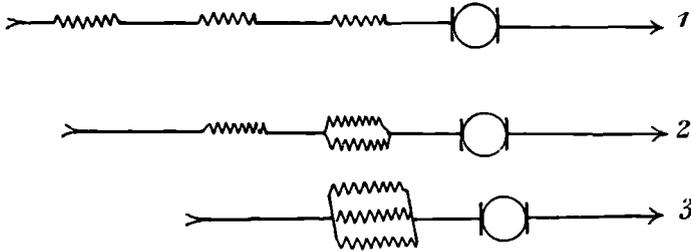


Fig. 558. — Régulation par couplages différents des inducteurs. Moteur série à tension constante.

en trois bobines de m conducteurs chacune. Si I_a est le courant d'armature, le premier, le second et le troisième des couplages de la figure ci-contre (fig. 558) correspondent respectivement à $3mI_a$, $2mI_a$, mI_a ampères-tours, pour le courant d'armature donné, et si l'on admet la proportionnalité des flux au courant d'excitation, à un même courant I_a d'armature correspondent des flux qui sont entre eux comme 3, 2 et 1, et enfin des vitesses qui sont entre elles, d'après l'égalité approchée

$$E = \sim Nn\Phi_p$$

comme 1, 2 et 3. Les caractéristiques données par la formule générale

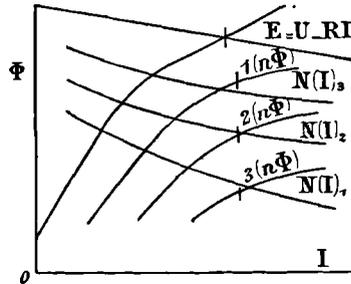


Fig. 559. — Régulation par couplages différents des inducteurs. Moteur série à tension constante.

$$N = \frac{U - RI_a}{n\Phi_p}$$

seront donc d'autant plus basses que les ampères-tours excitateurs seront en nombre plus restreint (fig. 558 et 559).

Ce mode de régulation d'un moteur série était assez employé jusqu'à ces dernières années pour les moteurs de tramways à tension constante. Il est dû à l'ingénieur américain Sprague. Il a le tort d'offrir une certaine complication et d'utiliser assez mal le cuivre inducteur, puisque, dans les couplages 2 et 3, une portion ou la totalité des fils inducteurs travaille à une densité de courant inférieure à la densité normale.

Réalisation pratique. Régulateur. — On relie les extrémités de

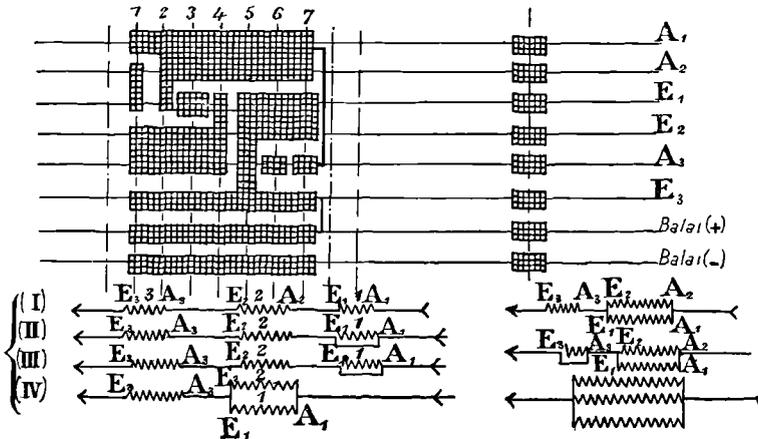


Fig. 340. — Régulateur de moteur série à tension constante pour couplages différents des inducteurs (Sprague).

chacune des trois bobines inductrices à des plots isolés fixes, disposés verticalement les uns au-dessous des autres. Sur un tambour isolé, on a monté des contacts de forme appropriée, frottant sur les plots fixes déjà mentionnés. Ce tambour peut être manœuvré par une manivelle et s'arrêter dans des situations fixes au moyen d'un système de cliquets à ressort, proscrivant tout arrêt dans des positions intermédiaires. A ces positions du tambour correspondent des couplages déterminés des organes électriques reliés aux plots fixes. D'une manière générale, un tel organe de manœuvre s'appelle régulateur de marche (tramway), combinateur (automobile) ou enfin souvent « controller » de l'anglais *control* (gouverner).

Si l'on fend le cylindre mobile suivant une génératrice et qu'on

l'étende sur un plan, on obtient un aspect analogue à celui de la figure 540. (Régulation Sprague par couplages différents des inducteurs).

B. — *Couplages divers des conducteurs induits* ($U-C^c$). —

Dans la formule

$$E = Nn\Phi_p = U - RI^a$$

on voit que, toutes choses égales, si on modifie n , on modifie concurremment N , si Φ_p , U et I_a restent les mêmes. Par conséquent on peut, avec un même moteur, réaliser plusieurs caractéristiques $N(I_a)$

en adoptant divers couplages de ces conducteurs périphériques. On a en effet :

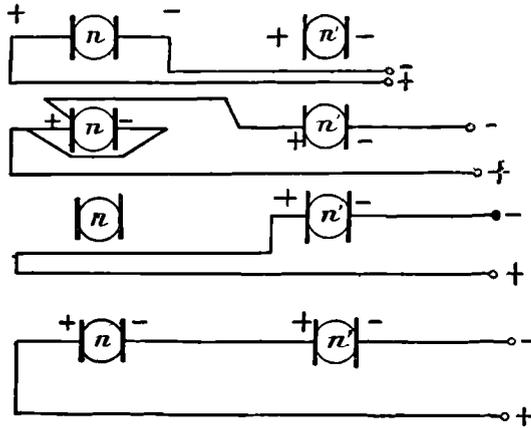


Fig. 541. — Régulation par modification du nombre de conducteurs actifs.

$$N = \frac{E}{n\Phi_p} = \frac{U - RI_a}{n\Phi_p}$$

On voit que si n varie, les caractéristiques N seront différentes. Dans le dispositif breveté Bouquet-Garcin-Schivre, employé en automobilisme, on utilise un moteur à deux inducts, ceux-ci desservis respectivement par un collecteur. L'un des inducts comporte n conducteurs, l'autre n' et l'on a

$$n' > n$$

On effectue (fig. 541) les 4 couplages suivants

$$n, n' - n, n', n + n'$$

Les vitesses varient dans des proportions inverses.

Dans une voiture automobile, on pourra avoir pour les vitesses correspondantes, si $n' = 5n$, par conséquent si :

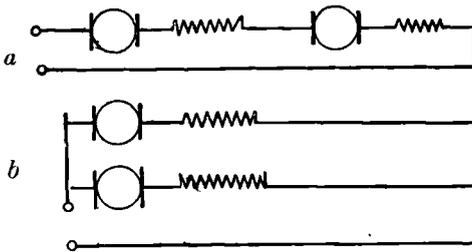
$$\begin{aligned} n' - n &= 2n \\ n' &= 5n \\ n + n' &= 4n \end{aligned}$$

les valeurs

$$\frac{N}{4}, \frac{N}{3}, \frac{N}{2} \text{ et } N$$

cette dernière correspondant au nombre minimum de conducteurs actifs n .

C. — *Couplage série-parallèle dans le cas de deux moteurs série* ($U=C^*$). — Soient deux moteurs série fonctionnant sous une



différence de potentiel constante U . Si on les couple en série, cha-

cun fonctionne sous $\frac{U}{2}$.

D'après l'égalité appro-

chée :

$$\frac{U}{2} = \sim Nn\Phi_p$$

Fig. 342 a et b. — Régulation par couplage série-parallèle de deux moteurs série à tension constante. Connexion schématique.

on voit que pour un même courant I_a , donc pour un même flux Φ_p , les deux moteurs branchés en série (fig. 342 a) auront chacun une vitesse approximativement deux fois plus petite que lorsqu'ils travaillent en parallèle (fig. 342 b).

Si on veut étudier plus rigoureusement la question, il faut

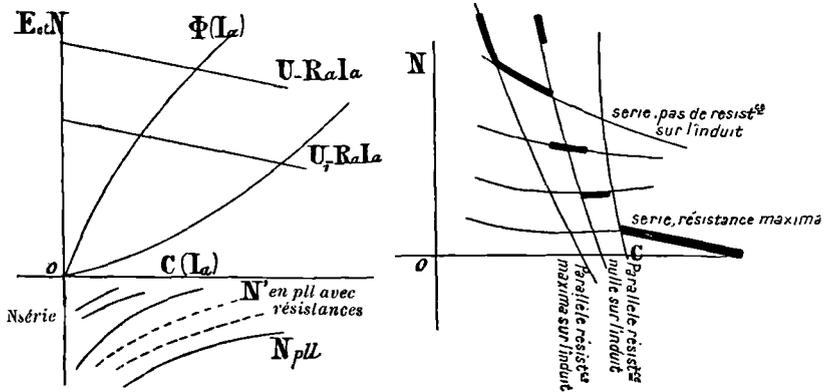


Fig. 343 a et b. — Caractéristiques électro-mécaniques et mécaniques de deux moteurs série à tension constante couplés en série-parallèle.

remarquer que dans chaque cas les vitesses sont données par les relations :

$$N = \frac{U - R_a I_a}{n \Phi_p} \quad N' = \frac{U - R_a I_a}{n \Phi_p}$$

Le passage de l'une des caractéristiques à l'autre se fait naturellement avec l'emploi de caractéristiques intermédiaires correspondant à l'insertion de résistances sur l'induit (fig. 544).

Si l'on trace les caractéristiques mécaniques correspondantes, on trouve une première famille I correspondant au couplage série et une seconde II au couplage en parallèle.

Il est bien certain que l'on peut accroître la douceur des passages en employant des caractéristiques supplémentaires relatives au shuntage des inducteurs. Pour le couplage en parallèle, l'emploi des shunts permet de gagner de la vitesse par rapport à celle résultant normalement de la construction du moteur et de la forme de la distribution. Naturellement, ce gain de vitesse suppose l'affaiblissement de l'effort à surmonter ou effort résistant.

Réalisation pratique. Régulateur série-parallèle. — La figure ci-contre nous donne le développement d'un régulateur série-paral-

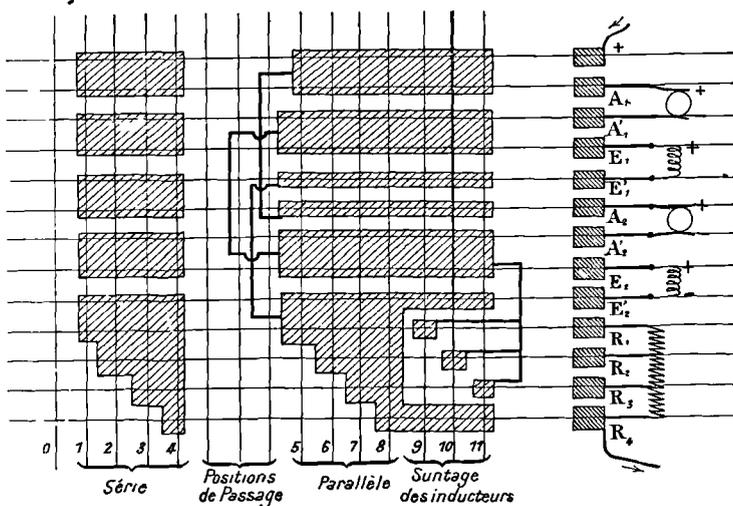


Fig. 544. — Régulateur pour couplage série-parallèle de moteur série à tension constante.

lèle établi d'après les mêmes principes de construction que le régulateur Sprague décrit plus haut.

D. *Régulation spéciale dans le cas de distribution à intensité constante.* — On doit régler en général les moteurs série, employés

en immense majorité sur les distributions série, pour la raison suivante. Le couple

$$C = KI_s \Phi_p$$

est immuable, si on ne modifie pas Φ_p , pour un même courant I_s . Comme nous l'avons dit dans la dernière leçon, on ne peut supprimer toute régulation pour un moteur série, dans ce genre de distribution, que si le couple résistant qu'il doit surmonter est absolument constant (élévation d'eau, ventilation, soufflerie, etc.) et si ce moteur est rigoureusement approprié à sa fonction ($C_m = C$). Dans les cas contraires, I restant fixe, il faut agir sur Φ_p .

Régulateur Thury (calage des balais et shuntage d'inducteurs). — On peut y arriver par shuntage des inducteurs et aussi par calage des balais. Un certain nombre de régulateurs sont basés sur l'un ou l'autre de ces principes. Le régulateur Thury pour moteurs, que nous allons décrire, les utilise à la fois tous deux.

A la pleine charge, les balais sont calés dans une position correspondant au maximum de puissance (couple maximum en service normal). La charge diminuant, le réglage s'effectue par le calage des balais. Pour les puissances supérieures à la puissance normale, réglage fait par le champ dont on augmente l'intensité. A cet effet, pour la puissance normale, le moteur est réglé de

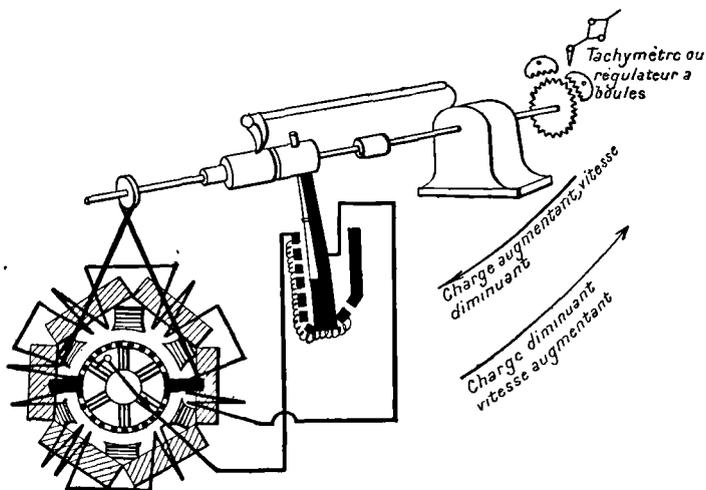


Fig. 345. — Régulateur mixte Thury à décalage de balais et shuntage d'inducteur.

manière à développer cette puissance, l'inducteur étant shunté par une résistance de réglage. En diminuant la résistance de

réglage, on augmentera donc le couple, puisqu'on augmentera le flux. Ainsi donc, si C_r diminue au-dessous de C normal, N tend à augmenter. La vitesse est réglée par le calage des balais. Soit C_r croissant au-dessus de C normal ; le réglage est assuré par la diminution des résistances shuntant l'inducteur (fig. 345). Ce réglage peut être fait automatiquement. A cet effet, un régulateur ou tachymètre à boules, monté sur le moteur, agit par un double encliquetage commandant la manette des résistances du shunt et le plateau des porte-balais.

On voit, par le schéma de ce régulateur représenté ci-contre, que lorsque le calage des balais correspond à la position de pleine charge, la commande du plateau s'arrête. Au-dessus de la pleine charge (coups de collier), la régulation se complète par la manœuvre du rhéostat de shunt.

Régulation par batterie en parallèle des moteurs à faible puissance ($I = C^e$). — Employé quelquefois pour les moteurs compound. On dispose une batterie d'accumulateurs en parallèle entre les bornes, de f.é.m. à peu près équivalente à la différence de potentiel qui s'établit aux bornes quand le moteur fonctionne à pleine charge. Quand la charge diminue, N augmente, U aux bornes augmente, ainsi

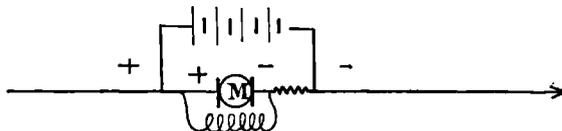


Fig. 346.

Régulation par batterie en parallèle des petits moteurs ($I = C^e$).

que l'excitation dérivée. La batterie se charge par l'excédent de courant disponible. C'est l'inverse quand la charge augmente.

Ce mode de régulation est intéressant, mais très coûteux et très compliqué.

VINGT-CINQUIÈME LEÇON

RÉGULATION ET COUPLAGE DES DYNAMOS A COURANT CONTINU

Généralités. — Industriellement, le problème du couplage et de la régulation des groupes de dynamos est lié à un certain nombre de questions que nous allons étudier préalablement.

Mode de commande et d'accouplement des dynamos et des moteurs. — Les dynamos destinées à fonctionner simultanément et à assurer un même service électrique peuvent être entraînées par une même transmission (ce qui est extrêmement rare), auquel cas elles ont des vitesses soit égales, soit proportionnelles, ou alors être mue chacune par un moteur indépendant.

Le fonctionnement de ces groupes électrogènes, travaillant simultanément, est réglé de façon que les dynamos endossent chacune une fraction de la charge (ou une puissance à fournir) en relation avec leur puissance normale. Ces conditions de marche normale peuvent être modifiées par des anomalies provenant, soit d'un défaut momentané dans la marche du moteur mécanique d'un groupe, soit par une variation des conditions électriques de marche de la dynamo. Comme nous l'avons déjà dit plusieurs fois, à toute augmentation de la charge (puissance fournie) correspond en général une diminution, ou plutôt une tendance à la diminution de la vitesse du groupe électrique, tendance plus ou moins corrigée par le régulateur de vitesse. C'est l'inverse quand la charge (ou puissance demandée à la machine) diminue.

La commande par courroie permet notamment d'employer des moteurs à vapeur à marche lente, et particulièrement économiques. Le glissement de la courroie, en cas de surcharge, présente certains avantages, mais aussi certains défauts (emballement possible du moteur si la courroie vient à glisser). La commande par courroie entraîne parfois, par le fait du glissement, une diminution du travail disponible pouvant atteindre 10 %.

L'emploi des machines à vapeur à grande vitesse (puissance

supérieure à 200 chevaux) et des turbines légitime l'accouplement direct, au moins avec un manchon élastique interposé entre les deux machines.

Relation du couplage et de la régulation avec les caractéristiques externes. — L'étude des diverses questions précédentes se ramène à celles des caractéristiques externes $U(I_a)$ des dynamos considérées. On sait que les variations de N ou de I_e (courant d'excitation) entraînent en général la naissance de diverses familles de caractéristiques.

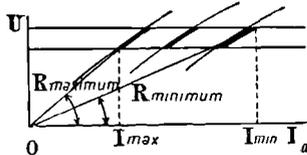


Fig. 547. — Relation de la régulation des dynamos avec les caractéristiques externes.

La régulation d'une dynamo revient, dans les distributions à U constant, à maintenir U constant quelle que soit la résistance R du réseau extérieur, ou, d'une manière générale à réaliser une relation $U(I_a)$ ou $U(R)$ déterminée; (par exemple, U croissant proportionnellement à I_a dans le cas des dynamos hypercompound).

D'après la formule :

$$E - RI_a = U - Nn\Phi_p - R_a I_a$$

on voit, que pour réaliser cette loi, il faut agir sur N ou sur Φ , quand on se donne les valeurs simultanées de I_a ou U .

Mêmes considérations dans le cas des distributions à I_a constante. Il faut maintenir I_a constante, quel que soit R , c'est-à-dire U .

La régulation revient donc, comme nous l'avons dit, à provoquer au moyen d'artifices appropriés, la réalisation de caractéristiques diverses sur lesquelles on n'utilise que les portions comprises entre deux limites U_1 et U_2 (pour $U = C^{te}$) depuis I minimum jusqu'à I maximum, ou entre les limites I_1 et I_2 (pour $I = C^{te}$) depuis U maximum jusqu'à U minimum; (fig. 547).

Modes d'action utilisés pour la régulation. — On s'adresse presque toujours, non à la vitesse, qui généralement est maintenue pratiquement constante à l'aide d'un régulateur, mais à l'excitation. La raison en est que la création d'un flux déterminé correspondant à la production d'une tension imposée *a priori* ($U = C^{te}$ par exemple) s'effectue d'une manière quasi-instantanée. Même dans les circuits d'excitation particulièrement inductifs, le courant atteint très rapidement sa valeur de régime (quelques

centièmes de seconde). Au contraire, un régulateur mécanique de vitesse doit agir sur un organe mécanique (obturateur de vapeur, vanne d'admission d'eau, etc....) dont la manœuvre, compliquée par des phénomènes de mouvement varié du fluide moteur dans les conduites, est toujours plus ou moins pénible. Le travail nécessaire à cette manœuvre est souvent assez considérable, et, pour ne pas faire développer aux organes chargés de l'effectuer une puissance trop forte, on est obligé de répartir le travail sur un temps d'action suffisamment long. Les régulateurs de vitesse, de plus, ne sont généralement pas amortis. En raison de l'inertie des masses qu'ils utilisent ou dont ils modifient le régime d'écoulement, ils dépassent généralement la position d'équilibre, qu'ils n'atteignent qu'après une série d'oscillations.

Couples et caractéristiques mécaniques des divers moteurs pour dynamos. — Le fonctionnement des divers moteurs mécaniques est lié généralement aux valeurs de deux éléments, comme

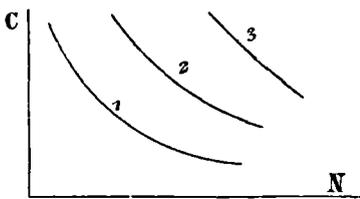


Fig. 348.

Caractéristiques mécaniques des moteurs pour dynamos.

celui des moteurs électriques à la tension et à l'intensité du courant.

Par exemple, le régime d'un moteur à vapeur est lié à la quantité de vapeur, Q qu'il reçoit et à la différence des pressions P sous laquelle cette vapeur s'introduit et est condensée. La hauteur de chute H et le débit

d'eau Q jouent le même rôle pour un moteur hydraulique. H ou P étant fixés, Q sera fonction de la position d'un organe (vanne d'admission par exemple).

A chaque régime d'admission correspond une caractéristique $C(N)$, C étant le couple moyen pour un tour. En modifiant les admissions, on réalisera des caractéristiques successives 1, 2, 3, différentes (fig. 348).

$C(N)$ peut être tracée facilement. Il suffit de connaître C pour chaque vitesse. Or, cette détermination est très facile. On peut déterminer la puissance P (hydraulique ou thermique) fournie au moteur. En l'accouplant à une dynamo étalonnée, c'est-à-dire de rendements η_g connus aux diverses régimes, on

aura ainsi, la puissance aux bornes de la génératrice étant :

$$P_g = UI$$

et en tenant compte de son rendement τ_g , la puissance P_u à l'arbre du moteur étant :

$$P_u = \frac{UI}{\tau_g}$$

le couple de ce moteur :

$$c = \frac{UI}{\tau_g \cdot 2\pi N}$$

etc....

Forme générale des couples moteurs mécaniques. — On constate aisément (il est difficile de nous étendre sur ce sujet) que les

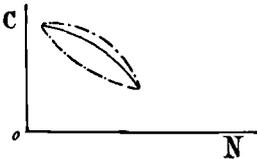


Fig. 349. — Diverses formes des caractéristiques mécaniques de moteurs pour dynamos.

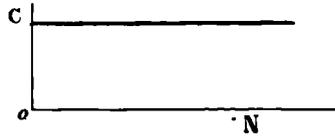


Fig. 350. — Caractéristique théorique mécanique d'un moteur à vapeur marchant à pression constante.

caractéristiques mécaniques de moteurs, pour des régimes divers, sont des courbes descendantes quand N croît, courbes se rapprochant plus ou moins d'une droite (fig. 349).

Quelquefois cette courbe peut se rapprocher d'une droite très faiblement inclinée sur l'axe des N (moteur à vapeur marchant à une pression constante et ayant un très bon rendement ; fig. 350).

Rôle du régulateur de vitesse.

— C'est encore de découper sur les caractéristiques mécaniques correspondant aux divers régimes les portions comprises entre deux limites de vitesse plus ou moins rapprochées. Le régulateur agit sur l'organe d'admission. Si le régulateur était parfait, la courbe des couples serait une droite parallèle aux C , avec l'abscisse N_{th} correspondant à la vitesse théorique.

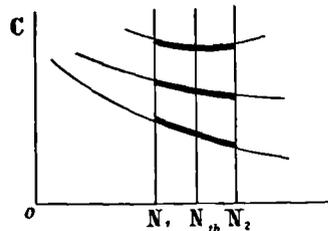


Fig. 351. — Rôle du régulateur de vitesse au point de vue de l'utilisation des caractéristiques.

Couples mécaniques des dynamos. — Une dynamo fournit en

général une puissance fonction de la vitesse. En effet, si on utilise l'égalité approchée :

$$U \sim Nn\Phi = E$$

l'on constate que si Φ est constant (dynamo shunt), à la chute de tension ohmique près, U est proportionnel à N .

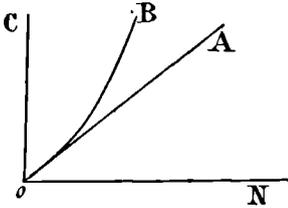


Fig 352. — Couples mécaniques des dynamos.

Comme, à charge constante, $R = \frac{U}{I}$, ainsi I est proportionnel à U . On voit que, pour les machines à flux constant, P , puissance fournie, sera proportionnelle au carré de la vitesse. Dans le cas de machines à flux variables avec I , alors P croîtra plus vite

que N^2 . Il est bien entendu que tout ceci suppose la charge R constante. Si l'on fait abstraction pour un moment du rendement de la dynamo, il en résulte que le couple moteur nécessaire peut être pris égal à $\frac{UI}{2\pi N}$; on voit qu'il croît, à charge constante, au moins aussi vite que la vitesse. Il en résulte que pour les divers types de dynamos, il peut être représenté par une courbe comprise entre les deux limites OA et OB (fig. 352).

Fonctionnement d'une dynamo associée à un moteur sans régulateur. — La caractéristique $C_m(N)$ du moteur, pour une admission donnée, étant toujours une courbe tombante et la caractéristique $C_g(N)$ de la dynamo (pour une charge donnée R) une courbe ascendante, on voit que le point d'intersection des deux courbes donnera les éléments du régime : C et N (fig. 353). Encore faut-il que si R vient à varier, le régime soit stable, c'est-à-dire que le moteur puisse en quelque sorte calquer son régime sur celui imposé par la dynamo. Soit, par exemple, R décroissant. Alors la nouvelle caractéristique C'_g de la dynamo sera plus haute. En effet, pour une même vitesse, I'_g , correspon-

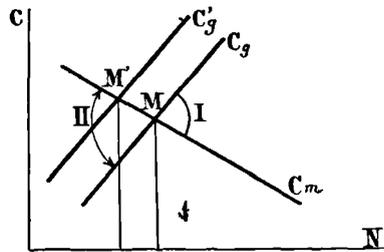


Fig. 353. — Fonctionnement d'une dynamo associée à un moteur avec régulateur.

tant à la charge $R'_g < R_g$, sera plus grand que I_g . La charge augmentant, la dynamo va commencer par ralentir. Nous aurons ainsi un nouveau point d'intersection M' auquel correspondra une vitesse plus petite N' et un couple moteur C_m plus fort.

La région I du plan où les caractéristiques C_g sont au-dessus des caractéristiques C_m correspond donc à un régime stable. On démontrerait aussi simplement que la région II correspondrait à un régime également stable de fonctionnement.

Au contraire, si on accouplait la dynamo à un moteur tel que sa caractéristique C_m , à droite du point d'intersection M , fût plus haute que celle de la dynamo, on démontrerait aisément que le fonctionnement serait instable, que le couple du moteur diminuerait quand la charge de la dynamo augmenterait et que les deux machines finiraient par s'arrêter.

COUPLAGE DES DYNAMOS A COURANT CONTINU

Il est bien entendu que, dans ces couplages, la vitesse des moteurs mécaniques, donc des groupes, est supposée maintenue constante, quelle que soit la charge, au moyen des régulateurs de vitesse. La régulation électrique supposera donc la variation convenable de l'excitation. On peut grouper entre elles d'une manière quelconque les machines dynamos. Au point de vue de leur valeur industrielle, les seuls couplages intéressants sont les suivants (cas de deux machines), à savoir ceux marqués d'une astérisque

- * I Série en série.
- I' Série en parallèle.
- II Shunt en série.
- * II' Shunt en parallèle.
- * III Shunt et série en série.
- III' Shunt et série en parallèle.

Nous examinerons plus loin le cas des dynamos compound.

NOTA. — On supposera toujours les machines identiques, dans le cas de groupements de machines enroulées pour le même mode d'excitation.

MACHINES SÉRIE

Couplage en série.

Caractéristique externe. — Soient des machines à même vitesse. La caractéristique totale s'obtient en doublant pour un même

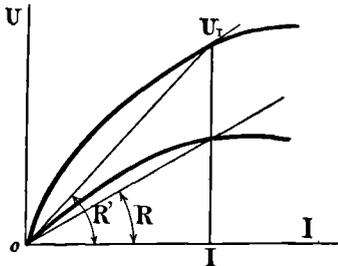


Fig. 354. — Caractéristique totale externe d'un groupe de deux dynamos série en série.

courant les tensions U . Si la charge varie, le point figuratif se déplace sur la caractéristique totale $U(I)$, comme sur une caractéristique de dynamo simple (fig. 354).

Si la vitesse de l'une ou des deux machines varie, la caractéristique totale baisse ou remonte d'autant.

Cette disposition (deux machines série en série) présente un avantage. La résistance critique d'amorçage R est plus grande que dans le cas où le même service est assuré par une des dynamos partielles.

