

# Moteurs pas à pas

par **Michel ABIGNOLI**

Professeur d'Université à l'ENSEM  
(École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique de Nancy)

et **Clément GOELDEL**

Professeur d'Université à la Faculté des Sciences  
de l'Université de Reims-Champagne-Ardennes

<b>1. Principe des moteurs pas à pas .....</b>	<b>D 3 690 - 2</b>
1.1 Structure élémentaire à aimant permanent .....	— 2
1.2 Caractéristiques externes.....	— 4
1.3 Conclusion.....	— 7
<b>2. Structures et modèles de description.....</b>	<b>— 8</b>
2.1 Moteurs à réluctance variable .....	— 8
2.2 Moteurs à aimant permanent .....	— 10
2.3 Moteur hybride .....	— 11
2.4 Conclusion.....	— 11
<b>3. Alimentation.....</b>	<b>— 12</b>
3.1 Objectifs d'une bonne alimentation et classification.....	— 12
3.2 Alimentations en tension.....	— 12
3.3 Alimentations en courant.....	— 13
3.4 Conclusion.....	— 15
<b>4. Commande .....</b>	<b>— 15</b>
4.1 Commande en boucle ouverte de déplacements lents du rotor .....	— 15
4.2 Commande en boucle ouverte de déplacements rapides du rotor.....	— 16
4.3 Commande en boucle fermée .....	— 18
<b>5. Étude d'une application industrielle .....</b>	<b>— 19</b>
5.1 Cahier des charges .....	— 19
5.2 Choix de la vis.....	— 19
5.3 Grandeurs mécaniques ramenées sur l'arbre du moteur .....	— 19
5.4 Choix du moteur.....	— 19
5.5 Étude dynamique.....	— 19
<b>6. Conclusion .....</b>	<b>— 20</b>
<b>Pour en savoir plus.....</b>	<b>Doc. D 3 690</b>

**B**ien que les premiers moteurs pas à pas remontent au début des années 30, ceux-ci ne se sont vraiment développés que depuis 1960, grâce à l'apparition des microprocesseurs et aux énormes progrès de l'électronique de puissance à transistors.

Le moteur pas à pas assure, à faible coût, le rôle d'interface entre les systèmes de traitement numérique et leur environnement mécanique.

Le moteur pas à pas permet de produire des déplacements incrémentaux, en boucle ouverte, avec un couple de positionnement à l'arrêt. La figure **A** montre les différents éléments constitutifs d'un entraînement à moteur pas à pas. Le séquenceur pilote, à travers l'amplificateur de puissance, les différents courants dans le moteur. Il reçoit simplement l'information de sens de rotation et une impulsion pour le déplacement d'un pas. La génération d'un nombre fini d'impulsions constitue une commande de position alors que la fréquence de ces mêmes impulsions contrôle la vitesse du moteur.

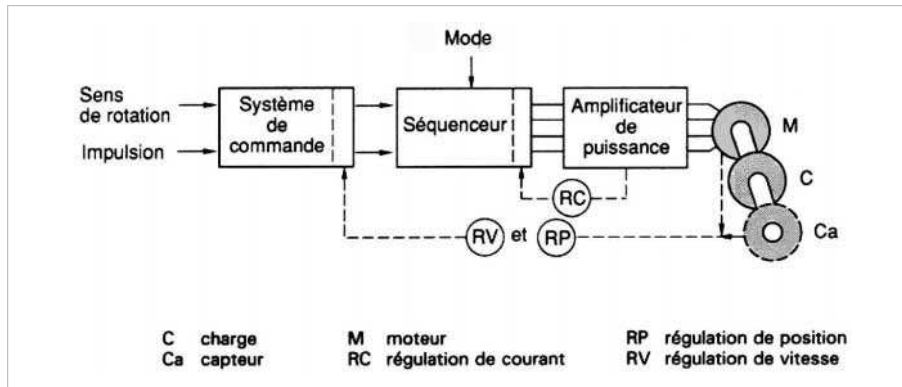


Figure A – Environnement du moteur pas à pas (mode : § 1.1.2)

Le moteur pas à pas est très prisé dans la plupart des pays industrialisés. En France, il est moins utilisé ; une seule société [1] le fabrique en grande série. Il semble que l'absence de boucle fermée rende les Français plus réticents.

Les domaines d'application du moteur pas à pas sont :

- les systèmes industriels qui ont un modèle connu et identifié de façon stable (imprimantes, disques d'ordinateurs, etc.) ;
- les ensembles pour lesquels un prix de revient faible est nécessaire (produits grand public, jouets, etc.) ; dans ce cas, l'association moteur pas à pas - micro-processeur est très avantageuse.

Dans tous les cas, les **performances du moteur** sont fortement liées à celles de son **alimentation** et de sa **commande**. C'est pour cette raison que ces deux dernières seront étudiées en détail (§ 3 et 4). Nous terminerons par un exemple industriel (§ 5).

Pour plus de renseignements, le lecteur se reportera aux articles **Composants semi-conducteurs de puissance : caractères propres** [D 3 100], **Physique des semi-conducteurs de puissance** [D 3 102] et **Tenue en tension des semi-conducteurs de puissance** [D 3 104] de la rubrique **Électronique de puissance** de ce traité.

## 1. Principe des moteurs pas à pas

### 1.1 Structure élémentaire à aimant permanent

#### 1.1.1 Fonctionnement en pas à pas

La figure 1a représente une telle structure. Le rotor est constitué d'un aimant permanent et le stator comporte quatre plots sur lesquels sont bobinées deux phases notées  $\alpha$  et  $\beta$ .

Si la phase  $\alpha$  est alimentée par un courant constant  $I_n$ , le rotor non soumis à un couple de charge se positionne dans l'axe du champ magnétique créé, c'est-à-dire à la position d'équilibre 0 de la figure 1a. Le couple de rappel développé par l'action du champ sur l'aimant vaut :

$$C_\alpha = -KI_n \sin \theta$$

avec  $KI_n$  couple maximal,

$\theta$  angle de position du rotor par rapport à la position 0.

Pour faire avancer le moteur de un pas, soit  $\theta_p = 90^\circ$ , il suffit de couper le courant dans la phase  $\alpha$  et de l'établir dans la phase  $\beta$ . L'équilibre stable est alors représenté par la figure 1b.

Pour faire évoluer le rotor en sens inverse, il aurait suffi d'alimenter la phase  $\beta$  avec un courant négatif.

Le moteur présente donc quatre pas de  $90^\circ$  par tour, et le passage d'une position vers la suivante est assuré par l'enclenchement de la phase adjacente. En tenant compte de la disposition relative des phases lorsque les courants  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  circulent, le couple moteur résultant s'écrit :

$$C_m = -K(I_\alpha \sin \theta - I_\beta \cos \theta)$$

Il est représenté en fonction de la position  $\theta$  et pour différentes combinaisons de courants sur la figure 1d.

Si l'on alimente deux phases à la fois par des courants égaux (figure 1c), les champs magnétiques créés s'ajoutent vectoriellement ; le rotor se positionne à la position intermédiaire  $\pi/4$  et présente un couple maximal  $KI_n\sqrt{2}$ . Les positions stables supplémentaires que l'on peut ainsi obtenir s'intercalent entre les précédentes ; le couple  $C_{\alpha\beta}$ , correspondant au cas  $I_\alpha = I_\beta = I_n$ , est tracé en tireté sur la figure 1d.

Le tableau 1 décrit les différentes positions d'équilibre.

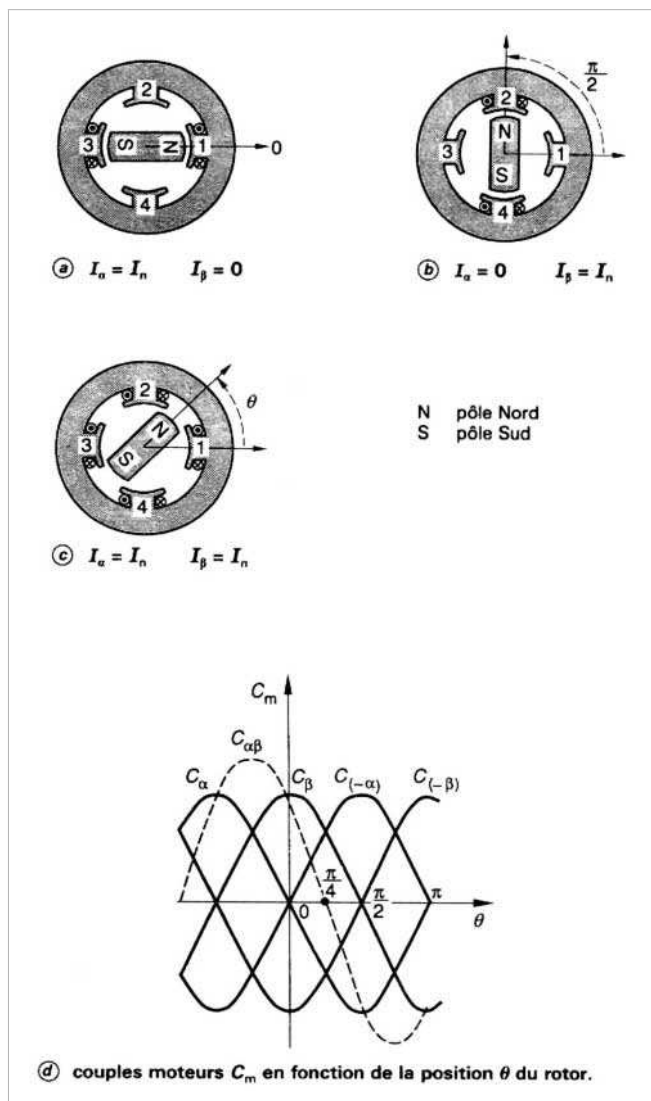


Figure 1 – Structure élémentaire à aimant permanent

### 1.1.2 Modes d'alimentation

La rotation du moteur s'effectue par une séquence de permutation circulaire des configurations d'alimentation dans un sens ou dans l'autre. Les alimentations actuelles peuvent être classées selon cinq modes.

#### 1.1.2.1 Mode 1

Une seule phase est alimentée à la fois par le courant nominal  $I_n$ . Le séquenceur n'exploite que les lignes impaires du tableau. C'est dans ce mode qu'est donné par le constructeur le **pas angulaire**  $\theta_p$  : la figure 2a montre la forme théorique des courants.

#### 1.1.2.2 Mode 2

Deux phases de la machine sont alimentées à la fois par un courant  $I_n$ . Le séquenceur n'exploite que les lignes paires du tableau.

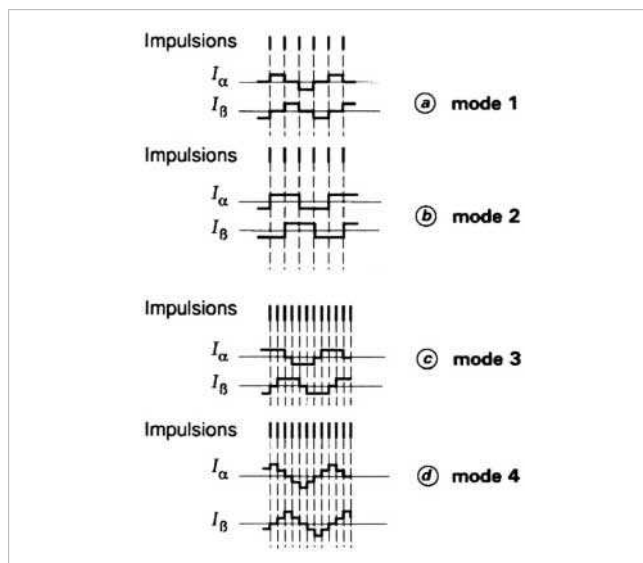


Figure 2 – Courants théoriques pour différents modes d'alimentation

Tableau 1 – Tableau de séquençage d'un moteur pas à pas

Numéro	$I_\alpha$	$I_\beta$	Position d'équilibre	Couple maximal
1	$I_n$	0	0	$KI_n$
2	$I_n$	$I_n$	$\frac{\pi}{4}$	$KI_n\sqrt{2}$
3	0	$I_n$	$\frac{\pi}{2}$	$KI_n$
4	$-I_n$	$I_n$	$\frac{3\pi}{4}$	$KI_n\sqrt{2}$
5	$-I_n$	0	$\pi$	$KI_n$
6	$-I_n$	$-I_n$	$\frac{5\pi}{4}$	$KI_n\sqrt{2}$
7	0	$-I_n$	$\frac{3\pi}{2}$	$KI_n$
8	$I_n$	$-I_n$	$\frac{7\pi}{4}$	$KI_n\sqrt{2}$

Le couple moteur est multiplié par  $\sqrt{2}$  par rapport au cas précédent. Le pas angulaire est le même, mais les positions d'équilibre sont intermédiaires aux précédentes. C'est le mode d'alimentation le plus ancien et le plus répandu. La figure 2b représente la forme théorique des courants.

#### 1.1.2.3 Mode 3

La combinaison en alternance des deux modes précédents (figure 2c) permet un fonctionnement en **demi-pas**. Le séquenceur exploite toutes les lignes du tableau.

Pour effectuer un déplacement donné, on doit donc doubler le nombre d'impulsions de commande. Les fonctionnements statiques et dynamiques ne sont pas rigoureusement identiques d'une position à l'autre, car les couples moteurs sont différents.

### 1.1.2.4 Mode 4

Pour un fonctionnement régulier en demi-pas, on augmente le courant d'un facteur  $\sqrt{2}$  lorsqu'une seule phase est alimentée. La figure 2d montre les courants théoriques correspondants. Ainsi, on a les performances de couple du mode 2 avec une précision double.

### 1.1.2.5 Mode 5

Ce mode, appelé aussi *ministepping*, consiste à multiplier les positions intermédiaires en réglant le courant d'alimentation de chaque phase. Il constitue une généralisation du mode 4.

Si l'on règle, dans le moteur décrit paragraphe 1.1.1, les courants selon les lois :

$$I_{\alpha} = I_n \sqrt{2} \cos \theta' \quad \text{et} \quad I_{\beta} = I_n \sqrt{2} \sin \theta'$$

le couple moteur devient :

$$C_m = -K I_n \sqrt{2} \sin(\theta - \theta')$$

En donnant à  $\theta'$ ,  $r$  valeurs équidistantes de  $\pi/2r$ , on multiplie par  $r$  le nombre de positions d'équilibre en mode 1.

Nous obtenons apparemment une précision aussi grande que l'on veut, mais celle-ci n'a de sens que si le couple de charge est très bien connu et sans fluctuations.

De plus, une telle précision ne peut être atteinte qu'avec une loi de couple moteur rigoureusement sinusoïdale, donc avec des moteurs spécialement construits et avec une alimentation en courant très précise, parfois réalisée avec des amplificateurs de puissance linéaires.

Pour les moteurs classiques, le mode 5 permet une rotation continue entre deux positions d'équilibre, en amortissant les oscillations à basse fréquence de vitesse (§ 1.2.3), causées de certaines instabilités dans une rotation incrémentale.

En conclusion, le mode 5, très performant, n'est pas très économique.

