

LA MACHINE A COURANT CONTINU

		4.2
4.1.	GENERATION D'UNE TENSION CONTINUE	4.2
4.1.1.	Effet d'un collecteur	4.2
4.1.2.	Machine multipolaire	4.7
4.1.3.	Types d'enroulement d'induit	4.8
4.1.4.	Tension à vide en régime statique	4.9
4.1.5.	Effet du décalage des balais	4.19
4.1.6.	Tension à vide - modèle mathématique	4.19
4.2.	INFLUENCE DU COURANT D'ARMATURE	4.26
4.2.1.	Effet Joule (Résistance R_a)	4.26
4.2.2.	Réaction transversale de l'armature infiniment divisée	4.27
4.2.3.	Le champ résultant	4.31
4.2.4.	Couple électromécanique - Couple extérieur	4.33
4.2.5.	Inconvénients de la réaction d'induit	4.35
4.2.6.	La commutation	4.35
4.2.7.	Méthode des circuits	4.44
4.3.	ETUDE DE LA DYNAMIQUE DES MACHINES	4.46
4.3.1.	Modèles mathématiques - schémas équivalents	4.46
4.3.2.	Utilisation en dynamo	4.49
4.3.3.	Utilisation en moteur	4.50
4.4.	COURBES CARACTERISTIQUES DES GENERATRICES	4.59
4.4.1.	Les différents types de génératrices	4.59
4.4.2.	Caractéristiques à vide et en charge d'une machine à excitation indépendante	4.61
4.5.	COURBES CARACTERISTIQUES DES MOTEURS	4.64
4.5.1.	Caractéristique à vide en moteur	4.64
4.5.2.	Caractéristiques en charge - moteur à excitation indépendante	4.65
4.5.3.	Caractéristiques en charge - moteur à excitation dérivée	4.74
4.5.4.	Caractéristiques en charge - moteur à excitation série	4.75
4.5.5.	Caractéristiques en charge - moteur à excitation composée	4.84
4.5.6.	Réglage de la vitesse des moteurs à courant continu	4.86
4.5.7.	Caractéristiques de freinage des moteurs à courant continu	4.95
4.6.	RENDEMENT DES MACHINES A COURANT CONTINU	4.97
4.7.	LES MACHINES AMPLIFICATRICES	4.97
4.8.	LES MOTEURS A ENTREFER AXIAL	4.97
4.7.	LES MOTEURS SERIE UNIVERSELS : fonctionnement en courant alternatif	4.99

Chapitre 4 :

LA MACHINE A COURANT CONTINU

*Si les machines à courant continu ne sont plus guère utilisées à l'heure actuelle comme génératrices de puissance, leurs larges possibilités de **réglage de vitesse** ont favorisé leur utilisation en moteur dans les applications où cette caractéristique est importante, surtout depuis le développement des semi-conducteurs de puissance (transistors et thyristors).*

*On appelle **dynamo** une génératrice à courant continu.*

Lorsqu'on examine les différents types de machines à courant continu, on remarque que les principaux éléments de la machine et les phénomènes qui s'y produisent ont beaucoup de points communs. Cela nous permet d'analyser d'abord ses principaux éléments et ensuite de donner une description des différents types de génératrices et de moteurs ainsi que des différentes courbes caractéristiques.

Ce cours est destiné à des utilisateurs. On n'y trouvera pas, contrairement à un cours classique, une analyse détaillée de la construction du bobinage de l'induit et du circuit magnétique, sauf en ce qui concerne les problèmes liés à la compréhension de leur fonctionnement et à leur bonne utilisation.

4.1. GENERATION D'UNE TENSION CONTINUE

4.1.1. Effet d'un collecteur

Pour obtenir une f.e.m. **continue**, il faut apporter au système examiné au chap 2 p2.31 les deux remèdes suivants :

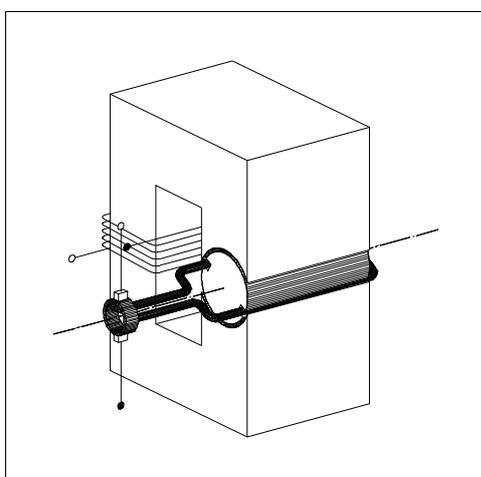


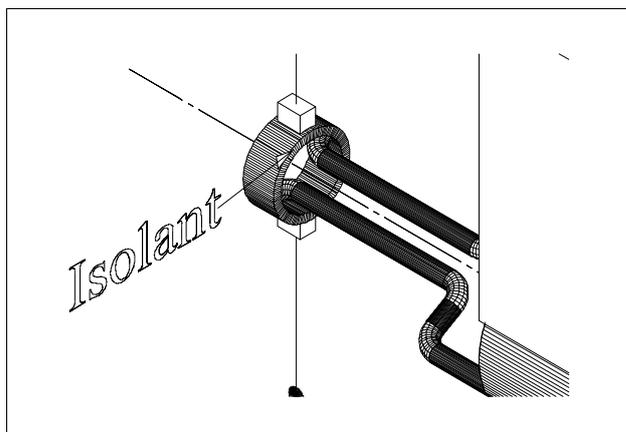
Figure 4.1-1

- Placement d'un collecteur
- Augmentation du nombre de conducteurs actifs

L'appellation usuelle de "**collecteur**" désigne un dispositif qui constitue en fait plutôt un commutateur appelé à redresser la f.e.m. alternative.

Les Figures 4.1-1 et 4.1-2 montrent un collecteur élémentaire constitué :

- a. d'une bague tournante coupée en deux moitiés isolées électriquement l'une de l'autre et raccordées chacune à une extrémité de la spire;



- b. de deux balais fixes permettant de recueillir le courant.

Il est aisé de tracer la courbe de la f.e.m. en fonction du temps.

Figure 4.1-2

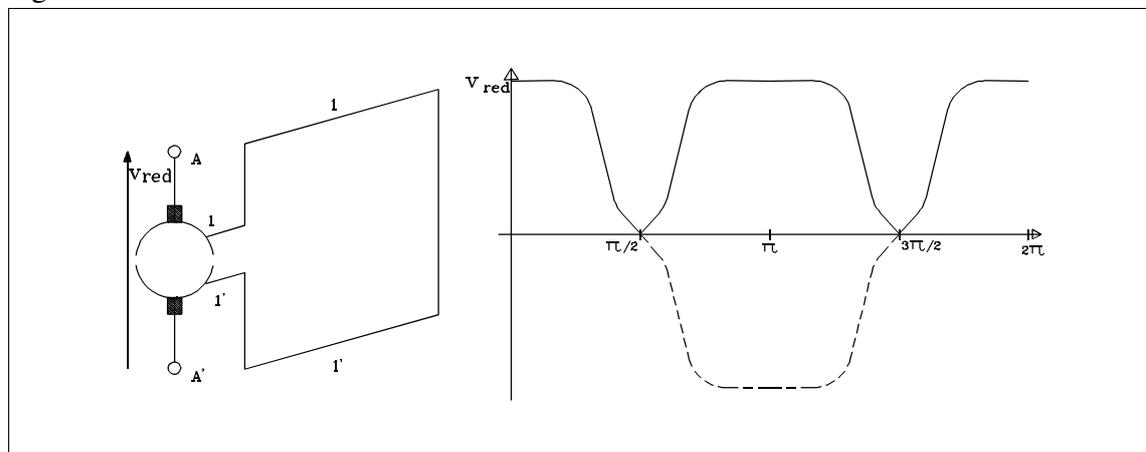


Figure 4.1-3

On obtient aux balais de sortie une f.e.m. **unidirectionnelle**, et dans le circuit extérieur qui s'y accorde circule un courant également unidirectionnel. La grandeur de cette f.e.m. et celle du courant qui en résulte ne sont cependant **pas constantes**.

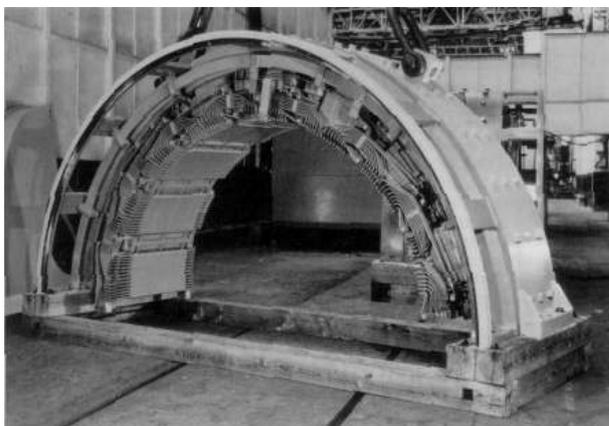


Figure 6.3 Typical large d.c. frame. (Courtesy: GEC Large Machines Ltd)

Figure 4.1-4

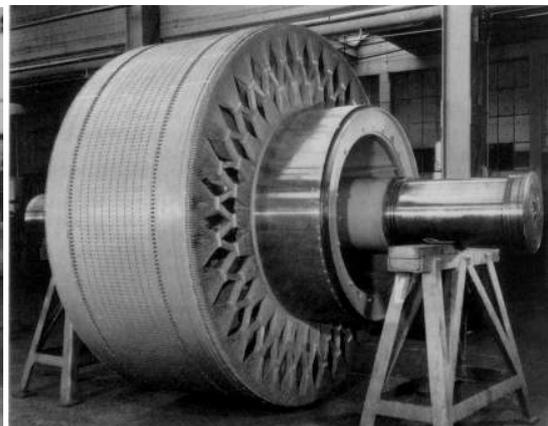
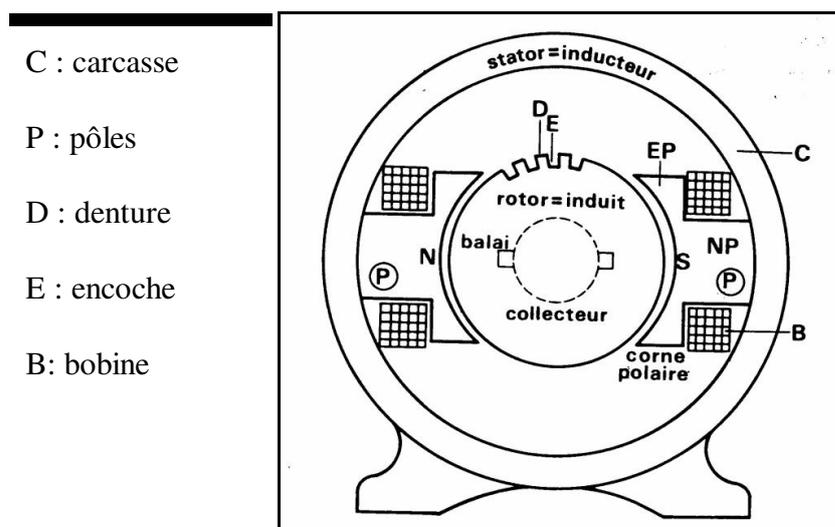


Figure 6.2 Typical large d.c. armature. (Courtesy: GEC Large Machines Ltd)

Figure 4.1-5



C : carcasse

P : pôles

D : denture

E : encoche

B : bobine

Figure 4.1-6

La machine est constituée (Figure 4.1-4,4.1-5 et 4.1-6) par :

- un **inducteur** (Figure 4.1-7 et 4.1-8), (désigné par l'indice e) localisé au stator, à p paires de pôles saillants. La répartition de l'induction dans l'entrefer a une forme plutôt trapézoïdale ayant l'axe des pôles comme axe de symétrie. Cet axe est

appelé **longitudinal** et désigné par d'indice d . L'axe qui lui est électriquement perpendiculaire et déphasé en avant est appelé **transversal** et désigné par l'indice q .

- un **induit**. Supposons, à présent, un enroulement d'induit constitué par de nombreux conducteurs actifs placés dans des encoches suivant les génératrices du cylindre rotorique. Ces conducteurs sont reliés entre eux par des liaisons situées sur les faces latérales du cylindre pour constituer ce que l'on appelle un **enroulement en tambour**.

Les conducteurs actifs réunis par ces liaisons sont situés sous les pôles opposés, d'où il résulte une addition des f.e.m. induites.

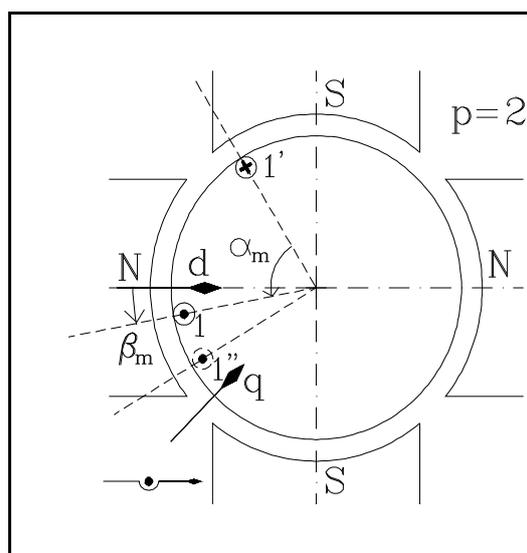


Figure 4.1-7

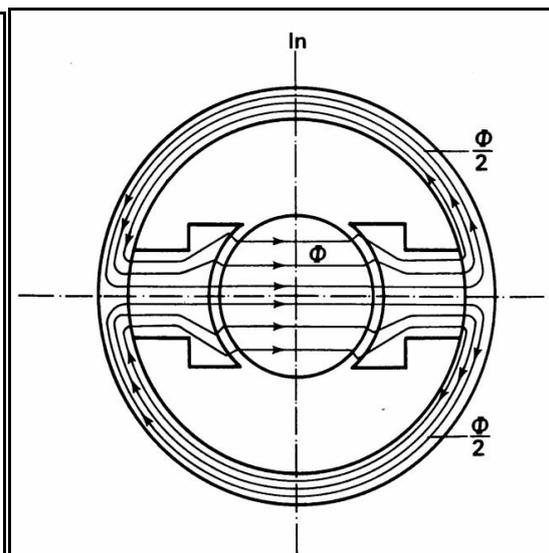


Figure 4.1-8

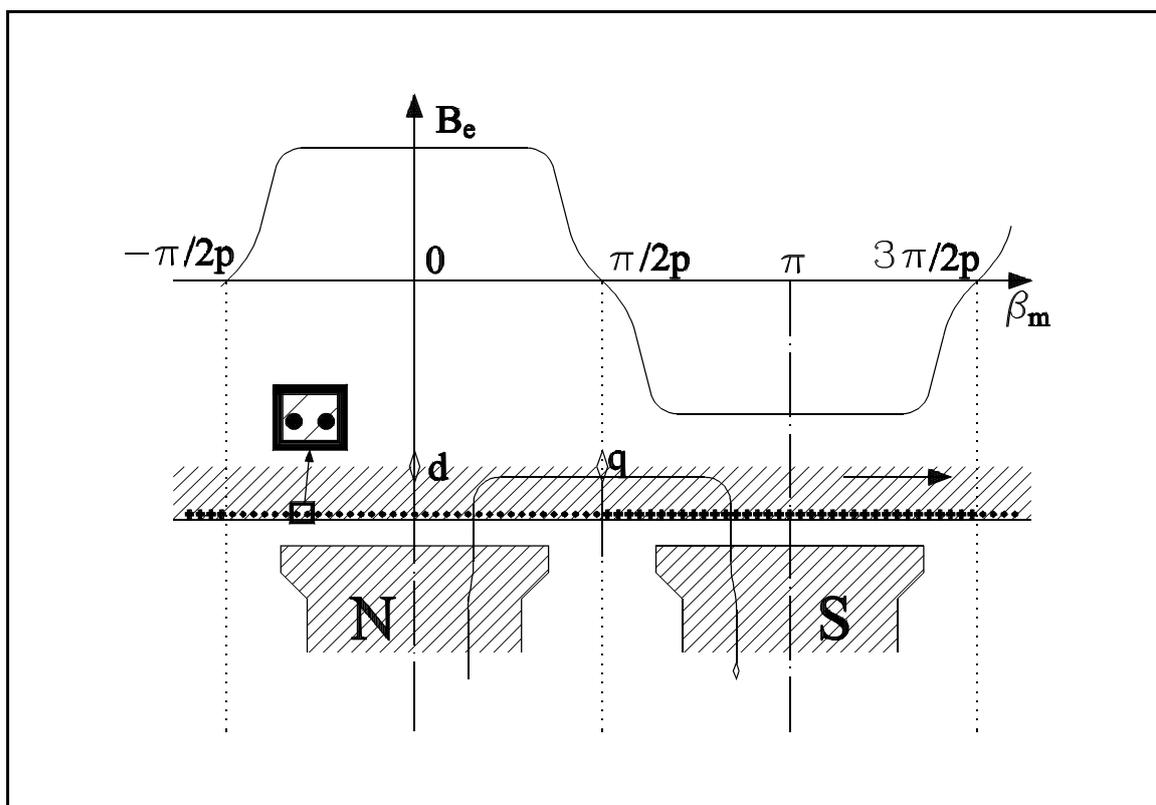


Figure 4.1-9

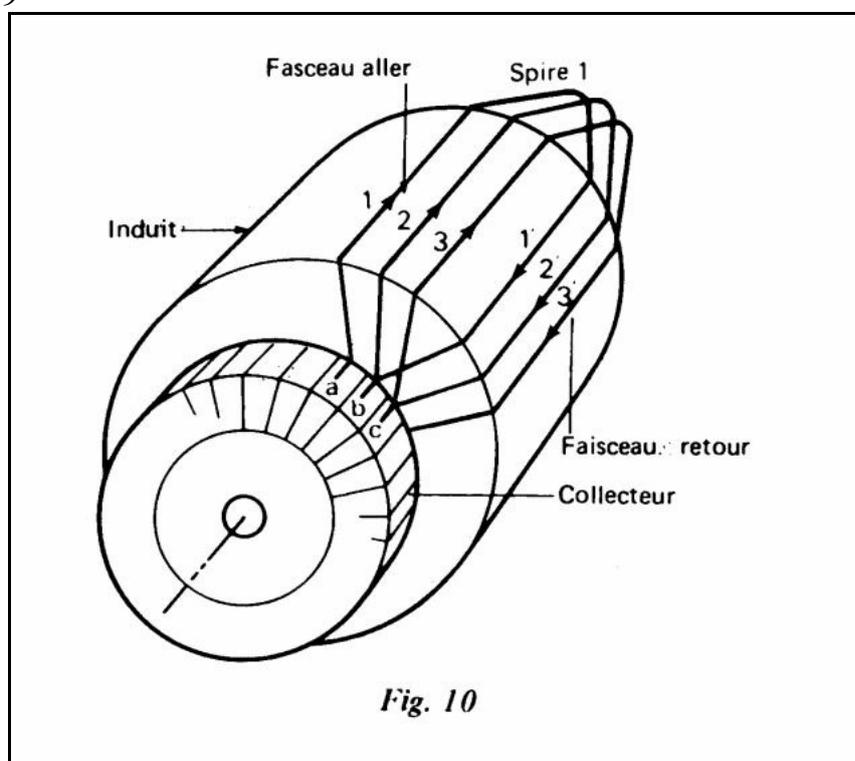


Figure 4.1-10

Le point médian de chaque liaison entre deux conducteurs actifs, sur l'une des faces latérales du cylindre est relié à une lame du collecteur.

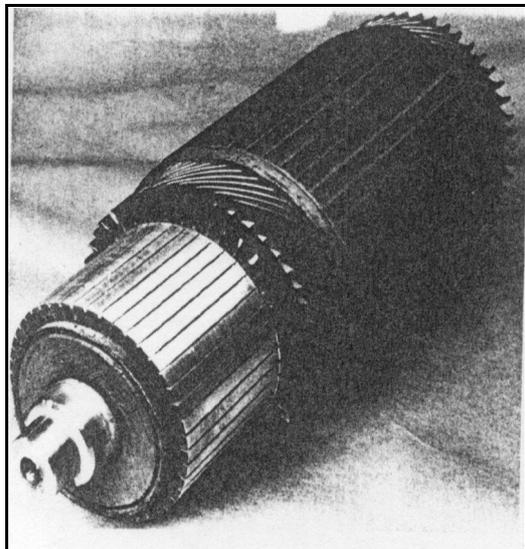


Figure 4.1-11

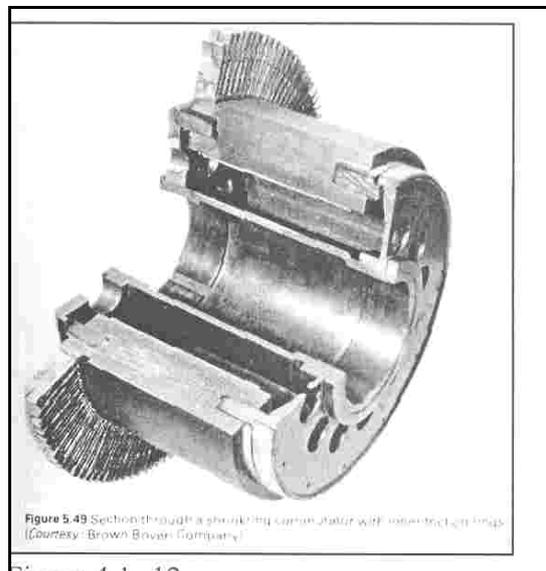


Figure 4.1-12

Soit encore deux balais placés de façon à être en contact avec les lames de collecteur qui sont reliées aux conducteurs actifs se trouvant sur la ligne neutre.

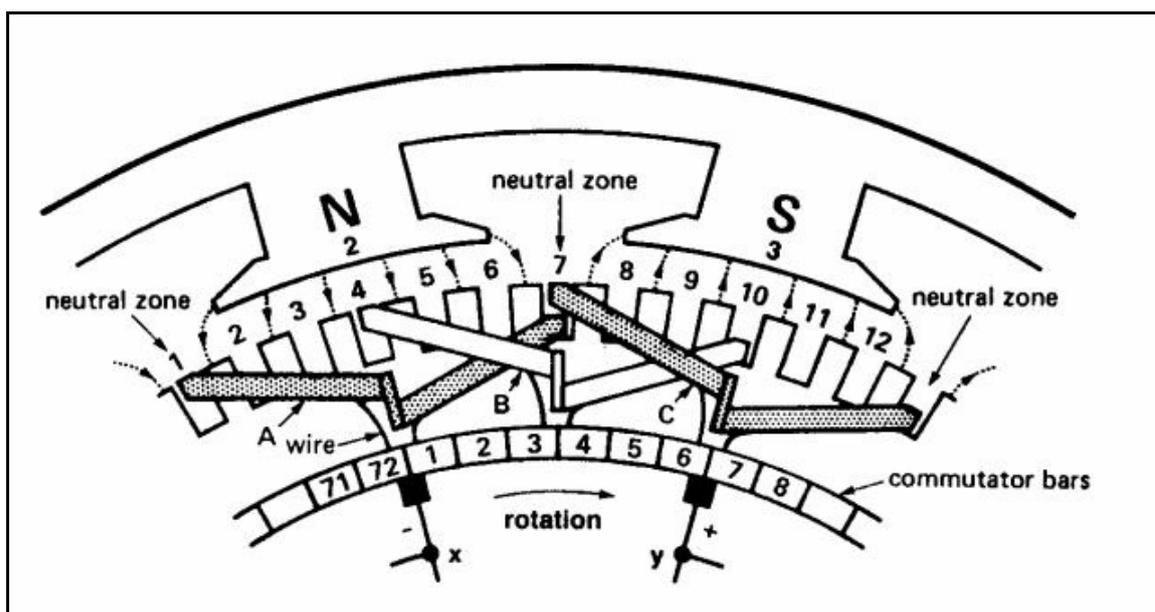


Figure 4.1-13

La commutation d'une lame à l'autre se fait donc au moment où un conducteur actif passe d'un pôle à l'autre.

Si l'enroulement d'induit est supposé fermé, il est cependant important de remarquer qu'il existe deux chemins électriques entre les balais. A l'intérieur de la machine, la somme des f.e.m. est nulle. Par contre, vu depuis les balais, le circuit est analogue à un circuit constitué de deux groupes en parallèle de $n/2$ piles mises en série. Ces groupes de conducteurs actifs sont appelés **dérivations**

4.1.2. Machine multipolaire

Jusqu'à présent, nous n'avons étudié que des machines comportant **deux pôles inducteurs**.

Examinons, à titre d'exemple, une machine comportant 4 pôles inducteurs. Pour la facilité de l'examen, on a représenté un induit à enroulement **en anneau** (dynamo de Gramme - abandonnée depuis longtemps car les conducteurs intérieurs sont inactifs) et les balais ont été représentés à la périphérie de l'induit pour simplifier les tracés.

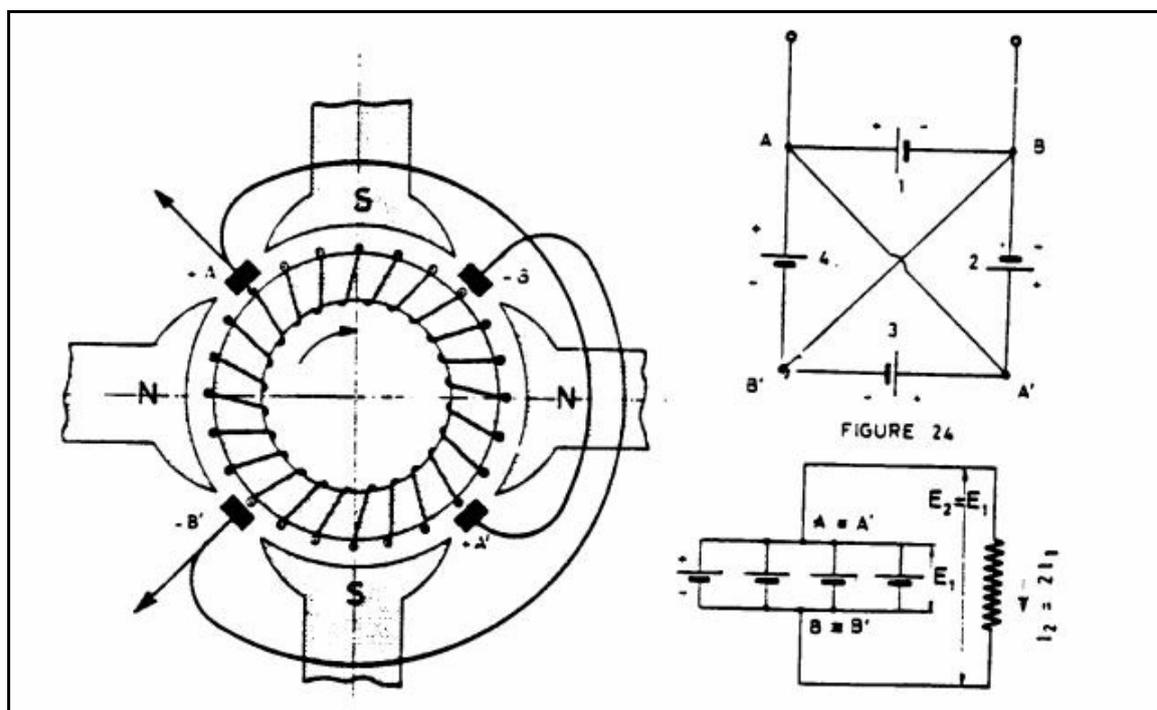


Figure 4.1-14

Par raison de symétrie, il est évident que les f.e.m. induites dans les quatre portions d'enroulement sont égales en grandeur et qu'il n'y a pas de courant qui circule à l'intérieur de l'enroulement si les balais ne sont pas raccordés à un circuit extérieur.

Cette machine à 4 pôles se présente comme deux demi-machines distinctes si on raccorde les paires de balais AB et A'B' à des circuits extérieurs différents. Tel n'est évidemment pas le but de l'augmentation du nombre de pôles.

Les balais A, B, A' et B' sont en réalité raccordés entre eux et deux d'entre eux seulement sont utilisés comme balais de sortie.

Si, dans cette machine, nous relierons entre eux les balais positifs A et A' et les balais négatifs B et B', nous obtenons une dynamo multipolaire à **enroulements parallèles**. Cette dynamo comporte $2p$ dérivations, p étant le nombre de **paires de pôles**.

On peut également connecter les enroulements de façon à obtenir une dynamo multipolaire à enroulements série. Cet enroulement ne comporte que deux dérivations.

4.1.3. Types d'enroulement d'induit

La réalisation des enroulements est un problème complexe qui ne sera pas abordé dans le cadre de ce cours. Elle intéresse exclusivement les constructeurs de machines.

Pour l'enroulement commun en tambour, on rencontre deux types d'enroulements

-l'enroulement **imbriqué** ou bouclé

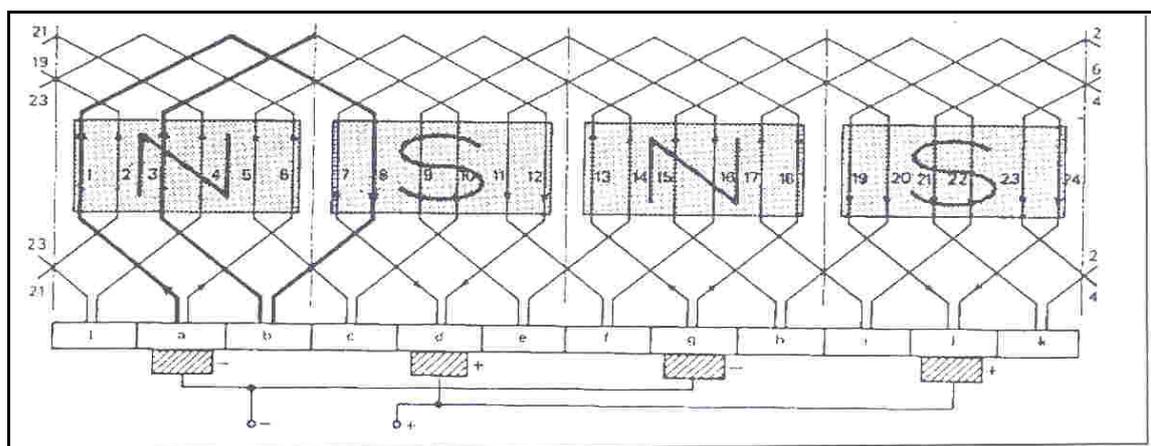


Figure 4.1-15

- l'enroulement **ondulé** ou en zig-zag

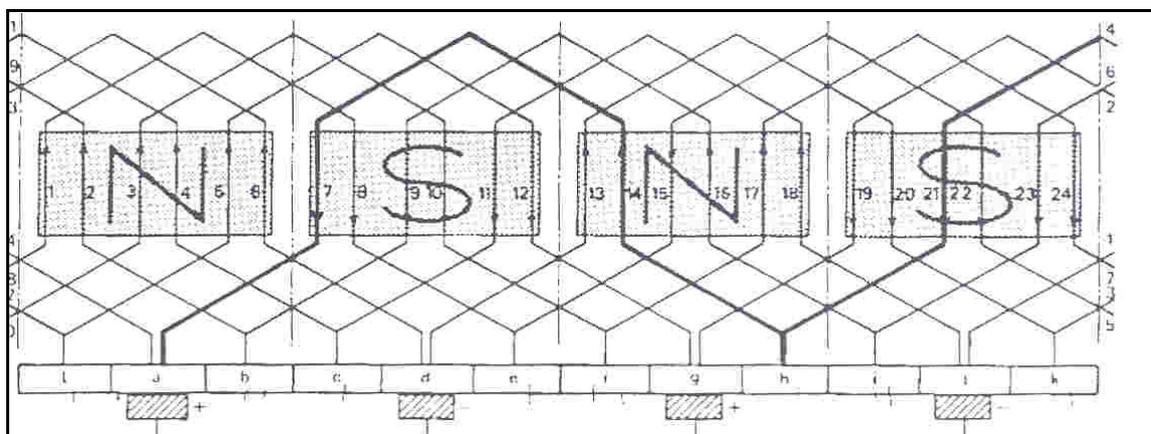


Figure 4.1-16

Il est clair également qu'il peut y avoir plusieurs conducteurs par encoche pour constituer des bobines (spires mises en parallèle) ou des enroulements à plusieurs couches (c'est-à-dire dans lesquels les conducteurs d'une encoche n'appartiennent pas à la même bobine).

Enfin, les spires peuvent être **diamétrales** ou **à pas raccourci** lorsque la distance entre les deux conducteurs de la spire est inférieure à la distance interpolaire.

4.1.4. Tension à vide en régime statique

Soit un enroulement en tambour (également appelé **armature** et désigné par l'indice a) : N_c conducteurs sont répartis uniformément en deux couches. Le nombre de spires est égal à $N_s = N_c/2$. Pour établir la théorie du fonctionnement de cette machine, nous supposons l'induit infiniment divisé. Il présente donc une densité linéique de spire égale à $N_s/(2\pi R)$ ou une densité angulaire égale à $N_s/(2\pi)^{\text{spires}}_{\text{rad.méca.}}$ ou $N_s/(2\pi p)^{\text{spires}}_{\text{rad.élect.}}$. Nous supposons également le rotor lisse en négligeant l'effet des encoches.

Pour mettre en évidence la f.e.m. engendrée, la machine fonctionne à vide ($i_a = 0$), est excitée ($i_e \neq 0$) et entraînée à vitesse Ω_r .

a. méthode des champs

f.e.m. engendrée dans une spire

Considérons une spire constituée par un conducteur d'entrée **1** et un conducteur de sortie **1'** (Figure 4.1-17).

Soient : β_m : la coordonnée angulaire mécanique du conducteur d'entrée **1** (comptée positivement dans le sens de rotation à partir de l'axe d'un pôle Nord).
 $\beta_m - \alpha_m$: la coordonnée mécanique du conducteur de sortie **1'**.

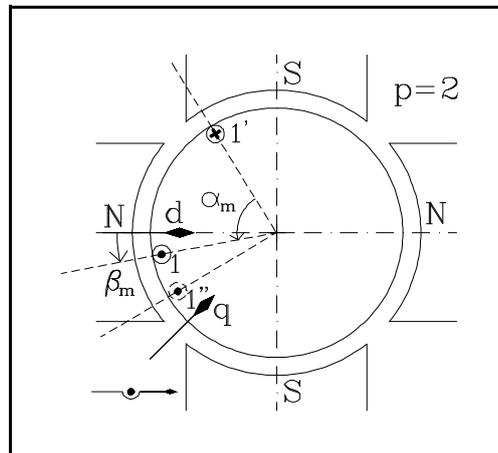


Figure 4.1-17

La f.e.m. engendrée dans la spire vaut (avec la convention de signe indiquée sur la Figure 4.1-17) :

$$\begin{aligned} e_{spire} &= B(\beta_m) l v - B(\beta_m - \alpha_m) l v \\ &= (B(\beta_m) - B(\beta_m - \alpha_m)) l v \end{aligned} \quad (4.1-1)$$

Si $\alpha_m = \pi/p$, la spire est dite **diamétrale** et :

$$\begin{aligned} B(\beta_m - \alpha_m) &= -B(\beta_m) \\ \text{donc } e_{spire} &= 2 B(\beta_m) l v \end{aligned} \quad (4.1-2)$$

Si $\alpha_m < \pi/p$, la spire est dite "**à pas raccourci**". On définit un conducteur **1''** déphasé par rapport au conducteur **1'** de π/p en avant, c'est à dire déphasé par rapport au conducteur **1** de $\delta_m = \pi/p - \alpha_m$. De par la symétrie de la machine :

$$\begin{aligned} B(1') &= -B(1'') \quad \text{ou} \quad B(\beta_m - \alpha_m) = -B(\beta_m - \alpha_m + \frac{\pi}{p}) \\ &= -B(\beta_m + \delta_m) \end{aligned} \quad (4.1-3)$$

De ce fait :

$$e_{spire} = e_1 - e_{1'} = e_1 + e_{1''} \quad (4.1-4)$$

- exemples : rappelons que B est considéré comme positif sous un pôle Nord.

- répartition trapézoïdale de l'induction (Figure 4.1-18)

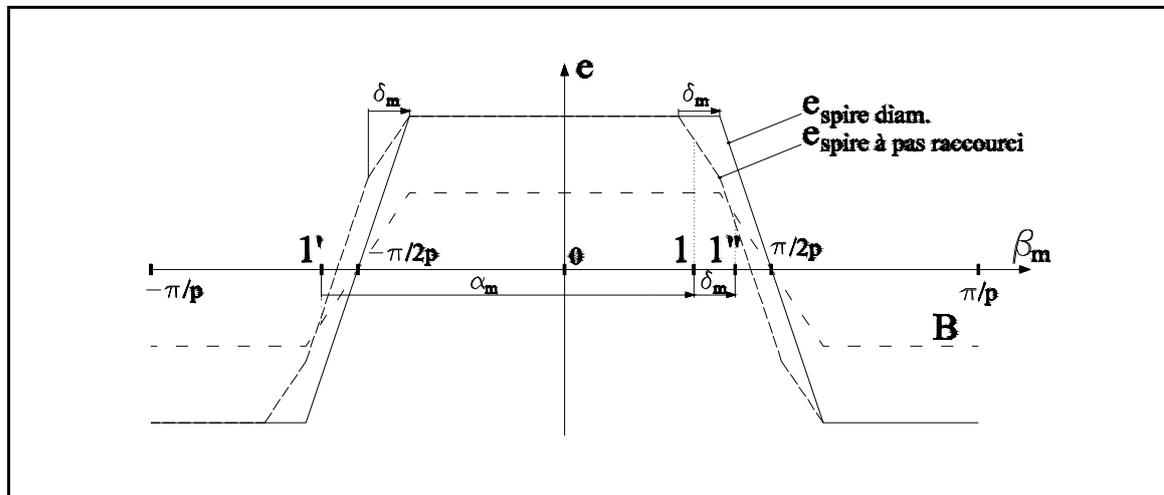


Figure 4.1-18

Remarques :

- la f.e.m. aux bornes de la spire à pas raccourci est décalée d'un angle mécanique $\delta_m/2$ par rapport à la spire diamétrale correspondante (c'est à dire possédant le même conducteur d'entrée 1)
- le raccourcissement de la spire **réduit** à certains instants la f.e.m. engendrée.

- répartition rectangulaire de l'induction (Figure 4.1-19)

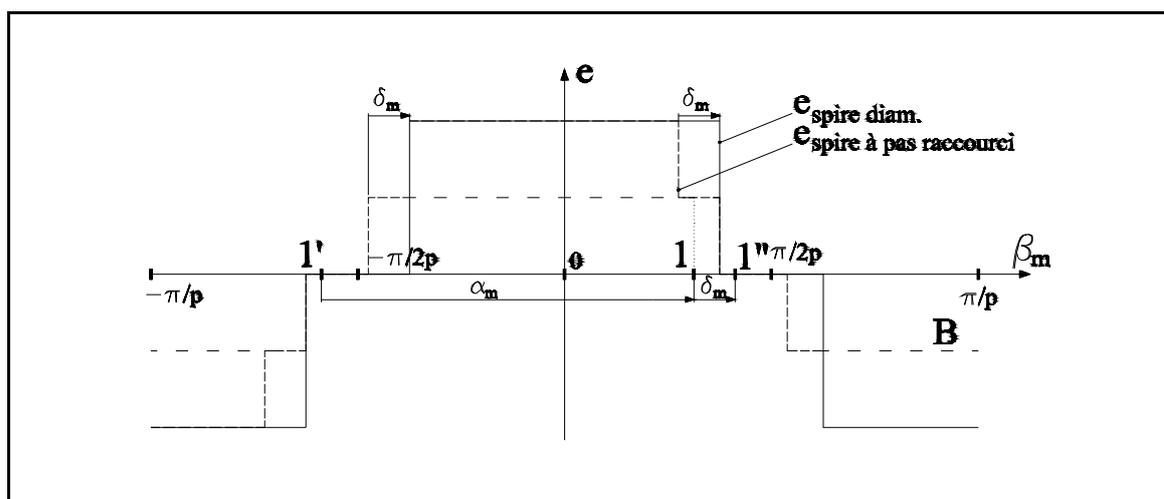


Figure 4.1-19

- répartition sinusoïdale de l'induction

$$\begin{aligned} e_{spire} &= e_1 - e_{1'} = B^M l v (\cos(p\beta_m) + \cos(p(\beta_m + \delta_m))) \\ &= 2 B^M l v \cos \frac{p(\beta_m + \delta_m)}{2} \cos \frac{p\delta_m}{2} \end{aligned} \quad (4.1-5)$$

Constaté :

- le déphasage positif (en avant) de $p\delta_m/2$
 - la réduction d'amplitude de $\cos(p\delta_m/2)$
- par rapport à la spire diamétrale correspondante (même conducteur **1**)

Force électromotrice entre balais

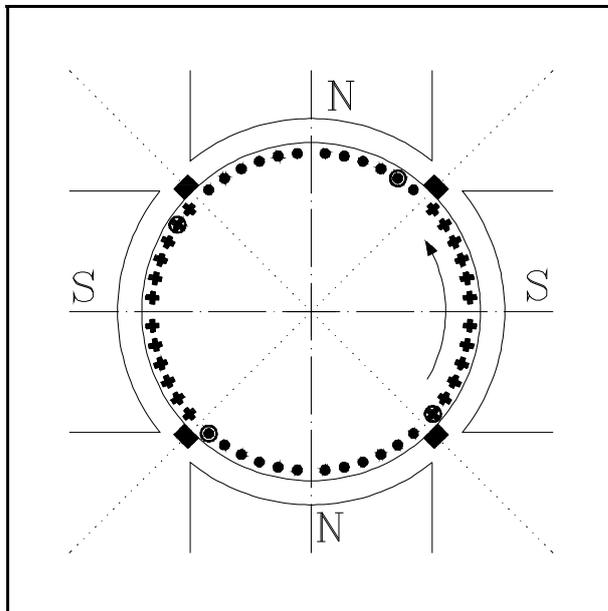


Figure 4.1-20

L'enroulement est supposé constitué à l'aide de spires **diamétrales** pour lesquelles :

$$e_{spire} = 2 B(\beta_m) l v \quad (4.1-6)$$

La f.e.m. apparaissant entre les balais est constante pour un induit infiniment divisé. Elle est égale à la tension apparaissant aux bornes d'une dérivation (à un instant quelconque). Pour en déterminer la valeur, considérons l'exemple d'un enroulement **ondulé** à $2d$ dérivation (Figure 4.1-20).