Valeur pratique. — Au point de vue pratique, la mise en marche et l'arrêt du groupe ne présente aucune difficulté. Cette mise en marche, notamment, peut se faire pour chaque machine isolément, la liaison étant établie ensuite de pied ferme, ou pour le groupe normalement accouplé.

Couplage en parallèle.

Caractéristique externe. — Les machines étant à même vitesse, elle s'obtient en conservant la valeur des ordonnées et multipliant les abscisses dans le rapport 2; I_T , courant total, étant égal au double du courant fourni par chaque machine. La courbe $U(I_T)$ sera donc plus aplatie vers les I que la caractéristique externe des dynamos composantes, et la résistance

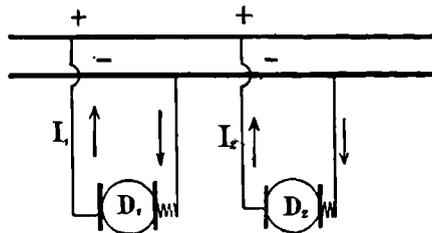


Fig. 355. — Couplage d'un groupe de deux dynamos série en parallèle.

d'amorçage du groupe, plus petite, ce qui est un désavantage (fig. 355).

La vitesse se modifiant, ou la charge R , on aura aisément la nouvelle caractéristique, ou le nouveau point figuratif. Théoriquement, ce couplage semble donc acceptable.

Valeur pratique. — Cependant, cette disposition est peu à recommander. Si on l'applique sans précaution, il peut arriver que la vitesse de l'une des deux machines venant à baisser trop, la tension aux bornes U de l'ensemble soit supérieure à sa f.é.m. Elle fonctionne alors en moteur. Mais, d'après la règle des trois doigts, Φ_p et I_2 étant inversés (ce qui revient au même que s'ils restaient les mêmes) la machine en moteur tournera dans un sens contraire (règle des trois doigts, main droite) au sens correspondant au fonctionnement en génératrice (règle des trois doigts, main gauche.) Du reste, l'excitation (Φ_p , variant comme I) a passé préalablement par zéro, au magnétisme rémanent près.

Ce couplage est donc mauvais sous cette forme, car la rotation en sens inverse de la machine électrique fera rompre le lien mécanique existant entre le moteur et la dynamo (la courroie sautera, le manchon d'accouplement cédera, etc....)

D'autre part, la mise en charge est toujours difficile, car l'une des machines D_1 s'amorçant toujours avant l'autre, le courant qu'elle produit dans l'inducteur de D_2 , de sens contraire à celui qui doit parcourir normalement cet inducteur D_2 , entraîne un renversement de polarité (fig. 356 a et b).

Artifice. — Relier les balais libres a_1 et a_2 par un conducteur gros et court. Alors le courant qui circule dans l'inducteur de D_2 est bien de même sens que celui qui

correspondra à la polarité normale quand D_2 sera excitée (fig. 357).

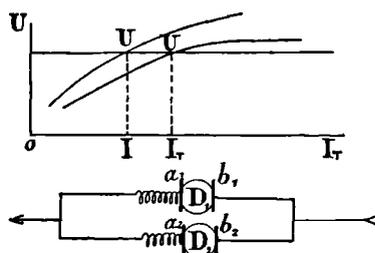


Fig. 356 a et b. — Couplage de deux dynamos série en parallèle. Caractéristique totale externe. Connexions. Mode vicieux.

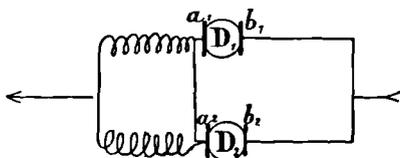


Fig. 357. — Artifice pour éviter le renversement de polarité dans le cas du groupement de deux machines série en parallèle.

Ce procédé est naturellement applicable à un nombre quel-

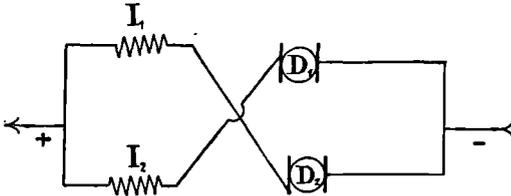


Fig. 358. — Artifice pour éviter les renversements de polarité dans le couplage de deux dynamos série en parallèle.

conque de dynamos accouplées en parallèle.

Une baisse de vitesse, de D_2 par exemple, ne sera plus à craindre, car Φ_p restera toujours de même sens; I_2

s'inversant seul, le sens de rotation de D_2 sera le même en moteur ou en génératrice. La disposition ci-contre est évidemment équivalente dans le cas de deux dynamos, mais restreinte à ce cas (fig. 358).

MACHINES SHUNT

Couplage en série.

Caractéristique totale. — (Opérer comme précédemment). Tension double, pour un même courant, de celle qui existe dans le cas d'une dynamo simple. Traiter de la même façon le cas des variations de la vitesse N_2 , de l'une des machines et de la charge R (fig. 359).

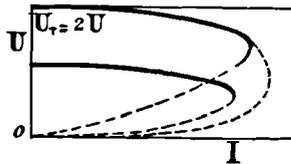


Fig. 359. — Caractéristique externe totale d'un groupe de deux machines shunt en série.

Si on pousse les caractéristiques jusqu'à la portion tombante, on voit que la résistance critique est plus grande pour le groupe que pour une dynamo isolée. — Désavantage.

Valeur pratique. — En théorie, couplage facile. Ce groupe de machines shunt en

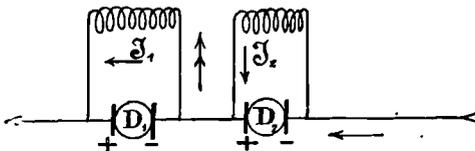


Fig. 560. — Couplage de deux dynamos shunt en série. Montage vicieux et dangereux.

machine shunt en série offre cependant des désavantages. En effet, D_1 s'amorçant avant D_2 , le courant produit dans l'inducteur de D_2 sera de sens contraire à celui qui y

existe quand la dynamo est amorcée (\leftarrow), d'où un renversement de polarité.

On peut lever cette objection en mettant les inducteurs en série (disposition de la fig. 361) sur les bornes extrêmes. Mais, si D_1 s'amorce un peu, il peut arriver que l'amorçage complet soit difficile, étant donné que la résistance du circuit inducteur alimenté par

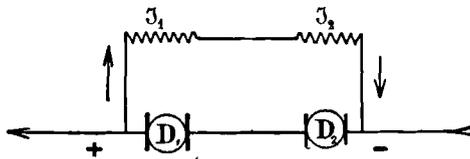


Fig. 361. — Couplage de deux dynamos shunt en série. Montage correct.

le voltage de D_1 seul est dans ce cas deux fois plus forte.

La disposition de la figure 361 est cependant acceptable parfois. En effet, dans le cas d'un magnétisme rémanent relativement considérable, le courant parcourant J_2 sera suffisamment faible, étant donnée la faible différence de potentiel existant aux bornes de D_2 , pour ne pas inverser la polarité de D_2 . La disposition indiquée ci-dessus est évidemment préférable. Elle permet la mise en marche simultanée de D_1 et D_2 .

Couplage en parallèle.

Caractéristique externe. — S'obtient comme précédemment en multipliant, sur une caractéristique de dynamo, les abscisses dans le rapport 2 et en laissant les ordonnées fixes (fig. 362).

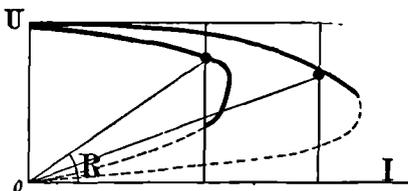


Fig. 362. — Couplage de deux dynamos shunt en parallèle. Caractéristique totale externe.

On voit que la caractéristique, pour un même courant, est moins tombante que dans le cas d'une des dynamos fonctionnant isolément. La résistance d'amorçage est plus petite (avantage dans le cas d'un court-circuit plus ou moins franc qui pourra peut-être ne pas désamorcer la dynamo).

On étudiera comme précédemment l'influence d'une variation de la vitesse N_2 de l'une des machines et de la charge R .

Valeur pratique. — Cette méthode constitue le mode normal de couplage des dynamos pour distribution à potentiel constant.

Son grand avantage consiste dans la stabilité du fonctionnement des dynamos. En effet, pour fixer les idées, supposons la

chute de tension pour la charge normale égale à 3 %, de la tension aux bornes. On a, U étant cette tension :

$$E_1 = U + R_a I_1$$

$$E_2 = U + R_a I_2$$

d'où :

$$I_1 = \frac{E_1 - U}{R_a}$$

$$I_2 = \frac{E_2 - U}{R_a}$$

Les courants débités, et approximativement les charges supportées par les machines, sont donc proportionnels aux quotients

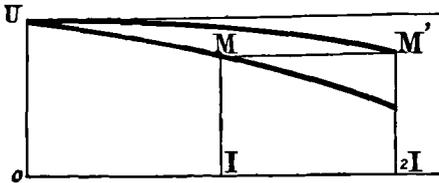


Fig. 363. — Couplage de deux dynamos en parallèle. Caractéristique totale externe.

ci-dessus. Soit E_2 inférieur à U de 3 % (baisse de vitesse d'environ 6 %). D_2 devient motrice et absorbe une puissance $UI_2 = UI_1$ identique à celle qu'elle fournissait. De plus, elle tourne toujours dans le même sens

(Φ_p reste le même, I s'inverse seul : règle des trois doigts). Cette puissance motrice, jointe à celle du moteur mécanique qui continue à l'entraîner, lui fait regagner rapidement la vitesse normale. Donc pas de difficulté.

Cependant si le nombre des machines accouplées est peu considérable (2, par exemple) et si le régulateur a pu laisser, par suite d'insuffisance dans sa rapidité d'action, la machine D_2 baisser de vitesse de 6 % pendant un temps sensible, D_1 aura dû fournir, en supposant son régulateur parfait, $2UI_1$, ou $2UI_2$, ce qui revient au même, au réseau extérieur, et en plus UI_1 à D_2 . Alors, il faut que D_1 supporte une charge triple de la charge normale sans se désamorcer. Ce sont là des conditions de sûreté un peu exagérées, mais la pratique enseigne nettement de ne faire travailler chacune des deux machines shunt qu'à la moitié de la charge pour laquelle elle pourrait se désamorcer.

Mode de liaison au tableau des dynamos shunt en parallèle. —

Le couplage des dynamos en parallèle suppose la possibilité de régler la marche de ce groupe du tableau de distribution.

L'insertion ou le retrait d'une dynamo sur les barres dites om-

nibus, desservant la distribution à potentiel constant, est une opération très simple. L'excitation de la dynamo peut être prise sur les barres omnibus (fig. 364, dispositif A) ou sur les balais même (fig. 365, dispositif B.)

Dans le premier cas, pour la mise en marche, on règle la vitesse de la machine jusqu'à vitesse normale. On agit sur l'excitation de manière à ce qu'elle donne à vide une f.é.m. un peu supérieure à U , tension des barres, et on couple en fermant l'interrupteur de débit. Pour l'arrêt, agir autant que possible sur l'excitation pour diminuer le débit de la machine et ouvrir I_1 .

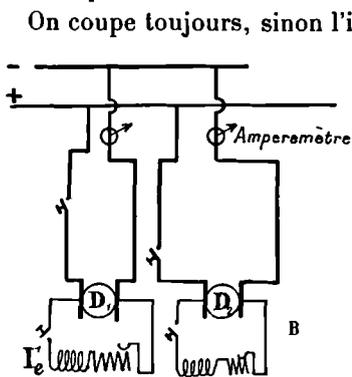


Fig. 365. — Couplage de dynamos shunt en parallèle. Excitation prise sur les balais.

la possibilité, en agissant d'abord sur l'excitation, de baisser fortement le débit jusqu'au moment jugé le plus convenable pour la manœuvre de l'interrupteur I_1 . La machine continuera à tourner en baissant de vitesse. On coupera l'interrupteur d'excitation à l'arrêt, c'est-à-dire sans production d'étincelles nocives.

DISPOSITION MIXTE

On peut réunir les avantages des dispositions précédentes en adoptant la disposition mixte représentée par la figure ci-contre (fig. 366). Un interrupteur A, A'B' est constitué par deux manettes

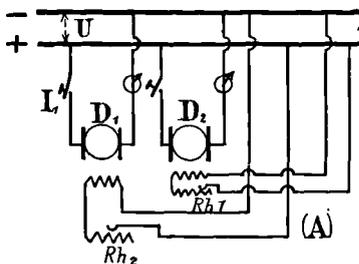


Fig. 364. — Couplage de dynamos shunt en parallèle. Excitation prise sur les barres omnibus.

On coupe toujours, sinon l'induit sur un courant considérable, du moins l'inducteur sur la presque totalité du courant d'excitation. Cette disposition est particulièrement simple pour la mise en route.

Au contraire, la seconde (B) vaut surtout pour l'arrêt. La mise en marche s'effectue d'une manière identique; elle est néanmoins un peu plus délicate, la baisse de tension résultant du couplage ayant une répercussion directe sur l'excitation; mais à l'arrêt on aura

A' et B' isolées électriquement l'une de l'autre, et connectées respectivement aux bornes négatives de l'induit et de l'inducteur de

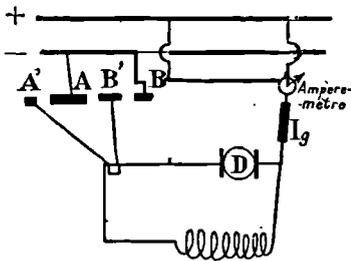


Fig. 366. — Couplage de deux dynamos shunt en parallèle. Mode mixte de branchement de l'excitation.

la dynamo, le pôle positif de ces deux circuits étant commun (fig. 366).

Comme on le voit sur la figure, A' porte sur A avant que B porte sur B, dans le mouvement de B' vers A.

Mise en marche. — Fermer l'interrupteur I_g et mettre A' sur A. La dynamo est excitée par le réseau. On règle cette excitation

jusqu'au voltage voulu, et on ferme complètement l'interrupteur A'B' en suivant AA' BB', d'où débit.

Mise hors service et arrêt. — Diminuer l'excitation shunt jusqu'au débit nul, puis ouvrir I_g . La dynamo tourne en vitesse et est excitée, car le circuit d'excitation se ferme par B'B, le rail — et AA'.

Enfin, la vitesse du moteur étant amenée à 0, on peut supprimer l'excitation en ouvrant AA'.

DYNAMO SHUNT ET DYNAMO SÉRIE

Couplage en série.

Caractéristique externe. — Il suffit, comme nous l'avons indiqué déjà, de sommer les caractéristiques correspondant à chacune des deux machines D_1 (shunt), D_2 (série).

On obtiendra facilement la caractéristique $U_T(I)$ totale par sommation des ordonnées des deux autres $U_1(I)$ et $U_2(I)$. On voit que l'allure générale est la même que celle d'une dynamo hypercompound, la tension croissant avec I , au moins jusqu'à un certain point, d'une façon liée étroitement à la puissance de la machine série composée avec celle de la machine shunt (fig. 567).

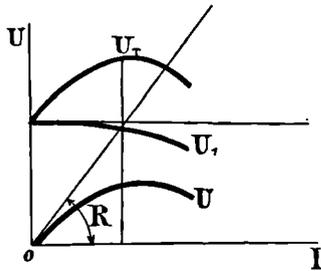


Fig. 367. — Couplage en série d'une dynamo shunt et d'une dynamo série. Caractéristique externe totale.

On étudiera comme précédemment l'influence des variations de N et celles de R .

Valeur pratique. — La stabilité de ce couplage est parfaite. On peut redouter cependant des difficultés à la mise en marche, si l'on ne prend pas la précaution de brancher l'inducteur de D_1 sur les bornes extrêmes du groupe. Il pourrait, en effet, arriver que la machine série D_2 s'amorçât avant D_1 , ce qui entraînerait la possibilité du renversement de la polarité de D_1 , dans le cas d'un magnétisme rémanent particulièrement faible (fig. 368).

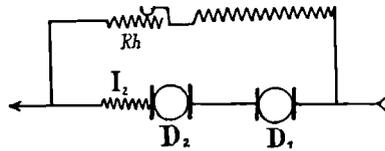


Fig. 368. — Couplage en série d'une dynamo shunt et d'une dynamo série. Artifice dans les connexions.

Si l'on pouvait mettre successivement en route D_1 et D_2 et ne

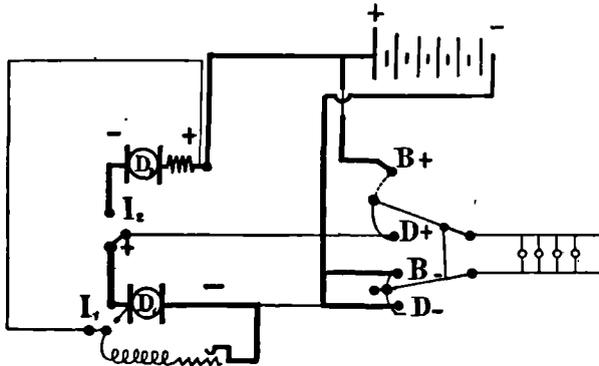


Fig. 369. — Application de l'emploi d'un groupe shunt-série et série. Charge d'accumulateurs pour l'éclairage.

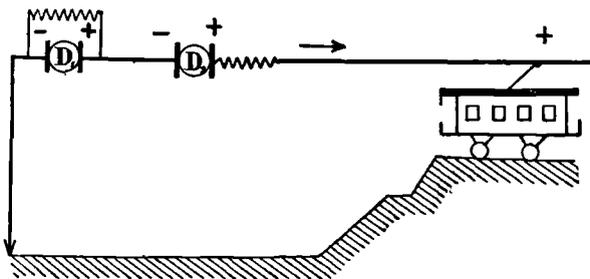


Fig. 370. — Application de l'emploi d'un groupe shunt-série en série. Tramway.

faire le couplage qu'après cette opération, D_1 pouvant seul s'amorcer à circuit ouvert, la précaution précédente serait inutile.

Cependant, elle permet à la dynamo shunt D_1 de résister à un court-circuit plus ou moins franc, sans se désamorcer trop aisément. Quand la machine série est sensiblement plus faible que la machine shunt et qu'elle ne sert en quelque sorte qu'à fournir un appoint de voltage, elle est dite *survolteur*.

Exemples : 1° Charge d'accumulateurs d'éclairage par une machine shunt assurant elle-même cet éclairage à d'autres moments (fig. 369).

2° Maintien d'une tension constante en un point du réseau différent des bornes de la dynamo, ou hypercompoundage (tramways; voir fig. 370).

DYNAMO SHUNT ET DYNAMO SÉRIE

Couplage en parallèle.

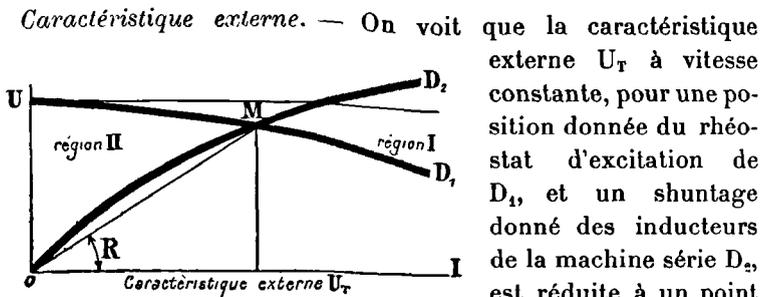


Fig. 371. — Couplage de dynamo shunt et de dynamo série en parallèle. Caractéristique externe.

Valeur pratique. — Dès que R varie (R croissant dans la région II et décroissant dans la région I), le fonctionnement devient instable. Dans la région I, bien que déplorable au point de vue du rendement, il est encore possible. La machine série assure la charge du réseau et fait tourner la machine shunt en moteur, dans le même sens, le moteur mécanique de celle-ci, supposé réglé à vitesse constante, ne lui fournissant plus guère de puissance.

Dans la région II, c'est l'inverse et, de plus, la machine série tournant en moteur, tend à renverser son sens de rotation (inconvenient déjà signalé).

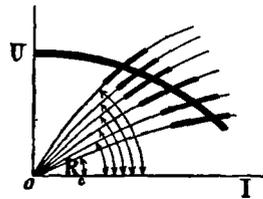


Fig. 372. — Possibilité de modifier les caractéristiques de la machine série d'un groupe shunt-série en parallèle.

On pourrait évidemment, en théorie, agir sur l'excitation ou la vitesse de l'une des machines, D_2 par exemple, de manière à lui faire réaliser des caractéristiques différentes suivant les charges R , auquel cas la tension de D_2 aurait chaque fois la valeur nécessaire, mais c'est une complication toute gratuite, et, pratiquement, ce groupement ne présente aucun avantage (fig. 572).

RÉGULATION DES GROUPES DE MACHINES COMPOUND

Pour les raisons déjà exposées, il convient de réunir les pôles libres des dynamos par un fil gros et court (fig. 373).

Mise hors circuit d'une machine. — Diminuer le débit en agissant sur l'excitation shunt, ouvrir I_1 et I_2 (interrupteur bipolaire), enfin en laissant baisser la vitesse et l'excitation shunt, arrêter progressivement la machine.

Couper l'excitation shunt après l'arrêt.

Suppression simultanée du groupe par un interrupteur en A (fig. 373). — N'est pas à recommander, car l'une des machines pouvant baisser de vitesse plus vite que l'autre, cette dernière pourrait débiter dans la première, travaillant alors en moteur et produire un emballement momentané du moteur mécanique qui l'actionne.

Mise en service d'une machine. — Mettre l'induit en route, régler l'excitation shunt pour avoir un voltage égal ou légèrement supérieur à celui des barres, enfin fermer I_1 et I_2 .

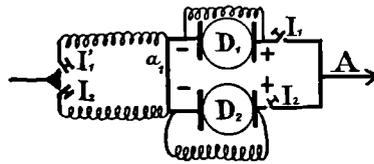


Fig. 373. — Couplage de deux dynamos compound en parallèle, Connexions.

Disposition particulière.

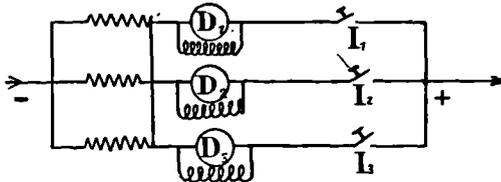


Fig. 374. — Couplage de dynamos compound en parallèle. Artifice pour réalisation de l'hypercompoundage automatique.

On peut laisser les fils de l'excitation en circuit d'une façon permanente (fig. 374). Cette disposition, malgré une consommation d'énergie supplémentaire, en fait relativement faible, présente l'avantage

tage suivant. La charge de l'usine étant réduite, celle-ci débite par exemple le courant normal de pleine charge de l'une des machines, soit I . Il passe dans chaque inducteur série un courant $\frac{I}{3}$, d'où, pour la seule machine en service, D_1 par exemple, $\frac{mI}{3}$ ampères-tours. La charge de l'usine augmentant, on met D_2 en service. A pleine charge, chaque inducteur série donne $\frac{2mI}{3}$ ampères-tours. Enfin, quand les trois machines sont en marche, nous avons dans chaque inducteur un nombre d'ampères-tours :

$$\frac{m \cdot 3 \cdot I}{3} = mI$$

On obtient donc, bien que les machines soient parcourues dans les trois cas par le même courant I , une tension croissant avec les charges de l'usine (de I à $3 I$). C'est un véritable hypercompoundage, dû en somme à un shuntage convenable d'inducteurs.

VINGT-SIXIÈME LEÇON

DÉFAUTS ET IRRÉGULARITÉS DANS LE FONCTIONNEMENT DES DYNAMOS

Vices de fonctionnement. — Les principaux défauts qui peuvent être rencontrés dans une machine dynamo en fonctionnement sont les suivants :

A. — *Défaut d'amorçage.* — Ils peuvent être dus :

A un mauvais calage des balais qu'on détruit en manœuvrant le plateau des porte-balais jusqu'à ce que le voltmètre donne des indications.

A l'insuffisance du magnétisme rémanent; les vibrations, en particulier, les voyages et les transports, peuvent le détruire. On le rétablit en faisant circuler dans le bon sens un faible courant dû à quelques éléments de pile ou d'accumulateurs.

A des connexions mal faites; il faut alors croiser les liaisons de l'inducteur avec l'induit.

A des électros mal montés (plusieurs pôles consécutifs de même polarité dans le cas des machines hétéropolaires); ce défaut est décelé par un essai au balistique (bobine d'épreuve) ou plus simplement par une boussole.

Enfin, ce *défaut d'amorçage* peut être dû à des erreurs commises dans les connexions des bobines au collecteur. C'est alors très grave, car cela nécessite une réparation souvent impossible à effectuer ailleurs que chez le constructeur.

B. — *Crachements aux balais.* — Pendant la marche à vide, ils ne sont dus qu'à un mauvais calage. Il suffit de l'améliorer par la manœuvre du plateau porte-balais. Quelquefois, la machine brûle, ces crachements persistant quel que soit le calage. Alors une bobine au moins était en court-circuit plus ou moins franc.

Si la machine crache en marche normale (sinon en surcharge, ce qui n'impliquerait pas une mauvaise constitution de celle-ci), elle est défectueuse. Il faut changer l'induit ou l'inducteur (se reporter pour cela à la leçon sur la commutation). Dans le cas d'induits enroulés en parallèle, il peut y avoir des crache-

ments plus ou moins considérables quand les circuits sont déséquilibrés au point de vue magnétique (entrefers inégaux, soufflures exagérées dans un pôle, etc.). Il faut alors, si possible, agir sur les ampères-tours. Ces crachements peuvent tenir à des causes beaucoup moins graves qu'il convient d'éliminer d'abord (soudures imparfaites au collecteur, vibrations, collecteur gras ou huileux, lames débordantes ou en retrait, balais mal placés ou mal rodés, mauvais contact, etc.).

C. — *Machine brûlant en charge.* — Ses organes n'ont pas été séchés après montage des isolants. Le courant passant dans les fils produit des retraites ou des modifications de structure de ces isolants, d'où destruction des enroulements par courts-circuits intérieurs.

D. — *Voltage insuffisant.* — Mauvais calculs d'établissement : arrive fréquemment avec les dynamos compound ou hypercompound. On peut forcer, par exemple, l'excitation de l'enroulement série (à condition de n'avoir pas atteint la saturation), ou, dans ce dernier cas, la vitesse en changeant la poulie, et encore une poulie ne peut-elle dépasser certaines limites.

E. — *Échauffements anormaux.* — Généralement dus à l'insuffisance du lamellage des tôles d'induits, aux inductions et densités de courant exagérées. Défaut particulièrement grave, car la sécurité dans le fonctionnement de la machine suppose un abaissement de vitesse ou d'excitation, ou les deux à la fois.

NOTA. — Quelquefois on constate que la machine émet un son ou un ronflement particulièrement intense pour une certaine vitesse. Cela tient le plus souvent à une concordance accidentelle s'établissant entre les vibrations sonores de la machine, fonctionnant comme un véritable diapason, et les vibrations d'ordre magnétique dues à l'aimantation des circuits; pour éviter cette résonance due à l'identité des périodes des deux mouvements vibratoires, il suffit souvent de modifier légèrement la vitesse ou de baisser l'excitation.

F. — *Désordres mécaniques.* — Ne pouvant les examiner tous, il nous suffira de signaler les plus fréquents, savoir : l'échauffement des paliers dû le plus souvent à un mauvais montage, à un défaut de rotation des bagues de graissage, à une courroie trop tendue, à des chocs des butées de l'arbre d'induit, à de mauvais lubrifiants, etc. Enfin, il convient d'apporter un soin tout spécial à l'examen des coussinets qui, usés d'une manière anormale,

produisent un abaissement de l'arbre et une modification dans l'équilibre magnétique des circuits inducteurs par variation de l'entrefer. Il peut en résulter une attraction dissymétrique des inducteurs par l'armature et un choc, éventualité désastreuse.

Irrégularités dans la marche des dynamos provenant de l'insuffisance de l'inertie du système mobile. — *Pulsations dans le voltage.* — Il arrive parfois qu'une dynamo convenablement établie et calculée, mais associée à un moteur à vapeur, ou à gaz surtout (beaucoup plus que dans le cas d'une turbine), donne lieu pendant un tour de l'arbre à des pulsations fâcheuses dans le voltage maintenu aux bornes, par suite de l'irrégularité de l'effort du moteur mécanique qui l'entraîne. Dans le cas de la force motrice, ces pulsations sont souvent rendues insensibles par l'inertie de la transmission entraînée par les moteurs électriques desservis par la dynamo. Dans le cas de l'éclairage, ces variations peuvent être insupportables. Elles sont, du reste, décélées par les oscillations d'un ampèremètre non amorti branché sur la dynamo. On sait que l'éclairage par courants alternatifs n'est possible que si l'œil peut garder cette impression permanente d'éclairement malgré les extinctions périodiques de la lampe. Celles-ci doivent être assez considérables par unité de temps pour assurer cette impression de continuité dans l'illumination des foyers. La périodicité par seconde est de 25 au minimum. La plus généralement adoptée pour l'éclairage est de 50. Par contre, la durée des perceptions lumineuses est de 1/10 de seconde.

