

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 73 (1982)

Heft: 11

Artikel: Amortissement des oscillations d'un moteur pas à pas

Autor: Wettner, R.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-904974>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 26.01.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Amortissement des oscillations d'un moteur pas à pas

R. Wetter

Les moteurs pas à pas présentent la particularité d'être à la fois de caractère synchrone et incrémental. Ils peuvent être utilisés aussi bien pour assurer un contrôle en position que pour un contrôle en vitesse. Ces deux modes de fonctionnement s'effectuent en principe en boucle ouverte. Toutefois, les deux cas d'entraînement voient leurs performances réduites par les phénomènes d'oscillation: il s'agit des oscillations de position consécutives à un arrêt et des oscillations de vitesse dans le cas de marche à vitesse constante. La présente étude décrit les conditions de réglage permettant l'amortissement optimal de ces oscillations. Pour dégager les critères d'optimisation, on fera appel aux théories usuelles du réglage, appliquées à un modèle mathématique décrivant le comportement du moteur.

Schrittmotoren haben sowohl Synchron- als auch Schrittcharakter. Sie können zur Stellungssteuerung ebenso wie zur Geschwindigkeitsregelung verwendet werden. Beide Arbeitsweisen erfolgen grundsätzlich in offenem Regelkreis. Doch ist die Leistung in beiden Fällen durch Schwingungserscheinungen begrenzt, einerseits infolge von Schwingungen nach jedem vollzogenen Schritt, andererseits durch Schwingungen, die der konstanten Geschwindigkeit überlagert sind. Die Regelbedingungen für optimales Dämpfen dieser Schwingungen werden abgeleitet. Zu diesem Zweck wird die bekannte Regeltheorie auf ein mathematisches Modell des Motorverhaltens angewendet.

1. Description des phénomènes oscillatoires

Les oscillations de position liées à un arrêt sont dues à l'accumulation d'énergie cinétique de rotation acquise lors de l'avance. Dans un moteur pas à pas, l'arrêt sur un pas s'effectue simplement en alimentant de façon permanente la phase correspondante. De ce fait, l'énergie cinétique ne sera détruite que par les frottements qui se produisent lors des mouvements oscillatoires autour du pas. Ces frottements seront d'une part de nature mécanique (frottements dans les paliers et brassage de l'air) et d'autre part de nature électromagnétique (pertes fer et courants de circulation dans les phases, liés à la tension induite de mouvement). De façon générale, l'amortissement naturel est faible.

En conséquence, le temps de réponse t_r (fig. 1) est principalement fonction de la durée de ces oscillations. Cet accroissement du temps total de déplacement est d'autant plus grand, en valeur relative, que le déplacement est de faible amplitude.

L'amélioration des performances d'un contrôle en position nécessite la diminution du temps de réponse. Cela signifie qu'il faut amortir rapidement les oscillations.

Les oscillations dynamiques de vitesse se produisent lorsque le moteur pas à pas tourne dans un domaine de vitesse dans lequel les positions incrémentales ne sont plus perceptibles. Elles sont caractérisées par une composante de vitesse quasi-sinusoïdale qui se superpose à la vitesse synchrone (fig. 2). La fréquence de ces oscillations est la plupart du temps beaucoup plus faible que la fréquence de commutation.

Les oscillations de vitesse ne sont pas spécifiques aux seuls moteurs pas à pas, mais apparaissent dans tous les entraînements synchrones. Elles sont amorcées par n'importe quelle irrégularité de fonctionnement, telle qu'un changement de charge ou une modification de la vitesse. Des dissymétries de construction, ou des échauffements de phases différents peuvent également être à l'origine de ces instabilités de vitesse. Ces oscillations sont, selon le type de moteur et selon le régime de fonctionnement, plus ou moins mal amorties. Dans certains cas, elles peuvent être auto-entretenues, voire même divergentes, ce qui conduit à la perte de synchronisme. Il est donc impératif d'amortir ces oscillations, sans quoi le domaine de fonctionnement du moteur sera réduit.

L'amortissement d'oscillations de vitesse ne peut s'effectuer que par un frottement visqueux. De façon naturelle, dans un moteur pas à pas, le frottement visqueux est présent dans les paliers et par le brassage d'air du rotor, mais aussi par l'effet

d'interactions électromagnétiques. Ces dernières sont dues essentiellement aux modifications instantanées d'avance à l'allumage, qui moduleront par conséquent le courant de phase (fig. 3). Ces oscillations de courant provoquent ainsi un amortissement visqueux de type purement électromagnétique.

Toutefois, ce frottement peut varier fortement d'un cas de fonctionnement à un autre. Il se peut même qu'il change de signe, ce qui signifie que le système deviendra divergent [1; 2; 3].

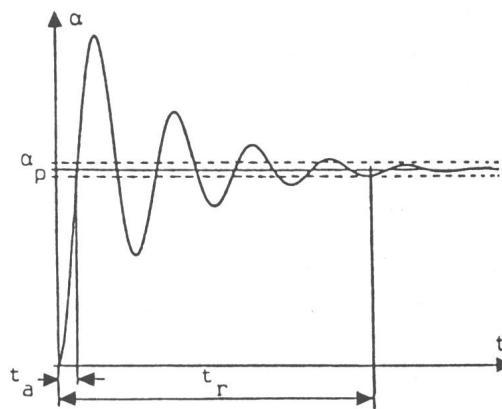


Fig. 1 Définition du temps d'avance t_a et du temps de réponse t_r

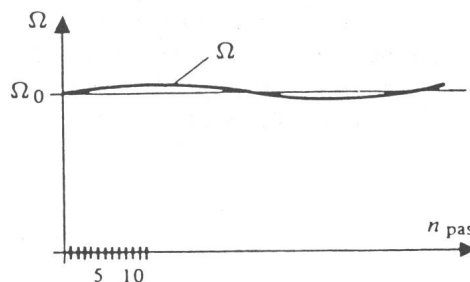


Fig. 2 Oscillations dynamiques de vitesse autour de la vitesse synchrone

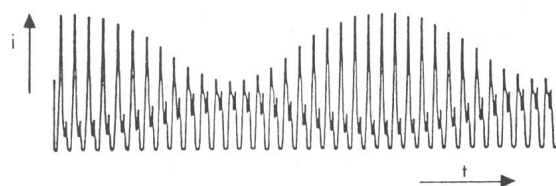


Fig. 3 Modulation du courant de phase sous l'effet d'une oscillation de vitesse en régime synchrone

Ce texte a été présenté lors des Journées d'études sur les moteurs pas à pas du 15 et 16 avril 1982, organisées par l'EPFL sous les patronages de l'ASE.