Une dérivation comporte $N_s/(2d)$ spires.

Elle est constituée par des spires dont les conducteurs d'entrée sont situés sous les pôles de même signe. Il existe donc $(N_s/2d) \cdot (1/\pi)$ spires appartenant à une dérivation par rad.méca.

Pour obtenir la tension aux bornes de la dérivation, il faut sommer (= intégrer) les tensions aux bornes de chaque spire de la dérivation. Comme, dans cet enroulement ondulé, il y a des spires sous les p paires de pôles, la tension est égale à p fois la tension obtenue par mise en série des spires situées sous une paire de pôles. Si les balais sont situés sur **les axes neutres**, on obtient finalement :

$$e = p \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} e_{\text{spire}} \cdot \text{densité de spires} \quad (4.1-7)$$

$$e = p \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} (2B(\beta_m) l v) \frac{N_s}{2d\pi} d\beta_m \quad (4.1-8)$$

$$e = \frac{p}{d} N_s \frac{\Omega_r}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} B(\beta_m) l R d\beta_m \quad (4.1-9)$$

$$e = \frac{p}{d} N_s \frac{\Omega_r}{\pi} \Phi \quad (4.1-10)$$

avec Φ = flux **utile** par pôle (utile : coupé par une spire diamétrale d'axe longitudinal de l'induit)

et Ω_r exprimé en *rad/s* (= $2 \pi n/60$ avec n en *tr/min*)

Ces formules sont également valables pour les enroulements imbriqués à spires diamétrales.

De manière tout à fait générale, c'est à dire également pour un enroulement à spires raccourcies, on peut écrire :

$e = K \Omega_r \Phi \quad (4.1-11)$

où K est une constante qui dépend des données de l'enroulement.

La f.e.m. (= la tension à vide) d'une dynamo est proportionnelle au flux utile par pôle et à la vitesse de rotation. Cette constatation ne doit pas étonner le lecteur.

Il faut remarquer dès à présent que la formule est également valable pour une machine en

charge ($i_a \neq 0$) à condition de considérer la valeur du flux utile Φ qui pourrait éventuellement être modifiée par le courant d'induit i_a .

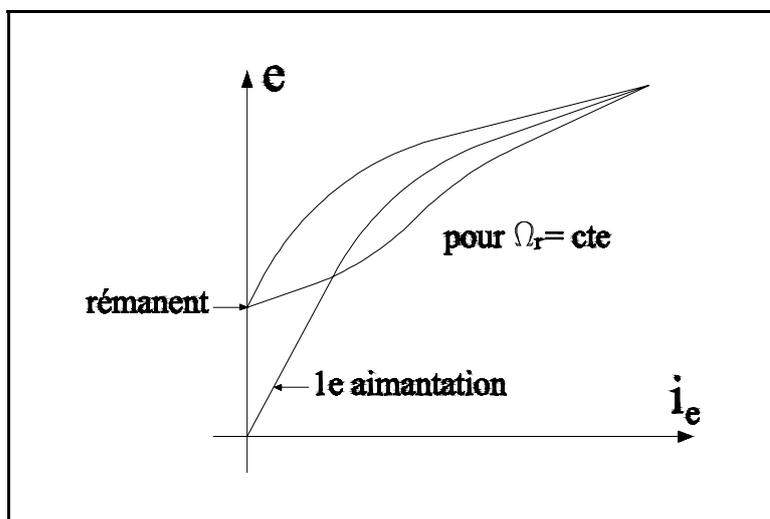


Figure 4.1-21

Le flux utile dépend du courant d'excitation i_e mais cette relation n'est pas linéaire ((4.1-11)). Le lecteur aura l'occasion de tracer au laboratoire la caractéristique à vide d'une machine, c'est à dire la courbe qui donne la f.e.m. (à vide) en fonction du courant d'excitation pour une vitesse de rotation donnée. Il constatera, parfois à ses dépens, l'existence :

- d'une courbe de première aimantation
- de cycles d'hystérèse
- d'une tension rémanente.

La connaissance de la caractéristique à vide conduit immédiatement à la détermination de $K \Phi$ en fonction de i_e .

Il est utile de remarquer que les caractéristiques à vide tracées pour deux valeurs différentes de la vitesse sont semblables et que les f.e.m. obtenues pour une même valeur de i_e sont dans le rapport des vitesses.

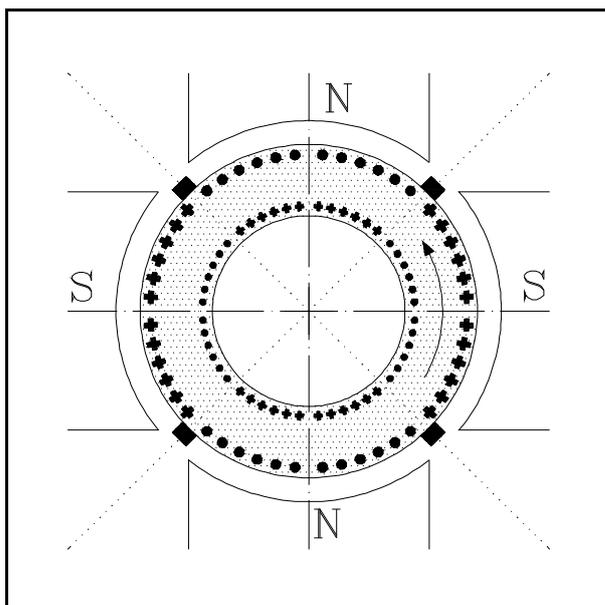


Figure 4.1-22

La Figure 4.1-22 indique la manière de représenter schématiquement la répartition des f.e.m. engendrée dans les conducteurs pour une dynamo à induit infiniment divisé et spires diamétrales sans devoir se préoccuper du type d'enroulement. On ajoute des conducteurs inutiles comme dans la machine de Gramme. Le nombre de dérivations est supposé égal au nombre de pôles ($p = d$). La tension aux bornes de deux balais successifs est égale à la somme (=intégrale) de toutes les f.e.m. engendrées dans les conducteurs situés

sous un même pôle. Les balais reposent à la périphérie de l'induit, normalement sur les axes neutres. Comme cela a déjà été dit, en réalité, par suite de la disposition des enroulements, la position des balais est proche de l'axe des pôles mais la position "électrique" est bien celle indiquée.

La représentation utilisée confirme que si la f.e.m. engendrée dans une spire est bien alternative, l'induction et la f.e.m. engendrée en un point fixe de l'espace est constante (à vitesse et courant d'excitation donnés). L'induit est dit **pseudo-stationnaire**. C'est l'effet **redresseur** du collecteur.

b. méthode des circuits

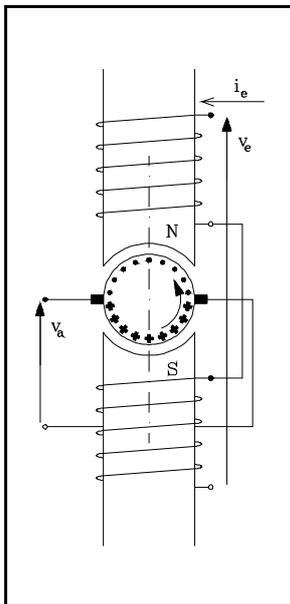


Figure 4.1-23

Il existe deux enroulements (Figure 4.1-23) : un enroulement d'excitation parcouru par le courant i_e et un enroulement d'induit (ou d'armature) pseudo-stationnaire considéré, pour l'instant, à **vide**.

Aux bornes des balais, donc de l'enroulement d'armature, apparaît la tension :

$$v_a = R_a i_a + D \Psi_a \quad (4.1-12)$$

Ψ_a est le flux coupé par l'enroulement d'induit. Ce flux est créé par le courant d'excitation. On peut écrire :

$$\Psi_a = M(\beta_m, i_e) i_e \quad (4.1-13)$$

où M est l'inductance mutuelle entre les enroulements e et a . Cette mutuelle est fonction de l'angle β de décalage entre l'axe d'un pôle Nord et l'axe de l'enroulement réel d'armature d'une part, et, d'autre part, des non-linéarités magnétiques (saturation, hystérèse).

Donc :

$$\begin{aligned} (v_a)_{i_a=0} &= D\Psi_a \\ &= D(M i_e) \\ &= DM i_e + M Di_e \\ &= \frac{\partial M}{\partial \beta_m} D\beta_m i_e + \frac{\partial M}{\partial i_e} Di_e i_e + M Di_e \\ &= G(\beta_m, i_e) \Omega_r i_e + \left(M + \frac{\partial M}{\partial i_e} i_e \right) Di_e \end{aligned} \quad (4.1-14)$$

On définit :

$$\begin{aligned}
 M' &= M + (\partial M / \partial \alpha_e) i_e \\
 &= \text{valeur locale, ou différentielle de la mutuelle} \\
 &= \partial \Psi_d / \partial \alpha_e \text{ avec } \beta = \text{constante}
 \end{aligned}$$

Cette mutuelle est nulle si les balais sont calés sur l'axe neutre ($\beta = \pi/2$) puisque les enroulements a et e sont alors perpendiculaires.

On définit également la *fonction d'excitation* :

$$G(i_e) = \partial M(\beta_m, i_e) / \partial \beta_m = (\partial \Psi_d / \partial \beta_m) / i_e \text{ pour } \beta = \pi/2 \text{ et } i_e = \text{constante}$$

La f.e.m. engendrée vaut donc :

$$e = (v_a)_{i_a=0} = G(i_e) i_e \Omega_r \quad (4.1-15)$$

Cette relation est tout à fait semblable à la relation (4.1-11) qui permet d'écrire :

$$G(i_e) i_e = K \Phi \quad (4.1-16)$$

On retrouve bien entendu les relations 1.4-04 et -08 qui indiquaient que la variation par rapport à l'angle de rotation du flux coupé par un enroulement d'axe transversal est proportionnelle au flux longitudinal.

La connaissance de la caractéristique à vide conduit immédiatement à la détermination de G en fonction de i_e .

Pour illustrer plus concrètement les notions qui seront développées dans ce chapitre, on utilisera l'exemple d'une machine fictive mais dont l'ordre de grandeur des paramètres est vraisemblable. Appelée **GRAM01**, elle fournit **125 ch** à **1200 tr/min** sous **250 V** soit un couple nominal de $125 \cdot 736 \cdot 60 / 1200 / 2\pi = 732 \text{ Nm}$. Avec un rendement de l'ordre de **90 %**, la puissance électrique vaut environ $125 \cdot 0,736 / 0,9 = 102 \text{ kW}$. La valeur du courant nominal est prise égale à **400 A**.

La caractéristique à vide de la machine GRAM01 est donnée à la Figure 4.1-24. C'est la caractéristique de première aimantation, sans hystérèse.

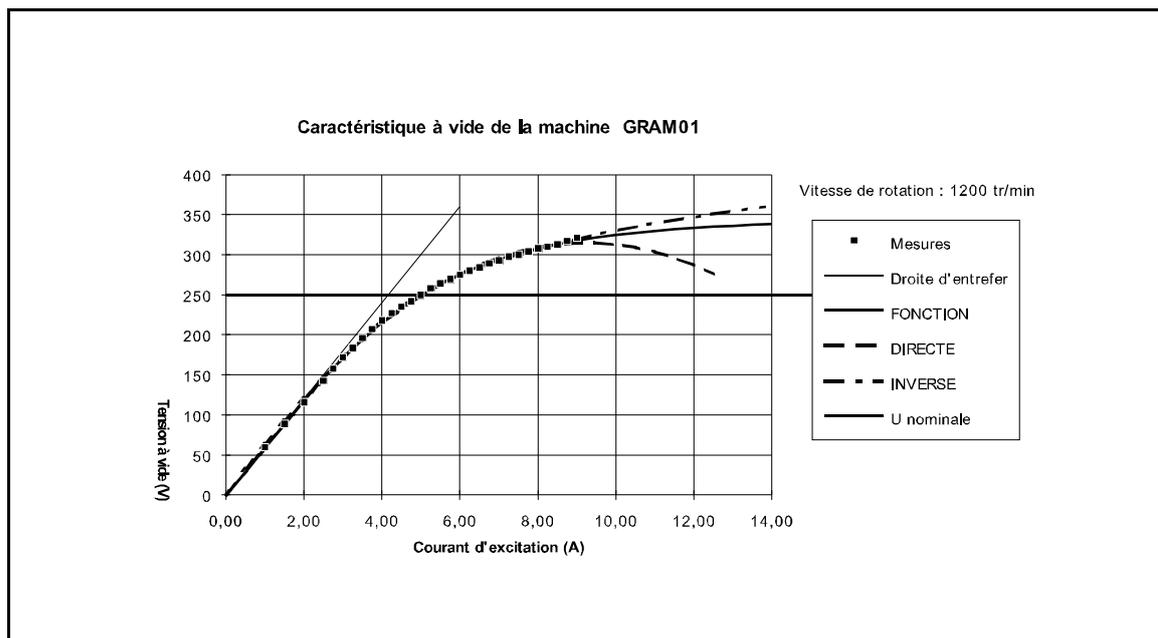


Figure 4.1-24

L'équation d'une courbe passant "au mieux" par ces points est donnée par la relation empirique :

$$y = \frac{A x}{\sqrt{1 + \left(\frac{x-x_1}{x_0}\right)^2}} \quad (4.1-17)$$

avec : $y = e$ (f.e.m. à vide (V))
 $x = i_e$ (courant d'excitation (A))

pour les valeurs des paramètres :

$$\begin{aligned} A &= 59,47 \text{ (}\Omega\text{)} \\ x_1 &= 1,39 \text{ (A)} \\ x_0 &= 5,61 \text{ (A)} \end{aligned}$$

La relation DIRECTE est de la forme :

$$y = A_{lin} K_1 x \left(1 + K_2 \left(\frac{x}{I_{e \text{ ref}}} \right)^{K_3} \right) \quad (4.1-18)$$

pour les valeurs des paramètres :

$$\begin{aligned} A_{lin} &= 60 \text{ (V/A)} \\ K_1 &= 1,133 \\ K_2 &= 0,269 \\ K_3 &= 1,004 \\ I_{e \text{ ref}} &= 5 \text{ (A)} \end{aligned}$$

La relation INVERSE est aussi intéressante :

$$x = \frac{L_1 y}{A_{lin}} \left(1 + L_2 \left(\frac{y}{U_N} \right)^{L_3} \right) \quad (4.1-19)$$

pour les valeurs des paramètres :

$$\begin{aligned} A_{lin} &= 60 \text{ (V/A)} \\ L_1 &= 1,028 \\ L_2 &= 0,163 \\ L_3 &= 5,564 \\ U_N &= 250 \text{ (V)} \end{aligned}$$

Ces relations sont représentées à la Figure 4.1-24. L'écart est faible dans le domaine des points mesurés et se marque essentiellement en dehors.

La **droite d'entrefer** représente l'approximation linéaire. Elle est donnée par le segment de droite représentant **au mieux** les points expérimentaux près de l'origine. Pour la machine GRAM01, sa pente vaut $A_{lin} = 60 \Omega$ dont on déduit la valeur de la **constante d'excitation** :

$$G_{ns} = A_{lin}/\Omega_r = 0,477 \Omega \text{ s/rad}$$

La fonction d'excitation se déduit immédiatement de la relation :

$$G = \frac{e}{i_e \Omega_r} \quad (4.1-20)$$

en utilisant une des expressions précédentes (Figure 4.1-25).

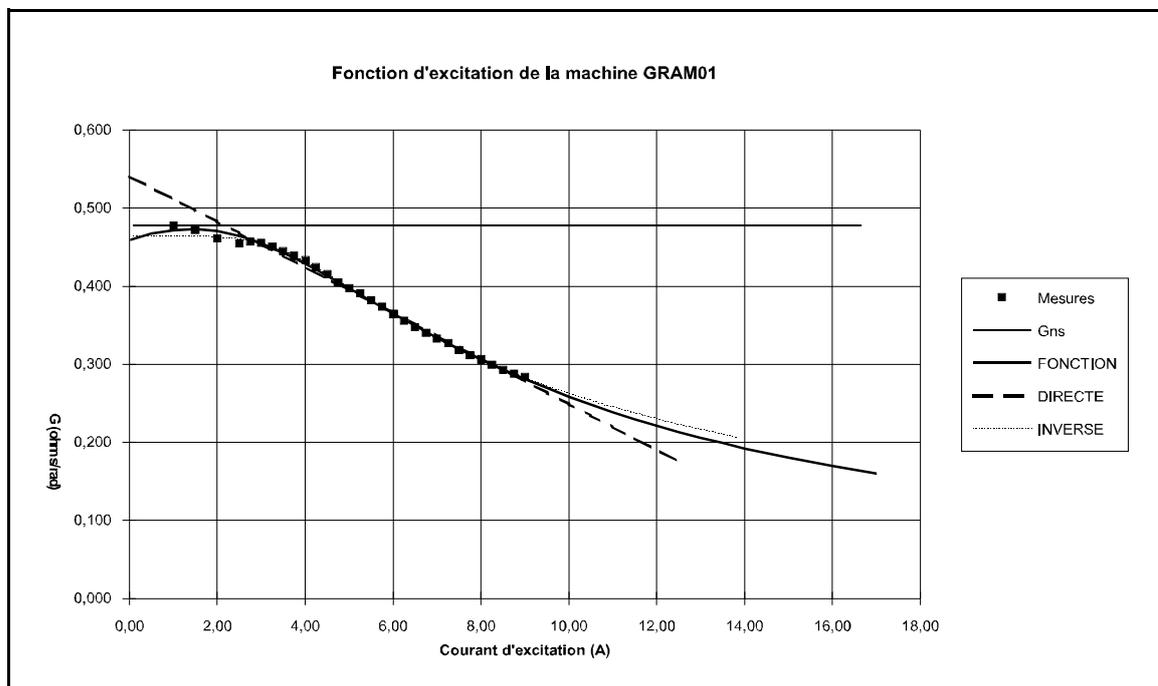


Figure 4.1-25

4.1.5. Effet du décalage des balais

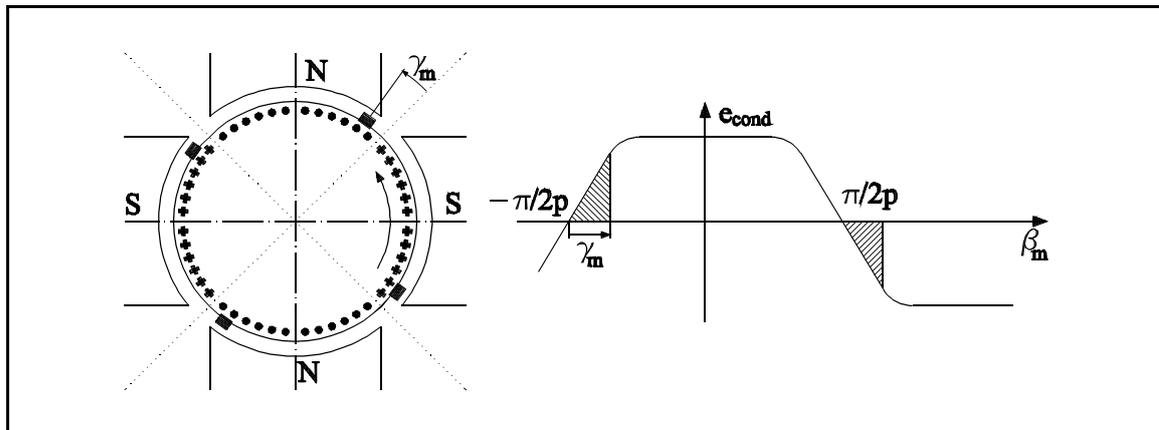


Figure 4.1-26

Dans l'expression de la tension à vide, l'intégrale n'a plus $-\pi/2p$, $\pi/2p$ comme limites, mais $-\pi/2p + \gamma_m$ et $\pi/2p + \gamma_m$. Sa valeur est **réduite** par rapport à celle obtenue lorsque les balais sont calés sur les axes neutres (voir la Figure 4.1-26).

Le décalage des balais introduit de plus un effet de mutuelle comme le montre la relation (4.1-14).

Dans la suite de ce cours, nous supposons que les balais sont calés sur l'axe neutre.

4.1.6. Tension à vide - modèle mathématique

Modèle : représentation approchée du réel effectuée dans un but déterminé : par exemple, comprendre ou prévoir.

Modèle mathématique : méthode de représentation du comportement dynamique d'un système. Pour nos besoins, le modèle mathématique le plus courant est le système d'équations différentielles linéaires ou non (ou éventuellement aux dérivées partielles). Nous utiliserons également les schémas-blocs. On parle aussi de modèle statique pour décrire un état de régime permanent.

Première remarque : Le modèle doit être adapté au but poursuivi.

Par exemple, si on s'intéresse au réglage de vitesse d'un moteur, il est inutile de développer un modèle qui fournit les variations de température des enroulements (sauf si le moteur doit être utilisé aux limites de ses possibilités). L'intérêt se porte sur les relations entre inertie, couple moteur, grandeurs de commande.

Deuxième remarque : Le modèle doit être simple.

Il convient d'adopter le modèle le plus simple compatible avec le but poursuivi. La complexité des calculs, donc leur coût, est fonction de la complexité du modèle. Ceci conduit à adopter, pour simplifier les équations, le maximum d'hypothèses simplificatrices sans toutefois trop réduire la validité du modèle. Pour les études dynamiques, il est courant de linéariser le modèle.

Troisième remarque : Le modèle doit être homogène.

Il faut veiller à ce que les hypothèses utilisées pour la représentation d'un ensemble soient homogènes et adaptées correctement à chaque élément.

On distingue (voir cours d'automatique, de théorie des systèmes) :

- les variables d'état $[x]$ qui fixent l'ordre du système
- les variables de commande $[u]$ qui permettent à l'utilisateur d'agir sur le système
- les perturbations $[p]$ qui agissent sur le système mais échappent au pouvoir de l'utilisateur
- les variables de sortie $[y]$ qui intéressent l'utilisateur

Exemple : dynamo à vide

Considérons comme : - variables de commande :

v_e : la tension aux bornes du circuit d'excitation

Ω_r : la vitesse de rotation (imposée par un moteur d'entraînement)

- variable de sortie :

e : la tension à vide aux bornes des balais

Les relations (4.1-11) et (4.1-15) sont équivalentes pour fournir une expression de e . Choisissons la relation (4.1-15). Il suffit de la compléter par l'équation du circuit d'excitation pour obtenir le modèle cherché :

$$v_e = R_e i_e + D \Psi_e \quad (4.1-21)$$

avec des notations évidentes.

Comme la relation (4.1-15) est algébrique, l'équation (4.1-21) montre qu'il n'y a qu'une variable d'état soit i_e , soit Ψ_e .

Modèle non-linéaire

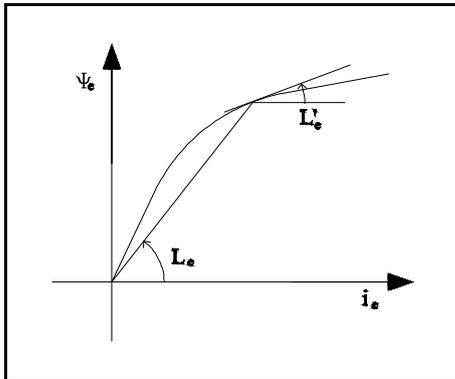


Figure 4.1-27

Il existe une relation non-linéaire entre Ψ_e et i_e qui peut se mettre sous la forme (Figure 4.1-27) :

$$\Psi_e = L_e(i_e) i_e \quad (4.1-22)$$

où $L_e =$ inductance propre du circuit d'excitation
 $=$ fonction de i_e si l'on tient compte des non-linéarités magnétiques
 $=$ indépendante de la position du rotor si on néglige l'effet des encoches

Pour la machine **GRAM01**, la caractéristique magnétique du circuit d'excitation est donnée à la Figure 4.1-28.

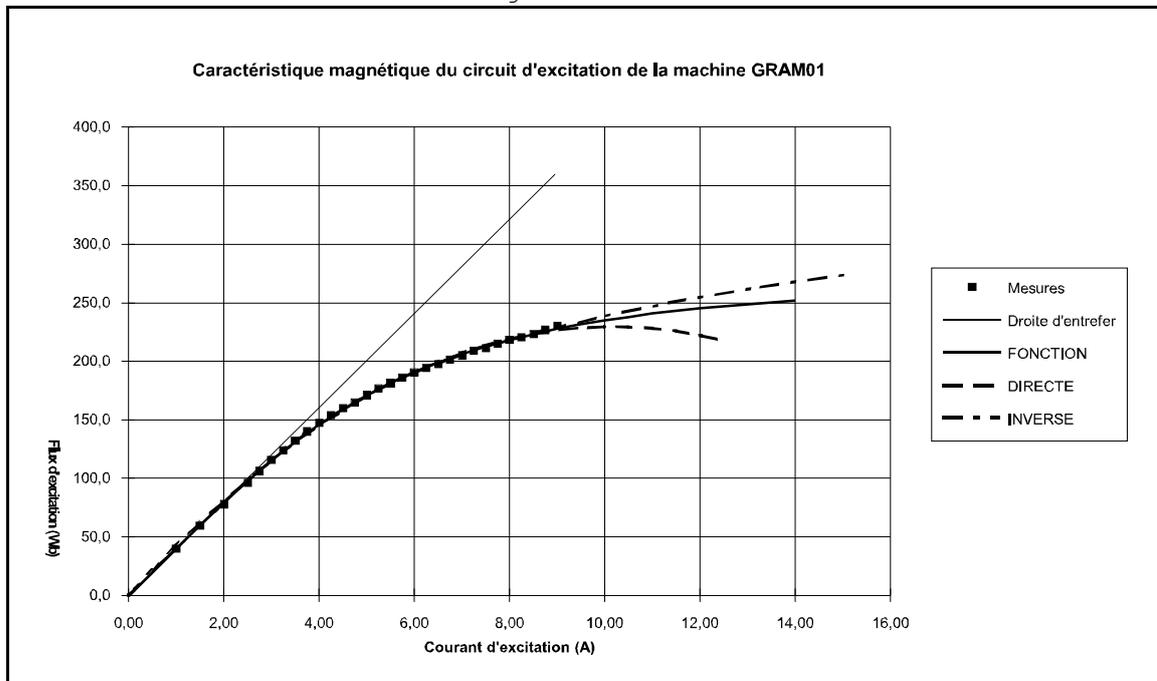


Figure 4.1-28

La relation empirique FONCTION s'écrit :

$$y = \frac{A x}{\sqrt{1 + \left(\frac{x-x_1}{x_0}\right)^2}} \quad (4.1-23)$$

avec : $y = \Psi_e$ (flux totalisé coupé par l'enroulement d'excitation (**Wb**))
 $x = i_e$ (courant d'excitation (**A**))

pour les valeurs des paramètres :

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= 40,44 \text{ (Hy)} \\ \mathbf{X}_1 &= 0,88 \text{ (A)} \\ \mathbf{X}_0 &= 6,51 \text{ (A)} \end{aligned}$$

La relation DIRECTE est de la forme :

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}_{lin} \mathbf{K}_1 \mathbf{x} \left(1 + \mathbf{K}_2 \left(\frac{\mathbf{x}}{\mathbf{I}_{e \text{ ref}}} \right)^{\mathbf{K}_3} \right) \quad (4.1-24)$$

pour les valeurs des paramètres :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{lin} &= 40,2 \text{ (Hy)} \\ \mathbf{K}_1 &= 1,119 \\ \mathbf{K}_2 &= 0,244 \\ \mathbf{K}_3 &= 1,005 \\ \mathbf{I}_{e \text{ ref}} &= 5 \text{ (A)} \end{aligned}$$

La relation INVERSE est aussi intéressante :

$$\mathbf{x} = \frac{\mathbf{L}_1 \mathbf{y}}{\mathbf{A}_{lin}} \left(1 + \mathbf{L}_2 \left(\frac{\mathbf{y}}{\psi_{e \text{ ref}}} \right)^{\mathbf{L}_3} \right) \quad (4.1-25)$$

pour les valeurs des paramètres :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{lin} &= 40,2 \text{ (Hy)} \\ \mathbf{L}_1 &= 1,006 \\ \mathbf{L}_2 &= 0,813 \\ \mathbf{L}_3 &= 4,137 \\ \psi_{e \text{ ref}} &= 250 \text{ (Wb)} \end{aligned}$$

La (4.1-25) explicite la variation de l'inductance propre du circuit d'excitation en fonction du courant i_e .

La valeur non saturée de L_e vaut : $L_{e,ns} = 40,2 \text{ Hy}$.

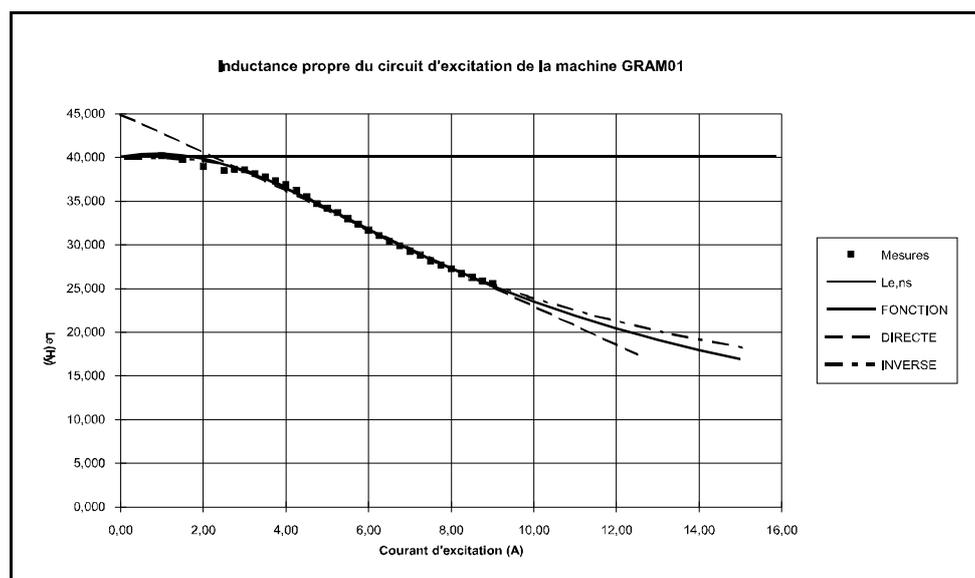


Figure 4.1-29

$\Psi_e =$ variable d'état

L'équation (4.1-21) se met immédiatement sous la forme canonique d'une équation différentielle non-linéaire :

$$D\Psi_e = v_e - R_e i_e(\Psi_e) \quad (4.1-26)$$

La relation $i_e(\Psi_e)$ est explicitée à la Figure 4.1-27

$i_e =$ variable d'état

La relation (4.1-21) s'écrit encore :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Psi_e}{\partial i_e} D i_e &= v_e - R_e i_e \\ \text{donc } D i_e &= \frac{v_e - R_e i_e}{L'_e} \end{aligned} \quad (4.1-27)$$

$$\begin{aligned} \text{avec } L'_e(i_e) &= \text{valeur locale ou différentielle de l'inductance propre} \\ &\text{du circuit } e \text{ (Figure 4.1-27)} \\ &= L_e + (\partial L / \partial i_e) i_e \\ &= \partial \Psi_e / \partial i_e \end{aligned}$$

Grandeur de sortie

Grâce à (4.1-15), le calcul de e est immédiat dès que i_e est connu.

La caractéristique de la Figure 4.1-27 permet le passage de Ψ_e à i_e si Ψ_e a été choisi comme variable d'état. Il n'existe, à ce stade, aucune raison de préférer l'une à l'autre.

Schéma équivalent

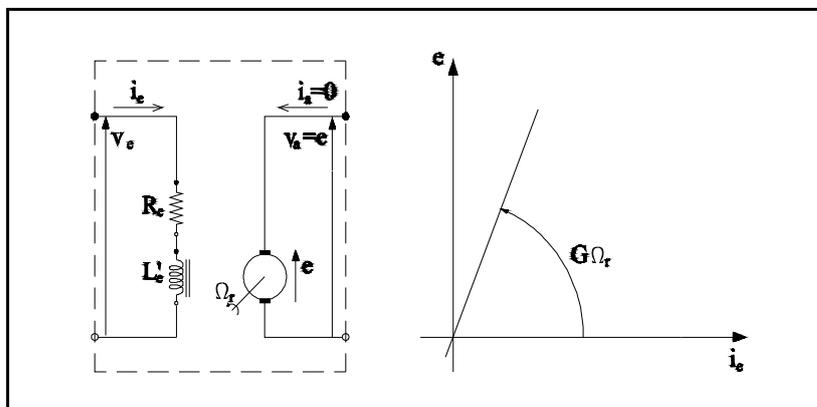


Figure 4.1-30

Le schéma équivalent ((4.1-27)) découle des relations (4.1-15) et (4.1-21). L'inductance L'_e dépend de i_e tout comme G .

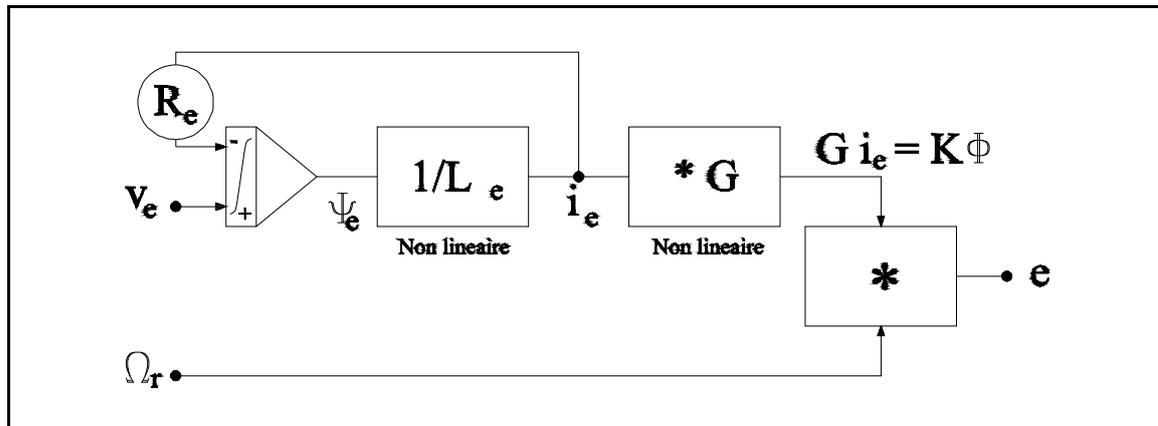
Schéma bloc

Figure 4.1-31

Modèle statique

Pour l'état de régime, $i_e = v_e/R_e$. Le modèle a été présenté plus haut ((4.1-11)).

Modèle linéaire

Un modèle linéaire peut être obtenu en considérant des petits mouvements autour du point de fonctionnement et en remplaçant les courbes par leur tangente. Un tel modèle n'est évidemment susceptible que de fournir des renseignements qualitatifs si la sollicitation est importante.

On suppose que :

$$\begin{aligned} L_e &= L_e' = L_{e,ns} = \text{constante} \\ G &= G_{ns} = \text{constante} \end{aligned} \quad (4.1-28)$$

La relation (4.1-21) devient

$$D i_e = \frac{v_e - R_e i_e}{L_e} \quad (4.1-29)$$

ou, en transformée de Laplace :

$$I_e(p) = \frac{1}{1 + pT_e} \frac{V_e(p)}{R_e} \quad (4.1-30)$$

en appelant : $T_e = L_e/R_e =$ constante de temps du circuit d'excitation

Comme le volume de l'enroulement d'excitation est important, la valeur de cette constante de temps est assez élevée (≈ 1 s).

Le schéma équivalent montre que le circuit d'excitation est constitué par une résistance R_e et une inductance L_e . La relation (4.1-30) était donc évidente. A l'occasion d'autres cours, la réponse d'un tel circuit à différentes sollicitations (échelon, rampe,...) a été déterminée et est supposée connue.

La grandeur de sortie est toujours donnée par :

$$e = G i_e \Omega_r \quad (4.1-31)$$

Elle dépend linéairement de i_e si la vitesse est maintenue constante. Le système global est alors du premier ordre :

$$E(p) = G \Omega_r I_e(p) = G \Omega_r \frac{1}{1 + pT_e} \frac{V_e(p)}{R_e} \quad (4.1-32)$$

Si la vitesse varie, le système est non-linéaire. Il est possible de le linéariser en développant le produit $\Omega_r i_e$ en série limitée aux premiers termes.

Pour la machine **GRAM01**, les paramètres de l'approximation linéaire sont :

$$\begin{aligned} L_e \text{ (Hy)} &= 40,2 \\ R_e \text{ (\Omega)} &= 40 \\ T_e \text{ (s)} &= 1,005 \end{aligned}$$

Schéma bloc

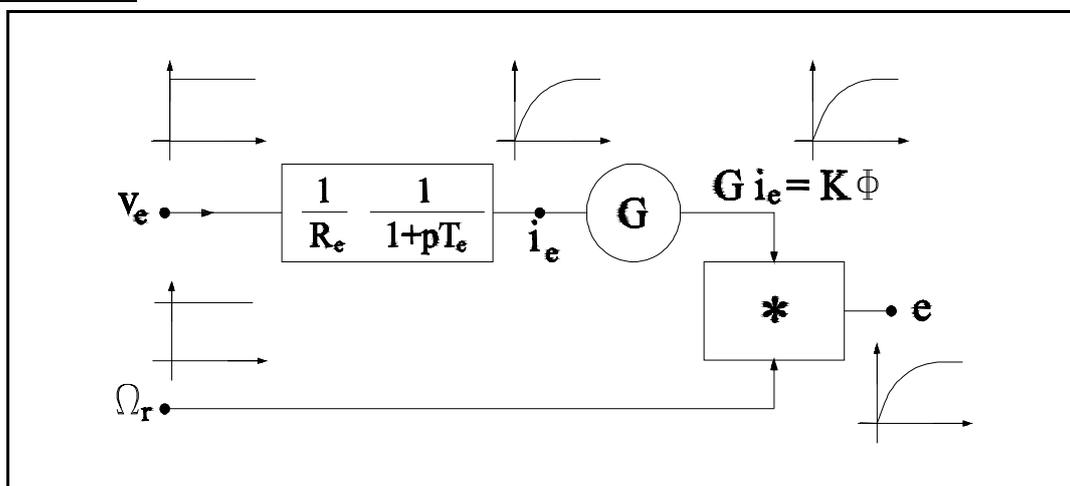


Figure 4.1-32

4.2. INFLUENCE DU COURANT D'ARMATURE

Le théorème de Thévenin (qui n'est cependant valable que pour les réseaux linéaires), nous laisse pressentir que le schéma équivalent de la machine en charge comportera, outre une source de tension, une résistance R_a et une inductance L_a .

4.2.1. Effet Joule (Résistance R_a)

Si une charge extérieure est connectée aux balais, un courant d'armature va circuler. C'est le fonctionnement en génératrice. De même, si une source extérieure est connectée : c'est le fonctionnement en moteur.

Les pertes Joule sont dues à la résistance de l'enroulement, des balais et du contact balais/collecteur. Cette dernière résistance est fonction de l'état de la surface du collecteur et des balais, de la vitesse et du sens de rotation, de la pression et de la nature des balais, bien entendu de la température et même de la valeur du courant. La résistance des balais varie également avec le courant car ces balais sont en général réalisés en carbone.

