

LES MOTEURS PAS-A-PAS

FONCTIONNEMENT ET UTILISATION

Support de cours

Table des matières

1. Généralités	3
1.1. Historique	3
1.2. Génèse du moteur pas à pas	3
1.3. Types de moteurs pas à pas	3
1.3.1. Le moteur à aimant permanent	3
1.3.2. Le moteur à réluctance variable	3
1.3.3. Le moteur hybride	3
1.4. Utilisations des moteurs pas à pas	4
2. Caractéristiques des moteurs pas à pas	4
2.1. Caractéristiques mécaniques	4
2.1.1. Taille	4
2.1.2. Masse	4
2.1.3. Nombre de pas par tour	4
2.1.4. Précision du pas	4
2.1.5. Inertie du rotor	5
2.1.6. Couple résiduel	5
2.2. Caractéristiques électriques et électromécaniques	5
2.2.1. Résistance de phase	5
2.2.2. Inductance de phase	5
2.2.3. Courant de phase	5
2.2.4. Couple de retenue	5
2.2.5. Couple dynamique	5
2.2.6. Puissance nominale	6
2.2.7. Force contre-électromotrice	6
2.3. Comparaison des caractéristiques des différents types	6
3. Fonctionnement	6
3.1. Etude du rotor, à induction statorique d'intensité constante	6
3.1.1. Principe : moteur bipolaire	7
3.1.2. La caractéristique couple-déflexion	7
3.1.3. Comportement et analogies mécaniques	8
3.1.4. Le couple résiduel	10
3.1.5. Analogie mécanique	11
3.2. Le stator	11
3.2.1. Composition des champs statoriques en un champ tournant	11
3.2.2. Champ tournant carré	12
3.2.3. Champ tournant circulaire dit « commande en micropas »	18

3.3. Types d'enroulement	22
4. Circuits de commande	22
4.1. Le séquenceur : plein pas ou demi-pas	22
4.1.1. L'étage de puissance direct	23
4.1.2. L'étage de puissance RL	23
4.1.3. Le hacheur	24
4.2. La commande en micropas	25
4.2.1. Le hacheur simple unipolaire	25
4.2.2. Le hacheur bipolaire	26
5. Performances, précautions d'emploi	26
5.1. Vitesse, puissance, couple	26
5.2. Raideur et précision de positionnement	27
5.3. Ondulation de couple et résonance	27
5.4. Accélérations	27
5.4.1. Valeur maximum de l'accélération en fonction de la charge	27
5.4.2. Variation abrupte de vitesse : critère de décrochage	28
5.5. Le rendement	30
5.6. Choix des courants	30
5.7. Détermination de la tension nécessaire	30
5.7.1. Calcul du coefficient de couple	30
5.7.2. Détermination du courant nominal	30
5.7.3. Détermination de la tension d'alimentation	31
5.8. Signaux relevés sur des systèmes réels	31
5.8.1. Mode demi-pas	32
5.8.2. Mode micro-pas	34
6. Conclusions	36
7. Annexe	37
7.1. Détail du circuit de commande du hacheur	37
7.2. Exemple de carte de commande de moteur unipolaire	37
7.3. Exemple de hacheur bipolaire	37

1. Généralités

1.1. Historique

Les moteur pas à pas sont utilisés depuis une trentaine d'années dans des applications de positionnement et d'entraînement à vitesse variable. Les raisons principales de leur succès tient à leur faible coût et à leur facilité de mise en oeuvre pour des positionnements de précision moyenne.

1.2. Génèse du moteur pas à pas

Le moteur pas à pas est à la base un moteur synchrone polyphasé à plusieurs groupes de pôles. Il est devenu "pas à pas" lorsqu'on s'est avisé qu'il était facile de le faire tourner en commutant en tout ou rien l'alimentation des enroulements. Il s'est alors diversifié en trois types majeurs dont deux restent couramment employés de nos jours.

1.3. Types de moteurs pas à pas

1.3.1. Le moteur à aimant permanent

Il est constitué d'un rotor aimanté en ferrite à plusieurs paires de pôles (couramment 6 ou 12) et de deux stators indépendants comportant chacun une bobine cylindrique et des pièces polaires en tôle découpée donnant autant de paires de pôles qu'il y en a sur le rotor. C'est un moteur de construction économique et de performances modestes. Il n'est fabriqué que pour de petites puissances (<10 W).

1.3.2. Le moteur à réluctance variable

Il est constitué d'un rotor plein en fer doux muni de pôles saillants, non aimanté. Le stator est semblable à celui d'un moteur à courant continu à excitation avec des épanouissements polaires et une bobine sur chaque pôle. Le stator est souvent triphasé. Le nombre de systèmes de pôles est de 6 ou 12 le plus souvent.

Ce moteur est susceptible d'une grande vitesse comparativement à celui à aimant permanent. Il n'est plus utilisé car remplacé par le moteur hybride.

1.3.3. Le moteur hybride

C'est une combinaison des deux modes de construction. On utilise un rotor aimanté à pôles saillants et un stator aussi à pôles saillants. Chaque pôle (ils sont le plus souvent 8) reçoit un enroulement et ceux-ci sont associés un pôle sur deux de façon à constituer deux enroulements diphasés. Le rotor et le stator sont pourvus d'encoches constituant autant de petits pôles mais le pas angulaire est différent au stator et au rotor, de sorte que seuls certains micropôles se correspondent. Par exemple, le rotor comporte 50 dents, et le stator a un pas de $1/48$ de tour entre deux dents. Ceci provoque un effet de vernier qui multiplie le nombre apparent de pôles, de sorte à avoir le plus souvent 50 systèmes de pôles. C'est pourquoi on les appelle parfois "moteurs vernier".

Ces moteurs ont une plus grande puissance massique que les précédents et tournent plus lentement à cause du nombre de pôles, ce qui est très souvent avantageux car l'entraînement direct de la charge (sans réducteur) est souvent possible. De plus, ils fonctionnent sur une large gamme de vitesses et existent pour des puissances variées, de 1 W à 1 kW.

Un nouveau mode de construction comporte un rotor en forme de disque passant dans l'entrefer du stator. Le rotor lisse comporte 25 paires de pôles ce qui rend ce type de moteur comparable avec les types traditionnels mais avec des performances plus élevées, en particulier une très faible inertie qui permet de très grandes accélérations.

Les moteurs hybrides sont les plus répandus actuellement pour les applications demandant une précision et une puissance moyennes.

1.4. Utilisations des moteurs pas à pas

A l'époque de leur création, les moteurs pas à pas devaient leur succès à la simplicité du circuit de commande pour une application de positionnement.

En effet, ce sont les seuls moteurs capables de fonctionner en boucle ouverte dans les utilisations de positionnement : de ce point de vue, ils constituent la tranposition dans le mouvement circulaire continu de ce que l'électro-aimant est pour le mouvement alternatif. Pour les applications d'entraînement, bien que les autres types de moteurs (continu, asynchrone) soient satisfaisants, le moteur pas à pas est beaucoup plus précis. Seul le moteur synchrone lui est comparable, mais il ne peut fonctionner qu'à vitesse fixe.

Actuellement, ces qualités sont toujours un atout majeur, mais on sait faire des circuits de commande plus raffinés qui augmentent encore les performances des moteurs ; on peut aussi les coupler à des codeurs optiques de position pour augmenter la précision du positionnement. Les performances d'un moteur pas à pas dépendent grandement du circuit de commande. Aussi, l'étude des moteurs pas à pas est indissociable de celle des circuits de commande. C'est ce qui justifie le plan du présent exposé.

2. Caractéristiques des moteurs pas à pas

Il y a deux sortes de caractéristiques : les caractéristiques mécaniques qui dépendent essentiellement du moteur, et les caractéristiques électromagnétiques et électromécaniques qui dépendent du circuit de commande. Les constructeurs ont l'habitude de fournir ces dernières pour des circuits-types, à partir desquels on doit extrapoler.

2.1. Caractéristiques mécaniques

2.1.1. Taille

C'est la dimension mécanique du moteur. Elle consiste en un diamètre (ou une cote sur plat pour les moteurs carrés) et une longueur. Pour les moteurs hybrides, les cotes sont souvent données en pouces, ce qui fait qu'un moteur de 2,3 pouces de diamètre et de 2 pouces de longueur est désigné par "taille 23 longueur 2 pouces".