Dans le cas des courants continus, l'illumination de la lampe existe toujours, mais il y a des variations d'éclat dues aux hausses et aux baisses successives du voltage à ses bornes. Ces variations se produisent régulièrement à chaque tour du moteur mécanique (ou de la dynamo dans le cas de l'accouplement direct). Dans ce dernier cas, une machine à vapeur tournant à 600 tours par minute ou 10 tours par seconde donnerait des maxima et des minima dans l'éclairement d'une périodicité de 10 par seconde, valeur critique correspondant à la durée des perceptions lumineuses.

Il importe donc de réduire au minimum l'amplitude de ces variations. On y arrive en donnant une inertie suffisante au système par l'adjonction d'un volant.

Calcul du volant. — Un certain nombre de moteurs employés à l'entraînement des dynamos ont un couple C_m très variable suivant les diverses phases d'un tour de l'arbre.

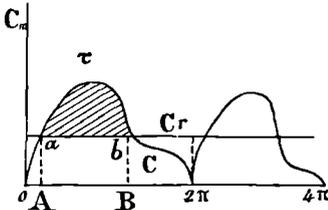


Fig. 575. — Excès relatifs du couple moteur et du couple résistant.

Si la dynamo, comme certaines machines-outils, présentait un couple résistant $C_r = C_g$ constant, on aurait :

$$C_m = C_r + K \frac{d\omega}{dt}$$

$K \frac{d\omega}{dt}$ représentant le couple d'accélération angulaire, positif si $C_m > C_r$, négatif si $C_m < C_r$.

Supposons tracée la courbe des couples en fonction des angles α , décrits à partir d'une origine fixe par l'arbre du moteur (fig. 575). Pour un tour complet :

$$\alpha = 2\pi$$

Si on suppose le régulateur fonctionnant bien, le régime des vitesses moyennes est établi, c'est-à-dire qu'il y a égalité entre le couple moteur moyen et le couple résistant C_r , dont la valeur représente l'ordonnée moyenne de la courbe $C_m(\alpha)$. Dans la région AB, on a $C_m > C_r$. Le système accroit sa force vive de toute l'aire $ab\tau$ qui représente bien une énergie ($\Sigma C d\alpha$). Dans la région BbC, c'est l'inverse; le système perd de sa vitesse par suite de l'insuffisance du couple moteur.

Couple mécanique d'une génératrice. — Il varie avec la vitesse angulaire du système pour une même charge, au moins proportionnellement au carré de la vitesse, mais si les limites comprenant la vitesse moyenne ($\omega_{\text{moy}} = 2\pi N_{\text{moy}}$) sont assez resserrées, ce qui est évidemment le cas le plus général d'une installation normale, on peut, sans grande erreur, supposer le couple mécanique de la génératrice égal à sa valeur moyenne $C_{g \text{ moy}}$ (fig. 576).

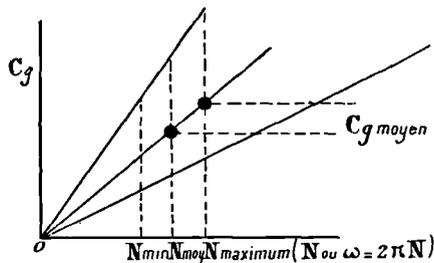


Fig. 576. Couple mécanique moyen d'une génératrice.

Au contraire, le couple des moteurs à explosion ou à expansion, monocylindriques notamment, est extrêmement variable. Dans certaines phases du tour de l'arbre, il est même parfois négatif, la machine pendant la course rétrograde du piston ne fournissant pas de travail moteur mais en consommant au contraire, par emprunt d'une portion de l'énergie cinétique du système.

Couple variable de moteur. Application à un exemple de moteur pour dynamo. — Machine à simple effet avec ou sans détente, pas de condensation.

L'effort moteur du piston, P étant la pression effective (diffé-

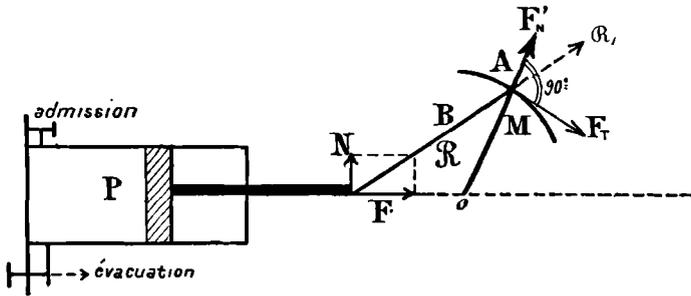


Fig. 377. — Détermination du couple effectif d'un moteur à piston.

rence de la pression à l'admission et de la pression atmosphérique), L et S étant respectivement la longueur totale et la surface de la section du piston, x la longueur parcourue depuis l'origine (fond arrière) est (fig. 377) :

$$F = PS$$

Pour empêcher la tige du piston de se fausser, on la soutient à son articulation avec la bielle par des glissières qui exercent une réaction normale N en ce point; la résultante R de F et de N est dirigée suivant cette bielle B . En A , dit « bouton de manivelle » s'articule ce dernier organe. L'effort R transporté en A est égal à R' et peut se décomposer en deux, F'_N normale, dont le travail est nul, et F'_T tangentielle, seule à considérer.

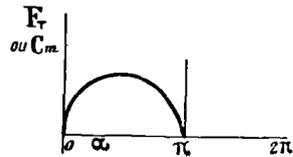


Fig. 378. — Couple effectif dans un moteur à piston.

Traçons les diverses valeurs de F'_T pour les diverses valeurs de α comprises entre 0 et π . Nous aurons une courbe telle que celle

de la figure, plus ou moins liée aux dimensions relatives de la bielle et de la manivelle, à l'emploi de la détente, etc.... L'ordonnée de cette courbe multipliée par le rayon de la manivelle nous donne le couple moteur indiqué de la machine. Il est bon, pour tenir compte des pertes organiques intérieures, d'affaiblir cette valeur C_m dans le rapport 0,85 à 0,80.

REMARQUE. — On aurait pu calculer C_m , théorique ou indiqué, en considérant le diagramme habituel (fig. 379).

On aurait en particulier, avec la notation habituelle :

$$\Omega \text{ (pour un coup de piston)} = F_{\text{moy.}} \cdot 2L$$

$$\Omega = P_{\text{moy.}} \cdot 2LS$$

$P_{\text{moy.}}$ étant relatif à l'abscisse (0—2L) ou encore, en prenant $P'_{\text{moy.}}$ et $F'_{\text{moy.}}$ relatifs au diagramme (abscisse L) avec

$$P'_{\text{moy.}} = 2 P_{\text{moy.}}$$

$$F'_{\text{moy.}} = 2 F_{\text{moy.}}$$

$$\Omega = P'_{\text{moy.}} \cdot L \cdot S = F'_{\text{moy.}} \cdot L$$

Le couple moteur indiqué, ω moyen étant la vitesse angulaire moyenne égale à $2\pi N_{\text{moy.}}$, sera donné par

$$2\pi N_{\text{moy.}} C_{\text{moy.}} = N_{\text{moy.}} P'_{\text{moy.}} LS = N_{\text{moy.}} F'_{\text{moy.}} L$$

d'où :

$$C_{\text{moy.}} = \frac{F'_{\text{moy.}} L}{2\pi} = \frac{P_{\text{moy.}} LS}{2\pi}$$

Il faut naturellement l'affaiblir dans le rapport 0,85 à 0,80 pour avoir le couple moteur effectif.

Cependant, on ne peut, avec ce mode d'évaluation et de calcul

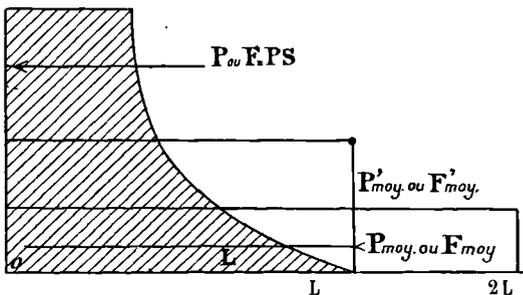


Fig. 379. — Calcul des excès relatifs du travail moteur et du travail résistant indiqués.

de l'aire du diagramme, s'avancer aussi loin qu'il serait nécessaire dans notre étude. En effet on n'obtient ainsi qu'une valeur intégrale du travail moteur, donc la valeur moyenne par coup de piston, et non pas la valeur C_m à chaque instant car,

d'après ce que nous venons de voir, les maxima et minima de celui-ci sur la manivelle, notamment, ne sont pas simultanés de celles de l'effort moteur du piston, en vertu de cette transformation cinématique de mouvement rectiligne alternatif en mouvement circulaire continu.

Excès relatifs et mutuels des travaux moteurs et résistants. — Revenons à notre courbe du couple $C_m(x)$. Connaissant le couple moyen :

$$C_m = C_g$$

nous pourrions donc trouver la valeur des aires Δw_1 et Δw_2 qui représentent les excès successifs du travail moteur sur le travail résistant et du travail résistant sur le travail moteur (fig. 380).

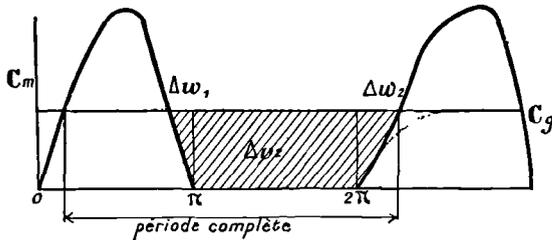


Fig. 380.
Excès relatifs du travail moteur et du travail résistant.

Dans le cas d'une machine à double effet, polycylindrique, etc... il pourrait y avoir plusieurs changements de signe par tour de $(C_m - C_r)$, mais d'une manière générale, on fera la somme de Δw_1 et de Δw_2 . On aura ainsi les excès relatifs des travaux moteurs et résistants l'un par rapport à l'autre. La plus grande de ces deux aires constituera en même temps une limite supérieure du plus grand excès du travail résistant sur le travail moteur.

Appelons ω_{\max} , ω_{\min} , ω_{moy} les diverses vitesses angulaires. On a évidemment, en appelant ω_{\max} et ω_{\min} les vitesses angulaires maxima et minima :

$$\frac{K}{2} (\omega_{\max}^2 - \omega_{\min}^2) = (\omega_{\max} + \omega_{\min}) K \Delta\omega = \Delta w_1 + \Delta w_2$$

En représentant par $2\Delta\omega$ la différence $(\omega_{\max} - \omega_{\min})$.

D'où enfin :

$$2\omega_{\text{moy}} K \Delta\omega = \Delta w_1 + \Delta w_2$$

Coefficient d'irrégularité. — En général, on s'impose la condition :

$$\frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{2\omega_{\text{moy}}} = \frac{2\Delta\omega}{2\omega_{\text{moy}}} = j = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{moy}}}$$

j étant le « coefficient d'irrégularité ». Celui-ci étant égal à 1/50 ou 1/100 pour les dynamos, atteint 1/200 pour les alternateurs destinés à être couplés en parallèle. Si l'on se fixe j , on peut donc écrire :

$$\Delta\omega = j\omega_{\text{moy}}$$

Notre équation précédente devient :

$$2\omega_{\text{moy}}^2 \cdot Kj = \Delta\omega_1 + \Delta\omega_2$$

d'où

$$K = \frac{\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2}{\omega_{\text{moy}}^2 \cdot j}$$

Cette relation nous donne le minimum du moment d'inertie que doit posséder le système mobile, pour que le coefficient d'irrégularité ne soit pas supérieur à j .

Choix du volant. — De deux choses l'une, ou bien le moment d'inertie K_g de la partie tournante de la génératrice est supérieur à K , ou il lui est inférieur. Dans le premier cas, pas de volant; dans le second, un volant est nécessaire. Il doit avoir un moment d'inertie donné par

$$K_v = K - K_g$$

Connaissant le moment d'inertie de la génératrice, il est facile de déterminer K_g . En effet, le volant ayant généralement un rayon très grand par rapport à l'épaisseur de la couronne, on peut écrire, en supposant sa masse $\frac{P}{g}$ concentrée suivant le rayon moyen:

$$K_v = \frac{P}{g} R_{\text{moy}}^2$$

Or, R_{moy} est déterminé par des considérations de résistance des matériaux. Il est tel que

$$R_{\text{moy}} \omega_{\text{moy}} \leq V \text{ maximum}$$

V maximum étant la vitesse périphérique maxima indiquée par la considération de la conservation du volant sous l'effet de la force centrifuge :

V_{max} varie de 25 à 30 m/sec. pour la fonte,

V_{max} est de 40, au plus pour l'acier moulé.

Calcul de K_g . — On commet une erreur souvent considérable en le déterminant d'après les calculs faits en faisant intervenir les dimensions de la machine.

Il vaut mieux s'adresser à la méthode chronométrique. En effet, traçons les deux courbes de décroissance des vitesses correspondant au couple des pertes à vide C_p et à ce couple accru d'un couple frein C' connu ; on a également :

$$\begin{aligned}
 & C'_p = C' + C_p \\
 & C_p = K_g \operatorname{tg} x \\
 & C'_p = K_g \operatorname{tg} x' \\
 C'_p - C_p &= C' - K_g (\operatorname{tg} x' - \operatorname{tg} x) \\
 & K_g = \frac{C'}{\operatorname{tg} x' - \operatorname{tg} x}
 \end{aligned}$$

VINGT-SEPTIÈME LEÇON

TRACTION ÉLECTRIQUE

DÉFINITIONS GÉNÉRALES — PUISSANCE DES MOTEURS CONSTITUTION DES VOITURES

DÉFINITIONS GÉNÉRALES

COEFFICIENTS DE FROTTEMENT — EFFORTS NÉCESSAIRES

Coefficient de frottement de glissement. — Soit un poids P disposé sur un plan horizontal imparfaitement poli. On constate qu'il y a, pour une nature donnée des surfaces en travail, un rapport pratiquement constant entre l'effort F_g qu'il est nécessaire de développer pour produire l'avancement du poids P et ce poids. Ce coefficient constant f_g est dit de frottement de glissement. Il est défini par :

$$f_g P = F_g$$

Au démarrage, f_g est sensiblement supérieur à sa valeur en marche normale.

Coefficient de frottement de roulement. — Soit ce même poids P monté sur roues. Si f_r est le nouveau coefficient, dit de frottement de roulement, et F_r l'effort nécessaire, on aura la loi de proportionnalité :

$$f_r = \frac{F_r}{P}$$

f_r est sensiblement plus petit que f_g . Il y aura donc intérêt, au point de vue du travail nécessaire, à déplacer un même poids horizontalement par roulement plutôt que par glissement.

Effort supplémentaire dû au remorquage en rampe d'un véhicule. — Le poids P appliqué au centre de gravité G peut se décomposer en deux composantes, l'une tangentielle, l'autre normale, savoir (fig. 381) :

$$P_N = P \sin \alpha$$

et

$$P_T = P \cos \alpha$$

P_N est détruite par la réaction du plan et P_T seule a un travail différent de zéro, celui de P_N étant nul. Du reste, α est toujours assez petit pour qu'on puisse écrire sans grande erreur :

$$\alpha = \text{tg} \alpha = \frac{B}{OA}$$

Si OA est l'unité de longueur, α est la rampe en m/m, ou en mm/mm, etc.....

L'effort de traction est diminué, car il devient :

$$P \cos \alpha \cdot f_r$$

au lieu de :

$$P f_r$$

mais ce gain est insensible, de sorte qu'on peut adopter, comme valeur de l'effort nécessaire en rampe pour le remorquage de P :

$$F_r = P (f_r + \alpha)$$

Efforts supplémentaires dus aux courbes. — Pour un empattement donné (distance d'essieux), le coïncement des roues dans l'ornière des rails donne lieu à une résistance d'autant plus considérable que le rayon R de la courbe représentée par la voie est plus petit; on constate expérimentalement que, si l représente la largeur de la voie, il faut fournir un effort supplémentaire en kgs par kg de poids du véhicule, pour triompher de la résistance de la courbe, donné par :

$$c = \beta \cdot \frac{l}{R}$$

β variant de 0,35 à 0,50 suivant l'empattement (pour 2 essieux rigidement assemblés, écart variant de 1^m,50 à 2^m,10). L'effort nécessaire en rampe et en courbe sera alors :

$$F_r = P (c + \alpha + f_r)$$

Effort supplémentaire dû au démarrage. — Le moteur ayant à effectuer un démarrage en n secondes, temps compatible avec une mise en vitesse suffisamment rapide et aussi avec le confort

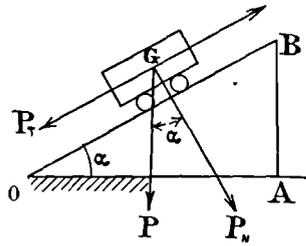


Fig. 381. — Effet d'une rampe sur l'effort total de traction.

des voyageurs, on aura à communiquer au véhicule une force vive :

$$\frac{1}{2} mV^2 = \frac{1}{2} \frac{P}{g} V^2$$

V étant la vitesse de régime sur ce profil.

La puissance vive moyenne définie par le produit de la vitesse moyenne $\left(\frac{V}{2}\right)$ par un effort moyen de démarrage $F_{\text{moy}}^{\text{dém}}$ a donc pour expression :

$$\frac{1}{2} \frac{P}{g} V^2 \frac{1}{2} = F_{\text{moy}}^{\text{dém}} \frac{V}{2}$$

d'où

$$F_{\text{moy}}^{\text{dém}} = \frac{PV}{gn} \quad \text{ou} \quad \frac{m\Delta V}{\Delta t}$$

ou enfin, si on admet que la vitesse croît proportionnellement au temps :

$$F_{\text{moy}}^{\text{dém}} = \frac{\gamma}{g} P$$

γ étant l'accélération que l'on se donne, d'après les conditions d'exploitation. Il en résulte pour l'effort total l'expression :

$$F_T = P \left(c + \alpha + f_r + \frac{\gamma}{g} \right)$$

REMARQUE. — On constate qu'on peut prendre pour les longueurs une unité quelconque, $c, \alpha, f, \frac{\gamma}{g}$ étant de degré 0. Si P est exprimé en kgs, F_T le sera aussi.

Résistance de l'air. — Un train en marche éprouve de la part de l'air une résistance faible, il est vrai, pour les vitesses relativement basses, mais constituant au contraire un facteur des plus importants dans le cas des grandes vitesses. Cette résistance — qui peut s'exprimer en kgs par m^2 — est en effet pratiquement indépendante du poids du véhicule et ne dépend pour une même vitesse que de la surface du front du train. Tant que l'avant du véhicule ne présente pas une forme spéciale (coupe-vent ou hémicirculaire, auquel cas la pression du vent n'est que le 0,6 de ce qu'elle serait si la surface de front était plane), on pourra admettre une certaine proportionnalité pour une même vitesse entre la surface de front et cet effort résistant. L'expression la

plus générale de la résistance de l'air, pour un véhicule donné, sera :

$$a_0 + a_1V + a_2V^2 + \dots$$

Les termes $a_1 V$, $a_2 V^2, \dots$ ne commencent à prendre réellement de l'importance qu'au-dessus de 10 et 20 km. à l'heure.

Forme générale de l'effort résistant.

Ce sera :

$$F_1 = P \left(c + \alpha + f_r + \frac{\gamma}{g} \right) + (a_0 + a_1V + \dots)$$

Valeur numérique de quelques-uns de ces éléments.

Rampe. — On ne doit pas, sauf dans le cas d'adhérence accrue artificiellement (aimantation du rail, crémaillère etc.), dépasser 60 millimètres par mètre pour un alignement un peu étendu, 100 millimètres pour des sections extrêmement restreintes.

Courbes. Elles ont un rayon minimum, pour des empattements de 1^m,80, d'environ 25 à 50 mètres, la largeur du gabarit de la voie variant de 1 mètre à 1^m,44.

Coefficient de roulement. — f_r varie de 5 à 8 kg. par tonne (rail Vignole). Il peut atteindre 10 à 12 kg. dans le cas de voies très usées (feuillet se levant parallèlement à la longueur du rail).

Pour un rail à ornière, compter sur 12 à 18 kg. par tonne, 22 kg. quelquefois dans le cas de voies particulièrement sales.

Effort résistant dû à l'air. — Cette partie de l'effort développé par l'automotrice dépend surtout de la surface de front du train. Il faut compter sur 5 à 8 kg. par m² pour des vitesses variant de 12 à 20 km. à l'heure et des voies de 1 mètre à 1^m,44 de largeur.

Cas de voitures remorquées. Si f'_r est le coefficient de roulement de la remorque, souvent plus petit que f_r , car la remorque ne comporte pas d'engrenages et d'organes analogues intermédiaire entre l'arbre du moteur et l'essieu, on peut écrire, Q étant le poids remorqué total :

$$F_T = \left(c + \alpha + f_r + \frac{\gamma}{g} \right) P + \Lambda + Q \left(c + \alpha + f'_r + \frac{\gamma}{g} \right)$$

On prend souvent pour simplifier (mais il faut s'assurer de la légitimité de cette hypothèse) :

$$f'_r = f_r - l$$

ce qui nous donne la formule simple :

$$F_T = (P + Q) \left(c + \alpha + f + \frac{\gamma}{g} \right) + A \text{ (air)}$$

Adhérence. Il semble donc qu'on puisse installer sans difficulté une puissance motrice aussi considérable que l'on veut sur une voiture de dimensions et de poids relativement réduits. Malheureusement on est limité dans cette voie par la question d'adhérence. En effet, l'effort moteur à la jante F (fig. 582), ou, ce qui revient au même, le couple moteur :

$$C_T = RF_T$$

R étant le rayon de la roue, tend à chasser le rail en arrière de cette roue. Si la roue ne glisse pas sur le rail, celui-ci réagit par une action juste égale et contraire, et le point M de la roue ne pouvant se déplacer vers F_T , le roulement s'effectuera. Si, au contraire, cet effort F_T est plus grand que l'effort de frottement limite minimum F_g , qu'il faut produire pour entraîner le glissement de la roue sur le rail, il y aura patinage, la roue tournant sous l'influence du couple moteur, mais glissant sans produire d'avancement. Cet effort limite F_g est évidemment égal au produit des poids reposant sur l'essieu par le coefficient de frottement de glissement f_g dit « d'adhérence » et représenté en traction par a . Le poids reposant sur l'essieu est dit « poids adhérent » et représenté par p_a ; l'effort adhérent est, par définition le produit ap_a .

Fig. 582.
Limitation de l'effort moteur
par la condition d'adhérence.

Pour une voiture symétrique à deux essieux, chacun d'eux supporte $\frac{P}{2}$, P étant le poids total, et on doit avoir :

$$\frac{P}{2} a \geq \frac{F_T}{2} \quad (a = 0,25)$$

Dans les plus mauvaises conditions climatiques : $a = 0,10$; on peut l'accroître artificiellement par interposition de sable entre la roue et le rail, ou par l'aimantation de celui-ci, ou enfin par une crémaillère. On force a principalement au démarrage (jeu des sablières).

Condition d'adhérence. — Si P_a représente le poids portant sur

les essieux moteurs, P_p le poids reposant sur les essieux simplement porteurs, Q le poids des remorques, on doit avoir :

$$aP_a \geq (P_a + P_p + Q) \left(\alpha + c + \frac{\gamma}{g} \right) + (P_a + P_p) f_r + Q f_r' + A$$

Dans cette formule, on a pu ainsi tenir compte des remorques, et, comme il est facile de le voir, l'effort adhérent peut devenir insuffisant si $\frac{Q}{P_a}$ est trop considérable.

Applications numériques. — Soit une voiture

de poids	$P = 10\,000$ kgs
marchant à la vitesse	$V = 8$ km/heure
sur courbe de rayon	$R = 56^m,50$ } $l = 0,35$
avec une largeur de la voie	$l = 1^m,44$ }
et en rampe de 50 mm/m.	

La vitesse admise est de $12^{\text{km./heure}}$, l'accélération nécessaire de $40^{\text{cm/sec.}/\text{sec.}}$. Si le coefficient $f_r = 0,08$ kg par kg, l'effort total à la jante est, tous calculs faits :

1130 kgs.

S'il y avait deux remorques de poids moitié de celui de l'automotrice et pour lesquelles $f_r' = \frac{2}{3} f_r$, on aurait pour l'effort à la jante nécessaire :

2220 kgs

Dans les conditions les plus défavorables :

$$a = 0,10$$

La limite inférieure du poids adhérent est donnée par :

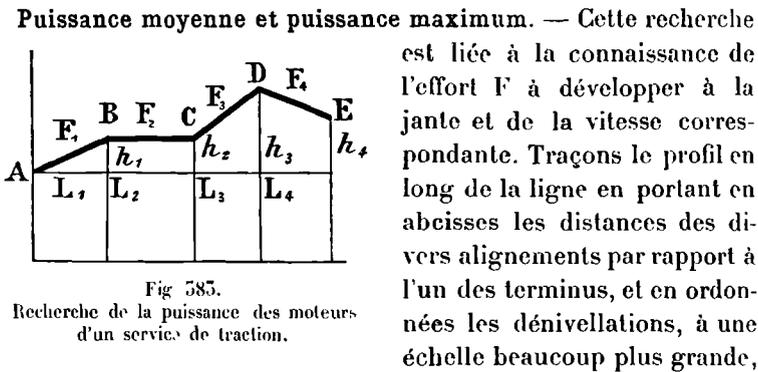
$$aP_a \geq 2220$$

ou :

$$P_a \geq 22\,200$$

On voit ainsi que l'automotrice devrait peser au moins 22 200 kgs, en supposant que tout le poids du véhicule repose sur les essieux moteurs.

**RECHERCHE DE LA PUISSANCE DES MOTEURS
LA PLUS CONVENABLE**



par rapport à ce même terminus (fig. 585) ; la somme des travaux kilogrammétriques nécessaires à la jante est :

$$F_1 L_1 + F_2 L_2 + F_3 L_3 + \dots$$

L'effort moyen correspondant au parcours aller (A vers E) sera donc :

$$F_{\text{moy}} = \frac{F_1 L_1 + F_2 L_2 + \dots + F_n L_n}{L_1 + L_2 + \dots + L_n}$$

De même si F'_1, F'_2, \dots, F'_n sont les efforts correspondants au sens EA, les rampes se transformant en pente et inversement, on aura :

$$F'_{\text{moy}} = \frac{F'_1 L_1 + F'_2 L_2 + \dots + F'_n L_n}{L_1 + L_2 + \dots + L_n}$$

La puissance moyenne, si la vitesse moyenne V_{moy} est donnée par

$$V_{\text{moy}}(\text{aller}) = \frac{\sum_{L_1}^{L_n} L}{T(\text{aller})}$$

$$V'_{\text{moy}}(\text{retour}) = \frac{\sum_{L_1}^{L_n} L}{T'(\text{retour})}$$

sera donc à l'aller :

$$P_{\text{moy}} V_{\text{moy}} = P_{\text{moy}}(\text{aller})$$

au retour :

$$P'_{\text{moy}} V'_{\text{moy}} = P'_{\text{moy}}(\text{retour})$$

On connaît d'autre part la puissance maxima $F_{\text{max}} V_{\text{max}}$, ce qui

définit les conditions de fonctionnement des moteurs. Ils doivent fournir une puissance moyenne et une puissance maxima données. Il est certain que le fonctionnement du moteur sera d'autant meilleur que ces deux puissances seront plus voisines.

Pratiquement, on accroît P_{\max} dans d'assez larges limites, en vue d'une augmentation des remorques ou d'une vitesse plus grande ou d'un service en terrain plus accidenté

On ne peut pas, sauf pour des vitesses de régime de 80 à 100 km-heure, accoupler directement le moteur à l'essieu, celui-ci tournant trop lentement. En effet, pour fixer les idées, considérons un tramway marchant à 18 km-heure et ayant des roues de 0^m,80, hauteur maximum imposée par les facilités d'accès des voyageurs dans la voiture. Le nombre de mètres parcourus par seconde sera :

$$\frac{18\,000}{3\,600} = 5 \text{ m,}$$

d'où le nombre de tours N :

$$N = \frac{5^m}{\pi \cdot 0,80} = 2 \text{ tours/sec.}$$

soit 120 tours-minute. Dans l'état actuel de la traction électrique, 500 à 600 volts représentent la tension continue la plus favorable pour l'alimentation des moteurs, au double point de vue, en général contradictoire, de la facilité de l'isolement des moteurs et de la réduction du poids de cuivre de la ligne. Ayant admis l'égalité approchée

$$\frac{p}{p_1} n N \Phi_p = 10^8 U$$

dans laquelle :

$$\Phi_p = A \cdot 10^6 \text{ maxwells}$$

A, chiffre significatif généralement inférieur à 10

$$p = 2 \quad (\text{moteur quadripolaire})$$

$$p_1 = 1 \quad (\text{enroulement en série})$$

On en déduit :

$$n = 10^4 \cdot \frac{5}{2A}$$

Pour $A = 10$, on a en particulier

$$n = 2\,500 \text{ conducteurs}$$

Ces conducteurs devraient être parcourus par un courant de

50 à 40 ampères. Il y a en général impossibilité, vu les faibles dimensions de l'entrefer, de loger autant de conducteurs aussi volumineux. La vitesse est donc plus considérable.