2. Modélisation des phénomènes oscillatoires

L'équation mécanique d'un système tournant s'écrit

$$I \frac{d\Omega}{dt} = T_{e1} - T_f - \beta_M \Omega \quad (1)$$

avec T_{e1} Couple électromagnétique

T_f Couple de frottement sec

β_M Coefficient de viscosité dynamique

Le couple T_{e1} est produit par les courants circulant dans les diverses phases, ainsi que par d'éventuels aimants permanents. Dans un moteur pas à pas, T_{e1} est encore fonction de la position:

$$T_{e1} = f(i_1 \dots i_m, \alpha) \quad (2)$$

2.1 Oscillations à l'arrêt

Lors d'un arrêt, lorsque le moteur oscille autour de la position finale, on peut admettre que le courant dans les phases est quasi-permanent, et que le mouvement n'influence que faiblement ces courants. Il s'ensuit que le couple T_{e1} est pratiquement décrit par la caractéristique de couple statique. Pour une amplitude des oscillations restreinte autour de la position finale, on peut approximer la caractéristique de couple par une droite de pente k_T (fig. 4):

$$T_{e1} = k_T \alpha \quad (3)$$

L'équation différentielle (1) devient, en négligeant encore le terme de couple de frottement sec:

$$I \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + \beta_M \frac{d\alpha}{dt} = k_T \alpha \quad (4)$$

Cette équation différentielle du 2^e ordre décrit ainsi le phénomène des oscillations de position.

2.2 Oscillations dynamiques de vitesse

Le moteur pas à pas étant un système synchrone, la vitesse peut s'écrire

$$\Omega = \Omega_0 + \Delta\Omega \quad (5)$$

où Ω_0 est la vitesse synchrone (constante) et $\Delta\Omega$ l'amplitude instantanée de l'oscillation de vitesse.

Le couple électromécanique T_{e1} peut être défini, comme dans tout système synchrone, par une caractéristique angulaire (fig. 5), moyennant l'hypothèse que la fréquence des oscillations de vitesse soit beaucoup plus faible que celle de commutation. Cette caractéristique de couple angulaire dynamique

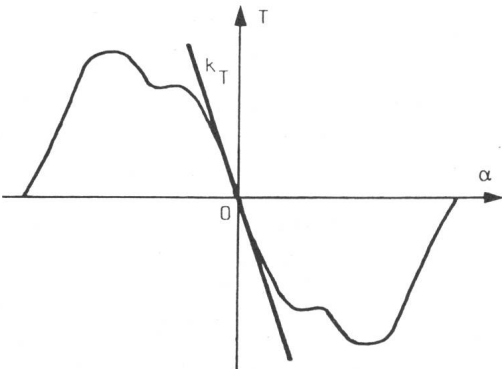


Fig. 4 Approximation linéaire de la caractéristique de couple statique

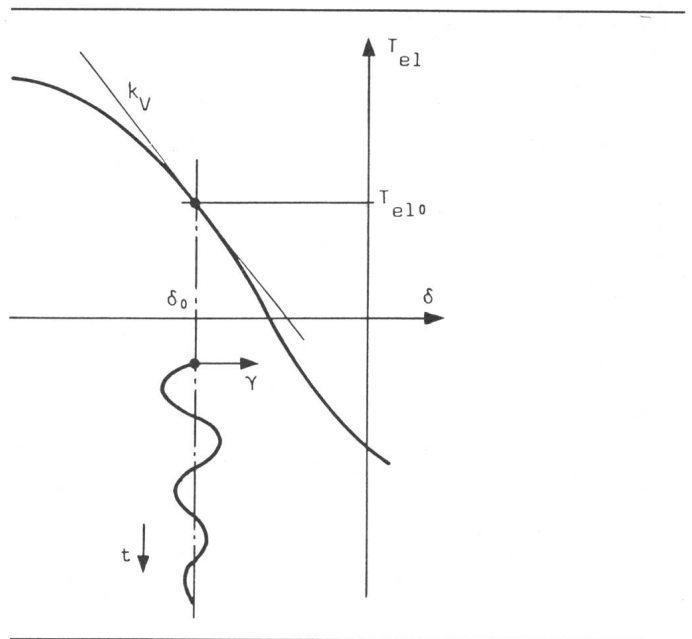


Fig. 5 Caractéristique angulaire d'un système synchrone

définit le couple dynamique moyen en fonction de l'angle d'avance à l'allumage δ , qui sera défini de manière continue, et non seulement lors de la commutation.

Le couple synchrone, T_{e10} vaut

$$T_{e10} = T_f + \beta_M' \Omega_0 \quad (6)$$

β_M' étant le coefficient de frottement visqueux dans le cas des oscillations dynamiques. La différence entre T_{e1} et le couple synchrone donne le couple synchronisant T_s :

$$T_s = T_{e1} - T_{e10} \quad (7)$$

En introduisant (5), (6) et (7) dans (1):

$$I \frac{d}{dt} \Delta\Omega = T_s - \beta_M' \Delta\Omega \quad (8)$$

Définissons maintenant l'angle de déphasage δ , en admettant qu'au temps $t = 0$, $\delta = \delta_0$:

$$\delta = \int_0^t \Delta\Omega dt + \delta_0 = \gamma + \delta_0 \quad (9)$$

En admettant que la caractéristique angulaire $T_{e1} = f(\delta)$ peut être linéarisée autour du point de fonctionnement δ_0 (fig. 5), on peut écrire

$$T_s = \gamma \left. \frac{\partial T_{e1}}{\partial \delta} \right|_{\delta=\delta_0} = k_V \gamma \quad (10)$$

Avec la dérivée de (9), l'équation (8) s'écrit en définitive:

$$I \frac{d^2 \gamma}{dt^2} + \beta_M' \frac{d\gamma}{dt} = k_V \gamma \quad (11)$$

Cette équation différentielle est tout à fait semblable à celle décrivant les oscillations de position (rel. (4)). La solution sera donc du même type. On relèvera toutefois que le terme β_M , coefficient de viscosité dynamique dans le cas des oscillations de position, n'est pas le même que β_M' , conformément à la différence des phénomènes physiques.