2.1.2. Masse

En grammes.

2.1.3. Nombre de pas par tour

Il correspond au nombre de systèmes de pôles. Il est donné pour une commande dite "en plein pas" et vaut 4 fois le nombre de systèmes de pôles pour les moteurs diphasés.

2.1.4. Précision du pas

C'est la tolérance non-cumulative de la position des pas par rapport à leur place théorique. Elle est donnée en % de l'intervalle angulaire entre deux pas.

2.1.5. Inertie du rotor

C'est le moment d'inertie donné en g.cm².

2.1.6. Couple résiduel

C'est le couple qu'il faut fournir au moteur non alimenté pour vaincre l'attraction magnétique rotor-stator. Les fabricants y incluent aussi le frottement des paliers.

2.2. Caractéristiques électriques et électromécaniques

2.2.1. Résistance de phase

C'est la valeur ohmique de chaque enroulement.

2.2.2. Inductance de phase

C'est l'inductance de chaque enroulement non couplé aux autres (tous les autres en circuit ouvert).

2.2.3. Courant de phase

C'est l'intensité nominale moyenne par phase. Elle est limitée par des considérations d'échauffement et par la saturation du circuit magnétique. Ces deux limitations agissent différemment selon le mode de commande. Cette valeur ne constitue pas la limite supérieure mais plutôt correspond à la performance optimum en service continu.

2.2.4. Couple de retenue

C'est le couple qu'il faut appliquer pour faire décrocher le moteur (le déplacer de façon permanente de sa position initiale). Cette valeur est généralement donnée pour un moteur à l'arrêt mais alimenté normalement.

On en déduit la Constante de Couple, donnée par la relation :

$$K_c = \frac{C_r}{I_c} \text{ (Équation 1)}$$

où :

- C_r est le couple de retenue publié par le constructeur
- I_c est l'intensité composée.

L'intensité composée est le module de la somme vectorielle des intensités des enroulements alimentés. Dans le cas de la commande en plein pas, elle vaut :

$$I_c = I_{ph} \times \sqrt{2} \text{ (Équation 2)}$$

I_{ph} étant l'intensité par phase.

Dans le cas de la commande en demi-pas, on a alternativement un puis deux enroulements alimentés. Dans ce cas, l'intensité composée varie un pas sur deux entre I_{ph} et $I_{ph} \times \sqrt{2}$ et le couple de retenue varie dans la même proportion.

Les unités doivent de préférence être MKSA.

2.2.5. Couple dynamique

C'est la valeur du couple résistant qui provoque le décrochage en marche. Cette valeur diminue quand la vitesse augmente mais cette diminution est moindre pour une commande raffinée que pour un circuit simple. Voir les documentations données en exemple.

2.2.6. Puissance nominale

C'est la puissance qu'on peut tirer au régime de puissance maximum en alimentant avec un circuit simple donné en référence. Cette valeur peut être augmentée dans de grandes proportions selon le facteur de marche et la complexité du circuit de commande.

2.2.7. Force contre-électromotrice

Ce paramètre très important est rarement donné dans les documentations. Il a cependant une grande importance pour la conception des schémas de commande. Heureusement, il peut être facilement mesuré. Il peut aussi être estimé assez exactement comme suit.

On appelle constante de vitesse la relation

$$K_v = \frac{E}{\omega} \text{ (Équation 3)}$$

Où E est la force contre-électromotrice, et ω la vitesse angulaire de l'arbre du moteur. En MKSA, E est en Volts et ω en radian/s.

Il se trouve que dans un moteur la constante de vitesse est numériquement égale à la constante de couple quand les deux sont dans le système MKSA. Comme on peut calculer facilement la constante de couple par la relation plus haut, on en déduit immédiatement la constante de vitesse. En pratique, la constante de vitesse est exprimée en Volts par tour/s ou en Volts par tour/minute. On a donc les relations suivantes :

$$K'_v = 2\pi K_v = 2\pi K_c = \pi\sqrt{2} \frac{C_r}{I_{ph}} \text{ (en V/t/s) (Équation 4)}$$

$$K''_v = \frac{\pi K_v}{30} = \frac{\sqrt{2}\pi}{60} \frac{C_r}{I_{ph}} \text{ (en V/t/min) (Équation 5)}$$

On a pris ici le cas de la commande en plein pas.

2.3. Comparaison des caractéristiques des différents types

Type	Vitesse sur l'arbre	couple de retenue (relatif)	couple résiduel
Aimant permanent	rapide	faible	fort
Réductance variable	rapide	faible	nul
Hybride	lente	fort	moyen

3. Fonctionnement

Le fonctionnement d'un moteur pas à pas est complexe car les interactions électriques, mécaniques, dans le moteur lui-même et entre le moteur et son circuit de commande, sont nombreuses et le résultat final en dépend. C'est pourquoi nous allons étudier d'abord le rotor, en supposant l'induction due au stator de module constant ; seul son argument varie. Ensuite, nous examinerons le stator.

3.1. Etude du rotor, à induction statorique d'intensité constante

Le moteur étant synchrone, le couple sur l'arbre est la résultante des forces d'attraction et de répulsion entre le stator et le rotor, qui dépendent elles-mêmes des interactions magnétiques.

Le calcul des interactions magnétiques est très complexe car les phénomènes magnétiques sont répartis dans le volume du circuit magnétique ; seul un programme de calcul par éléments finis est capable de fournir un résultat utilisable.

On peut cependant se faire une idée de la nature des efforts magnétiques en disant que le flux magnétique varie avec les forces magnétomotrices en présence (aimant, bobine) et avec les réluctances. Le principe de la conservation de l'énergie permet d'écrire cette relation (valable aussi pour les électro-aimants) :

$$M = k \frac{d\Phi}{d\alpha} \quad (\text{Équation 6})$$

où M est le couple, Φ est le flux et α l'angle de rotation.

Cette formule suggère que l'effort ne résulte que de la variation du flux lors de la rotation. Comme on peut s'en douter, la loi de variation du flux en fonction de l'angle de rotation est fixée par la disposition interne du moteur, et n'est pas modifiable par l'utilisateur ; mais la valeur du flux pour une certaine position dépend du courant du stator, et cette relation est quasi-proportionnelle dans la zone d'utilisation. Voici le premier paramètre sur lequel on peut agir selon le résultat recherché.

3.1.1. Principe : moteur bipolaire

Pour comprendre le principe, on prend le moteur (théorique) de la figure ci-dessous. Il consiste en un aimant baigné dans un champ magnétique, où le nombre de systèmes de pôles est 1. Pour le cas réel où le nombre de systèmes de pôles est supérieur à 1, il faudra faire les conversions correspondantes en multipliant ou divisant selon le cas les paramètres dépendants des grandeurs angulaires par le nombre de systèmes de pôles.