Les moteurs de traction font généralement 1000 tours, 800 ou 600 tours à la minute. Une réduction de vitesse de $1/5$, $1/4$ ou $1/3$ est nécessaire entre l'essieu et l'arbre du moteur. Elle est constituée par un pignon d'acier forgé de 12 à 16 dents, claveté sur l'arbre du moteur, et une roue dentée de fonte ou d'acier moulé. Le pignon fatigue toujours beaucoup et doit être changé tous les 35 à 40.000 kilomètres. Un pignon coûte 45 à 50 francs. Autrefois on commandait l'essieu par des moteurs à grande vitesse (1500 tours-minute) au moyen d'une double réduction de vitesse.

Dans le cas où l'on ne possède qu'un moteur et où l'on veut commander les deux essieux, on emploie une chaîne de Galle ou un engrenage conique. L'emploi de la vis sans fin est beaucoup plus rare, mais en tout cas très critiqué. Le rendement d'un engrenage ordinaire ou à chevrons peut atteindre 0,95 à l'état demi-neuf de bon entretien et bon graissage (engrenages barbotant dans l'huile contenue dans un carter hermétique). Dans le cas contraire, le rendement peut tomber à 0,85, même à 0,80.

Puissance moyenne fournie aux bornes du moteur. En admettant, ce qui est prudent, 0,85 comme rendement de l'engrenage, 0,85 pour celui du moteur, on voit que la puissance UI fournie aux bornes sera

$$KFV \left(\frac{1}{0,85} \right)^2 - UI$$

K étant un coefficient convenable de transformation des unités.

CONSTITUTION MÉCANIQUE DES VOITURES

Caisse et truc. — Une automotrice comporte trois parties :
la caisse,
le truc,
et l'équipement électrique.

Le truc est un assemblage rigide de fers cornières formant un châssis reposant par l'intermédiaire de ressorts sur les essieux (fig. 384 a).

Sur ce truc est boulonnée la caisse, généralement par l'inter-

médiaire d'un fer plat faisant corps avec le truc. Les moteurs sont

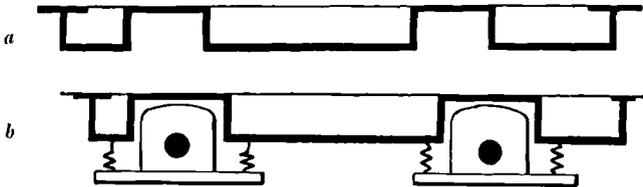


Fig. 384 a et b. — Constitution d'un truc et liaison élastique de ce truc aux essieux.

suspendus élastiquement au truc et doivent posséder au moins une relation cinématique avec l'essieu (distance constante de l'axe de l'arbre du moteur et de celui de l'essieu). Les fers cornières s'appellent longérons. La voiture peut être à suspension simple (rare), c'est-à-

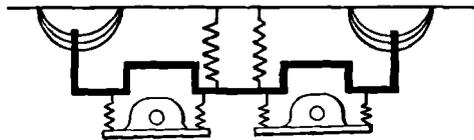


Fig. 385. — Truc Brill à double suspension.

dire ne posséder qu'un intermédiaire élastique entre les boîtes à graisse (essieux) et le truc (fig. 384 b).

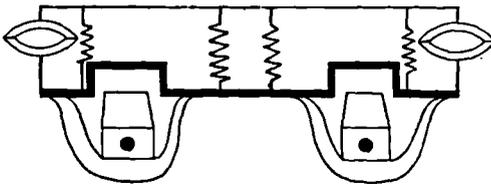


Fig. 386. — Truc à double suspension de la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques.

La suspension peut être double (truc

Brill, avec ressorts à boudins entre le truc et la caisse, fig. 385; ou truc de la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques, avec ressorts à boudins et à pinnettes, fig. 386).

Les essieux conservant une position invariable l'un par rapport à l'autre — dits à tort essieux rigides — ne conviennent que pour

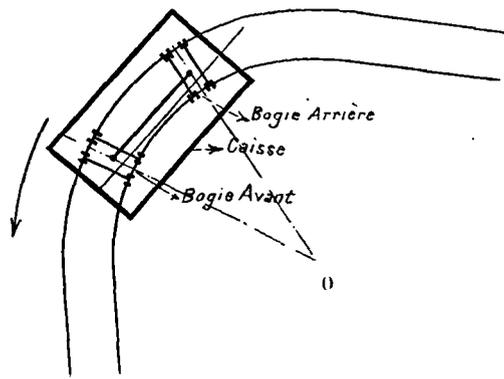


Fig. 387. — Amélioration du passage en courbe par l'emploi de bogies.

des empattements inférieurs à 1^m,50 ou 2^m,10 au plus, sauf pour les chemins de fer où les rayons de courbes sont beaucoup plus grands. Pour les voitures longues et notamment celles chargées en bout (certains types de voiture dans le cas de la traction par accumulateurs existent néanmoins avec caisses de batterie plus ou moins en dehors des essieux), on emploie deux bogies (petits trucs à faible écartement d'essieux, sur lesquels repose la caisse; celle-ci s'articule le plus souvent sur chaque bogie au moyen d'une cheville ouvrière et ses déplacements par rapport à chaque truc s'effectuent par l'intermédiaire de galets portant sur un chemin de roulement.

Le passage dans les courbes est grandement facilité avec ce type de voitures, comme l'indique la figure 587.

Suspension des moteurs.

Le moteur doit entraîner l'essieu par l'intermédiaire d'un engrenage. Les deux arbres doivent donc rester parallèles et, dans le déplacement cinématique de l'un par rapport à l'autre, l'arbre du moteur doit décrire un cylindre à base circulaire ayant pour axe l'essieu (fig. 588). Le moteur peut être relié à l'essieu, en outre du mode cinématique précédent, de

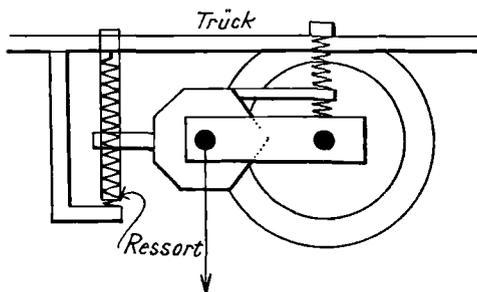


Fig. 588.

Suspension double Walker.

façon que son poids soit directement supporté par cet essieu, ce qui expose le moteur à des secousses mécaniques violentes provenant des dénivellations de la voie. Au contraire, on peut s'arranger de manière que le poids du moteur, comme celui du truc proprement dit, ne soit supporté par l'essieu que par l'intermédiaire de ressorts. C'est préférable au point de vue de la conservation du moteur, mais souvent compliqué. On peut enfin adopter des modes mixtes.

ANCIEN MODE

Fixation non élastique du moteur à un châssis porté par les

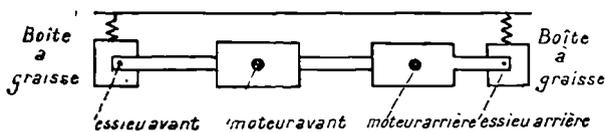


Fig. 389. — Mode de fixation primitif non élastique des moteurs aux essieux,

deux essieux. Les réactions des essieux étaient particulièrement violentes, ceux-ci n'étant pas suspendus (fig. 589).

NOUVEAUX MODES DE SUSPENSION DES MOTEURS

Par le nez. Le moteur porte deux bras venus ou reliés avec la carcasse. L'un repose sur l'essieu par palier graisseur, le second sur un prolongement T du truc au moyen du ressort (fig. 390).

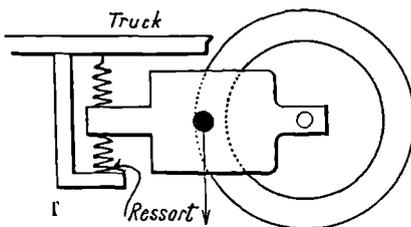


Fig. 390. — Suspension par le nez.

Inconvénients : Portion du poids du moteur reposant sur l'essieu sans suspension, réaction violente de la voie. Fatigue des engrenages. Simple et peu coûteux.

Très employé.

Suspension élastique totale du moteur au truc. —

On s'arrange de manière à supporter complètement le moteur par ressorts fixés au truc.

On ne peut cependant pas éviter complètement les chocs du pignon sur la roue dentée, à chaque changement de situation relative du moteur et de l'essieu. Plusieurs dispositifs (fig. 391 et 392).

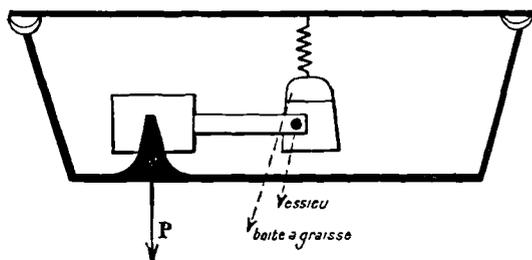


Fig. 391. — Suspension par barres latérales.

Suspension par *barres latérales* (Westinghouse) (fig. 391).

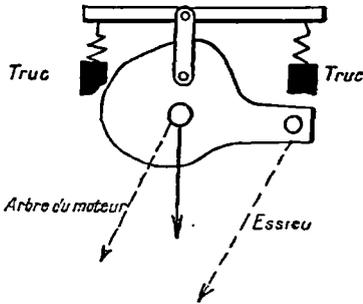


Fig. 392. — Suspension en berceau.

Suspension *en berceau* (fig. 392).

Suspension par *traverses dansesuses*, etc....

Parfois, suspension par barres latérales inférieure et supérieure.

Suspension double élastique Walker. — Le moteur repose élastiquement à la fois sur le truc et sur l'essieu. Une bride

conserve l'écartement des deux axes (essieu et moteur). Suspension bonne mais coûteuse. Aussi peu employée (fig. 388).

CONSTRUCTION ET ESSAI DES MOTEURS DE TRACTION

CARACTÈRES GÉNÉRAUX DES MOTEURS DE TRAMWAY

1) *Mécaniques*. — Faible encombrement, limité par le diamètre maximum des roues, 0^m,80, et la distance à laisser au-dessus du pavage (8 à 16 centimètres) suivant les cas. Protection hermétique des organes électriques par enveloppement complet dans une cuirasse faisant partie du circuit magnétique, des organes de réduction de vitesse dans des carters (enveloppes hermétiques pleines d'huile). Paliers à douille, très longs et extérieurs. Douille en bronze dur. Aménagement dans les enveloppes de petites trappes permettant l'accès aux balais et au collecteur en cours de marche. Roue d'engrenage en acier coulé, pignon en acier forgé. Développement au maximum du nombre de pièces interchangeables.

2) *Électriques et magnétiques*. — Inducteurs généralement saturés, en raison de la meilleure utilisation possible des matériaux magnétiques employés; enroulement série avantageux non pas tant au point de vue du démarrage (inducteurs saturés) qu'au point de vue des facilités d'isolement et de montage des bobines d'induction (gros fil) qui sont reliées au pôle négatif (fig. 593). Inducteurs tétrapolaires comportant quatre pôles saillants ou, ce qui devient plus rare, deux pôles saillants et deux pôles conséquents.

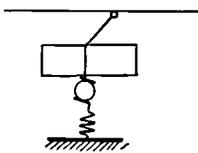


Fig. 593. — Connexions des inducteurs dans un moteur de tramways.

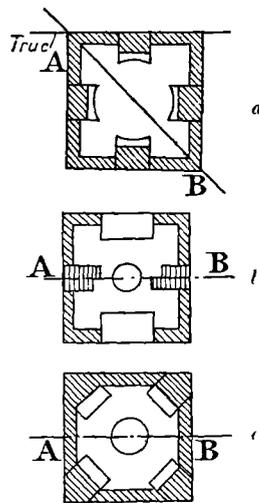


Fig. 594, a, b, c. — Modes d'ouverture à rejeter et à adopter pour les carcasses des moteurs de traction.

Plan d'ouverture des carcasses de moteur, pour visite, suivant un plan diagonal par rapport à l'axe des pôles (fig. 594 a). Même

dans le cas de deux pôles conséquents, il convient de ne pas ouvrir suivant un plan passant par l'axe des pôles, pour ne pas créer de déséquilibre dans les circuits magnétiques par inégalité des entrefers (fig. 594 *b*). En disposant les pôles aux quatre angles de la carcasse, on peut avoir un plan d'ouverture A'B' horizontal et en même temps diagonal (fig. 594 *c*).

Inducteurs généralement pourvus d'épanouissements polaires feuilletés en vue d'éviter les courants de Foucault que tendraient à y développer les dents énormes de l'induit. Bobines inductrices enroulées sur gabarit. Acier d'inducteur le moins réluctant possible. Induit denté de très grandes dimensions en raison de la puissance à réaliser. Tôles d'induit très douces, pourvues de larges canaux de ventilation, généralement clavetées directement sur l'arbre. Bobinage tambour tétrapolaire série, avec deux balais à 90° visitables par une trappe. En général, une trentaine d'encoches avec chacune souvent 6 conducteurs (en tout 180 avec 90 lames au collecteur). Bobines de forme toutes montées s'installant dans les encoches avec extrémités libres 1.2.5, 1'.2'.5' pour liaisons au collecteur. Généralement, chaque encoche contient les côtés latéraux AB de deux bobines de forme (soit bien 6 conducteurs par encoche).

Entrefer faible, cependant jamais inférieur à 5 millimètres. Enfin, pour diminuer la réaction d'induit et avoir un calage fixe, on prend le rapport du nombre des ampères-tours induits aux ampères-tours inducteurs le plus petit possible, et on emploie des balais de charbon graphité.

NOTA. — Il est bien entendu que ces considérations générales ne s'appliquent guère qu'aux moteurs de tramways de 25 à 55 chevaux. Pour les moteurs de *locomotives*, c'est-à-dire de voitures ne recevant pas de voyageurs, on n'est plus limité par les mêmes considérations de *faible encombrement* que pour les tramways ordinaires.

ESSAI DES MOTEURS DE TRACTION

Ce que nous dirons ci-dessous à propos de cette classe de moteurs peut s'appliquer sans modification aux moteurs stationnaires, à cette réserve près que l'immense majorité de ces derniers doit assurer, à l'inverse des moteurs de traction, un travail sinon constant, du moins continu.

Les essais à faire subir aux moteurs de traction doivent être faits :

- A) D'abord chez le constructeur :
- B) Ensuite chez l'exploitant.

Les essais d'atelier sont de deux sortes, suivant qu'on veut créer un nouveau type (essais d'études Aa; ils sont alors particulièrement soignés et poussés), ou suivant qu'on veut éprouver un stock de moteurs (essais de série Ab). Ils sont simplifiés alors et souvent faits en présence de l'agent réceptionnaire du client.

Les essais de l'exploitant peuvent être aussi de deux sortes :

- Essais de pied ferme Ba.
- Essais en exploitation — Bb.

A. — ESSAIS D'ATELIER

Organisation des essais. — Sur une plateforme d'essais sont placées des règles pourvues de rainures convenables dans lesquelles se boulonnent les machines à essayer. On essaye, en général, les moteurs par paires, l'un travaillant en moteur, l'autre débitant en génératrice. On les montera suivant le schéma de la figure 595. Dans les colliers CC' d'essieu, on introduit un arbre de diamètre égal à celui de cet essieu. Les oreilles PP' ou pattes du moteur, normalement reliées au truc, sont boulonnées dans les rainures ou mieux sur des règles mobiles perpendiculaires aux règles fixes. Sur l'essieu, on a monté une roue d'engrenage analogue à celles utilisées dans les trucs. L'engrenage peut être fou sur l'arbre EE', celui-ci étant alors fixé sur des V renversés reliés au plancher de l'usine, ou être solidaire de cet arbre EE', auquel cas on le supporte par des paliers rudimentaires constitués par des pièces de bois, dont la gorge est garnie de métal antifricition. Si cet arbre EE' tourne, prévoir des bagues de butée pour empêcher un jeu latéral trop grand.

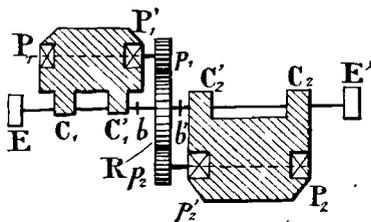


Fig. 595.

Dispositif d'essai des moteurs de traction par paires.

Connexions électriques. — Si on dispose d'un régulateur du type de celui qui servira à régler la marche du moteur, on l'uti-

lisera, dans le cas présent, sur le circuit de celle des deux machines

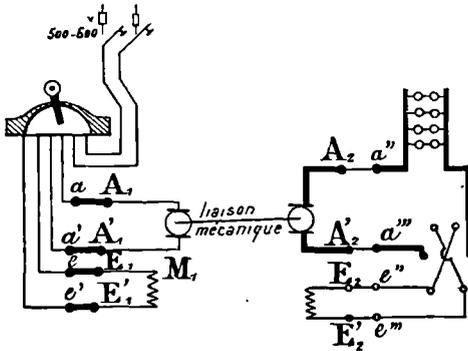


Fig. 596.

Connexions électriques à adopter pour l'essai d'une paire de moteurs.

qui joue le rôle de moteur. Dans le schéma de la figure 596, ce régulateur est supposé comporter un inverseur de marche et des résistances de régulation. S'il s'agit d'un régulateur série-parallèle, on court-circuite ou hors-circuite les plots correspondants à la régulation du second moteur.

Le schéma de la figure 596 prévoit l'essai d'un groupe de deux moteurs M_1 et M_2 , le premier travaillant en moteur, le deuxième en génératrice.

Précaution. — Prévoir un commutateur sur l'excitation du moteur-génératrice pour renverser le sens de rotation de cette machine ou pouvant être utilisé quand on renverse celui du moteur.

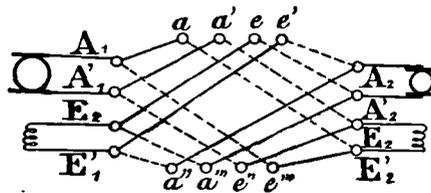


Fig. 597. — Détail des connexions électriques à adopter pour l'essai d'une paire de moteurs. Commutateur tétrapolaire.

Autrement, en raison du magnétisme rémanent, la machine pourrait ne pas démarrer, le sens du courant inducteur tendant alors à être de sens contraire de ce qu'il était avant. Si l'on veut se réserver la possibilité de faire marcher chacun des moteurs tantôt en moteur, tantôt en génératrice, il faut intercaler, entre les A et les E d'une part et les a et les e d'autre part, un commutateur tétrapolaire double représenté par le schéma ci-contre (fig. 597) :

VISITE MÉCANIQUE

À l'arrivée à la plateforme, il convient de visiter la machine (rotation à la main de l'induit, inspection des balais, des tiges de porte-balais, paliers, connexions, pièces de serrage, etc.).

Aa) Essais d'étude. — 1° A froid,

α. Mesure des isolements (ohmmètre, voltmètre ou mieux épreuve des isolements à la tension alternative 2000°).

β. Mesure des résistances d'induit (méthode de la chute de tension $R = \frac{U}{I}$). Emploi commode d'une boîte de contrôle (Chauvin

et Arnoux). Mesures faites avec et sans balais.

γ. Mesure de résistances d'électros (même méthode).

δ. Essais de rendement. Emploi de la méthode Fontaine et Cardew, de celle de Swinburne, en supprimant la liaison mécanique entre les deux machines, enfin de l'une quelconque des méthodes particulières étudiées (Blondel, Potier, Hutchinson, Rayleigh et Kapp, Hopkinson). La machine génératrice débitant sur des résistances réglables, on pourra trouver les rendements moyens, dans lesquels figureront ceux des engrenages, par les formules habituelles.

Rendement moyen d'un moteur et de sa réduction de vitesse .

$$\eta_{\text{moy}} = \sqrt{\frac{U_g I_g}{U_m I_m}}$$

ε. Caractéristiques électromécaniques. On peut tracer N(I) correspondant aux diverses résistances connues insérées par le jeu du régulateur sur l'induit du premier moteur. Ces courbes sont des plus intéressantes au point de vue de la prédétermination du fonctionnement du moteur.

2° A chaud. — Mêmes essais que précédemment. En plus :

η. Mesure des températures des divers organes par l'insertion de thermomètres dans les divers organes à étudier. Cet essai doit être très soigné. La température est prise après une heure de marche à pleine charge. C'est souvent la puissance indiquée pour le moteur. Un moteur de 25 chevaux doit fournir cette puissance pendant une heure.

ζ. Essais à grande vitesse. Les machines étant découplées mécaniquement, on procède à des essais en moteur à grande vitesse (double de la vitesse normale; on la règle par le régulateur). On vérifie ainsi la tenue des diverses pièces mécaniques, notamment des frettes.

θ. Essais de surcharge. On admet souvent en traction la possibilité d'une surcharge de 50 pour 100 pendant vingt à trente minutes, de 100 pour 100 pendant cinq minutes.

Nouvelle mesure des isolements à froid. On la fait quand la machine est arrêtée et refroidie, pour se rendre compte si elle s'est améliorée ou non à ce point de vue pendant les essais.

Ab) Essais de série. — A effectuer par l'agent réceptionnaire.

A peu près les mêmes, mais moins complets (essais de rendement, surcharge, vitesse, isolement), le plus souvent *inversion brusque* (renversement du sens de marche). Essai très dur, de signification confuse et d'importance très contestable.

Accidents à craindre en cours d'essais :

a) La machine génératrice ne s'amorce pas (voir 26^e leçon; résistance d'amorçage trop forte, magnétisme rémanent insuffisant ou s'opposant à la création d'une f.é.m., ou enfin électros mal couplés).

b) Moteur ne démarre pas (menues causes ou erreurs de connexions).

c) Moteur démarre lentement, puis s'emballé (défaut de couplage de l'induit au collecteur, souvent l'induit brûle, court-circuit dans un électro, défaut de couplage des électros).

d) Moteur ou génératrice brûle (défaut dans couplage de lames au collecteur, court-circuit entre deux lames ou deux sections voisines). Laisser brûler franchement pour localiser le défaut.

e) Paliers chauffant (voir 26^e leçon).

f) Moteurs crachant d'une façon abusive (voir 26^e leçon).

g) Isolement rompu. Intuitif.

B. — ESSAIS EN SERVICE

Ba) 1° A poste fixe. — Vérifier le montage et les connexions du moteur et de l'équipement une fois montés. Mesure d'isolement au moyen de l'ohmmètre ou du milliampermètre (méthode de la chute de tension). Mesure de la résistance de l'induit en se servant du contrôleur comme interrupteur général, de tonneaux à résistance liquide en série avec l'induit et du courant capté entre la prise de courant (aérienne, souterraine ou à fleur de sol) et le sol (voie mécanique fonctionnant comme conducteur de retour).

Bb) 2° En exploitation. — Pour les divers alignements du parcours, il faut connaître les consommations correspondantes. L'emploi théorique d'un ampèremètre et d'un voltmètre enregistreur, contrôlé par un compteur, permet de déterminer l'énergie aux bornes nécessaire sur les diverses portions du parcours. En

pratique, il est difficile de réaliser le bon fonctionnement de ces appareils (secousses de la voiture, nécessité d'une excellente suspension). On obtient un aussi bon résultat en faisant lire par des observateurs exercés de 5 sec. en 5 sec. l'intensité dans le circuit et le voltage par l'intermédiaire d'une petite magnéto cinématiquement commandée par l'essieu. On peut contrôler l'intégrale $\int Idt$ par interposition dans le circuit d'un voltamètre à SO^4Cu (poids de Cu libéré).

ESSAIS DE RENDEMENT

Ces essais ne donnent aucun renseignement sur le rendement des moteurs et des engrenages. Si on admet à ce point de vue les chiffres donnés par le constructeur ou les chiffres relevés sur des équipements analogues, on arrive à connaître l'effort de traction moyen sur une partie du parcours ou sur le parcours total, en divisant l'énergie électrique consommée par l'espace parcouru correspondant L :

$$F_{\text{moy}} = \frac{UIT}{\eta_m \eta_{\text{transm.}} LK}$$

K coefficient de transformation d'unités,

η_m rendement du moteur,

$\eta_{\text{transm.}}$ rendement de la transmission.

Pour déterminer *en soi* l'effort de traction afin de connaître η_m et $\eta_{\text{transm.}}$, il faudrait, ou bien installer un dynamomètre de traction entre la voiture motrice et les remorques, ce qui ne donnerait que l'effort de traction relatif aux remorques, ou atteler la locomotive à un crochet fixe avec interposition d'un dynamomètre de traction (fig. 598). Évidemment, on n'est pas là dans des conditions comparables à celles de la marche. La locomotive démarre légèrement, de toute la quantité correspondant à l'élongation du ressort entre un effort appliqué nul et un autre égal à celui de la locomotive. Ce n'est donc pas là un effort statique ni un effort de démarrage, car la vitesse, partant de zéro pour la position zéro de l'index du dynamomètre, passe par un maximum et revient à zéro pour la position F de cet index. L'effort résis-

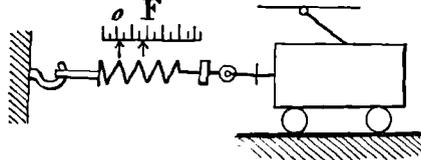


Fig. 598. — Essai de traction au crochet d'une automotrice ou d'une locomotive.

tant variable exercé par le ressort modifie complètement la condition de mise en marche. Cependant, cet essai permet de tracer une courbe des efforts au crochet en fonction des intensités fournies aux moteurs. Néanmoins, il est difficile d'introduire sans danger cette valeur de l'effort dans l'expression du rendement.

Essais de consommation. — Nous avons vu dans la dernière leçon, qu'il convenait de faire subir au matériel des essais dits de consommation et de rendement, de manière à vérifier les chiffres de consommation prévus et de rendement garantis par le constructeur. On admet en général, pour ne pas être pris au dépourvu, une consommation aux bornes du moteur de 50 watts-heure par tonne-kilomètre, ce qui correspond à peu près à un coefficient moyen de traction de 18 kilogs par tonne. On a en effet :

$$50 \text{ w-h} = 50 \times 5\,600 \text{ joules} = \frac{50 \times 5\,600}{9,81} \text{ kgmètres}$$

et comme :

$$W_{\text{kgm}} = F_{\text{kgs}} \times 1\,000 \text{ mètres, on a :}$$

$$F = \frac{50 \times 5\,600}{9,81 \times 1\,000} = 18 \text{ kgs. tonne (environ)}$$

Les chiffres fournis par les diverses exploitations en service sont des plus divergents. Ils varient du simple au double, ce qui s'explique avec une facilité relative, quand on tient compte de bien des facteurs (nombre des arrêts, des remorques, prises de courant, modes de régulation, etc...). Cette consommation est forte pour les tramways urbains et les chemins de fer métropolitains, beaucoup plus faible sur les tramways interurbains et les chemins de fer à grands parcours.

Courbes de travail. — La valeur d'un équipement, spécialement au point de vue du démarrage ou dans le cas d'un parcours suffisamment court, est liée à l'établissement des courbes dites « courbes de travail » à savoir $V(t)$ et $I(t)$, c'est-à-dire celle des vitesses acquises au bout de temps t_1, t_2, t_3, \dots , égaux par exemple et celle des quantités d'électricité ou (à tension constante) des quantités d'énergie consommées pendant le même temps.

Tracé expérimental des courbes de travail. — On peut les tracer expérimentalement d'une manière très simple, obtenant V par une dynamo à excitation indépendante reliée cinématiquement à l'essieu et fonctionnant comme cinémomètre, puis I à l'ampère-

mètre, et en chronométrant aux mêmes instants (toutes les cinq secondes par exemple), (fig. 399).

Ces courbes $V(T)$ et $I(T)$ peuvent affecter des formes diverses. En particulier $V(T)$ est plus ou moins inclinée suivant que le moteur est plus ou moins puissant et que, de l'effort moteur, une portion plus ou moins considérable peut être consacrée à la production de l'accélération (effort d'accélération). On peut, en effet, écrire à chaque instant :

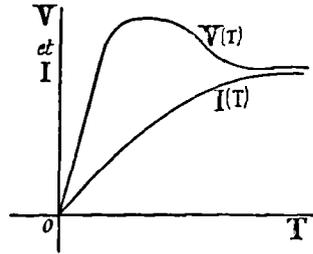


Fig. 399.
Courbes de travail d'un moteur de traction.

$$F_{\text{moteur}} = F_{\text{résist.}} + F_{\text{accélér.}}$$

Nous avons appris à calculer l'accélération moyenne correspondant à la production d'une vitesse V dans un temps θ . (C'est $\gamma = \frac{V}{\theta}$.) Nous avons de même déterminé l'effort moyen d'accélération nécessaire

$$F_{\text{moy}} = \frac{P}{g} \gamma = m\gamma$$

m étant la masse du véhicule. Nous aurons donc comme effort moteur fourni par le train

$$F_{\text{mot}} = F_{\text{résist.}} + m\gamma$$

γ étant l'accélération admise.