3. Résolution de l'équation différentielle

Le modèle mathématique décrivant les phénomènes oscillatoires, équations (4) et (11), est une équation différentielle du second ordre linéaire et homogène, du type

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + a \frac{dy}{dt} + by = 0 \quad (12)$$

La solution de cette équation a la forme

$$y = c_1 e^{pt} \cos(qt + \Phi) \quad (13)$$

où c_1 et Φ sont fonctions des conditions initiales et

$$p = -a/2, q = \sqrt{b - a^2/4} \quad (14)$$

La relation (13) montre que si $p > 0$ (donc $a < 0$), la réponse sera oscillatoire divergente. La figure 6 montre quelques réponses possibles de l'équation (12).

Lorsqu'un moteur pas à pas assure un contrôle de position, la réponse est toujours oscillatoire amortie. Pour améliorer la réponse, il faudra donc augmenter l'amortissement.

Dans le cas d'un contrôle de vitesse, on a vu que les oscillations pouvaient être divergentes. L'amélioration de ce régime de fonctionnement nécessitera donc également une augmentation de l'amortissement. Toutefois, étant donné que la marche à vitesse constante est un mode de fonctionnement synchrone, le système devra toujours retrouver sa position d'équilibre (T_{e10} , δ_0). Cela signifie que l'erreur de position au temps $t \rightarrow \infty$ doit être nulle. Cet état ne pourra être retrouvé que si la vitesse instantanée dépasse la vitesse synchrone. Ceci revient à dire que même amortie, la réponse doit demeurer de type sinusoïdal. Le cas où la réponse serait exponentielle équivaut à la perte du synchronisme.

4. Principe de l'amortissement des oscillations

L'amortissement des oscillations nécessite donc l'adjonction d'un régulateur permettant d'augmenter artificiellement les coefficients β_M et β_M' des équations (4) et (11). Toutefois, en agissant secondairement sur les termes k_T et k_V , la rapidité de l'amortissement sera également améliorée [4]. Le couple du régulateur sera donc de la forme suivante, pour le contrôle en position:

$$T_R = -\beta_R \Omega + k_R \alpha \quad (15)$$

Et dans le cas du contrôle en vitesse:

$$T_R' = -\beta_R' \Delta\Omega + k_R' \gamma \quad (16)$$

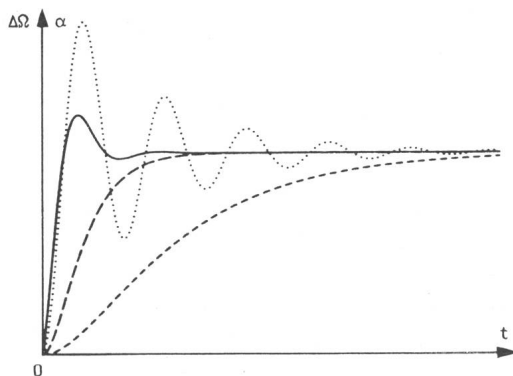


Fig. 6 Réponses d'un système du 2° ordre pour diverses valeurs des coefficients a et b de l'équation caractéristique

L'introduction de ce couple ne change aucunement les caractéristiques de l'équation différentielle.

La théorie du réglage définit l'optimum de la réponse d'un système du deuxième ordre. Celle-ci ne comporte pratiquement qu'une seule oscillation. Elle est atteinte lorsque la condition suivante est remplie:

$$\frac{a}{\sqrt{b - a^2/4}} \approx 1 \quad (17)$$

Pour que la relation (17) soit vérifiée, il faut donc que la réponse soit du type sinusoïdal. De plus, cette relation définit une infinité de solutions, étant donné que les termes a et b peuvent être ajustés indépendamment l'un de l'autre. Toutefois, si l'on désire minimiser le temps de réponse, on devra maximiser le terme a . Ce dernier est cependant limité par le moteur, soit par l'échauffement, soit par la saturation.

5. Régulateur de position

Pour assurer un contrôle optimal en position, il faut générer un couple électromécanique total défini par les relations (3) et (15):

$$T_t = (k_T + k_R) \alpha - \beta_R \Omega = k_{TR} \alpha - \beta_R \Omega \quad (18)$$

Ce couple est fonction à la fois de la position et de la vitesse.

Le couple statique d'un moteur pas à pas présente un caractère périodique avec des passages par zéro. Il en découle que la génération du couple de la relation (18) ne peut se faire en n'utilisant qu'une seule phase. Il faut faire usage de deux phases adjacentes.

Le couple statique de chaque phase est, pour un même courant, identique, mais déphasé par rapport à une autre phase d'un pas angulaire α_p (fig. 7). Afin de simplifier les développements qui vont suivre, désignons par α' la position rapportée à la période du couple statique:

$$\alpha' = 2\pi\alpha/k\alpha_p \quad (19)$$

où k est égal au nombre de phases m pour alimentation unipolaire et à $2m$ pour alimentation bipolaire. Le pas angulaire α_p sera égal à $2\pi/k$.