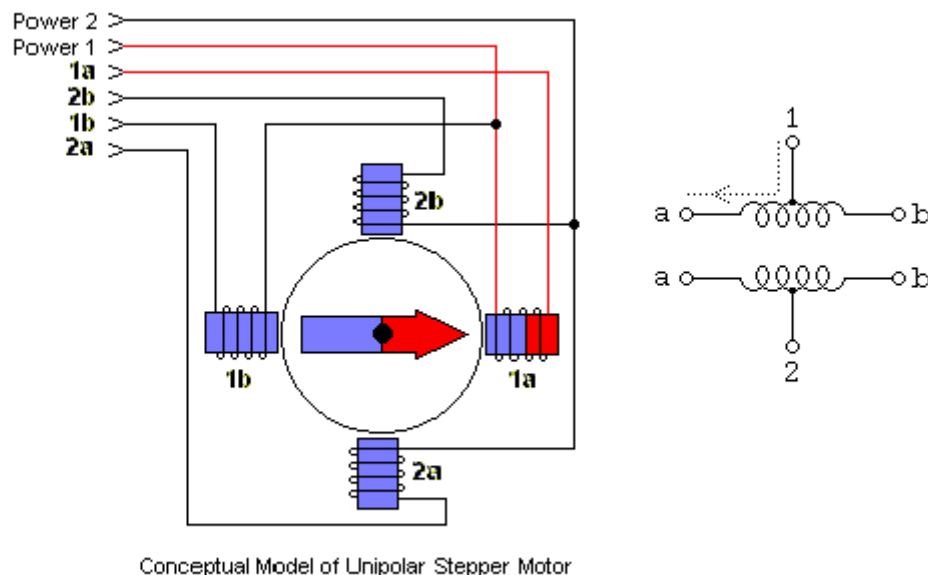


Figure 1 : Principe du moteur pas à pas

3.1.2. La caractéristique couple-déflexion

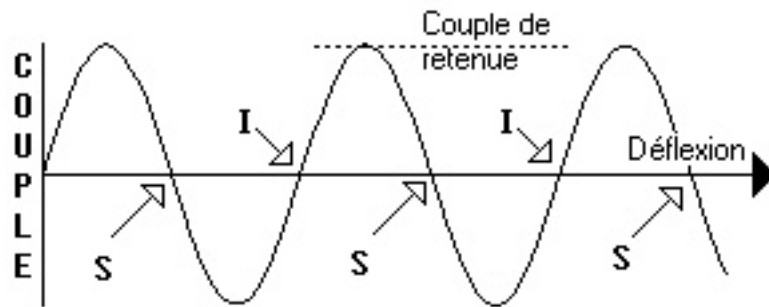


Figure 2 : caractéristique couple-déflexion

Cette caractéristique est donnée dans la figure ci-dessus. La relation couple-déflexion pour un moteur hybride est une fonction sinusoïdale plus ou moins pure (pour un hybride, le taux de distorsion harmonique est de l'ordre de 5 %). On constate qu'il y a des points où le couple s'annule ; cependant, il faut distinguer deux groupes de points :

- ceux marqués **S** où la dérivée du couple est négative, c'est à dire que le couple tend à ramener l'induit vers la position d'équilibre si on l'en écarte : ce sont des points d'équilibre stable ;
- ceux marqués **I** où la dérivée du couple est positive, c'est à dire que le couple tend à écarter l'induit de la position d'équilibre si on l'en écarte : ce sont des points d'équilibre instable ; le rotor tournera et s'arrêtera à la prochaine position d'équilibre stable.

De cette courbe, on déduit deux paramètres : le couple de retenue et la raideur.

Le couple de retenue est la valeur maximum du couple : en partant d'une position d'équilibre stable, si on exerce un couple sur le rotor, il se déplacera de sa position d'équilibre à vide et y reviendra, si on ne dépasse pas ce couple. Si on le dépasse, le moteur tourne sans exercer aucun couple résistant : il décroche.

La raideur est la dérivée du couple par rapport à la déflexion. Dans le cas d'un moteur ayant p systèmes de pôles, la fonction du couple de retenue étant une sinusoïde d'amplitude C_r (couple de retenue), elle vaut :

$$R = \frac{dC}{d\alpha} = pC_r \quad (\text{Équation 7})$$

où R est la raideur en Nm/rad, C est le couple et α est l'angle en radians.

On voit que la raideur augmente avec le nombre de systèmes de pôles, ce qui est assez intuitif puisque l'angle diminue dans le même rapport. Si on exprime l'angle en fraction de pas, on obtient une raideur indépendante du nombre de systèmes de pôles :

$$R_p = \frac{\Delta C}{\Delta n} = \frac{2\pi}{4p} \frac{dC}{d\alpha} = \frac{\pi}{2} C_r \quad (\text{Équation 8})$$

où R_p est la raideur en Nm/pas.

3.1.3. Comportement et analogies mécaniques

De même qu'en électricité on définit des générateurs de tension et des générateurs de courant, on peut en électromécanique concevoir des moteurs-couple et des moteurs-vitesse. Les premiers fournissent un couple relativement indépendant de la vitesse et de la position (exemple : moteur à courant continu commandé en courant) ; les seconds tendent à tourner à vitesse constante quelle que soit la charge (exemple : moteur asynchrone).

On peut dans le cas des moteurs pas-à-pas parler de moteurs-position. Un moteur-position est un moteur dont le couple dépend de la position de l'arbre, par rapport à une position de

référence qui est définie par les courants circulant dans le stator. Alimenté par un courant continu, un tel moteur ne tourne pas, mais tend à rester dans une certaine position est exerce un couple quand on cherche à l'en écarter. C'est le cas du moteur synchrone et aussi celui du moteur pas à pas qui nous occupe ici. Pour faire tourner ce moteur, il faut faire varier les courants circulant dans le stator d'une façon particulière, ce qui provoque des variations de la position interne de référence ; une variation de position constitue un mouvement, et le moteur tourne.

Ainsi, l'existence d'une raideur donne au moteur pas à pas une caractéristique de moteur-position. Ceci implique qu'on en connaît exactement la vitesse moyenne, qui est imposée par la loi de variation des courants statoriques ; la vitesse instantanée peut fluctuer autour de cette moyenne, puisque la position n'est connue qu'à la déflexion près, cette déflexion étant due directement au couple résistant. En revanche, on ne connaît pas le couple, qui est égal au couple résistant quand le moteur entraîne la charge. Si le couple résistant vient à dépasser le couple de retenue, le couple moyen fourni par le moteur s'annule brusquement : c'est le décrochage.

On voit pour résumer qu'un système qui utilise un moteur pas à pas possède deux états :

- L'état normal, dans lequel on connaît la vitesse de l'arbre sans avoir besoin de la mesurer : elle dépend directement de la fréquence de distribution du courant dans les enroulements ; on connaît aussi sa position, avec une incertitude de n périodes de la fonction de couple, n étant un entier quelconque, ce qui donne une incertitude de $2 n \pi / m$, où m est le nombre de systèmes de pôles ;
- L'état décroché, où on ne connaît plus rien du système, si ce n'est que le couple fourni par le moteur est nul.

Cette caractéristique peut être modélisé par des analogies mécaniques données ci-dessous.

3.1.3.1. Analogie 1 : le ressort de torsion

La notion de raideur permet de décrire le comportement du rotor par une analogie mécanique utilisant un ressort de torsion.

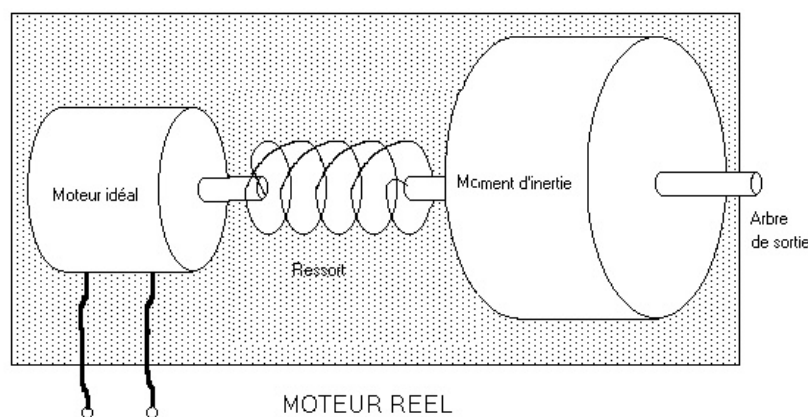


Figure 3 : analogie de la raideur

La figure ci-dessus montre un moteur idéal et un arbre de sortie muni d'un volant d'inertie, entre lesquels la liaison se fait par un ressort. Le moteur idéal fournit une position correspondant à la direction du champ magnétique statorique, avec une raideur infinie. Le volant correspond à l'**inertie** du rotor, et le ressort à la **raideur**.

Il en résulte qu'un tel montage possède une caractéristique supplémentaire : la **fréquence propre**. Elle vaut :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R}{J}} \quad (\text{Équation 9})$$

Où R est la raideur, et J le moment d'inertie.

Si le moteur est à vide, la fréquence propre est celle du moteur ; sinon, l'inertie de la charge s'ajoute et la fréquence propre est plus basse.

3.1.3.2. Analogie 2 : le mécanisme came-galet

L'analogie du ressort de torsion ne rend compte du comportement du moteur que pour de petites déflexions, car le ressort a une caractéristique linéaire alors que la fonction de couple par rapport à la déflexion est sinusoïdale. L'analogie came-galet de la figure ci-dessous rend mieux compte de cette caractéristique.