### 1.1.3 Généralisation et périodicité du couple

Les phases sont alimentées par des courants fixes selon une **configuration d'alimentation  $A_j$** , parmi  $q$  possibilités ( $j$  varie de 0 à  $q-1$ ). Dans la plupart des moteurs réels, le rotor possède une symétrie d'ordre  $n$  : il présente donc, pour une même alimentation  $A_j$ ,  $n$  positions d'équilibres  $i$  équidistantes. Avec la création d'un couple moteur, le rotor va tourner et s'arrêter sur une position d'équilibre que nous caractérisons par l'angle mécanique  $\theta_{mij}$ .

Si l'on choisit bien les  $q$  configurations différentes d'alimentation, on obtiendra  $qn$  positions d'équilibre équidistantes du rotor sur un tour mécanique. Le déplacement mécanique élémentaire, ou pas mécanique, est donc donné par :

$$\theta_{mp} = \frac{2\pi}{qn}$$

La figure 3 représente un **exemple** avec  $q = 4$  et  $n = 6$  ; on obtient alors 24 pas par tour et un pas mécanique de  $15^\circ$ .

Comme dans tous les moteurs alternatifs classiques, l'**angle mécanique  $\theta_m$**  est relié à l'**angle électrique  $\theta$**  par :

$$\theta = n \theta_m \quad (1)$$

dans le cas du moteur de la figure 1, il y a identité entre ces deux angles.

Pour une configuration d'alimentation  $A_j$ , les positions d'équilibre en angle électrique sont équidistantes de  $2\pi$ . Le couple moteur a donc

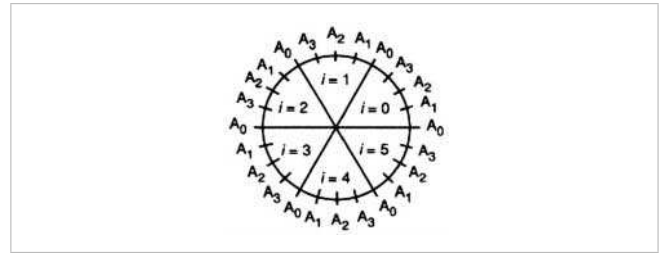


Figure 3 – Positions d'équilibre mécanique

une périodicité de  $\frac{2\pi}{n}$  en angle mécanique et sa forme la plus simple et la plus répandue est :

$$C_m = -C \sin n(\theta_m - \theta_{mij}) = -C \sin(\theta - \theta_j) \quad (2)$$

avec  $C = K I_n$  ou  $K I_n \sqrt{2}$  selon la configuration d'alimentation,  $\theta_j$  angle électrique des  $n$  positions d'équilibre de la configuration  $j$  lorsqu'aucune charge n'est couplée (pour ces valeurs de  $\theta$ , le couple moteur est nul).

## 1.2 Caractéristiques externes

### 1.2.1 Comportement statique

Supposons le moteur alimenté selon la configuration  $A_j$  qui donne une position  $\theta_{j0}$  d'équilibre à vide correspondant à l'origine des angles électriques. Si ce moteur est chargé par un couple résistant  $C_r$ , l'équation dynamique s'écrit :

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = C_m - C_r \quad (3)$$

avec  $J$  moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes du rotor.

L'équilibre impose  $C_m = C_r$ . Les points représentatifs de cette égalité sont notés M et M' sur la figure 4. En imaginant de petites variations de position autour de ces points, l'équation dynamique nous prouve que seul le point M correspond à un équilibre stable à la position  $\theta_j$ . Un moteur chargé par un couple  $C_r$  présente donc un écart de position statique dépendant de la charge et donné par :

$$\Delta \theta = \theta_j - \theta_{j0} = -\arcsin \frac{C_r}{C}$$

L'équilibre n'est possible que si le couple résistant a un module inférieur à  $C$  que l'on appelle **couple de maintien**.

On appelle **raideur** la pente de la courbe de couple à la position d'équilibre. À couple résistant nul, sa valeur absolue est égale à  $C$ .

### 1.2.2 Déplacement d'un pas

Le moteur équilibre à l'arrêt un couple résistant  $C_r$  avec une configuration  $A_j$  selon les conditions de la figure 5a. L'alimentation est commutée à la configuration  $A_{j+1}$  pour avancer d'un pas. On suppose que le courant s'établit instantanément ; le nouveau couple moteur présente alors une courbe de couple décalée d'un pas en avant. Les deux cas d'évolution possibles sont schématisés sur la figure 5a.

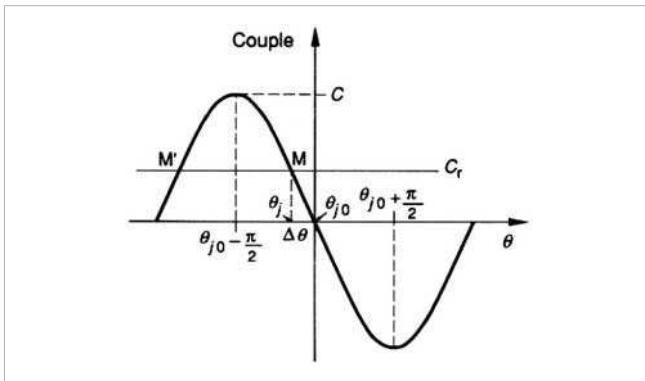


Figure 4 – Caractéristique statique

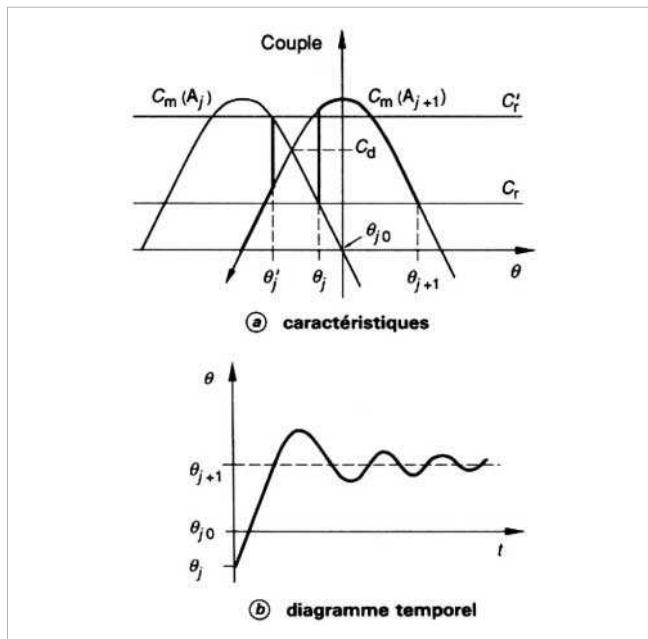


Figure 5 – Déplacement d'un pas

— À l'instant de la commutation, le couple moteur  $C_m$  est supérieur au couple résistant  $C_r$  ; le moteur va donc effectivement tourner d'un pas et se stabiliser après des oscillations à la position d'équilibre  $\theta_{j+1}$  selon le diagramme temporel de la figure 5b.

— À l'instant de la commutation, le couple moteur est inférieur au couple résistant  $C_r$  et le moteur va reculer sans s'arrêter.

La séparation de ces deux cas a lieu pour une valeur du couple résistant égale au **couple de démarrage**  $C_d$ . Ce couple correspond à l'intersection de  $C_m(A_j)$  et  $C_m(A_{j+1})$ , il est inférieur au couple de maintien.

**Exemple** : pour  $q = 4$ , les courbes ont un décalage électrique de  $\pi/2$  et  $C_d$  est égal à  $C/\sqrt{2}$ .

Pour interpréter l'évolution oscillatoire amortie de la figure 5b, il faut faire intervenir dans le couple résistant de l'équation (3) un frottement visqueux  $F \frac{d\theta_m}{dt}$ , qui englobe toutes les pertes mécaniques et électriques proportionnelles à la vitesse. La charge proprement

dite se décompose en une partie indépendante du sens et assimilable à un frottement sec  $C_F$  du signe de  $\frac{d\theta_m}{dt}$  et en un terme constant noté  $C_c$ .

Le couple moteur de l'équation (2) évolue en fonction de la configuration d'alimentation, mais, en prenant pour origine la position  $\theta_{j0}$  d'équilibre à vide correspondante, on obtient une équation générale unique :

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + F \frac{d\theta_m}{dt} + C \sin n\theta_m = -C_F \left( \text{signe} \frac{d\theta_m}{dt} \right) - C_c \quad (4)$$

Afin de présenter des résultats facilement exploitables, nous passons en grandeurs réduites, en notant  $\theta$  l'angle électrique donné par l'équation (1),  $\lambda$  et  $\mu$  les couples de frottement sec et de charge réduite,  $\omega_n$  la pulsation naturelle,  $f_n$  la fréquence naturelle et  $T_n$  la période naturelle des oscillations de  $\theta_m$ ,  $\xi$  l'amortissement et  $\tau$  le temps réduit. Ces changements de variables se traduisent par :

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{C_F}{C} & \mu &= \frac{C_c}{C} \\ \omega_n^2 &= \frac{nC}{J} & \xi &= \frac{F}{2\sqrt{nJC}} \\ \tau &= \omega_n t & T_n &= \frac{2\pi}{\omega_n} & f_n &= \frac{1}{T_n} \end{aligned}$$

La relation (4) devient :

$$\frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + 2\xi \frac{d\theta}{d\tau} + \sin \theta = -\lambda \left( \text{signe} \frac{d\theta}{d\tau} \right) - \mu \quad (5)$$

Les solutions de cette équation non linéaire sont obtenues par simulation et représentées dans le diagramme  $(\theta, t)$  sur la figure 6.

**Exemple** : le moteur testé est un moteur hybride (§ 2.3) à 200 pas par tour, alimenté en mode 2. Il présente les caractéristiques suivantes :

$$\begin{aligned} n &= 50 & C &= 0,42 \text{ N} \cdot \text{m} & J_0 &= 120 \text{ g} \cdot \text{cm}^2 \\ F &\approx 3,2 \cdot 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{rad}^{-1} \cdot \text{s}^{-1} \end{aligned}$$

avec  $J_0$  moment d'inertie du rotor seul.

La courbe I donne l'évolution à vide, soit avec :

$$\xi \approx 0,1 \quad T_n = 4,75 \text{ ms} \quad \lambda = 0 \quad \mu = 0$$

La courbe II correspond au moteur auquel on a adjoint une inertie additionnelle de  $3J_0$  d'où :

$$\xi = 0,05 \quad T_n = 9,5 \text{ ms} \quad \lambda = 0 \quad \mu = 0$$

Sur la courbe III, le moteur est en plus chargé par un couple résistant constant :

$$\lambda = 0 \quad \mu = 0,4$$

Si l'on ajoute un frottement sec ( $\lambda = 0,1$ ), on obtient la courbe IV.

On remarquera que si un positionnement rapide et précis est demandé, les oscillations sont très défavorables, surtout si le moteur est peu chargé. Elles pourront être éliminées grâce à la commande (§ 4.1).

L'existence d'un important frottement sec est très préjudiciable à la précision du positionnement. Seul, le surdimensionnement du moteur, ou l'utilisation d'un réducteur, permet de diminuer cette influence.

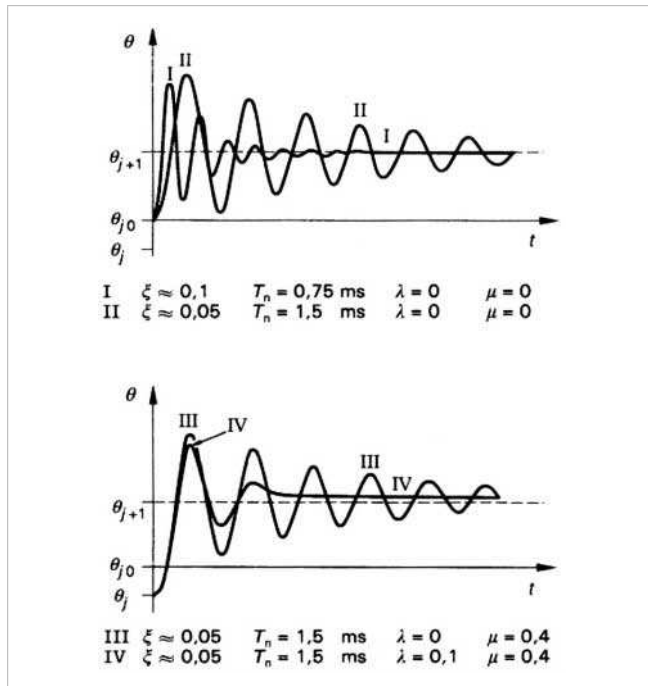


Figure 6 – Déplacement d'un pas pour différentes charges

### 1.2.3 Comportement aux basses vitesses

#### 1.2.3.1 Résonances

La commande à **vitesse constante très basse** peut conduire à des phénomènes de résonance qui entraînent des pertes de synchronisme pour certains moteurs.

Étudios, sur la figure 7, l'évolution oscillante qui passe par un maximum à la position  $\theta_{\max}$  et par un minimum à la position  $\theta_{\min}$ . La commutation vers le pas suivant arrive à la position  $\theta_c$  pour laquelle la vitesse du rotor est négative, et l'énergie cinétique emmagasinée sera notée  $W_c$ . De  $\theta_c$  à  $\theta_{\min}$ , le rotor est freiné par le couple accélérateur résultant de la différence entre le couple moteur et le couple résistant. L'énergie de freinage  $W_f$  mise en œuvre est donnée par :

$$W_f = [C_m(A_{j+2}) - C_r] d\theta$$

L'énergie  $W_f$ , représentée par la surface grisée sur la figure 7a, compense exactement l'énergie cinétique  $W_c$  du rotor à la position  $\theta_c$ . L'énergie maximale de freinage  $W'_f$  est obtenue si  $\theta = \theta'_{\min}$ .

La condition de fonctionnement synchrone s'écrit donc :

$$W'_f > W_c$$

Si cette condition n'est pas satisfaite, le moteur continue sa rotation en sens inverse et entre dans un fonctionnement erratique.

Une simulation du comportement dynamique permet de déterminer les instants (ou les positions) de commutation conduisant à cette perte de synchronisme. Selon l'amortissement du moteur (frottement statique ou dynamique), on ne trouve aucun domaine instable, un seul, ou plusieurs. Ce phénomène de **résonance** peut se produire également quand la durée des pas  $t_p$  est voisine de  $T_n$  ou de ses multiples, ou si la fréquence de commande  $f = 1/t_p$  est voisine de la fréquence naturelle ou de ses sous-multiples.