5.1 Expression des couples

Décomposons le couple statique de deux phases adjacentes en série de Fourier, et en première approximation, négligeons les harmoniques d'ordre supérieur à 1 (fig. 7):

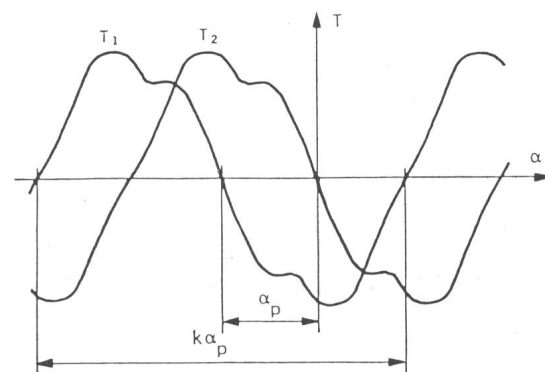


Fig. 7 Couple statique de deux phases adjacentes

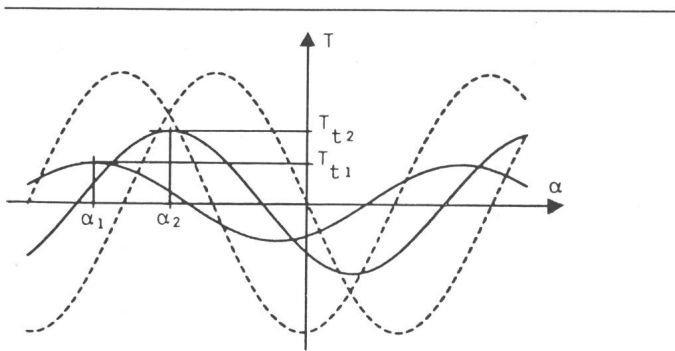


Fig. 8 Génération du couple électromécanique: le couple résultant est maximum à la position courante

Par exemple: en α_1 , $T_t = T_{t1}$ et en α_2 , $T_t = T_{t2}$

$$T_1 = -\hat{T}_1 \sin(\alpha' + \alpha_p') \quad (20)$$

$$T_2 = -\hat{T}_2 \sin \alpha' \quad (21)$$

Le facteur \hat{T} est fonction du courant dans la phase considérée. Dans un moteur polarisé, on a approximativement, en l'absence de saturation:

$$\hat{T} = \kappa i \quad (22)$$

Pour un moteur réluctant pur, non saturé:

$$\hat{T} = \kappa' i^2 \quad (23)$$

Les termes κ et κ' sont constants.

Le couple résultant fourni par deux phases adjacentes vaudra, pour un moteur polarisé:

$$T_t = T_1 + T_2 = -\kappa [i_1 \sin(\alpha' + \alpha_p') + i_2 \sin \alpha'] = -\kappa \sqrt{(i_1 \cos \alpha_p' + i_2)^2 + (i_1 \sin \alpha_p')^2} \sin(\alpha' + \Psi) \quad (24)$$

$$\text{où } \tan \Psi = \frac{i_1 \sin \alpha_p'}{i_1 \cos \alpha_p' + i_2}$$

Un développement similaire permettrait d'obtenir le couple T_t dans le cas d'un moteur réluctant.

5.2 Calculs des courants

La relation (24) permet de définir les courants i_1 et i_2 en fonction du couple T_t . Toutefois, ces grandeurs ne sont pas définies de manière unique. Pour lever l'indétermination, il faut introduire un critère supplémentaire, pour lequel différents choix sont possibles. L'un de ceux-ci est particulièrement intéressant, car il minimise à la fois les pertes Joule et la saturation. Ce critère est défini par l'égalité (fig. 8)

$$\hat{T}_t = T_t \quad (25)$$

Avec cette égalité, l'expression (24) devient

$$T_t = \kappa \sqrt{(i_1 \cos \alpha_p' + i_2)^2 + (i_1 \sin \alpha_p')^2} \quad (26)$$

$$\text{et } \sin(\alpha' + \Psi) = -1 \quad (27)$$

De ces deux relations, on peut tirer les expressions des courants i_1 et i_2 , fonction de la position α' et du couple T_t :

$$i_1 = -\frac{T_t}{\kappa} \cdot \frac{\cos \alpha'}{\sin \alpha_p'} \quad (28)$$

$$i_2 = -\frac{T_t}{\kappa} [\sin \alpha' - \cotg \alpha_p' \cdot \cos \alpha'] \quad (29)$$

Le couple T_t est lui-même défini par la relation (18).

Dans le cas particulier d'un moteur pas à pas polarisé bi-phase, l'angle $\alpha_p' = \pi/2$. Les relations (28) et (29) s'écrivent alors:

$$i_1 = -(T_t/\kappa) \cdot \cos \alpha' \quad (30)$$

$$i_2 = -(T_t/\kappa) \cdot \sin \alpha' \quad (31)$$

Elles définissent les courants qui devront traverser les phases du moteur; la réponse en position sera alors optimale.

6. Régulateur de vitesse

Comme dans le cas du contrôle de position, la stabilisation optimale des oscillations de vitesse nécessite la génération d'un couple correcteur T_R' . Pour modifier le couple dynamique d'un moteur pas à pas, il faut modifier l'angle d'avance à l'allumage. Cette dernière grandeur se modifie par le biais d'une variation de la fréquence de commutation.

En effet, l'avance à l'allumage est définie par la relation (9). Or la vitesse Ω du moteur est liée à la fréquence de commutation f_p des phases, et au nombre de pas par tour N_p , par l'égalité (dans le cas où le moteur est synchrone):

$$\Omega = 2 \pi f_p / N_p \quad (32)$$

Donc à un écart de fréquence Δf_p , on peut associer un écart virtuel de la vitesse:

$$\Delta \Omega = 2 \pi \Delta f_p / N_p \quad (33)$$

L'écart d'avance à l'allumage vaudra alors, par (9):

$$\gamma = \int_0^t \frac{2 \pi}{N_p} \Delta f_p dt \quad (34)$$

En faisant usage de la transformée de Laplace:

$$\gamma(s) = \frac{2 \pi}{N_p} \cdot \frac{1}{s} \cdot \Delta f_p(s) \quad (35)$$