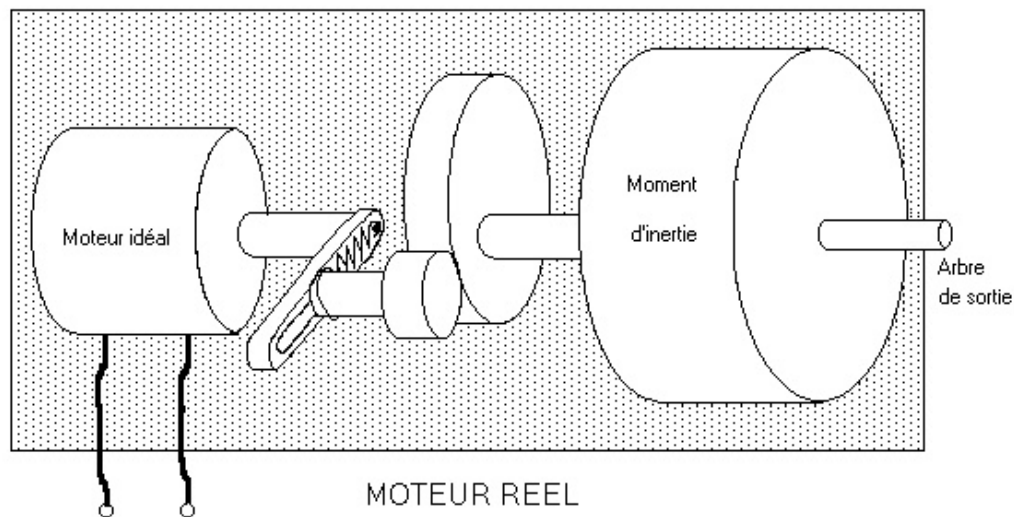


Figure 4 : analogie de la raideur non-linéaire

Tant que la déflexion est faible, le comportement du mécanisme n'est pas très différent du modèle à ressort ci-dessus. Quand elle augmente, les non-linéarités apparaissent et il n'est plus si facile de calculer la fréquence propre. Comme la raideur diminue pour une déflexion plus importante, on peut conclure que la fréquence propre est maximum pour de petites amplitudes.

Ce modèle fait apparaître le mécanisme du **décrochage**. On voit qu'au-dessus d'une certaine déflexion, le couple s'annule puis change de signe : l'arbre de sortie ne reviendra plus dans la position initiale. Il se recalera éventuellement au même angle avec une incertitude de n périodes, n étant un entier quelconque positif ou négatif.

En situation de décrochage, le couple est alternativement positif et négatif : sa moyenne sur plusieurs périodes est nulle. Le couple moteur est nul pendant le décrochage, et le moteur n'a aucune chance de se raccrocher si on n'agit pas dans ce sens, à moins que la vitesse soit inférieure à une certaine valeur, dite "vitesse maximum de start-stop". On verra plus loin comment on peut connaître cette vitesse.

3.1.4. Le couple résiduel

Le couple résiduel est un couple présent moteur non alimenté. Il est dû à l'attraction entre rotor et stator provoquée par le flux de l'aimant permanent. Il est assez fort pour un moteur à

aimant permanent, moyen pour un hybride, et nul pour un moteur à réluctance variable qui ne comporte pas d'aimant.

Ce couple obéit à la même loi que le couple de retenue, c'est à dire qu'il est une fonction sinusoïdale de l'angle, mais sa période est moindre : il y a quatre périodes du couple résiduel pour une période du couple de retenue. L'amplitude du couple résiduel est typiquement 10% du couple de retenue pour un moteur hybride. Cette valeur est moindre pour un moteur de haute qualité.

3.1.5. Analogie mécanique

Pour rendre compte du couple résiduel, le modèle came et galet est représentatif, comme dans la figure ci-dessous.

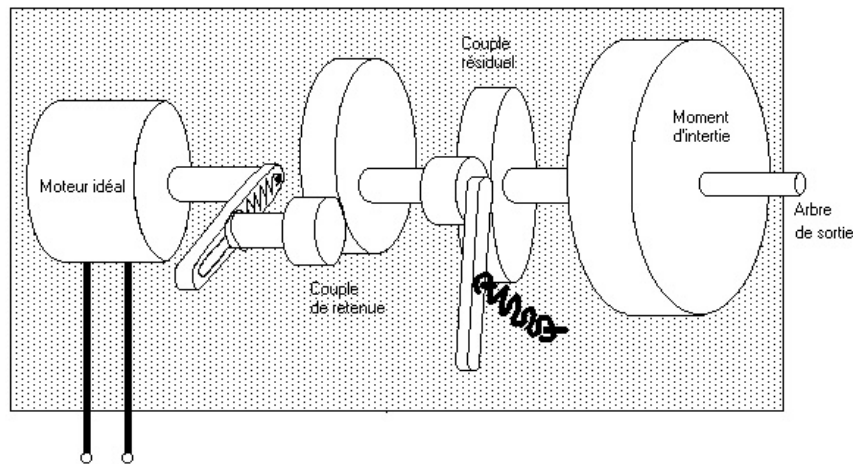


Figure 5 : analogie de la raideur non-linéaire et du couple résiduel

Le couple présent sur l'arbre est la somme algébrique du couple de retenue et du couple résiduel.

Note : pour des raisons d'outil de dessin, la came représentant le couple résiduel a 2 bosses par tour ; en réalité elle doit avoir 4 bosses par tour car il y a une position stable de l'axe pour chaque pas physique quand le moteur n'est pas alimenté.

ATTENTION : pour le **couple de retenue**, l'angle considéré est la déflexion, c'est à dire l'écart angulaire entre la direction de l'induction magnétique et l'axe du rotor. Pour le **couple résiduel**, l'angle est la position du rotor par rapport au stator.

Le couple disponible sera donc modulé par le couple résiduel qui est soit moteur soit résistant. Cette ondulation sera traitée en **5.3 ci-dessous**.

3.2. Le stator

Le stator est composé d'un circuit magnétique muni d'au moins deux enroulements non coaxiaux. Ces enroulements produisent deux champs magnétiques dont la composition est un vecteur dont le module et l'argument dépendent des valeurs de courant dans les enroulements. La majorité des moteurs étant bobinée en diphasé, nous étudierons seulement ce cas qui est le plus simple.

3.2.1. Composition des champs statoriques en un champ tournant

Dans le cas de deux enroulements orthogonaux, ceci se démontre aisément :

Supposons un champ tournant, c'est à dire un vecteur magnétique dont le module est constant, et l'argument tournant à une vitesse angulaire ω . Les composantes de ce champ selon les directions x et y sont :

$$\begin{aligned} H_x &= H_0 \cos \omega t \\ H_y &= H_0 \sin \omega t \end{aligned} \quad (\text{Équation 10})$$

où H_0 est l'intensité du champ, et t le temps.

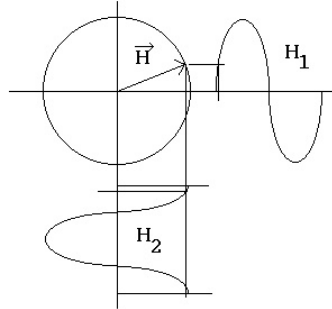


Figure 6 : composition de deux champs magnétiques déphasés

On voit que les deux composantes sont deux fonctions sinusoïdales du temps, déphasées de 90° . Le vecteur étant la somme de ses deux composantes, on peut le reconstituer en injectant dans les enroulements deux courants sinusoïdaux en quadrature.

3.2.2. Champ tournant carré

3.2.2.1. La commande en « plein pas »

C'est le mode de commande le plus répandu pour des raisons de simplicité. La plus grande simplification possible pour générer le champ tournant est de ne produire que quatre valeurs correspondant aux angles 45° , 135° , 225° et 315° , correspondant respectivement aux points A, B, C, et D de la figure.

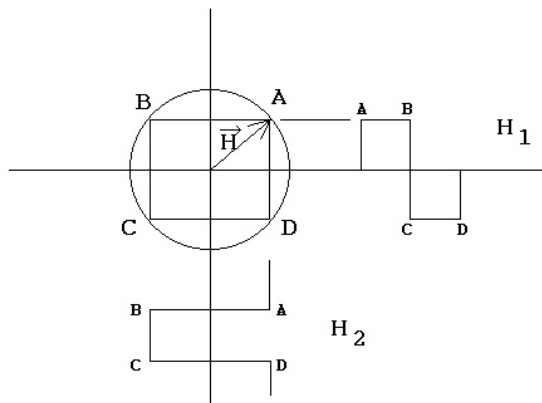


Figure 7 : commande en plein pas

Ces angles sont obtenus en alimentant les enroulements continuellement avec le même courant et en sélectionnant seulement le sens du courant. Les quatre combinaisons de deux polarités et de deux enroulements donnent quatre positions du vecteur magnétique, donc quatre positions de l'arbre pour chaque période du couple de retenue.