Mesurer la résistance globale présente donc quelques difficultés. En effet, si on effectue cette mesure à l'arrêt, le contact balais/collecteur n'est pas le même qu'en rotation. Si on effectue la mesure en rotation, elle est perturbée par la f.e.m. rémanente dont on peut éliminer l'effet en prenant la moyenne de deux mesures obtenues soit en inversant le sens de rotation (ce qui modifie le contact balais/collecteur), ou en inversant le sens du courant (pour plus de détail voir les notes de laboratoire). De toute manière, la valeur de la résistance dépend de l'amplitude du courant, de la température, etc... La Figure 4.2-1 explicite la relation liant la tension aux bornes de l'induit d'une machine à courant continu non excitée entraînée à sa vitesse nominale, en fonction du courant d'armature (moyenne des deux polarités).

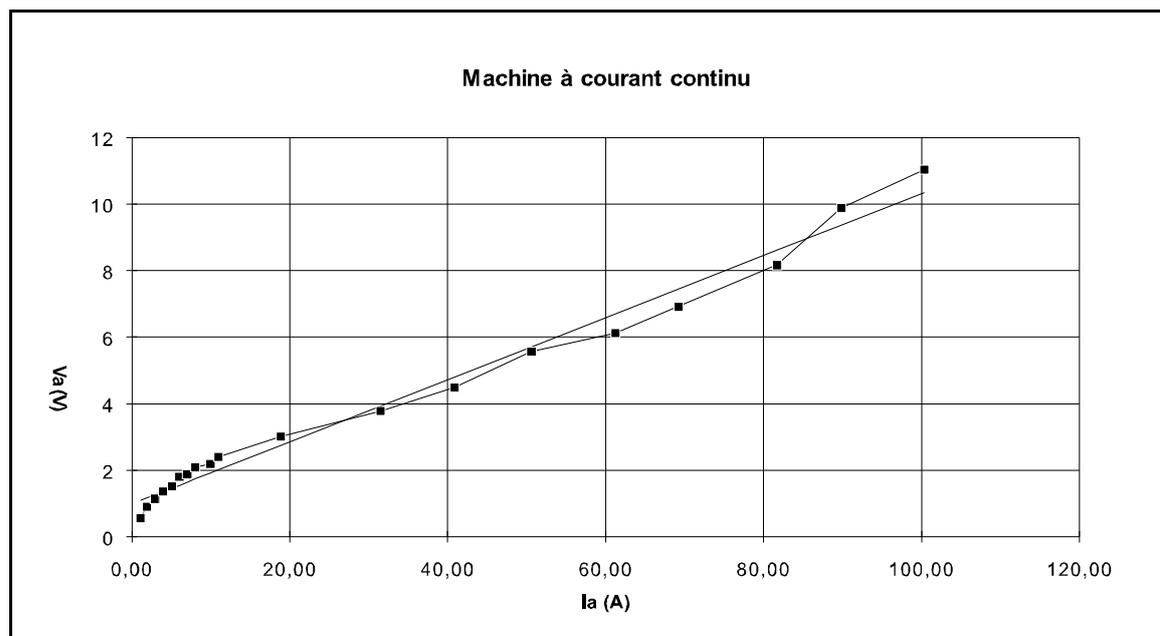


Figure 4.2-1

Cette relation peut se mettre sous la forme :

$$\Delta V_{Ra} = \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) + R_a i_a \quad (4.2-1)$$

où : ΔV_b représente la chute de tension du contact balais-collecteur et R_a la résistance des enroulements et connexions.

Pour la machine **GRAM01**, il vient :

$$\begin{aligned} \Delta V_b &= 1,2 \text{ (V)} \\ R_a &= 0,022 \text{ (\Omega)} \end{aligned}$$

Dans les conventions internationales (C.E.I.), il a été décidé de considérer que la chute de tension dans le contact balais/collecteur était constante et avait pour valeur maximale :

2 V pour des balais au carbone
0,6 V pour des balais métalliques

Prière de se reporter à ces conventions pour :

- la mesure des pertes Joule normales aux balais et dans l'enroulement. Les pertes sont ramenées à 75° pour les enroulements des classes d'isolement *A*, *E* et *B* et à 115° pour les classes *F* et *H*.
- la mesure des pertes Joules supplémentaires dues par exemple à l'effet pelliculaire lors de la commutation.

La résistance R_a reste faible : quelques % en valeur réduite.

Cette résistance vaut 2 à 4% pour les gros moteurs (>100 kW) pour atteindre 10 à 15 % pour les moteurs d'1 kW.

4.2.2. Réaction transversale de l'armature infiniment divisée

Considérons une **génératrice** connectée à une charge extérieure ((4.2-2)). Le courant circule dans l'induit, supposé infiniment divisé, dans le même sens que la f.e.m. qui le crée. Les balais sont posés sur l'axe neutre. Au droit des balais, le sens du courant dans les conducteurs s'inverse : les phénomènes de commutation seront étudiés succinctement plus loin.

Sous l'effet des courants d'induit se crée un champ magnétique dont il découle une induction en chaque point qui crée un flux d'axe perpendiculaire à celui du flux inducteur.

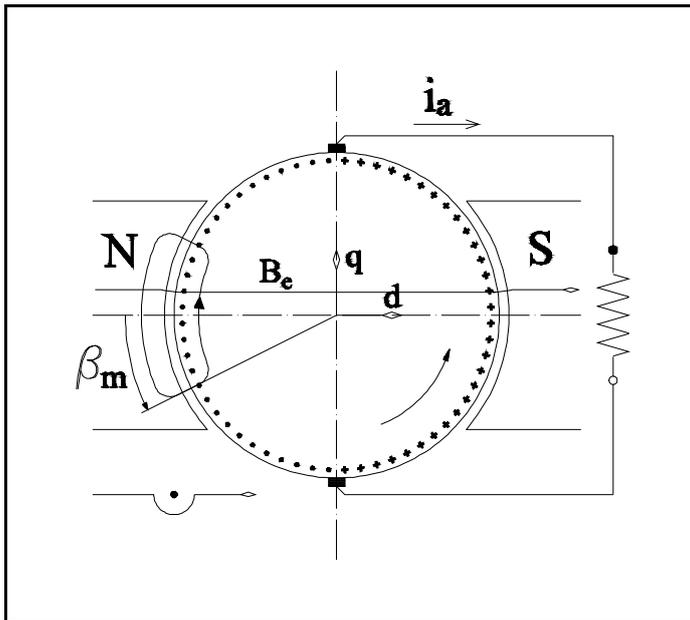


Figure 4.2-2

Considérons une ligne d'induction fermée ((4.2-2)) qui traverse l'entrefer en deux points symétriques par rapport à l'axe des pôles. Soit β_m l'abscisse angulaire d'un de ces points. Les A.t. enserrés par une ligne d'induction valent :

$$\frac{N_c}{2\pi} \frac{i_a}{2d} 2\beta_m \quad (4.2-3)$$

Par raison de symétrie par rapport à l'axe des pôles, on peut attribuer la moitié des A.t. à chacune des moitiés du chemin et, par extension (et abus de langage), attribuer des A.T. au

point où le chemin traverse l'entrefer.

Si l'entrefer était constant et si le fer était parfait :

$$H(\beta_m) = \frac{N_c}{2\pi} \frac{i_a}{2d} \frac{\beta_m}{\delta} \quad (4.2-4)$$

Le champ magnétique atteindrait sa valeur maximale pour $\beta_m = \pi/2p$

$$H\left(\frac{\pi}{2p}\right) = \frac{N_c}{2\pi} \frac{i_a}{2d} \frac{\pi}{2p\delta} = \frac{N_c}{8\delta} \frac{i_a}{pd} = \frac{N_s}{4\delta} \frac{i_a}{pd} \quad (4.2-5)$$

Si l'entrefer est variable (pôle saillant) et si le fer est réel, la forme du champ est plutôt celle indiquée à la (4.2-5). Il suffit de multiplier par μ_0 pour obtenir l'induction dans l'entrefer.

Les lignes d'induction de la réaction d'induit sont représentées à la (4.2-5) (extraite de [FITZ01]).

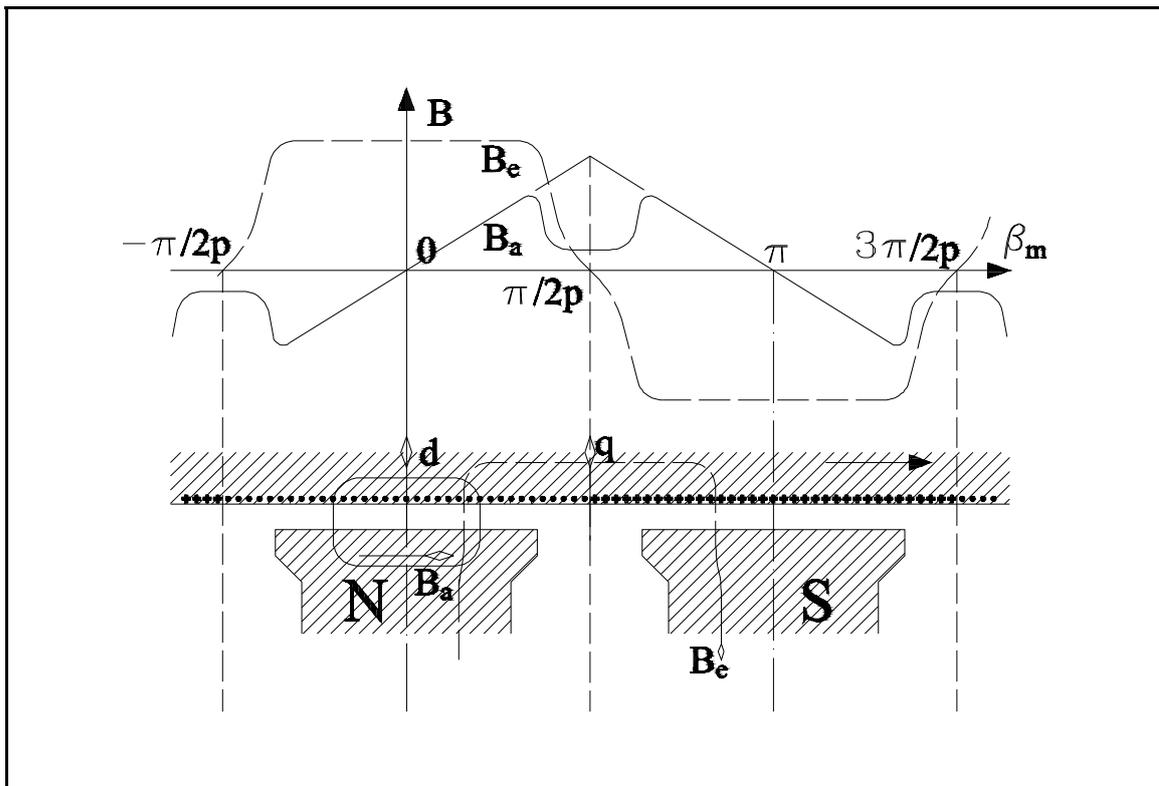


Figure 4.2-3

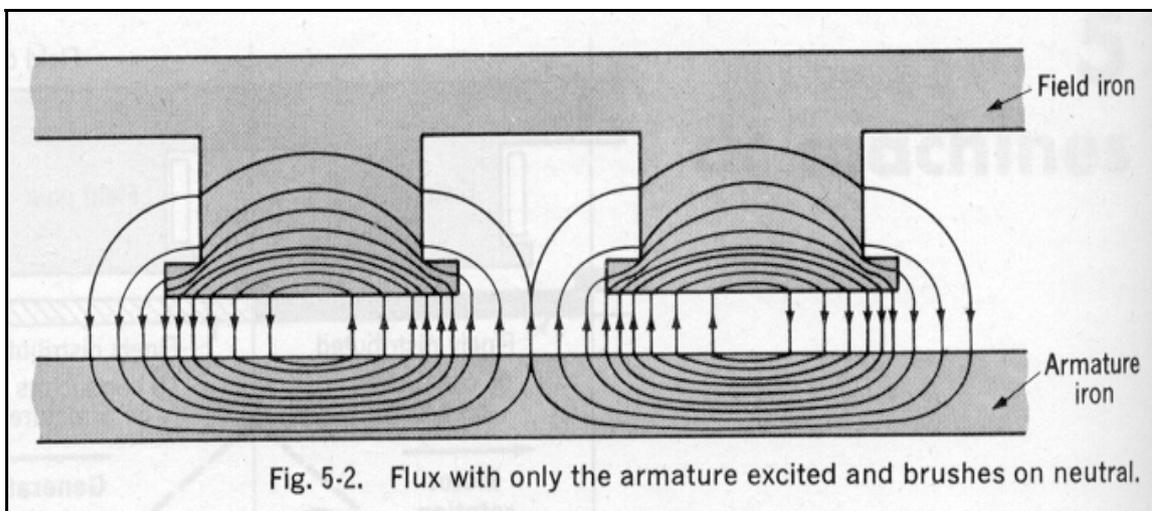


Figure 4.2-4

A courant d'armature constant, la réaction d'induit est **indépendante de la vitesse de rotation**. Elle est identique à celle que produirait une bobine fixe d'axe aligné sur l'axe neutre. L'axe de la réaction d'induit est **transversal (q)**. Cette constatation rejoint celle faite au paragraphe 4.1-1b-méthode des champs ($M=0$). La (4.2-5) montre que la réaction d'induit est positive (=dans le sens de l'axe q) pour une dynamo. On "devine" aisément qu'elle est négative pour un moteur.

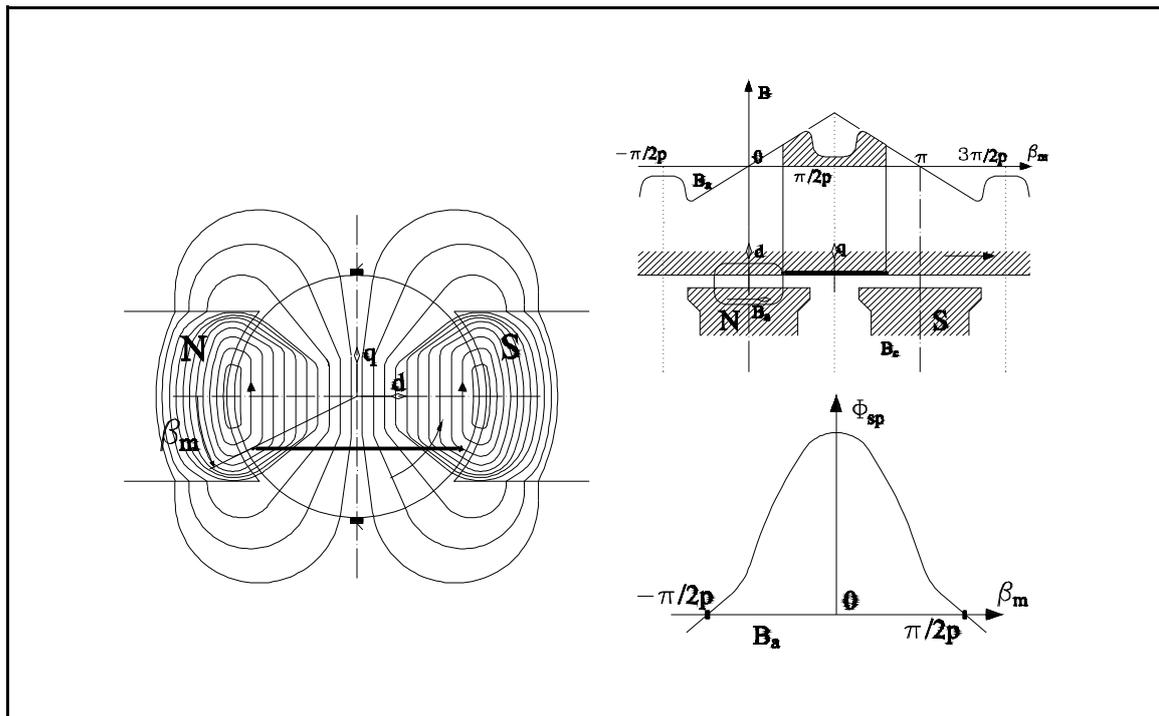


Figure 4.2-5

Pour calculer l'inductance L_a de la bobine rotorique pseudo-stationnaire, il suffit de considérer un enroulement fictif dont toutes les spires ont pour axe celui des balais (Figure 4.2-5 : le tracé des lignes d'induction n'a aucune prétention de réalisme). Le flux φ coupé par cette spire vaut l'intégrale de l'induction entre β_m et $\pi - \beta_m$. Par une nouvelle intégration de ce flux multiplié par la densité de conducteur entre $-\pi/2$ et $\pi/2$, on trouve le flux totalisé Ψ_a dont on déduit l'inductance $L_a = \Psi_a / i_a$. Ce calcul (mené en supposant $i_e = 0$) applique implicitement le principe de superposition et fait donc l'hypothèse que le circuit est linéaire. *Ce qui n'est pas le cas.* La valeur de l'inductance L_a est relativement faible puisque la réluctance du circuit magnétique d'axe transversal est élevée.

Pour la machine **GRAM01** :

$$L_a = 0,0025 \text{ (Hy)}$$

Remarque : les considérations du paragraphe précédent se rapportent au cas $p=d=1$. Elles s'étendent sans peine au cas où p et d sont différents de 1.

4.2.3. Le champ résultant

a. Sans saturation

Le principe de superposition est applicable. Dans une dynamo, la réaction d'induit est démagnétisante sous la corne polaire d'entrée et elle est magnétisante sous la corne polaire de sortie. La (4.2-6) montre comment obtenir l'induction B par la somme de l'induction due à l'inducteur B_e et à la réaction d'induit B_a .

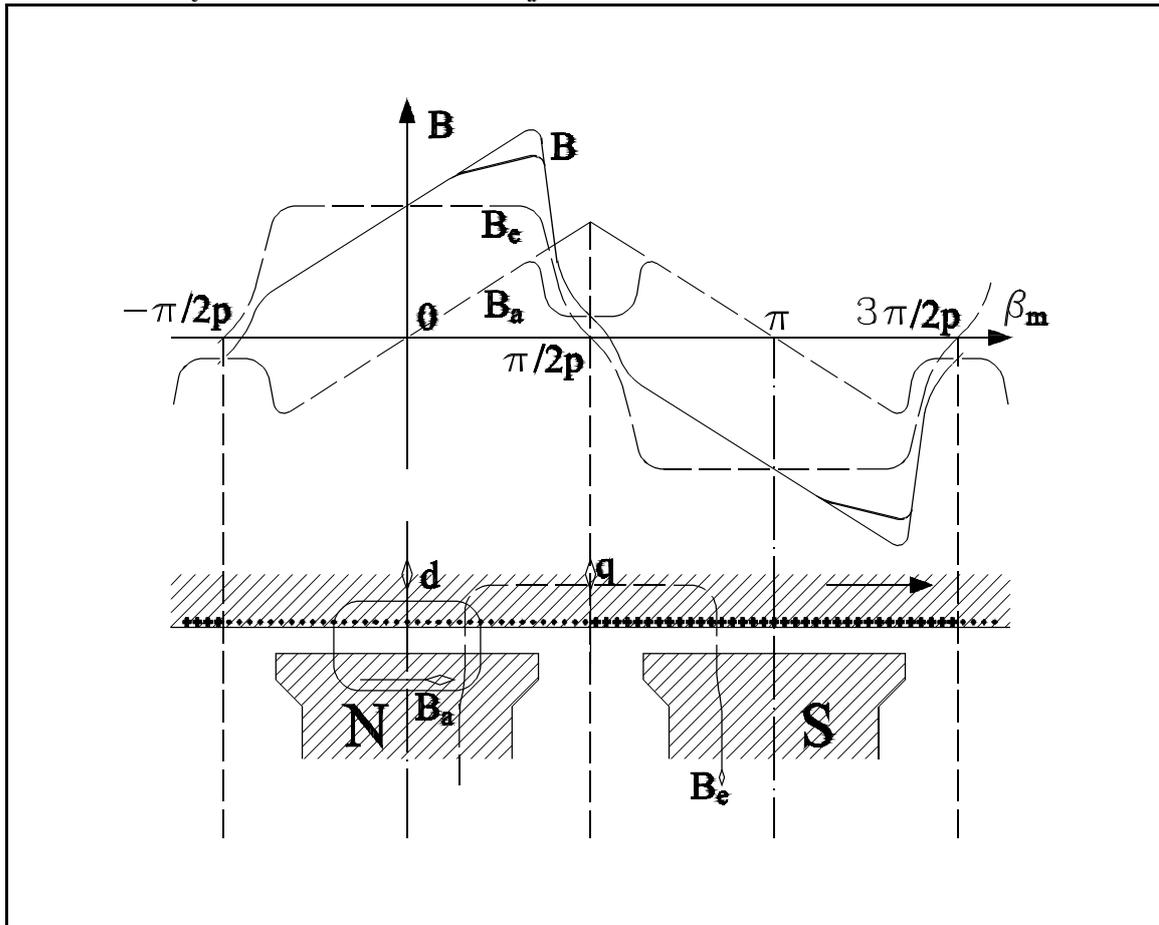


Figure 4.2-6

Il faut noter que :

- le flux par pôle n'a pas changé donc la f.e.m. en charge est la même qu'à vide.
- la ligne neutre ($B=0$) s'est déplacée (voir commutation)
- par endroit B a augmenté par rapport à sa valeur à vide. Donc la tension aux bornes de certaines spires a augmenté : il y a risque de claquage entre lames du collecteur. Comme règle pratique, on limite à $10V$ à $15V$ par bobine la tension à vide et on impose qu'en charge $|B_a| < |B_e|$ de manière à ne pas doubler la tension aux bornes des spires les plus sollicitées.

b. Avec saturation

L'induction en charge est inférieure à la somme des inductions dues à l'excitation et à la réaction d'induit. Le flux longitudinal en charge est inférieur à sa valeur à vide pour le même courant d'excitation, donc la f.e.m. engendrée est plus faible.

La réaction d'induit possède une composante longitudinale à cause de la saturation.

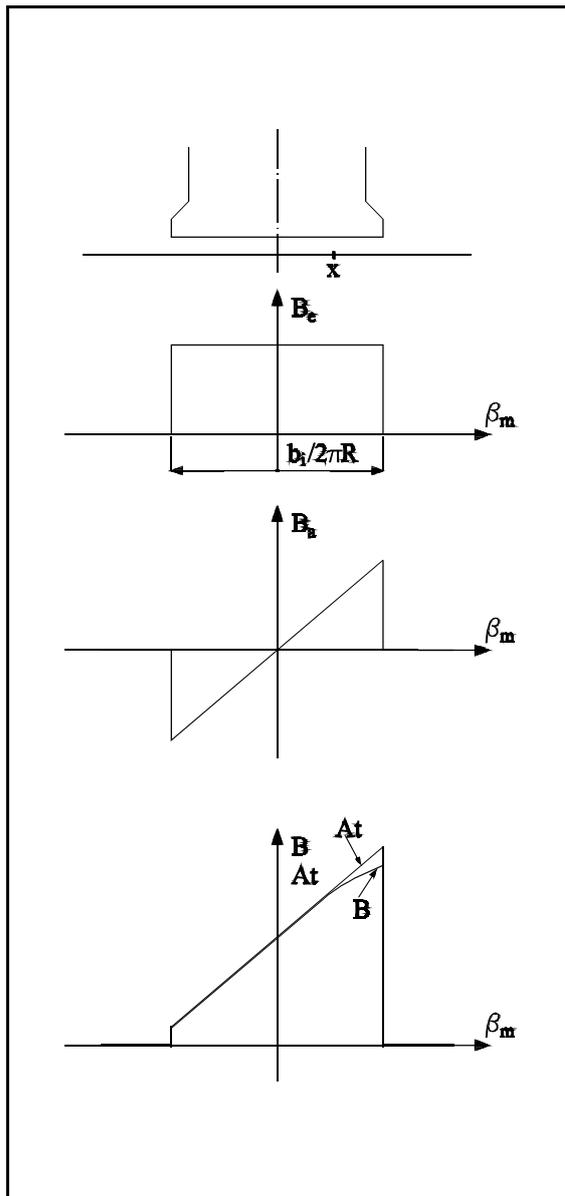


Figure 4.2-7

Les traditions de l'électrotechnique tiennent compte de cet effet démagnétisant de la manière suivante (Figure 4.2-6) :

Hypothèses :

- les lignes de force sont supposées radiales dans l'entrefer
- l'induction est supposée nulle en dehors de la largeur idéale d'un pôle.
- la démonstration est faite pour $p = d = 1$

A vide, sous le seul effet du courant d'excitation, les A.t. d'excitation $A.t_e = N_e i_e$ pour un pôle conduisent à une répartition de l'induction constante sous le pôle. Il en résulte que la tension engendrée dans une spire est nulle si les conducteurs constituant la spire ne sont pas situés sous ce pôle. Elle est constante et proportionnelle à B_e si les conducteurs constituant cette spire sont situés sous le pôle. La f.e.m. à vide est égale à la somme des tensions de spires. La courbe à vide qui lie e à $N_e i_e$ donne également à une constante près la f.e.m. engendrée dans une spire en fonction des A.t. d'entrefer.

Sous l'effet des courants d'induit, il s'ajoute aux A.t. d'excitation des A.t. de réaction d'induit variant linéairement entre la corne d'entrée et la corne de sortie de $-A$ à $+A$ avec

$$A = \frac{N_c}{2\pi} \frac{i_a}{2} \frac{b_i}{4\pi R} \quad (4.2-7)$$

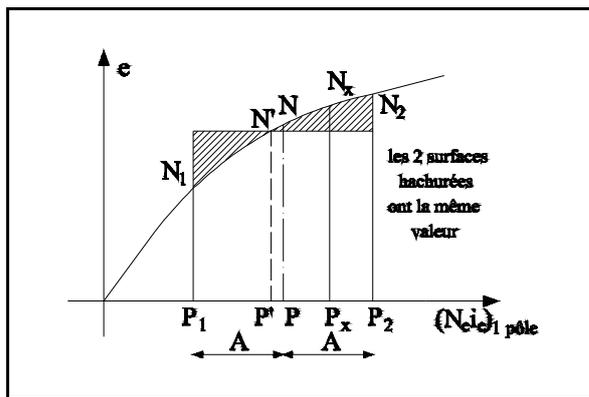


Figure 4.2-8

Les A.t. résultants varient linéairement de $N_e i_e - A$ à $N_e i_e + A$ (de OP_1 à OP_2 dans le diagramme de la (4.2-7)).

L'induction au point x de l'entrefer, donc la tension engendrée dans la spire correspondante, est proportionnelle à $P_x N_x$ si OP_x représente les A.t. en ce point. La f.e.m. totale est donc égale à la moyenne des segments $P_x N_x$ c'est-à-dire $P'N'$. La f.e.m. d'armature en charge est, pour le même courant d'excitation, inférieure à la f.e.m. à vide. On convient de tenir compte

de cet effet en soustrayant aux A.t. d'excitation OP des A.t. **démagnétisants** $P'P$ d'où on déduit $P'N' = e'$, la f.e.m. en charge. La f.e.m. en charge e' correspond à l'état magnétique résultant sur l'axe longitudinal. Le courant d'excitation i_e' résultant est celui qui, à vide, donnerait la f.e.m. e' . Il est fréquent de faire l'hypothèse **osée** que $P'P$ (que l'on appelle A.t. équivalent de réaction d'induit = $N_e i_{eri}$) est proportionnel au courant d'armature i_a .

4.2.4. Couple électromécanique - Couple extérieur

Par la loi de Laplace ($F = B l i$), on peut calculer la force exercée sur chaque conducteur et sommer à l'ensemble des conducteurs de la machine.

Il est plus simple d'utiliser le **principe de la conservation de puissance** : la somme de la puissance **appliquée** électriquement et de la puissance **appliquée** mécaniquement est nulle. Avec les conventions "récepteur" :

$$\begin{aligned} & \cdot \left[\underbrace{P_{\text{électrique}} - (P_{p\text{Joule}} + P_{p\text{magn}})}_{P_{\text{électromécanique}}} \right] + \left[P_{\text{mécan}} - P_{p\text{méca}} \right] = 0 \\ & \cdot \end{aligned} \quad (4.2-8)$$

Les pertes Joule P_{pJ} sont évidemment nulles si $i_a = 0$.

Les pertes magnétiques existent même si $i_a = 0$, elles sont dues à l'hystérèse et aux courants de Foucault dus aux variations de l'induction. Ces variations ont lieu essentiellement dans l'induit, mais également dans l'inducteur (denture).

Les pertes mécaniques $P_{p\text{méca}}$ sont dues au frottement des balais sur le collecteur, de l'arbre sur les paliers, de l'air sur le rotor, du ventilateur. Ces pertes sont fonction de la vitesse de rotation.

La puissance mécanique appliquée à un moteur est évidemment négative.

Le couple électromécanique, que la puissance électrique absorbée applique au rotor, est lié à **l'interaction des flux et courants**. Il se déduit aisément des expressions :

$$\begin{aligned}
 P_{em} &= C_{em} \Omega_r \\
 \text{et } P_{em} &= P_{\text{électrique}} - P_{pJ} \\
 &= v_a i_a - \Delta V_b i_a - R_a i_a^2 \\
 &= e i_a \quad \text{avec } e = K \Phi \Omega_r \\
 \text{donc } C_{em} &= K \Phi i_a = G i_e i_a
 \end{aligned}
 \tag{4.2-9}$$

Ce couple est bien positif pour un moteur ($i_a > 0$). Cette relation montre aussi la réversibilité de la machine à courant continu (dynamo et moteur).

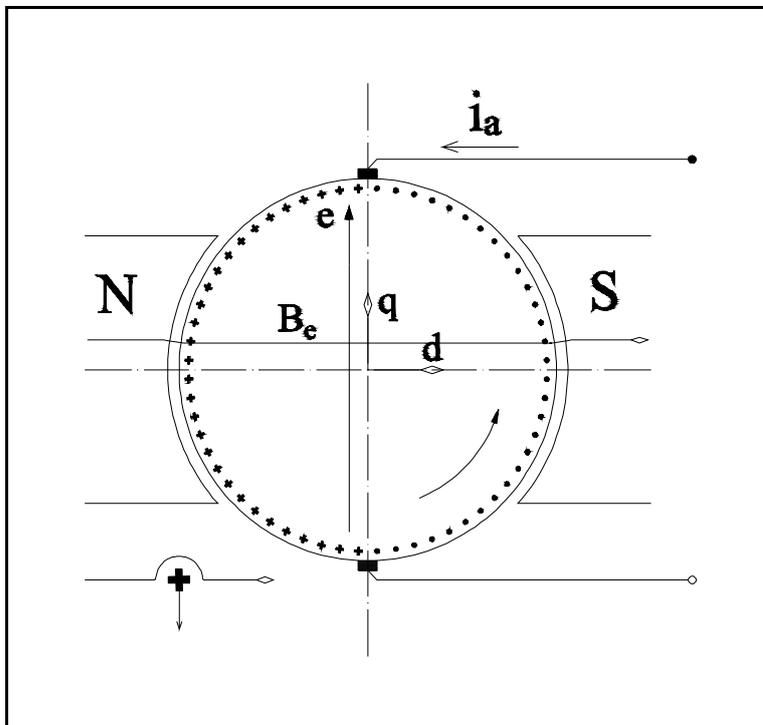


Figure 4.2-9

Considérons le fonctionnement en moteur ((4.2-9)). Les courants circulent en sens inverse des f.e.m. engendrées. A l'arrêt, les f.e.m. sont nulles, le courant n'est limité que par la résistance d'armature. Le couple moteur fait tourner le rotor dans le sens positif. La vitesse augmente, donc les f.e.m. croissent. Comme elles sont opposées aux courants, ceux-ci diminuent jusqu'à l'équilibre (voir plus loin).

La réaction d'induit change de signe par rapport à celle rencontrée lors de l'étude de la dynamo : elle est magnétisante sous la corne polaire d'entrée. On constate le même effet démagnétisant dû à la saturation.

4.2.5. Inconvénients de la réaction d'induit

La réaction d'induit :

- déplace la ligne neutre ($B = 0$) et rend ainsi la commutation difficile comme on le verra.
- augmente l'induction et fait courir le risque d'un claquage entre les lames du collecteur.
- est la cause de l'inductance du rotor qui s'oppose aux variations rapides du courant d'induit (et donc du couple).

On la combat, par exemple, en augmentant la réluctance du flux d'axe transversal sans modifier trop le flux principal (longitudinal) en ménageant une fente dans le pôle. L'action de l'armature peut être compensée par un enroulement d'axe transversal distribué dans des encoches situées sur les pièces polaires (Figure 4.2-21 et Figure 4.2-21). Ce procédé est radical mais coûteux et crée des pertes Joule supplémentaires. L'enroulement est parcouru par le courant i_a . Un choix judicieux du nombre de spires permet la compensation presque complète de la réaction d'induit sous un pôle.

4.2.6. La commutation

La commutation est l'ensemble des phénomènes accompagnant le renversement du sens du courant des conducteurs d'induit lorsqu'ils passent dans la zone où ils sont court-circuités par les balais appliqués sur le collecteur. Si des étincelles se produisent, il en résulte des dégâts au collecteur et un mauvais fonctionnement.

Causes mécaniques :

Exécution imparfaite du collecteur et des balais, forme elliptique du collecteur, bombement de certaines lames provoqué par l'échauffement ou par les forces centrifuges, équilibrage insuffisant statique et dynamique du collecteur, vibration des balais dans les portes-balais, mauvaise position du balai sur le collecteur, etc...

Causes électriques :

Le phénomène est théoriquement très compliqué et nous n'en donnerons ici qu'un aperçu qualitatif basé sur la théorie classique simplifiée de ARNOLD.

Hypothèses:

- parfait état mécanique des balais et du collecteur
- constance de la résistivité du contact balai-collecteur qui ne dépend ni de la densité du courant, ni de la surface de contact
- égalité de la largeur d'un balai et d'une lame

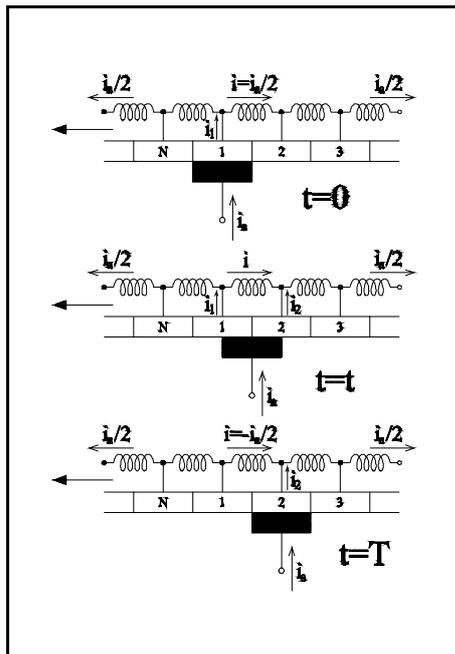


Figure 4.2-10

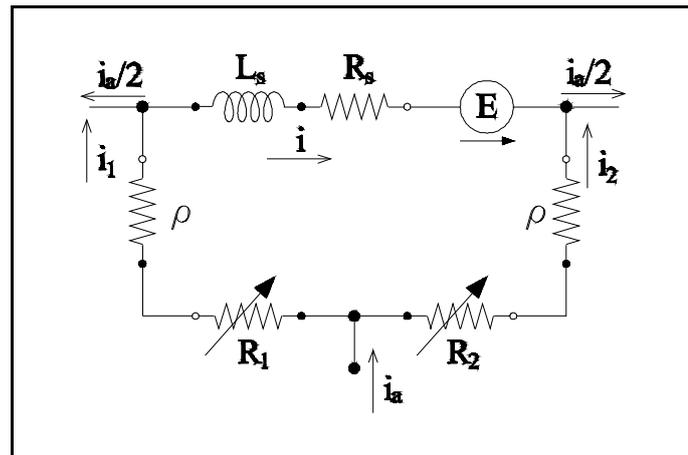


Figure 4.2-11

Considérons un enroulement imbriqué de pas total $y=1$ et trois instants successifs $t=0$, t , T (voir Figure 4.2-10)

Le courant doit changer de sens dans la bobine qui commute lorsqu'elle est court-circuitée par le balai : i doit passer de $+i_a/2$ à $-i_a/2$ en une durée T .

Un schéma équivalent de la bobine qui commute (elle porte le n° 2) est donné à la Figure 4.2-11.

R_1 et R_2 sont les résistances (**variables**) de contact du balai avec les lames 1 et 2.
 ρ est la résistance d'une lame + connexion
 R_s et L_s sont la résistance et l'inductance propre de la bobine qui commute

E est la f.e.m. engendrée dans la bobine par le flux total (excitation + réaction d'induit). Dans la zone où les bobines commutent, l'induction due à l'excitation est très faible : on peut donc ne tenir compte que du champ de réaction d'induit donc E à le **même sens que le courant** dans la bobine à l'instant $t=0$.

L'équation de la maille donne :

$$E = R_s i + L_s \frac{di}{dt} + \rho i_1 + R_1 i_1 - R_2 i_2 - \rho i_2$$

$$\text{avec : } i_1 = \frac{i_a}{2} + i$$

$$i_2 = \frac{i_a}{2} - i$$
(4.2-10)

$$\text{donc : } L_s \frac{di}{dt} + (R_s + 2\rho + (R_1 + R_2)) i = E + (R_2 - R_1) \frac{i_a}{2}$$

Les surfaces de contact lame/balai varient linéairement avec le temps :

$$S_1 = S_B \frac{T-t}{T} \quad \text{et} \quad S_2 = S_B \frac{t}{T} \quad (4.2-11)$$

avec S_B = surface maximale de contact.

D'après les hypothèses, les résistances variables ont comme expressions :

$$R_1 = R_B \frac{T}{T-t} \quad \text{et} \quad R_2 = R_B \frac{T}{t} \quad (4.2-12)$$

avec R_B = valeur minimale de la résistance de contact, obtenue lorsque le balai est exactement en face d'une lame

Lorsque le balai passe d'une lame à l'autre, la résistance R_1 va évoluer d'une valeur minimale, correspondant à un contact total, à une valeur infinie, l'inverse se produisant pour R_2 . Il est clair que pendant ce temps le courant i va s'inverser. Ce phénomène est décrit par l'équation (4.2-10) dans laquelle on tient compte de ce que :

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 &= R_B \frac{T^2}{t(T-t)} \\ R_2 - R_1 &= R_B \frac{T(T-2t)}{t(T-t)} \end{aligned} \quad (4.2-13)$$

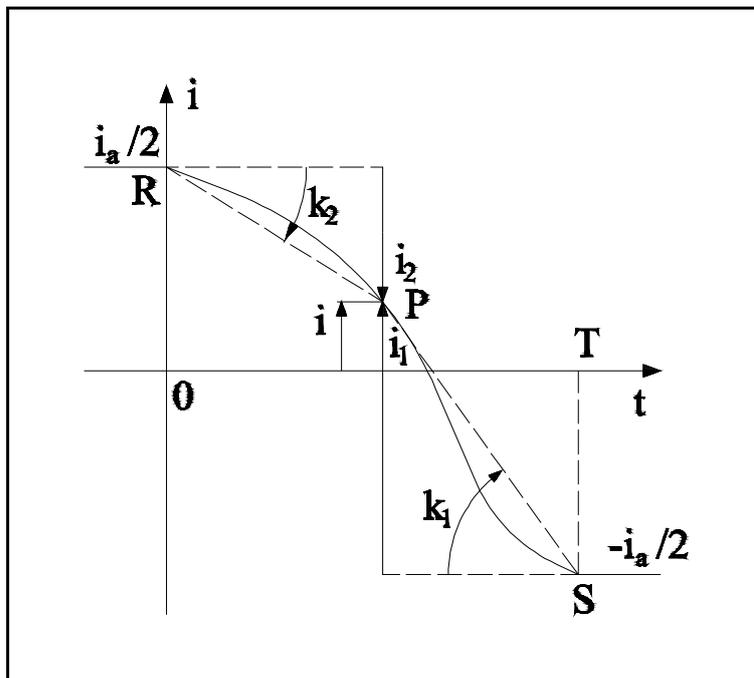


Figure 4.2-12

La Figure 4.2-12 illustre une variation arbitraire mais plausible des courants i , i_1 et i_2 .

La densité de courant sous le balai I vaut :

$$\frac{i_1}{S_1} = \frac{T}{S_B} \frac{i_1}{T-t} = \frac{T}{S_B} k_1(t) \quad (4.2-14)$$

avec $k_1(t)$ = pente du segment SP par rapport à l'horizontale.