Tracé *a priori* des courbes $V(T)$ et $I(T)$. — Imaginons, pour

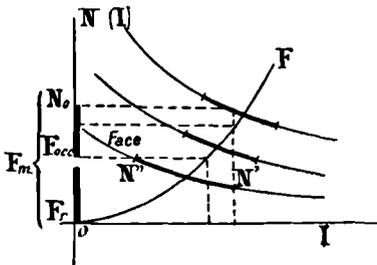


Fig. 400.
Tracé *a priori* des courbes de travail d'un moteur de traction.

fixer les idées, que nous réglions notre marche à puissance constante. Or, la tension étant pratiquement constante, I est aussi constant, car on peut admettre, comme nous l'avons dit, que la saturation est réalisée dans le moteur série, au moins au démarrage. Dès que la voiture a démarré légèrement, de l'effort moteur total, une

fraction F_M est consacrée à vaincre les résistances de traction $F_{\text{résist.}}$,

l'autre à donner au véhicule l'accélération nécessaire (fig. 400). Nous utiliserons pendant un même temps chacune des caractéristiques de vitesse successives (suppression progressive des résistances de démarrage) jusqu'à ce que la vitesse normale N_0

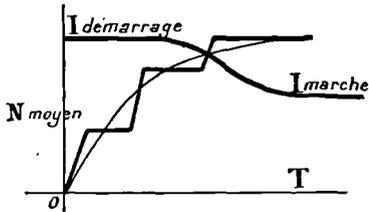


Fig. 401.

Tracé *a priori* des courbes de travail d'un moteur de traction.

soit atteinte. Nous pourrons, en appelant n_{sec} le nombre de secondes fixées pour le démarrage, N' et N'' les vitesses pour chaque portion de caractéristique utilisée, calculer les vitesses moyennes $\frac{N' + N''}{2}$,

$\frac{N'_1 + N''_1}{2}$ etc., obtenues au

bout des temps 1, 2... n etc., en supposant pour simplifier, que l'utilisation de chaque caractéristique ait eu lieu pendant le même temps.

Nous aurons ainsi une courbe telle que celle ci-contre (fig. 401) et qu'on pourra arrondir comme il est indiqué. Quant aux intensités, elles seront constantes au démarrage et tomberont plus ou moins brusquement, une fois celui-ci effectué.

REMARQUE. — Nous laisserons au lecteur le soin de généraliser les très intéressantes questions précédentes au cas où, le parcours entre stations étant très réduit (métropolitain, tramways urbains) on se propose d'étudier la valeur d'un équipement sur toute la portion de ce parcours.

ALIMENTATION DES MOTEURS — RÉGULATEURS

Des prises de courant. — Plusieurs modes d'alimentation sont employés. La puissance peut être fournie soit au moyen d'une ligne aérienne, soit par un troisième rail à fleur de sol, ces conducteurs dans l'un et l'autre cas étant reliés au pôle + de l'usine, la voie mécanique constituant le retour, soit enfin par deux fers cornières en T portés par des isolateurs supports installés dans un caniveau.

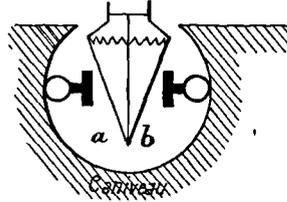


Fig. 402.
Prise de courant par caniveau souterrain.

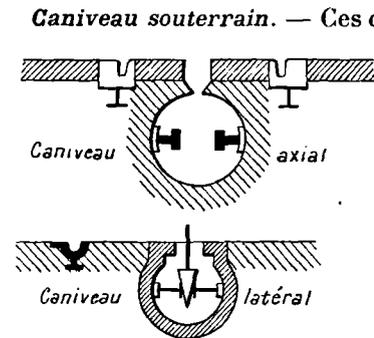


Fig. 403 a et b.
Caniveau axial et caniveau latéral.

Caniveau souterrain. — Ces conducteurs sont reliés respectivement aux pôles + et - de l'usine. Un contact plat formé de deux lames isolées (*a* et *b*) l'une de l'autre et appuyées contre les fers plats par des ressorts permet de réunir les deux pôles de la distribution aux pôles respectifs de l'équipement (fig. 402). On n'utilise pas dans le caniveau le retour du courant par les rails. Il peut être axial (dans l'axe de la voie mécanique) ou latéral;

dans ce cas, les rails du côté caniveau devront présenter une ornière complète pour laisser passer le soc, organe de la prise de courant (fig. 405 *a* et *b*).

Prises de courants aériennes. — Elles sont généralement constituées, pour les puissances moyennes, par des trolleys ou galets montés sur un équipage mobile ou élastique. Une base pourvue de pivot peut tourner autour d'un axe vertical quelconque (fig. 404). Une perche, mobile autour d'un axe B, peut ainsi se déplacer dans un plan vertical quelconque. Elle est rap-

pelée contre le fil F par un ressort R. Dans les types les plus anciens, le galet G, monté sur une tête invariablement reliée à la

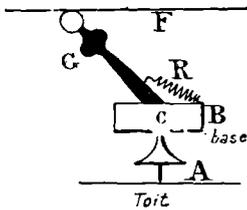


Fig. 404.
Trolley axial.

perche, peut tourner autour d'un axe horizontal C. On voit ainsi que le fil conducteur, sous peine de coincement contre la gorge de la roulette, doit suivre sensiblement l'axe de la voie mécanique. On a ainsi le trolley dit « trolley axial ». Si l'on veut désaxer le fil conducteur par rapport à l'axe de la voie mécanique, il suffit (système Dickinson, trolley latéral ou désaxé) de permettre à une chape portant le galet

de tourner autour d'un axe vertical porté par la tête (fig. 405 a

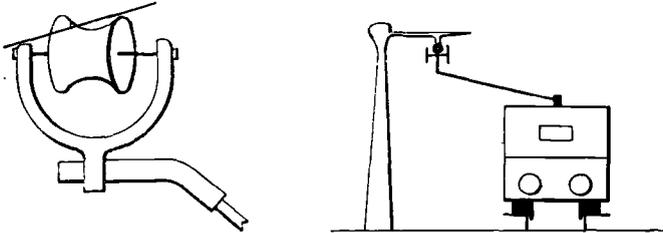


Fig. 405 a et b. — Trolley latéral ou désaxé.

et b). On réalise ainsi tous les désaxements désirables.

Dans le cas de puissances plus considérables, ou même quand on ne veut pas utiliser le trolley Dickinson, on peut employer soit une barre frotteuse fixe, l'archet, monté sur un bâti à peu près analogue à celui utilisé par le trolley (frottement de glissement assez considérable), soit

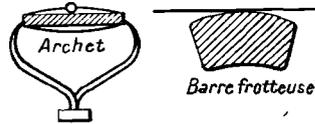


Fig. 406 a et b.
Contact aérien par archet.

une barre frotteuse roulante, le rouleau. Ce contact donne d'assez bons résultats. Il permet comme l'archet, d'accroître la surface de contact sans laisser au fil conducteur un mou excessif, en donnant au rouleau un rayon suffisamment grand (fig. 406 a et b).

Contact à fleur de sol. — Il est bien évident que le rail positif relié au pôle + de l'usine ne peut être laissé à découvert que dans le cas d'une voie inaccessible aux piétons (fig. 407).

Autrement, il y aurait à redouter des court-circuits entre le

rail + et le rail de roulement. Même en protégeant ce rail par des cloisons de bois C, le résultat ne pourrait être atteint. En tous cas, il est inadmissible dans les voies publiques.

Si l'on veut distribuer le courant également par une canalisation à fleur de sol, force est donc de le faire par des plots chargés au moment du passage de la voiture, alors que celle-ci les recouvre, et déchargés lorsqu'elle les a dépassés.

On a cherché à réaliser automatiquement cette charge par des dispositifs mécaniques (aujourd'hui abandonnés) ou électriques.

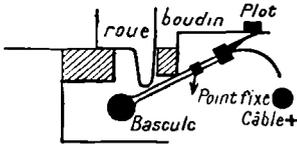


Fig. 408.

Distribution automatique par plot-avec basculement mécanique.

en un état de propreté suffisant (fig. 408).

Les dispositifs électriques comportent, les uns des distributeurs commandant un certain nombre de plots (prototype système Vuilleumier), les autres comportent des plots portant chacun son distributeur propre (systèmes Diatto et Dolter).

Système Vuilleumier. — Dans le système Vuilleumier, les plots sont reliés par des câbles de dérivation respectivement à des touches de distributeur, celui-ci généralement placé sous le trottoir. Une manette M, reliée au plot + de la distribution, jette un pont entre la touche qu'elle recouvre, le plot correspondant et l'équipement de la voiture. Celle-ci étant supposée s'avancer suivant le sens de la flèche et recouvrant les plots 4, 3 et 2, il faut,

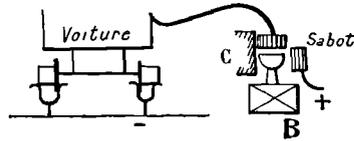


Fig. 407.

Distribution par 5^e rail.

Les dispositifs mécaniques auxquels nous faisons allusion comportaient en général un interrupteur basculeur manœuvré par le passage du boudin dans l'ornière. Ces systèmes ont échoué devant la difficulté de tenir l'ornière et la trappe de manœuvre en

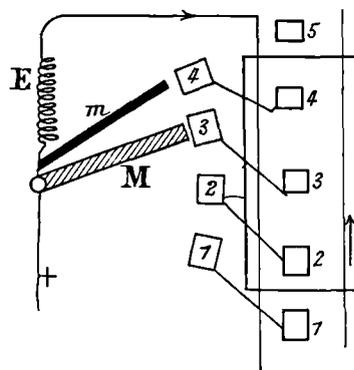


Fig. 409. — Schéma du système de distribution Vuilleumier pour plots à charge et décharge électroautomatique.

au fur et à mesure de son mouvement, que les plots successifs 4, 5 et 6 entrent en charge (fig. 409). On y arrivera en reliant le pôle + de la voiture au plot 4, 5 étant le plot d'alimentation par un frotteur supplémentaire. Le courant ainsi produit passe de 4 dans la touche 4, dans une manette *m*, isolée de la précédente mais reliée invariablement à M, et de là dans la bobine d'un électroaimant E de manœuvre, puis au sol (rail). Cet électroaimant attire, quand il est excité, une armature mobile qui libère un échappement à ancre et, au moyen d'un remontage à poids ou électroautomatique, on peut réaliser le mouvement continu du système M*m*, synchrone de celui de la voiture. Pour la marche arrière, on utilise une manette *m'* symétrique de *m* par rapport à M. Ce système ingénieux date de douze ans et se trouve encore en fonctionnement (Paris, ligne de la Trinité à Enghien).

Système Diatto. — Un pavé A pourvu d'une tête B intérieure

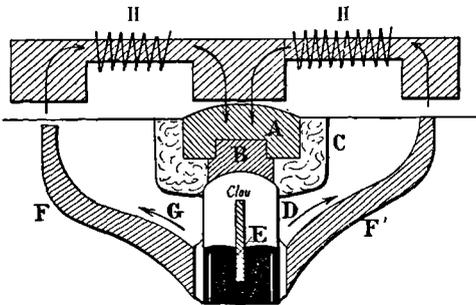


Fig. 410.
Schéma du système Diatto.

est noyé dans un bloc d'asphalte C pris lui-même dans le pavage ; sous cette tête B existe un tube d'ébonite D à demi-plein de mercure dans lequel peut se déplacer un clou en fer E qui est presque équilibré. Un circuit magnétique en forme de fourche est consti-

tué à l'intérieur du pavage par les éléments A, B, G, ce dernier entourant le tube D d'ébonite, et les deux ailes F et F' en métal magnétique (fig. 410). A ce circuit correspond un circuit magnétique porté par la voiture (trois épanouissements polaires dont les deux extrêmes de même polarité) excité par un électroaimant II. On voit que, lorsque la voiture sera au droit d'un plot, le clou E sera soulevé et appuiera par sa partie supérieure contre la pièce B. En même temps, ce clou établira un contact entre le frotteur du milieu coïncidant avec l'épanouissement polaire et le câble + de la distribution. Quand la voiture aura dépassé le plot, le clou retombera de lui-même.

Ce système, comme son succédané le « Dolter », est très ingénieux, mais il a donné lieu à beaucoup d'accidents dont un grand

nombre sont dus au collage du clou en B. Il est cependant actuellement encore en fonctionnement à Paris (sur une partie du réseau de tramways de l'Est-Parisien).

RÉGULATION DE TRAINS COMPOSÉS DE PLUSIEURS UNITÉS MOTRICES

Rappel des modes de régulation d'une voiture isolée. — Nous avons vu, d'une manière à peu près complète, comment pouvait s'effectuer la régulation d'une voiture motrice. A côté de l'ancien procédé Sprague (abandonné aujourd'hui, modification du couplage des bobines inductrices), il convient de retenir la régulation rhéostatique (simple insertion de résistances sur l'induit), la régulation série-parallèle pour 2 ou 4 moteurs, combinée ou non avec le shuntage des inducteurs, enfin la modification du nombre des conducteurs induits, surtout réservée aux automobiles électriques.

Trains à unités multiples. — La nécessité de créer des trains à grande capacité de voyageurs dans certaines exploitations impose, ou l'emploi d'une locomotive puissante, ou celui de voitures motrices en plus ou moins grand nombre suivant les demandes du trafic. La traction par locomotive, si elle simplifie l'entretien en le concentrant sur une unité, a cependant le désavantage bien connu de mal proportionner la puissance motrice à la puissance résistante. La puissance d'une locomotive électrique, comme celle d'une locomotive à vapeur, devra être prise au moins égale à celle de la puissance maxima découlant du trafic, donc du poids maximum. Aux heures de faible charge, elle sera mal utilisée, et le rapport du poids improductif au poids productif (voyageurs) ira en croissant quand cette charge décroîtra. Au contraire, en utilisant des trains constitués par des voitures motrices (entraînant si l'on veut elles-mêmes des remorques) accouplées en plus ou moins grand nombre, on pourra conserver une correspondance parfaite entre la puissance motrice et la densité du trafic. Le rapport du poids productif au poids total pourra ainsi être maintenu constant. L'idée des trains ainsi constitués est due à Sprague.

A. — Trains à unités multiples sans relais.

Traction par unités-doubles (Thomson-Houston). — Trains

constitués par deux trains élémentaires avec remorques au milieu et motrices en tête et en queue. Ce système est absolument analogue à celui employé pour la régulation série-parallèle d'une simple voiture motrice. Il suffit que le régulateur de tête de chaque voiture motrice ait une capacité double de celle de l'équipement. La commande de chaque équipement se fait par un régulateur unique avec câbles de forte section réunissant les équipements des deux voitures. On peut utiliser les deux prises de courant; seul, le régulateur de queue est mis hors circuit.

Système employé sur le Métropolitain, à Paris. Il présentait l'inconvénient de faire traverser le train par des câbles de forte section (supportant le courant de traction). Il est réversible, le train pouvant circuler dans les deux sens. A la suite de l'accident de la rue des Couronnes, en 1902, les deux voitures motrices sont groupées en tête du train, ce qui obligerait à une manœuvre à des terminus non pourvus de boucles.

B. — Traction par unités multiples avec relais.

Dans ce cas, le train n'est plus parcouru que par des circuits de commande à faible section, ou de *relais*, pour la commande locale de chaque voiture fonctionnant indépendamment avec son régulateur, sa prise de courant et son équipement.

Les deux systèmes de cette classe les plus connus sont celui de Sprague, le premier en date et celui de la Thomson-Houston, beaucoup plus simple, employé concurremment avec le précédent, notamment en France sur le chemin de fer à traction électrique de Versailles aux Invalides.

Système Sprague. — C'est un des plus intéressants, et l'un de ses caractères les plus originaux est l'endurance toute américaine réclamée des divers appareils de manœuvre qui, à l'encontre de ce qui se passe avec les équipements européens, fonctionnent comme interrupteurs.

Principes généraux. — Chaque voiture est pourvue d'un équipement à deux moteurs, avec régulation par résistance, controller de marche et inverseur. C'est le « circuit de traction ». Sur chaque voiture, le controller et l'inverseur sont mus automatiquement au moyen d'appareils asservis et commandés électriquement par le wattman de tête, au moyen d'un circuit régnant tout le long du

train et ne consommant qu'une faible quantité d'énergie. C'est le « circuit de commande ».

Circuit de Traction. — Inverseur de marche. — Il renverse les connexions dans les bobines inductrices (fig. 411).

Il y a trois positions AV, AR et O, le courant ne passant pour cette dernière dans aucune touche.

L'inverseur, à l'encontre de ce qui existe sur les voitures ordinaires série parallèle, n'est pas rapproché du controller, la régulation et la mise en marche se faisant dans le cas du série-parallèle ordinaire par deux manivelles sous la main du wattman. Dans le Sprague, cette néces-

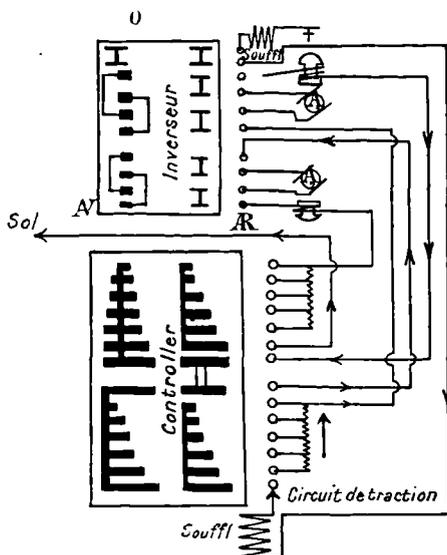


Fig. 411. — Régulateur Sprague. Circuit de traction. Inverseur et controller de marche.

sité n'existe pas, le wattman n'ayant pas à les manœuvrer; on a nettement séparé les deux appareils. Le controller est analogue à ceux des voitures série parallèle.

Il sert également d'interrupteur (8 ruptures en série, 12 dans l'inverseur). Un caractère propre au système Sprague est la séparation en deux parties principales des circuits de traction. Chaque moteur est monté en série avec les résistances qui lui sont affectées. Les connexions série-parallèle des moteurs s'effectuent au moyen de plots et de touches situées au centre de l'inverseur et du controller. En somme, c'est un véritable équipement série-parallèle auquel ne manqueraient que l'interrupteur principal, les coupe-circuits et les disjoncteurs automatiques, que Sprague a supprimés comme trop délicats. L'inverseur et le controller seront de véritables interrupteurs munis de bobines de soufflage.

Asservissement de l'inverseur. — La position du milieu O étant celle de la rupture, en d'autres termes étant celle dans laquelle la manette pourrait revenir sans danger en cas de manque dans l'asservissement, l'inverseur est maintenu par un ressort puissant

dans cette direction. Il se déplace dans un sens ou dans un autre, suivant le sens du courant, passant dans les électroaimants à

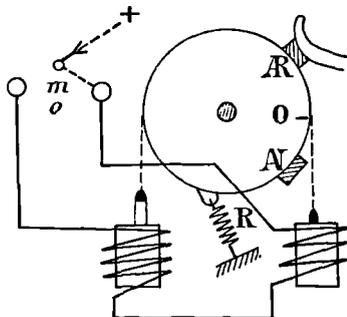


Fig. 412. — Régulation Sprague. Asservissement de l'inverseur.

noyaux plongeurs entraînant par bielles ou chaînes l'inverseur (fig. 412). On peut se représenter schématiquement le mode d'envoi du courant convenable par l'emploi de trois plots, dont un mort, sur lesquels peut porter successivement une manette.

Asservissement du controller. —

Le controller doit pouvoir, en outre des positions de passage, occuper trois positions de régime (sans résistance O, pas de courant) S (série), P (parallèle).

Il est mû par un petit *servo-moteur* électrique à induit unique, mais pourvu de deux bobines inductrices enroulées en sens contraire. Le sens du courant est

d'ailleurs toujours le même dans l'induit (fig. 413). Le servo-moteur est établi pour une vitesse assez grande; il commande par une vis une fin et une roue dentée l'axe du controller, dont le mouvement est beaucoup plus lent. Il faut en outre avoir des ruptures brusques et aussi saccadées que celles réalisables par la main du wattman. A cet effet, Sprague dispose sur l'axe du controller une roue à gorge pourvue de dents correspondant chacune à une des positions du controller (positions de passage avec résistance comprise.) Dans cette roue à gorge appuie un galet K rappelé par des ressorts vers l'intérieur des dents (fig. 414). Enfin la roue dentée commandée par la vis sans fin entraîne l'axe du controller par l'intermédiaire d'un ressort T

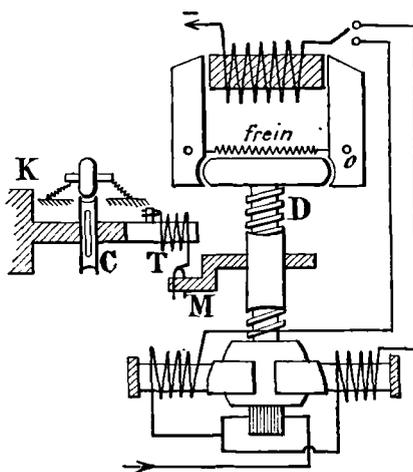


Fig. 415. — Régulation Sprague. Asservissement du servo-moteur du controller.

relié à une manivelle montée sur l'axe de cette roue D. On voit aisément que, tant que la manivelle n'exerce pas sur le ressort T une tension correspondant à celle développée par les ressorts de rappel de K, le système ne bouge pas. Dès que cette condition est réalisée, K échappe à sa dent et le controller part d'un mouvement brusque. Malgré cette précaution, il peut arriver que l'inertie lui fasse dépasser la position convenable. On obvie à cet inconvénient par l'emploi du frein magnétique représenté sur la figure 415. Ce frein comporte une bobine parcourue par le courant de commande du servomoteur. Dès que celui-ci cesse, deux mâchoires, jusque là attirées par l'électro de la bobine, sont libérées, rappelées par un ressort énergique et attaquent vigoureusement une poulie montée sur la vis sans fin, ce qui immobilise le servomoteur.

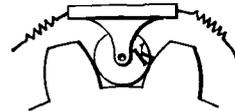


Fig. 414. — Détail de l'assemblage du contrôleur. Roue montée sur l'axe du controller.

Liaison électrique de commande par le wattman de tête des positions du controller. Le controller de traction C porte un prolongement C_1 faisant corps avec lui. C_1 comporte cinq contacts mobiles disposés, comme la figure 415 l'indique, en face de cinq plots fixes, l, k, j, i, h , dont les deux extrêmes correspondent aux marches AV et AR du controller, les trois autres, i, k, j , respectivement à la position O (pas de courant), P (marche en parallèle sans résistance), S (en série sans résistance). On établirait entre chacun des plots extrêmes l et h , suivant le sens du mouvement et celui des plots intermédiaires i, j, k , correspondant au mode de couplage voulu (O, S, P), des communications convenables en abaissant un des interrupteurs reliant k, j, i , à la bobine de frein du servomoteur. Cette commande d'interrupteurs sché-

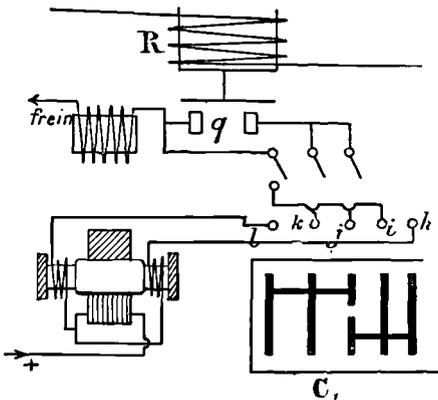


Fig. 415. — Régulation Sprague. Liaison électrique de commande du contrôleur par le wattman de tête.

matique est représenté sur la figure 415. Cette commande d'interrupteurs sché-

matique est représenté sur la figure 415. Cette commande d'interrupteurs sché-

matiques est remplacée dans le Sprague par l'emploi de relais dont le principe est tout à fait identique.

Relai régulateur R. — Il peut arriver que les mouvements de chaque controller ne soient pas absolument synchrones, que la suppression des résistances (mise en vitesse) se fasse trop vite, un des équipements ou tous ayant des courants exagérés. Un

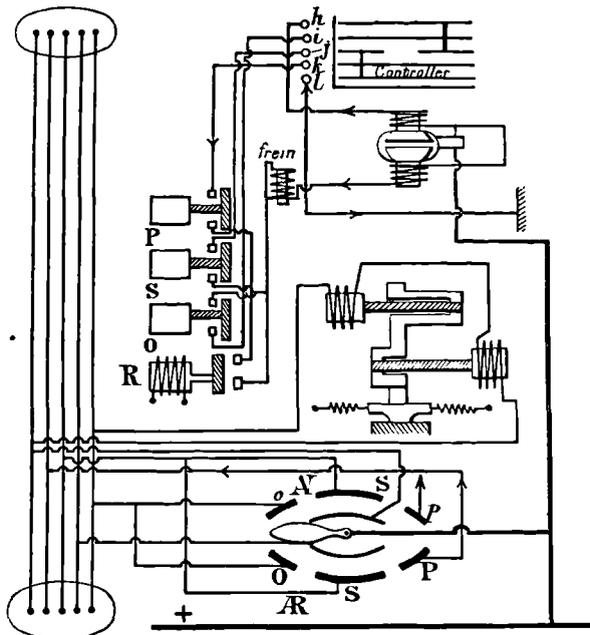


Fig. 416. — Schéma complet d'un équipement Sprague.

relais R établissant une communication entre le sol () et les circuits du servo-moteur et de l'avant-controller C_1 se relèvera en coupant le circuit en question, ce qui tempérera le courant de traction et donnera plus de durée aux positions de passage (fig. 415 et 416).

Constitution schématique générale d'un équipement Sprague. — Chaque circuit de commande règne tout le long du train formé de cinq câbles de faible section, deux dénommés AV et AR, trois dénommés O, P, S, (fig. 416). Les deux premiers aboutissent à deux secteurs fixes intérieurs symétriques AV et AR d'un manipulateur; les autres aux secteurs O, P, S extérieurs. Le câble+ de la ligne est relié au plot central d'une manette réunissant un

des secteurs AV ou AR à O, P, S. Il n'y a jamais que deux câbles en activité. Dans la portion oO, aucun courant ne passe. Les interrupteurs correspondant à i, j, k sont remplacés par des relais normalement ouverts, qui ne fonctionnent que lorsqu'on excite les électros correspondants. Le circuit des relais se ferme au moins pour P et S (pour O c'est inutile) par le relai R régulateur, commandé par le courant de traction et le sol. Les manettes (schématiques) de commande des bobines de l'inverseur sont supprimées. Une bobine ou l'autre est actionnée par le fait même de la mise en activité du câble AV ou du câble AR.

Arrêt de la voiture. — Il peut se faire normalement par le passage de la manette du manipulateur de la position P à la position O en passant par S. Au contraire, pour faire un arrêt brusque, on mettra la manette à oO, position symétrique entre les secteurs o et O. Le courant est supprimé dans les bobines de l'inverseur, celui-ci est rappelé au zéro. On a prévu en outre des dispositifs, que nous ne décrirons pas, pour la remise au O du controller dans ce cas, et pour empêcher la remise en marche de l'inverseur avant que cette condition soit réalisée.

Système de traction par unités multiples Thomson-Houston. — Il est fondé sur les mêmes principes, mais l'emploi des relais est beaucoup plus développé. Tous les couplages des moteurs avec ou sans résistance sont commandés simplement par des relais électromagnétiques remplaçant le controller du système Sprague.

TRENTIÈME LEÇON

INSTALLATIONS DE TRACTION

FEEDERS — ÉLECTROLYSE
VOIES MÉCANIQUE ET ÉLECTRIQUE

Modes d'installation des réseaux de traction. — Comme les installations d'éclairage, elles comportent en général un réseau plus ou moins complexe

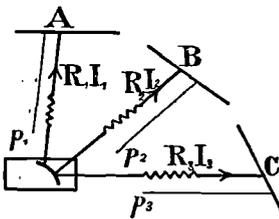


Fig. 417. — Installation des feeders dans un réseau de traction. Équilibrage des chutes de tension.

relié à l'usine génératrice par des câbles de forte section, dits feeders, et dont les sections sont calculées de façon que les chutes de tension soient les mêmes dans chaque feeder. Les potentiels aux points d'insertion A, B, C seront les mêmes. Ceci suppose que les courants collectés par les feeders sont à peu près constants.

S'ils varient suffisamment lentement, on peut régler à la main, au moyen de résistances, les voltages en A, B, C en les contrôlant par des fils pilotes p_1, p_2, p_3 , aboutissant à l'usine. Si l'on veut maintenir automatiquement

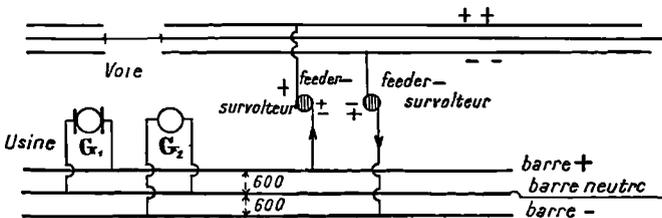


Fig. 418. — Tramway de Grenoble à Chapareillan. Schéma de l'alimentation d'une des 5 sections du tramway (3 groupes de 2 survolteurs, un pour chacun des groupes de deux feeders + et -).

les tensions constantes, on disposera sur chaque feeder un survolteur, dont la f.é.m., proportionnelle au courant débité, pourra être prise égale à Rl par exemple (fig. 417), de telle sorte que le pôle + de la ligne sera au même potentiel que le pôle (+)

des dynamos, à la chute de tension près, entre le feeder en A et le point où se trouve la voiture.