3.2.2.2. La commande en « demi-pas »

On peut facilement multiplier par deux la résolution en adoptant la commande dite en "demi-pas" en changeant la commutation. Chaque enroulement peut être alimenté en positif ou en négatif, ou être coupé. Ceci donne huit points par période du couple de retenue :

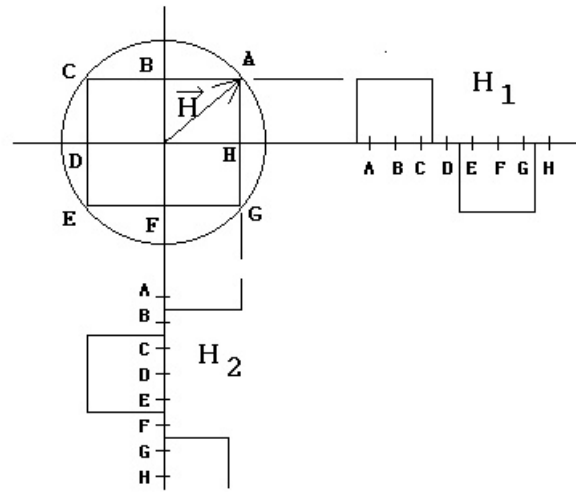


Figure 8 : commande en demi pas

Il faut noter que le module du vecteur \mathbf{H} n'est plus constant ; il prend deux valeurs dans le rapport racine de 2. Ceci implique deux valeurs du couple de retenue différentes selon le pas auquel on s'arrête ; le couple dynamique est réduit dans une proportion importante.

3.2.2.3. Le problème de la résonance

On a vu au paragraphe 3.1.3.1 ci-dessus que l'induit avait une fréquence propre. L'amortissement étant faible pour un moteur à vide, toute impulsion de couple moteur provoquera une oscillation ou encore une résonance de torsion.

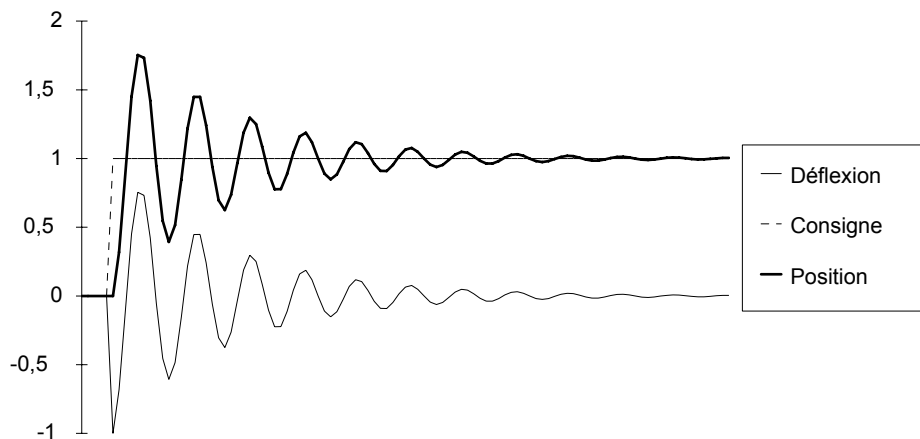


Figure 9 : oscillations amorties de l'arbre en plein pas

La courbe en trait gras représente la position du rotor en fonction du temps lorsqu'on commute les enroulements de un pas en avant. On voit que le mouvement est oscillatoire, mais que le rotor aura bien tourné de un pas quand l'oscillation sera amortie.

La courbe en trait interrompu représente la déflexion en fonction du temps. A l'instant de la commutation, le rotor se trouve soudain en retard d'un pas sur la position électrique ; il rejoint cette position par une oscillation amortie.

Le critère de décrochage est que la déflexion a traversé un point d'équilibre instable, auquel cas le rotor ne reviendra pas forcément au point d'équilibre stable d'où il vient. L'écart angulaire entre ces deux points est de $\frac{1}{2}$ période de la fonction de couple de retenue. Comme il y a quatre pas par période dans le cas de la commande en plein pas, il ne faut pas que la déflexion atteigne ni dépasse deux pas sous peine de décrochage.

Dans le graphe ci-dessous, le décrochage ne peut pas se produire car l'amplitude instantanée de la déflexion est toujours inférieure à 2 pas.

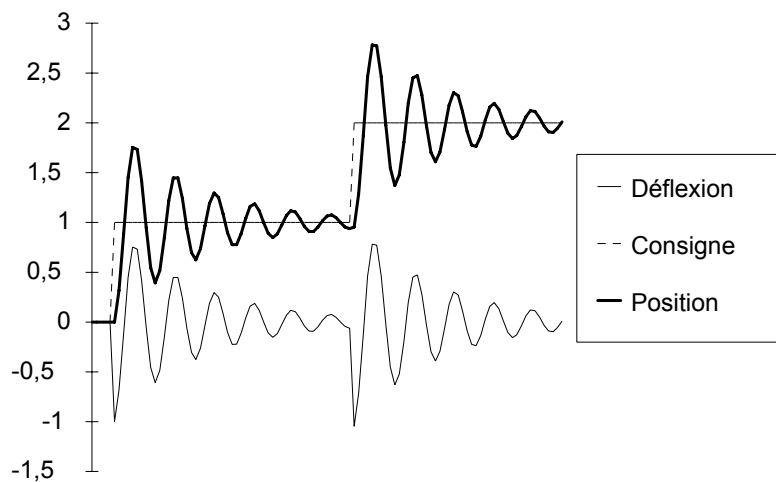


Figure 10 : commande en plein pas sans décrochage

La fréquence des pas étant faible, l'oscillation a le temps de s'amortir. Si elle augmente, il y aura superposition de deux fonctions oscillatoires amorties, et selon la phase, il pourra y avoir soit une extinction de l'oscillation, soit un renforcement. Le graphe ci-dessous montre un moteur à la limite de la stabilité :

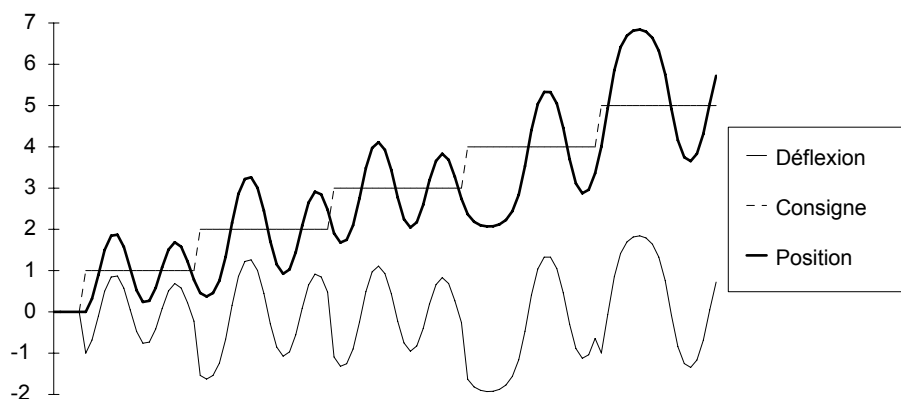


Figure 11 : commande en plein pas à la limite de décrochage

Enfin, dans certaines conditions, le moteur décroche comme ci-dessous. La position de l'arbre diffère de la consigne d'un nombre de périodes non nul et le moteur s'arrête ou continue selon

le cas. Dans le cas présent il manifeste une certaine tendance à continuer. Il faut noter qu'il est à vide ; en charge, il s'arrêterait si la charge est frictive, ou repartirait en arrière si elle est élastique.