Remarque : on démontre aisément que

$$\frac{i_2}{S_2} = \frac{T}{S_B} k_2(t) \quad (4.2-15)$$

1^{ère} hypothèse : L_s , R_s et ρ sont négligeables

La relation (4.2-10) devient alors :

$$i = \left(1 - \frac{2t}{T}\right) \frac{i_a}{2} + \frac{t(T-t)}{T^2} \frac{E}{R_B} \quad (4.2-16)$$

cas particulier : $E = 0$ donc

$$\begin{aligned} i_1 &= i_a \left(1 - \frac{t}{T}\right) \\ i_2 &= i_a \frac{t}{T} \end{aligned} \quad (4.2-17)$$

Les deux courants varient *linéairement* (courbe en pointillé de la Figure 4.2-13)

La densité du courant dans le contact balai/collecteur vaut :

$$\begin{aligned} \frac{i_1}{S_1} &= \frac{i_a}{S_B} \\ \frac{i_2}{S_2} &= \frac{i_a}{S_B} \end{aligned} \quad (4.2-18)$$

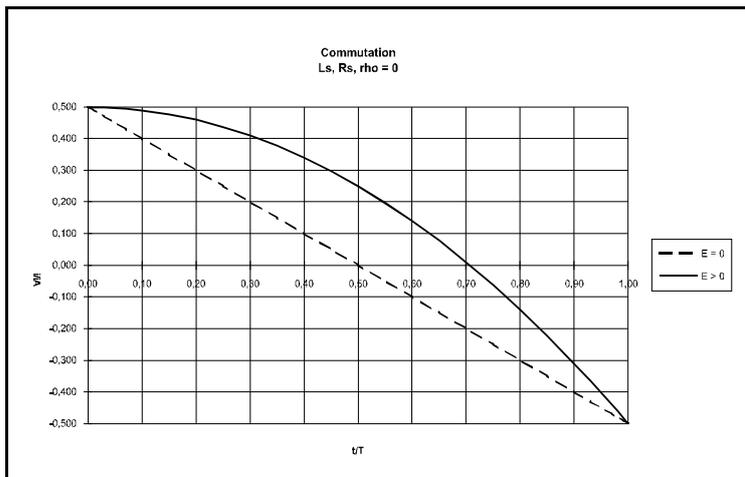


Figure 4.2-13

Ces deux valeurs sont égales et constantes tout au long de la commutation. Il n'y a pas d'échauffement particulier.

A l'instant T , la dérivée des i_1 , i_2 et i subit une discontinuité. Dans des circuits inductifs, c'est la cause d'une surtension, donc d'un risque de claquage. Le courant i_1 s'annule à l'instant T . Si la surtension est trop importante, un contournement de l'isolation

entre deux lames de collecteurs peut se produire. Pour éviter cela, il faut maintenir la discontinuité angulaire, donc la densité de courant, inférieure à une valeur limite.

Cas général : $E \neq 0$

On obtient la courbe en *trait plein* de la Figure 4.2-13.

La densité de courant sous le balai I a tendance à augmenter à la fin de la commutation, ce qui provoque l'échauffement du contact. A l'instant T , $k_I(T)$ est la pente de la tangente à la courbe à cet instant. La Figure 4.2-13 permet de constater l'effet **défavorable** de la f.e.m. engendrée.

2^{ème} hypothèse : L_s est négligeable

cas particulier : $E = 0$

$$i = \frac{i_a}{2} \frac{1 - \frac{2t}{T}}{1 + K \frac{t}{T} \left(1 - \frac{t}{T}\right)} \quad (4.2-19)$$

$$\text{avec } K = \frac{R_s + 2\rho}{R_B}$$

La formule (4.2-14) reste valable. La Figure 4.2-14 montre l'effet défavorable d'une valeur élevée de K . Il faut donc diminuer R_s et ρ et augmenter R_B par exemple en utilisant des balais en carbone.

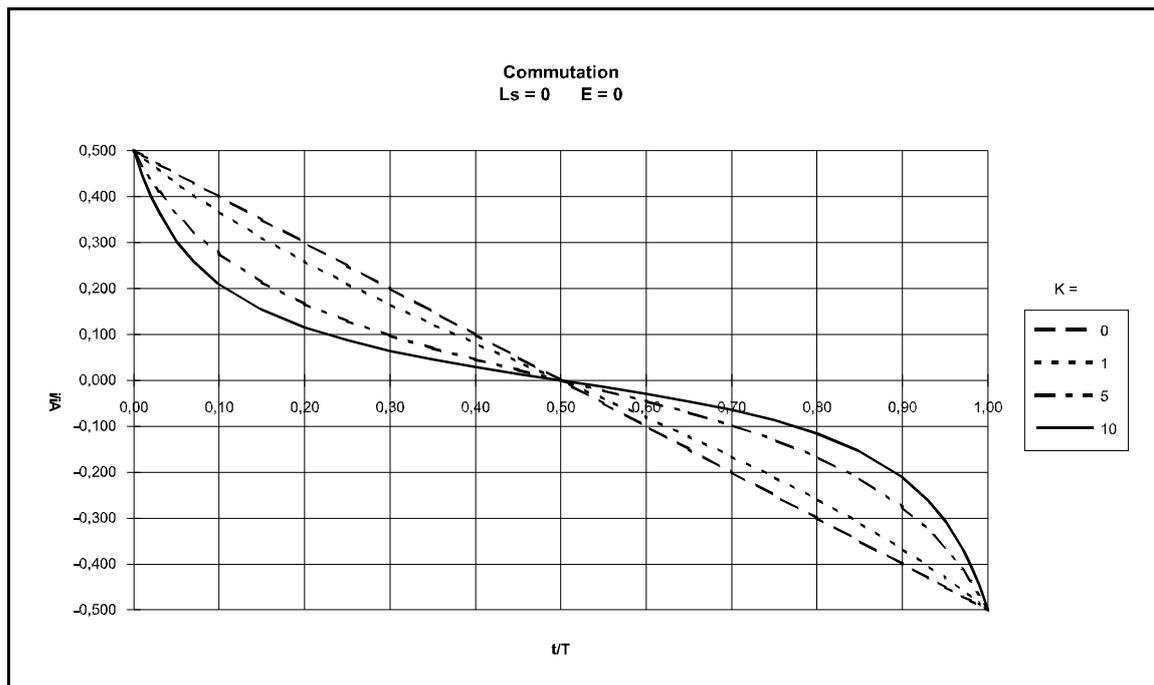


Figure 4.2-14

cas général : $E \neq 0$

$k_f(T)$ atteint des valeurs encore plus élevées. Ce qui augmente encore les risques de claquage (Figure 4.2-15).

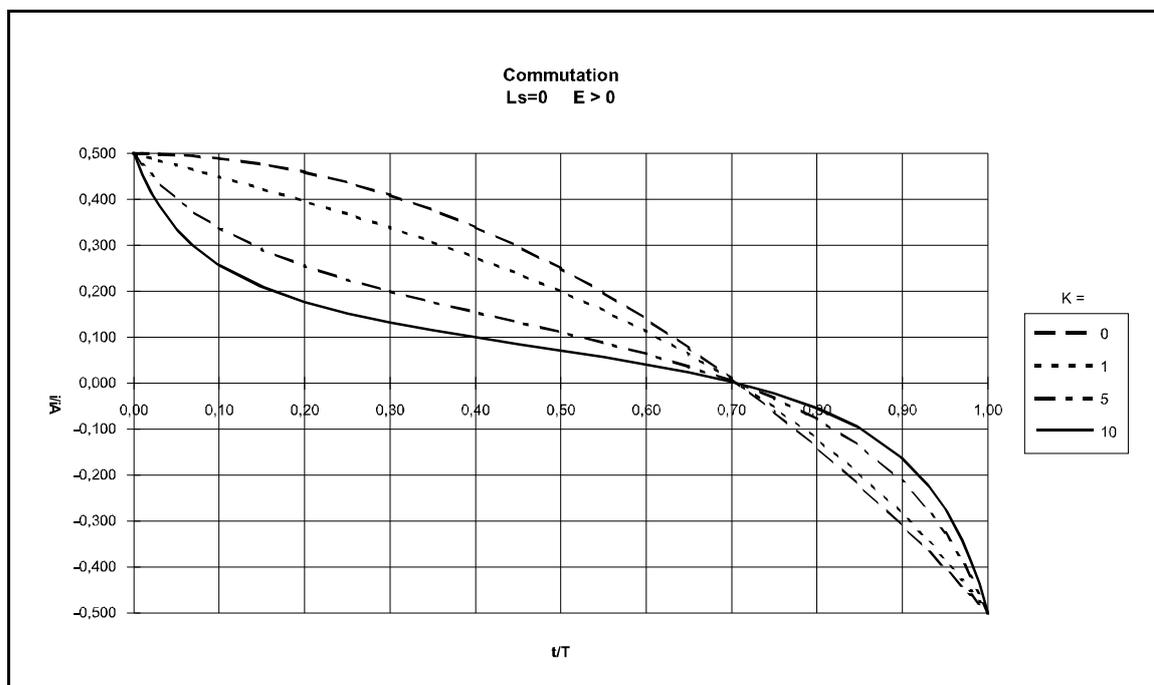


Figure 4.2-15

3^{ème} hypothèse : L_s n'est pas négligeable

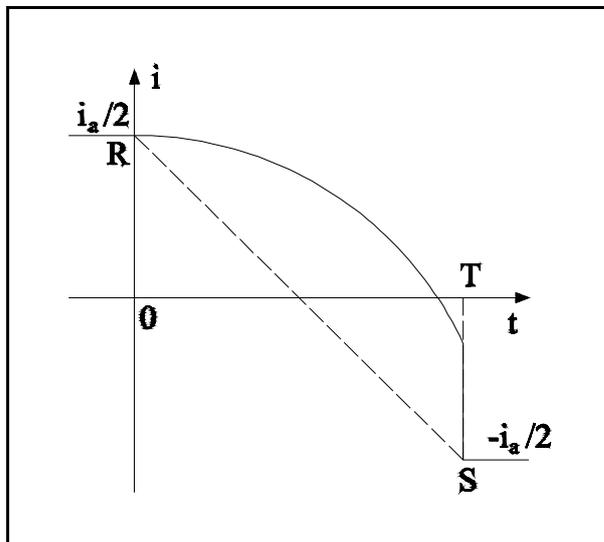


Figure 4.2-16

L'inductance s'oppose à la variation du courant. A l'instant T , il se produira une variation brusque du courant (et plus uniquement de sa dérivée) donc une surtension très élevée et la rupture de l'isolation que l'on appelle **flash au collecteur**. Pour diminuer L_s , il est préférable d'utiliser des encoches ouvertes plutôt que des encoches fermées.

Remède :

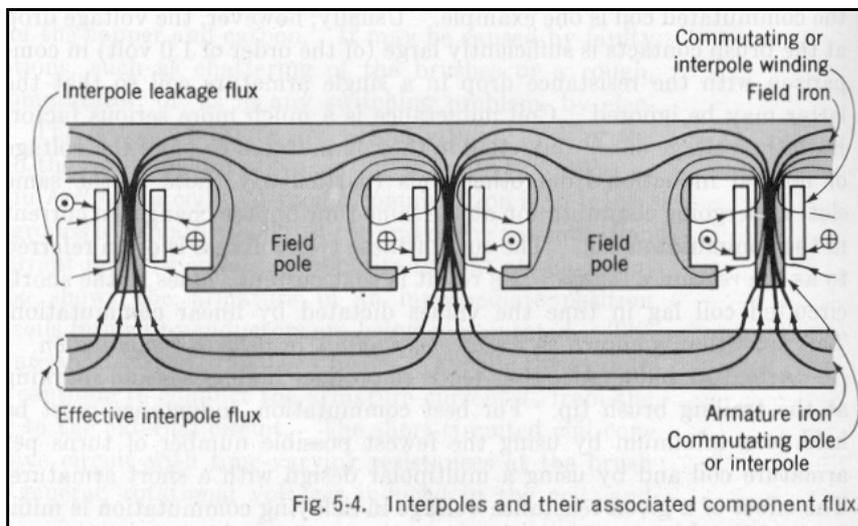


Figure 4.2-17

Le remède consiste à créer une f.e.m. opposée à E , donc favorable à la variation du courant de sorte que la variation du courant en fin de commutation soit fortement réduite, voire annulée. Ceci s'obtient grâce à un flux d'axe neutre (= transversal) dont le sens est opposé à la réaction d'induit. Ce

flux est créé par de petits pôles auxiliaires étroits dont l'axe coïncide avec l'axe neutre, porteur d'un enroulement dit de commutation parcouru par un courant de sens convenable et égal à i_a (pq?)¹(Figure 4.2-16, extraite de [FITZ01]). La présence des pôles de commutation augmente l'inductance d'induit L_a .

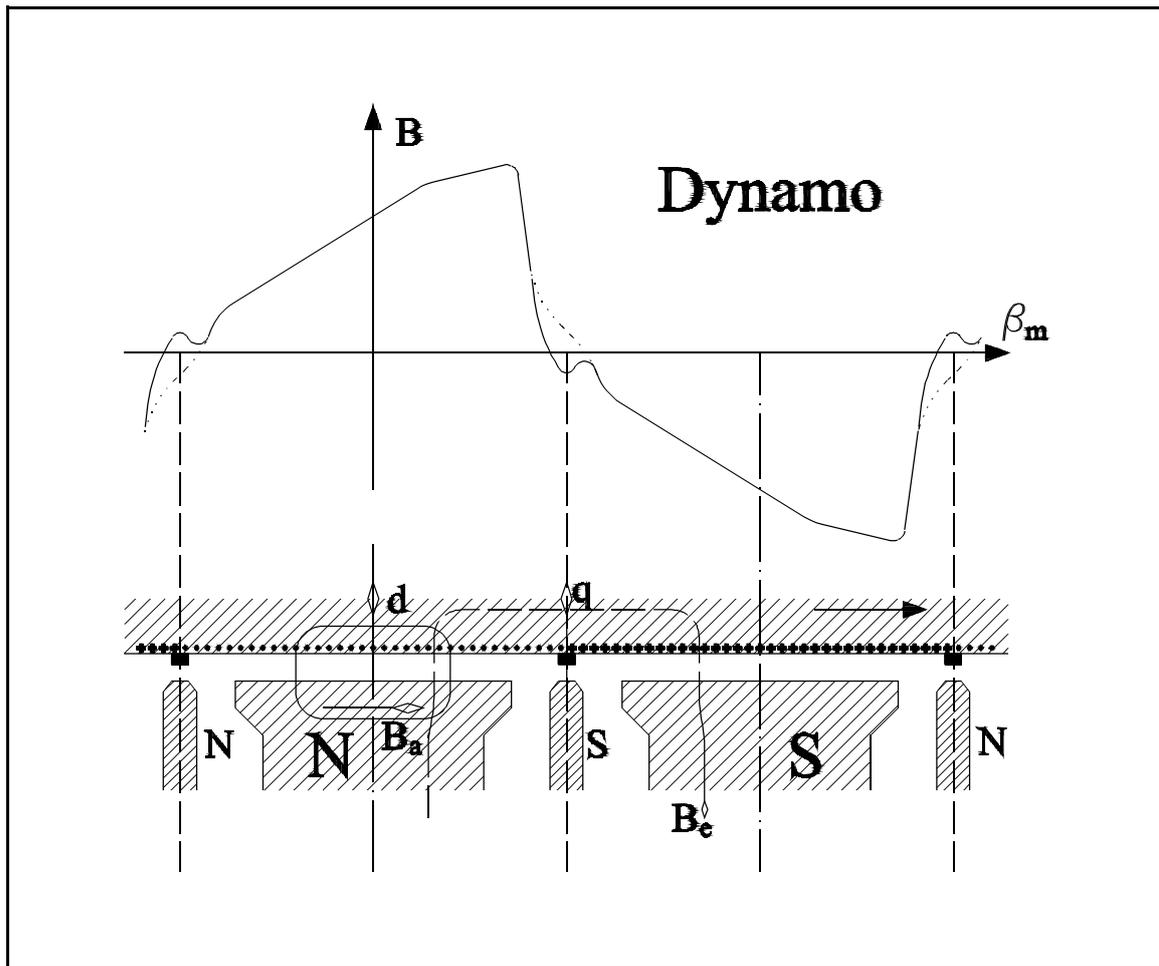


Figure 4.2-18

Dans une génératrice, les pôles créés sont toujours du signe du pôle qui les suit immédiatement dans le sens de rotation de la machine (Figure 4.2-18). Le contraire pour un moteur (Figure 4.2-18). Ceci est réalisé automatiquement par l'inversion du sens du courant.

On peut calculer $E' = E - E_{\text{pôles commutation}}$ pour que $k_f(T)$ soit nul à l'instant T de manière à obtenir une coupure parfaite.

Si la 1^{ère} hypothèse est applicable, la relation montre qu'il suffit que :

$$E' = -R_B i_a \quad (4.2-20)$$

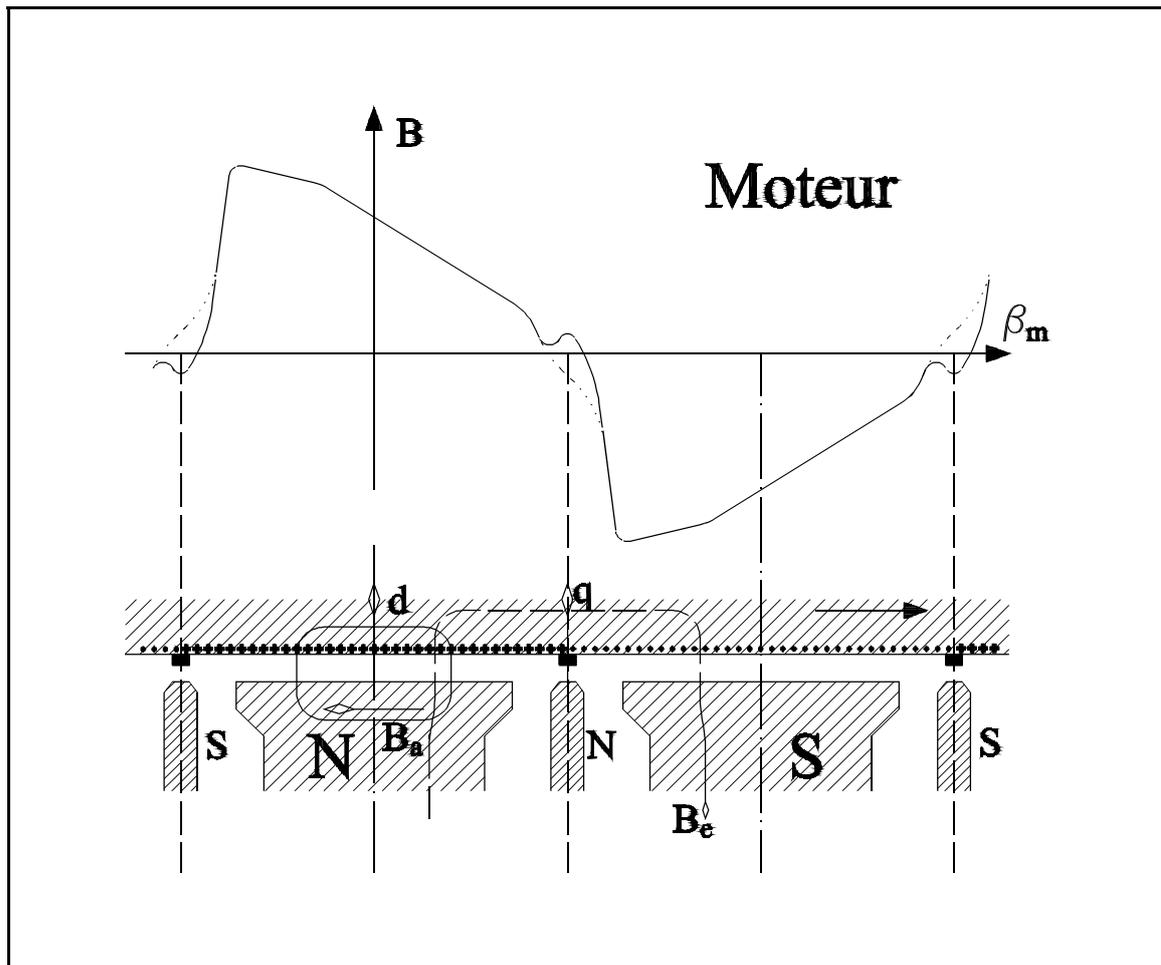


Figure 4.2-19

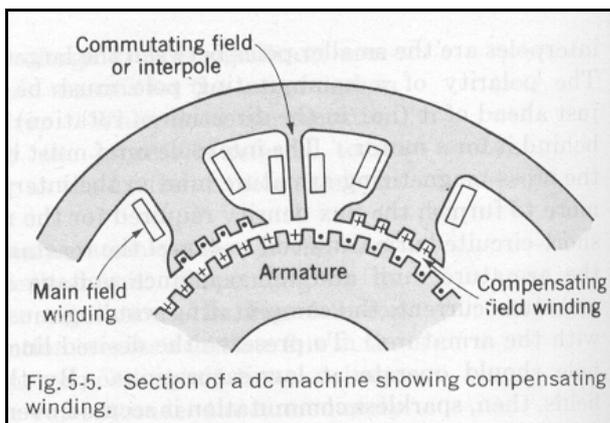


Figure 4.2-21

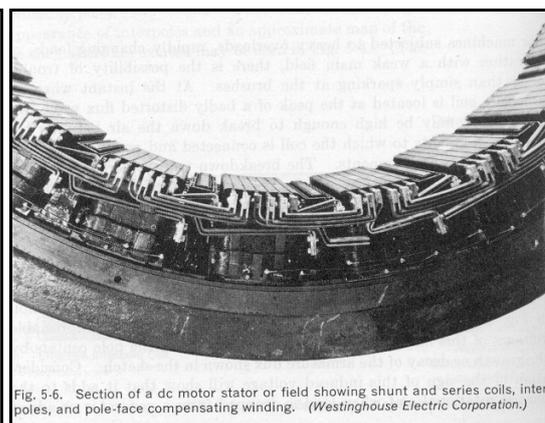


Figure 4.2-20

La Figure 4.2-21 et la Figure 4.2-21 (extraites de [FITZ01]) montrent une section de machine à courant continu comportant des pôles de commutation et un enroulement de compensation.

4.2.7. Méthode des circuits

Pour chacun des enroulements e et a , l'équation électrique s'écrit simplement :

$$\begin{aligned} v_e &= R_e i_e + D\Psi_e \\ v_a &= R_a i_a + D\Psi_a \end{aligned} \quad (4.2-21)$$

L'analyse détaillée faite par la méthode des champs montre qu'un couplage s'introduit entre les deux enroulements qui sont pourtant physiquement perpendiculaires.

Reprenons les mêmes hypothèses et les mêmes notations qu'au paragraphe 4.1.1.

a. Enroulement d'excitation

$$\Psi_e = \Psi_e(i_e, i_a) \quad (4.2-22)$$

Le flux coupé par l'enroulement d'excitation (longitudinal) est influencé par le courant d'armature (transversal). Il suffit pour s'en convaincre de reprendre le raisonnement du paragraphe 4.2.3. en ajoutant le flux de dispersion.

$$\begin{aligned} D\Psi_e &= \frac{\partial \Psi_e}{\partial i_e} Di_e + \frac{\partial \Psi_e}{\partial i_a} Di_a \\ &= L'_e Di_e + M' Di_a \end{aligned} \quad (4.2-23)$$

avec $L'_e(i_e, i_a)$ = valeur locale de l'inductance propre du circuit e

$M'(i_e, i_a)$ = valeur locale de l'inductance mutuelle entre les circuits e et a . Elle est nulle pour un circuit linéaire. Pour un sens de rotation donné, elle est négative en fonctionnement moteur et positive en fonctionnement dynamo puisque, dans les deux cas, une augmentation en valeur absolue de courant i_a amène une diminution du flux.

b. Enroulement d'armature

$$\Psi_a = \Psi_a(\beta_m, i_e, i_a) \quad (4.2-24)$$

Le flux coupé par l'enroulement d'induit (transversal) dépend non seulement de β_m et de i_e comme à vide mais également du courant d'armature i_a .

$$\begin{aligned}
 D\Psi_a &= \frac{\partial\Psi_a}{\partial i_a} Di_a + \frac{\partial\Psi_a}{\partial i_e} Di_e + \frac{\partial\Psi_a}{\partial \beta_m} D\beta_m \\
 &= L'_a Di_a + M' Di_e + G' i_e \Omega_r
 \end{aligned}
 \tag{4.2-25}$$

avec $L'_a(i_e, i_a) =$ valeur locale de l'inductance propre du circuit a pour $\beta = \pi/2$

$G'(i_e, i_a) = G(i_e')$ où i_e' a été défini au paragraphe 4.2.3.

c. Conclusions

La principale difficulté rencontrée dans l'étude de la machine à courant continu réside dans la détermination par mesure ou calcul des paramètres L'_a , L'_e , M' et G' qui sont des fonctions non linéaires de i_e et i_a .

Par la suite, nous ne considérerons plus les effets de la saturation que pour l'état de régime (pour lequel toutes les dérivées par rapport au temps sont nulles). Pour l'étude des transitoires, nous supposerons le système magnétique linéaire, donc :

$$L'_a = L_a = \text{constante}$$

$$L'_e = L_e = \text{constante}$$

$$M' = 0$$

$$G' = G = \text{constante.}$$

Le lecteur intéressé par un traitement plus complet pourra consulter l'ouvrage de JONES [JON01] cité en bibliographie.

4.3. ETUDE DE LA DYNAMIQUE DES MACHINES

4.3.1. Modèles mathématiques - schémas équivalents

Les développements des paragraphes précédents peuvent être synthétisés sous la forme d'un modèle de la machine à courant continu. Nous utiliserons les conventions "moteurs". Le modèle magnétique est supposé linéaire et les pertes tant magnétiques que mécaniques, sont incorporées dans le couple résistant.

Le schéma électrique équivalent de la machine est donné à la Figure 4.3-1.

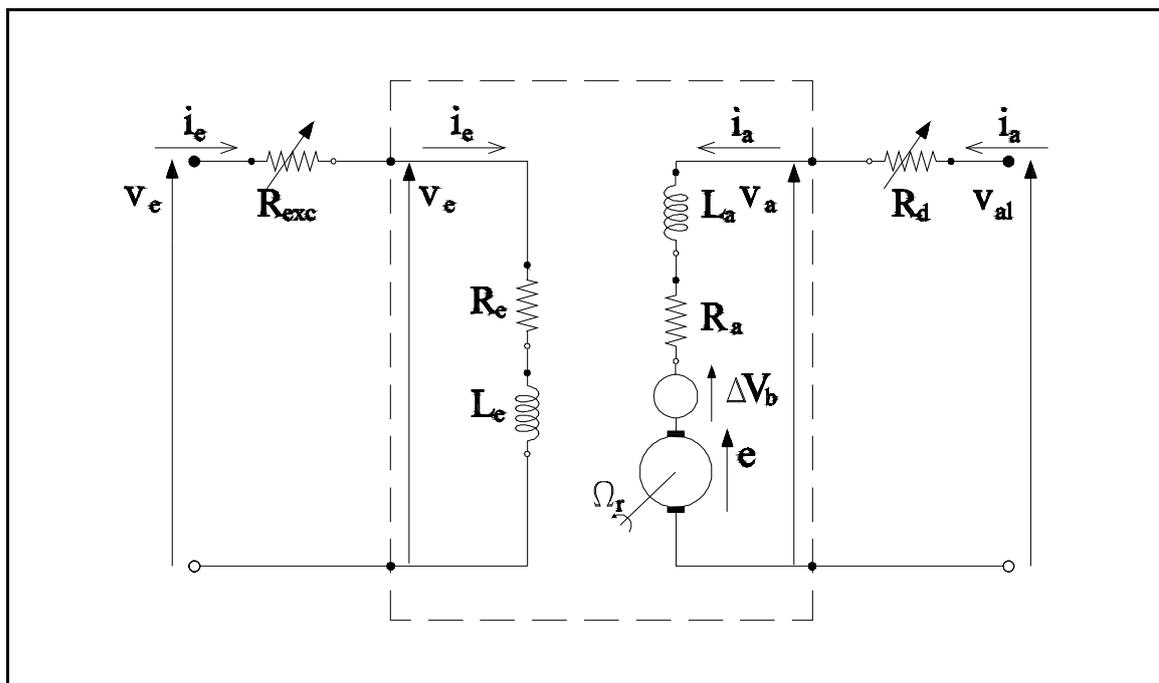


Figure 4.3-1

Les éléments de ce schéma sont :

R_e : Résistance du circuit inducteur

L_e : Inductance du circuit inducteur

R_a : Résistance du circuit d'induit

$\Delta V_b \text{ sign}(i_a)$: Chute de tension du contact balais-collecteur

L_a : Inductance du circuit d'induit

e : La force électromotrice engendrée = $G i_e \Omega_r$

Ω_r : La vitesse de rotation

Si on envisage l'étude en moteur, on peut ajouter à ce schéma les éléments extérieurs suivants

R_{exc} : Rhéostat d'excitation servant à régler le courant d'excitation i_e pour une tension d'excitation v_x donnée

R_d : Rhéostat de démarrage servant à limiter le courant à la mise sous tension v_{al} : à vitesse nulle, $e = 0$ et le courant est seulement limité par R_a et L_a qui sont de faible valeur

Les circuits d'induit et d'excitation sont alimentés respectivement par les tensions v_{al} et v_x qui sont des tensions continues éventuellement variables, ce sont alors des variables de commande.

Les équations régissant ce modèle ont été vues précédemment.

$$\begin{aligned} v_x &= (R_e + R_{exc}) i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \\ v_{al} &= e + \Delta V_b \text{sign}(i_a) + (R_a + R_d) i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \\ e &= K \varphi \Omega_r = G i_e \Omega_r \end{aligned} \quad (4.3-1)$$

Il y a lieu d'ajouter l'équation du mouvement :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_{em} + C_r \\ \text{avec } C_{em} &= K \varphi i_a = G i_e i_a \\ \text{et } -C_r &= -C + C_{p \text{ méca}} + C_{p \text{ magn}} \end{aligned} \quad (4.3-2)$$

où J est le moment d'inertie de l'ensemble moteur + charge.
 C_{em} est le couple électromécanique **appliqué** par le moteur à l'arbre.
 C_r est le couple résistant y compris les pertes mécaniques et magnétiques **appliqué** par la charge à l'arbre. Il a donc normalement en fonctionnement moteur une valeur négative.
 C est le couple mécanique net **appliqué** par la charge à l'arbre. Il a également normalement une valeur négative.
 $-C_r = -C + C_{p \text{ méca}} + C_{p \text{ magn}}$.
 Cette dernière relation est mise sous cette forme pour rappeler les signes usuels de C et C_r . Nous supposons que C_r est une fonction non-linéaire de la vitesse Ω_r . En réalité, les pertes magnétiques dépendent également de l'induction mais cet effet sera négligé.

Sous la forme d'un système canonique d'équations différentielles, le modèle mathématique s'écrit en utilisant les trois variables d'état i_e , i_a et Ω_r :

4.3.2. Utilisation en dynamo

Ce schéma est applicable en utilisation en dynamo en considérant

$$v_{at} = 0$$

R_d éventuellement remplacé par une impédance de charge constituée d'une résistance R_u et d'une inductance L_u en série

$$i_u = i_{charge} = -i_a$$

Par hypothèse, la vitesse est supposée maintenue constante par un moteur d'entraînement (ce qui correspond à l'utilisation habituelle et présente l'avantage mathématique de linéariser complètement le système)

Toutes les variables considérées sont supposées nulles avant l'instant $t=0$.

a. enclenchement de l'excitation d'une génératrice à vide

$$I_e(p) = \frac{1}{R_e + L_e p} V_e(p) \quad (4.3-5)$$

Comme $v_e(t)$ est un échelon d'amplitude V_e à l'instant $t=0$, il vient :

$$V_e(p) = \frac{V_e}{p} \quad (4.3-6)$$

donc

$$i_e(t) = \frac{V_e}{R_e} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}\right) \quad (4.3-7)$$

avec $T_e = L_e/R_e = \text{constante de temps du circuit d'excitation} (\approx 1 \text{ s})$

$e(t)$ a la même allure que $i_e(t)$ puisque $e(t) = G \Omega_r i_e(t)$

b. Enclenchement de l'excitation d'une génératrice en charge

Les expressions de $I_e(p)$ et de $i_e(t)$ sont identiques aux précédentes.

Le courant dans la charge vaut (en négligeant ΔV_b) :

$$\begin{aligned}
 I_u(p) = -I_a(p) &= \frac{E(p)}{(R_u + R_a) + (L_u + L_a) p} \\
 &= \frac{G I_e(p) \Omega_r}{(R_u + R_a) + (L_u + L_a) p} \\
 &= \frac{G V_e \Omega_r}{R_e (R_u + R_a)} \frac{1}{p (1 + p T_e) (1 + p T_u)}
 \end{aligned} \tag{4.3-8}$$

avec $T_u = (L_u + L_a)/(R_u + R_a)$

= constante de temps combinée de la charge et de l'induit dont la valeur est en général inférieure à celle de T_e

La transformation inverse donne :

$$i_u(t) = -i_a(t) = \frac{G V_e \Omega_r}{R_e (R_u + R_a)} \left(1 - \frac{T_e}{T_e - T_u} e^{-\frac{t}{T_e}} + \frac{T_u}{T_e - T_u} e^{-\frac{t}{T_u}} \right) \tag{4.3-9}$$

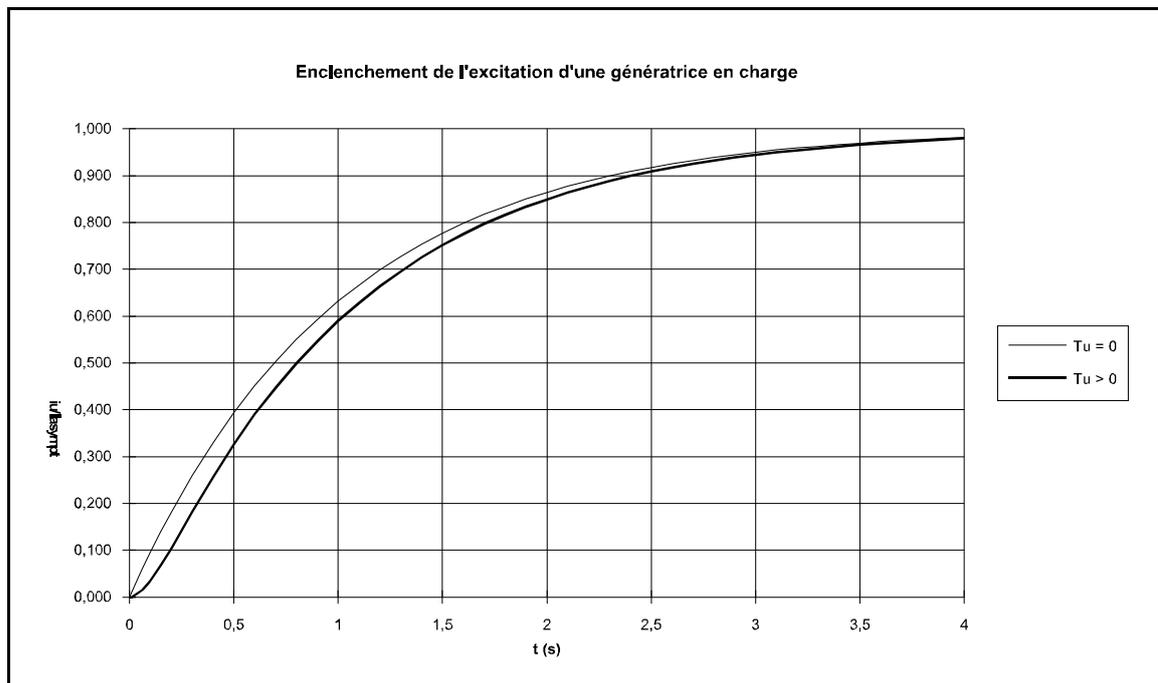


Figure 4.3-3

La Figure 4.3-3 indique la variation du courant dans la charge pour $T_u=0$ et $T_u \neq 0$. Elle est tracée pour $T_e=1$ s et $T_u=0,1$ s.

4.3.3. Utilisation en moteur

a. Calculs

Nous supposons que :

- le courant d'excitation est constant

- le couple résistant peut se mettre sous la forme : $-C_r = A + B \Omega_r$

Grâce à ces hypothèses, le système complet est linéaire.

Toutes les variables considérées sont supposées nulles avant l'instant $t=0$.

Il vient (en supposant que I_a reste positif) :

$$V_a(p) = E(p) + \Delta V_b + \left((R_a + R_d) i_a + L_a p \right) I_a(p) \quad (4.3-10)$$

donc :

$$I_a(p) = \frac{V_a(p) - \Delta V_b - E(p)}{R_a + R_d} \frac{1}{1 + p T_a} \quad (4.3-11)$$

en posant $T_a = L_a / (R_a + R_d)$ et $E(p) = G I_e \Omega_r(p)$

Comme

$$\begin{aligned} J p \Omega_r(p) &= C_{em} + C_r \\ &= G I_e I_a(p) - B \Omega_r(p) - \frac{A}{p} \end{aligned} \quad (4.3-12)$$

il vient :

$$\Omega_r(p) = \frac{G I_e I_a(p) - \frac{A}{p}}{B (1 + p T_m)} \quad (4.3-13)$$

en posant $T_m = J/B$
 = constante de temps mécanique (fonction du coefficient B du moteur mais aussi de la charge)

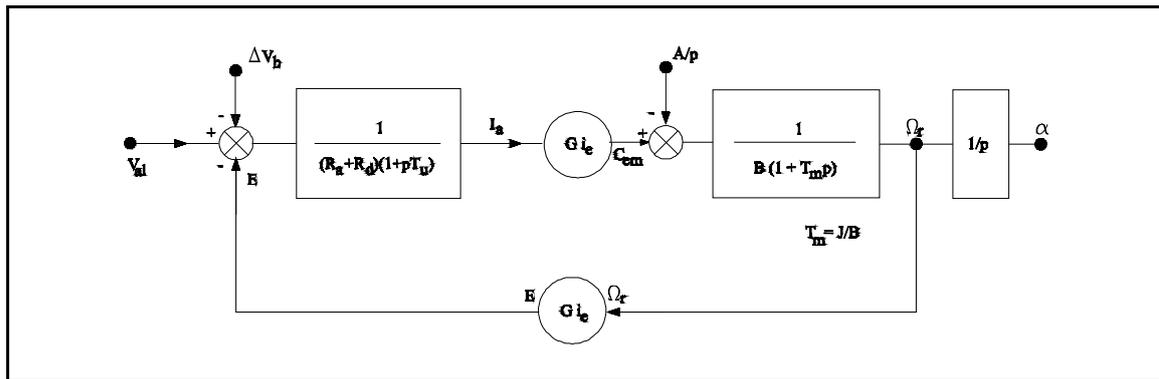


Figure 4.3-4

Le schéma bloc est présenté à la Figure 4.3-4.

La boucle de rétroaction (interne) par la vitesse apparaît clairement. Le moteur prend une vitesse telle que la f.e.m. engendrée soit pratiquement égale à la tension d'alimentation.

On définit la *tension d'alimentation effective* :

$$V'_{al} = V_{al} - \Delta V_b \quad (4.3-14)$$

La fonction de transfert s'écrit :

$$\Omega_r(p) = \frac{G I_e V'_{al}(p) + \frac{A}{p} (R_a + R_d) (1 + p T_a)}{G I_e + (R_a + R_d) B (1 + p T_a) (1 + p T_m)} \quad (4.3-15)$$

que l'on pose égale à :

$$\Omega_r(p) = \frac{G I_e V'_{al}(p) + \frac{A}{p} (R_a + R_d) (1 + p T_a)}{(G I_e + (R_a + R_d) B) (1 + p T_1) (1 + p T_2)} \quad (4.3-16)$$

avec

$$\begin{aligned} (T_1 + T_2) (G I_e + (R_a + R_d) B) &= B (R_a + R_d) (T_a + T_b) \\ T_1 * T_2 (G I_e + (R_a + R_d) B) &= B (R_a + R_d) (T_a * T_b) \end{aligned} \quad (4.3-17)$$

Si $T_a \ll T_m$ ce qui est pratiquement toujours le cas, les valeurs de T_1 et T_2 sont respectivement égales à :

$$\begin{aligned}
T_1 &\approx T_a = \frac{L_a}{R_a + R_d} \\
T_2 &\approx T_m \frac{B (R_a + R_d)}{G I_e + B (R_a + R_d)} \approx T_m \frac{B (R_a + R_d)}{G I_e} \\
&\approx \frac{J (R_a + R_d)}{G I_e}
\end{aligned} \tag{4.3-18}$$

T_2 est une constante de temps mixte électromécanique. Bien qu'inférieure à T_m , elle est toujours supérieure à T_a , de sorte qu'en général, on effectue les calculs en supposant $T_a=0$ et on corrige ensuite la courbe obtenue pour I_a par une exponentielle décroissante de constante de temps T_a .

La relation (4.3-16) donne la fonction de transfert entre d'une part la vitesse et la tension d'alimentation (qui est une grandeur de commande) et, d'autre part, entre la vitesse et le couple résistant A (qui est une perturbation).