A un angle γ correspond par (10) une variation de couple ΔT :

$$\Delta T(s) = k_v \gamma(s) = k_v \frac{2 \pi}{N_p} \cdot \frac{1}{s} \cdot \Delta f_p(s) \quad (36)$$

Or ΔT doit justement correspondre à T_R' défini dans la relation (16). On obtient donc finalement

$$\Delta f_p(s) = \frac{N_p}{2 \pi k_v} (k_R' - s \beta_R') s \gamma(s) \quad (37)$$

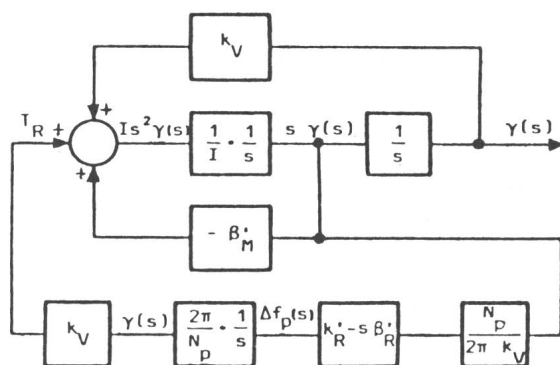


Fig. 9 Schéma fonctionnel d'un moteur pas à pas avec le régulateur de vitesse

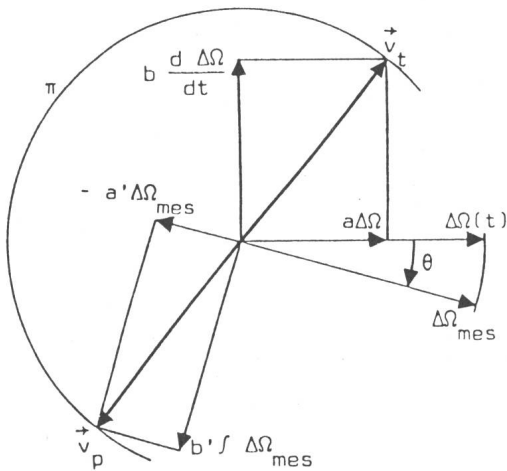


Fig. 10 Diagramme vectoriel décrivant l'effet des réglages théorique et pratique

Les coefficients k_R' et β_R' seront définis par l'optimisation décrite précédemment (chap. 4). La relation (37), liant Δf_p à γ , exprime exactement la modulation de la fréquence d'alimentation du moteur pour obtenir le réglage optimal et la suppression des oscillations dynamiques. On remarque encore que Δf_p est proportionnel à $s \gamma(s)$, ce qui est identique à $\Delta \Omega(s)$. La relation (37) devient alors

$$\Delta f_p(s) = (a + sb) \Delta \Omega(s) \quad (38)$$

On constate que le réglage sera de type proportionnel-différentiel. Le schéma fonctionnel du moteur pas à pas avec son régulateur est représenté à la figure 9.

Considérations pratiques

L'utilisation d'un élément de type différentiel est toujours délicate en réglage. De plus, la mesure de $\Delta \Omega$ n'est pas réalisable sans introduire un retard.

Toutefois, étant donné que la solution de l'équation différentielle régissant le moteur est de caractère sinusoïdal (13), on peut montrer qu'une intégration ou une dérivation de cette solution ne la modifie que par un facteur de proportionnalité et par un nouveau déphasage. De ce fait, on peut substituer à la dérivation de la relation (37) une intégration, c'est-à-dire un retard de phase. De plus, par le réglage des coefficients du régulateur, on pourra compenser le retard introduit par la mesure de vitesse.

On peut visualiser l'action de cet artifice par le diagramme vectoriel de la figure 10. L'angle θ correspond au retard de la mesure de $\Delta \Omega$. On constate que le vecteur théorique \vec{v}_t et le vecteur pratique \vec{v}_p sont simplement en opposition de phase. Il suffit donc finalement d'inverser le signe du vecteur pratique pour obtenir le réglage théorique.

7. Réalisations expérimentales

7.1 Contrôle en position

L'optimisation de la réponse à l'arrêt d'un moteur pas à pas nécessite de disposer des signaux de vitesse et de position à chaque instant. De plus, par un moyen adéquat, il faut pouvoir générer les fonctions données par les relations (30) et (31). Les phases du moteur seront excitées par des sources de courant (fig. 11).

Le montage expérimental réalisé est conçu pour des moteurs polarisés biphasés. Il utilise un capteur de position générant, dans le cas particulier, 36 impulsions par pas. Le décodeur qui suit le capteur (fig. 11), fournit une tension proportionnelle au déplacement. Le signal de vitesse est obtenu par dérivation du signal de position. Les consignes des courants i_1 et i_2 sont produites par des éléments de calculs analogiques.

Lors des essais de laboratoire, des imperfections liées au moteur et au système de réglage causèrent quelques problèmes. Il s'agit en particulier des phénomènes suivants:

- Discrétisation de la mesure de position. Cette discrétisation provoque, dans certaines conditions, une légère instabilité.
- Le signal de vitesse étant obtenu par dérivation, il fallut lui adjoindre un filtre pour créer une bonne immunité aux parasites. Ce filtre rend le signal moins fidèle.
- Les pas angulaires des moteurs présentent une certaine dispersion. De plus, il existe un écart entre la position de repos avec et sans courant.