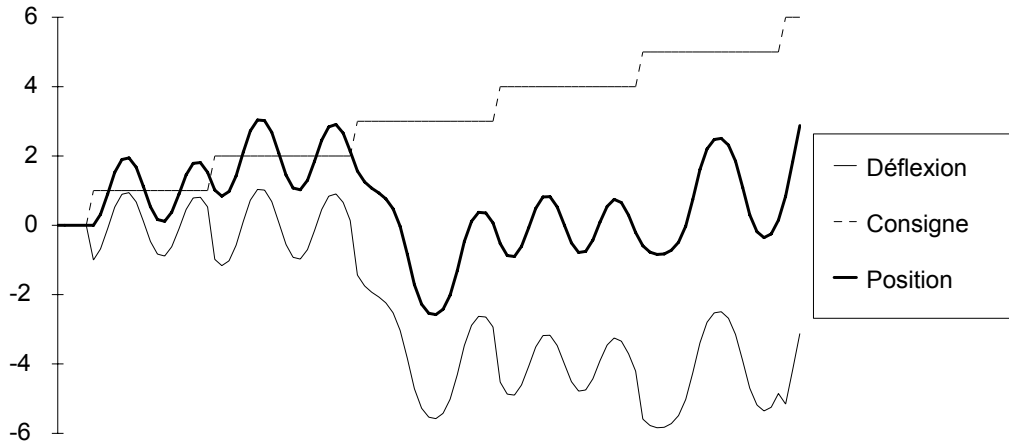


Figure 12 : commande en plein pas en situation de décrochage

3.2.2.4. Problème de la constante de temps inductive et de la FCEM

Le comportement du moteur étudié ci-dessus a été simulé en supposant que le vecteur magnétique décrivait un carré comme dans le paragraphe 3.2.2.1 ci-dessus.

En réalité, le lieu du vecteur magnétique dépend de la façon dont le courant varie dans les enroulements. Les formes d'ondes indiquées sont idéales, mais irréalisables car les enroulements ont une inductance et le courant ne varie pas brusquement.

Les figures ci-dessous montrent le module et l'argument du champ magnétique si on commute les enroulements avec des signaux rectangulaires, pour plusieurs valeurs de constante de temps inductive. On se rappellera que la constante de temps inductive est :

$$t = \frac{L}{R} \text{ (Équation 11)}$$

où t est la constante de temps en secondes, L est l'inductance en Henrys, et R est la résistance du circuit (somme de la résistance de l'enroulement et de toutes les autres résistances dans le circuit).

- Premier cas : la constante de temps est faible devant la fréquence de commutation.

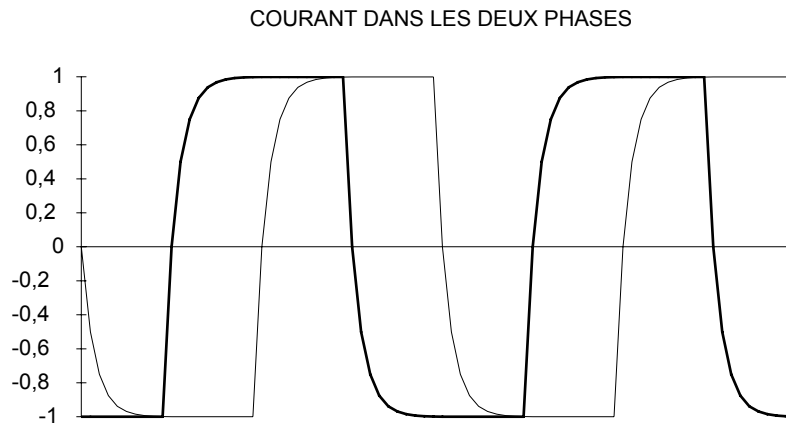


Figure 13 : courant dans les deux enroulements en plein pas

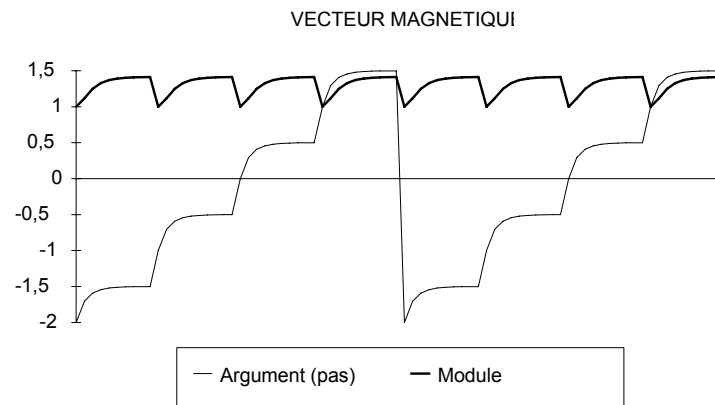


Figure 14 : module et argument du vecteur magnétique en plein pas

On constate que les formes des courants ne sont pas très éloignées de la forme idéale donnée plus haut. De ce fait, l'argument (orientation) du vecteur champ magnétique varie par bonds relativement brusques.

Note : le module représenté passe de 1.5 à -2 périodiquement. En réalité, le module croît continuellement ; il a été ainsi ramené à -2 pour la commodité de la représentation.

Les graphes suivants montrent le cas où la constante de temps inductive est grande devant la période de commutation.

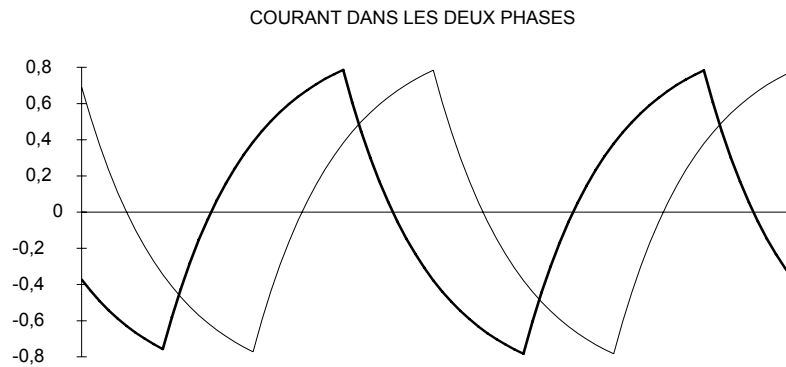


Figure 15 : module et argument du vecteur magnétique en plein pas, haute vitesse

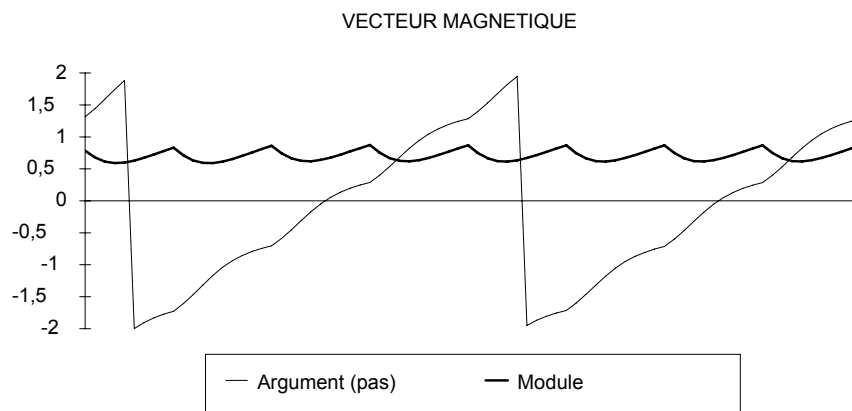


Figure 16 : module et argument du vecteur magnétique en plein pas, haute vitesse

Note : le module représenté passe de 1.5 à -2 périodiquement. En réalité, le module croît continuellement ; il a été ainsi ramené à -2 pour la commodité de la représentation.

On constate que les formes des courants tendent vers la dent de scie. L'effet est de lisser la fonction argument, ce qui donne une commande moins brutale, mais on voit que l'amplitude est aussi sensiblement diminuée. Comme un fonctionnement silencieux à vitesse constante peut être obtenu dans ce cas de figure, on le trouve employé dans certaines imprimantes.

On vient de voir les problèmes liés à la constante de temps inductive. L'autre composante du problème est la force contre-électromotrice. Le moteur étant un moteur synchrone, il est donc un alternateur, et fournit une tension sinusoïdale d'amplitude proportionnelle à la vitesse.