Exemple : Mise sous tension d'un moteur préalablement excité

$$V'_{al}(p) = \frac{V'_{al}}{p} \tag{4.3-19}$$

Il vient

$$\begin{aligned}
\Omega_r(t) &= \frac{G I_e V'_{al}}{G I_e + B (R_a + R_d)} \left(1 + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_2}} \right) \\
&- \frac{A (R_a + R_d)}{G I_e + B (R_a + R_d)} \left(1 + \frac{T_1 - T_a}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2 - T_a}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_2}} \right)
\end{aligned} \tag{4.3-20}$$

Si nous supposons : $T_a = T_1 = 0$, la relation (4.3-20) se simplifie :

$$\Omega_r(t) = \frac{G I_e V'_{al} - A (R_a + R_d)}{G I_e + B (R_a + R_d)} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_2}} \right) \tag{4.3-21}$$

et

$$i_a(t) = \frac{V_{al}}{R_a + R_d} - \frac{G i_e}{R_a + R_d} \Omega_r(t) \tag{4.3-22}$$

Constatations :

- la vitesse augmente exponentiellement (constante de temps T_2) pour atteindre la valeur de régime telle que $e = G i_e \Omega_r \approx V_{al}$
- à l'instant initial (à l'arrêt), le courant de démarrage est limité par $R_a + R_a$. Sans rhéostat de démarrage, les valeurs atteintes seraient très élevées puisque R_a est faible. Il est possible d'utiliser un limiteur électronique de courant (voir plus loin).
- la vitesse augmentant, e augmente et le courant i_a diminue jusqu'à atteindre la valeur imposée par le couple.
- si un rhéostat à plots est utilisé (§ 4.5.3.), les résistances entre plots sont court-circuitées successivement. Elles sont calculées de manière à limiter le courant maximal à une valeur admissible (par exemple : $2 I_N$).

b. Simulation

Lorsque le système n'est pas linéaire, la méthode de calcul analytique développée ci-dessus ne s'applique plus, il faut recourir à la simulation directement inspirée du schéma-bloc de la Figure 4.3-2 ou du modèle mathématique des équations (4.3-3). Quelques exemples sont traités par la suite. Leur étude attentive permet de mieux saisir la plupart des particularités de la dynamique des machines à courant continu.

Le couple résistant est supposé donné par l'expression suivante qui représente un bon nombre des cas rencontrés dans la pratique :

$$- C_r = A_1 + A_2 \operatorname{sign}(\Omega_r) + B \Omega_r + C \operatorname{sign}(\Omega_r) \Omega^2 \quad (4.3-23)$$

avec :

- $A_1 =$ constant
- $A_2 =$ terme constant dont le signe dépend du sens de rotation (frottements secs)
- $B =$ coefficient du terme proportionnel à la vitesse (frottements visqueux)
- $C =$ coefficient du terme proportionnel au carré de la vitesse dont le signe dépend du sens de rotation

A titre d'illustration, les figures suivantes présentent la simulation de l'inversion simultanée des tensions d'alimentation et d'excitation d'une machine fonctionnant initialement aux conditions nominales de couple et de vitesse. La simulation est réalisée à l'aide du programme SIMULINK (Figure 4.3-5). Elle suppose que les caractéristiques magnétiques sont linéaires. Pour faciliter la lecture des diagrammes, les données de la machine GRAM01 sont exprimées en valeurs réduites dans la base :

$$\begin{aligned} V_B &= 250 \text{ V} \\ I_B &= 400 \text{ A} \\ V_{eB} &= 250 \text{ V} \\ I_{eB} &= 4,167 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{produit } V_{eB} \text{ à la vitesse nominale en linéaire})$$

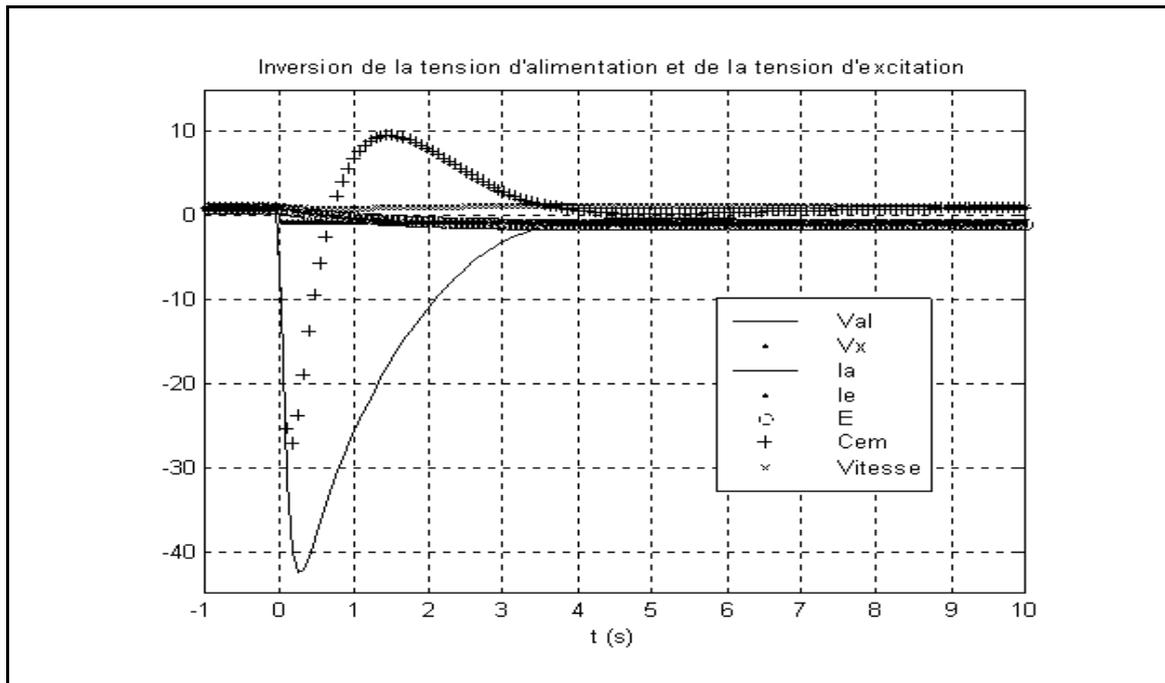


Figure 4.3-6

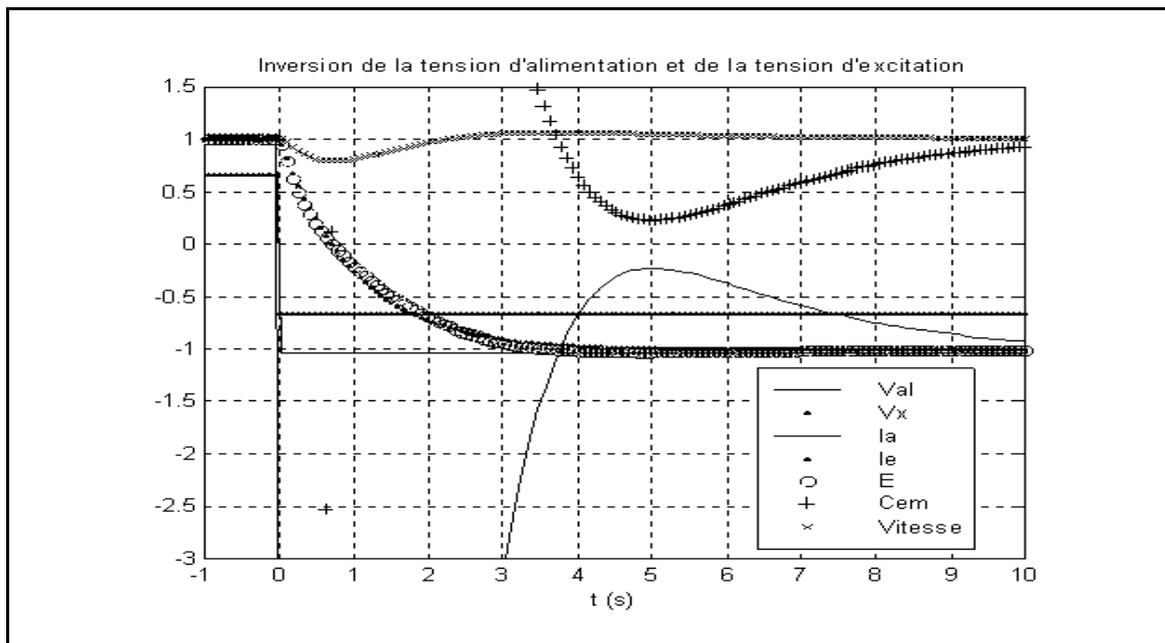


Figure 4.3-7

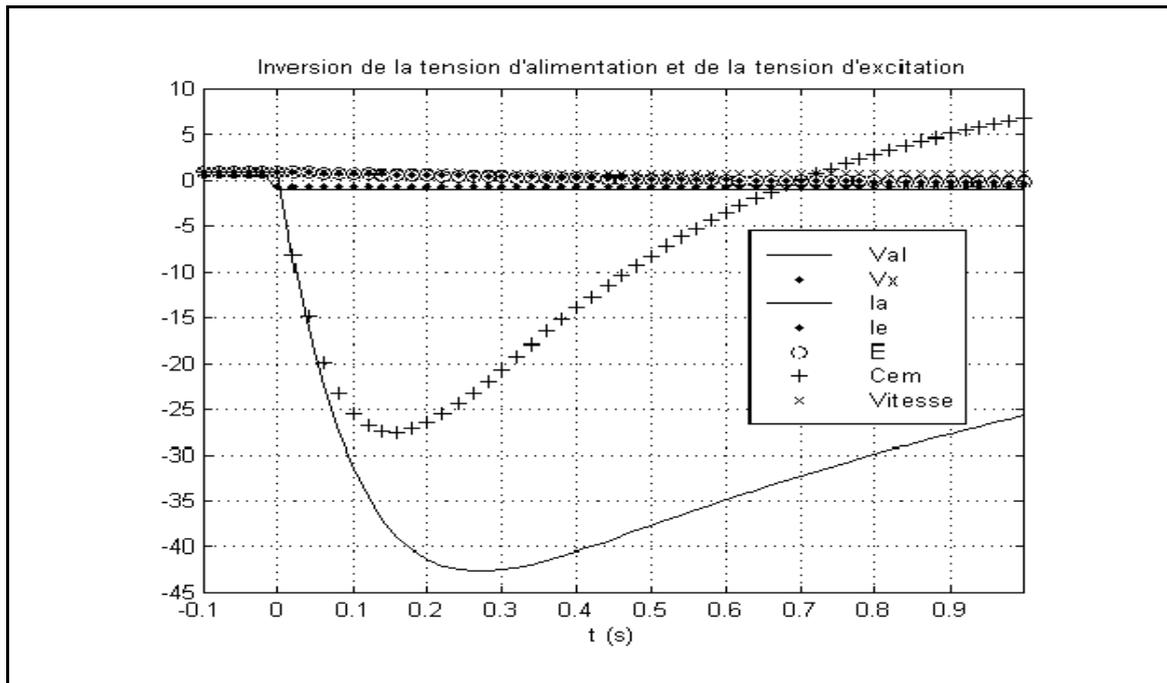


Figure 4.3-8

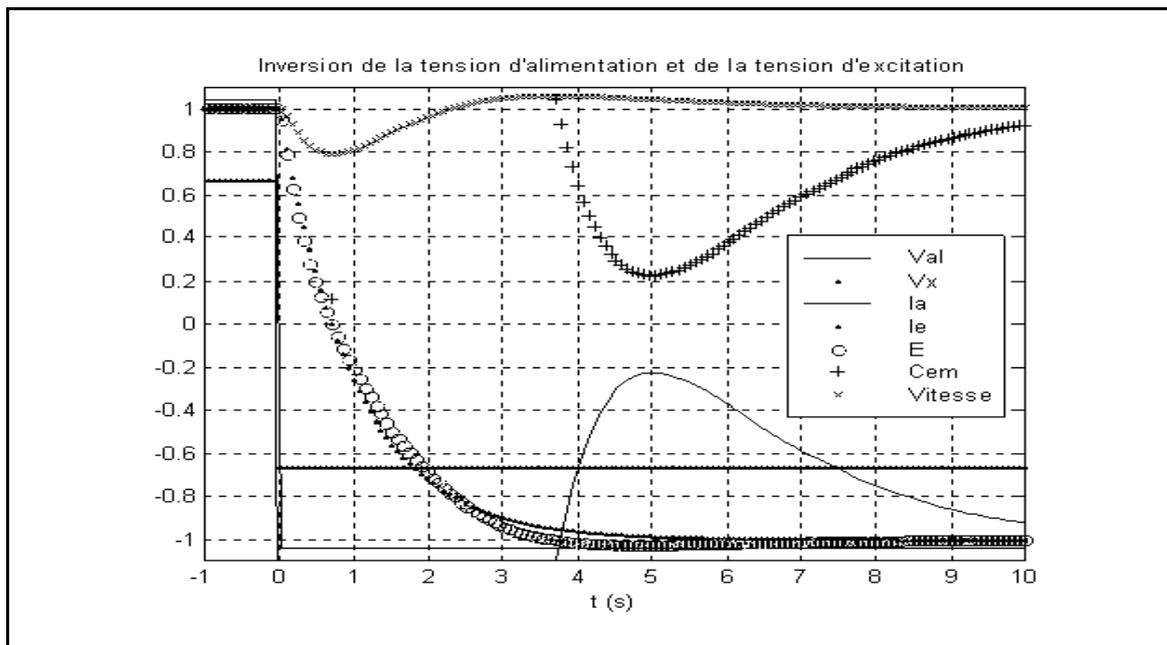


Figure 4.3-9

Les figures 4.3-10 à -12 présentent la simulation du même essai mais avec une limitation du courant d'alimentation à $2 \cdot I_N$.

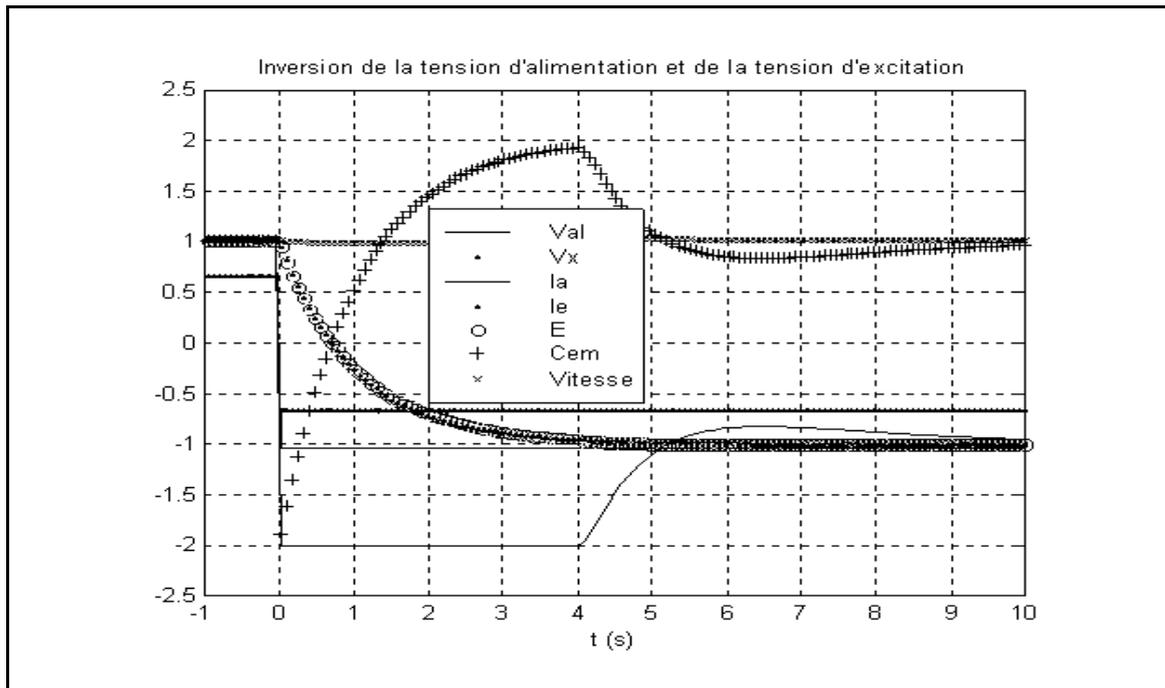


Figure 4.3-10

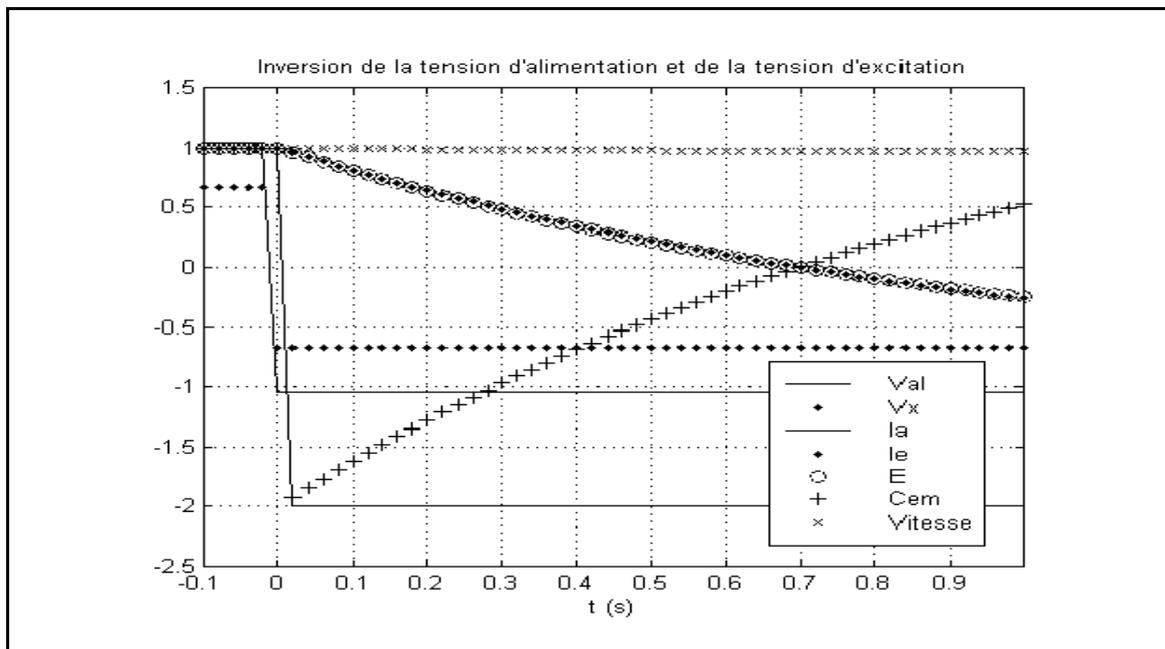


Figure 4.3-11

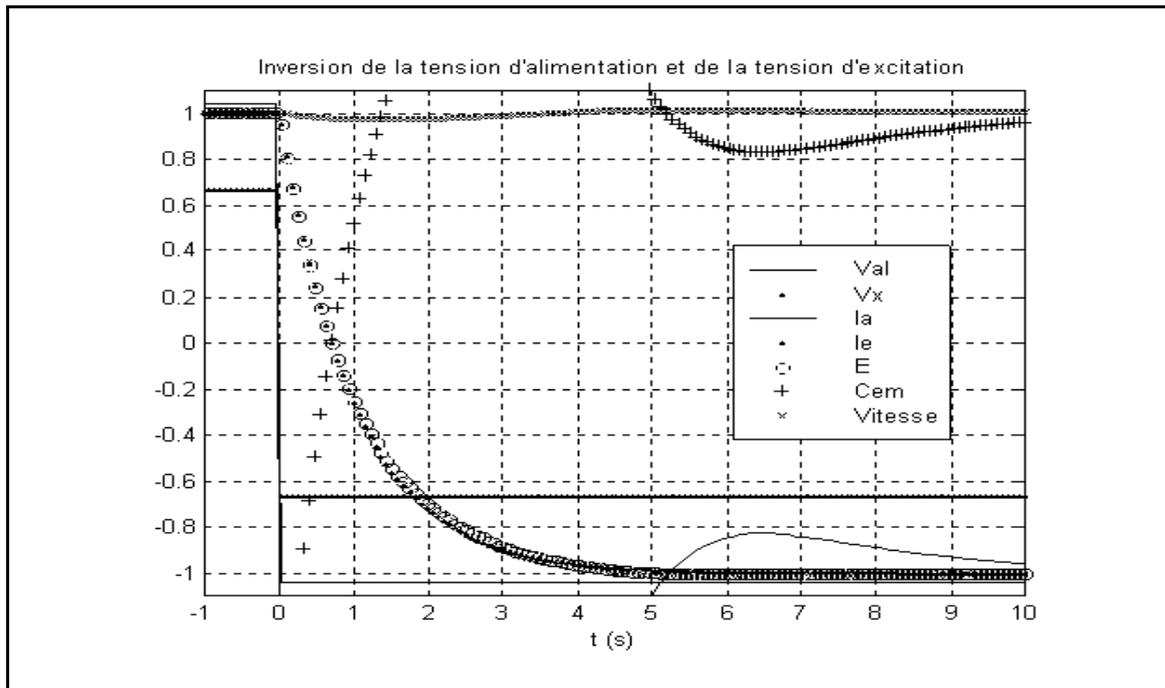


Figure 4.3-12

4.4. COURBES CARACTERISTIQUES DES GENERATRICES

Sur base des considérations du paragraphe précédent, on peut par exemple s'intéresser aux courbes caractéristiques des génératrices. Pour obtenir ces courbes **statiques**, les modèles statiques doivent être utilisés, mais en tenant compte des **non-linéarités**.

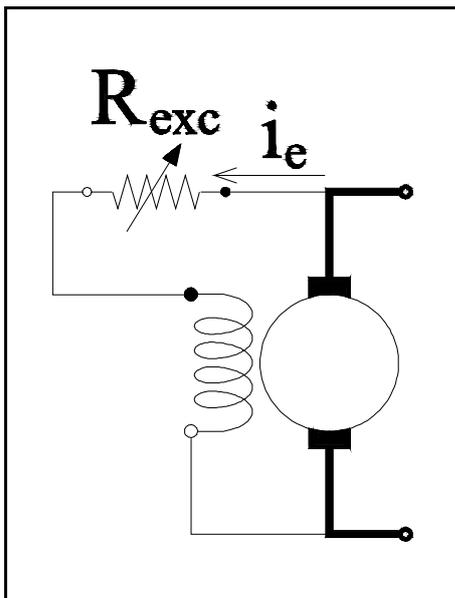


Figure 4.4-1

4.4.1. Les différents types de génératrices

Jusqu'à présent, nous avons considérés des machines à excitation indépendante pour lesquelles le courant d'excitation est fourni par une source extérieure. Mais, à cause du rémanent, une tension existe, en rotation, entre les balais de la machine même pour un courant d'excitation nul. L'idée vient d'utiliser cette tension pour exciter la machine (Figure 4.4-1).

Si aucune charge n'est raccordée à la machine, on peut considérer que la tension à ses bornes reste pratiquement la f.e.m. à vide puisque i_e est très petit.

Pour une vitesse de rotation donnée, nous disposons de deux lieux géométriques dans le plan e, i_e qui permettent de déterminer le point de fonctionnement :

- la caractéristique à vide $e = f(i_e)$
- la loi d'Ohm appliquée au circuit d'excitation $e = (R_{exc} + R_e) i_e$

La Figure 4.4-2 est suffisamment explicite.

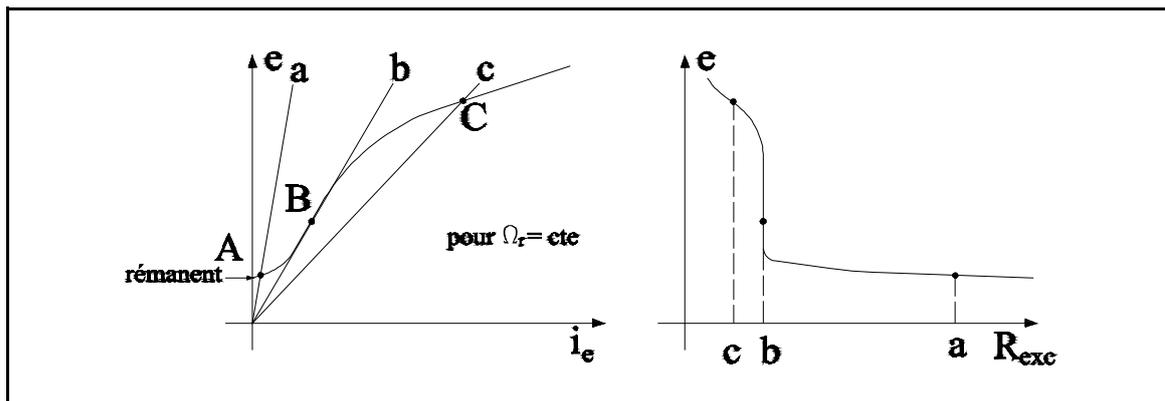


Figure 4.4-2

On remarque que :

- il existe une valeur critique de la résistance R_{exc} au-delà de laquelle la tension aux bornes est très faible (tension rémanente)
- si les bornes de l'excitation sont inversées, la machine ne s'amorce pas (pq?)²
- si la machine est linéaire, le seul point de fonctionnement possible est $e = 0, i_e = 0$, sauf si $R_{exc} + R_e = G \Omega_r$.

Question : Quelle est la valeur critique de R_{exc} pour la machine **GRAM01** tournant à **1000 tr/min** ?

Réponse : $60 \cdot 1000 / 1200 = 50 \Omega$

Dans la pratique, on rencontre :

- des génératrices à **excitation dérivée ou shunt** dont l'enroulement d'excitation est constitué par un nombre élevé N_e de spires dont les conducteurs de faible section sont parcourus par un courant de faible valeur.
- des génératrices à **excitation série** dont l'enroulement d'excitation est constitué par un faible nombre de spires dont les conducteurs, de section importante, sont parcourus par

le courant d'armature ($i_e = i_a$).

- des génératrices à **excitation composée ou compound**.

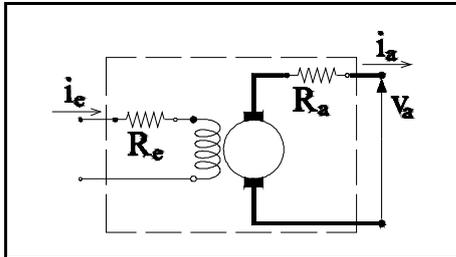


Figure 4.4-3

Pour respecter les traditions de l'électrotechnique, nous utiliserons **ici** la convention génératrice (Figure 4.4-3).

Toutes les caractéristiques sont tracées à $\Omega_r = cte$. Elles lient v_a , i_e et i_a . Ce sont :

- * $v_a = f(i_e)$: caractéristique à **vide** ($i_a = 0$)
ou **en charge** ($i_a \neq 0$)
- * $v_a = f(i_a)$ à $i_e = cte$: caractéristique **externe**
- * $i_e = f(i_a)$ à $v_a = cte$: caractéristique de **régulation**

La disparition pratiquement complète des machines à courant continu utilisées en génératrice ne nécessite plus l'exposé des deux dernières caractéristiques.

4.4.2. Caractéristiques à vide et en charge d'une machine à excitation indépendante

a. f.e.m. à vide

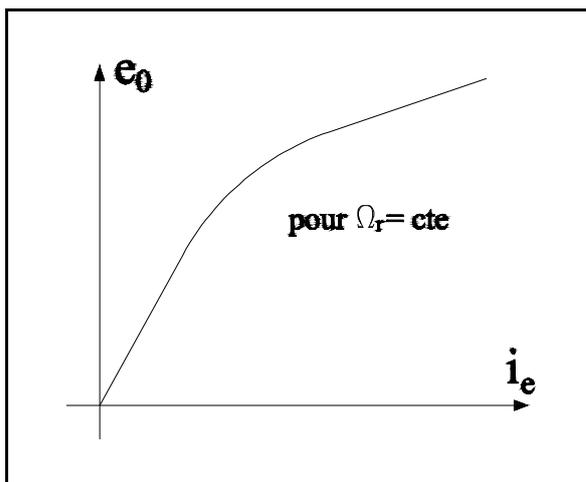


Figure 4.4-4

Dans ce qui suit, l'hystérèse magnétique est négligée.

La courbe donnant la f.e.m. à vide (notée e_0) en fonction de i_e a l'allure indiquée à la Figure 4.4-4.

b. f.e.m. et tension en charge

Si la réaction d'induit **longitudinale** était nulle, les courbes donnant e_0 , f.e.m. à vide, et e , f.e.m. en charge, en fonction de i_e , seraient identiques. Cependant, les machines modernes sont assez fortement saturées.

La tension aux bornes de la machine est donnée, pour une valeur fixée du courant de charge, par :

$$v_a = e - R_a i_a - \Delta V_b \quad (4.4-1)$$

Dans cette expression, la valeur de e est égale, pour une valeur donnée de i_e , à la f.e.m. à vide correspondant à $i_e' = i_e - i_{eri}$ où i_{eri} est le courant d'excitation correspondant aux A.t. démagnétisants de la réaction d'induit tels qu'ils ont été défini au § 4.2.3.

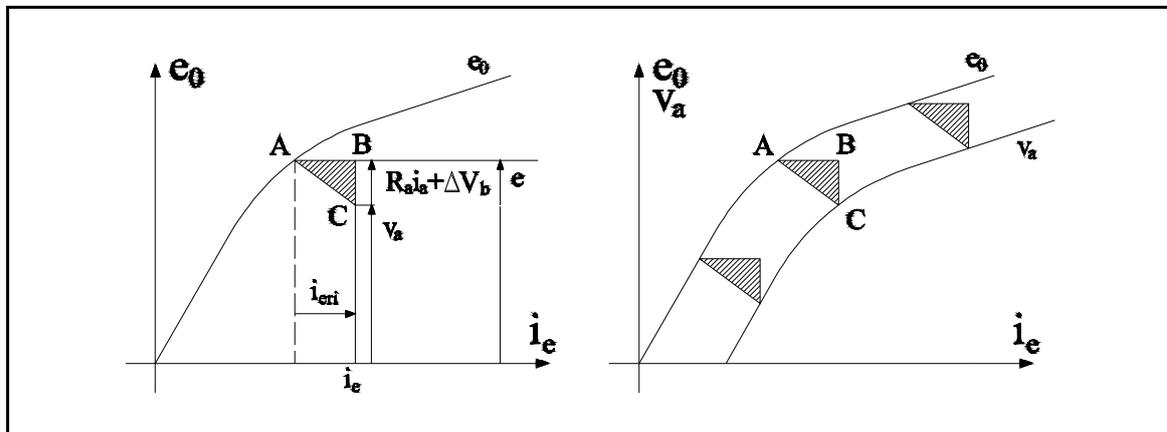


Figure 4.4-5

La caractéristique en charge se déduit de la caractéristique à vide en décalant chaque point de la caractéristique à vide du **triangle des pertes ABC** dont le côté horizontal **AB** vaut i_{eri} et le côté vertical **BC** vaut $R_a i_a + \Delta V_b$ (Figure 4.4-5).

Si l'on suppose que, pour une valeur donnée du courant de charge i_a , la résistance R_a et le courant i_{eri} sont constants, la caractéristique en charge se déduit de la caractéristique à vide par simple translation (**AC**).

La dernière hypothèse ($i_{eri} = cte$ pour $i_a = cte$) n'est en réalité vérifiée que dans un domaine restreint. En effet, si on calcule, pour différentes valeurs de i_a , la f.e.m. e à partir des caractéristiques mesurées en charge $v_a = f(i_e)$, on n'obtient pas des courbes déduites à partir de la caractéristique à vide par simple translation horizontale (Figure 4.4-6), mais la famille de courbes représentées à la Figure 4.4-7.

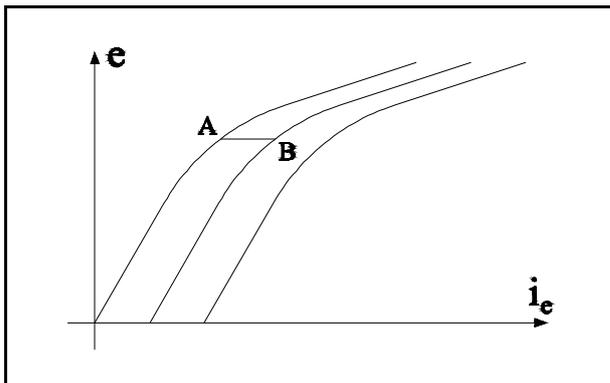


Figure 4.4-6

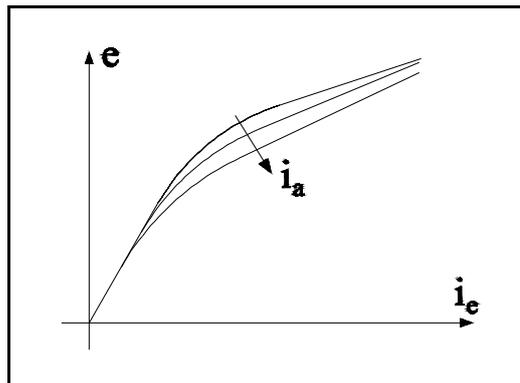


Figure 4.4-7

La Figure 4.4-8 donne les courbes de f.e.m. pour la machine **GRAM01** pour différentes valeurs de courant d'armature.

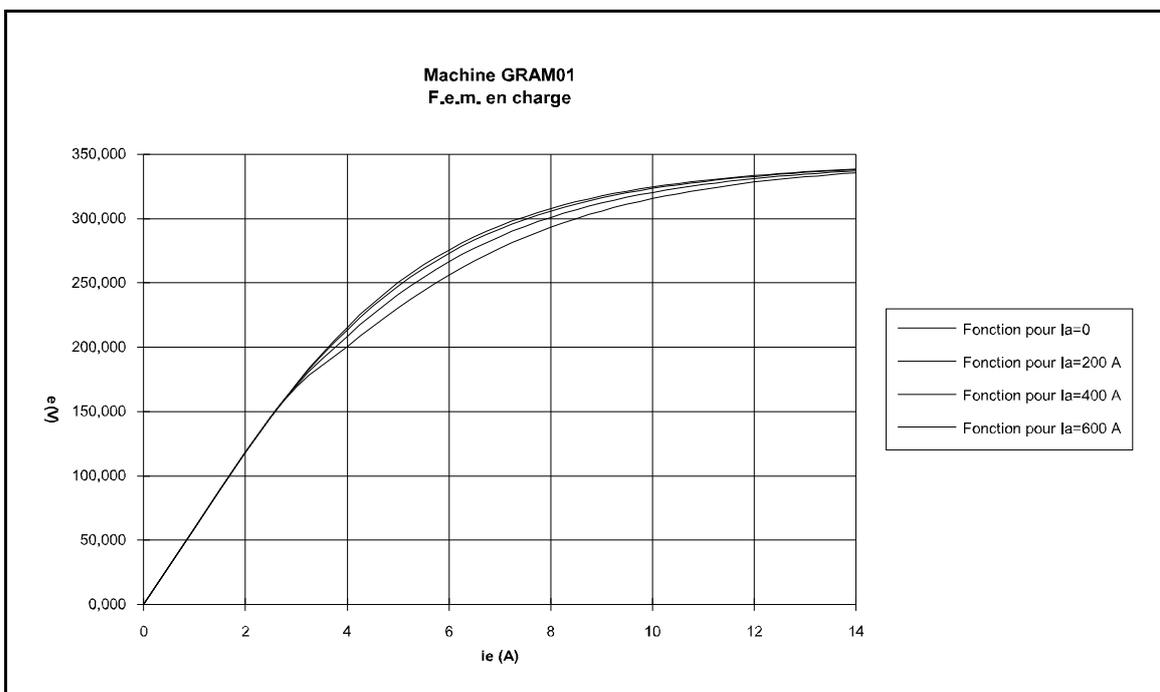


Figure 4.4-8

4.5. COURBES CARACTERISTIQUES DES MOTEURS

Les caractéristiques que nous allons voir fournissent les grandeurs intéressantes en fonctionnement en moteur, c'est-à-dire i_a le courant **consommé** par le moteur et $-C$: le couple moteur qui est le couple net **appliqué à la charge** (les conventions sont donc ici les conventions moteurs !). Le couple moteur est donc égal à :

$$-C = C_{em} - C_{pméca} - C_{pmagn} \quad (4.5-1)$$

Les caractéristiques tracées décriront également le fonctionnement en génératrice puisque les machines sont réversibles.

4.5.1. Caractéristique à vide en moteur $\Omega_r = f(i_e)$

Supposons

$$\begin{aligned} V_{al} &= cte \\ R_d &= 0 \\ R_a &= cte \end{aligned} \quad (4.5-2)$$

Supposons connues :

la caractéristique à vide en génératrice relevée à la vitesse de référence Ω_g :

$$e_{0g} = f(i_e)$$

la famille de courbe des f.e.m. en charge :

$$e_g = f(i_e, i_a) \text{ pour différentes valeurs de } i_a.$$

La caractéristique à vide du moteur lie $\Omega_r = f(i_e)$ pour un couple moteur nul et une tension d'alimentation constante. Le couple électromécanique sert uniquement à compenser le couple des pertes mécaniques (et éventuellement magnétiques). Le courant absorbé est donc très faible (quelques % de i_{aN}) de sorte que la tension aux bornes est pratiquement égale à la f.e.m. à vide :

$$v_a = e + R_a i_a + \Delta V_b \approx e \approx e_0 \quad (4.5-3)$$

or

$$e_0 = K \Phi(i_e) \Omega_r \quad (4.5-4)$$

donc

$$\Omega_r = \frac{e_0}{K \Phi(i_e)} \quad (4.5-5)$$

Pour la même valeur du courant d'excitation, la caractéristique à vide en génératrice tracée à la vitesse Ω_g donne :

$$e_{0g} = K \Phi(i_e) \Omega_g \quad (4.5-6)$$

donc

$$\Omega_g = \Omega_r \frac{v_a}{e_{0g}(i_e)} \quad (4.5-7)$$

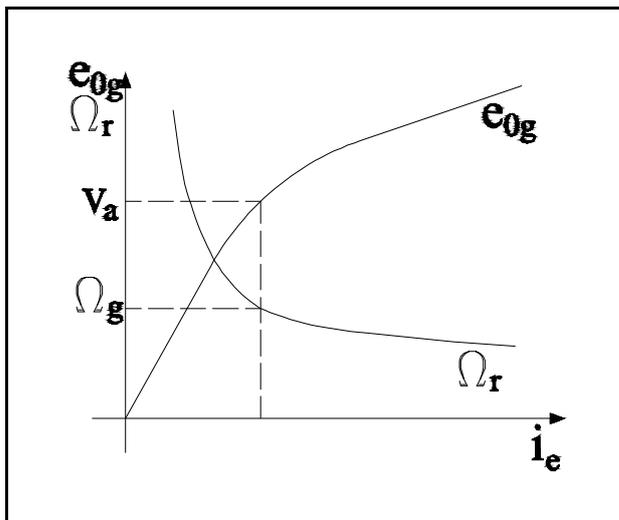


Figure 4.5-1

Pour une machine alimentée sous tension constante $v_a = V_{ab}$, la caractéristique à vide en moteur [$\Omega_r = f(i_e)$] est, à une constante près, l'inverse de la caractéristique à vide en génératrice ((4.5-7)).

Constatations :

* La vitesse **diminue** lorsque le courant d'excitation **augmente** (cf. la rétroaction par la vitesse déjà citée) - la chute de vitesse est moins rapide dans la partie saturée.

* Un moteur doit démarrer à pleine excitation ($i_e = i_{max}$). Le couple moteur est alors maximal $-C = K \Phi i_a$.

* Si on diminue trop l'excitation (par exemple, si on arrache un fil), la vitesse augmente fortement : il y a survitesse et danger mécanique. Si le fil d'excitation est arraché, la f.e.m. tombe à zéro, au rémanent près. Le courant absorbé n'est plus limité que par la résistance d'induit. Il peut atteindre 10 fois le courant nominal. Un tel courant ne peut subsister longtemps sans **danger** pour la machine. Il doit être coupé par un disjoncteur (ou un contacteur pour les faibles puissances) commandé par un relais ou par un déclencheur de protection.

4.5.2. Caractéristiques en charge - moteur à excitation indépendante

$$\begin{aligned} i_e &= cte \\ v_a &= cte = V_{al} \end{aligned} \quad (4.5-8)$$

On sait que

$$\begin{aligned} v_a &= e + \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) + R_a i_a \\ e &= K \Phi \Omega_r \\ C_{em} &= K \Phi i_a \\ -C &= C_{em} - C_p \\ e_g &= f(i_e, i_a) \text{ à } \Omega_g \text{ donné} \\ K \Phi &= \frac{e}{\Omega_r} = \frac{e_g}{\Omega_g} \end{aligned} \quad (4.5-9)$$

C_p est le couple de pertes comprenant les pertes mécaniques, fonction de la vitesse de rotation, et les pertes magnétiques qui sont fonction de la vitesse de rotation et de l'état magnétique qui est pratiquement constant si i_e est constant.