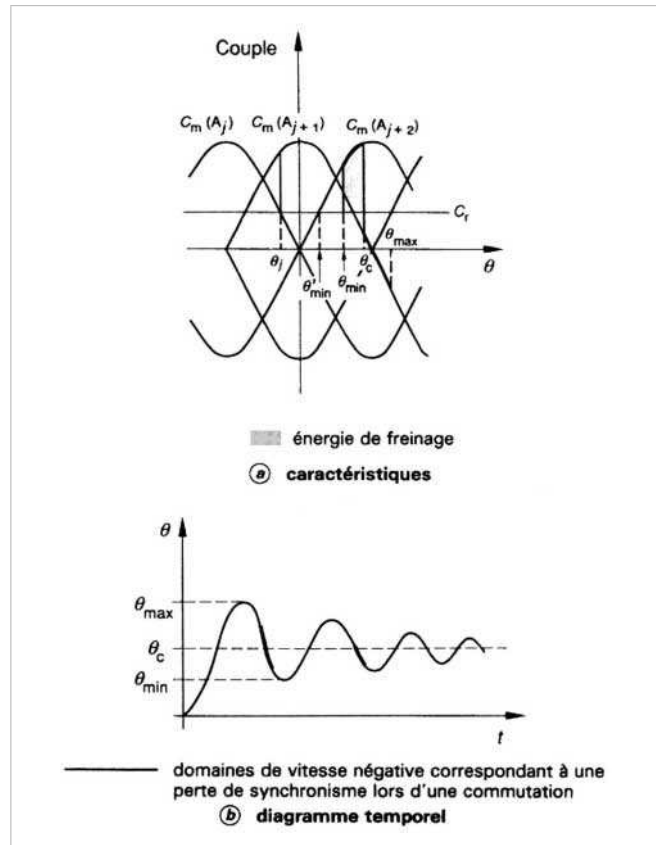


Figure 7 – Instabilités aux basses vitesses

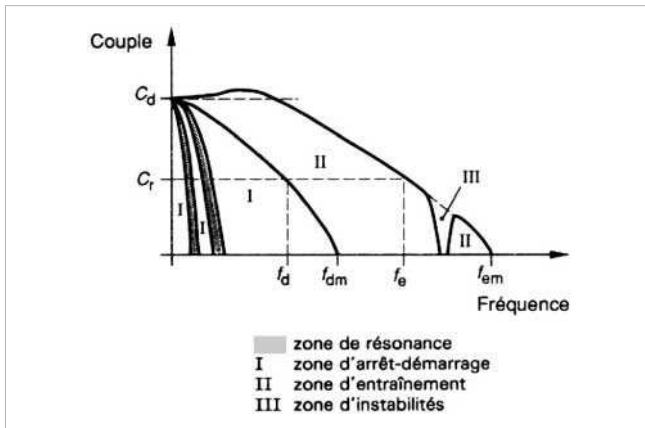
La figure 7b montre, pour un moteur peu amorti, les intervalles de vitesse négative correspondant à une perte de synchronisme lors d'une commutation. Ces intervalles sont fonction du moment d'inertie de la charge entraînée et du couple résistant.

Pour une inertie constante, les domaines de résonance peuvent être matérialisés avec les courbes  $C_r(f)$  par les zones grisées de la figure 8. Ces courbes passent pour  $f = 0$  pour le point représentatif du couple de démarrage  $C_d$ .

Dans un grand nombre d'applications où le moteur tourne à **vitesse moyenne**, ces domaines d'oscillations à très basses fréquences ne sont pas gênants. Si cela est nécessaire, leur suppression passe par l'accroissement de l'amortissement (augmentation des frottements ou réduction du couple moteur) ou par une commande spéciale telle que le mode 5 (§ 1.1.2.5) ou le freinage électrique (§ 4.1.2).

#### 1.2.3.2 Fréquence limite de démarrage

Une première utilisation d'un moteur pas à pas consiste à commander un nombre de pas donné à fréquence constante ; les premières commutations surviennent pour des angles parcourus toujours plus faibles que le pas. Lorsque le couple accélérateur reste négatif après les quelques premiers pas, le moteur ne peut plus assurer le démarrage. La figure 9a montre un démarrage réussi à la fréquence de commande  $f_c$ , alors qu'à  $1,6 f_c$ , la figure 9b montre, dans les mêmes conditions, le démarrage avec perte de synchronisme.



### 1.2.4 Comportement aux vitesses élevées

Un moteur démarré dans la zone d'arrêt-démarrage peut être accéléré en accroissant progressivement la fréquence des impulsions de commande. En régime établi, il se crée un équilibre entre le couple moteur moyen et le couple résistant par ajustement de la position des commutations. Cette position est repérée par rapport à la position d'équilibre à vide pour la même configuration d'alimentation par l'angle  $\delta$  appelé **angle de commutation**. Le couple moteur moyen, égal à la moyenne sur un pas du couple moteur instantané, dépend de cet angle selon la relation :

$$\overline{C_m} = -\frac{C\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{4} + \delta\right)$$

La figure 10a représente le couple moteur instantané et les positions de commutation pour un couple  $C_r$  faible. Le couple moteur moyen maximal disponible est obtenu pour les positions de commutations  $\theta'_c$  de la figure 10b avec  $\delta = -\frac{3\pi}{4}$  ; il apparaît supérieur à  $C_d$  (défini § 1.2.2) ; ce fonctionnement ne peut donc être atteint que par une augmentation de la charge une fois le moteur lancé.

#### 1.2.4.1 Fréquence absolue

Les considérations précédentes supposent toujours que les courants respectent les formes théoriques de la figure 2. Or, à haute vitesse, la durée des pas se rapproche de celle des régimes transitoires électriques. Sans approfondir ici la forme exacte du courant, on peut admettre (figure 10c) que la montée du courant dans une inductance variable, ou présentant une force contre-électromotrice variable, dure un certain temps  $t_m$ . La descente favorisée à la fois par la force contre-électromotrice et la tension imposée par l'alimentation est, en général, plus rapide que la montée et dure un temps  $t_d$ . Tenant compte de la forme réelle des courants, la figure 10c donne

le couple instantané pour une commutation avec  $\delta = -\frac{3\pi}{4}$ . Il apparaît, par rapport à la théorie (figure 10b), une diminution du couple moteur moyen. Pour la compenser, l'angle  $\delta$  peut devenir inférieur à  $-\frac{3\pi}{4}$ . Si l'on continue à accélérer, le synchronisme sera rompu. Le moteur a ainsi atteint sa fréquence limite absolue. Cette limite dépend de la charge, de l'alimentation, mais ne dépend pas de l'inertie. La figure 8, représente, pour différentes charges, la fréquence limite absolue  $f_e$  (avec  $f_{em}$  fréquence maximale d'entraînement). Le domaine II qu'elle délimite est appelé domaine d'entraînement ou de *survitesse*.

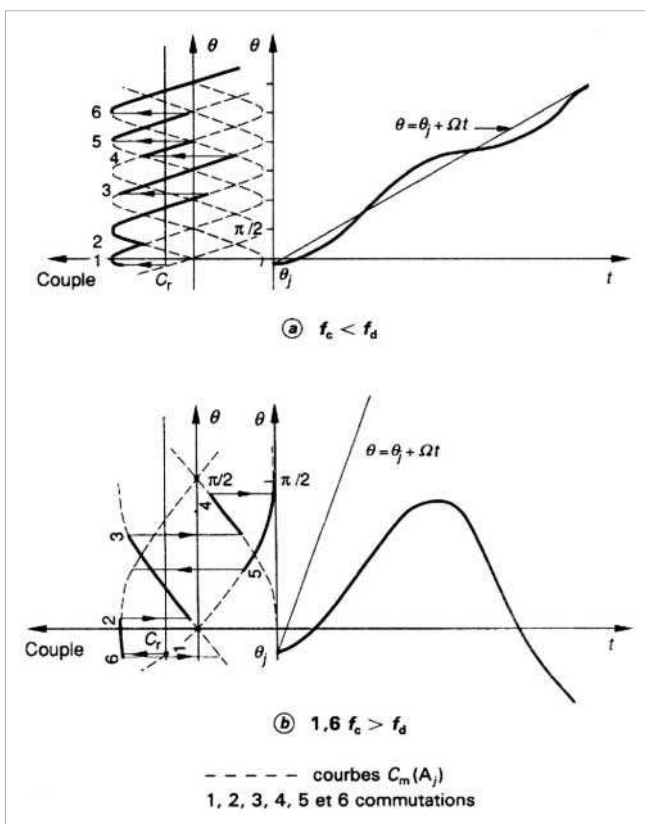
L'exploitation de ce domaine nécessite une accélération ou une décélération progressive (§ 4.2).

#### 1.2.4.2 Instabilités dynamiques

Pour des fréquences élevées de la zone II, certains moteurs présentent des oscillations à basse fréquence autour de la vitesse moyenne correspondant à la fréquence d'alimentation. Ces oscillations de quelques dizaines de hertz se traduisent par une oscillation de l'amplitude des courants qui peut entraîner le décrochage du moteur. Cela se traduit par une anomalie (zone III) de la caractéristique de fréquence limite absolue.

## 1.3 Conclusion

Nous venons de voir que les performances statiques ou dynamiques d'un entraînement par moteur pas à pas dépendent de l'ensemble de la chaîne. Toute amélioration du comportement implique donc une action sur le moteur, l'alimentation et la commande. Dans les paragraphes suivants, nous analysons ces trois éléments dans le but de résoudre les problèmes mis en évidence.



On peut définir une fréquence limite de démarrage  $f_d$  pour chaque valeur du couple résistant. Pour un couple de charge nul, on obtient la fréquence maximale de démarrage  $f_{dm}$ . La courbe représentant  $f_d$  pour différentes valeurs du couple résistant délimite sur la figure 8 la zone I d'arrêt-démarrage (*start-stop*). Cette courbe dépend du moment d'inertie  $J$  ; elle est en général donnée pour le moteur seul. Si un moment d'inertie important est rapporté au rotor, la zone I devra être réduite.

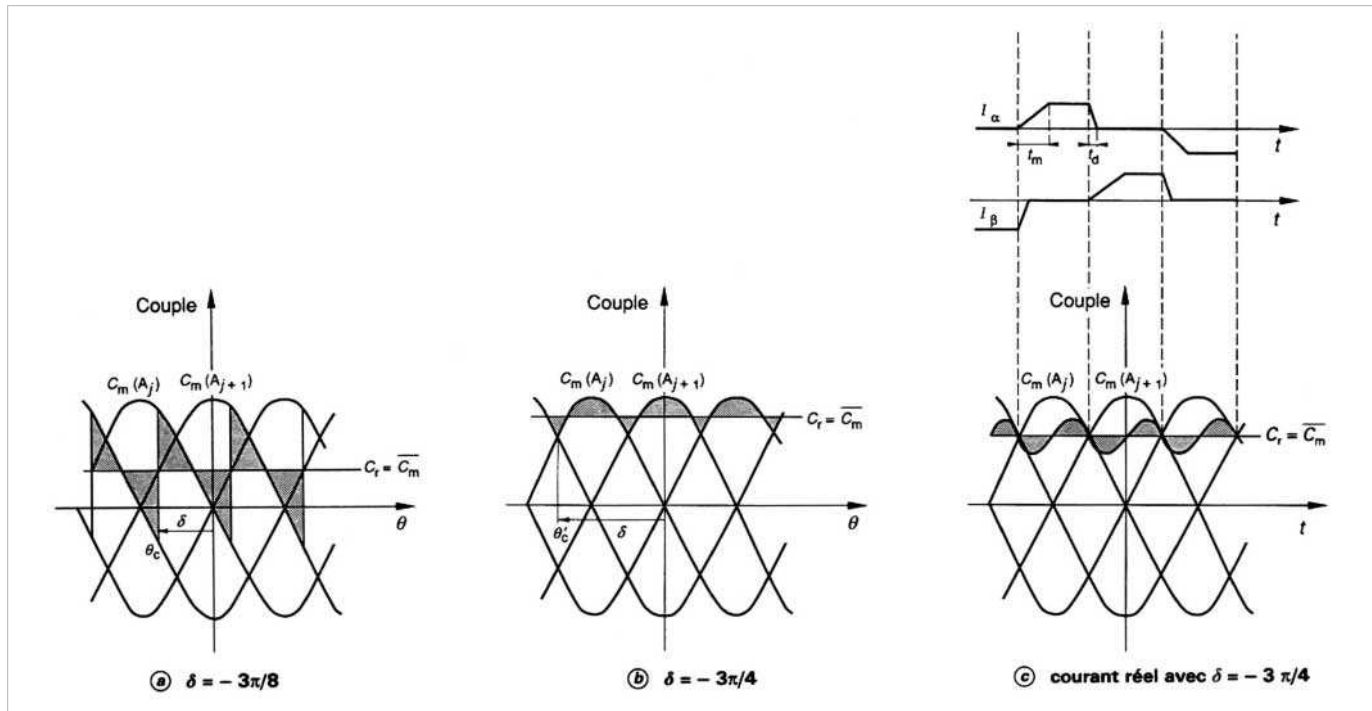


Figure 10 – Comportement du couple aux vitesses élevées

## 2. Structures et modèles de description

Les moteurs pas à pas actuellement disponibles sur le marché peuvent être classés en fonction du phénomène physique qui est à l'origine du couple. Nous distinguons les moteurs à réluctance variable, les moteurs à aimant permanent et ceux qui, bénéficiant à la fois des deux principes précédents, sont appelés moteurs hybrides. Nous allons décrire successivement ces trois types de moteurs pas à pas en donnant leurs modèles et leurs équations de fonctionnement.

### 2.1 Moteurs à réluctance variable

#### 2.1.1 Principe

Nous ne donnons ici que les résultats nécessaires à la bonne utilisation de ces moteurs en fonctionnement pas à pas.

La machine à réluctance monophasée de la figure 11 présente deux positions stables. Pour l'étude de la machine, nous limitons le développement de la perméance  $P$  au premier harmonique soit :

$$P = P_0 + P_1 \cos(2\theta_m)$$

ce qui donne lorsque les  $n_s$  spires de l'enroulement sont traversées par un courant  $i$ , un couple  $C_m$  :

$$C_m = -n_s^2 i^2 P_1 \sin(2\theta_m)$$

On retrouve les deux positions stables du rotor pour  $\theta_m = 0$  ou  $\pi$ .

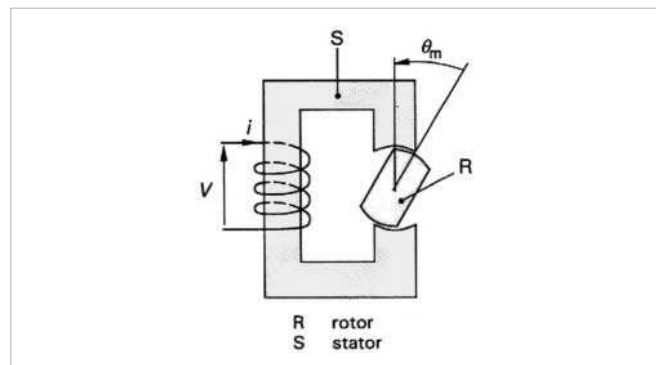


Figure 11 – Principe de la réluctance monophasée

L'inductance  $L$  du circuit électrique varie en fonction de la position et s'écrit :

$$L = n_s^2 P_0 + n_s^2 P_1 \cos(2\theta_m) = L_0 + L_1 \cos 2\theta_m$$

ce qui donne l'équation électrique suivante :

$$V = Ri + [L_0 + L_1 \cos(2\theta_m)] \frac{di}{dt} - 2L_1 i \sin(2\theta_m) \frac{d\theta_m}{dt}$$

Pour augmenter le nombre de positions stables par tour (ainsi que le couple de rappel du rotor), on agit sur le nombre et la forme des dents. Si l'on garde le même nombre de dents  $Z_r$  au rotor et  $Z_s$  au stator, il est nécessaire de juxtaposer au moins trois structures identiques pour créer un moteur capable de tourner dans les deux sens. On obtient ainsi des machines polyphasées à  $N$  phases.