Ce paramètre n'est pas spécifié, mais on peut le mesurer facilement. Par exemple, en serrant l'axe d'un moteur hybride de 200 pas par tour dans le mandrin d'un tour réglé à 60 t/min, et en mesurant la tension aux bornes de l'enroulement avec un voltmètre alternatif. La fréquence est alors de 50 Hz et n'importe quel voltmètre convient.

L'effet de la FCEM ne peut pas être simulé facilement car la FCEM est produite par le mouvement du rotor, et dépend donc de la charge, en particulier en ce qui concerne la phase.

3.2.2.5. Couple moyen obtenu

Le couple moyen ou d'entraînement dépend, comme on le voit, d'un grand nombre de facteurs. La valeur du couple utilisable correspond au couple de décrochage dans l'application réelle. Cette valeur dépend des facteurs suivants : vitesse, type de circuit de commande, nature de la charge.

On voit que la commande en plein pas gaspille le couple disponible à cause des ondulations qui provoquent le décrochage bien en-dessous de la valeur du couple de retenue.

Le calcul du couple disponible étant impossible, les constructeurs donnent des courbes couple-vitesse pour plusieurs montages-type de commande et en supposant une charge de friction pure. Ceci ne permet que de se faire une idée de ce qu'on est susceptible d'obtenir dans le cas réel. Néanmoins, la commande en plein pas est très utilisée à cause de sa simplicité.

En résumé :

Avantages	Inconvénients
Simplicité de commande	Stabilité précaire
Fiabilité du circuit de commande	Bruit du moteur
	Gaspillage des performances

3.2.3. Champ tournant circulaire dit « commande en micropas »

3.2.3.1. Intérêt du champ tournant circulaire

Les inconvénients du champ carré sont supprimés si on fournit un champ tournant circulaire. Le moteur fonctionne alors comme un moteur synchrone avec la faculté de s'arrêter à n'importe quelle position, c'est à dire avec une résolution beaucoup plus grande que 4 ou 8 pas par période.

En pratique, la résolution ne peut pas être infinie, car :

- le moteur a une raideur non infinie, c'est à dire qu'il présente une zone élastique de l'ordre de + ou - un pas entier, ce qui donne une incertitude de positionnement dépendant de la charge : couple résistant permanent et friction sèche ;
- le champ circulaire est approximé de manière numérique, c'est à dire que le cercle est simulé par un polygone à un grand nombre de côtés. Bien que l'on puisse donner le nombre de côtés que l'on veut, en pratique il est sans intérêt d'aller au-delà de 512 pas par période (le plein pas découpé en 128 parties).
- le moteur réel a une précision du pas donnée par le constructeur qui est de l'ordre de 5% du plein pas pour les moteurs ordinaires, et 2 ou 3% pour les moteurs de haute qualité.

3.2.3.2. Problème de la bande passante des hacheurs

La commande en micropas pourrait se faire avec des amplificateurs linéaires (classe A) ; mais pour des raisons de rendement, la classe D s'impose. Le fait d'utiliser un hacheur pose le problème de la bande passante.

Conformément au théorème de l'échantillonnage (Shannon), on ne peut échantillonner un signal que si la fréquence la plus élevée de ses composantes est inférieure à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Ceci, appliqué au moteur pas à pas, signifie que la fréquence maximum théorique du moteur est la moitié de la fréquence du hacheur, soit un nombre de pleins pas par seconde double de la fréquence du hacheur.

Ceci indique qu'il est préférable d'utiliser un hacheur à fréquence commandée par une horloge, plutôt qu'un hacheur à oscillation libre dont la fréquence fluctue dans un large domaine.

3.2.3.3. Les tensions aux bornes de l'enroulement

En permanence, chaque enroulement du moteur est traversé par un courant sinusoïdal forcé par le circuit de commande. L'enroulement ayant une résistance ohmique, on a à ses bornes une tension proportionnelle au courant qui le traverse. Cette tension est donc en phase avec le

courant, et son amplitude est constante et proportionnelle au courant et à la résistance de l'enroulement.

L'enroulement a une inductance qui est publiée dans les caractéristiques du moteur. Cette inductance oppose une réactance au courant sinusoïdal imposé par le hacheur, qui produit une tension proportionnelle à la fréquence et à l'inductance, et déphasée de 90° en avance sur le courant.

On a vu au paragraphe 3.2.2.4 ci-dessus l'existence de la FCEM. Elle permet de rendre compte d'une partie de la puissance électrique consommée, celle qui est transformée en travail mécanique.

La FCEM est aussi sinusoïdale. Elle a une amplitude proportionnelle à la vitesse (voir la constante de vitesse), et sa phase dépend de la déflexion. Quand le couple résistant est nul, la déflexion est nulle, et aucun travail n'est produit : la puissance apparente est entièrement réactive. La phase de la FCEM sera alors en avance de 90° sur le courant dans l'enroulement.

Si on charge le moteur, la déflexion augmente. Le déphasage courant-tension diminue alors et une partie de la puissance apparente est active. Le couple culmine quand la déflexion est de 90° : la FCEM est alors en phase avec le courant et la puissance apparente est toute active.

On voit que pour le dimensionnement du circuit de commande, on doit tenir compte des trois tensions mentionnées ici :

- La chute ohmique, indépendante de la vitesse, et en phase avec le courant ;
- La réactance de l'enroulement, proportionnelle à la vitesse, et en avance de 90° sur le courant ;
- La FCEM, proportionnelle avec la vitesse, et dont la phase varie de 90° en avance sur le courant pour un couple nul, à zéro pour le couple nominal.

On a représenté ces trois composantes dans le diagramme vectoriel ci-dessous :

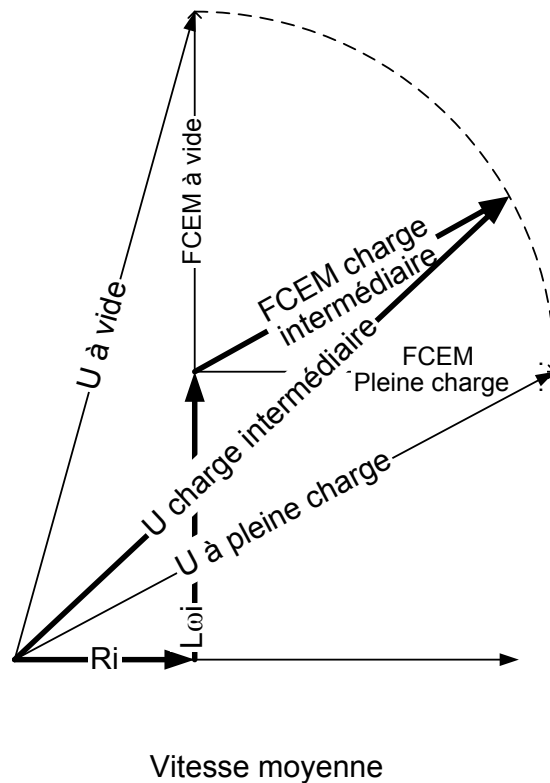


Figure 17 : Diagramme vectoriel de la tension

Où U est la tension totale aux bornes du moteur pour une certaine intensité I .

Pour déterminer la tension d'alimentation nécessaire, il convient d'abord de calculer les trois composantes de la tension ci-dessus.

A basse vitesse, la chute ohmique est prépondérante, et une faible tension d'alimentation suffit.