Pour une valeur donnée de i_a , on connaît $e_g = f(i_e, i_a)$ à Ω_g : f.e.m. en charge en génératrice. Cette valeur est la même en moteur, le courant i_a ayant simplement changé de sens.

Donc

$$\begin{aligned} \Omega_r &= \frac{e}{K \Phi} \\ &= \frac{v_a - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) - R_a i_a}{\frac{e_g / \Omega_g}{}} \\ &= \Omega_g \frac{v_a - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) - R_a i_a}{e_g(i_e, i_a)} \end{aligned} \quad (4.5-10)$$

a. $\Omega_r = f(i_a)$

Supposons d'abord la réaction d'induit négligeable. Dans ce cas :

$$e_g(i_e, i_a) = e_{0g}(i_e) \quad (4.5-11)$$

Donc

$$\Omega_r = \Omega_g \frac{v_a - \Delta V_b \text{sign}(i_a)}{e_{0g}(i_e)} - \Omega_g \frac{R_a i_a}{e_{0g}(i_e)} \quad (4.5-12)$$

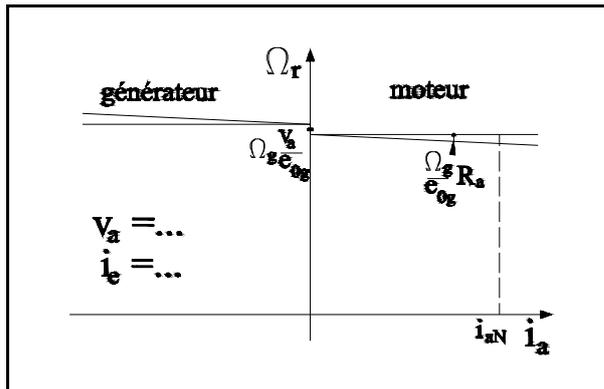


Figure 4.5-2

A tension d'alimentation et courant d'excitation constant, la vitesse de rotation d'un moteur à excitation indépendante **dépend peu de la charge** ($R_a \ll$) (Figure 4.5-2).

Si le courant d'excitation est augmenté, e_{0g} l'est également donc la vitesse à vide diminue et la caractéristique se déplace. De même si la tension d'alimentation est réduite.

Si la charge entraîne le moteur dans le même sens, celui-ci fonctionne en dynamo : le courant i_a change de sens (dans ce cas, il faut que la source puisse accepter le courant, ce qui peut causer un problème selon le type de redresseur).

Si le sens du courant d'excitation **ou** celui de la tension d'alimentation est inversé, le sens de rotation l'est également. **Le moteur peut donc fonctionner dans les quatre quadrants** du graphique précédent.

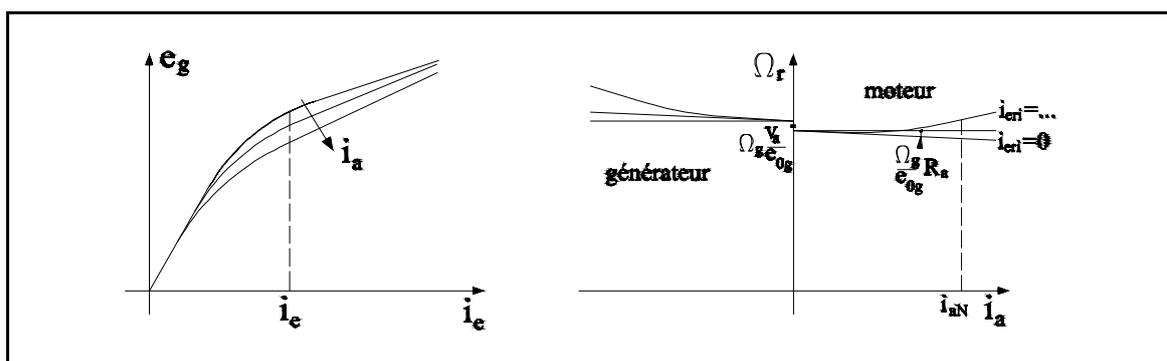


Figure 4.5-3

Avec réaction d'induit, pour une valeur donnée de i_e , la f.e.m. en charge e_g diminue lorsque i_a augmente. Il en résulte une **augmentation** de la vitesse de rotation en moteur aux valeurs élevées du courant (Figure 4.5-3).

b. $-C = f(i_a)$

$$C_{em} = K \Phi i_a = \frac{e_g(i_e, i_a)}{\Omega_g} i_a \quad (4.5-13)$$

$$-C = C_{em} - C_p$$

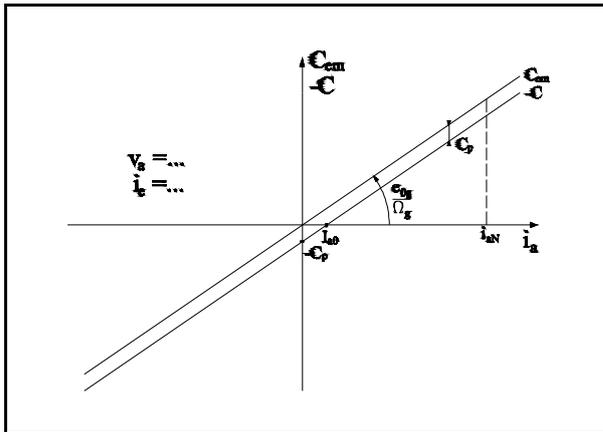


Figure 4.5-4

Si la réaction d'induit est négligeable, pour $i_e = cte$, $e_g = e_{0g} = cte$. Donc, le couple électromécanique est une fonction **linéaire** du courant absorbé i_a .

Comme la vitesse est à peu près constante, le couple de pertes l'est à peu près également. Le couple moteur est donc aussi une fonction linéaire de i_a .

A la Figure 4.5-4, $I_{a,0}$ représente le courant absorbé à vide ($C = 0$) à la vitesse $\Omega_r = \Omega_g \cdot v_a / e_g$.

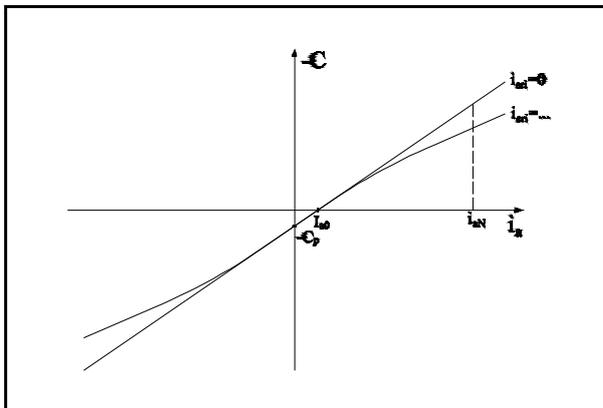


Figure 4.5-5

Augmenter le courant d'excitation se marque par l'augmentation des pentes des droites caractéristiques. Comme la vitesse varie, le point $(0, -C_p)$ se déplace également.

Si la réaction d'induit démagnétisante est prise en considération, elle cause aux forts courants une réduction (en valeur absolue) du flux longitudinal, donc du couple ($C_{em} = K \Phi i_a$) (Figure 4.5-5).

c. $-C = f(\Omega_r)$: la caractéristique mécanique (grande importance pratique)

$$-C = C_{em} - C_p = \frac{e_g}{\Omega_g} i_a - C_p \quad (4.5-14)$$

or

$$i_a = \frac{v_a - \Delta V_b \text{sign}(i_a) - e}{R_a} \quad (4.5-15)$$

donc

$$\begin{aligned}
 -C &= \frac{e_g}{\Omega_g R_a} \left(v_a - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) - \frac{e_g}{\Omega_g} \Omega_r \right) - C_p \\
 &= \frac{e_g}{\Omega_g R_a} (v_a - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a)) - \frac{e_g^2}{\Omega_g^2 R_a} \Omega_r - C_p
 \end{aligned} \tag{4.5-16}$$

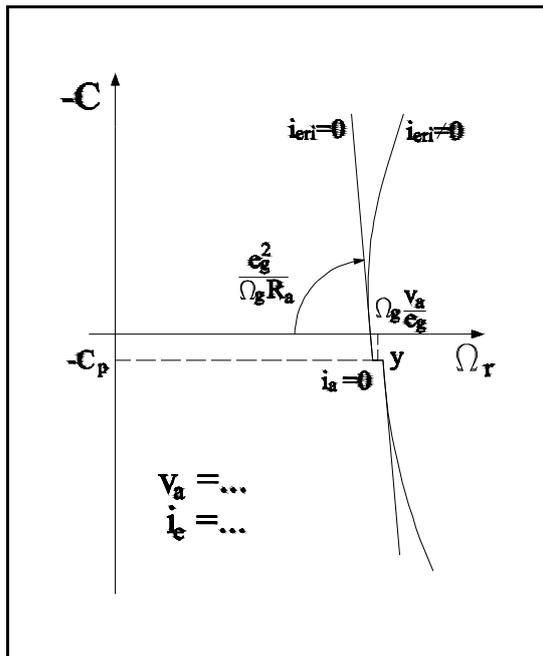


Figure 4.5-6

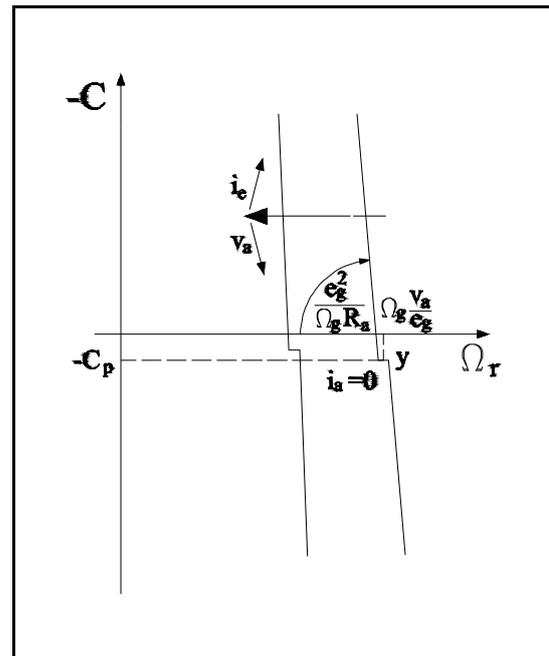


Figure 4.5-7

Si la réaction d'induit est négligeable, la caractéristique est linéaire mais la vitesse de rotation du moteur Ω_r est pratiquement indépendante du couple $-C$ car $R_a \ll$.

Pour $i_a = 0$, $-C = -C_p$ et donc $\Omega_r = \Omega_g \cdot v_a / e_g$. Ceci correspond au point y de la Figure 4.5-6.

La réaction d'induit démagnétisante cause une modification de la caractéristique externe comme indiqué sur la Figure 4.5-6

Lorsque le courant d'excitation est augmenté, la caractéristique mécanique se déplace vers la gauche, pratiquement parallèlement à elle-même (en se "redressant" un peu) (Figure 4.5-7). De même, lorsque la tension d'alimentation est réduite, la caractéristique se déplace de la même manière mais sans se redresser.

Comme indiqué à propos de la caractéristique $\Omega_r = f(i_a)$, la machine peut fonctionner dans les quatre quadrants

Pour la machine **GRAM01**, la caractéristique *vitesse/courant* est donnée à la Figure 4.5-8, la caractéristique *couple/courant* à la Figure 4.5-9 et la caractéristique *mécanique* à la Figure 4.5-10.

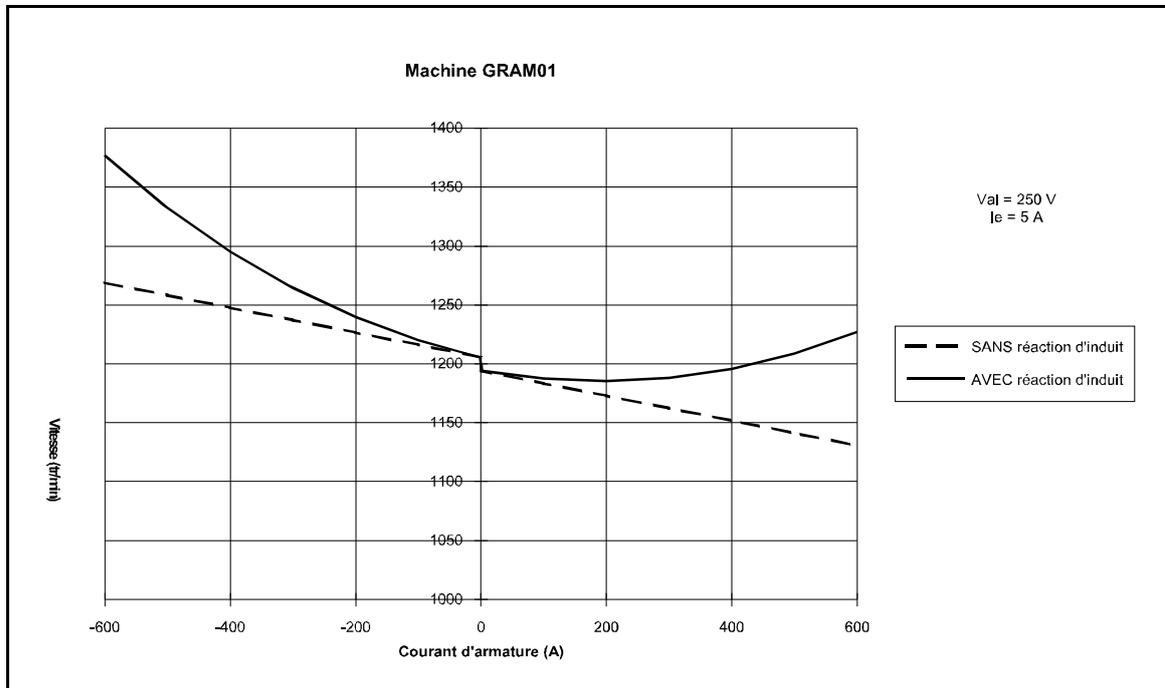


Figure 4.5-8

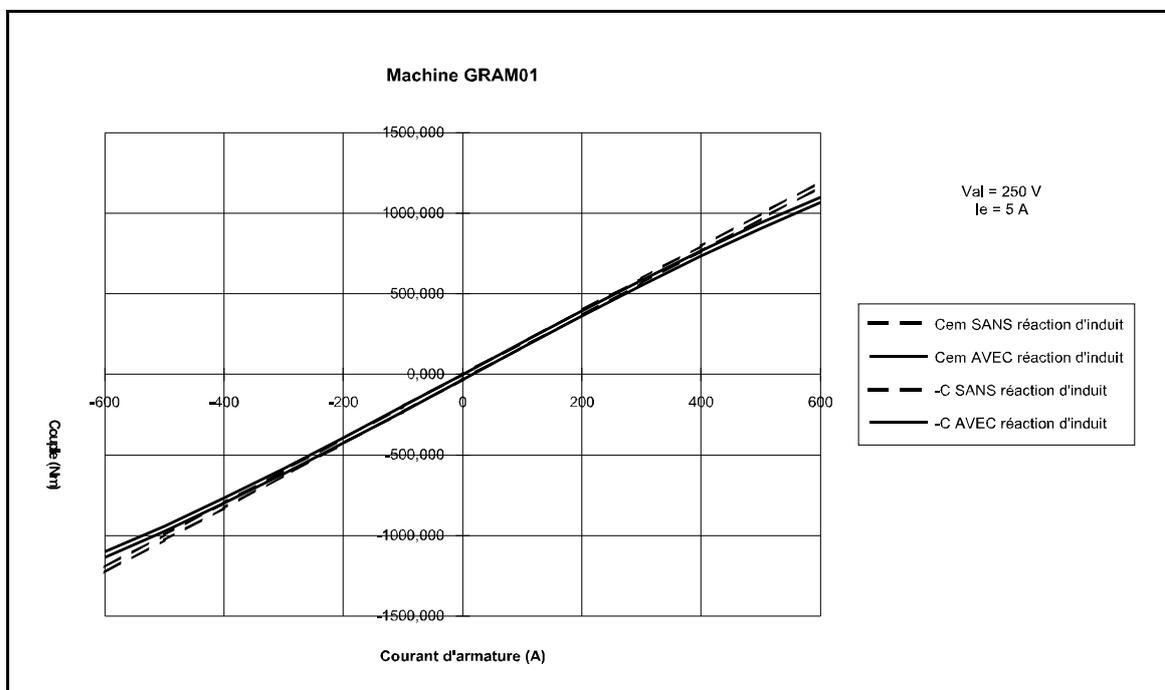


Figure 4.5-9

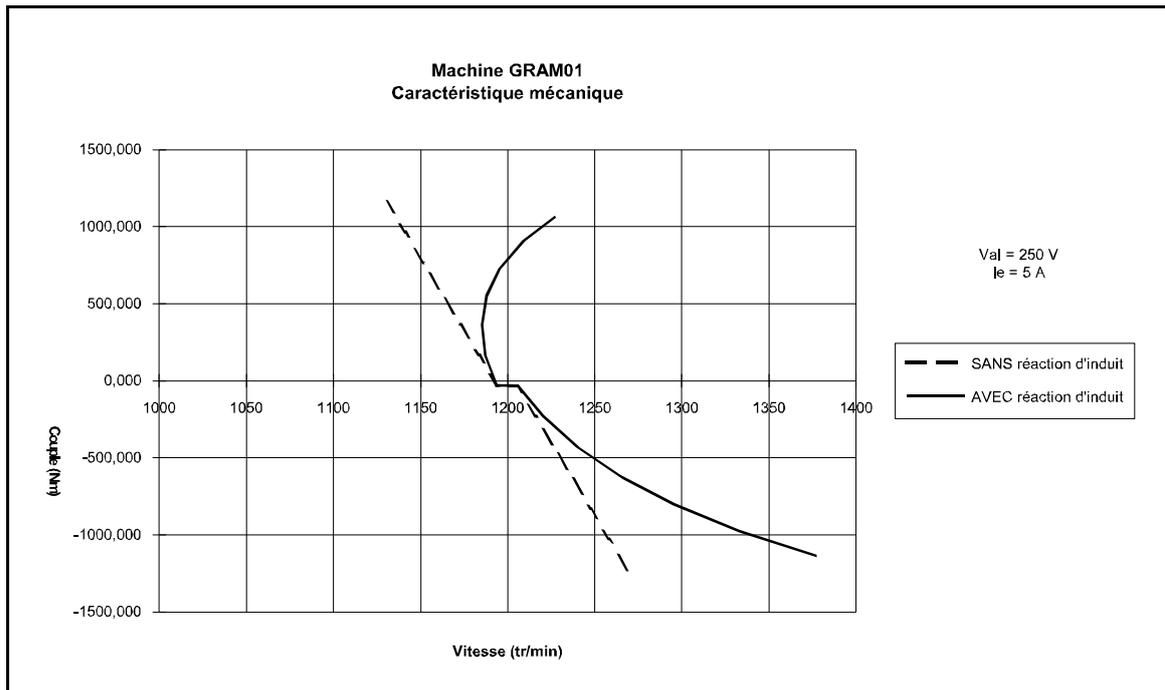


Figure 4.5-10

L'influence du courant d'excitation est illustré à la Figure 4.5-11 et celle de la tension d'alimentation à la Figure 4.5-12.

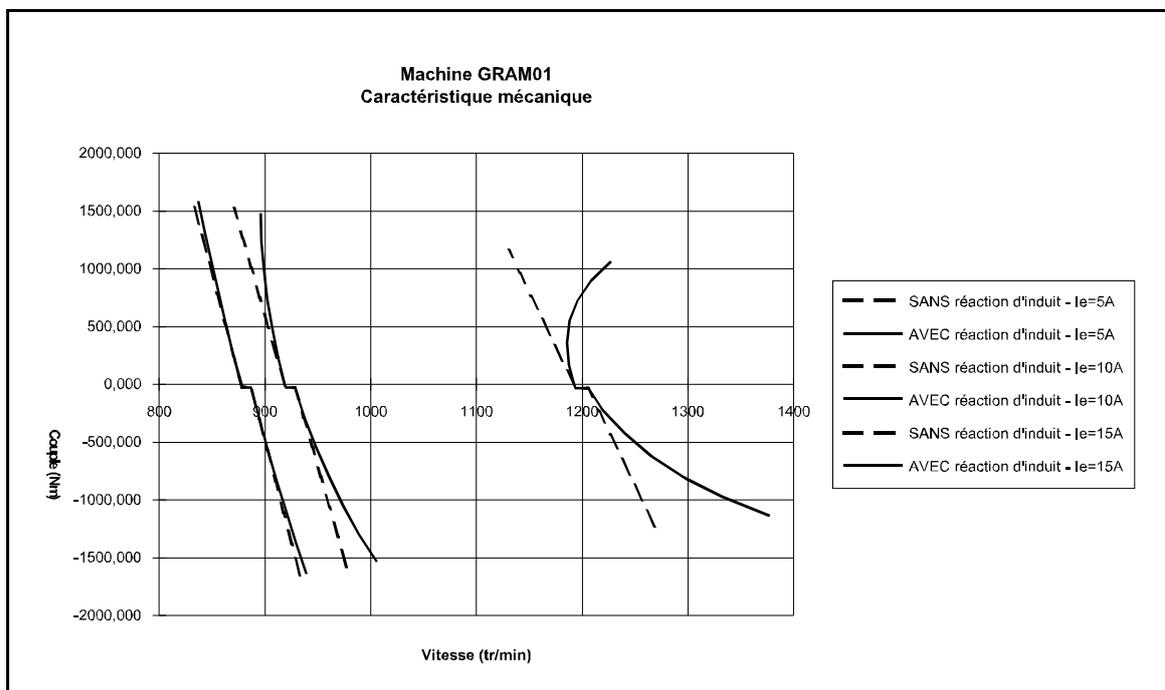


Figure 4.5-11

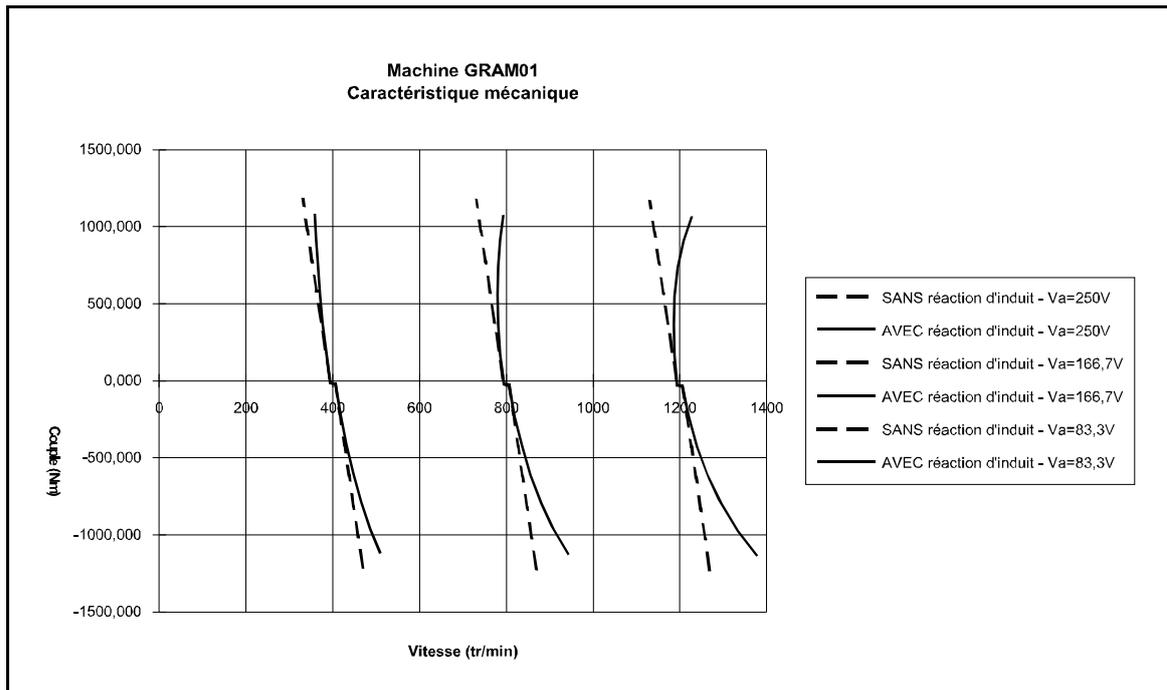


Figure 4.5-12

Applications

vitesse de régime d'un moteur

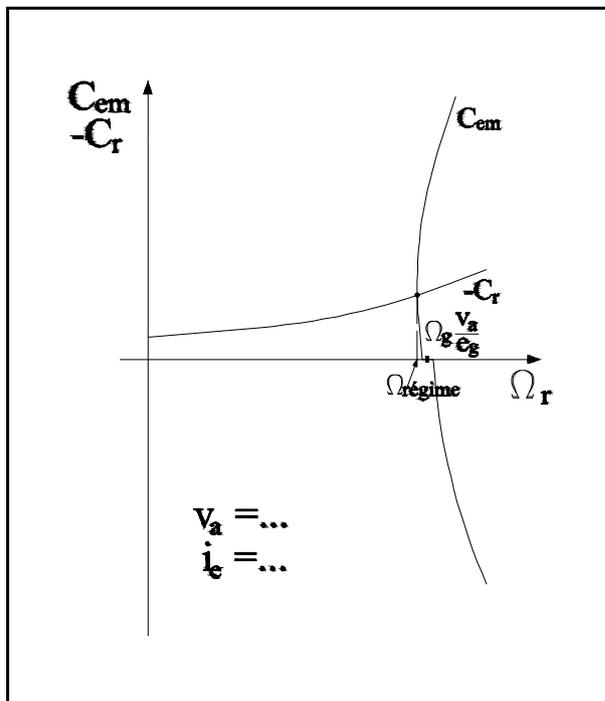


Figure 4.5-13

A la vitesse de régime existe un équilibre entre le couple moteur et le couple résistant opposé par la charge. La vitesse est réglable en agissant, soit sur le courant d'excitation, soit sur la tension d'alimentation (Figure 4.5-13). La Figure 4.5-14 indique la caractéristique mécanique obtenue, en négligeant la réaction d'induit, pour $v_{al} = +V_{ab}$, 0 , $-V_{al}$ et les points de fonctionnement correspondants. Elle confirme, une fois de plus, que la machine peut fonctionner dans les quatre quadrants.

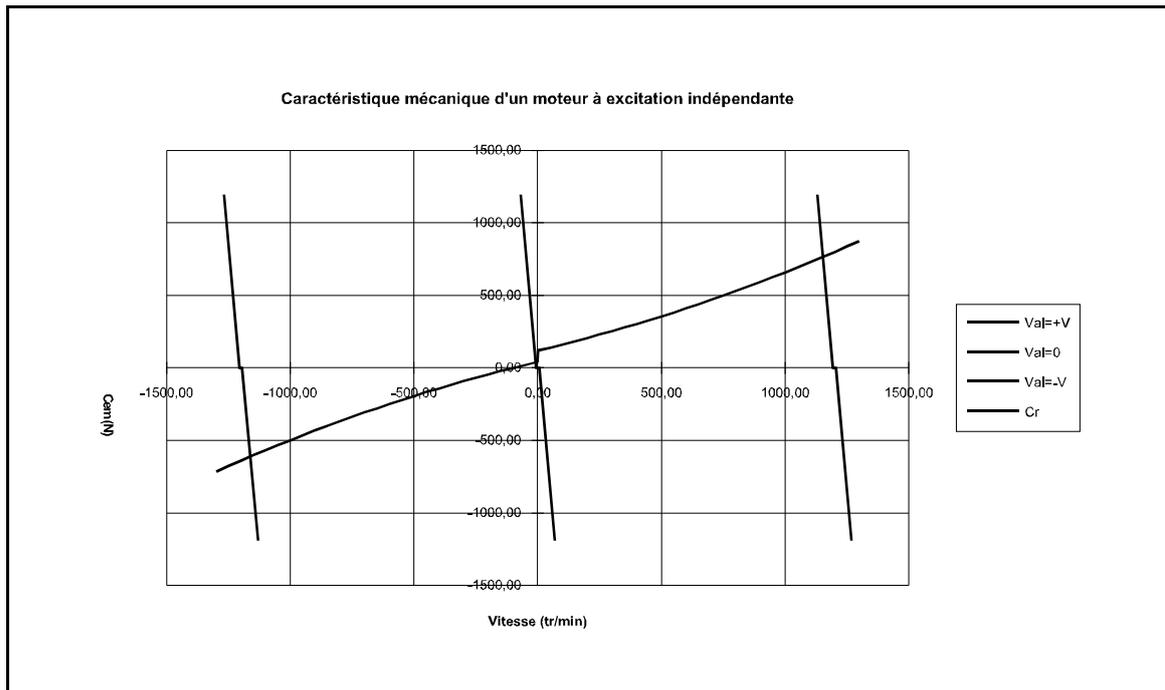


Figure 4.5-14

stabilité

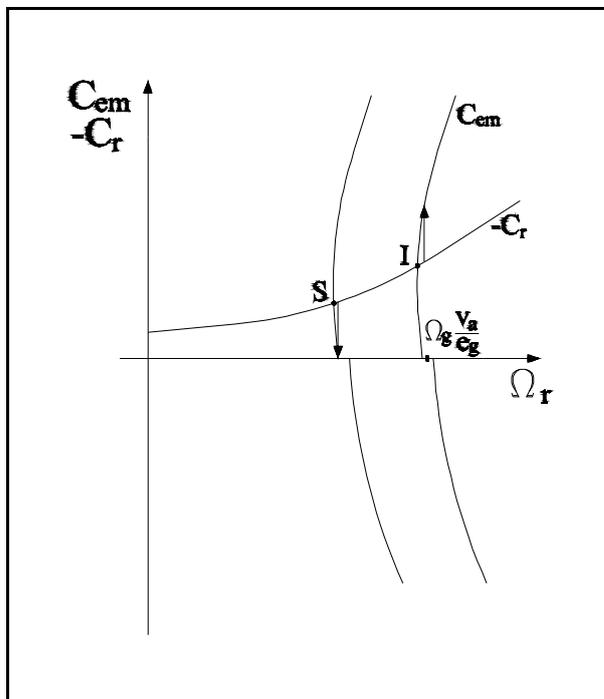


Figure 4.5-15

Il faut que, si la vitesse de rotation augmente, il se développe un couple d'accélération négatif $C_a = C_{em} - (-C_r)$ ramenant la vitesse à sa valeur de départ. Il faut donc qu'à droite d'un point d'équilibre, le couple moteur soit inférieur au couple résistant. C'est toujours vérifié lorsque la réaction d'induit démagnétisante est négligeable (cas des moteurs de construction ancienne). Ce n'est pas le cas aux fortes charges lorsque la réaction d'induit n'est pas négligeable (point I de la Figure 4.5-15). Les moteurs de construction récente sont instables aux fortes charges si l'on ne prend pas les précautions adéquates (§ 4.5.5).

La machine GRAM01 est instable au couple nominal de 732 Nm.

démarrage

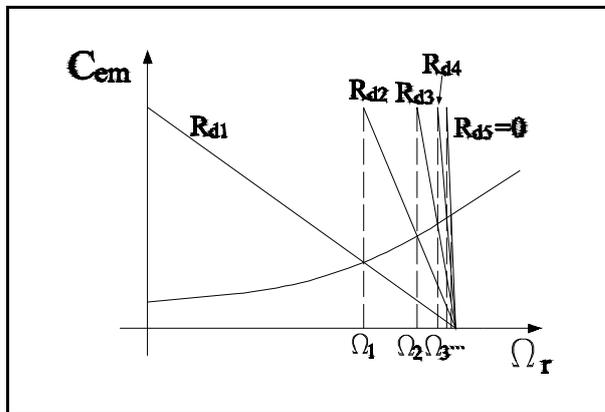


Figure 4.5-16

L'équation des masses tournantes $J(d\Omega_r/dt) = C_{em} + C_r$ montre que pour accélérer le démarrage, il faut obtenir un couple moteur aussi élevé que possible. Si on néglige le couple de pertes C_p , le couple moteur est égal à $-C = C_{em} = K \Phi i_a$. Un moteur doit donc démarrer à **pleine excitation** et à courant d'armature maximal. Pour limiter le courant à une valeur admissible, il faut interposer entre le moteur et la source un rhéostat de démarrage (à plots) qui sera progressivement court-circuité (ou un

limiteur de courant électronique). La Figure 4.5-16 montre la succession des caractéristiques mécaniques obtenues pour un rhéostat à 5 plots : il suffit de remplacer R_a par $R_a + R_{di}$ dans la théorie développée plus haut. On a supposé qu'un temps suffisant était laissé à la machine pour atteindre les vitesses de régime successives Ω_i ce qui n'est pas très réaliste.

4.5.3. Caractéristiques en charge - moteur à excitation dérivée

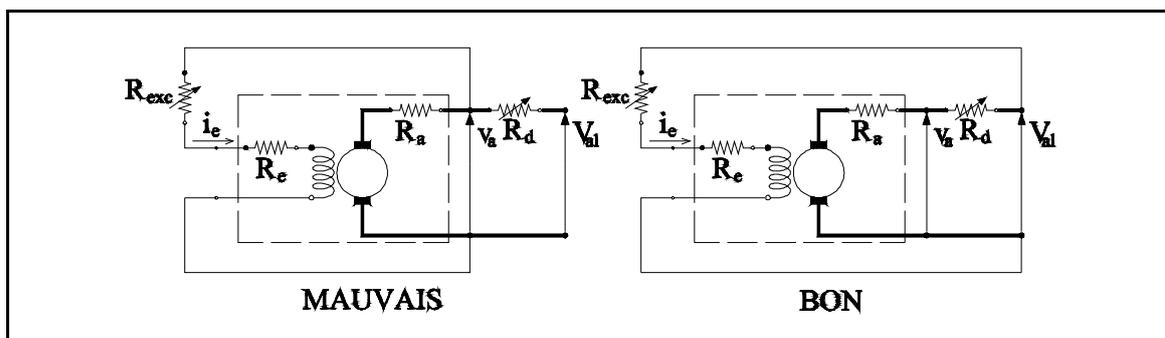


Figure 4.5-17

Si la tension d'excitation est maintenue constante, les caractéristiques du moteur à excitation dérivée sont **évidemment** identiques à celles du moteur à excitation indépendante. Il convient cependant de veiller à connecter l'excitation aux bornes de la source et non aux bornes de la machine (pq?) (Figure 4.5-17). Le sens de rotation du moteur n'est pas affecté par une inversion de la polarité de la source.

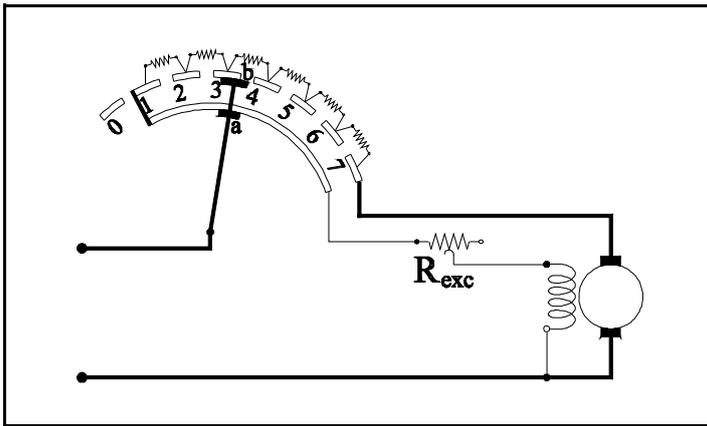


Figure 4.5-18

La Figure 4.5-17 montre le schéma de câblage d'un rhéostat courant.

Un bras conducteur, portant deux frotteurs *a* et *b*, est connecté à une des bornes de l'alimentation. Lorsque le moteur est à l'arrêt, le bras repose sur le plot 0 qui est isolé. Au démarrage, le frotteur *b* touche d'abord le plot 1, ce qui établit la tension d'excitation et le courant dans l'induit limité par la résistance totale du rhéostat. Le

courant d'excitation ne s'établit que lentement car la constante de temps du circuit d'excitation est importante (I_s). Le frotteur *a* entre ensuite en contact avec le secteur conducteur de sorte que la tension d'alimentation reste constamment appliquée au circuit d'excitation. En passant d'un plot à l'autre, le frotteur réduit la valeur de la résistance de démarrage jusqu'à l'annuler. Lors de l'arrêt, la procédure a lieu en sens inverse. Le frotteur *a* quitte d'abord le secteur conducteur, puis le frotteur *b* quitte le plot 1 en effectuant la coupure du courant d'armature. Le courant d'excitation s'amortit dans le circuit qui comprend l'excitation, l'induit et la totalité du rhéostat de démarrage sans provoquer les surtensions qu'aurait causées une rupture brusque du circuit d'excitation fortement inductif.

4.5.4. Caractéristiques en charge - moteur à excitation série.

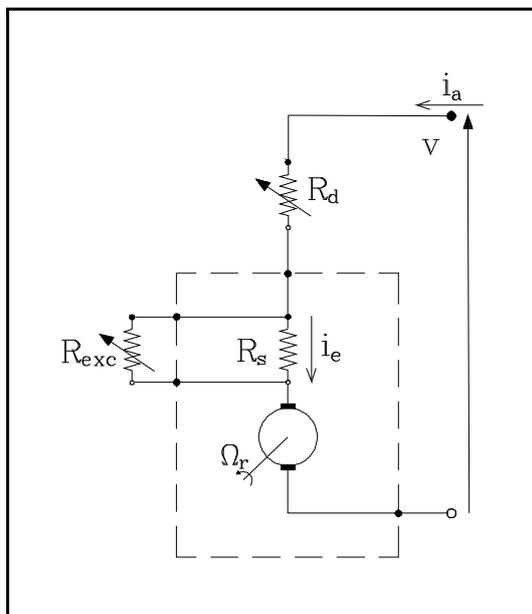


Figure 4.5-19

Appelons : R_a : la résistance d'armature de la machine (quelques %)

R_s : la résistance de l'enroulement d'excitation (quelques %)

R_{exc} : la résistance du rhéostat d'excitation branché **en parallèle** (pq?)³ sur l'enroulement d'excitation.

R_d : la résistance du rhéostat de démarrage.

On définit le **facteur de shuntage** de l'excitation :

$$K_{se} = \frac{R_{exc} + R_s}{R_{exc}} = 1 + \frac{R_s}{R_{exc}} \quad (4.5-17)$$

La relation existant entre le

courant d'armature i_a et le courant d'excitation i_e s'écrit:

$$i_e = \frac{R_{exc}}{R_{exc} + R_s} i_a = \frac{i_a}{K_{se}} \quad (4.5-18)$$

et

$$R_s // R_{exc} = \frac{R_s}{K_{se}} \quad (4.5-19)$$

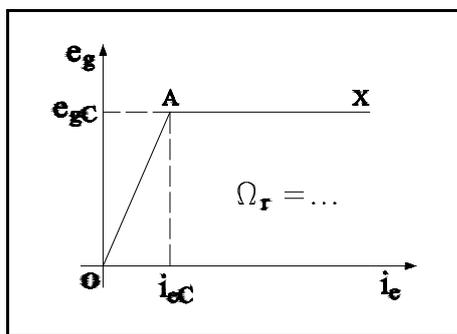


Figure 4.5-20

Pour prédéterminer approximativement l'allure des caractéristiques, nous supposons que la caractéristique à vide en **génératrice** est simplifiée comme l'indique la Figure 4.5-20 :

* pour $i_e < i_{eC}$ - zone non saturée:

$$e_g = G \Omega_g i_e = G \Omega_g \frac{i_a}{K_{se}} \quad (4.5-20)$$

* pour $i_e > i_{eC}$ - zone saturée: :

$$e_g = G i_{eC} \Omega_g = e_{gC} \quad (4.5-21)$$

a. $\Omega_r = f(i_a)$

$$\Omega_r = \frac{e}{K \varphi} = \Omega_g \frac{v - \Delta V_b \text{sign}(i_a) - (R_d + R_a + R_s // R_{exc}) i_a}{e_g(i_e)} \quad (4.5-22)$$

* zone non saturée : pour $i_a < K_{se} i_{eC}$

$$\begin{aligned} \Omega_r &= \Omega_g \frac{v - \Delta V_b \text{sign}(i_a) - (R_d + R_a + R_s // R_{exc}) i_a}{G \Omega_g \frac{i_a}{K_{se}}} \\ &= \frac{K_{se}}{G} \left(\frac{v - \Delta V_b \text{sign}(i_a)}{i_a} - (R_d + R_a + \frac{R_s}{K_{se}}) \right) \end{aligned} \quad (4.5-23)$$

dont on tire

$$i_a = \frac{v - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a)}{\frac{G \Omega_r}{K_{se}} + (R_d + R_a + \frac{R_s}{K_{se}})} \quad (4.5-24)$$

* zone saturée : pour $i_a > K_{se} i_{eC}$

$$\begin{aligned} \Omega_r &= \Omega_g \frac{v - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) - (R_d + R_a + R_s/R_{exc}) i_a}{G \Omega_g i_{eC}} \\ &= \frac{v - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a)}{G i_{eC}} - (R_d + R_a + \frac{R_s}{K_{se}}) \frac{i_a}{G i_{eC}} \end{aligned} \quad (4.5-25)$$

dont on tire

$$i_a = \frac{G i_{eC}}{R_d + R_a + \frac{R_s}{K_{se}}} \left(\frac{v - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a)}{G i_{eC}} - \Omega_r \right) \quad (4.5-26)$$

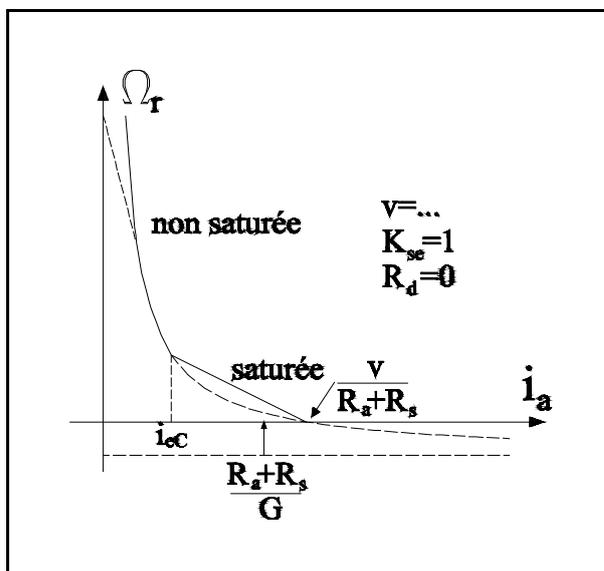


Figure 4.5-21

Pour le fonctionnement normal ($R_d = 0$, $R_{exc} = \infty$), l'allure de la caractéristique est indiquée à la Figure 4.5-21. On constate une forte dépendance de la vitesse par rapport au courant absorbé. Pour un courant nul, la vitesse est théoriquement infinie. Ce n'est pas possible à cause du rémanent. De plus, i_a ne peut s'annuler à cause des pertes mécaniques, mais des vitesses **très élevées (donc dangereuses)** sont possibles.