### 2.1.2 Machine polyphasée à galettes

Un seul rotor est placé au centre de  $N$  stators, décalés de  $\frac{2\pi}{NZ_r}$ . Chacun de ces stators porte un bobinage. La machine présente donc  $N$  phases.

Dans le cas de la figure 12,  $N = 3$  et  $Z_r = Z_s = 6$ , l'angle de pas  $\theta_{pm}$  est donc égal à  $20^\circ$ . Sur chaque stator est bobiné un enroulement et les trois stators représentés sur la figure sont magnétiquement indépendants. Les équations de ce moteur se déduisent de celles du modèle simplifié (§ 2.1.1). En utilisant l'angle électrique  $\theta = Z_r \theta_m$ , l'inductance de la  $j^e$  phase est donnée par :

$$L_j(\theta) = Z_r n_s^2 \left[ P_0 + P_1 \cos \left( \theta - \frac{2\pi j}{3} \right) \right]$$

et le couple moteur est donné en fonction des 3 courants de phase par :

$$C_m(\theta, I_1, I_2, I_3) = -k_T \sum_{j=1}^3 I_j^2 \sin \left( \theta - \frac{2\pi j}{3} \right)$$

où  $k_T = \frac{Z_r n_s^2 P_1}{2}$  est appelé coefficient de couple de la machine.

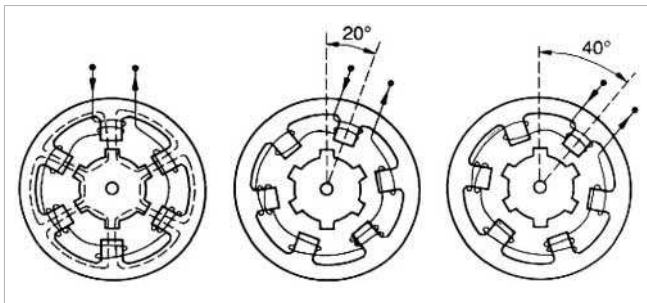


Figure 12 – Machine polyphasée à galettes

Ces moteurs sont difficiles à construire mais présentent un fort couple pour une inertie rotorique faible [2].

Une solution plus économique consiste à choisir  $Z_r \neq Z_s$  et à utiliser un circuit magnétique unique.

### 2.1.3 Machine polyphasée à plots

La figure 13 montre la coupe de deux moteurs de ce type. Celui de la figure 13a présente 4 phases, alors que celui de figure 13b n'en possède que 3. Dans les deux cas, l'angle mécanique de pas vaut  $15^\circ$ .

Nous donnons, pour le moteur à 4 phases a, b, c et d de la figure 13a, les équations complètes des inductances propres et mutuelles :

$$L_a = L_m + L_n \cos 6\theta_m$$

$$L_b = L_m + L_n \cos \left( 6\theta_m - \frac{\pi}{2} \right)$$

$$L_c = L_m + L_n \cos (6\theta_m + \pi)$$

$$L_d = L_m + L_n \cos \left( 6\theta_m + \frac{\pi}{2} \right)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = M_m + M_n \cos \left( 6\theta_m - \frac{\pi}{4} \right)$$

$$L_{ad} = L_{da} = M_m + M_n \cos \left( 6\theta_m + \frac{\pi}{4} \right)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = M_m + M_n \cos \left( 6\theta_m - \frac{3\pi}{4} \right)$$

$$L_{cd} = L_{dc} = M_m + M_n \cos \left( 6\theta_m + \frac{3\pi}{4} \right)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = L_{bd} = L_{db} = M_0$$

avec  $L_m$ ,  $L_n$ ,  $M_m$ ,  $M_n$  et  $M_0$  constantes caractéristiques de la machine.

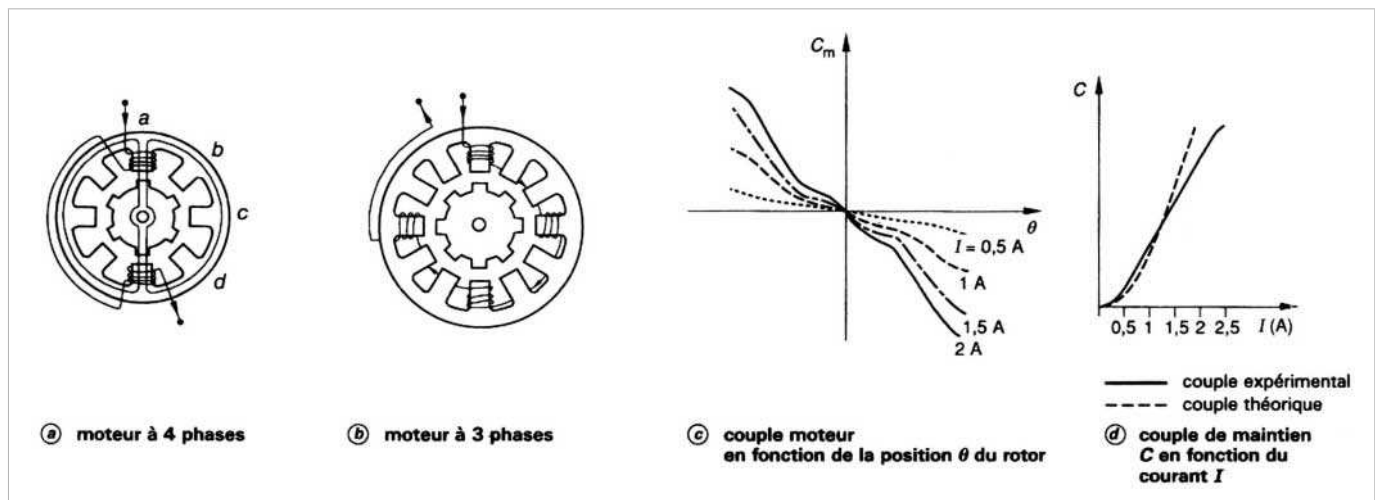


Figure 13 – Machine polyphasée à plots

Le couple moteur total se décompose en termes dus à chaque courant  $I_i$  et en termes dus aux couplages entre phases  $i$  et  $j$  soit :

$$C_{ii} = -3L_n I_i^2 \sin(6\theta_m - \varphi_i)$$

$$C_{ij} = -3M_n I_i I_j \sin(6\theta_m - \varphi_{ij})$$

où les déphasages  $\varphi_i$  et  $\varphi_{ij}$  sont ceux des inductances.

**Exemple :** sur un moteur expérimental, la mesure des inductances a donné :

$$L_m = 39,2 \text{ mH}$$

$$L_n = 23,9 \text{ mH}$$

$$M_m = 14,7 \text{ mH}$$

$$M_n = 14,6 \text{ mH}$$

$$M_0 = 5,8 \text{ mH}$$

La figure 13c représente le couple moteur en fonction de la position du rotor pour différentes valeurs du courant. On voit apparaître l'influence de l'harmonique 3 qui infléchit les courbes lorsque le courant augmente et qui a été négligé dans la théorie. Sur la figure 13d, le couple de maintien réel fait apparaître un début de saturation du circuit magnétique à partir d'un courant de 1,5 A.

## 2.1.4 Machine phasée à denture répartie

Cette machine comporte au rotor et au stator des dents régulièrement réparties, mais avec des pas dentaires différents. Le grand nombre de dents au rotor ( $Z_r$  de l'ordre de 50) permet de construire des moteurs possédant un grand nombre de pas par tour. Les moteurs à réluctance variable de ce type sont assez rares, car leur couple moteur massique est moins important que pour les machines à plots. Cette structure, surtout exploitée avec une excitation par aimant, est à la base du moteur dit hybride (§ 2.3).

## 2.2 Moteurs à aimant permanent

**Nota :** le lecteur pourra se reporter, dans ce traité, à l'article *Actionneurs à collecteur à aimant permanent* [D 3 695].

### 2.2.1 Modèle complet

Le principe de ces machines a déjà été vu au paragraphe 1.1. Les équations sont celles des machines synchrones à aimant permanent ; vu la structure (figure 15), il faut tenir compte de l'effet des pôles saillants qui fait varier la réluctance statorique avec l'angle  $\theta$ . En se limitant au premier harmonique, les inductances propres et mutuelles ainsi que les flux d'induction magnétique dans les enroulements pour les deux phases  $\alpha$  et  $\beta$  peuvent s'écrire :

$$L_\alpha = L_0 + L_2 \cos 2\theta$$

$$L_\beta = L_0 - L_2 \cos 2\theta$$

$$L_{\alpha\beta} = L_2 \sin 2\theta$$

$$\Phi_\alpha = (L_0 + L_2 \cos 2\theta) I_\alpha + (L_2 \sin 2\theta) I_\beta + \Phi_{am} \cos \theta$$

$$\Phi_\beta = (L_2 \sin 2\theta) I_\alpha + (L_0 - L_2 \cos 2\theta) I_\beta + \Phi_{am} \sin \theta$$

avec  $L_0$  et  $L_2$  caractéristiques du moteur,

$\Phi_{am}$  flux maximal envoyé par l'aimant à travers une bobine.

Les équations de fonctionnement sont :

$$V_\alpha = RI_\alpha + \frac{d\Phi_\alpha}{dt} \quad V_\beta = RI_\beta + \frac{d\Phi_\beta}{dt}$$

avec  $R$  résistance de l'enroulement,

$V_\alpha$  et  $V_\beta$  tensions d'alimentation des phases  $\alpha$  et  $\beta$  ;

et le couple vaut :

$$C_m(\theta, I_\alpha, I_\beta) = -\Phi_{am}(I_\alpha \sin \theta - I_\beta \cos \theta) + L_2[(I_\beta^2 - I_\alpha^2) \sin 2\theta + 2I_\alpha I_\beta \cos 2\theta]$$

Le premier terme représente l'interaction du courant avec l'aimant, alors que les autres sont les couples de réluctance variable, en général négligeables devant le premier.

La théorie ci-avant ne tient pas compte de la variation de la réluctance externe de l'aimant avec la position. Une étude plus complète donne, en plus, un couple de détente :

$$C_D(\theta) = -K_D \sin 4\theta$$

La figure 14 représente ce couple, qui justifie les 4 positions stables, ou positions de détente, rencontrées en l'absence de courant dans le moteur.

### 2.2.2 Réalisations industrielles

De nombreuses solutions existent pour multiplier le nombre de pas par tour. Un constructeur [1] présente toute une série de moteurs dérivés des micromoteurs synchrones. La figure 15a montre cette structure. Le rotor est constitué d'un cylindre de ferrite présentant autant de paires de pôles que le stator. Les deux stators décalés d'un angle électrique de  $\frac{\pi}{2}$  portent chacun un enroulement.

Cette machine a les mêmes équations que celles ci-avant (§ 2.2.1), si l'on remplace  $\theta$  par  $p\theta_m$ , où  $p$  est le nombre de paires de pôles. En général,  $p = 12$  et la machine présente 48 pas par tour.

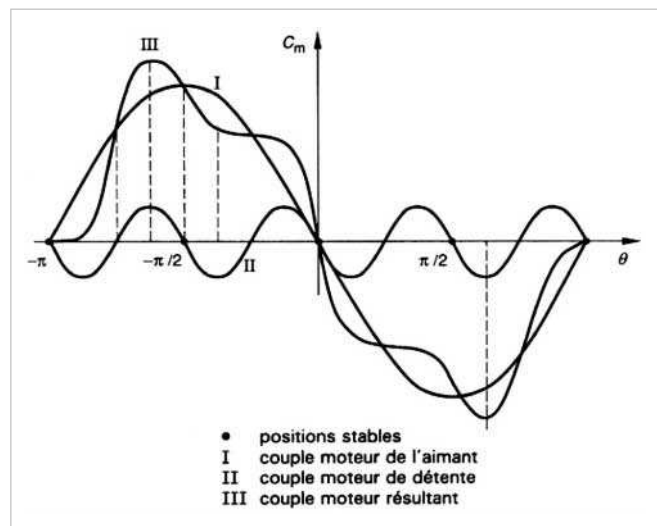


Figure 14 – Couples moteurs d'un moteur à aimant permanent

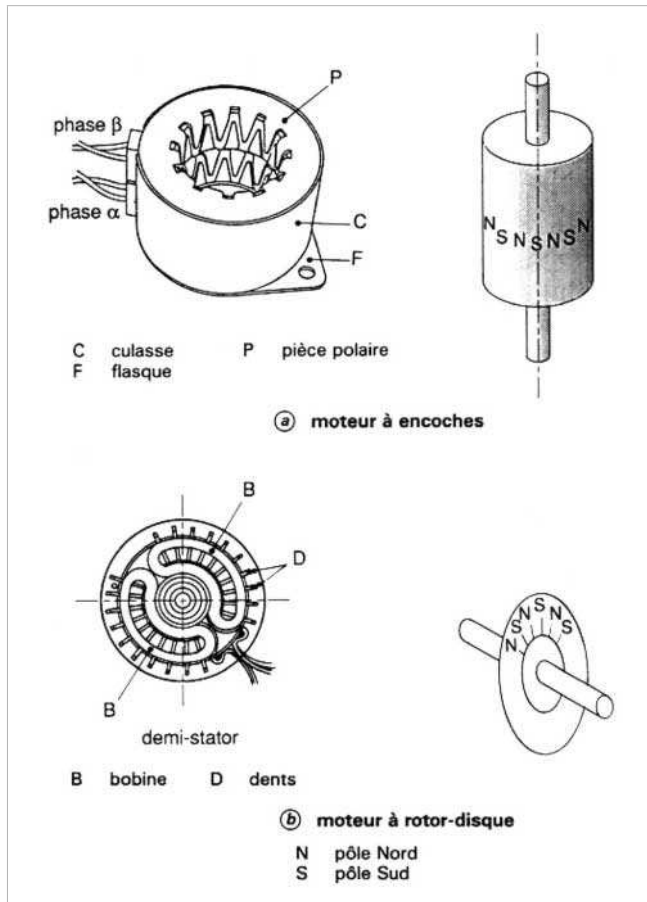


Figure 15 - Structures de moteurs à aimant permanent

Ces moteurs très économiques présentent des moments d'inertie élevés, soit  $180 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$  pour un couple de maintien de  $275 \text{ mN} \cdot \text{m}$ . Les accélérations sont donc limitées à  $15\,000 \text{ rad/s}^2$  et les premiers pas ne sont franchis qu'en 40 à 50 ms.

Les moteurs de la figure 15b d'un autre constructeur [10] possèdent un rotor à disque aimanté radialement. Avec 25 paires de pôles, on obtient 100 pas par tour. Avec un couple de maintien de  $190 \text{ mN} \cdot \text{m}$  et une inertie de  $12 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$ , on obtient des accélérations de  $140\,000 \text{ rad/s}^2$ .