Cette distribution par survolteur est très employée, en Amérique comme en Europe, et particulièrement en France (exemple : réseau de Grenoble à Chapareillan, dans l'Isère (fig. 418).

CIRCUITS DE RETOUR

Éclissage électrique. — Constitué par des connexions réunissant les voies mécaniques, de façon à supprimer le plus possible les résistances au contact des divers tronçons de la voie.

Ces connexions peuvent être formées de tiges de cuivre de 1 cm² de section, de 60 cm de long, dont les têtes sont matées et rivées dans le rail (fig. 419). A ces connecteurs, dits Crown, Chicago, etc., on peut substituer des connecteurs souples (fils de cuivre torsadés) ou des connecteurs plastiques (amalgame de sodium portant sur le rail et maintenu par des rondelles comprimées par l'éclisse); enfin, on peut souder les tronçons de rails consécutifs (en Amérique, soudure directe, en France, essais du procédé à l'aluminothermie) ou couler un joint de fonte autour des tronçons rapprochés (procédé Falk). Nous renverrons aux ouvrages techniques spéciaux pour l'étude de ces procédés.



Fig. 419.

Éclissage électrique. Principe.

Nous nous préoccuperons surtout maintenant du circuit de retour au point de vue des dangers auxquels il peut donner lieu pour les installations voisines : conduites d'eau, de gaz, etc....

Les voies sont généralement établies sur le sol sans en être autrement isolées. Il se forme souvent dans les conduites plus ou moins voisines des courants dérivés.

DANGERS D'UN RETOUR IMPARFAIT

A. — *Dérivation par les conduites.* — Ces dérivations sont généralement faibles tant qu'il n'existe pas de masses métalliques ou de tuyaux dans les environs. Elles sont accrues par la présence de ces masses.

Pour qu'une dérivation s'effectue suivant le tronçon BDC

il faut que $U_{AB} \geq e + e'$, somme des f.é.m. de polarisation des tronçons BD, CA, toujours constitués par des terres plus

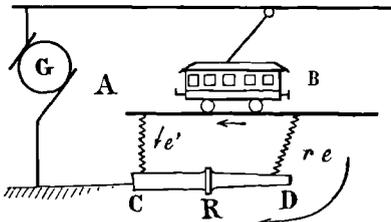


Fig. 420.

Dérivation par les conduites. Principe.

ou moins imprégnées de sels dissous.

Si on prend pour e et e' des quantités dont l'ordre de grandeur est relative à deux électrodes de même métal plongées dans une dissolution de ce métal, on peut poser :

$$e = e' = 1,5 \text{ volts.}$$

Le courant dérivé i aura pour valeur :

$$i = \frac{u - e - e'}{R + r + r'}$$

R, r, r' représentant les résistances des conduites CD, BD, AC. En général, $i(R + r + r')$ est faible. Prenons-le égal à 2 volts. Il vient $u = 5$ volts, différence de potentiel qui suffit théoriquement à donner lieu à des effets nocifs.

Sens dangereux. — Le sens dangereux pour la conduite est celui de CA (fig. 420), cette conduite jouant sur le tronçon intéressé le rôle d'élément + par rapport au rail et d'après les lois de l'électrolyse transportant du métal dans sa direction (fig. 421).



Fig. 421. — Schéma d'une dérivation de courant par une conduite; sens du courant dangereux.

Attaque des joints. — Une conduite parcourue par un courant peut être attaquée aux joints; dans le cas, notamment, d'emploi pour ceux-ci de plomb comprimé, il arrive souvent que la formation d'oxydes intercepte toute communication d'ordre électrique entre les deux tronçons, le courant sautant le joint et, par suite, donnant lieu, en raison de la nature électrolytique du milieu ambiant, à un transport de métal du tronçon (+) au tronçon ().

Exemple. — (Mesure faite sur une conduite.)

Résistance d'un joint de conduite proprement dit : 1^m,7.

Résistance autour du joint : 0^m,008.

Ordre de grandeur des attaques de conduites. — Les quantités de métal transportées sont, comme on sait, proportionnelles aux quantités d'électricité qui ont circulé.

1 ampère-heure libérant 0^{gr},5 d'oxygène mettra en liberté dans une conduite en fer (formation de Fe²O³, avec Fe=56) :

$$0,3 \times \frac{2 \times 56}{5 \times 16} = 0,87 \text{ de fer.}$$

Dans une conduite en Pb, formation de PbO (Pb=206,4); la quantité de Pb libérée par un ampère-heure sera :

$$\frac{206,4}{16} \times 0,5 = 5,87.$$

Ces quantités sont évidemment faibles, mais, si on cherche le poids libéré par un courant d'un ampère circulant pendant 5000 heures (15 heures de service par jour pendant 360 jours), on trouve respectivement, pour des conduites de fer, de cuivre et de plomb :

$$3,5 \text{ (Fe)} \quad 19^{\text{kg}},35 \text{ (Pb)} \quad 11^{\text{kg}},55 \text{ (Cu)},$$

quantités évidemment considérables.

Cessation des phénomènes d'électrolyse. — Heureusement, les effets d'électrolyse, après avoir manifesté une certaine activité pendant un temps plus ou moins long, finissent par se ralentir et même cesser tout à fait, surtout si la différence de potentiel agissante est faible. Des phénomènes de polarisation dans le sol les arrêtent. Les produits de l'électrolyse ne peuvent se diffuser dans le milieu solide ambiant. Un sol particulièrement sec est le meilleur préservatif contre ces ennuis. La résistance spécifique d'un sol sec peut, en effet, être prise de 5000 ohms/cm. Si, pour fixer les idées, on considère deux surfaces métalliques voisines de 1 cm² de section situées à 50 cm de distance l'une de l'autre, la différence de potentiel entre elles étant de 5 volts, la f.é.m de polarisation agissant en sens contraire de 2 volts, le courant qui prendra naissance aura pour valeur :

$$i = \frac{5}{5000 \times 50} = \frac{1}{8500} \text{ amp.}$$

Il faudrait donc 8500 heures (ou 16 ans d'exploitation) pour réaliser un ampère-heure.

B. — *Courants vagabonds.* On nomme ainsi des courants qui échappent aux conduites et se ferment directement dans le sol.

M. Claude, chef du service de vérification des installations électriques à la C^e Thomson-Houston, a cherché à établir, après le repos de l'usine, une différence de potentiel entre rails et conduites

égale à celle existant en marche normale, et ceci au moyen d'une source étrangère.

Il a constaté que les courants à employer étaient de l'ordre de 20 à 25 ampères, souvent 50 fois plus forts que les courants de conduite correspondants, quand le réseau fonctionnait.

D'après M. Claude, la majeure partie des courants, au lieu de passer dans les conduites, irait rejoindre directement, en quittant celles-ci, le point d'insertion A du feeder négatif (voir ci-contre, fig. 422).

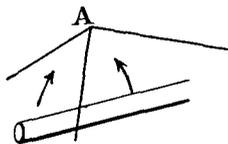


Fig. 422. — Tendance des courants vagabonds à se relier au point d'insertion A du feeder négatif.

On pourrait craindre, si faibles que soient ces courants, qu'aux points où ils quittent les masses métalliques, une action destructrice en résulte. Cependant, si l'on interprète, comme M. Claude, les résultats d'expérience en considérant le circuit joignant le point d'insertion du feeder négatif à la conduite comme ayant une conductibilité mixte (ohmique et électrolytique), on verra aisément que, tant que la différence de potentiel entre les deux points considérés ne sera pas sensiblement supérieure à la f.é.m. de polarisation du serol (1^v à 1,5^v), les attaques seront à peu près négligeables. Ce sera le cas dans les réseaux de traction bien établis.

Moyens d'éviter ces attaques.

ANCIENS MODES

1° Relier les rails aux conduites métalliquement, de loin en loin.

— On n'évite pas ainsi les corrosions des joints et on peut attaquer les conduites voisines si celles-ci sont (+) par rapport aux autres.

2° Rendre systématiquement négatives les conduites par rapport aux rails. — Cette solution suppose évidemment qu'on réunisse le pôle + de la génératrice à la prise de courant et au câble

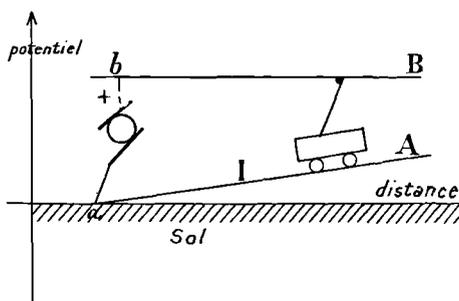


Fig. 423. — Tentative de suppression de l'électrolyse des conduites en rendant celles-ci négatives par rapport aux rails.

distributeur, et le pôle () au sol et aux rails. Le potentiel du point A du rail sera $+RI$, le potentiel du sol étant par définition zéro, R étant essentiellement positif (fig. 425).

C'est vraisemblablement celui des conduites.

Dans certaines installations de traction, on cherche à accroître la puissance transmise sans augmenter les tensions dangereuses en employant deux ponts (à ± 600 ou même ± 1200 volts entre conducteurs actifs et conducteurs neutres), chaque voiture comportant deux moteurs ou deux groupes de moteurs alimentés respectivement par un pont. Même dans le cas où les ponts ne sont pas absolument équilibrés, les courants passant dans le conducteur neutre sont toujours très faibles. Ils constituent la différence

$$I - I'$$

des courants circulant dans les deux ponts. La polarité électrique des rails par rapport au sol peut être positive ou négative, mais d'une manière générale la différence de potentiel sera négligeable.

Dans le même ordre d'idées, on a proposé de réunir les rails au pôle négatif de la dynamo par l'intermédiaire d'un survolteur S, monté en opposition avec la dynamo principale G.

On accroît ainsi le potentiel des rails par rapport à celui des conduites, par la création d'un circuit fermé convenable, plus ou moins confus du reste, aA, a'A'....

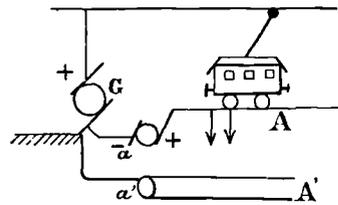


Fig. 424. — Tentative de suppression de l'électrolyse des conduites en rendant celles-ci négatives par rapport aux rails. Emploi d'un survolteur.

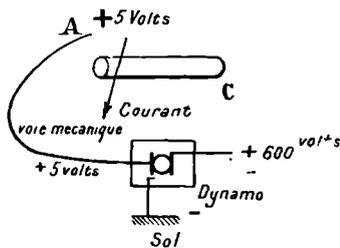


Fig. 425. — Mécanisme de la production d'une électrolyse de conduite.

moins confus du reste, aA, a'A'.... (fig. 424).

REMARQUE. — Tous ces systèmes ont échoué, car il ne suffit pas de rendre (+) les rails par rapport aux conduites, il faut encore éviter que celles-ci participent à la constitution de circuits alimentés par des différences de potentiel existant sur des sections de voie.

L'exemple classique des détériorations apportées aux conduites de Jersey-City en Amérique est

particulièrement instructif à cet égard. Le schéma de la figure ci-dessus donne le principe du phénomène (fig. 425).

PROCÉDÉS MODERNES

Ils consistent : 1° à assurer aux voies la plus faible chute de potentiel possible, de manière à éviter les inconvénients précédents; 2° à maintenir en des points fixes un potentiel constant, légèrement positif par rapport à celui du sol.

CHUTE DE TENSION DANS LES VOIES

Moyen de la rendre minima. — 1° Au moyen d'un éclissage électrique, le plus parfait possible.

2° Par l'emploi de rails de forte section.

3° Par l'emploi de feeders de retour.

Prescriptions administratives. — Elles sont très confuses et se ramènent, au moins en France, aux règles suivantes :

Chute moyenne d'un volt par km (courant moyen défini par la consommation moyenne d'une voiture divisée par la tension moyenne). Entre deux points du réseau, la différence de potentiel moyenne maxima ne doit pas dépasser 5 volts. La différence de potentiel moyenne maxima, entre rails et conduites dans le sens dangereux, ne doit pas dépasser 1^v,5.

En Allemagne, on ne se préoccupe pas de cette dernière condi-

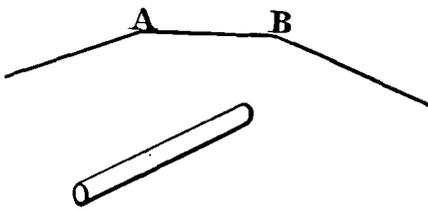


Fig. 426. — Prévision sur le plan d'un réseau des potentiels probables en exploitation.

tion. On édicte simplement que la différence de potentiel moyenne entre deux points d'un réseau de conduite ne doit pas dépasser 0,3 volts et que l'éclissage électrique des voies ne doit pas accroître la résistance de celles-ci de plus

de 0,05 ohm par km de voie simple.

Un procédé des plus prudents consiste à se procurer un plan exact du sous-sol de la ville où l'on se propose d'établir un réseau de traction et à déterminer par le calcul les potentiels des divers points A, B..., remarquables par leur situation vis-à-vis des conduites (fig. 426).

CALCUL DE LA CHUTE DE TENSION DANS LES VOIES

Résistance kilométrique. — Soit, pour fixer les idées, une voie composée par moitié de rails Marsillon (section $2 \times 2700 \text{ mm}^2$) et par moitié de rails Broca (3800 mm^2). Les résistances électriques de 1 km Marsillon et de 1 km Broca sont respectivement, pour une file de rails :

$$\begin{aligned} \text{Marsillon} & 0^{\circ},0555 \times 1/2 \\ \text{Broca} & 0^{\circ},01655 \end{aligned}$$

La résistance moyenne kilométrique d'une file de rails sera de même :

$$\frac{0^{\circ},01655 + \frac{1}{2} 0^{\circ},0555}{2} = 0^{\circ},01716.$$

Résistance double voie (quatre files de rails en parallèle) : $0^{\circ},00450$.

Résistance voie simple (deux files) : $0^{\circ},00860$.

Résistance des joints (fils de 1 cm^2 de section $\times 60 \text{ cm}$ long), tronçon de 10 m., 100 joints par file au kilomètre, 400 joints pour une voie double :

$$\begin{aligned} & 0^{\circ},0056 \text{ voie double,} \\ & 0^{\circ},0112 \text{ voie simple.} \end{aligned}$$

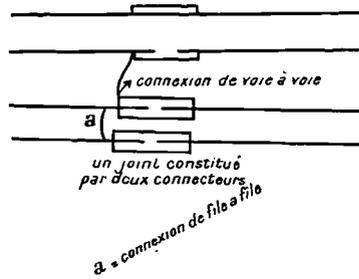


Fig. 427.

Mode de connexion électrique des voies.

Il y a lieu de tenir compte des résistances au contact, qui ne figurent pas dans nos calculs, par l'introduction d'un coefficient convenable

$$K = 1,2 \text{ à } 1,5,$$

de telle sorte qu'on prend généralement pour résistance kilométrique d'une voie simple, constituée comme il a été dit plus haut :

$$K (0,0086 + 0,0112) = 0^{\circ},015,$$

et pour celle d'une voie double :

$$0^{\circ},015 \times 1/2 = 0^{\circ},0075.$$

Chute de tension moyenne. — Pour fixer les idées, supposons une voie de 6 km de long, simple, avec 12 voitures échelonnées sur cette voie, soit de 0,5 en 0,5 kilomètre. Soit $j = 25$ ampères

le courant moyen consommé par chaque voiture, l'usine supposée en bout de ligne.

Appelons i le courant par km reçu par les rails (ici $i = 2 j$),

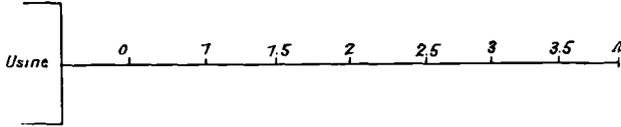


Fig. 428. — Calcul de la chute de tension moyenne sur un réseau de traction.

! la longueur d'un tronçon en kilomètres ($l=0,5$), r la résistance kilométrique. En supposant la 12^e voiture en bout (circonstance la plus défavorable), la chute de tension sera :

$$\begin{aligned} & \text{dans le 12^e tronçon} && r l . i l \\ & \text{— 11^e —} && 2 r l . i l \\ & \text{..... etc.....} \end{aligned}$$

et ainsi de suite. D'où la chute de tension totale :

$$\Delta u = r l . i l [1 + 2 + \dots + 12]$$

ou, plus généralement, $n=12$ étant le nombre des tronçons :

$$\Delta u = r i \frac{l^2 n (n + 1)}{2}.$$

Pratiquement, on peut prendre

$$n = n + 1 ;$$

et comme

$$L = n l,$$

il en résulte

$$\Delta u = r i \frac{L^2}{2}.$$

ce qui montre que la chute de tension est proportionnelle au carré de la longueur, quand r et i sont donnés. La courbe figurative de la fonction $\Delta u (L)$ est une parabole (fig. 429).

Exemple. — Si

$$r = 0,015$$

$$i = 25 \text{ ampères}$$

$$L = 6 \text{ km.}$$

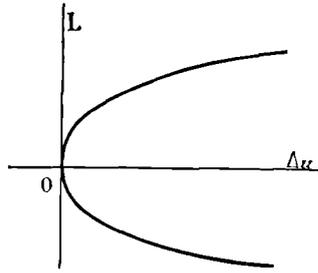
on trouve

$$\Delta u = 6,75 \text{ volts}$$

quantité sensiblement supérieure à 1 volt par kilomètre, indiquée précédemment.

Si l'on avait eu une voie double de 6 kilomètres pour répartir ces 12 voitures, r étant dans ce cas deux fois plus faible, la chute de tension aurait été aussi, c'est-à-dire 3,375 volts, soit 0,675 volt par kilomètre.

Dans le cas de voitures particulièrement lourdes et d'un service plus intense, ces limites seraient aisément dépassées.



Quoi qu'il en soit, sur une ligne particulièrement longue, il peut arriver que la différence de potentiel entre deux points du réseau soit de plus de 5 volts. C'est ce qui arrive ici.

Fig. 429. — Variation de la chute de tension dans les voies avec la distance.

D'où la nécessité de régulariser le potentiel sur la voie de retour.

EMPLOI DE FEEDERS DE RETOUR

Ces feeders, comme les feeders d'aller, sont calculés de façon que les points d'insertion sur le réseau des feeders A, B, C, D soient au même potentiel, ce qui revient à dire que les chutes de tension sont les mêmes dans chacun d'eux

$$R_1 I_1 = R_2 I_2 = \dots = R_n I_n .$$

Il faudrait donc connaître ces valeurs

$$I_1, I_2, \dots, I_n$$

composées avec les courants de réseaux $i, i', i'',$ etc., et donner aux divers feeders des résistances

$$R_1, R_2, \dots, R_n$$

satisfaisant à ces relations. Mais si ces courants en valeur moyenne

$$I_1, I_2, \dots, I_n$$

sont à peu près constants, leurs valeurs instantanées peuvent être assez variables, ce qui suggère l'emploi d'une régulation automatique de la tension (analogue à celle

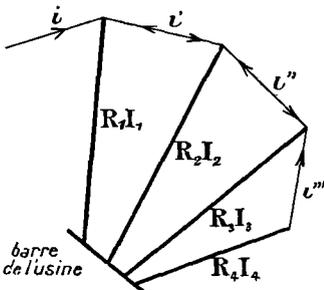


Fig. 450. — Détermination de la section des feeders de retour par la considération d'une égale chute de tension dans chacun d'eux.

réalisée par des survolteurs sur les feeders d'aller, fig. 430).

Si les charges sont suffisamment constantes sur le réseau, ou du moins varient suffisamment lentement, on peut modifier à la main, au départ de l'usine, des résistances de réglage, intercalées sur les feeders, comme pour des distributions d'éclairage, les potentiels aux points A, B, C étant contrôlés au moyen de fils pilotes p_1, p_2, \dots , dont il a été parlé plus haut.

Effet des feeders de retour sur la chute de tension en ligne. — Non seulement les feeders de retour régularisent les potentiels sur les voies de retour, mais encore ils peuvent le plus souvent faire baisser la différence de potentiel moyenne (dans le temps) maxima (dans l'espace) existant entre deux points du réseau.

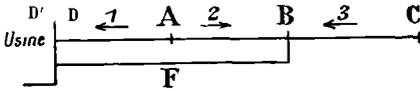


Fig. 431. — Effet des feeders de retour sur la chute de tension en ligne.

Reprenons l'exemple précédent (ligne de 6 kilomètres avec usine en bout, voitures tous les 500 mètres).

Disposons un feeder de retour au dernier tiers de la voie (fig. 431).

La chute de tension dans la section 1 est égale au $1/9$ (elle varie proportionnellement au carré de la longueur) de la chute de tension dans le premier cas. Les tronçons 2 et 3 déversent leurs courants de retour sur le feeder F, qui collecte un courant double de celui circulant dans (1).

En prenant $L = 6 \text{ km}$, $r = 0^{\circ}.015$ (voie simple)

$$i = 50 \text{ amp. par kilom.}$$

la chute totale de tension dans la voie est de 13,5 volts sans feeder de retour et 9 fois plus faible dans le cas d'un feeder, soit 1,5 volt environ.

Cependant, l'emploi du feeder nécessitera que, les potentiels en D et en B étant les mêmes, on intercale une résistance entre D', pôle négatif de la dynamo, et D, fin des voies, résistance X telle que la chute de tension à son intérieur soit la même que celle que supporte le feeder.

Si I est le courant du feeder de retour, R sa résistance, la puissance perdue est égale à

$$RI^2.$$

Celle perdue dans la résistance est évidemment

$$\frac{XI}{2} \frac{I}{2}.$$

Soit, comme
$$\frac{XI}{2} = RI,$$

une puissance perdue dans cette résistance égale à

$$\frac{RI^2}{2}.$$

On peut évidemment en théorie prendre R aussi petit que l'on veut (accroissement de la section et par suite du poids de cuivre). Néanmoins, on est vite limité dans cette voie par l'extrême cherté du feeder. La règle bien connue de Thomson peut permettre, au moins théoriquement, de déterminer rationnellement la section à donner au feeder. (Recherche du minimum de la somme des frais annuels correspondant à l'amortissement du feeder et à la dépense de puissance consommée en effet Joule.) La chute de tension serait ici d'environ 70 volts avec un feeder de 200 mm² de section, et 5 fois plus faible avec un feeder de 600 mm².

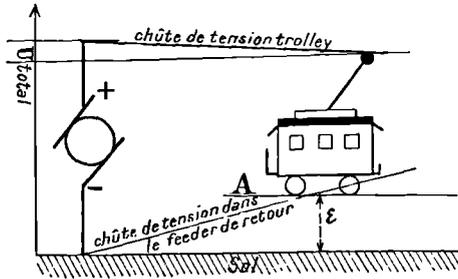


Fig. 432.

Schéma de la distribution avec feeder de retour.

Schéma de la distribution avec feeder de retour. — En employant la même représentation que précédemment, on voit qu'on peut, sans grande erreur, supposer constant le potentiel des voies et concentrer toute cette chute dans le feeder (fig. 432).

L'inconvénient de cette disposition est la différence de potentiel élevée ϵ qui existe entre les voies et le sol, d'où dérivaions et pertes d'énergie nombreuses, et même dangers dans certains cas pour les piétons.

EMPLOI DE SOUS-VOLTEURS

Disposons en série avec la génératrice un survolteur donnant une f.é.m. légèrement inférieure à la chute de tension dans le feeder. La voie sera encore positive par rapport au rail, mais d'un potentiel peu différent (fig. 435).

On voit qu'on aura ainsi abaissé le potentiel de voie, d'où le nom de sous-volteur donné à la génératrice auxiliaire dans ce cas.

Si on emploie une génératrice série non saturée, elle donnera à vitesse constante une f.é.m. proportionnelle au courant traversant le feeder. Le sous-voltage sera donc automatique. Ce dispositif a permis de supprimer les résistances à l'origine et la perte d'énergie qui en est la conséquence. Elle a également l'avantage de faire fonctionner les moteurs de tramways sous une différence de potentiel plus voisine de celle de la génératrice principale que lorsqu'il n'y a pas de sous-volteur. Le potentiel du point d'insertion A du feeder

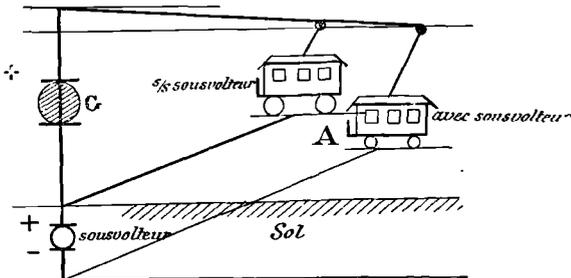


Fig. 433. — Schéma de la distribution avec feeders de retour et effet du sous-volteur.

est donc donné par

RI E

E étant la f.é.m. et O par définition le potentiel du sol.

On peut, en général, dans

les installations de traction usuelles, atteindre des distances de 5 à 6 kilomètres de distance par rapport à l'usine sans que la chute de potentiel dépasse 5 volts et sans qu'il soit nécessaire de mettre des feeders de retour. Pour les distances plus grandes, c'est indispensable.

EMPLOI MIXTE DE FEEDERS ET DE SOUS-VOLTEURS

Calcul du nombre de feeders de retour et détermination de leur

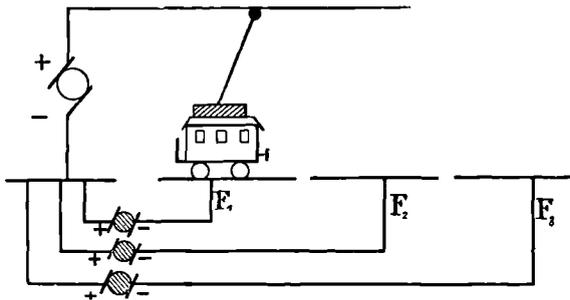


Fig. 434. — Schéma de la distribution avec feeder de retour et sous-volteur.

emplacement. — Ce calcul est très simple, une fois posées les

bases précédentes. On cherchera à réduire au minimum compatible avec la chute de tension admise le nombre de ceux-ci, donc le poids de cuivre à acquérir (fig. 454).

REMARQUE. — L'emploi simultané de survolteurs au pôle (+) et de sous-volteurs au pôle (—) permet donc de faire fonctionner les moteurs sous des tensions égales à celles des dynamos génératrices et avec un potentiel négatif égal à celui du sol.

CONTRÔLE D'UN RÉSEAU — FREINAGE ELECTRIQUE

MESURES A EFFECTUER SUR UN RÉSEAU DE TRACTION

A. — Résistance d'isolement. — a) *Résistance d'un tronçon par rapport au sol.* On isole le tronçon du réseau et on le réunit au pôle (+) de la dynamo par un galvanomètre résistant, le pôle (—) étant à la terre (fig. 455).

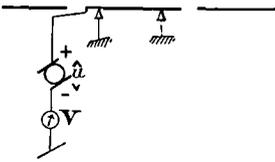


Fig. 455. — Détermination de la résistance d'isolement d'un tronçon de ligne par rapport au sol.

Galvanomètre choisi. — Ce sera en général un voltmètre de l'usine, très résistant le plus souvent. Soit u la tension de service, v les indications du voltmètre, g sa résistance, R la résistance d'isolement. On a évidemment :

$$i = \frac{u}{R + g} = \frac{v}{g} \quad \text{d'où } R = g \left(\frac{u}{v} - 1 \right).$$

b) *Résistance de tout le réseau par rapport au sol.* — On peut généraliser et mesurer la résistance de tout le réseau en connectant tous les tronçons en Λ .

La valeur du courant de perte à la terre est donc :

$$\frac{u}{R}$$

a' b') *Mêmes opérations pour les mesures d'isolement par rapport aux câbles supports* (fig. 457).

a' et b') *Isolement des feeders.* — Il est également intéressant d'avoir les résistances d'isolement des feeders (fig. 458).

Si le feeder est sur les mêmes appuis que le fil de travail, on pourra également mesurer l'isolement par rapport à ces supports.

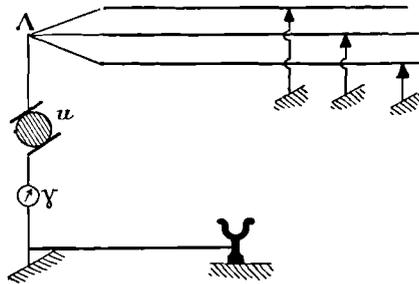


Fig. 456. — Mesure de la résistance globale d'isolement du réseau par rapport au sol.

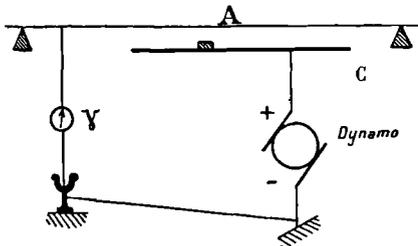


Fig. 437. — Mesure de la résistance d'isolement du réseau C par rapport aux câbles supports A. Schéma du montage.

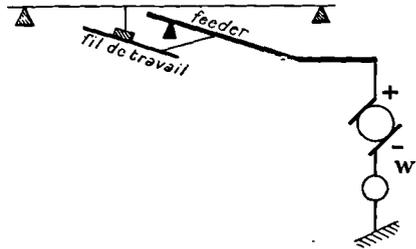


Fig. 438. — Mesure de la résistance d'isolement des feeders par rapport au sol. Schéma du montage.