La présence de ces imperfections conduisent à réaliser un dispositif complémentaire, permettant d'éliminer les instabilités créées par ces trois phénomènes. Celui-ci consiste à déclencher le régulateur lors d'un passage par zéro de la vitesse. Dans le cas du réglage optimal, le rotor effectuera pratiquement une à deux oscillations complètes avant de se stabiliser complètement. En déclenchant le régulateur au temps t_{r0} (fig. 12),

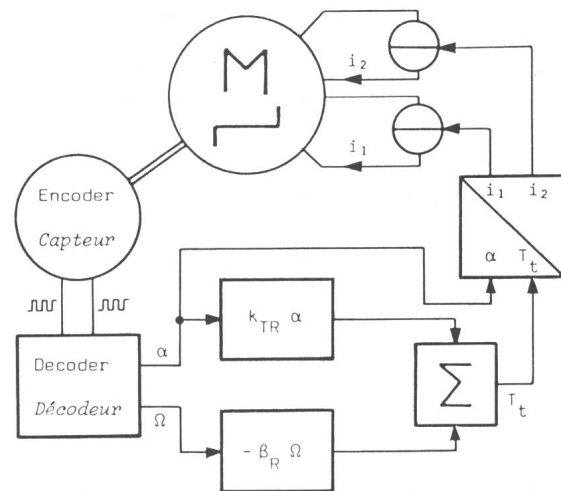


Fig. 11 Schéma-bloc de l'ensemble du système asservi en position

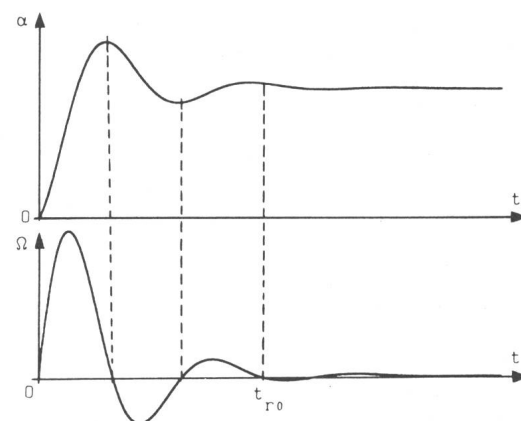


Fig. 12 Instant t_{r0} de déclenchement du régulateur

on évite les difficultés mentionnées, sans trop affecter la qualité du réglage. A l'instant t_{r0} , il est possible d'enclencher la phase dont la position de repos correspond à ce pas. On peut aussi, avec un moteur polarisé, laisser le système se stabiliser sur la position d'équilibre de l'aimant ($i_1 = i_2 = 0$).

Le système de réglage peut être utilisé en principe avec n'importe quel moteur. Il a été testé avec un moteur électromagnétique de 100 pas/tour (Portescap P 532).

La figure 13 présente la réponse en position en boucle ouverte et en boucle fermée.

Sur la figure 14, on peut observer les signaux de position, de vitesse, les courants i_1 et i_2 et les trois consignes de couple fournies par le régulateur (le terme proportionnel $k_{TR} \alpha$, le terme différentiel $\beta_R \Omega$ et la somme résultante T_t), lors de l'avance d'un pas. Au temps t_{r0} , on enclenche la 2^e phase de manière continue.

La figure 15 présente le cas où aucune phase n'est enclenchée après t_{r0} .

A la figure 16, on observe la réponse en position pour diverses valeurs des coefficients β_R et k_{TR} . Toutes ces mesures sont effectuées avec une vitesse initiale nulle au début du pas.

7.2 Contrôle en vitesse

Le réglage défini dans le chapitre 6 nécessite un signal de tension proportionnel aux oscillations de vitesse. Un moyen pour l'obtenir consiste à utiliser un capteur de position incrémental. La chaîne de mesure (fig. 17) sera composée du capteur, dont les impulsions de fréquence seront transformées par un PLL. La sortie de ce dernier élément sera filtrée, de sorte que la tension finale ne comporte que l'oscillation de vitesse. Le signal de sortie du régulateur ($\triangleq \Delta f_p$) sera sommé à la consigne de fréquence f_{p0} , et le résultat attaquera l'oscillateur (VCO) contrôlant le moteur (fig. 18).

Cette méthode a été testée en première étape sur un moteur réductant (Warner SM-024-0035-WT). Les éléments de la chaîne de réglage doivent évidemment être dimensionnés en fonction des caractéristiques du moteur et du capteur.

La figure 19 présente le comportement en vitesse, lors d'une perturbation pour diverses fréquences. On relèvera que les oscillations de vitesse ont complètement disparu, et que le moteur se stabilise rapidement. Dans le cas de cette figure, les coefficients du régulateur ont été ajustés optimalement pour $f_p = 3000$ Hz. On remarque que pour les autres fréquences, la réponse ne s'écarte que faiblement de l'optimum. Cela permet de conclure que dans la pratique, le régulateur travaille efficacement dans une large gamme de fréquences.

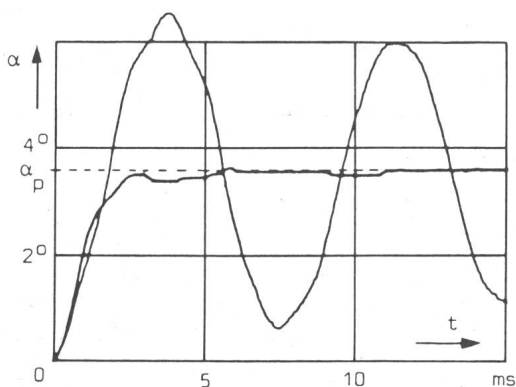


Fig. 13 Réponse en position lors de l'avance d'un pas, en boucle ouverte et avec régulateur

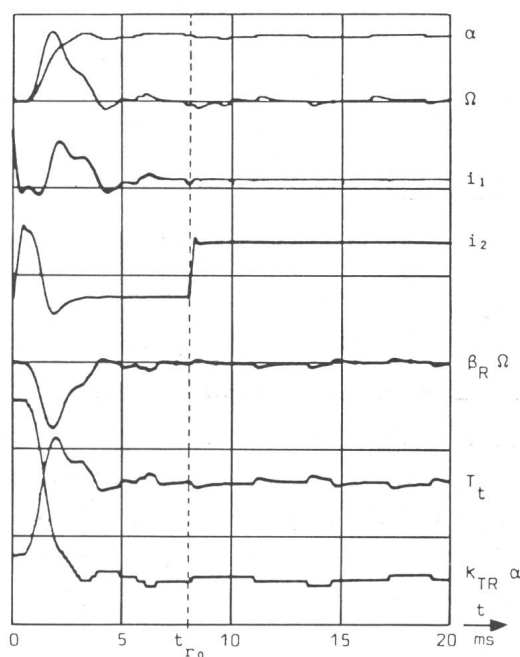


Fig. 14 Position α , vitesse Ω , courants i_1 et i_2 et couple $\beta_R \Omega$, $k_{TR} \alpha$, T_t lors de l'avance d'un pas ($i \triangleq 1$ A/div)