Dans la plupart des moteurs à aimant permanent, la réluctance statorique ne varie pas avec l'angle  $\theta$ , donc  $L_2$  est négligeable.

## 2.3 Moteur hybride

Le moteur pas à pas le plus utilisé avec des valeurs moyennes et fortes de couple moteur ( $0,2$  à  $50 \text{ N} \cdot \text{m}$ ) possède un rotor denté avec un aimant axial. Les deux disques polaires (figure 16b) sont décalés d'un angle électrique de  $\pi$ , ainsi, avec 50 dents, le rotor est équivalent à 50 paires de pôles. Avec l'enroulement décrit par la figure 16a, ce moteur présentera 200 pas par tour. Une étude détaillée de cette structure peut être trouvée en bibliographie [3] [4].

Les équations de cette machine sont semblables à celles du moteur à aimant permanent. Le couple de réluctance est toujours négligeable et, en général, il suffit de conserver le modèle suivant :

$$C_m(\theta, I_\alpha, I_\beta) = -K_H(I_\alpha \sin \theta - I_\beta \cos \theta) - K_D \sin 4\theta \quad (6)$$

avec

$$\theta = Z_r \theta_m$$

$K_H$  est appelé couple hybride et  $K_D$  est le couple de détente.

Dans une première approximation, les inductances propres  $L$  sont constantes et les inductances mutuelles sont nulles. Les équations électriques deviennent alors :

$$V_\alpha = Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} - K_E \sin \theta \frac{d\theta_m}{dt}$$

$$V_\beta = Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + K_E \cos \theta \frac{d\theta_m}{dt}$$

La théorie linéaire donne la constante  $K_E$  égale à  $K_H$ , ce qui peut être facilement vérifié par des essais classiques. Si l'on désire tenir compte de la saturation du circuit magnétique, les coefficients  $K_H$ ,  $K_E$  et  $L$  dépendent des courants et leur identification séparée devient nécessaire. La figure 16d compare les courbes de couple moteur en fonction de la position  $\theta$  du rotor pour différents modèles. Les équations (6) constituent le modèle 1. Dans une étude plus fine [2], le coefficient  $K_H$  est identifié comme une fonction linéaire du courant. Les courbes correspondantes à ce modèle 2 sur la figure 16d sont très proches des caractéristiques expérimentales. Ces modèles performants nécessitent l'étude par une simulation numérique.

## 2.4 Conclusion

Les **moteurs à aimant permanent** et les **moteurs hybrides** (dits moteurs excités) sont semblables du point de vue de leurs équations électriques externes. Ils s'alimentent de la même façon. Les couples des moteurs à aimant permanent ne dépassent pas  $0,5 \text{ N} \cdot \text{m}$  ; ceux des moteurs hybrides couvrent la gamme de  $0,1 \text{ N} \cdot \text{m}$  à  $50 \text{ N} \cdot \text{m}$ . Dans tous les cas, la seule connaissance des caractéristiques commerciales suffit pour en donner un modèle linéaire satisfaisant [11].

Les **moteurs à réluctance variable** sont beaucoup moins utilisés actuellement, car ils nécessitent un usinage très précis ; par conséquent leur prix est élevé pour un nombre de pas par tour important.

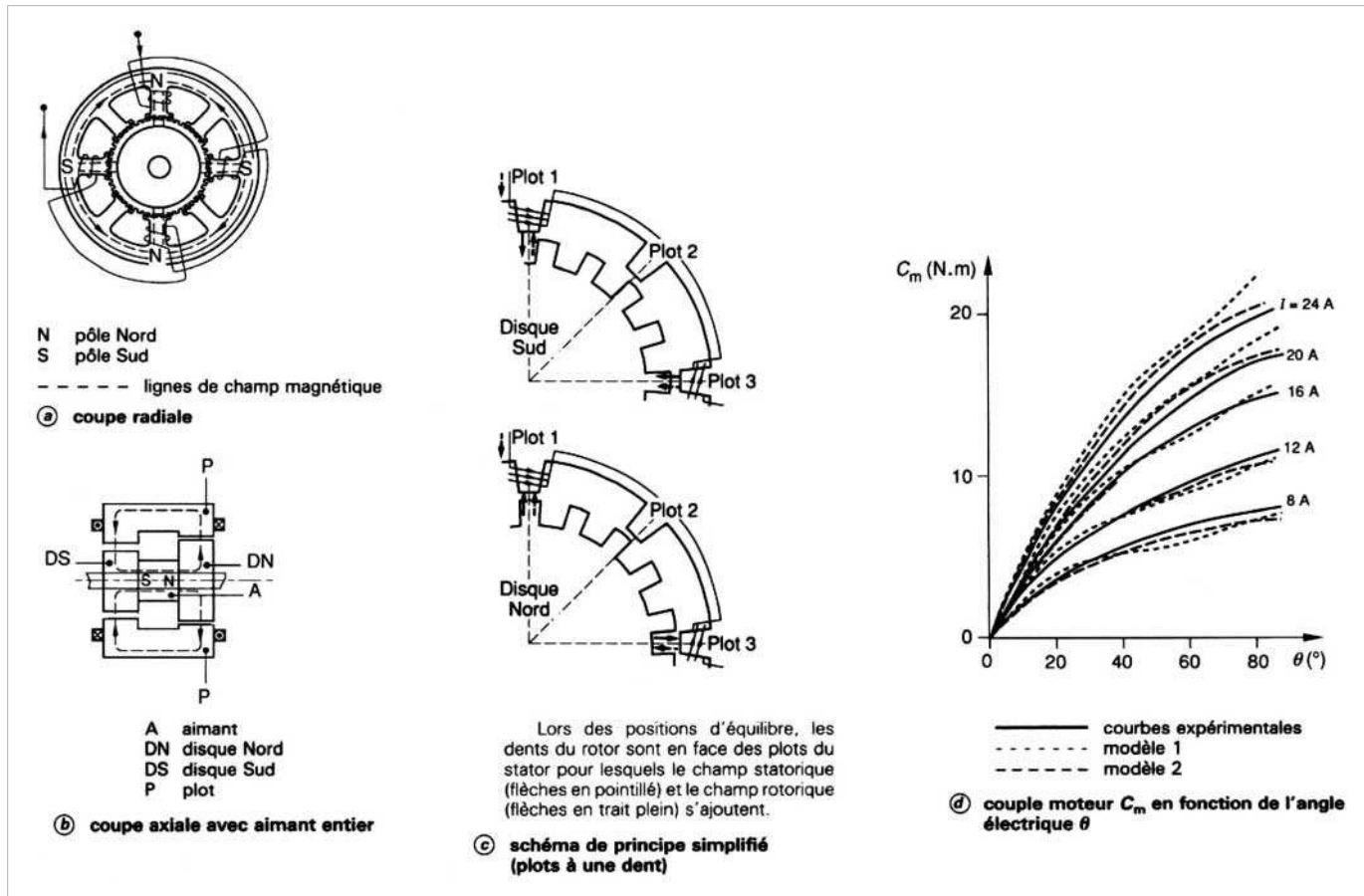


Figure 16 – Moteur hybride

### 3. Alimentation

#### 3.1 Objectifs d'une bonne alimentation et classification

Un enroulement de moteur pas à pas est un circuit électrique fortement inductif siège d'une force électromotrice variable ou présentant parfois une inductance variant avec la position. Ces éléments s'opposent à des modifications rapides du courant d'alimentation. Une bonne alimentation doit :

- établir rapidement un courant donné dans un circuit inductif ;
- maintenir ce courant à sa valeur en dépit des fluctuations des paramètres du circuit, notamment ceux qui varient avec la vitesse ou la position ;
- interrompre rapidement ce courant ;
- éviter l'apparition de courants parasites.

Selon les applications, les performances souhaitées et les moteurs utilisés, on rencontre différents types d'alimentation.

Les moteurs à réluctance variable, qui développent un couple proportionnel au carré du courant, ne nécessitent que des alimentations unipolaires (courant généré dans un seul sens). Les moteurs excités nécessitent des courants bipolaires. Ceux-ci sont créés par un seul enroulement *bipolaire* (courant dans les deux sens) ou par deux enroulements *unipolaires*, fortement couplés, en opposition.

Dans la suite, nous étudions ces alimentations par performance et complexité croissantes.

#### 3.2 Alimentations en tension

##### 3.2.1 Alimentation unipolaire en tension unique

Ce type d'alimentation, le plus ancien, est aussi le plus simple (figure 17a). Il consiste à brancher grâce à un transistor T chaque phase sur une alimentation de tension  $V$ . Une diode D, placée en antiparallèle sur l'enroulement, permet l'extinction du courant quand on bloque le transistor. Si  $R$  est la résistance de la phase, le courant nominal, atteint lorsque le moteur est à l'arrêt, est donné par :

$$I_n = \frac{V}{R}$$

Dès qu'il tourne, on doit tenir compte des régimes transitoires électriques et mécaniques qui vont ralentir, voire empêcher, l'établissement des courants aux valeurs nominales. L'équation électrique de l'enroulement est :

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + \text{termes dus au mouvement}$$

avec  $L$  inductance de l'enroulement.

Les termes dus au mouvement sont la fém induite par l'aimant tournant ou par la variation de la réluctance avec l'angle.

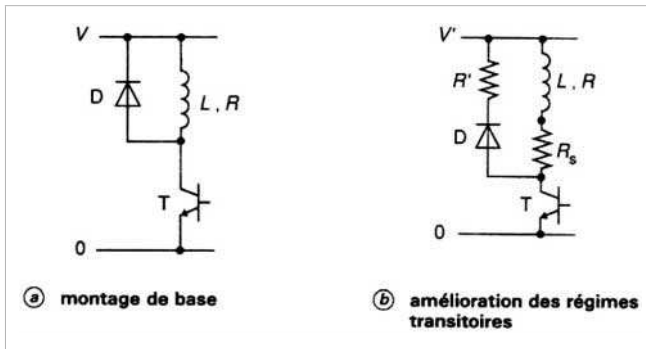


Figure 17 – Alimentation unipolaire en tension unique

On voit clairement que les variations de courant s'opèrent avec la constante de temps  $L/R$ ; pour obtenir un régime transitoire plus rapide et garder le même courant nominal, il suffit de mettre une résistance  $R_s$  en série avec l'enroulement et d'utiliser une nouvelle alimentation  $V'$  telle que :

$$V' = (R + R_s) I_n$$

La nouvelle constante de temps est alors  $L / (R + R_s)$ .

Pour une extinction plus rapide, on place en série avec la diode une résistance  $R'$  (figure 17b) ou une diode Zener. Cette amélioration est facile à obtenir mais se paie par des pertes électriques dans la résistance série, qui augmentent avec le degré de l'amélioration. Aussi, ce procédé ne sera utilisé que pour les entraînements de faible puissance pour lesquels le prix de revient doit être particulièrement réduit.

L'alimentation unipolaire est parfaitement indiquée pour les moteurs à réluctance variable à condition de bien dimensionner les circuits de récupération [2].

Pour les moteurs à aimants permanents et hybrides, l'alimentation unipolaire pose un problème particulier. En effet, les moteurs dits 4 phases sont en réalité des moteurs diphasés, où chaque phase possède deux enroulements fortement couplés, alimentés en opposition ; on devrait les qualifier de diphasés bifilaires. Par exemple, les phases unipolaires 1 et 3 de la figure 18a sont équivalentes à la phase  $\alpha$  du moteur décrit en paragraphe 1.1 en posant :

$$I_\alpha = I_1 - I_3$$

ainsi  $T_1$  conducteur équivaut à  $I_\alpha = I_n$ ,

et  $T_3$  conducteur équivaut à  $I_\alpha = -I_n$ .

De même, pour la phase  $\beta$  :

$$I_\beta = I_2 - I_4$$

Les performances de ces alimentations sont fortement liées au procédé d'élimination de l'énergie magnétique stockée. La figure 18a utilise des diodes de roue libre branchées aux bornes des enroulements. Lorsque le courant  $I_1$  croît, une tension positive est développée dans la phase 3 qui joue le rôle d'amortisseur en débitant à travers  $D_3$  ; cela a pour effet de produire des régimes transitoires électriques plus lents. En compensation, les transistors bloqués n'ont pas à supporter des tensions élevées. De tels montages ont été utilisés vers 1960 lorsque les performances des transistors étaient faibles.

La figure 18b montre une meilleure alimentation qui utilise ce couplage. Lorsque l'on bloque  $T_1$ , la tension  $V_1$  croît et  $V_3$  décroît rendant la diode  $D_3$  conductrice. Le courant  $I_1$  s'annule et un courant  $I_3$  de valeur  $-I_n$  apparaît. Pendant l'annulation du courant  $I_3$ , l'énergie magnétique stockée est en partie renvoyée dans l'alimentation à la

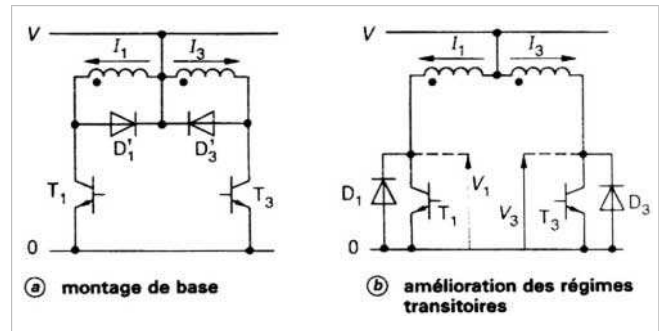


Figure 18 – Alimentation bipolaire de moteurs biphasés bifilaires

tension  $V$ . Celle-ci doit donc pouvoir accepter le courant de récupération, ce qui est aisément obtenu par un condensateur placé à ses bornes. De plus, les transistors bloqués doivent supporter jusqu'à trois fois la tension d'alimentation.

### 3.2.2 Alimentation unipolaire bitension

Au début de la commutation, les deux transistors de la figure 19a sont mis en conduction. L'alimentation  $V'$  permet d'accélérer la montée du courant. Lorsque le courant nominal  $I_n$  est atteint, le transistor  $T'$  se bloque et l'alimentation  $V$  entretient le courant à travers la diode  $D$ . L'instant de ce blocage est déterminé par la mesure du courant ou par un retard par rapport à la mise en conduction de  $T$  et  $T'$ . Cet instant peut, même, correspondre à une surintensité  $I_{max}$ , favorable à la rotation du moteur (figure 19b). Le rapport des constantes de temps apparentes est de l'ordre de  $V'/V$ . Ce procédé est très économique, surtout lorsque l'on a plusieurs moteurs à alimenter. Il s'applique aussi quand les phases sont couplées magnétiquement.

### 3.2.3 Alimentation bipolaire en tension

Chaque phase est alimentée par un pont de quatre transistors selon le schéma de la figure 20. Pour obtenir un courant positif, on ferme les transistors  $T_4$  et  $T_2$  et le courant  $I$  croît jusqu'à  $I_n$ . Lorsque l'on bloque ces transistors, le courant continue à circuler dans le même sens, grâce aux diodes de roue libre  $D_1$  et  $D_3$  et décroît jusqu'à s'annuler. Pour un courant négatif, on ferme  $T_1$  et  $T_3$ , et  $D_2$  et  $D_4$  assurent la récupération. On remarque que les transistors bloqués n'ont à supporter que la tension  $V$  d'alimentation. Des alimentations de ce type sont vendues en circuit intégré avec deux ponts et le séquenceur dans le même boîtier (Motorola SAA 1042).