Valeur minima de l'isolement. — On admet généralement dans les réseaux de traction que l'isolement doit être supérieur ou égal — pris d'une manière quelconque — à 5 fois le carré de la tension de service u .

$$R \geq 5u^2.$$

On avait trouvé tout à l'heure

$$R = g \left(\frac{u}{v} - 1 \right),$$

d'où :

$$v \leq \frac{u}{\frac{5u^2}{g} + 1}.$$

Application numérique.

$$\begin{aligned} u &= 500 \text{ volts} \\ g &= 100\,000 \text{ ohms} \\ \text{donc } v &\leq 40 \text{ volts.} \end{aligned}$$

Le voltmètre devra donc donner une indication au plus égale à 40 volts.

REMARQUE. — Quand on opère sur des câbles souterrains, il faut se méfier des effets de condensation. Il faut opérer à la fin de la journée, quand les câbles sont depuis longtemps en état de fonctionnement.

Tronçon défectueux. — Quand on rencontre un tronçon défectueux, on commence par le sectionner progressivement pour localiser le défaut.

B. — Résistance du fil de ligne et des voies. — Au moyen d'une voiture d'essai circulant seule sur la voie, on peut déterminer la résistance du fil de ligne et celle des voies. Le voltmètre de

l'usine donnant u , celui (b) de la voiture v , l'ampèremètre (a) installé sur celle-ci donnant i , on a (fig. 459) :

$$R = \frac{u - v}{i}$$

pour la somme des résistances du fil CA et des voies BD.

Si l'on veut dissocier les résistances partielles, on pourra le faire simplement au moyen d'un fil téléphonique pris comme fil pilote. Si on branche le voltmètre de la voiture entre le fil pilote et le pôle (+), on aura :

$$v = u - R_1 i$$

$R_1 i$ étant la chute de tension dans le fil de trolley AC, d'où R_1 .

Si on branche le fil pilote sur le pôle (-), on aura la chute de tension et la résistance des voies.

On vérifiera si les résistances de ligne et de voie varient régulièrement en faisant déplacer la voiture.

C. Résistance des joints. — On promène sur les voies un train composé d'une automotrice et d'une remorque pourvue d'un accouplement isolant (fig. 440).

Un ampèremètre branché sur le circuit de la voiture motrice donne I . Un voltmètre V branché entre les roues de la motrice et les roues de la remorque donne U , différence de potentiel au joint, d'où :

$$R = \frac{U}{I}$$

Les mauvais joints donneront lieu à de brusques indications au voltmètre.

On peut aussi faire prendre par un agent la différence de potentiel entre deux tronçons, en promenant une prise constituée par deux pointes réunies par un voltmètre suffisamment sensible.

D. — Différence de potentiel entre un point éloigné de la voie et l'usine. — On branche le voltmètre à l'usine entre le pôle (+)

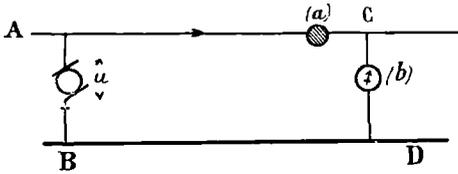


Fig. 459. — Détermination de la résistance du fil de ligne et des voies.

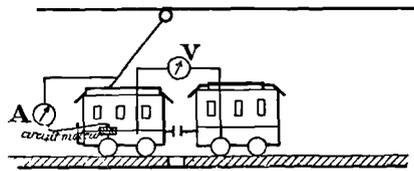
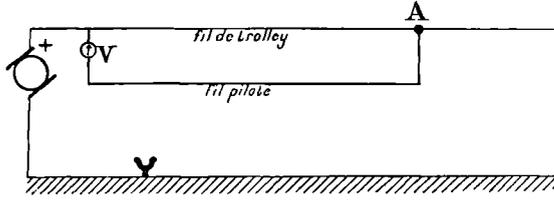


Fig. 440.
Détermination de la résistance des voies.

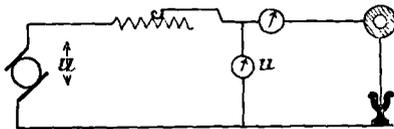
par exemple et le fil pilote (téléphonique) venant de A (fig. 441). On peut faire aussi la même mesure au point A en reliant le fil pilote au pôle (+) de l'usine.



Cette dernière disposition est plus commode quand on veut faire une étude systématique des potentiels des divers points.

Fig. 441. — Détermination de la différence de potentiel existant entre un pôle des dynamos et un point éloigné de l'usine.

E. — Résistance d'isolement entre les rails et les conduites souterraines. — On établit la tension de service u sur le circuit rail-conduite. Cette résistance d'isolement pouvant être de l'ordre de 1 ohm, il faut intercaler un rhéostat ou prendre une tension



faible pour éviter un court-circuit (fig. 442). On déduit aisément :

$$R = \frac{u}{I}$$

Fig. 442. — Détermination de la résistance d'isolement entre rails et conduites.

Cependant les résultats sont souvent faussés par des phénomènes de polarisation.

Il convient de renverser les sens de polarité des conduites par rapport aux rails. Si Σe sont les f.c.é.m. de polarisation, on a dans une première mesure :

$$i = \frac{u \pm \Sigma e}{\Sigma R}$$

Dans une seconde :

$$i' = \frac{u \mp \Sigma e}{\Sigma R}$$

ΣR étant la somme des résistances rencontrées.

D'où :

$$\frac{i + i'}{2} = I_{\text{moy}} = \frac{u}{\Sigma R}$$

d'où enfin ΣR . Cette précaution est des plus utiles ; sur la ligne de tramways de Paris-Romainville, on a trouvé pour une résistance analogue 0,67 et 4,5 suivant le sens du courant adopté.

F. — Différence de potentiel entre les rails et les conduites. — Mesure très délicate. On ne peut intercaler un voltmètre, car sa présence pourrait modifier considérablement les courants de fuite.

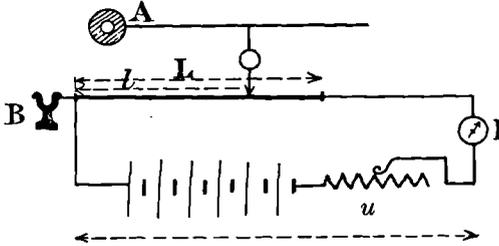


Fig. 445. — Détermination de la différence de potentiel entre rails et conduites.

On pourrait à la rigueur utiliser un électromètre, appareil que possèdent cependant rarement les compagnies de traction.

On préfère employer une méthode d'opposition (fig. 445). La diffé-

rence de potentiel entre la conduite A et le rail B devant être déterminée, joignons à B une extrémité d'un fil calibré branché sur une source donnant une différence de potentiel aux bornes u (piles, accumulateurs, etc...).

Soit I le courant réglé au moyen d'un rhéostat. A est relié à un curseur se déplaçant sur le fil calibré par l'intermédiaire d'un galvanomètre très sensible. Au moment de l'équilibre, on peut écrire :

$$u_{AB} = rli = rl \frac{u}{rL}$$

en appelant r la résistance par unité de longueur du fil calibré, l la distance du curseur à l'origine B et L la longueur totale du fil. On a donc :

$$u_{AB} = u \frac{l}{L}$$

ce qui nous donne la quantité u_{AB} .

FREINAGE

Principe. — Si nous considérons une voiture de masse m abandonnée à une vitesse V et si nous appelons F_T l'effort de traction, elle s'arrêtera après avoir parcouru sur un profil donné une longueur L déterminée par :

$$\frac{1}{2} m V^2 = F_T L$$

d'où l'espace correspondant à l'arrêt :

$$L = \frac{1}{2} \frac{mV^2}{F_T}$$

Freiner consiste à diminuer cet espace correspondant à l'arrêt spontané. On y arrive en adjoignant à F_T un effort supplémentaire F_f dit de freinage. Celui-ci est généralement dû à un effort normal \mathfrak{F} appuyant un sabot sur le bandage de la roue. Si entre le sabot (fonte) et le bandage (acier) existe un coefficient de frottement b , on aura pour l'effort tangentiel :

$$F_f = b\mathfrak{F}$$

En supposant, pour nous placer dans les circonstances les plus défavorables, que la voiture soit sur une pente de α m/m, nous aurons pour équation générale du freinage :

$$\left(\frac{1}{2} \frac{P}{g} V^2 + P\alpha L \right) = [(c + f_r) P + A + F_f] L$$

Le facteur c est relatif à la courbe sur laquelle peut se trouver la voiture (voir 27^e leçon, page 383); f_r [constitue le coefficient de roulement).

En réalité, le produit par L de ces efforts

$$F_T = (c + f_r) P + A$$

est toujours faible devant $F_f L$ et les autres termes. On peut donc écrire simplement :

$$\frac{1}{2} \frac{P}{g} V^2 + P\alpha L = b\mathfrak{F}L = F_f L$$

Si on se donne F_f , on a la longueur correspondant à l'arrêt sur un profil donné α . Si on se donne L , on a l'effort nécessaire pour réaliser l'arrêt sur le même profil.

Condition d'adhérence. — Pour que le freinage s'exerce, il faut qu'il y ait travail de frottement, donc déplacement de la roue par rapport au sabot, ou mieux que la roue ne soit pas bloquée. En supposant les essieux tous moteurs, il faut donc que :

$$F_f = \mathfrak{F}b \leq Pa$$

La valeur maxima de l'effort de freinage est donc :

$$\mathfrak{F} = \frac{Pa}{b}$$

EXEMPLE. — Voiture de 8000 kilogrammes, arrêtée sur une pente de 20 millimètres, sur une longueur de 20 mètres et lancée à 20 kilomètres par heure.

Prenons $b = 0,18$; on trouve :

$$\mathcal{F} = 4400 \text{ kg.}$$

Pour effectuer l'arrêt sur 10 mètres, on aurait trouvé :

$$\mathcal{F}' = 7860, \text{ soit environ } 8000$$

d'où la règle pratique :

Pour arrêter une voiture à 20 km./h. sur une pente de 20 millimètres en 10 mètres, il faut un effort normal de freinage égal au poids de la voiture.

MODES DE FREINAGE

Freinage à main. — Il est difficile d'imposer en service courant à un homme un effort supérieur à 15 ou 20 kilogrammes. Il convient donc de réduire dans un rapport convenable les efforts de freinage développés sur les sabots. Prenons l'exemple précédent, l'effort total normal de freinage

F étant de 8000 kgs. L'effort normal est réparti sur les 4 roues, soit 2000 kilogrammes par roue (fig. 444).

Pour cela, installons un levier AB de façon que l'on ait :

$$AO = \frac{OB}{2}$$

L'effort F' en B sera seulement de 1000 kilogrammes; puis soit

$$O'B' = \frac{O'A'}{2}$$

F'' en A' sera seulement de 500 kilogrammes. Commandons cet effort au moyen d'une manivelle de 200 millimètres de rayon et plaçons une vis à filet carré, pivot fixe et pas de 5 millimètres, laquelle entraîne un écrou commandant directement le freinage.

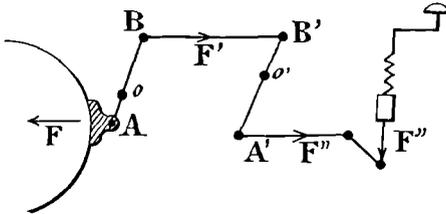


Fig. 444.

Principe du freinage à la main.

On écrira que le travail fourni par tour de manivelle est égal à celui de F'' multiplié par le déplacement du pas, soit 5 millimètres. On a donc, pour l'effort X nécessaire :

$$2\pi X \cdot 200 = 5 F'' = 5 \times 500$$

d'où :

$$X = 2 \text{ kg. environ.}$$

Comme on a 4 sabots, l'effort total est de 8 kilogrammes, effort qu'on peut considérer comme limite, tant au point de vue du rendement général que du travail imposé au wattmann.

Freinage utilisant une énergie étrangère. — Le freinage à main ne saurait être appliqué aux trains lourds. On utilise des freins à air, freins électriques et freins magnétiques.

FREINS A AIR

Une canalisation A régnant tout le long du train peut être chargée d'air comprimé au moment du freinage (fig. 245). Cet air agit

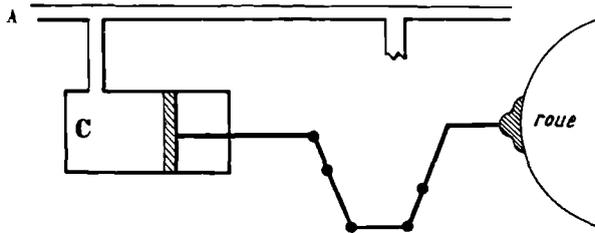


Fig. 445. — Freinage à air comprimé direct. Principe.

sur des cylindres C à frein disposés sous chaque voiture et dont les pistons exercent une pression sur le sabot. Le freinage n'a donc lieu que quand on injecte de l'air comprimé dans la conduite. Pour le faire cesser, on évacue l'air par un robinet. Ce frein est dit direct. Il est très modérable, mais il a l'inconvénient de ne pas fonctionner sous la main des conducteurs de remorque et même en cas de rupture d'attelage.

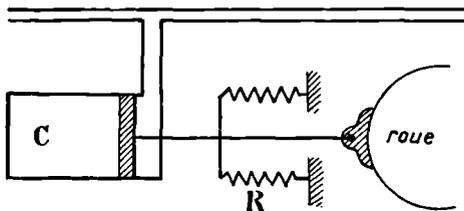


Fig. 446. — Frein à air comprimé automatique. Principe.

Pour obvier à cet inconvénient, on utilise le frein automatique (air sous pression en permanence dans la conduite). Le serrage des sabots de frein se ferait automatiquement, si le piston ne s'y opposait par suite de la pression de l'air se trouvant derrière l'une de ses faces (fig. 446).

Le freinage s'effectue en évacuant l'air par un robinet et le déblocage en renvoyant l'air comprimé dans la conduite.

Ce frein possède les avantages signalés plus haut. Il est énergique, mais moins modérable et consomme plus d'air.

Le frein à vide est basé sur des principes analogues. Ce qui intervient en effet dans le freinage, c'est une différence de pression entre l'air ambiant et l'air inclus dans la conduite.

FREINAGE ÉLECTRIQUE

Il est basé sur le rôle de génératrice qu'on peut faire jouer à un moteur électrique coupé du réseau qui l'alimentait.

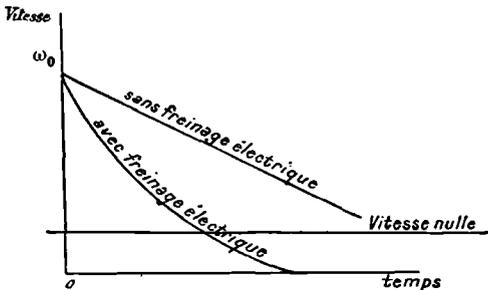


Fig. 447. — Caractéristiques de décroissance de vitesse avec et sans freinage électrique.

Soit une voiture marchant à la vitesse V et fermons le moteur série sur une résistance R . Nous aurons production d'une puissance P par la génératrice donnée par l'expression connue,

$$P = \frac{(Nn\Phi_p)^2}{R}$$

dans le cas théorique, pris pour simplifier, d'une machine bipolaire. Or, cette puissance est empruntée à l'énergie cinétique de la voiture, d'où freinage. L'équation du freinage de la voiture, celle-ci étant en plus pourvue d'un frein à sabot, sera :

$$K \left(\frac{\omega}{2\pi} n\Phi \right)^2 \frac{1}{R} + F_r V + F_f V \pm P_a V = \mathcal{P}$$

Dans cette formule, \mathcal{P} est la puissance due à l'énergie cinétique, K est une constante destinée à tenir compte des transformations d'unités, enfin ω est la vitesse angulaire. Supposons pour simplifier Φ_p constant, ce qui serait le cas d'un moteur shunt qu'on continuerait d'exciter par le réseau (ce qui serait d'ailleurs excel-

lent au point de vue de l'intensité du freinage, l'excitation restant constamment égale à l'instant considéré à sa valeur maxima). On aura, A et a étant des constantes convenables définies par :

$$\frac{1}{2} mV^2 - A \frac{\omega^2}{2} \quad V = a\omega$$

l'équation du freinage

$$A\omega d\omega + B\omega^2 dt + (F_T + F_f \pm Pa) a\omega dt = 0$$

équation exprimant que la diminution d'énergie cinétique est égale à l'énergie consommée dans le freinage mécanique et électrique et dans la propulsion du véhicule. Il en résulte (ω étant différent de 0) :

$$\frac{Bd\omega}{B\omega + D} = -\frac{B}{A} dt$$

d'où :

$$B\omega = -D + (B\omega_0 + D) e^{-\frac{t}{A \cdot B}}$$

La vitesse à chaque instant est représentée par une courbe logarithmique partant de ω_0 au temps zéro, ω_0 correspondant à V (fig. 447).

Si l'on n'avait pas utilisé le freinage électrique, on aurait eu l'équation :

$$A\omega \frac{d\omega}{dt} + D\omega = 0$$

d'où :

$$\omega = \omega_0 - \frac{Dt}{A}$$

La décroissance de vitesse aurait été beaucoup moins rapide, de forme linéaire, et l'espace d'arrêt plus considérable.

FREINAGE MAGNÉTIQUE

1^o *Freins à compression mécanique du sabot avec commande magnétique.* — Ce sont des électro-aimants à longue course à noyau intérieur mobile venant commander le sabot. L'envoi du courant dans la bobine intérieure produit le déplacement du noyau et la compression du sabot (fig. 448).

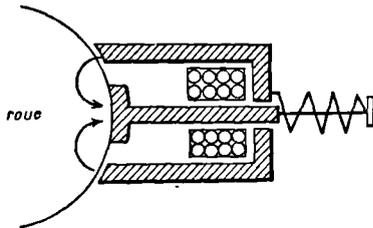


Fig. 448. — Freinage à compression mécanique du sabot par commande magnétique.

2^e *Freins à plateaux ou à disques.* — Un plateau magnétique soli-

daire de l'essieu est immobilisé par un plateau fixe relié au truc, plateau que l'on peut aimanter convenablement. Frein extrêmement énergique. Il y a consommation d'énergie sous la triple forme de courants de Foucault, de frottements mécaniques et de perte ohmique dans les enroulements (fig. 449).

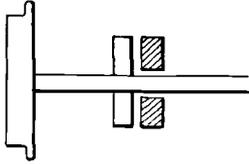


Fig. 449. — Frein magnétique à plateaux ou à disques.

3° *Freins à patin avec aimantation d'une partie du rail.* — Des électroaimants, portés par la voiture, excités au moment voulu, créent un flux dans un circuit à la constitution duquel participent une portion du rail et quelquefois les roues. Il y a accroissement de l'adhérence, d'où possibilité de renforcer le freinage par sabot et consommation d'énergie supplémentaire sous forme ohmique dans les enroulements (fig. 450).

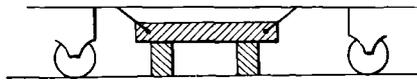


Fig. 450.
Freins à patin avec aimantation du rail.

RÉCUPÉRATION

Principe. — Si f est le coefficient de traction (c'est en réalité le coefficient de frottement au roulement), il faut d'abord, pour que la voiture puisse descendre seule sous l'action de la pesanteur, que $\alpha > f$ (fig. 451).

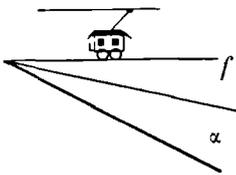


Fig. 451.
Condition $\alpha > f$ nécessaires pour la récupération.

Les moteurs en dérivation sont tout indiqués pour la récupération (même sens de rotation en moteur qu'en génératrice).

Dans une marche en pente, le moteur étant branché sur le réseau atteint rapidement une vitesse de régime. Le moteur, supposé pour simplifier bipolaire, fonctionnant en génératrice débitera la puissance :

$$EI = \frac{1}{R} \left(\frac{\omega}{2\pi} n\Phi_p - U \right) \frac{\omega n\Phi_p}{2\pi}$$

U est la tension du réseau.

On a ici $\Phi_p = C_{ie}$ (moteur shunt). D'autre part, la puissance motrice est :

$$P_x V - P/V$$

ou

$$A\omega(\alpha - f)$$

avec

$$A = aP$$

a étant une constante.

Si η est le rendement de l'équipement, on aura :

$$A\omega(\alpha - f) = \frac{1}{R} \frac{\omega n \Phi_p}{2\pi} \left(\frac{\omega n \Phi_p}{2\pi} - U \right)$$

ou :

$$A\omega(\alpha - f) = \omega(c\omega - d)$$

c et d étant de nouvelles constantes, et enfin, comme ω est différent de 0 :

$$A(\alpha - f) + d = c\omega \quad \text{relation linéaire}$$

Rendement de la récupération sur une longueur L . — Soit η le rendement de l'équipement moteur, et plus généralement de la voiture.

$$\text{L'énergie fournie} = (P_x L + F_T L) \frac{1}{\eta} = PL(\alpha + f) \frac{1}{\eta},$$

$$\text{L'énergie restituée} = (P_x L - F_T L) \eta = PL(\alpha - f)\eta;$$

D'où le rendement de la récupération :

$$\rho = \frac{\alpha - f}{\alpha + f} \eta^2$$

Elle n'est possible que si $\alpha > f$. Si on prend :

$$\eta = 0,7 \quad \text{d'où environ} \quad \eta^2 = 0,5$$

On voit que la récupération n'est réellement économique que sur les pentes particulièrement fortes, sinon ses avantages sont illusoires.

DISTRIBUTION EN SÉRIE SYSTÈME THURY

Nous avons déjà eu l'occasion, à propos des études de moteurs, de dire quelques mots des distributions à intensité constante dues à l'ingénieur Thury. Étant donnée la très grande importance acquise aujourd'hui par ce mode de transmission de l'énergie, nous consacrerons cette dernière leçon à l'étude détaillée dudit système.

Principe. — Les appareils moteurs et générateurs sont tous montés en série. On sait que l'introduction d'un générateur dans un circuit parcouru par un courant donne lieu à une élévation de la f.é.m. totale disponible. Celle d'un récepteur donne lieu à une diminution de cette f.é.m., de toute la quantité correspondant à la force contreélectromotrice de la machine.

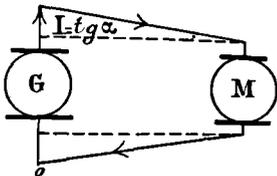


Fig. 452.

Principe d'une distribution série.

Nous pouvons représenter graphiquement la chose de la manière suivante :

Portons en ordonnées les différences de potentiel ou f.é.m., et en abscisses les résistances. Les chutes de tension, à courant constant dans chaque portion du circuit étant données par RI , nous voyons que I peut être considéré comme le coefficient angulaire commun de toutes les droites RI . Le cas simple de la figure 452 est relatif au fonctionnement d'un générateur unique sur une ligne pourvue d'un seul récepteur.

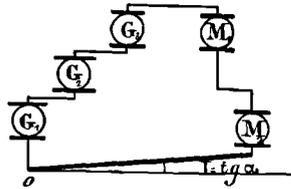


Fig. 453.

Principe d'une distribution série.

La figure 453 est relative à une distribution comprenant plusieurs générateurs et moteurs en série.

Problème. — *Connaissant ΣE , $\Sigma E'$ et ΣR . calculer ou déterminer graphiquement I .*

On peut, ce qui revient évidemment au même, grouper toutes les f.é.m. et toutes les f.c.é.m. et l'on a en AC (fig. 454) la chute de tension réalisée dans la ligne (ou mieux dans l'ensemble des résistances, générateurs et récepteurs compris). ΣR nous donnant la somme des résistances, le triangle ACB nous donne AB ou $I\Sigma R$, donc :

$$I = \frac{AB}{BC}$$

C'est le courant de régime défini algébriquement :

$$I = \frac{\Sigma E - \Sigma E'}{\Sigma R}$$

Les variations de I sont dues aux variations de $\Sigma E'$ ou de ΣR , soit que les récepteurs changent de régime, soit qu'ils changent de nombre. En réalité ΣR varie peu, les récepteurs étant surtout des moteurs (ou des cuves électrolytiques).

On peut maintenir I constante par un réglage convenable de E ou E_g , soit que l'on ait une variation de E' ou E_r , ou une variation de R, soit une variation simultanée des deux.

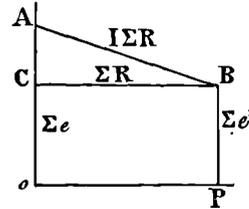


Fig. 454. — Détermination graphique du courant correspondant au régime ΣE , $\Sigma E'$, ΣR .

RÉALISATION PRATIQUE

Réglage de ΣE . — Nous distinguerons deux cas :

1^{er} cas. — Les moteurs actionnant les génératrices sont à vitesse constante (munis de régulateurs de vitesse ou de tachymètres). —

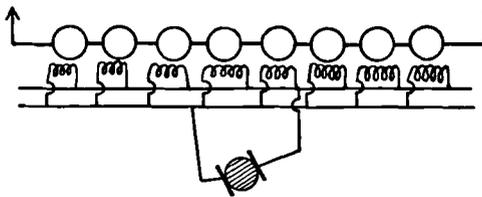


Fig. 455. — Distribution série. Couplage de génératrice avec excitatrice spéciale et circuits d'excitation en parallèle.

On modifiera E_g en modifiant le flux inducteur, c'est-à-dire en agissant sur l'excitation des génératrices. A cet effet, celles-ci sont excitées séparément par une génératrice spéciale actionnée par un moteur spécial.

(Usines de la Volta, à Gênes : 8 génératrices de 1000 v, inducteurs branchés en parallèle sur un circuit spécial alimenté par une génératrice actionnée par une turbine) (fig. 455).

Le réglage de l'excitatrice se fait par un changement de vitesse automatique de la turbine. La vanne est commandée par un électro-aimant en série avec le circuit d'utilisation, parcouru par le courant principal.

Cette disposition, assez avantageuse quand la tension au départ n'est pas forte, cesse de l'être quand celle-ci dépasse une certaine limite. On voit en effet que les isolants des machines, séparant plus ou moins directement les inducteurs de l'induit, doivent résister à une

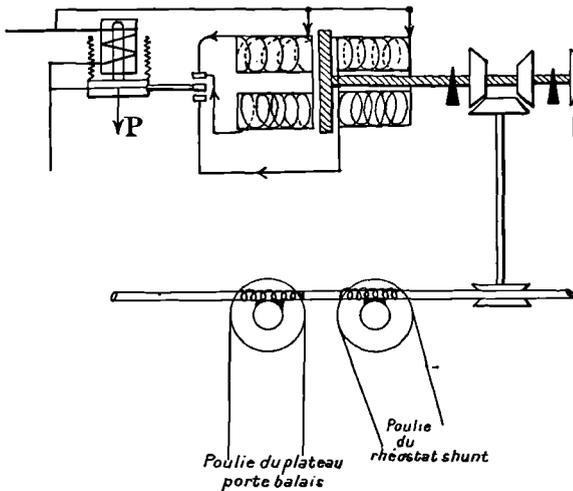


Fig. 456. — Distribution série. Régulateur automatique Thury de tension par rhéostat shunt et décalage de balais.

tension voisine de la tension de régime. Dans l'installation de la Volta, celle-ci est de 8000 volts. C'est un ordre de grandeur limite.

On pourrait, dans cet ordre d'idées, employer plusieurs circuits inducteurs, mais on pré-

fère actuellement effectuer le réglage de la f.é.m. de chaque machine en agissant :

- 1° Par un rhéostat shunt de la pleine charge aux $\frac{3}{4}$ de la charge ;
- 2° Par le décalage des balais des $\frac{3}{4}$ de la charge à la marche à vide.

Le régulateur est entièrement mécanique. Il comprend un double encliquetage ou une double commande par poulies de friction, et, suivant que l'un ou l'autre entre en action, il agit dans un sens ou dans l'autre.

Cet encliquetage est commandé par un électro-aimant parcouru par le courant principal.

On emploie fréquemment la disposition représentée ci-contre (fig. 456).

Un arbre commandé par le moteur de la dynamo tourne à vitesse constante et peut glisser longitudinalement dans ses paliers. Il porte deux cônes de friction, pouvant embrayer l'un ou l'autre sur un troisième cône solidaire d'un arbre. Cet arbre commande par une roue à gorge une vis sans fin, entraînant à des instants convenables la manœuvre du plateau porte-balais et celle de la manette-curseur du rhéostat shunt branchés sur l'induit. L'un ou l'autre des deux cônes de friction du premier arbre entraînera la rotation du second, soit dans un sens, soit dans l'autre. De même pour la manœuvre des balais et du rhéostat. Pour produire cette attaque dans le sens convenable, on a disposé sur le circuit principal un solénoïde parcouru par le courant principal.

Un noyau de fer doux est en équilibre, pour le courant normal à l'intérieur de ce solénoïde, sous l'action attractive du courant, sous l'effet de ressorts et sous l'influence de la pesanteur. Dès que le courant principal cesse d'avoir la valeur normale, l'équilibre est rompu, le noyau se déplace dans un sens ou dans l'autre et un système articulé, qui lui est lié cinématiquement, vient établir un contact avec l'un ou l'autre des deux plots par lesquels peut se fermer le circuit de commande d'un électro spécial. Celui-ci porte deux enroulements en sens contraires, destinés, suivant que l'un ou l'autre est excité, à produire dans un sens ou dans l'autre un déplacement d'un plateau solidaire du premier arbre.