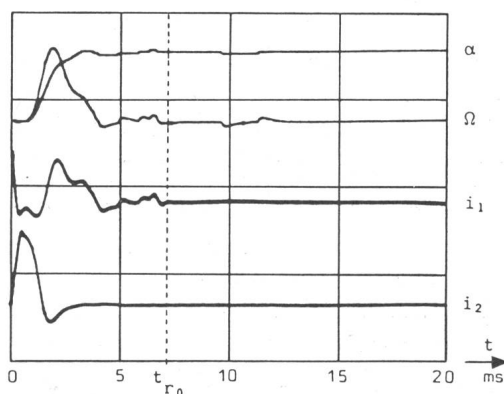


Fig. 15 Position α , vitesse Ω et courants i_1 et i_2 ($i_1 = i_2 = 0$ pour $t > t_{r0}$)

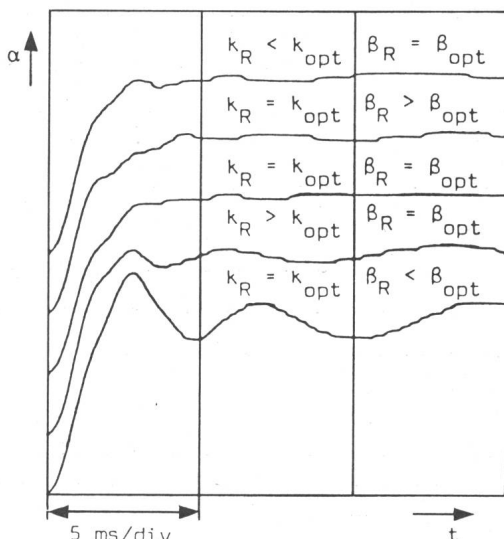


Fig. 16 Réponse en position pour différentes conditions de réglage



Fig. 17 Chaîne de mesure de vitesse par un capteur de position

Mesure indirecte par l'analyse du courant

La résolution de l'équation différentielle de tension induite régissant les phases d'un moteur pas à pas montre que le courant est modulé à la même fréquence que les oscillations de vitesse. Aussi, en analysant et traitant de façon adéquate ce signal, il est possible de réaliser le même asservissement que précédemment, tout en s'affranchissant du capteur de position.

La chaîne de mesure est réalisée selon le schéma de la figure 20. On a choisi d'utiliser le courant de source du moteur, étant donné que celui-ci est disponible quel que soit le système d'alimentation (p.ex. uni- ou bipolaire). Le transformateur de courant assure une isolation galvanique.

Pour que le contrôle par courant soit possible, il faut naturellement que la mesure soit suffisamment fidèle à l'écart de vitesse $\Delta\Omega$, en particulier en ce qui concerne l'amplitude et la phase. La vérification expérimentale de ces grandeurs, entreprise sur le même moteur Warner, montre une bonne concordance entre l'écart de vitesse réel et le signal déduit du courant de source, jusqu'à une fréquence f_p d'environ 3000 Hz (fig. 21). Au-delà, les écarts d'amplitude et de phase deviennent importants. Cela signifie qu'un asservissement basé sur le courant ne nécessitera aucune adaptation particulière, tant que l'on travaillera dans un domaine de bonne concordance.

Ceci est vérifié sur la figure 22. Ces réponses sont basées sur une optimisation du régulateur à $f_p = 3000$ Hz. En-dessous de cette fréquence, les oscillations s'amortissent parfaitement, alors qu'au-dessus, elles subsistent. Dans ce cas, pour élargir le domaine de fonctionnement du régulateur, il faudrait envisager un réglage adaptatif, dépendant de la fréquence d'alimentation.

8. Conclusion

Ce travail a permis de mettre en évidence les moyens d'amortissement des oscillations d'un moteur pas à pas. Le modèle développé, malgré les nombreuses hypothèses simplificatrices formulées, est tout à fait représentatif des phénomènes à décrire. Les résultats pratiques conduisent encore à un certain nombre de considérations.

Dans le *contrôle en position*, le système réalisé utilise en fait un réglage similaire à celui d'un asservissement avec moteur à courant continu. Toutefois, le dispositif est nettement plus compliqué dans notre cas, étant donné la caractéristique non-linéaire du couple. Il ne serait pas avantageux d'envisager l'application industrielle du système proposé tel quel. Il a été conçu en premier lieu pour vérifier l'exactitude du modèle de réglage. Il fournit, d'autre part, une référence de qualité permettant d'évaluer par comparaison les performances d'une solution moins élaborée. Enfin, on peut envisager un contrôle en position en boucle ouverte, en générant les courants du moteur tels qu'ils sont définis par le régulateur décrit ci-avant.

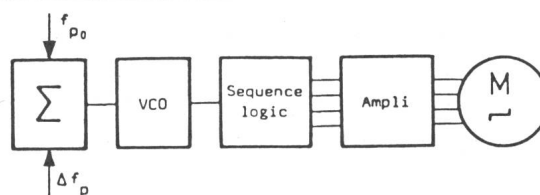


Fig. 18 Schéma-bloc de l'action de l'asservissement sur le moteur

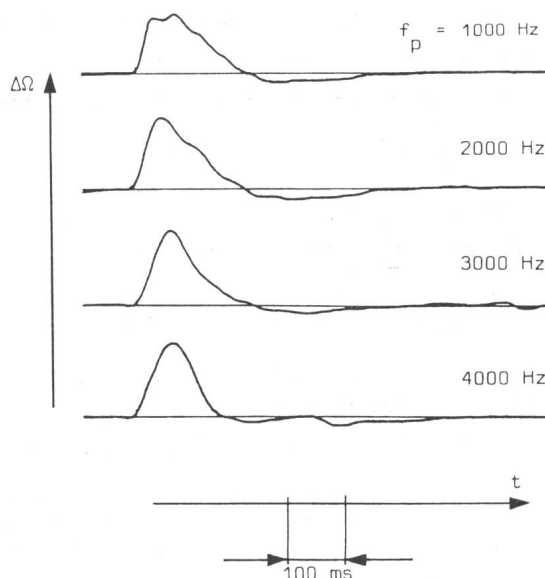


Fig. 19 Comportement du système asservi en vitesse par capteur, lors d'une perturbation