## 3.3 Alimentations en courant

### 3.3.1 Alimentation bipolaire

Tous les systèmes précédents ont été optimisés par des améliorations empiriques, compliquant souvent les structures. Le couple moteur étant proportionnel au courant (ou à son carré), une régulation de ce dernier semble la solution la plus avantageuse. Cette régulation consiste à intégrer un hacheur de courant dans une alimentation dont la tension  $V$  est la plus élevée possible. Dans la majorité des cas, l'alimentation est bipolaire comme celle de la figure 20. Soit un enroulement alimenté par un courant positif ;  $T_2$  et  $T_4$  sont conducteurs et le courant s'établit avec une vitesse proportionnelle à  $V$ . Lorsqu'il atteint une valeur maximale  $I_{max}$

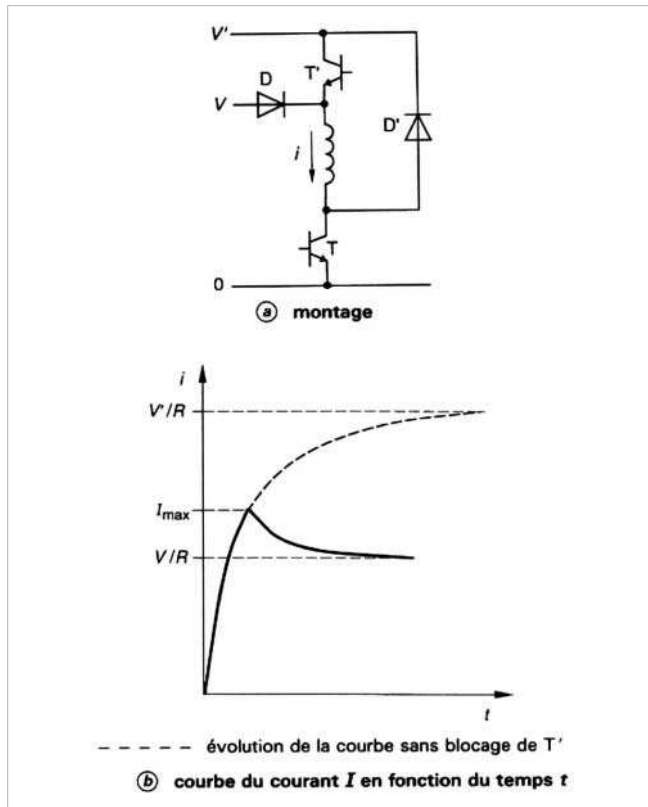


Figure 19 – Alimentation unipolaire bitension

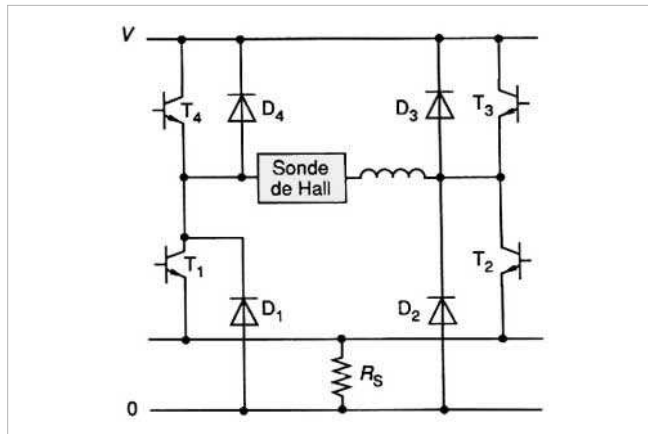


Figure 20 – Alimentation en pont

légèrement supérieure à  $I_n$ , le transistor  $T_4$  est bloqué et le courant décroît en circulant à travers  $T_2$  et  $D_1$ . La mesure du courant se fait aux bornes du shunt  $R_S$  où à l'aide d'une sonde à effet Hall. La remise en conduction peut se faire selon trois stratégies :

— lorsque le courant atteint une valeur minimale  $I_{min}$ ,  $T_4$  est remis en conduction (figure 21a) ; dans ce cas, le courant a une valeur moyenne et une ondulation assez bien fixées, mais la fréquence de

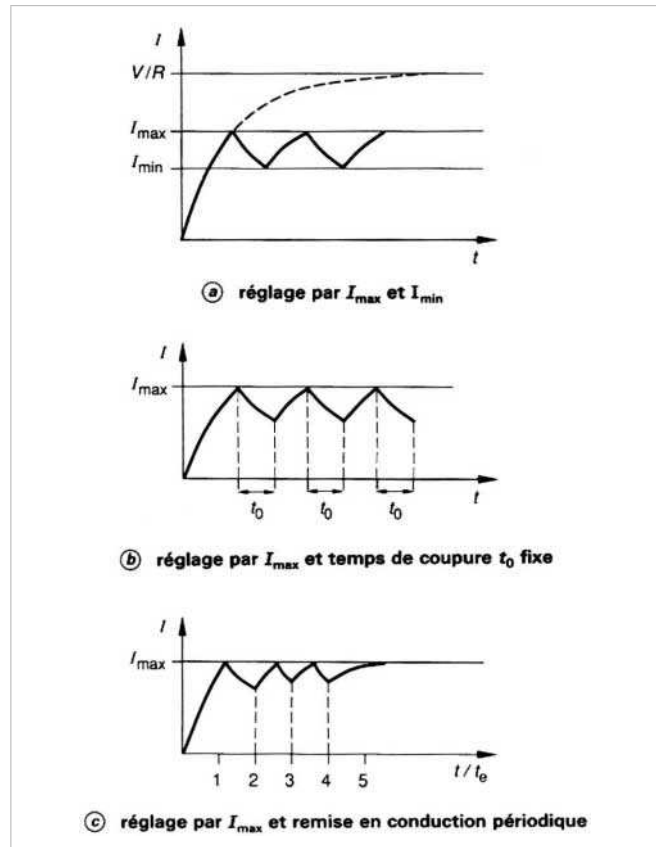


Figure 21 – Hachage du courant

hachage n'est pas maîtrisée par la commande (elle dépend de la vitesse et de la position du rotor) ;

— au bout d'un temps  $t_0$  de coupure,  $T_4$  est remis en conduction (figure 21b) ; le circuit PBL 3717 (Rifa ou SGS Thomson) intègre cette commande avec un pont en H et un courant allant jusqu'à 1 A (deux circuits sont nécessaires pour un moteur) ;

— une horloge remet  $T_4$  en conduction avec une période  $t_e$  (figure 21c) ; le circuit L 297 (SGS Thomson) réalise cette régulation, associé à deux ponts en H qui sont intégrés dans le circuit L 298 (SGS Thomson).

Dans ces deux derniers cas, le courant n'a pas une valeur moyenne et une ondulation fixées, car elles dépendent de la vitesse et de la position du rotor (par la fém ou la réluctance). Par contre, la fréquence de hachage est maîtrisée par la commande et seule la valeur  $I_{max}$  doit être mesurée. Pour annuler ou inverser le courant dans une phase, le fonctionnement est identique à celui de l'alimentation en tension (§ 3.2.3). Les performances de ces dispositifs sont détaillées en bibliographie [5].

Une commande de hachage par modulation de largeur d'impulsion peut aussi être envisagée. Elle est équivalente à une alimentation en tension réglable de 0 à  $V$  par le rapport cyclique de conduction du hacheur. Elle a donc de très mauvaises performances en régime transitoire de courant et le courant dépend fortement de la vitesse du rotor.

**Remarque :** lorsque le moteur est en phase de décélération, la  $f_{cém}$  peut empêcher le courant de décroître avec une récupération en court-circuit comme nous l'avons vu (figure 21) ; dans ce cas, le hachage doit se faire par **deux transistors** ( $T_2$  et  $T_4$  dans l'exemple de la figure 20), comme pour la coupure ou l'inversion du courant. Dans des alimentations très perfectionnées, cette procédure est enclenchée automatiquement pour un seuil de courant légèrement supérieur à  $I_{max}$ . Dans d'autres cas, certains concepteurs n'utilisent que le hachage à deux transistors, ce qui simplifie la commande mais augmente la fréquence de hachage pour un même taux d'ondulation du courant.

### 3.3.2 Alimentation unipolaire

Les alimentations unipolaires ne posent pas de problèmes particuliers. Quand les phases ne sont pas couplées (figure 17a), c'est le transistor qui hache le courant et l'énergie magnétique est dégradée pendant la phase de roue libre dans l'enroulement en court-circuit et la diode de roue libre. Par contre, quand les phases sont couplées, une alimentation du type de celle de la figure 18b, fonctionne toujours en récupération ; cela entraîne une plus grande fréquence de hachage pour une ondulation donnée.

## 3.4 Conclusion

Pour un moteur à aimant permanent ou hybride donné, le couple moteur obtenu avec une alimentation bipolaire est toujours supérieur à celui que crée une alimentation unipolaire, pour la même dissipation thermique. De même, pour un même couple moteur, on a des pertes inférieures avec une alimentation bipolaire. La figure 22 montre les différentes performances limites d'un moteur hybride alimenté à partir d'une même tension, mais pour différents couplages de ses enroulements.

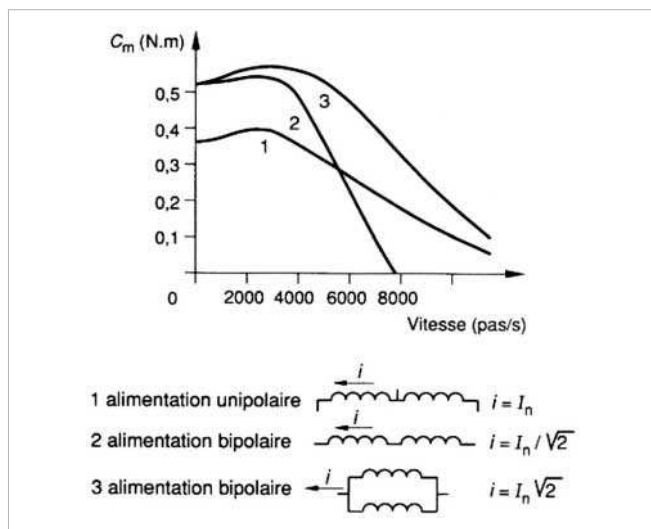


Figure 22 – Courbes de couples moteurs pour différents couplages à pertes Joule égales

## 4. Commande

Normalement, le moteur pas à pas est commandé en boucle ouverte. Dans ce cas, on distingue deux approches selon la gamme de vitesse du rotor.

### 4.1 Commande en boucle ouverte de déplacements lents du rotor

Nous traitons, dans ce paragraphe, tous les déplacements pour lesquels nous pouvons considérer que le courant dans les phases est égal au courant théorique. On se trouve dans ce cas, pour un moteur alimenté en tension à une vitesse très lente, ou pour un moteur alimenté en courant, à partir d'une tension  $V$  très élevée et à une vitesse moyenne ( $f_{cém} < 0,2$  V). Le modèle représentant correctement l'évolution est donné par la seule équation mécanique dans laquelle les excitations sont constantes par morceaux et les outils d'analyse sont les courbes de couple en fonction de la position du rotor, ainsi que le **plan de phase** où l'on représente la vitesse en fonction de la position du rotor.

#### 4.1.1 Amortissement du mouvement sur un pas

L'évolution naturelle sur un pas (figure 5b) présente un régime oscillatoire amorti. Si de telles oscillations sont inadmissibles, l'augmentation de l'amortissement  $\xi$  grâce à l'adjonction d'un frottement visqueux supplémentaire permet de se rapprocher d'un régime apériodique. Un amortissement électrique peut être obtenu, pour les moteurs alimentés en tension, en plaçant des diodes de roue libre aux bornes des enroulements ; les courants induits dans ceux-ci créent un couple de freinage.

Les solutions proposées ci-avant réduisent considérablement les performances du moteur aux fréquences élevées. Le meilleur procédé consiste à diminuer les oscillations par la **commande** elle-même. Si le moteur est alimenté en courant, une commande en **mode 5** (§ 1.1.2.5) diminue les oscillations et supprime les résonances. Dans les autres cas, si l'on désire un déplacement sans dépassement, on utilise le **freinage électrique**. Cette technique consiste à accélérer et à freiner sur le même pas. La figure 23 illustre le principe de cette commande. Le moteur, à l'arrêt à la position  $\theta_i$ , est alimenté par une configuration  $A_j$ . À l'instant initial, l'alimentation est commutée sur la configuration  $A_{j+1}$  pour créer un couple accélérateur. Après un temps  $\tau_1$ , c'est-à-dire à la position  $\theta_c$ , on revient à la configuration  $A_j$  pour freiner le mouvement, afin que le rotor atteigne la position finale  $\theta_{i+1}$  à vitesse nulle à l'instant  $\tau$  ; il suffit alors de commuter l'alimentation à la configuration  $A_{j+1}$  pour maintenir la nouvelle position. La prédétermination des temps  $\tau_1$  d'accélération et  $\tau_2$  de décélération peut être réalisée en utilisant le plan de phase, ou par simulation numérique. Ces temps de commande optimale dépendent des paramètres mécaniques du dispositif. L'étude, grâce à l'équation mécanique réduite (5), est faite en bibliographie [2] ; elle montre les variations de  $\tau_1$  et  $\tau_2$  en fonction des grandeurs réduites définies au paragraphe 1.2.2 en l'absence de frottement sec.

Le temps réduit  $\tau = \tau_1 + \tau_2$  apparaît presque constant dans une large plage de variation de la charge. La durée minimale réduite d'un pas vaut environ 3. Si l'on possède une évaluation en temps réel de la charge et que l'on désire adapter la commande, les formules approchées suivantes, faciles à programmer, donnent de très bons résultats :

$$\tau_1 \approx 2 + 2\mu$$

$$\tau_2 \approx 1 - 2\mu$$

On rappelle que  $\mu$  est le couple résistant réduit.

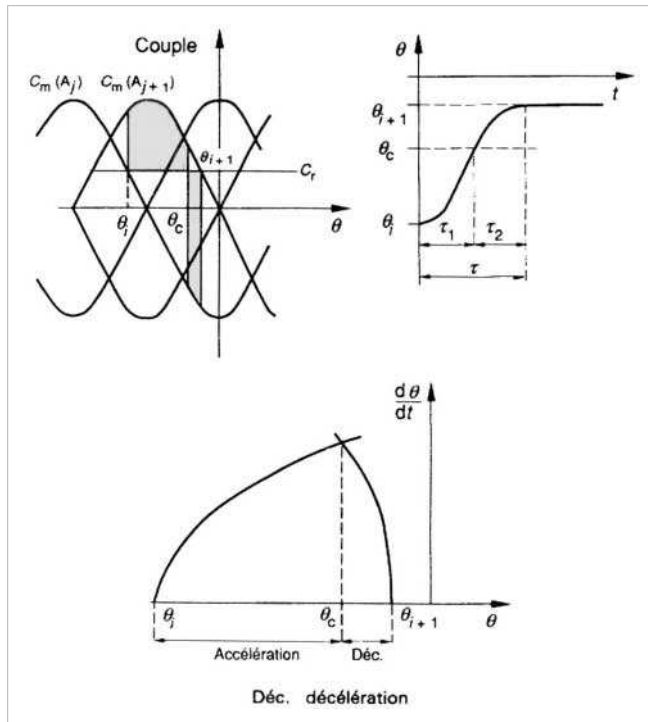


Figure 23 – Freinage électrique sur un pas

Cette technique de freinage peut être étendue à des mouvements plus grands ; il suffit par freinage, lors de l'avant-dernier pas, d'arriver à la position finale à vitesse nulle.