On obtient donc ainsi engrènement, dans le sens convenable, du système de commande du plateau porte-balais et de la manette-curseur du rhéostat shunt, et ainsi régulation automatique du courant de la machine.

2^e cas. — Génératrices actionnées par des moteurs à vitesse variable. — Soit un moteur à vapeur à admission constante. Le couple moteur C_m est pratiquement constant. Le réglage se fait de lui-même, car la dynamo prend une vitesse telle qu'il y ait équilibre entre le couple moteur, indépendant de la vitesse, et le couple mécanique de la génératrice qui en dépend. Le couple moteur étant constant, celui de la génératrice étant fonction de la vitesse, il existe en général une vitesse de régime bien déterminée. On complétera le réglage à la main.

Supposons maintenant qu'on ait affaire à une turbine. Alors C_m varie avec la vitesse. Une intervention étrangère régulatrice est

nécessaire. Cette intervention est due au noyau d'un électro-aimant alimenté par le courant principal I et commandant le vannage de la turbine. Il peut régler plusieurs turbines à la fois. Pour cela, il suffit de lui faire mettre en mouvement un arbre de transmission commandant les vannes.

Les turbines affectées à l'entraînement des génératrices devront être particulièrement souples à la régulation ; en d'autres termes, à un faible changement de la position de la vanne, il devra correspondre un changement de régime quasi instantané. On devra donc chercher à réduire au minimum le moment d'inertie de la couronne mobile de la turbine, de l'anneau induit et du manchon d'accouplement. Ce sont des conditions justes contraires de celles que nous avons trouvées pour les distributions à potentiel constant.

Dans ce cas, on complétera encore le réglage par une retouche à la main.

Moteurs employés. — On a vu que les moteurs série se prêtent particulièrement bien au fonctionnement sous intensité constante. On pourra donc les utiliser facilement dans les distributions d'énergie système Thury. En général, sauf pour les petites distributions très peu importantes, la ligne ne commande pas directement les récepteurs (lampes, petits moteurs, etc...), mais alimente une sous-station avec groupes moteurs générateurs distribuant aux environs le courant produit par ces nouvelles génératrices sous forme de potentiel constant.

On a vu, à propos du fonctionnement des moteurs série sur les distributions à intensité constante, que le couple théorique étant donné par une expression de la forme :

$$C = KI\Phi_p$$

K étant une constante, sans shuntage de Φ_p , il faut que le couple moteur soit égal au couple résistant. Alors la vitesse est indifférente, d'après l'équation :

$$I = \frac{U - Nn\Phi_p}{R}$$

dans laquelle U et N sont définis en fonction l'un de l'autre.

Si l'on communiquait une vitesse donnée, du reste quelconque, au moteur, il en résulterait l'établissement d'une différence de potentiel aux bornes définie par l'équation précédente. En réalité

C_u , couple utile, est fonction de la vitesse et décroît légèrement avec elle. Il en résulte qu'il existera en général une vitesse de régime correspondant à l'égalité des couples moteur et résistant.

Bien entendu, on pourra agir sur Φ_p pour accorder au mieux les couples moteur et résistant. On contrôlera la vitesse et on réglera à la main le rhéostat shunt jusqu'à l'obtention de la vitesse désirée.

Régulation des moteurs. — On peut employer, comme dans les transmissions Saint-Maurice-Lausanne et La Chaux-de-Fonds-Le Locle, des régulateurs Thury à calage de balais et rhéostat shunt du type décrit dans une leçon précédente (24^e leçon, page 374). On peut aussi employer des rhéostats du même inventeur dans lesquels, au moyen des mêmes dispositifs de commande et d'encliquetage, on modifie convenablement le nombre des spires inductrices.

Enfin, on peut aussi utiliser des régulateurs analogues à ceux des machines génératrices, décrits plus haut, dans lesquels le voltage aux bornes, lié étroitement à la vitesse, comme nous venons de le dire, sert de critérium à la marche du moteur. Au lieu que ces régulateurs soient mis en jeu par le fonctionnement d'un tachymètre ou régulateur à boules, ils entrent en action sous l'influence d'une commande électrique aisée à concevoir, réalisée par électro-aimant et liée à la valeur de la différence de potentiel aux bornes.

APPAREILLAGE

Il comprend :

- | | | |
|------------------------------|---|---|
| 1° Des appareils de manœuvre | { | Interrupteurs.
Pare-étincelles. |
| 2° Des appareils de contrôle | { | Ampèremètre.
Voltmètre. |
| 3° Des appareils de sécurité | { | By-pass automatique.
Déclencheur de vitesse.
Déclencheur par inversion. |

1° **Appareils de manœuvre.** — *Interrupteurs de court-circuit.* En principe, on doit relier les deux bornes de l'appareil à deux points du circuit et ensuite couper le court-circuit entre les deux points d'attache. Pour la mise hors circuit, il suffira de rétablir le court-circuit (fig. 457).

D'après la figure, on voit que la position (1) correspond à la

position du moteur hors circuit, la position (2) à un commencement de mise en marche; les quadrants intérieurs ont alors fait $1/8$ de tour, mais le moteur est toujours hors circuit. Quand les quadrants intérieurs ont fait $1/4$ de tour, le court-circuit est rompu, mais pour cela le circuit n'a pas été coupé.

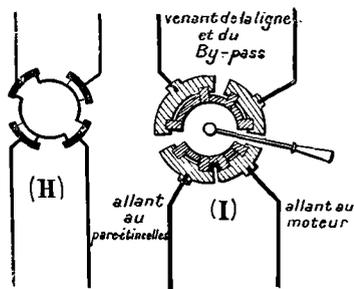


Fig. 457. — Distribution série.
Interrupteur de court-circuit.

Au moment de la mise en circuit, aux bornes du moteur on avait une différence de potentiel nulle ($U = 0$). Puis I croît et U augmente. Il peut devenir très grand en vertu de la relation :

$$U = RI + \varrho \frac{dI}{dt}$$

où ϱ représente la self-induction du moteur. Une étincelle peut jaillir entre les bornes. C'est pour cela qu'on intercale un pare-étincelles (fig. 458).

Pare-étincelles. — Quand il y a rupture du court-circuit à l'interrupteur, une dérivation du courant passe à travers la masse du pare-étincelles, une autre partie dans le moteur (résistance sensible constituée par les charbons). Quand ces courants respectifs atteignent une valeur donnée, le solénoïde du pare-étincelles, parcouru par le courant principal du moteur, attire son armature et l'épingle de décharge jaillit entre les blocs de charbon, facilement remplaçables (fig. 458).

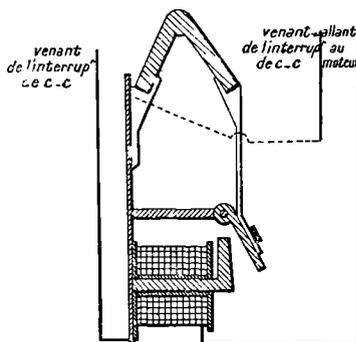


Fig. 458.

Distribution série. Pare-étincelles.

2° *Appareils de contrôle.* — On aura dans toutes les stations les mêmes ampèremètres, mais les voltmètres seront naturellement différents.

3° *Appareils de sécurité.* — *By-pass.* — Il a pour but de mettre en court-circuit une partie de l'installation quand la différence de potentiel dans cette partie devient trop grande (fig. 459).

Soit U augmentant, le noyau de l'électro est attiré. Il fait déclencher un levier et le système se ferme en a .

Déclencheur de vitesse. — Il a pour but de limiter la vitesse d'un appareil en le mettant en court-circuit lorsque cette vitesse dépasse une valeur déterminée. Il comprend un pendule à force centrifuge placé en bout d'arbre venant, au delà d'une certaine vitesse, libérer un couteau de mise en court-circuit.

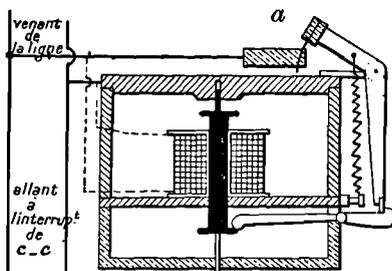


Fig. 459.

Distribution série. By-pass.

Déclencheur par inversion.
— Il a pour but de mettre en court-circuit une génératrice, dès qu'elle a tendance à fonctionner en réceptrice.

On sait qu'une machine série, fonctionnant en réceptrice, tourne en sens inverse de celui correspondant au cas d'une génératrice, si le courant qui la parcourt reste le même.

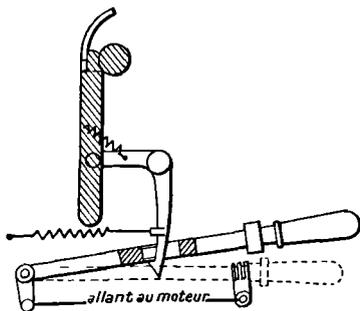


Fig. 460.

Distribution série. Déclencheur par inversion.

Lorsqu'elle fonctionne en réceptrice, cette encoche ne gêne en rien le mouvement, il n'y a qu'un simple ressaut au moment du contact, mais dès qu'elle fait un tour en sens contraire, l'encoche agit sur le taquet et fait libérer le levier de mise en court-circuit.

PARTICULARITÉS D'UNE INSTALLATION SÉRIE

1° L'ordre de succession des génératrices et des réceptrices peut être quelconque.

2° Le voltage aux bornes d'une partie de l'installation est proportionnel à la puissance mise en jeu dans cette installation. On aura donc, notamment à l'usine génératrice, des machines à haute tension et il faudra les bien isoler du sol.

3° Un court-circuit n'est pas un accident.

4° Une seule rupture du circuit suffit à arrêter l'installation. Cependant, si cette rupture est courte, une étincelle jaillit aux points de rupture, le voltage aux deux extrémités coupées est grand, le by-pass fonctionne et rétablit le courant.

5° D'après ce que nous avons dit du fonctionnement d'un moteur série sur une distribution série, on verra aisément que lorsque la vitesse diminuera, la chute de potentiel diminuera également et la puissance demandée diminuera aussi.

6° La perte en ligne est constante et égale à RI^2 . On voit que le rendement de l'installation sera d'autant meilleur que la ligne sera plus chargée.

On peut encore citer les avantages suivants :

1° Production et utilisation des hauts voltages sans l'intermédiaire de transformateurs. On est cependant limité dans cette voie par la difficulté d'isolement des lignes. On peut néanmoins atteindre de hauts voltages sans avoir pour cela un grand nombre de génératrices, car nous savons qu'on construit de telles dynamos pouvant donner chacune 5500 volts dans les meilleures conditions de sécurité.

2° Les lignes auront le plus grand caractère de simplicité et de solidarité, deux fils par poteau, même un seul, si le réseau de distribution a la forme d'une boucle.

3° Le rendement croît avec la charge.

4° Aucun abonné ne peut abuser de la puissance électrique à lui fournie.

5° Le régime de fonctionnement des moteurs est indépendant de leurs distances aux génératrices.

6° L'appareillage est uniforme et de même calibre. Il n'y a que des tableaux interchangeable.

7° Si un fil de la boucle est coupé, on peut néanmoins remettre l'installation en service immédiatement et se ménager les loisirs de la réparation, en mettant au sol les deux extrémités de l'installation saine (retour par la terre.)

8° Il évite les effets de self-induction et d'induction mutuelle qui limitent avec le courant alternatif le diamètre des fils et obligent

ainsi à en augmenter le nombre, d'où des complications dans les supports.

Par contre on doit noter au passif du système série les inconvénients suivants :

1° Production avec le courant continu haute tension de charges statiques obligeant à décharger la ligne par la mise en communication avec la terre à travers des résistances élevées.

2° Mesures très délicates d'isolement à adopter, tant entre les machines et la terre qu'entre la terre et le personnel qui peut être appelé à manipuler les machines sous tension.

3° Difficulté et mauvais rendement de la transformation en courant continu basse tension, ce qui complique notamment les précautions à prendre pour la manœuvre dans les usines de départ et d'arrivée, la tension étant *partout élevée*.

4° Effets de la foudre particulièrement à redouter, les grandes dynamos constituant des masses métalliques de large surface au voisinage de la terre. Nécessité de parafoudres particulièrement bien étudiés et établis.

Tel est le système Thury que l'ingéniosité de son inventeur a porté à un haut degré de perfection.

INSTALLATIONS RÉCENTES

Areuse (Suisse). — Puissance utilisée à Combe-Garot dans le Val de Travers; 3600 chevaux en eaux moyennes: envoyée au Locle et à La Chaux-de-Fonds, 48 km; 8 génératrices en série. Tension totale: 14 400 v. (1800 v. par machine). Intensité: 150 ampères.

A La Chaux-de-Fonds, courant continu haute tension transformé en courant continu basse tension par transformateurs rotatifs. Réseau à basse tension: 520 v. (tramway et moteurs); 220 v. (2×110) éclairage.

Même transformation au Locle.

Saint-Maurice-Lausanne. — En service depuis mai 1902. Puissance disponible: Saint-Maurice, 14 000 chevaux. On n'en utilise en première période que 5000. Usine au Bois-Noir près Saint-Maurice; 5 groupes (1000 chevaux chacun); chaque groupe a ses interrupteurs et ses appareils propres de manœuvre et de mesure. 2500 volts par machine, 10 machines: 150 ampères; 23 000 volts. Régulateur pour l'ensemble des machines.

TRANSPORT MOUTIERS-LYON.

Données générales. — Entrepris et exécuté par la *Société Grenobloise de Force et Lumière*, avec le concours de la *Société Franco-Suisse pour l'Industrie Électrique*, pour assurer le service des tramways de la *Compagnie des Omnibus et Tramways de Lyon*.

Transport à 178 kilomètres de 3000 kilovatts courant continu avec transformation à Lyon en courant de traction à 600 volts. Voltage de départ en pleine charge : 57600 volts.

Intensité constante : 75 ampères.

Usine génératrice. — A la Volta (près Moutiers).

4 groupes de 1570 chevaux, 300 tours par minute, donnant au maximum 14400 volts.

Chaque groupe comporte 2 machines à 2 induits accouplées à une turbine spéciale, chacun des quatre induits en série donnant 3600 volts.

Régulateur à l'usine génératrice actionné par le courant principal, et agissant sur le vannage des turbines.

(Dans le cas d'un accroissement de demande de puissance, accroissement du vannage, augmentation de vitesse des groupes, puissance fournie sous tension plus élevée.)

Ligne de transmission. — Établie pour une perte en ligne de 12,5 % de la puissance supposée fournie à 56 000 volts; 2 fils de cuivre de 9 millimètres de diamètre sur 173 kilomètres, et à l'arrivée câbles souterrains armés sur 5 kilomètres, d'une section utile de 75 millimètres carrés sous 50 000 volts environ, ce qui constitue une intéressante innovation¹.

Perte en ligne (constante), environ 555 kilovatts.

Groupes transformateurs. — Moteurs série de 725 chevaux à l'arbre entraînant directement des génératrices à courant continu 600 volts de 500 kilovatts.

Régulateur à force centrifuge actionnant le plateau porte-balai des moteurs.

1. La plus haute tension appliquée à un câble armé semble avoir été, à notre connaissance, celle de 27 000 volts, supportée en service permanent de plusieurs mois, par un câble de la maison *Geoffroy et Delore* installé sur le réseau de la Société d'Énergie électrique du littoral méditerranéen à Toulon.

Le câble de la Société Grenobloise de Force et Lumière à Lyon a été construit par la maison *Berthoud et Borel* (de Lyon), et essayé à 75 000 volts alternatifs dont la valeur maxima représente à peu près 106 000 volts en courant continu.

Rendement général. — Le rendement des génératrices de l'usine de départ, de celles de la station d'arrivée ainsi que des moteurs qui commandent ces dernières étant de 93 pour 100 environ, le rendement général (de l'arbre des turbines au tableau 600 volts) est de 70,5 pour 100, en y comprenant naturellement celui de la ligne.

Le rendement de l'arbre des turbines à l'arbre des moteurs d'arrivée est de 75,5 pour 100.

Station transformatrice de secours. — Afin de parer aux arrêts possibles de la transmission précédente, il a été installé à l'arrivée à *Lyon* (Vaux-en-Velin), une station composée de génératrices-moteurs synchrones à courant alternatif triphasé 10000 volts accouplés à des moteurs génératrices courant continu 600 volts.

Le courant triphasé 10000 volts provient du réseau à courant alternatif 40000 volts de la Société Grenobloise de Force et Lumière, qui s'étend jusqu'à Lyon. Ces groupes réversibles permettent donc, soit d'alimenter le réseau alternatif à 10000 volts par la transmission Moutiers-Lyon après transformation, soit, en cas d'arrêt de cette dernière transmission, d'alimenter les tramways de Lyon.

Cette combinaison est éminemment intéressante et est réalisée au prix de dispositifs d'une remarquable valeur technique.

Mise en route. — Le 19 mai 1906.

Projet de transmission à Paris de l'énergie électrique du Haut-Rhône. — L'exécution de ce colossal et si captivant projet, dû à la collaboration de MM. Blondel, Harlé et Mähl, soulève un certain nombre de difficultés administratives qui en ralentiront peut-être l'exécution, mais nous croyons utile d'en donner déjà les données principales.

Distance approximative 400 kilomètres à vol d'oiseau, 450 kilomètres ensuivant les voies publiques. Utilisation d'une dénivellation de 65 mètres de chute du Rhône, sur 22 km.50, entre la frontière suisse et Bellegarde; puissance brute à l'étiage 80 000 chevaux; presque deux fois plus grande pendant 300 jours de l'année. Possibilité d'utiliser le lac du Bourget comme régularisateur du débit à l'aval; emploi du courant continu série, avec deux groupes de génératrices, deux groupes de ligne, etc., symétriques par rapport à un point neutre mis au sol (vraisemblablement 48 géné-

rateurs de 2500 kilowatts sous 2500 volts et 1000 ampères, partagés en deux groupes de 24 en série.)

Tension de transport $\pm 60\ 000$ volts par rapport au sol, d'où tension entre les lignes extrêmes 120 000 volts (130 000 au maximum au départ).

Composition probable de chaque groupe (positif ou négatif), de lignes de transport: 6 câbles de 150 millimètres carrés, portant chacun 16,6 ampères sur 60 000 volts.

Supports constitués par pylones métalliques de même type que ceux existant dans les actuelles transmissions d'énergie.

Possibilité éventuelle de marcher avec puissance réduite au moyen de la terre et d'un seul des groupes de lignes, dans le cas de l'interruption de l'autre de ces groupes ¹.

(1). A propos de ce projet, qui soulève une curiosité et un intérêt passionnés dans les milieux industriels, il nous sera permis de rappeler que, dès août 1902 (n° 4 du journal *La Houille blanche*) nous avons attaché toute notre attention à une étude présentée, sous une forme économique un peu différente, par l'un des auteurs du projet actuel (M. Mähl). Bien que cette étude semblât à beaucoup quelque peu déconcertante, au point de vue notamment de la tension alternative employée (50 000 volts), nous nous étions efforcés de montrer qu'au prix d'artifices très simples, une telle tension n'était même pas nécessaire. Elle a du reste été atteinte depuis.

Il nous est particulièrement agréable, ayant été de leurs très modestes, mais convaincus partisans de la première heure, de constater l'ampleur acquise aujourd'hui par le projet de MM. Blondel, Harlé et Mähl.

TABLE DES MATIÈRES

PREMIÈRE LEÇON

Généralités. — Machines électriques.

Courant continu. — Différence de potentiel continue. — Transformations de l'énergie. — Classification des machines et appareils électriques. — Différence de potentiel variable, alternative. — Courant alternatif. — Circulation du courant dans les circuits complexes. — Lois de Kirchoff. Pages 1 à 16

DEUXIÈME LEÇON

Rappel de notions de magnétisme et d'électromagnétisme. Unités employées.

Champ magnétique. — Action réciproque d'un courant et d'un aimant — Loi d'Ampère. — Application au galvanomètre. — Liaison des unités électriques aux unités mécaniques. — Systèmes d'unités employées en mécanique. — Système C. G. S. Pages 17 à 32

TROISIÈME LEÇON

Rappel de notions de magnétisme et d'électromagnétisme (*Suite*). Unités électromagnétiques et pratiques C.G.S.

Notion de force électromotrice. — Rappel de quelques définitions de quantités magnétiques. — Unités C. G. S. Pages 33 à 44

QUATRIÈME LEÇON

Phénomènes d'induction électromagnétique.

Faits expérimentaux. — Étude du phénomène d'induction dans un conducteur, basée sur les faits expérimentaux précédents. — Étude du déplacement d'un cadre dénué de force électromotrice dans un champ magnétique. Pages 45 à 54

CINQUIÈME LEÇON

Phénomènes d'induction électromagnétique (Suite).

Déplacement spontané d'un circuit doué de force électromotrice dans un champ. — Forme générale de l'induction. — Notion de self-induction. — Fermeture et ouverture d'un circuit. — Effet de la self-induction. Pages 55 à 72

SIXIÈME LEÇON

Lois régissant les circuits magnétiques.

Lois d'Ohm et de Kirchoff. — Variation de la perméabilité magnétique avec la nature du métal et son degré de saturation. — Dispersions magnétiques. Pages 73 à 84

SEPTIÈME LEÇON

**Calcul du nombre des ampères-tours nécessaires
pour produire un flux donné
dans un circuit magnétique de dynamo.**

Détermination de la force magnétomotrice. — Application numérique. — Mesure des flux. — Galvanomètre balistique Pages 85 à 100

HUITIÈME LEÇON

Étude des machines dynamo-électriques. Principes généraux

Production de forces électromotrices d'induction. — Étude critique des divers types de générateurs à courants continus au point de vue de leurs principes. — Générateurs homopolaires. — Générateurs hétéropolaires. Pages 101 à 116

NEUVIÈME LEÇON

**Étude spéciale du fonctionnement des machines bipolaires.
Machines hétéropolaires.**

Force électromotrice moyenne développée dans un conducteur. — Machines hétéropolaires bipolaires. — Enroulements. — Anneau et tambour. — Enroulements ondulés et imbriqués ou bouclés Pages 117 à 154

DIXIÈME LEÇON

Étude spéciale
du fonctionnement des machines bipolaires (Suite).
Commutation aux balais.

Rappel de diverses notions relatives à la réaction d'induit. — Commutation et calage des balais. — Commutation à densité de courant constante. — Conditions pratiques d'une bonne commutation. — Données numériques relatives à la commutation. — Résistance de contact des diverses sortes de balais. Pages 152 à 157

ONZIÈME LEÇON

Étude spéciale
du fonctionnement des machines bipolaires (Suite).

Influence du calage des balais sur le flux inducteur résultant. — Flux transversal. — Flux antagoniste. — Représentation simple de l'effet de la réaction d'induit. Pages 158 à 168

DOUZIÈME LEÇON

Étude des diverses sortes
de pertes de puissance dans les dynamos.

Pertes parasites par courants de Foucault. Pages 169 à 177

TREIZIÈME LEÇON

Pertes parasites par hystérésis dans les dynamos.
Pertes d'ordre mécanique.

Phénomènes d'hystérésis. — Forme générale des pertes parasites. — Pertes de puissance dans le collecteur. — Étude générale des pertes de nature mécanique. Pages 178 à 191

QUATORZIÈME LEÇON

Étude spéciale
du fonctionnement des dynamos bipolaires (Suite).

Caractéristiques à circuit ouvert. — Caractéristiques externes. — Divers modes d'excitation des dynamos. — Applications des caractéristiques. Pages 192 à 210

QUINZIÈME LEÇON

Machines multipolaires.

Généralisation des formules obtenues pour les dynamos bipolaires. —
Enroulements multipolaires. Pages 214 à 227

SEIZIÈME LEÇON

Fonctionnement d'une dynamo en moteur.**Étude de la commutation.**

Conditions de marche d'une dynamo en moteur. — Transformation d'énergie
dont les bobines sont le siège dans la commutation. — Force électromo-
trice totale à circuit fermé. — Constructions graphiques. Pages 228 à 241

DIX-SEPTIÈME LEÇON

Constitution mécanique des dynamos.

Induit. — Carcasse, arbre, collecteur, enroulement, frettes, etc. — Induc-
teurs. — Formes des circuits magnétiques. Pages 242 à 257

DIX-HUITIÈME LEÇON

Essais des machines dynamos.

Généralités. — Essais des matériaux. — Essais et vérifications en cours de
construction. — Essais après construction. Pages 258 à 272

DIX-NEUVIÈME LEÇON

Essais des machines dynamos (*Suite*).

Essais après construction (*suite*). — Courbe de potentiel au collecteur. —
Caractéristique à circuit ouvert. — Essais en charge. — Essais de
groupes électrogènes hydrauliques, à gaz et à vapeur. — Méthode di-
recte. Pages 273 à 287

VINGTIÈME LEÇON

Essais des machines dynamos (*Suite*).**Méthodes d'essais en charge.**

Méthodes Fontaine et Cardew. — Méthode de substitution. — Méthode des

pertes séparées (Swineburne). — Comparaison avec la méthode directe. — Méthode Housman. — Méthode chronométrique ou d'amortissement (Routin). Pages 288 à 300

VINGT ET UNIÈME LEÇON

Essais des machines dynamos (*Suite*). Méthodes particulières d'essais.

Méthode d'Hopkinson. — Méthodes de Rayleigh et Kapp. — Méthodes de Blondel, de Potier et d'Hutchinson. Pages 301 à 311

VINGT-DEUXIÈME LEÇON

Fonctionnement des moteurs électriques.

Propriétés caractéristiques. — Équilibre dynamique. — Démarrage. — Caractéristiques électromécaniques et mécaniques à tension constante, à intensité constante Pages 312 à 327

VINGT-TROISIÈME LEÇON

Moteurs compound. — Principes généraux de la régulation des moteurs.

Moteurs compound à flux totalisé et à flux différentiel. — Régulation des moteurs par calage des balais. — Régulation par insertion de résistances sur l'induit. — Régulation par modification du flux inducteur. Pages 327 à 342

VINGT-QUATRIÈME LEÇON

Régulation des moteurs (*Suite*).

Procédés spéciaux — Shuntage d'inducteurs (moteurs série). — Résistance en série sur l'inducteur (moteurs shunt). — Modification du couplage des inducteurs (moteurs série, système Sprague). — Couplages divers des conducteurs induits. — Couplage série-parallèle dans le cas de moteurs série. Pages 343 à 355

VINGT-CINQUIÈME LEÇON

Régulation et couplage des dynamos à courant continu.

Généralités. — Couplage de dynamos. — Couplages en série et en parallèle de machines série et de machines shunt. — Couplage de dynamos compound. Pages 356 à 372

VINGT-SIXIÈME LEÇON

Défauts et irrégularités dans le fonctionnement des dynamos.

Vices de fonctionnement. — Irrégularités dans la marche provenant de l'insuffisance de l'inertie du système mobile. — Calcul des valeurs nécessaires Pages 375 à 381

VINGT-SEPTIÈME LEÇON

Traction électrique.

Définitions générales. — Frottement, adhérence. — Effort de traction. — Détermination de la puissance des moteurs. — Constitution mécanique des voitures. — Suspension des moteurs. Pages 382 à 394

VINGT-HUITIÈME LEÇON

Traction électrique (Suite).

Caractères généraux des moteurs de tramways. — Essais des moteurs de traction; essais d'atelier; essais en exploitation. — Courbes de travail Pages 395 à 404

VINGT-NEUVIÈME LEÇON

Traction électrique (Suite).

Alimentation des moteurs avec distribution aérienne, par caniveau souterrain et à fleur de sol. — Systèmes Diatto et Vuilleumier, à contacts superficiels. — Régulation de trains composés de plusieurs unités motrices. Systèmes avec relais et sans relais. Systèmes Sprague et Thomson-Houston. Pages 405 à 415

TRENTIÈME LEÇON

Traction électrique (Suite).

Installations de traction; feeders. — Circuit de retour : voie électrique. — Dangers d'électrolyse; dérivations par les conduites. — Moyens d'éviter les électrolyses : feeders de retour, sous-voiteurs. . . . Pages 416 à 429

TRENTE ET UNIÈME LEÇON

Traction électrique (Suite).

Mesures à effectuer sur un réseau de traction. — Résistances d'isolement.

— Valeurs minima des isolements à exiger. — Résistances des lignes et des voies et différences de potentiel entre les divers points du réseau, entre les rails et les conduites. — Freinage. — Généralités, freins à air, à vide, magnétiques. — Freinage électrique. — Récupération. — Cas où elle est possible. Pages 430 à 441

TRENTE-DEUXIÈME LEÇON

Distribution en série système Thury.

Principe. — Réalisation pratique. — Cas de moteurs mécaniques à vitesse constante, de moteurs à vitesse variable. — Appareillage. — Particularités d'une installation série. — Installations récentes. — Transport Moutiers-Lyon. — Projet d'adduction à Paris des forces du haut Rhône. Pages 442 à 454

COURBEVOIE. — IMPRIMERIE E. BERNARD.
14-15, rue de la Station.