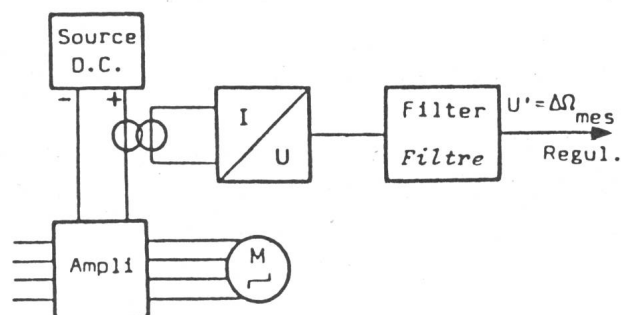


Fig. 20 Chaîne de mesure de vitesse par le biais du courant de source

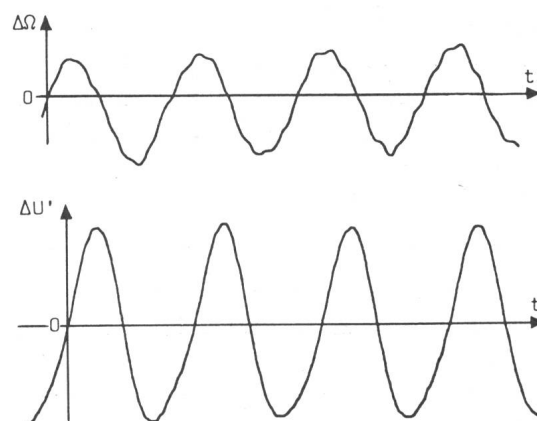


Fig. 21 Mise en évidence de la qualité de la détection des oscillations de vitesse par le courant
 $\Delta U'$ Signal à la sortie du filtre, fig. 20. $f_p = 1400$ Hz

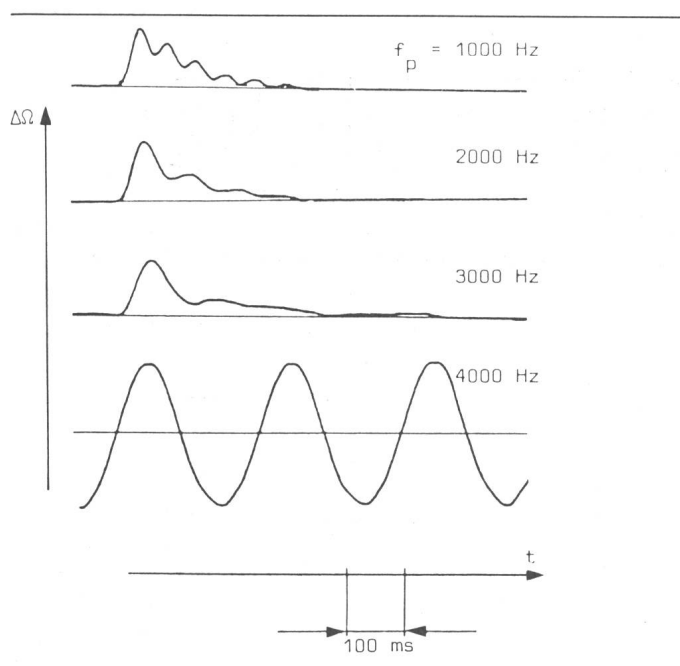


Fig. 22 Comportement du système asservi par le courant de source lors d'une perturbation

En recourant à un capteur de position sommaire (1 impulsion/pas) et en déduisant la vitesse au début du dernier pas à partir de la fréquence d'alimentation, il est possible d'assurer un pseudo-asservissement de façon relativement simple.

L'asservissement en vitesse a été testé sur plusieurs types de moteur. Dans chaque cas, moyennant l'ajustement en fré-

quence du régulateur, l'amortissement des oscillations est tout à fait probant, également dans le cas où les variations de vitesse sont détectées par le courant d'alimentation.

Les avantages du système proposé sont décisifs quant à l'utilisation des moteurs pas à pas. En premier lieu, les zones de fonctionnement instables sont éliminées, ce qui conduit à un domaine de travail élargi. D'autre part, les oscillations de vitesse étant rapidement éliminées par l'asservissement, les régimes transitoires d'accélération et de décélération peuvent être exécutés avec une sécurité accrue. Enfin, la variante utilisant une détection basée sur le courant est d'une grande simplicité et devrait permettre une large application de ce dispositif d'asservissement.

Bibliographie

- [1] I.E.D. Pickup and A.P. Russel: Parametric instability in stepping motors. Proceedings of the 8th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, University of Illinois, 1979.
- [2] I.E.D. Pickup and A.P. Russel: Principles of parametric instability in stepping motors and methods of stabilization. Proceedings of the International Conference on Stepping Motors and Systems, University of Leeds, 1979.
- [3] S.H. Pollack: An analysis and prediction of the mid-frequency resonance phenomenon in permanent-magnet step motors. Proceedings of the 8th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, University of Illinois, 1979.
- [4] R. Wetter and M. Tettü: Suppression of speed oscillations of a stepping motor. Proceedings of the 10th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, University of Illinois, 1981.
- [5] M. Jufer: Transducteurs électromécaniques. Traité d'électricité. Vol. IX. Editions Georgi, St. Saphorin, 1979.

Adresse de l'auteur

R. Wetter, Laboratoire d'Electromécanique, EPFL, 16, chemin de Bellerive, 1007 Lausanne.