#### 4.1.2 Freinage électrique sur quelques pas

Si l'on désire parcourir deux pas en un temps minimal, la deuxième impulsion doit apparaître lorsque le moteur a tourné d'un demi-pas. Ensuite, une impulsion de commande en sens inverse doit être générée pour produire un freinage tel que le déplacement du moteur présente un maximum pour la position finale ; lorsque celle-ci est atteinte, une impulsion de commande en sens direct fixe le rotor sans oscillations (figure 24a).

Une avance optimale de 3 pas (couple accélérateur maximal puis couple décélérateur maximal) nécessiterait 6 commutations. Une telle commande s'avère très sensible aux variations des paramètres de la charge et du moteur ; aussi, une commande optimale beaucoup plus robuste est proposée selon la figure 24b. Après un démarrage, la deuxième impulsion est générée à un instant tel que le déplacement du moteur présente un extrêmu pour la position finale ; lorsque celle-ci est atteinte, la troisième impulsion de commande fixe le rotor sans oscillations.

### 4.2 Commande en boucle ouverte de déplacements rapides du rotor

Il faut démarrer le moteur dans la zone d'arrêt-démarrage (zone I de la figure 8), l'accélérer jusqu'à sa vitesse maximale dans la zone d'entraînement (zone II de la figure 8), puis le décélérer avant de l'arrêter sans oscillations. La mise en œuvre d'une telle commande

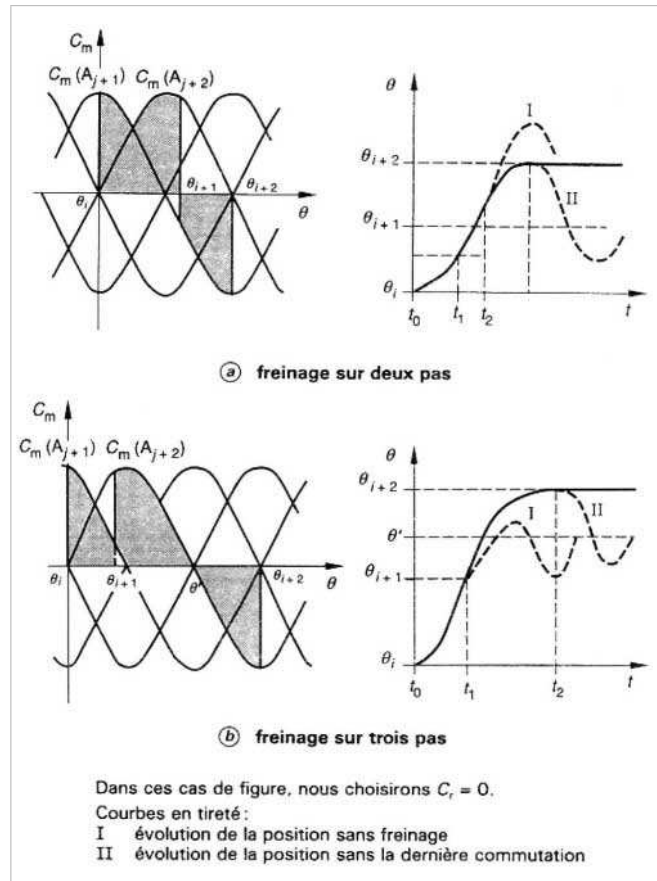


Figure 24 – Freinage électrique sur plusieurs pas

se fait en général à partir d'un système programmé. Toutefois, si la zone d'entraînement n'est pas très importante (alimentation en tension), des artifices permettent des incursions à faible coût dans cette zone (retard ou suppression de la deuxième impulsion [6] [7]).

#### 4.2.1 Principes de l'étude

Si la zone d'entraînement est très étendue ( $f_e/f_d > 2$ ), les **régimes transitoires de fréquence** doivent être minutieusement calculés. Leur étude doit tenir compte du couple du moteur réel, qui diminue lorsque la vitesse augmente. Une simulation des grandeurs instantanées est possible mais fastidieuse. On préfère donc utiliser la notion de couple accélérateur moteur moyen  $\Gamma_{am}(f)$ . La valeur maximale de ce dernier  $\hat{\Gamma}_{am}$  est d'ailleurs représentée par la courbe limite de la zone d'entraînement (figure 25). Lors d'une décélération ou d'une rotation en sens inverse, c'est un couple égal et opposé  $\Gamma_{dm}$  qui est disponible. Pour cette étude, l'ensemble des équations régissant le système se résume à l'équation du couple dynamique  $\Gamma_{dyn}$  :

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = \Gamma_m - \Gamma_r = \Gamma_{dyn}$$

avec  $\Gamma_r$  ensemble des couples résistants,

$\Gamma_m$  couple (accélérateur ou décélérateur) moteur moyen.



Sur la figure 25, nous avons représenté  $\Gamma_r(f)$  par une droite et les valeurs  $\hat{\Gamma}_{am}$  et  $\hat{\Gamma}_{dm}$  donnent une image des couples accélérateurs et décélérateurs disponibles à la fréquence  $f$ . Si, à un instant donné, le mouvement nécessite des couples dynamiques supérieurs, le moteur perd des pas. Il est donc prudent de se donner une marge de sécurité, fixée par exemple par les couples  $\Gamma_s$ . Cette notion revient à ne considérer comme couples disponibles que ceux représentés par les courbes en tireté. Nous appliquons la même marge à la zone d'arrêt-démarrage. Dans ces conditions, les intersections de la droite  $\Gamma_r$  avec ces courbes fixent les fréquences maximales initiale et finale  $f_{0m}$  et  $f_{mm}$  du déplacement. Nous étudions par la suite les régimes transitoires linéaires puis ceux exponentiels (très souvent linéaires par morceaux) ayant une fréquence initiale  $f_0 < f_{0m}$  et une fréquence finale  $f_m < f_{mm}$ .

#### 4.2.2 Régime transitoire linéaire

Le mouvement uniformément varié est obtenu à partir d'un **couple dynamique constant**  $\Gamma_{al}$  pour l'accélération et  $\Gamma_{dl}$  pour la décélération.

■ Dans le cas de l'**accélération**, on obtient :

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = \Gamma_{al} \quad (7)$$

$$\text{donc} \quad \Omega = \frac{d\theta_m}{dt} = at + \Omega_0 \quad \text{avec} \quad a = \frac{\Gamma_{al}}{J} \quad (8)$$

avec  $\Omega_0$  vitesse du rotor à l'instant  $t = 0$ ,

$$\text{et} \quad \theta_m = \frac{at^2}{2} + \Omega_0 t + \theta_{m0}$$

avec  $\theta_{m0}$  angle mécanique de position du rotor à  $t = 0$ .

Or comme la fréquence de commande est proportionnelle à la vitesse de rotation :

$$f_c = \Omega / \theta_{mp}$$

l'élimination du temps conduit à :

$$f_m^2 - f_0^2 = 2a \frac{\theta_m - \theta_{m0}}{\theta_{mp}^2} \quad (9)$$

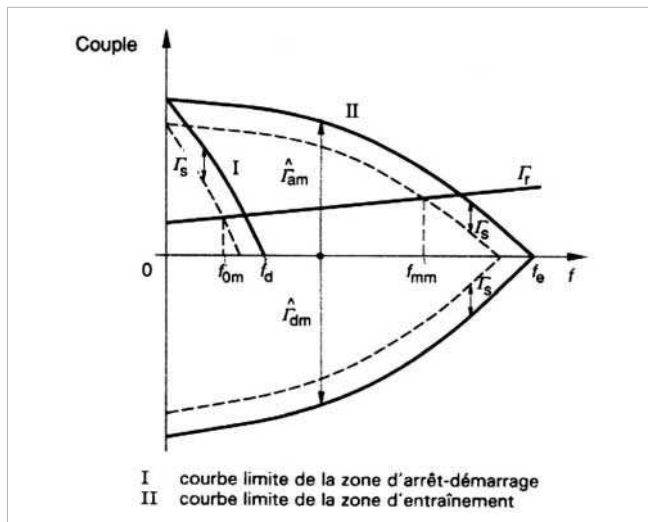


Figure 25 – Déplacements rapides du rotor en boucle ouverte

Le nombre de pas nécessaires pour l'accélération et la durée de celle-ci sont :

$$N_a = \frac{f_m^2 - f_0^2}{2a} \theta_{mp} \quad \text{et} \quad t_a = \frac{f_m - f_0}{a} \theta_{mp} \quad (10)$$

■ Dans le cas de la **décélération**, nous obtenons de même :

$$N_d = \frac{f_m^2 - f_0^2}{2d} \theta_{mp} \quad \text{et} \quad t_d = \frac{f_m - f_0}{d} \theta_{mp} \quad (11)$$

$$\text{avec} \quad d = \frac{\Gamma_{dl}}{J}.$$

Les valeurs maximales admissibles pour  $\Gamma_{al}$  et  $\Gamma_{dl}$  sont obtenues pour la fréquence  $f_m$  (figure 26).

#### 4.2.3 Régime transitoire exponentiel

Pour mieux tenir compte du **couple dynamique** disponible, nous pouvons l'exprimer par une **fonction linéaire de la fréquence** (figure 26), donc de la vitesse du rotor.

■ Dans le cas de l'**accélération**, nous pouvons écrire :

$$\Gamma_a = \Gamma_{a0} + \alpha(\Omega - \Omega_0) \quad \text{avec} \quad \alpha = -\frac{\Gamma_{a0} - \Gamma_{al}}{\Omega_m - \Omega_0}$$

$$\text{et} \quad \Omega_m = \theta_{mp} f_m ; \quad \Omega_0 = \theta_{mp} f_0$$

En général,  $\alpha$  est négatif. La résolution de l'équation (7) donne :

$$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{a_0}{a_0 - a} (\Omega_m - \Omega_0) [1 - \exp(\alpha t/J)] + \Omega_0$$

$$\theta_m = \frac{a_0 \Omega_m - a \Omega_0}{a_0 - a} t + \frac{a_0 (\Omega_m - \Omega_0)^2}{(a_0 - a)^2} [\exp(\alpha t/J) - 1] + \theta_{m0}$$

$$\text{avec} \quad a_0 = \frac{\Gamma_{a0}}{J}.$$

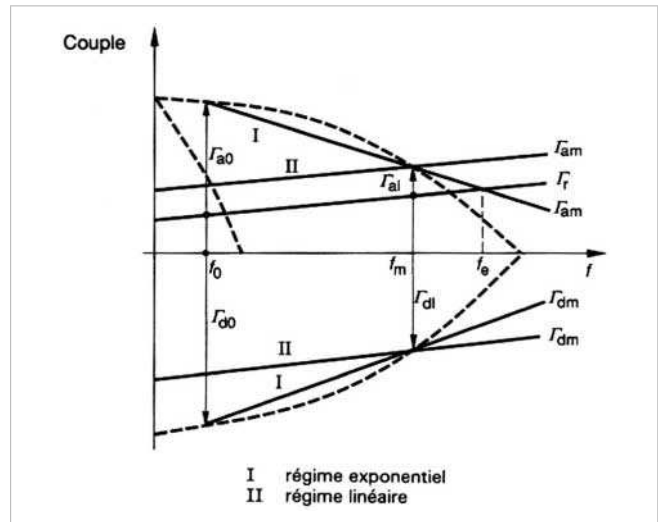


Figure 26 – Régimes transitoires linéaire et exponentiel

Nous choisissons la même fréquence limite  $f_m$  que pour l'accélération linéaire.

La fréquence tend vers une limite  $f_e$  supérieure à  $f_m$  au bout d'un temps infini. La durée de l'accélération et la distance correspondante sont données par :

$$t_a = \frac{f_m - f_0}{a_0 - a} \theta_{mp} \ln(a_0/a)$$

$$N_a = \left[ \frac{(a_0 f_m - a f_0)(f_m - f_0)}{(a_0 - a)^2} \ln(a_0/a) - \frac{(f_m - f_0)^2}{a_0 - a} \right] \theta_{mp}^2$$

■ Dans le cas de la **décélération**, le couple dynamique est donné par :

$$\Gamma_d = \Gamma_{d0} + \beta(\Omega - \Omega_m) \quad \text{avec } \beta = -\frac{|\Gamma_{dl}| - |\Gamma_{d0}|}{\Omega_m - \Omega_0} > 0$$

On remarquera que  $\Gamma_{d0}$  et  $\Gamma_{dl}$  sont négatifs et que, en général,  $|\Gamma_{d0}| > |\Gamma_{dl}|$ , ce qui entraîne  $\beta > 0$ . En prenant comme nouvelle origine des temps l'instant de début de décélération, on obtient comme pour l'accélération :

$$\Omega = \frac{d_0}{d_0 - d} (\Omega_m - \Omega_0) [1 - \exp(\beta t/J)] + \Omega_m$$

$$t_d = \frac{f_m - f_0}{d_0 - d} \theta_{mp} \ln(d_0/d)$$

avec  $d_0 = \frac{\Gamma_{d0}}{J}$

$$\theta_m = \frac{d_0 \Omega_m - d \Omega_0}{d_0 - d} t + \frac{d_0 (\Omega_m - \Omega_0)^2}{(d_0 - d)^2} [\exp(\beta t/J) - 1] + \theta_{m0}$$

$$N_d = \left[ \frac{(d_0 f_m - d f_0)(f_m - f_0)}{(d_0 - d)^2} \ln(d_0/d) - \frac{(f_m - f_0)^2}{d_0 - d} \right] \theta_{mp}^2$$

La figure 27 compare les deux types d'évolution, linéaire et exponentielle. Pour parcourir un nombre de pas donné, on intercale, entre l'accélération et la décélération,  $N_v$  pas à vitesse constante tels que :

$$N = N_a + N_v + N_d$$

avec  $N$  nombre de pas à parcourir.