Au démarrage, pour limiter le courant, un rhéostat de démarrage ($R_d \neq 0$) est interposé entre la source et le moteur. Son effet sur la courbe (avec $R_{exc} = \infty$) se marque par un déplacement de l'asymptote horizontale de l'hyperbole et un

déplacement vers la gauche de toute la courbe et notamment du point $\Omega_r = 0$.

La caractéristique peut également être déplacée vers la gauche par une réduction de la tension d'alimentation v qui doit alors être réglable.

Si plusieurs moteurs séries tournent à la même vitesse (ex : traction), on peut les démarrer en couplage série (donc à tension réduite), puis les coupler en parallèle.

Lorsque la valeur de la résistance d'excitation est diminuée, la courbe est décalée vers le haut (proportionnellement à K_{se}) et l'asymptote horizontale se déplace légèrement vers le haut. Le domaine de linéarité en fonction de i_a est augmenté proportionnellement à K_{se} .

b. $C_{em} = f(i_a)$

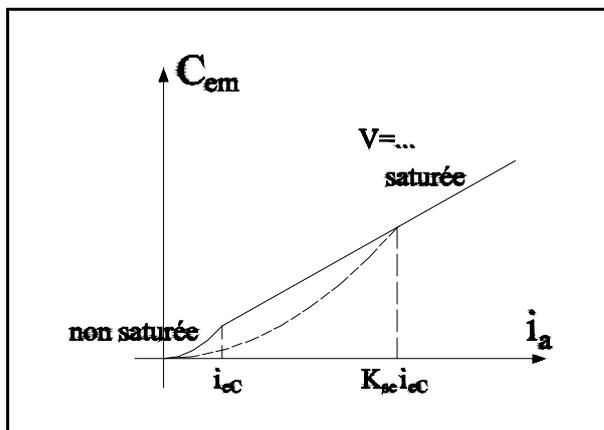
$$C_{em} = K \varphi i_a = \frac{e_g}{\Omega_g} i_a \quad (4.5-27)$$

* zone non saturée :

$$C_{em} = G \frac{i_a^2}{K_{se}} \quad (4.5-28)$$

* zone saturée :

$$C_{em} = G i_{eC} i_a \quad (4.5-29)$$



La courbe de la Figure 4.5-22 est tracée pour $R_d = 0$ et $R_{exc} = \infty$.

Elle n'est pas influencée par des valeurs de $R_d \neq 0$; par contre, sa partie quadratique est fonction de $1/K_{se}$.

c. $C_{em} = f(\Omega_r)$: Caractéristique mécanique.

* zone non saturée :

Figure 4.5-22

$$C_{em} = G \frac{i_a^2}{K_{se}} = \frac{G}{K_{se}} \left(\frac{v - \Delta V_b \text{sign}(i_a)}{G \frac{\Omega_r}{K_{se}} + R_d + R_a + \frac{R_s}{K_{se}}} \right)^2 \quad (4.5-30)$$

*. zone saturée :

$$C_{em} = G i_{eC} i_a = \frac{G^2 i_{eC}^2}{R_d + R_a + \frac{R_s}{K_{se}}} \left(\frac{v - \Delta V_b \text{sign}(i_a)}{G i_{eC}} - \Omega_r \right) \quad (4.5-31)$$

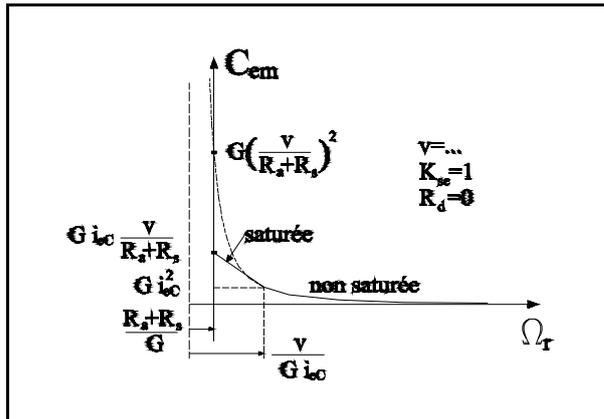


Figure 4.5-23

La Figure 4.5-23 est tracée pour $R_d = 0$, $R_{exc} = \infty$. Pour $R_d \neq 0$, l'asymptote verticale, donc la courbe, se déplace vers la gauche. Le couple de démarrage diminue.

Lorsque R_{exc} est diminué (K_{se} augmenté), la courbe se déplace vers le haut.

Lorsque la tension d'alimentation est diminuée, la courbe se déplace vers le bas.

Les courbes 4.5-24 à -35 résument les caractéristiques de la machine série et montrent l'influence de R_d et R_{exc} .

Il convient de ne pas faire fonctionner un moteur série à vide (pq?)⁴.

Les moteurs séries sont fortement utilisés en traction :

- il n'y a pas de possibilités de fonctionnement à vide (sauf en descente).
- le couple de démarrage est élevé (pour ébranler la charge), mais limité ($R_d \neq 0$).
- **la consommation électrique est autorégulée.**

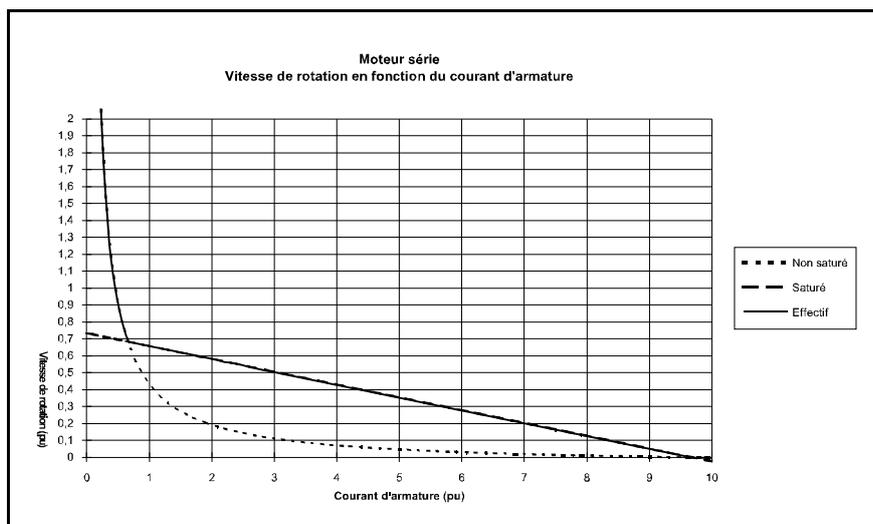


Figure 4.5-24

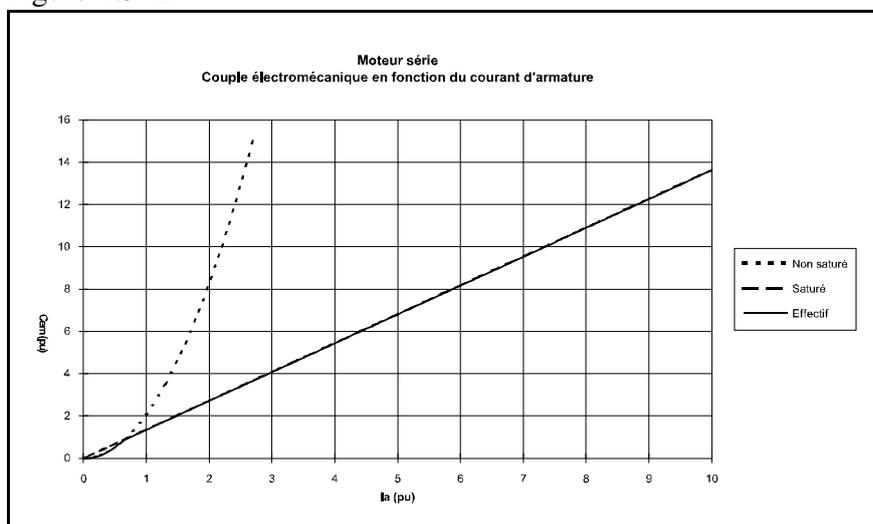


Figure 4.5-25

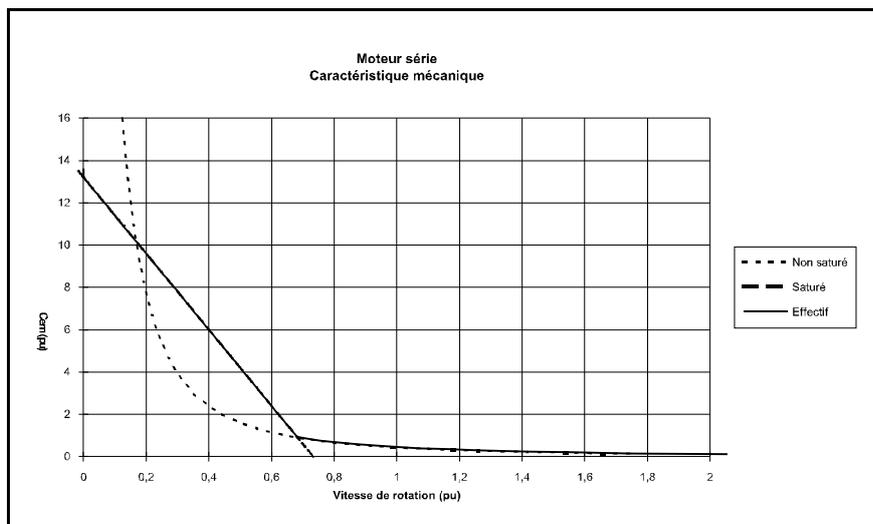


Figure 4.5-26

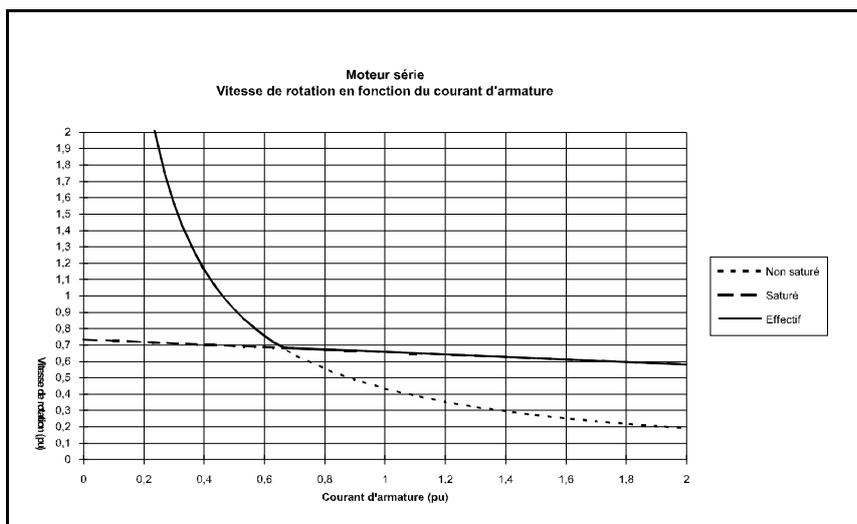


Figure 4.5-27

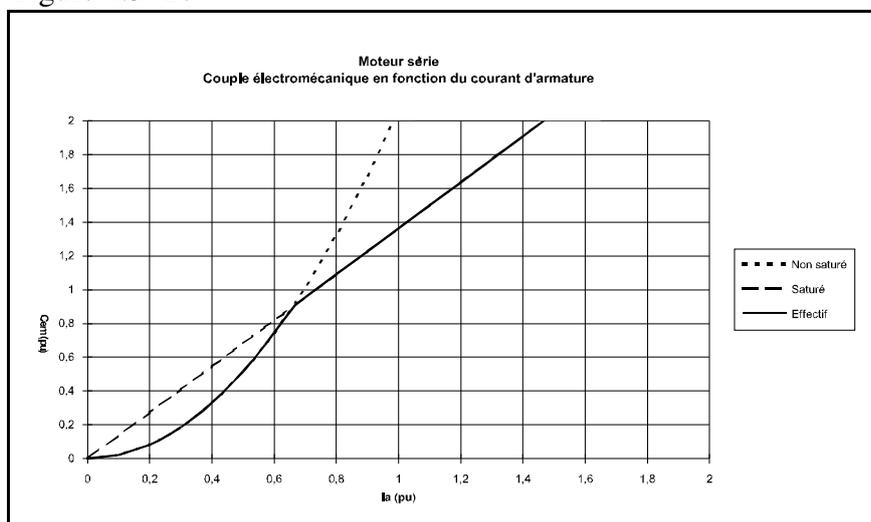


Figure 4.5-28

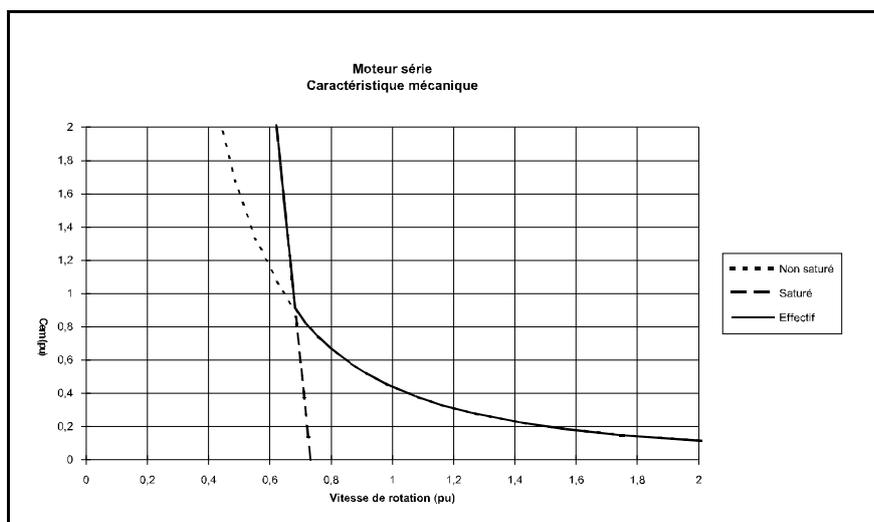


Figure 4.5-29

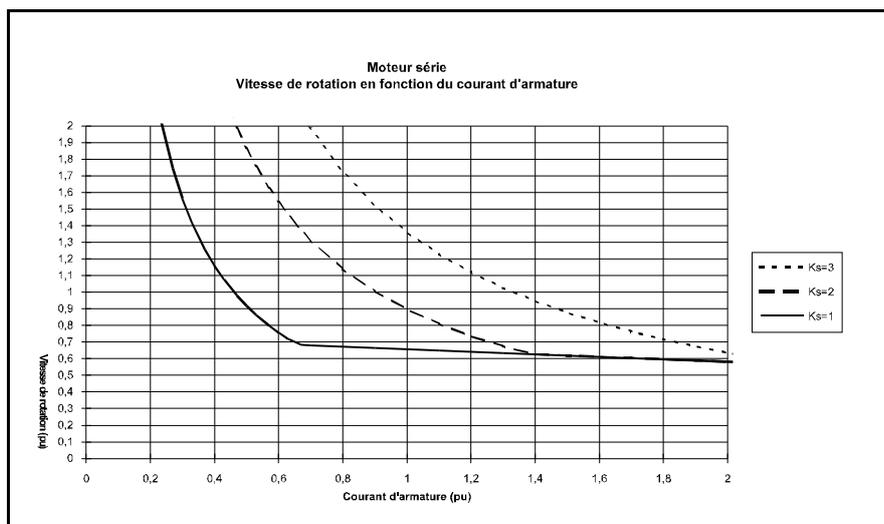


Figure 4.5-30

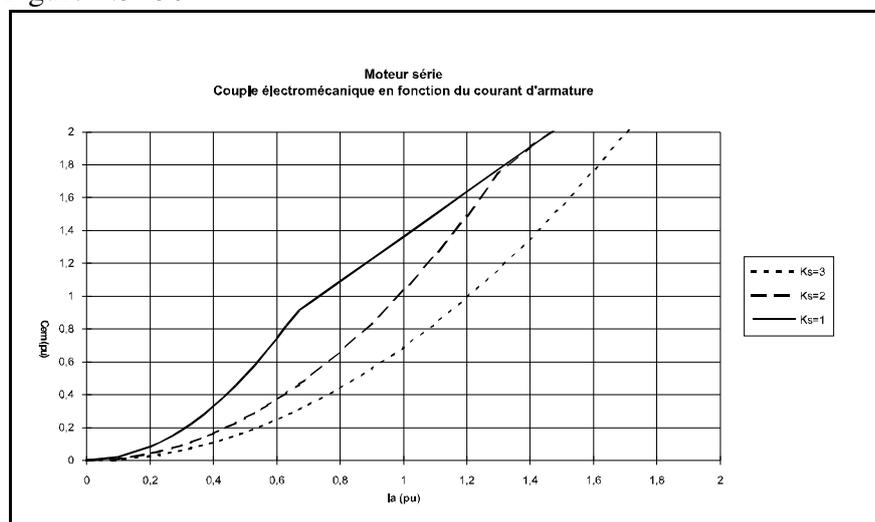


Figure 4.5-31

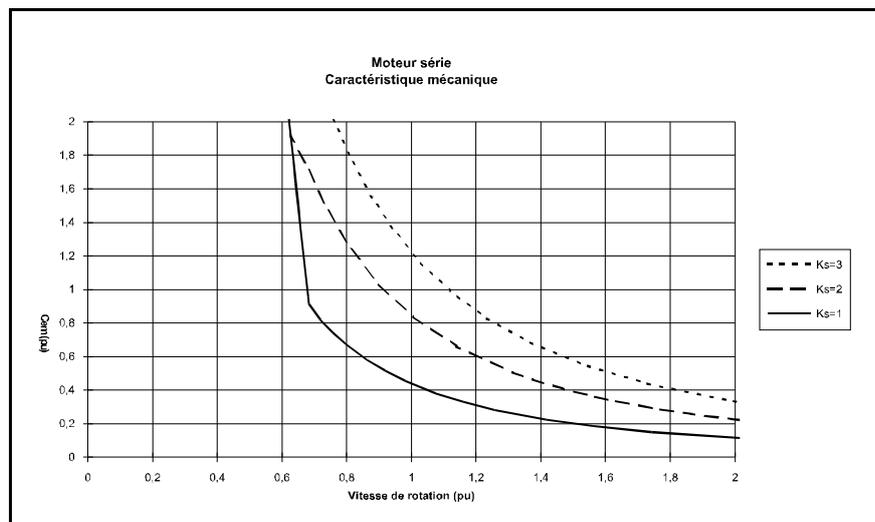


Figure 4.5-32

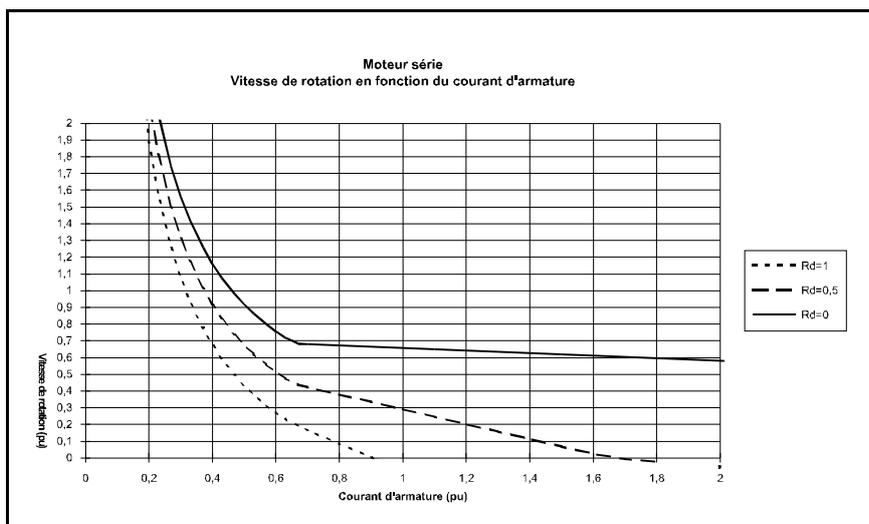


Figure 4.5-33

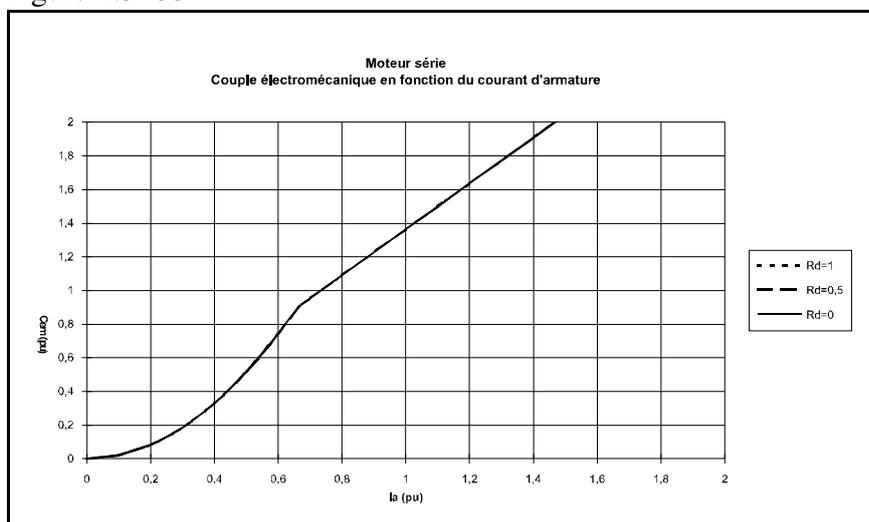


Figure 4.5-34

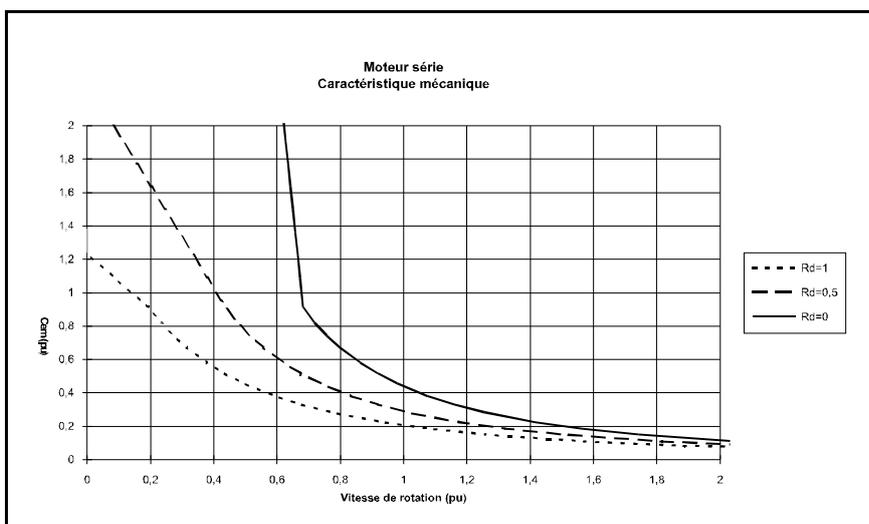
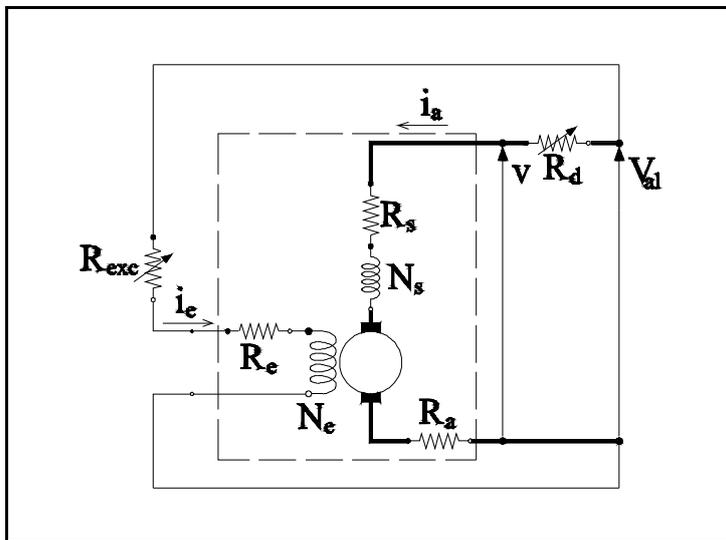


Figure 4.5-35

4.5.5. Caractéristiques en charge - moteur à excitation composée



Ce moteur doit être considéré comme une machine à excitation dérivée comportant quelques spires série (Figure 4.5-35).

Figure 4.5-36

On sait que

$$\Omega_r = \Omega_g \frac{v - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) - (R_a + R_s) i_a}{e_g(i_e')} \quad (4.5-32)$$

avec

$$i_e' = i_e \pm \frac{N_s}{N_e} i_a \quad (4.5-33)$$

Pour une valeur donnée de i_e , par rapport au cas $N_s = 0$, à chaque valeur de i_a correspond

- une valeur de i_e' augmentée ou diminuée ;

- une valeur de Ω_r diminuée ou augmentée ;

- une valeur de C_{em} augmentée ou diminuée

selon que les spires séries sont **concordantes** ou **discordantes**.

Les différentes caractéristiques en charge ont l'allure indiquée à la Figure 4.5-37.

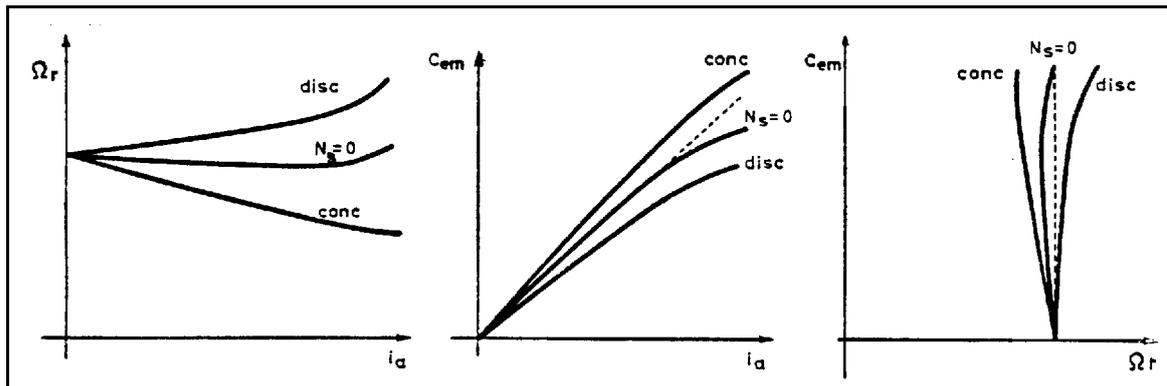


Figure 4.5-37

Remarques : dans les machines modernes, on prévoit toujours quelques spires **séries** de stabilisation (voir § 4.5.2.).

Un compoundage concordant de +0,002 rend stable la machine GRAM01 dans tout le domaine utile.

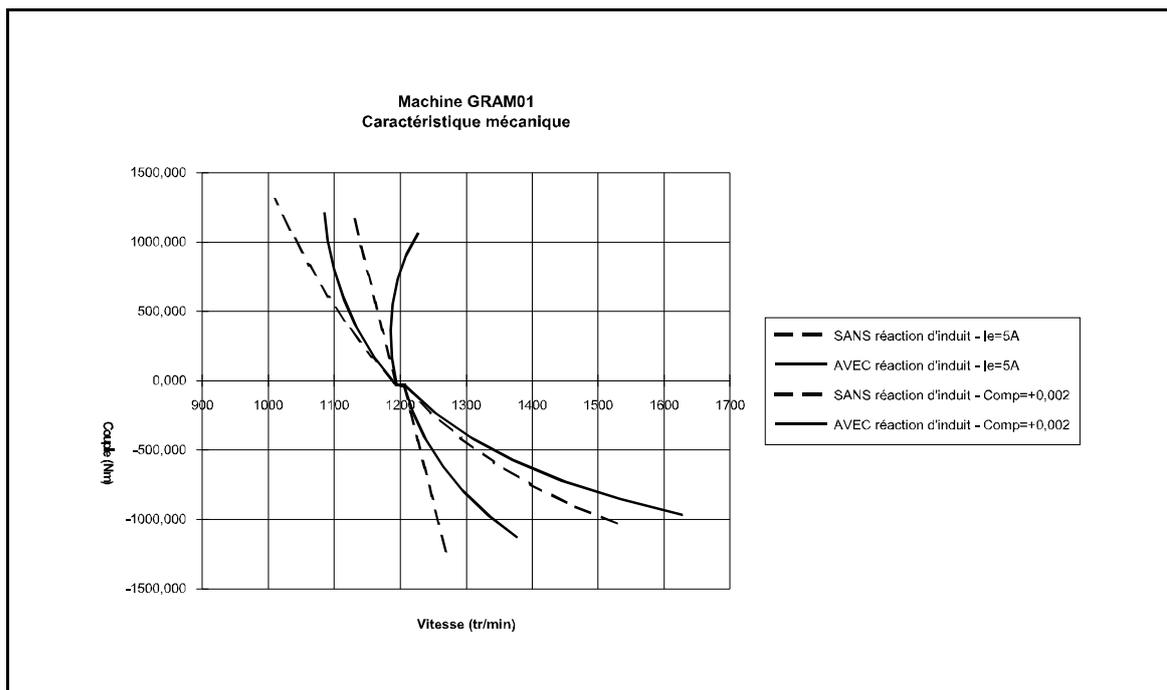


Figure 4.5-38

la Figure 4.5-39 indique, pour les machines de types différents mais possédant les mêmes grandeurs nominales (Ω_N , C_N ,...), la forme des caractéristiques mécaniques.

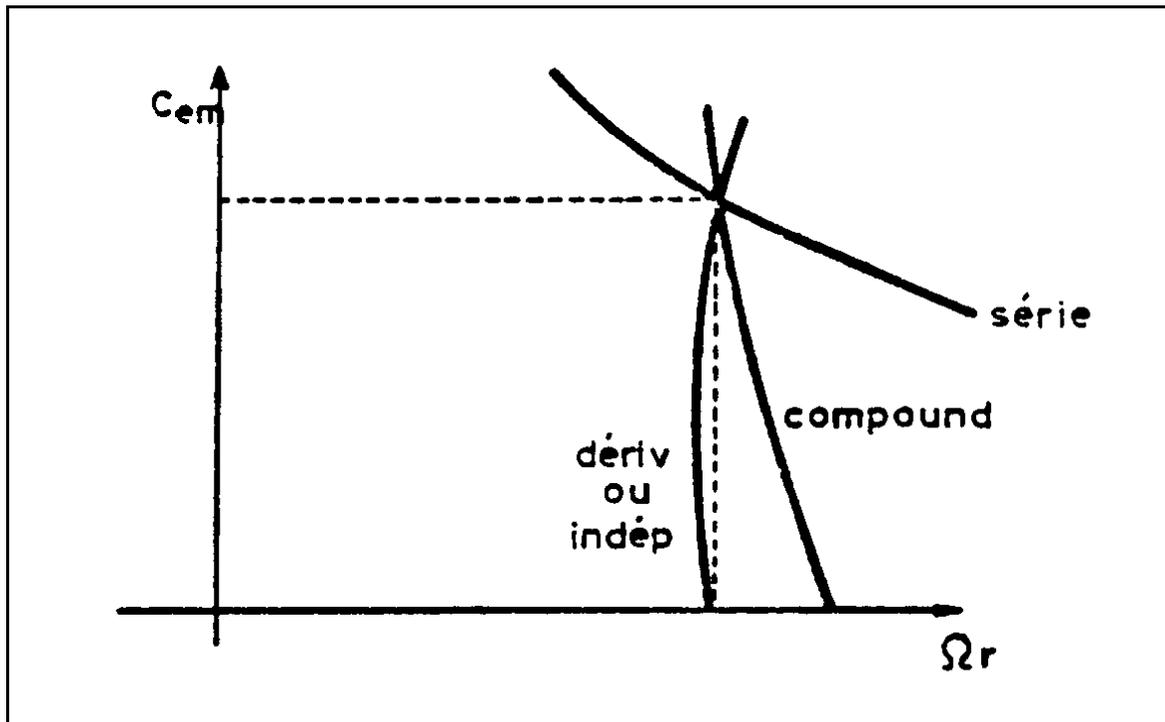


Figure 4.5-39

4.5.6. Réglage de la vitesse des moteurs à courant continu

Les moteurs à courant continu sont connus pour leurs **grandes possibilités de réglage de vitesse**. Les considérations suivantes sont relatives au moteur à excitation indépendante. La relation :

$$\Omega_r = \frac{v_{al} - \Delta V_b \operatorname{sign}(i_a) - (R_a + R_d) i_a}{K \Phi} \quad (4.5-34)$$

montre que l'on peut agir sur v_{al} , R_d et Φ .

a. action sur R_d

Le rendement est évidemment mauvais.

b. action sur i_e

Agir sur la vitesse par le circuit d'excitation nécessite une puissance bien plus faible qu'une action par le circuit d'armature, mais la constante de temps du circuit d'excitation étant assez élevée ($\approx 1s$), la rapidité du réglage est moins grande.

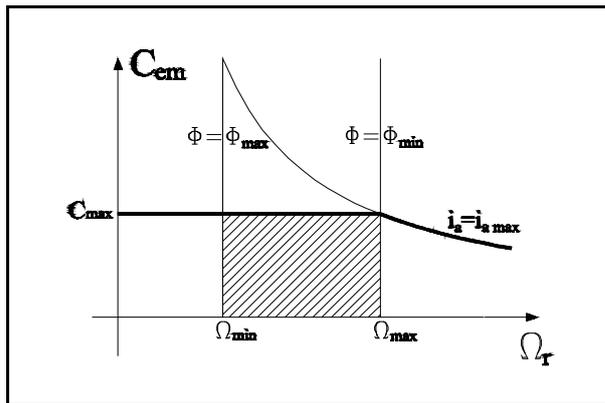


Figure 4.5-40

Le rapport entre vitesses maximale et minimale est limité à $3/1$ pour des raisons économiques. En effet, le dimensionnement mécanique, pour une application à couple maximal indépendant de la vitesse, se fait à la vitesse maximale qui correspond au flux minimum :

$$v_{al} \approx e = K \Phi \Omega_r \text{ donc } \Phi_{\min} = \frac{v_{al}}{K \Omega_{\max}} \quad (4.5-35)$$

$$\text{et } C_{\max} = K \Phi_{\min} i_{a \max} \approx \frac{v_{al} i_{a \max}}{\Omega_{\max}}$$

Pour réduire la vitesse dans le rapport $\Omega_{\min} / \Omega_{\max}$, il faut multiplier le flux dans le rapport inverse, donc multiplier dans le même rapport les sections magnétiques ou le nombre de spires (ou une combinaison des deux méthodes) : le dimensionnement magnétique est réalisé à la vitesse minimale. Le diagramme de la Figure 4.5-40 montre qu'à cette vitesse, en tenant compte de la contrainte de courant maximal, la machine pourrait fournir un couple plus important que le couple nominal, mais ce n'est pas nécessairement utile. En respectant la même contrainte de courant maximal, il est possible d'obtenir une vitesse supérieure à la vitesse nominale, mais à couple réduit, en "défluxant" la machine.

Notons encore que, dans certaines applications, le moment d'inertie de la charge est tellement important que le courant d'excitation atteint sa valeur de régime avant que la vitesse ne se soit sensiblement modifiée.

Une variation $\Delta i_e / i_e$ du courant d'excitation se traduit dans ces conditions par une variation égale $\Delta e / e$. "Instantanément", le courant d'armature prend la valeur i_{a0}^+ telle que

$$R_a i_{a0}^+ = v_{al} - \Delta V_b - G \Omega_r i_{e0}^+ \quad (4.5-36)$$

dont il résulte :

$$\frac{\Delta i_a}{i_{a0}^-} = \frac{i_{a0}^+ - i_{a0}^-}{i_{a0}^-} = - \frac{G \Omega_r (i_{e0}^+ - i_{e0}^-)}{v_{al} - \Delta V_b - G \Omega_r i_{e0}^-} = - \frac{G \Omega_r i_{e0}^-}{v_{al} - \Delta V_b - G \Omega_r i_{e0}^-} \frac{\Delta i_e}{i_{e0}^-} \quad (4.5-37)$$

La f.e.m. est généralement proche de la tension d'alimentation. Il s'ensuit que la variation du courant d'armature est instantanément plus importante que la variation du courant d'excitation

(et que la variation finale de vitesse). Considérons, par exemple,

$$\begin{aligned} R_a &= 0,0351 \quad ; \quad v_{al} = 1,04 \quad ; \quad i_{e0}^- = 1 \quad ; \quad i_{a0}^- = 1 \quad ; \\ \Delta V_b &= 0,0049 \quad \text{et} \quad \Omega_r = 1 \quad \text{donc} \quad G \Omega_r i_{e0}^- = 1 \end{aligned} \quad (4.5-38)$$

Il vient pour une diminution de l'excitation de 20 %

$$\frac{\Delta i_a}{i_{a0}^-} = \frac{-1}{1,04 - 0,0049 - 1} (-0,2) = 5,7 \quad (4.5-39)$$

Le courant d'armature augmente dans ce cas "aux premiers instants" de plus de 5 fois.

Il faut remarquer que pour une augmentation de 20% de l'excitation, le courant d'armature diminue de plus de 4 fois et devient donc transitoirement *négligé*¹.