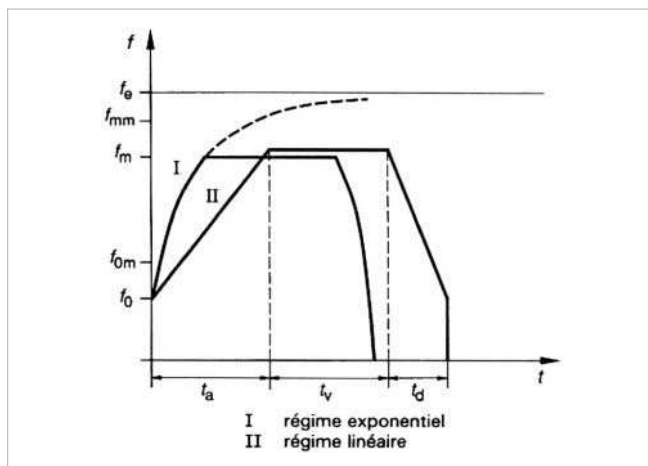


Figure 27 – Évolutions linéaire et exponentielle de la fréquence de commande  $f$

On appelle  $t_v$  la durée de ce palier.

Le régime exponentiel, qui utilise mieux le couple dynamique disponible, est plus rapide que le régime linéaire. L'implantation des algorithmes correspondants étant plus lourde, on utilise des régimes linéaires par morceaux, approchant l'exponentielle.

#### 4.2.4 Implantation des commandes en temps réel

Si nous appelons  $t_i$  la durée du  $i$ ème pas du moteur, qui se fait à la fréquence  $f_i$ , on a  $t_i = 1/f_i$ ; l'application de la formule (9) à deux pas consécutifs donne :

$$f_{i+1}^2 - f_i^2 = \frac{2a(\theta_{mi+1} - \theta_{mi})}{\theta_{mp}^2} = \frac{2a}{\theta_{mp}}$$

d'où l'on tire :

$$t_{i+1} = t_i \left( 1 + \frac{2a t_i^2}{\theta_{mp}} \right)^{-1/2} \quad (12)$$

Une formule semblable est obtenue pour la décélération.

Si les paramètres des mouvements sont fixes, des tables précalculées sont implantées en mémoire et exploitées en temps réel par des microprocesseurs équipés d'un temporisateur de grande précision. Si une commande adaptative en temps réel est nécessaire, l'expression (12) est approchée par :

$$t_{i+1} = t_i \left( 1 - \frac{a t_i^2}{\theta_{mp}} \right)$$

ce qui rend possible le calcul de  $t_{i+1}$  pendant l'exécution du  $i$ ème pas, si le microprocesseur a la multiplication câblée. Un exemple d'implémentation est donné en bibliographie [8].

### 4.3 Commande en boucle fermée

Nous avons vu (§ 4.2.1) qu'en boucle ouverte les moteurs pas à pas travaillent avec une grande réserve de couple afin d'éviter un décrochage lors d'une variation de charge importante. Le pilotage en boucle fermée permet d'éviter ce surdimensionnement du moteur et de l'alimentation et de réaliser des commandes plus sûres.

Dans le cas particulier des moteurs alimentés en tension, l'observation de la fcm induite fournit un signal d'autopilotage exploitable dès que le moteur tourne à une vitesse suffisante [4].

Dans tous les autres cas, un codeur optique incrémental est nécessaire. La commande classique utilise un codeur possédant un nombre d'impulsions égal au nombre de pas par tour du moteur. Après avoir bien calé le codeur par rapport au rotor, le réglage de la vitesse s'effectue en retardant plus ou moins l'impulsion de commande par rapport à l'impulsion du capteur. Cette solution permet de réaliser des asservissements de vitesse performants [6], mais n'est pas souvent utilisée car le prix du codeur double le coût de l'installation.

Ces dernières années, des codeurs *simplifiés* à nombre réduit d'impulsions, mais à bas prix, ont été intégrés directement dans les moteurs [9]. Leur utilisation, pour confirmer *a posteriori* la distance parcourue, est très intéressante en robotique, car elle évite la réinitialisation systématique de l'ensemble commandé en cas de problème.

## 5. Étude d'une application industrielle

Dans de nombreuses applications industrielles, le moteur pas à pas hybride de forte taille, avec 200 pas ou 400 demi-pas par tour, permet une simplification de la mécanique et évite l'emploi d'un réducteur. Les transmissions les plus courantes utilisent le tambour enrouleur, la crémaillère ou la courroie crantée. Si une grande précision est nécessaire, on a recours à la vis sans fin. Les formules nécessaires pour de telles applications sont présentées en bibliographie [12].

### 5.1 Cahier des charges

Un chariot de machine-outil doit être entraîné horizontalement par une vis à bille couplée directement à un moteur pas à pas hybride commandé en mode 4. La masse totale en translation est évaluée à  $m = 50 \text{ kg}$  ; elle est solidaire de l'écrou appelé encore *noix*. L'incrément de positionnement doit être de  $5 \mu\text{m}$ . Durant les cycles de fonctionnement de la machine-outil, deux types de déplacement seront particulièrement étudiés : la marche en charge à  $v_c = 2 \text{ cm/s}$  avec une force de travail  $F_T = 250 \text{ N}$  et le retour rapide à vide à  $v_v = 12 \text{ cm/s}$ . La distance totale à parcourir, soit  $500 \text{ mm}$ , doit être parcourue en  $5 \text{ s}$  au maximum.

### 5.2 Choix de la vis

Les caractéristiques mécaniques et les exigences de précision et de distance du cahier des charges imposent pour :

- le pas,  $h = 2 \text{ mm}$  ;
- la longueur,  $L = 600 \text{ mm}$  ;
- le rayon du moyeu,  $r = 8 \text{ mm}$ .

Les documents techniques des constructeurs donnent :

- la masse volumique de l'acier,  $\rho = 7,85 \cdot 10^{-3} \text{ kg/cm}^3$  ;
- le coefficient de frottement du chariot sur ses guides,  $\mu = 0,1$  ;
- le rendement de la transformation de la translation de la masse  $m$  en force axiale,  $\eta = 0,9$  ;
- la force résistante due à la précharge d'une noix à rattrapage de jeu,  $F_p = 10 \text{ N}$ .

On néglige dans une première approche le frottement du roulement de la vis.

### 5.3 Grandeurs mécaniques ramenées sur l'arbre du moteur

#### 5.3.1 Moments d'inertie

En considérant la vis comme un cylindre plein, son moment d'inertie par rapport à l'axe du rotor vaut :

$$J_{\text{rot}} = \frac{1}{2} \pi r^4 L \rho = 303 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$$

Le moment d'inertie de la masse en translation par rapport à l'axe du rotor est :

$$J_{\text{trans}} = m \left( \frac{h}{2\pi} \right)^2 = 51 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$$

Le moment d'inertie extérieur de la charge entraînée, par rapport à l'axe du rotor, vaut :

$$J_{\text{ext}} = J_{\text{rot}} + J_{\text{trans}} = 354 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$$

L'inertie totale est la somme de l'inertie du rotor et de l'inertie extérieure.

#### 5.3.2 Couples de charge

La force totale exercée sur la noix est donnée par :

$$F = \mu mg + F_T + F_p$$

avec  $g$  accélération de la pesanteur ( $= 9,81 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$ ).

Le couple résistant de la charge, par rapport à l'axe du rotor :

$$C_c = \frac{Fh}{2\pi\eta}$$

peut prendre les valeurs suivantes selon le fonctionnement de la machine-outil à vide ou en charge :

$$C_{cV} = 0,02 \text{ N} \cdot \text{m} \quad C_{cC} = 0,11 \text{ N} \cdot \text{m}$$

#### 5.3.3 Fréquences de fonctionnement

Le choix du pas de vis impose les fréquences maximales à vide et en charge, soit respectivement  $24$  et  $4 \text{ kHz}$ .

### 5.4 Choix du moteur

À ce stade de l'étude, le concepteur consulte les caractéristiques de différents ensembles alimentation-moteur. Pour une bonne adaptation à la mécanique, il est conseillé de retenir un moteur dont le moment d'inertie  $J_0$  du rotor seul n'est pas trop faible par rapport à celui de la charge entraînée  $J_{\text{ext}}$  ( $J_0 < J_{\text{ext}} < 4 J_0$ ). Dans notre cas, nous retiendrons le moteur déjà utilisé en paragraphe 1.1.1. Ses caractéristiques dynamiques sont données par la figure 28 où l'on a également représenté les points de fonctionnement à vide  $M_v$  et en charge  $M_c$  ainsi que la courbe limite de la zone d'arrêt-démarrage du moteur avec une inertie totale de  $4 J_0$ , ce qui correspond à peu près à notre cas.

Les deux points sont dans la zone d'entraînement, donc la commande est possible mais doit être prévue avec des régimes transitoires adaptés. Il reste à confirmer notre choix par une étude dynamique.

### 5.5 Étude dynamique

Nous n'examinons que le cas le plus contraignant, c'est-à-dire le mouvement à vide. Le couple dynamique maximal disponible sur l'ensemble du mouvement vaut  $\Gamma_{\text{dyn}} \approx 0,1 \text{ N} \cdot \text{m}$ . Si l'on adopte une marge de sécurité de  $0,02 \text{ N} \cdot \text{m}$ , soit  $100 \%$  du couple de charge à vide, on pourra retenir comme couple accélérateur  $\Gamma_{aI} = \Gamma_{dI} = 0,08 \text{ N} \cdot \text{m}$ . Avec  $J = 464 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$ ,  $\theta_{\text{mp}} = \frac{2\pi}{400}$  et  $f_0 = 400 \text{ Hz}$ , les expressions (8), (10) et (11) donnent :

$$a \approx 1724 \text{ rd/s}^2$$

$$N_a = N_d = 2623 \text{ pas} \quad \text{et} \quad t_a = t_d = 0,215 \text{ s}$$

Le déplacement rapide le plus long nécessite au maximum  $N = 100000$  pas soit  $94754$  pas à vitesse constante. La phase à vitesse constante sera caractérisée par :

$$N_v = 94754 \quad \text{et} \quad t_v \approx 3,95 \text{ s}$$

La durée totale du mouvement (figure 27) sera :

$$t = t_a + t_v + t_d \approx 4,4 \text{ s}$$

On vérifie ainsi que cet ensemble satisfait pleinement le cahier des charges (§ 5.1).

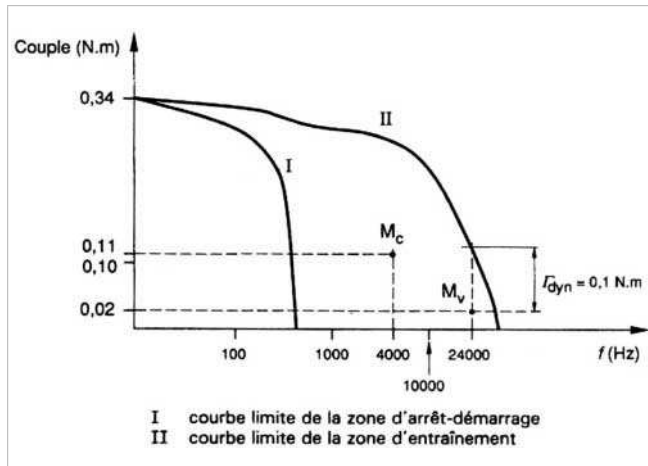


Figure 28 – Caractéristique dynamique du moteur retenu

## 6. Conclusion

De conception simple et robuste, le moteur pas à pas est un actionneur de choix pour la robotique et pour les machines-outils. Par son principe, il permet d'éviter dans beaucoup de cas le réducteur mécanique.

La commande en **boucle ouverte** qui minimise le coût global de l'entraînement convient particulièrement aux applications pour lesquelles les paramètres de charge sont bien connus et invariants au cours du fonctionnement. L'utilisation des microprocesseurs permet d'implanter des commandes complexes de façon très économique étendant ainsi le domaine d'application du moteur pas à pas. En cas de charges variables, des commandes en **boucle fermée** classique ou adaptative peuvent être mises en œuvre.

Malgré leurs inconvénients, on rencontre encore beaucoup d'**alimentations en tension** pour les moteurs de faible puissance. Le développement des circuits intégrés d'alimentation tend à généraliser l'**alimentation en courant** qui donne les meilleures performances dynamiques à l'entraînement.

# Moteurs pas à pas

par **Michel ABIGNOLI**

Professeur d'Université à l'ENSEM  
(École Nationale Supérieure d'Électricité et de Mécanique de Nancy)

et **Clément GOELDEL**

Professeur d'Université à la Faculté des Sciences  
de l'Université de Reims-Champagne-Ardenne

## Bibliographie

□ description d'appareillages ou d'installations

- [1] *Moteurs et moto-réducteurs pas à pas.* Crouzet SA Dpt Moteurs (1987) (□).
- [2] GOELDEL (C.). – *Contribution à la modélisation, à l'alimentation et la commande de moteurs pas à pas.* Thèse de Docteur ès Sciences Nancy, mars 1984.
- [3] JUFER (M.). – *Transducteurs électromécaniques.* Dunod.
- [4] OSSENI (R.). – *Méthode d'asservissement de moteurs synchrones.* 4<sup>e</sup> Journée d'Étude sur les Moteurs Pas à Pas (JEMPP) EPFL-Lausanne (1986).
- [5] GOELDEL (C.), ABIGNOLI (M.) et CUNHA (H.). – *Les alimentations électroniques des moteurs pas à pas.* 3<sup>e</sup> JEMPP ENSEM-Nancy, p. 59-80 (1984).
- [6] KUO (B.C.). – *Step motors and control system.* SRL Publishing Company.
- [7] *Guide to selecting and controlling step motors.* Warner Electric SA (□).
- [8] GOELDEL (C.), AFILAL (L.) et DELOIZY (M.). – *Algorithmes de commande de moteurs pas à pas en temps réel par microprocesseurs.* 5<sup>e</sup> Colloque sur les moteurs pas à pas ENSEM-Nancy, p. 109-123 (1988).
- [9] CREUZET (T.). – *Étude et modélisation dynamique d'un moteur pas à pas à codeur intégré.* Thèse Doctorat INPL, juin 1988.
- [10] *Commande de moteurs pas à pas.* Thinkescap n° 5, Produits de Portescap (□).
- [11] ABIGNOLI (M.), CREUZET (T.), GOELDEL (C.) et TIEN (G.). – *Modélisation du moteur pas à pas à partir de ses caractéristiques commerciales pour simuler son fonctionnement.* 4<sup>e</sup> JEMPP, EPFL-Lausanne, p. 193-213 (1986).
- [12] *Formules et calculs pour réaliser l'adaptation optimale d'un moteur pas à pas.* BERGER-LAHR GMBH (□).

### Congrès spécialisés

International Motion Control Systems and Devices (IMCSD) Champaign, Illinois, USA. Congrès annuel ; actes disponibles SRL Publishing Company, Champaign, Illinois, USA.

Journées d'Études sur les Moteurs Pas à Pas (JEMPP) - Colloques francophones ayant lieu les années paires alternativement à Nancy (ENSEM) et à Lausanne (EPFL). Actes disponibles ENSEM-Nancy. À partir de 1988 nouvelle appellation : Colloque sur les Moteurs Pas à Pas.

## Constructeurs. Fournisseurs

### Fournisseurs de moteurs et d'alimentations

Crouzet SA.  
Portescap France SA.  
RTC.  
Socitec.  
Tekelec Airtronic.  
Berger-Lahr GmbH.

Warner electric.  
Superior electric.

### Constructeurs de circuits intégrés spécifiques

Motorola.  
Rifa.  
SGS Thomson.  
Sprague.