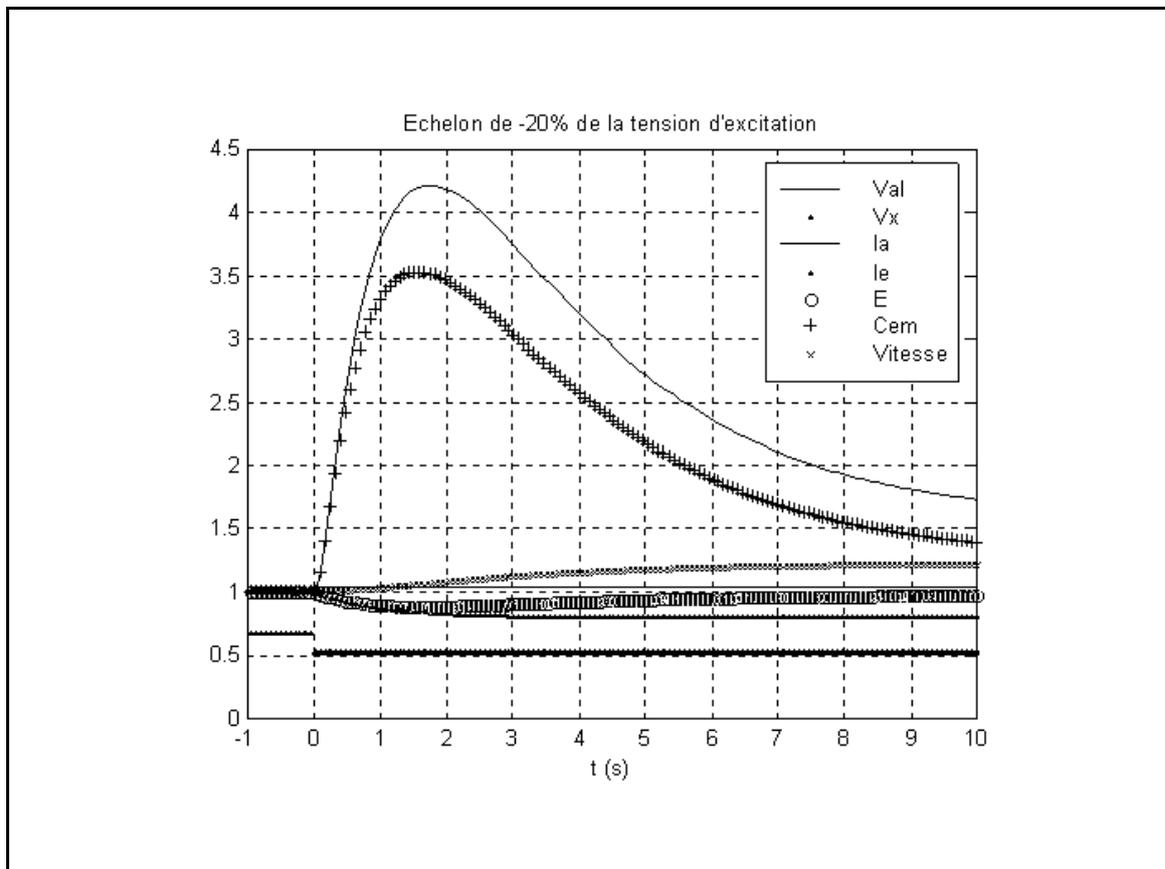


Figure 4.5-41

¹ Il faut donc corriger la formule (4.5-36) pour tenir compte correctement de la chute de tension balais/collecteurs.

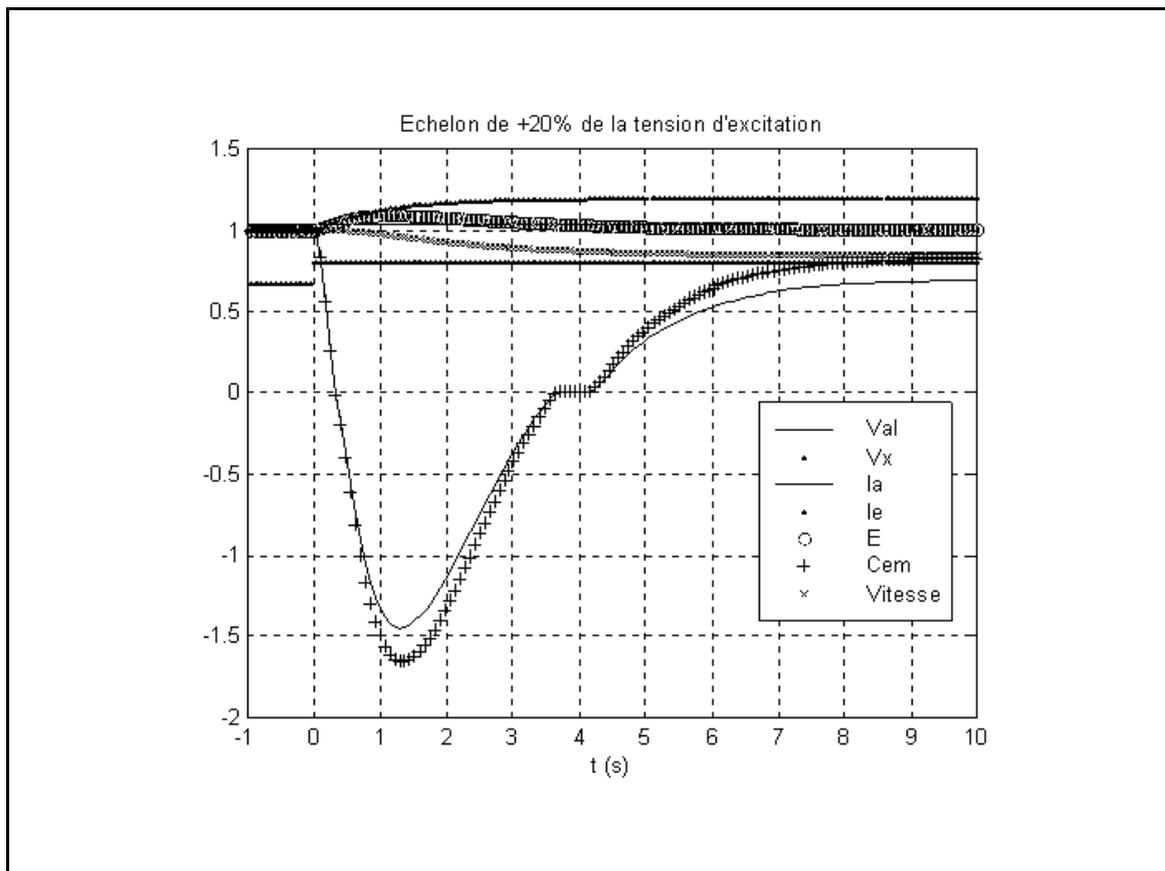


Figure 4.5-42

La Figure 4.5-41 et la Figure 4.5-42 montrent la simulation de ces deux essais. On constate que par suite de la relative lenteur de la variation du courant d'excitation, la variation relative du courant d'armature n'atteint respectivement **que +320%** et **-240%**.

c. action sur V_{al}

La tension d'alimentation peut se régler à l'aide de redresseurs commandés ou à l'aide d'une génératrice à courant continu entraînée par un moteur AC (groupe **Ward-Léonard**)

Aucun rhéostat n'est prévu dans le circuit à fort courant, ce qui limite évidemment les pertes mais peut amener des surintensités comme indiqué plus loin.

La vitesse se règle de 0 à sa valeur nominale par action sur v_{al} et, éventuellement, au-delà par action sur l'excitation.

Un phénomène de surintensité semblable à celui décrit plus haut se produit lors d'un réglage par v_{al} , même pour une inertie relativement faible de la charge, par suite de la faible valeur de la constante de temps d'armature. La relation (4.5-37) devient :

$$\frac{\Delta i_a}{i_{a0}^-} = \frac{i_{a0}^+ - i_{a0}^-}{i_{a0}^-} = \frac{v_{al0}^+ - v_{al0}^-}{v_{al0}^- - \Delta V_b - G \Omega_r i_{e0}^-} = \frac{v_{al0}^-}{v_{al0}^- - \Delta V_b - G \Omega_r i_{e0}^-} \frac{\Delta v_{al}}{v_{al0}^-} \quad (4.5-40)$$

c'est à dire, avec les mêmes paramètres que plus haut, pour une augmentation de 20% de v_{al}

$$\frac{\Delta i_a}{i_{a0}^-} = \frac{1,04}{1,04 - 0,0049 - 1} (+ 0,2) = 5,9 \quad (4.5-41)$$

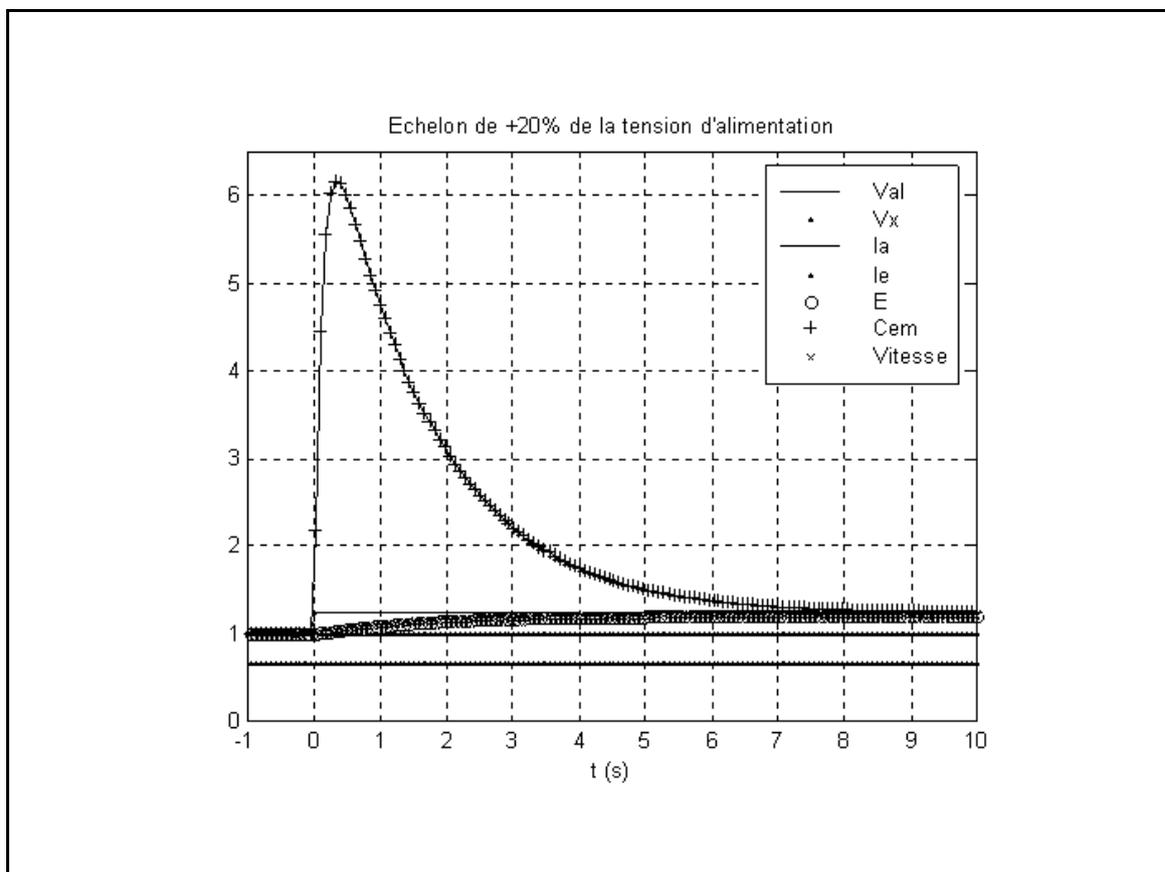


Figure 4.5-43

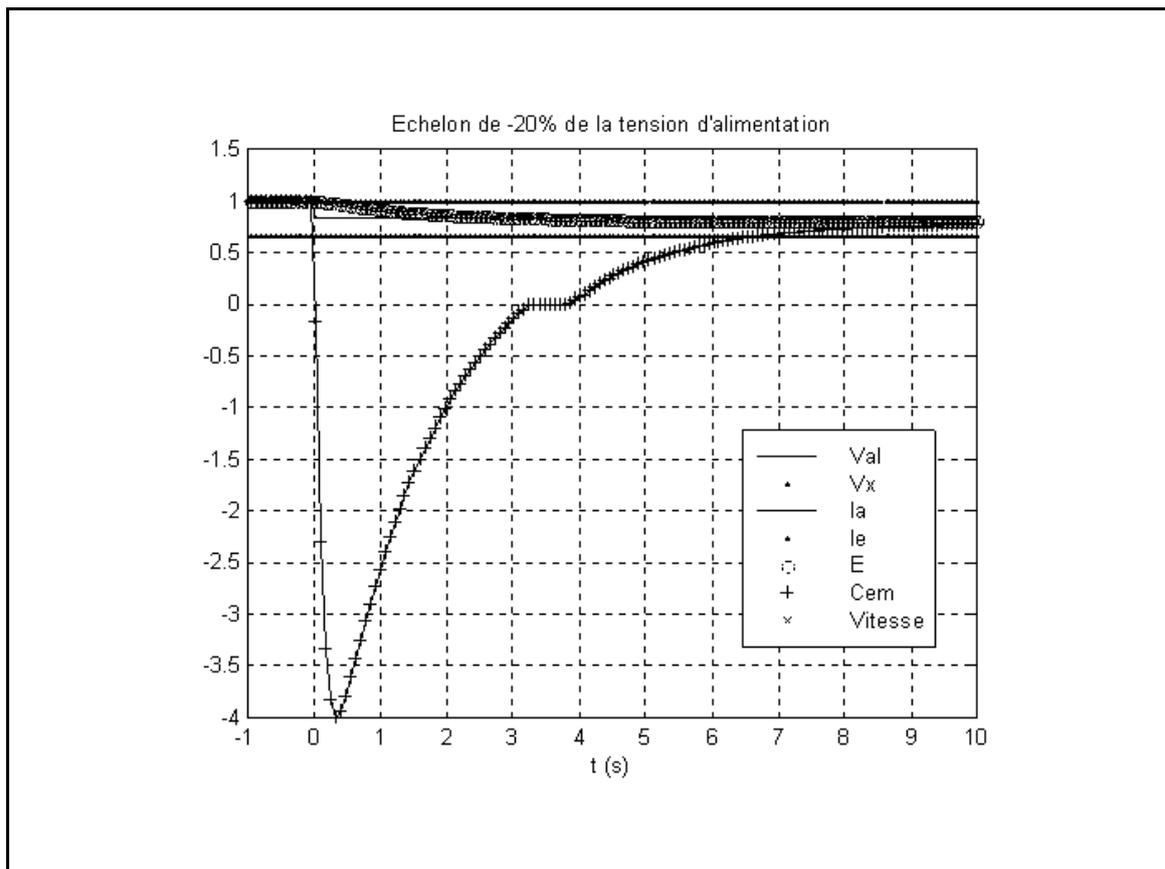


Figure 4.5-44

La Figure 4.5-43 et la Figure 4.5-44 montrent la simulation de deux essais : l'un est relatif à l'accroissement de **20%** de la tension d'alimentation, l'autre à la réduction. On constate que la variation relative du courant d'armature atteint respectivement **+520%** et **-490%**.

Comparé au réglage par le courant d'excitation, le réglage par la tension d'alimentation présente les caractéristiques suivantes :

- * coût plus élevé (pq?)⁵***
- * rapidité plus grande (pq?)⁶***
- * plage de réglage plus importante (pq?)⁷***

Groupe Ward-Léonard

Ce montage est représenté à la Figure 4.5-45, il nécessite trois machines de même puissance : un moteur asynchrone branché sur le réseau, une dynamo et le moteur d'entraînement sans compter une excitatrice. C'est un système coûteux à l'achat et à l'entretien qui n'est plus guère utilisé que dans les cas où un volant d'inertie calé sur l'axe de la dynamo permet le maintien du fonctionnement du moteur pendant un certain temps après la disparition de l'alimentation du réseau. Cette possibilité peut se révéler intéressante pour l'entraînement d'un ascenseur par exemple.

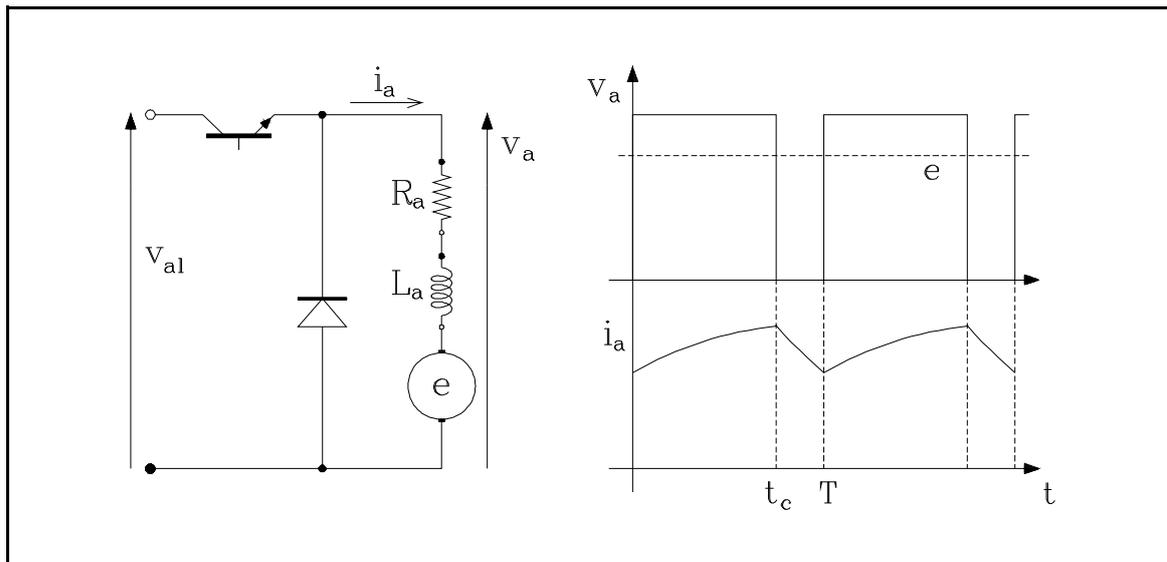


Figure 4.5-46

A l'instant $t=0$, le transistor T_1 est rendu passant : la source V_{al} est donc appliquée aux bornes du moteur et débite un courant i_a qui augmente exponentiellement selon la constante de temps T_a de la machine vers une valeur asymptotique égale à $(V_{al}-e)/R_a$. A l'instant $t = t_c$, le transistor est rendu bloquant, le courant i_a se referme par la diode de roue libre D_1 et la tension aux bornes de la machines est nulle. Le courant i_a diminue donc exponentiellement. Les phénomènes se reproduisent avec une période T .

La tension moyenne aux bornes de la machine vaut :

$$V_{a \text{ moy}} = V_{al} \frac{t_c}{T} \quad (4.5-42)$$

et est donc réglable.

Si la période T est faible devant la constante de temps T_a du rotor, le courant est pratiquement constant.

Fonctionnement en génératrice :

Considérons une machine fonctionnant en génératrice (Figure 4.5-47) et utilisons les conventions génératrice.

A l'instant $t=0$, le transistor T_2 est rendu passant : la tension aux bornes de la machine est nulle et le courant **débité** augmente exponentiellement. A l'instant $t=t_c$, le transistor est rendu bloquant, le courant i_a doit se refermer par la diode D_2 au travers de la source qui doit être capable d'accepter ce courant (sinon, elle est remplacée par une résistance). La machine fonctionne en génératrice avec, à ses bornes, une tension moyenne égale à :

$$V_{a \text{ moy}} = V_{al} \frac{T - t_c}{T} \quad (4.5-43)$$

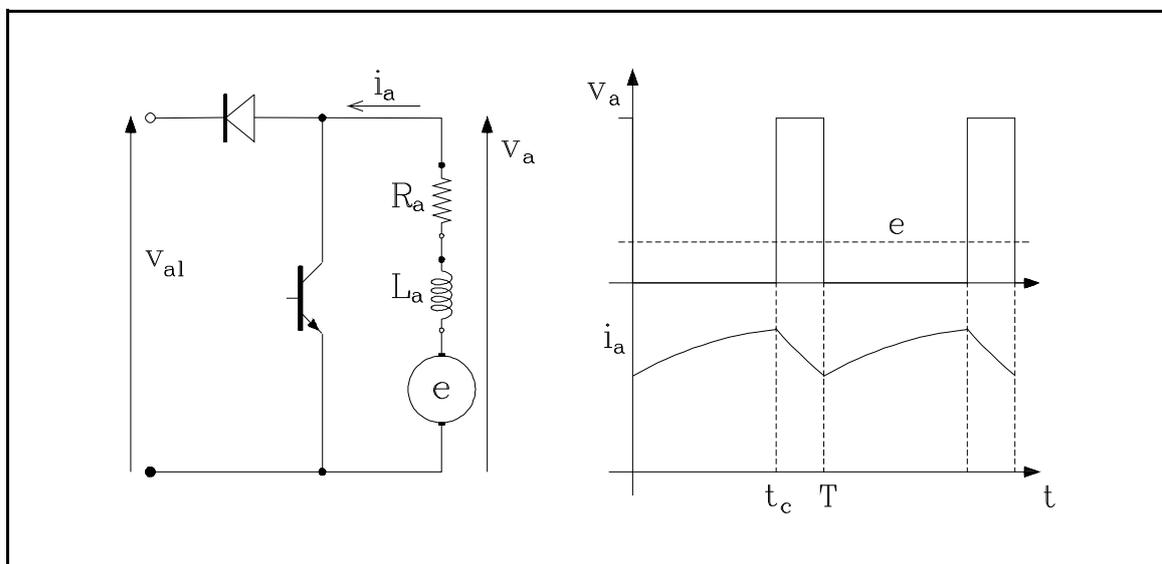


Figure 4.5-47

Le fonctionnement est représenté à la Figure 4.5-48 en utilisant les conventions usuelles (moteur).

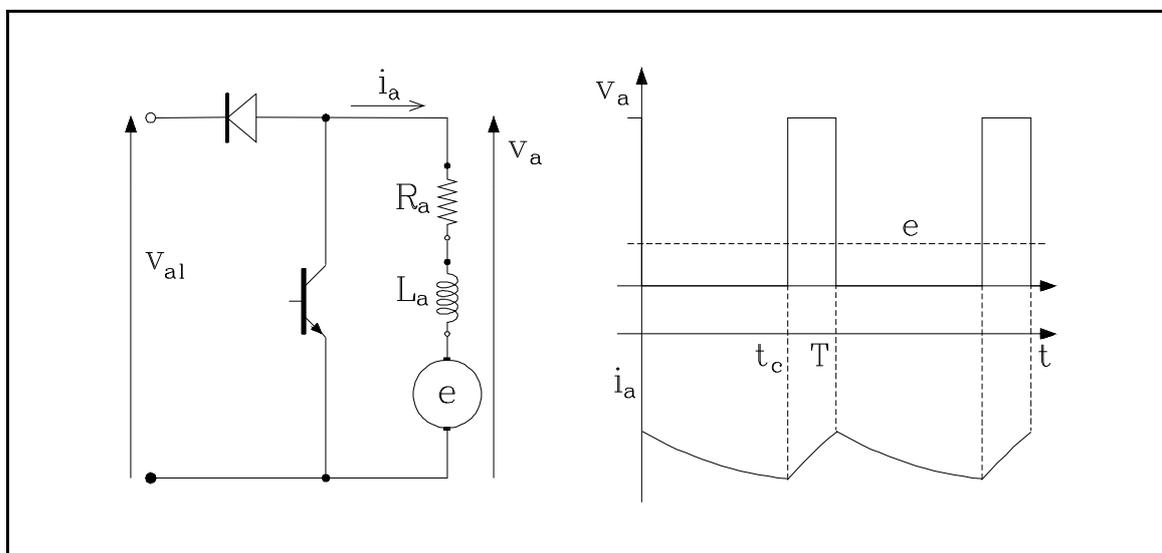


Figure 4.5-48

Fonctionnement dans les quatre quadrants :

Le schéma de principe est celui de la Figure 4.5-49 où les sens positifs du courant et de la tension d'armature sont indiqués.

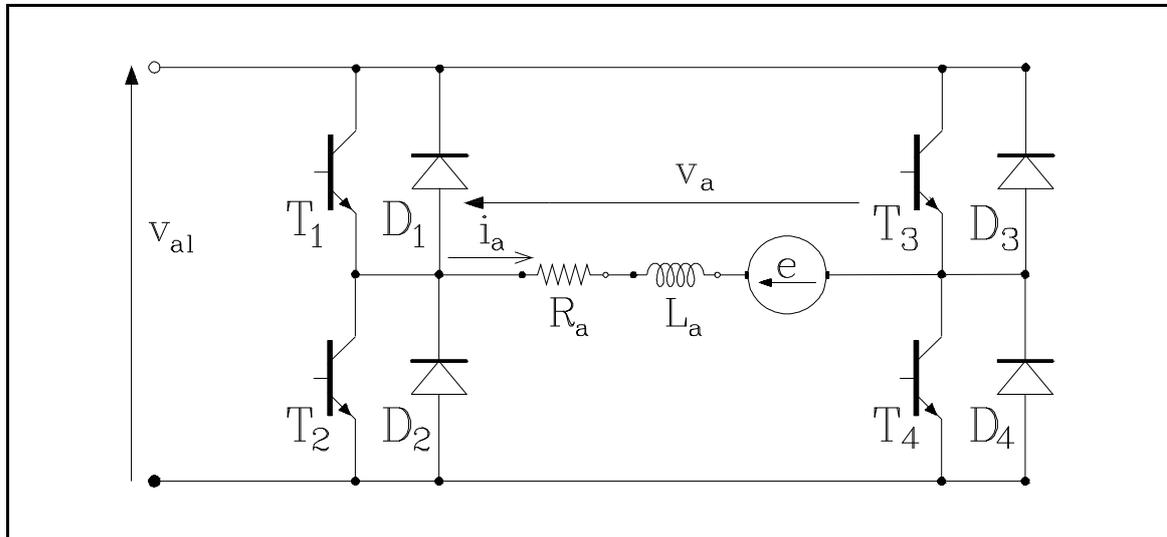


Figure 4.5-49

Le fonctionnement dans le premier quadrant ($i_a > 0$, $e > 0$) est obtenu en rendant T_4 passant et en faisant jouer le rôle de hacheur à T_1 . La diode de roue libre est D_2 .

Le fonctionnement dans le troisième quadrant ($i_a < 0$, $e < 0$) est obtenu en rendant T_2 passant et en faisant jouer le rôle de hacheur à T_3 . La diode de roue libre est D_4 .

Pour le fonctionnement dans le deuxième quadrant ($i_a > 0$, $e < 0$), D_3 est passant, T_1 est le hacheur et D_2 assure le retour du courant par la source.

Pour le fonctionnement dans le quatrième quadrant ($i_a < 0$, $e > 0$), D_1 est passant, T_3 est le hacheur et D_4 assure le retour du courant par la source.

Il est possible d'imaginer des séquences dans lesquelles le hachage est assuré par deux transistors.

Plutôt que la vitesse, il est possible de régler le couple par réglage du courant d'armature. Ceci présente un grand intérêt en robotique.

4.5.7. Caractéristiques de freinage des moteurs à courant continu

Ces caractéristiques sont très importantes dans de nombreuses applications. Exemples : treuil de mine, locomotive électrique ... en descente,...

a. Freinage avec récupération d'énergie

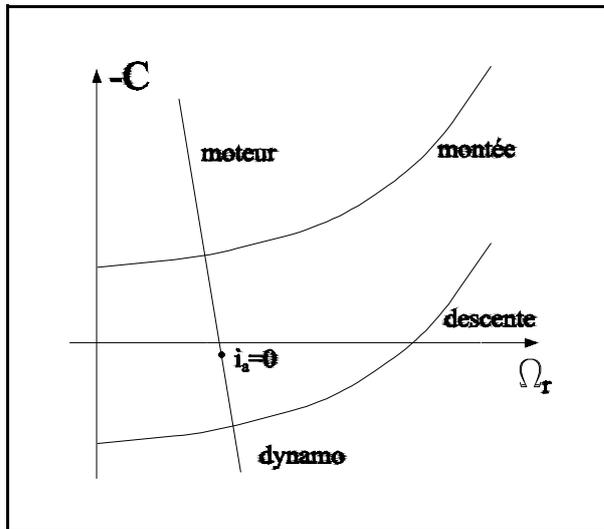


Figure 4.5-50

En excitation indépendante ou dérivée, si le couple moteur change de signe, la vitesse dépasse $\Omega_g v_a / e_g$, le courant s'inverse et la machine fonctionne en génératrice : 4^e quadrant. Il est évidemment indispensable que la source puisse fournir un courant **négatif**. Ce fonctionnement est atteint par une locomotive en descente (si le moteur est couplé en excitation indépendante).

Un fonctionnement en génératrice est également atteint dans le 2^e quadrant où la vitesse est inversée sans que le couple le soit : cas d'un ascenseur à la descente.

L'étude de la dynamique de la machine a également montré qu'il était possible de faire fonctionner transitoirement la machine dans le quatrième quadrant par simple modification de la valeur de la tension d'alimentation ou du courant d'excitation.

En excitation série, la caractéristique est limitée à deux quadrants, le couple ne peut s'inverser par rapport à la vitesse. Le freinage n'est possible qu'en passant en excitation indépendante (ou dérivée).

Ce type de freinage est très économique.

b. Freinage à contre-courant

Ce freinage est peu économique. Il consiste à insérer une résistance en série avec l'induit et à inverser les bornes du moteur².

c. Freinage dynamique

Au point de vue économique, ce type de freinage se situe entre les deux premiers. Il consiste à débrancher l'induit du moteur de la source et à le connecter sur une résistance de charge³. En excitation série, il convient d'inverser l'enroulement d'excitation à cause du rémanent.

² Le lecteur est invité à tracer la trajectoire du point de fonctionnement dans la caractéristique mécanique

³ idem

4.6. RENDEMENT DES MACHINES A COURANT CONTINU

Par définition : $\eta = P_u/P_t$ = rapport de la puissance **utile** fournie à la charge sous forme électrique pour une dynamo ou **mécanique** pour un moteur à la puissance fournie à la machine sous forme inverse. La précision obtenue en faisant directement le rapport des deux puissance n'est pas très élevée car le rendement des machines à courant continu est excellent ($\approx 0,9$). On préfère utiliser la formule

$$\eta = 1 - \frac{P_p}{P_t} = \frac{1}{1 + \frac{P_p}{P_u}} \quad (4.6-1)$$

en mesurant les pertes P_p .

Dans un état donné, pour augmenter la précision, on sépare les pertes (Joule, mécaniques, magnétiques) et on les mesure dans des conditions **équivalentes** telles que P_p soit mesurable avec précision, c'est à dire : ne soit plus négligeable devant P_u . Par exemple, les pertes mécaniques pour une vitesse donnée s'obtiennent par la mesure de la puissance à l'arbre pour $i_e = 0$ et $i_a = 0$. Les notes de laboratoire fournissent plus de détails à ce sujet.

4.7. LES MACHINES AMPLIFICATRICES

Une amplification de tension mais surtout de puissance est obtenue entre inducteur et induit. Pour augmenter le gain, des machines spéciales ont été développées : elles comportent des balais non seulement sur l'axe neutre mais également sur l'axe longitudinal (exemple : l'amplidyne). Ces machines n'ont plus d'intérêt pratique mais conserve un intérêt académique pour montrer l'unité profonde de tous les types de machines et développer le concept de machine généralisée.

4.8. LES MOTEURS A ENTREFER AXIAL

Dans ce moteur (Figure 4.8-1 et Figure 4.8-2 [Documentation AXEM]), le rotor est constitué par un disque isolant sur lequel adhèrent recto et verso des conducteurs lamellaires nus en cuivre, de faible épaisseur. L'inducteur est constitué par des aimants permanents. Les lignes d'induction, parallèles à l'axe se referment par une culasse fixe ou mobile. le circuit électrique du rotor est un bobinage ondulé série. Les balais frottent directement sur les conducteurs plats.

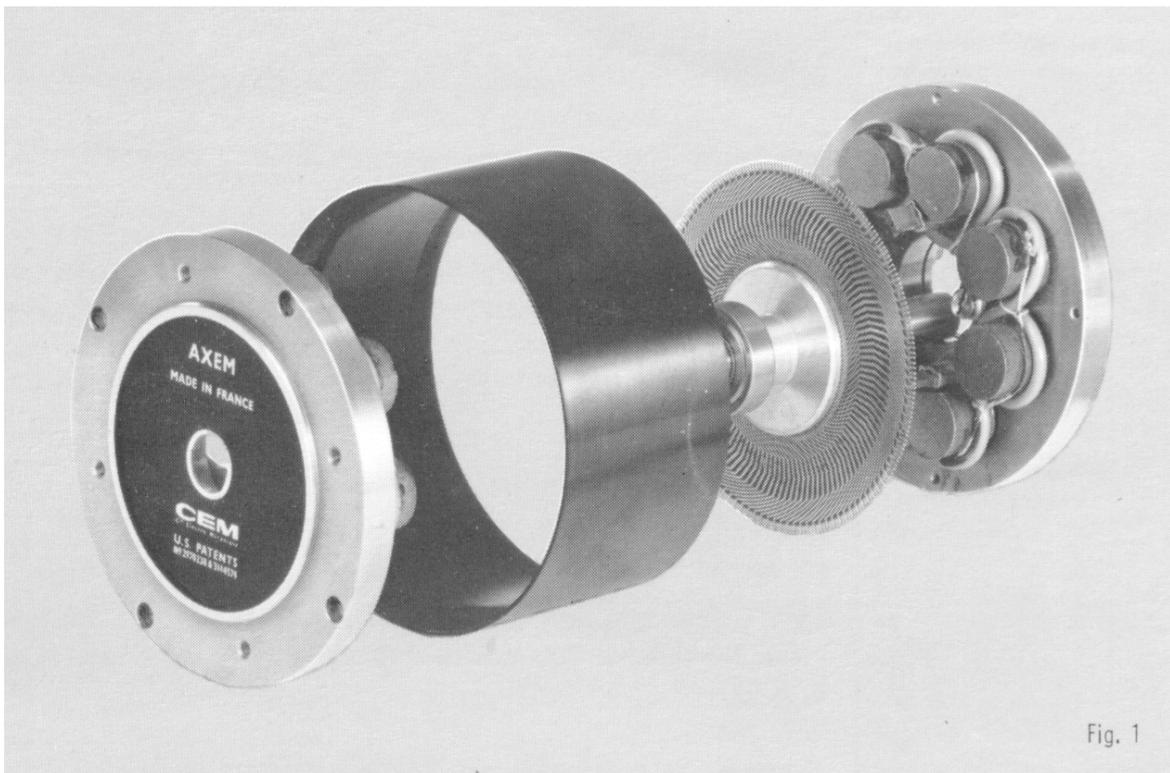


Figure 4.8-1

Les avantages du moteur à entrefer axial par rapport au moteur classique sont notamment les suivants :

- * grande puissance massique : les densités de courant peuvent être multipliées par **10**
- * faible inertie du rotor : moment d'inertie divisée par **5 à 10**
- * adaptation aux basses tensions par suite du faible nombre de conducteurs
- * faible chute de tension aux balais - bonne commutation sans pôles auxiliaires : pas de fer dans l'induit - nombre élevé de lames de collecteur.

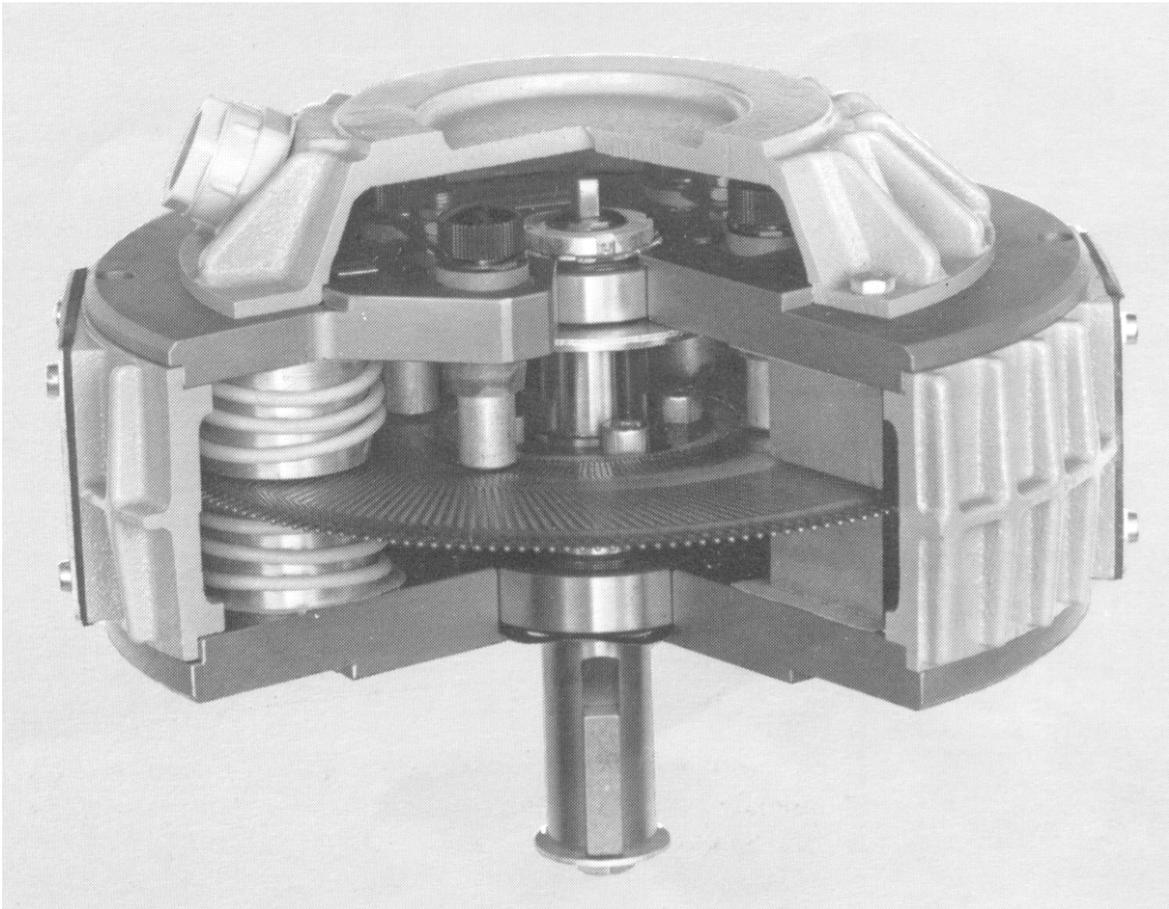


Figure 4.8-2

4.7. LES MOTEURS SERIE UNIVERSELS : fonctionnement en courant alternatif

Les modèles du § 4.3 ont été établis en considérant les valeurs instantanées des variables. Ils sont donc valables pour une alimentation par une tension alternative.

Un moteur à excitation indépendante (ou dérivée) ne peut pas fonctionner correctement en alternatif. Par suite de la valeur élevée de l'inductance du stator, le courant I_e , donc le flux Φ et la f.e.m. E sont fortement déphasés par rapport à la tension d'alimentation V_{at} . De ce fait, l'équilibrage de v_{at} par e n'est pas possible pratiquement.

Le moteur série à courant continu peut fonctionner sous tension alternative : le sens relatif du flux et du courant est toujours le même donc le couple a toujours le même sens. Mais l'expérience montre que ce moteur tourne alors avec un faible couple, un faible courant, un faible facteur de puissance, une mauvaise commutation et un faible rendement. La carcasse s'échauffe exagérément.

La relation

$$\underline{V}_{at} = \underline{E} + (R_a + R_s + j\omega L_a) \underline{I}_a \text{ avec } \underline{E} = G \Omega_r \underline{I}_a \quad (4.9-1)$$

montre que la faible valeur du courant et le mauvais facteur de puissance sont dus à l'inductance L_a que l'on compense par un enroulement en série (§ 4.2.5.) ou indépendant galvaniquement mais couplé magnétiquement et en court-circuit (§ 2.3.13). L'utilisation d'une fréquence réduite ($16 \frac{2}{3} \text{ Hz}$) pour la traction ferroviaire réduit l'influence de l'inductance L_a .

Le flux alternatif crée des pertes par hystérèse et par courants de Foucault, ce qui explique le mauvais rendement. Les dernières se réduisent en feuilletant également le stator mais la réduction des premières ne s'obtient qu'en réduisant la fréquence et l'induction (ce qui augmente le volume).

La mauvaise commutation est causée par la f.e.m. **induite** (de transformation) créée dans la spire qui commute par la variation de flux inducteur. Cette f.e.m. n'existe pas en courant continu. Elle est indépendante de la vitesse. Elle ne peut donc être compensée par une f.e.m. **engendrée** (de rotation) supplémentaire que pour une seule vitesse. L'expérience montre que la commutation peut être rendue satisfaisante dans une large gamme de vitesses, sauf au démarrage. Comme la f.e.m. induite est proportionnelle à la fréquence de la tension d'alimentation, on a utilisé pendant longtemps le moteur monophasé en traction à basse fréquence (*D.B., S.B.B.* : $16 \frac{2}{3} \text{ Hz}$). La *S.N.C.F.* a cependant équipé les locomotives circulant sur le réseau Nord de moteurs puissants fonctionnant à 50 Hz . Dans les applications de traction, les moteurs universels ont été remplacés d'abord, par des moteurs à courant continu alimentés par des redresseurs commandés et maintenant, par des moteurs à courant alternatif alimentés à fréquence variable par des convertisseurs électroniques.

Notes de fin de document

1. Le flux du pôle de commutation doit s'opposer à la réaction d'induit qui est due au courant d'armature.
2. Dans ce cas, le point de fonctionnement se trouve dans le deuxième quadrant, donc à très faible tension.
3. Un rhéostat en série ne se différencierait pas du rhéostat de démarrage et ne permettrait pas de régler le courant d'excitation.
4. La vitesse de rotation d'un moteur série à vide serait très élevée.
5. Le coût est plus élevé parce que les courants réglés sont plus importants.
6. La rapidité est plus grande parce que la constante de temps d'excitation n'intervient pas.
7. Il est montré au §4.5.6 que le réglage par l'excitation dans une plage importante nécessite un surdimensionnement de la machine. Ce qui n'est pas le cas dans le réglage par la tension d'armature.