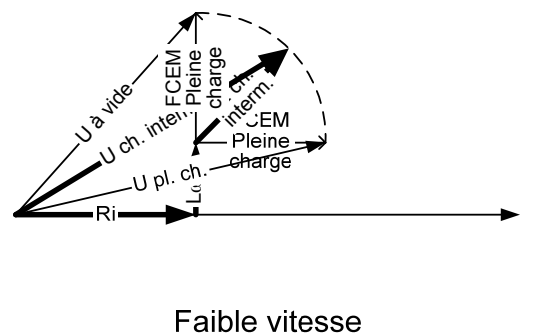
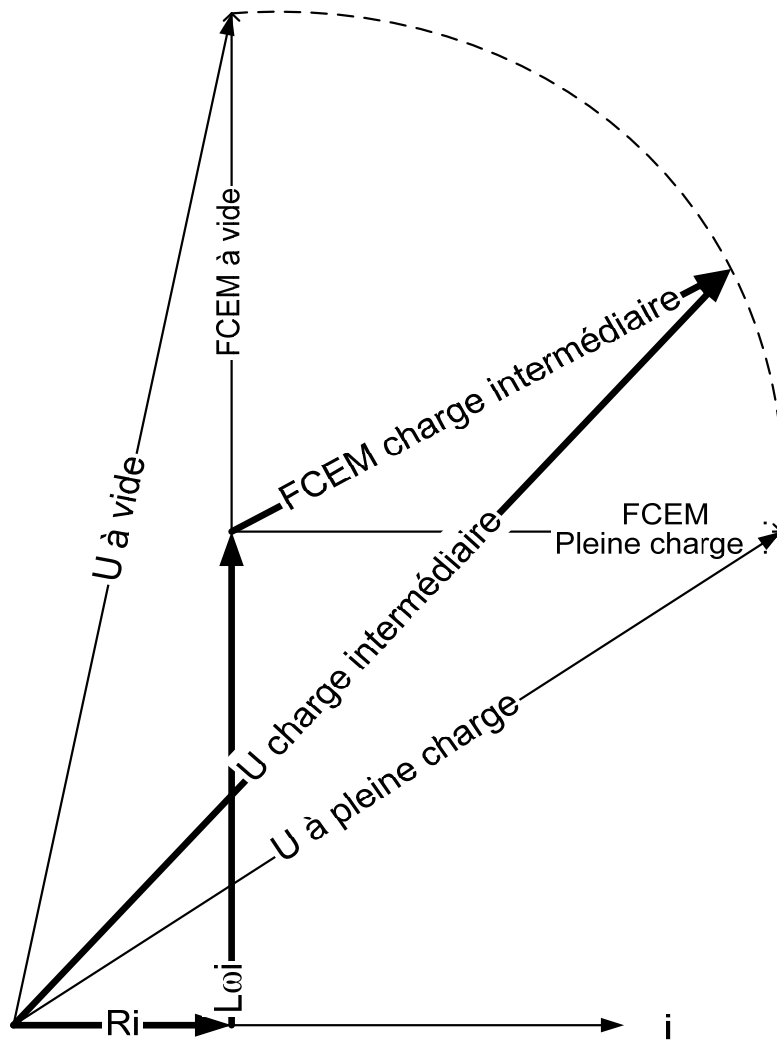


Figure 18 : Diagramme vectoriel de la tension pour une vitesse faible

A haute vitesse, les deux autres composantes prennent une importance croissante. On pourra dans certains cas négliger la composante ohmique, d'autant que la tension inductive et la FCEM étant déphasées par rapport à la chute ohmique, ils ne s'additionnent pas directement.



Vitesse élevée

Figure 19 : Diagramme vectoriel de la tension pour une vitesse élevée

Lorsque le couple est nul, les deux composantes (inductive et FCEM) sont en phase entre elles : elle s'additionnent. La somme des tensions crête, augmentée de diverses chutes dans le hacheur, donnera la tension d'alimentation minimum pour tenir la spécification de vitesse.

Un heureux effet est que lorsque le couple augmente, la FCEM se déphase en arrière par rapport à la composante inductive. La somme vectorielle de ces deux composantes a donc un module qui diminue lorsque le déphasage augmente. Ainsi, si la tension d'alimentation était légèrement insuffisante à pleine vitesse à vide, elle redevient suffisante quand la charge augmente, ce qui garantit une meilleure commande.

Si comme c'est le cas général, la tension d'alimentation est fixe, à basse vitesse elle sera très surabondante et le hacheur fonctionnera dans de mauvaises conditions (rapport cyclique petit, pertes de commutation proportionnellement plus importantes).

3.2.3.4. Les pertes cuivre et fer

Les pertes cuivre sont dues à la résistance ohmique des enroulements. La différence majeure entre un moteur synchrone et un pas à pas est la résistance des enroulements. Elle est assez

élevée pour un pas à pas, ce qui conduit en général pour un hybride à une perte cuivre de l'ordre de la moitié de la puissance mécanique disponible.

Bien qu'il soit possible d'utiliser un hacheur muni d'une inductance spécialement adaptée pour alimenter le moteur, le plus souvent on utilise l'inductance des phases du moteur directement. Ceci est beaucoup plus simple donc économique, mais le moteur étant alimenté à une fréquence de quelques dizaines de kilohertz, les pertes fer s'en ressentent. Elles sont voisines des pertes cuivre, ce qui signifie que le rendement d'un moteur pas à pas se situe autour de 50% : un moteur pas à pas n'est pas une machine de transformation d'énergie de bonne qualité, aussi l'appelle-t-on plutôt un *actionneur*.

On peut représenter l'influence des pertes fer par une résistance supplémentaire ajoutée en série avec la résistance ohmique de l'enroulement. Si comme on l'a dit ci-dessus les pertes fer voisinent les pertes cuivre, cette résistance équivalente est donc du même ordre de grandeur que la résistance ohmique publiée.

3.3. Types d'enroulement

Les moteurs sont disponibles pour chaque taille avec plusieurs options d'enroulement. On dispose de plusieurs valeurs d'inductance donc de courant nominal, et aussi de deux modes d'alimentation dits *unipolaire* et *bipolaire*.

Dans le mode dit bipolaire, chaque phase a un seul enroulement. Le circuit de commande doit pouvoir inverser le sens du courant dans l'enroulement.

Dans le mode dit unipolaire, chaque phase a un point milieu que l'on relie à l'alimentation et on alimente l'enroulement en mettant à la masse soit une extrémité, soit l'autre.

Le mode unipolaire a l'avantage d'utiliser un circuit de commande plus simple, puisque deux transistors suffisent pour chaque phase, alors qu'un pont en H est nécessaire pour l'enroulement unipolaire. Cependant, le fait de n'utiliser qu'un demi enroulement à chaque fois produit une perte cuivre accrue. De plus, les deux demi-enroulements ne sont pas couplés totalement, ce qui provoque des surtensions inductives lors de la commutation ou du hachage. Il faut alors des circuits étouffeurs pour protéger les transistors.

En conclusion, si on recherche la simplicité sans souci de rendement, on choisira la commande unipolaire ; si on recherche la performance, la commande bipolaire s'impose.

4. Circuits de commande

Le circuit de commande d'un moteur pas à pas se compose de deux parties : le séquenceur, qui commande l'ordre des commutations des courants dans les deux enroulements, et l'étage de puissance, qui injecte le courant imposé par le séquenceur. L'étage de puissance peut fonctionner en tout ou rien, ou en découpage.

4.1. Le séquenceur : plein pas ou demi-pas

Dans le cas du plein pas et du demi-pas, le séquenceur est simple. Il peut être fait avec des bascules ou directement par un microprocesseur. Voici un exemple de commande en plein pas avec deux bascules D. Le compteur ainsi réalisé produit un code Gray (binaire réfléchi) dont le sens est sélectionné par l'entrée « direction ». A chaque coup d'horloge, le moteur avance d'un pas.

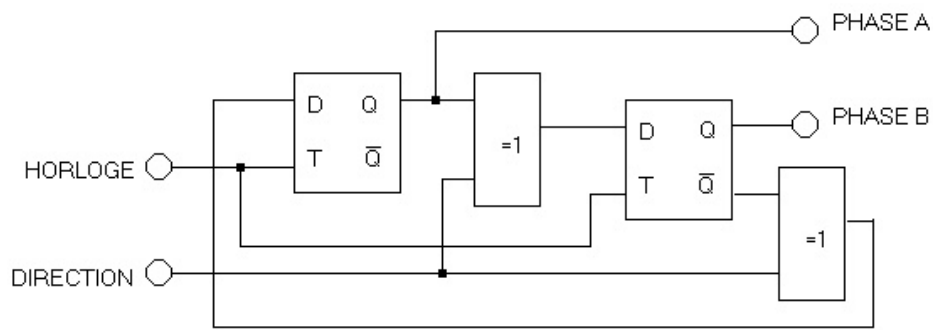


Figure 20 : séquenceur en plein pas

4.1.1. L'étage de puissance direct

C'est le circuit le plus simple. La tension est choisie pour que la résistance de l'enroulement limite le courant à la valeur nominale ; ceci donne une tension faible et le moteur ne peut pas atteindre une vitesse élevée.

Note : les schémas suivants ne représentent que la commande d'une phase, l'autre étant identique. De plus, les composants d'aide à la commutation, en particulier les diodes de roue libre, ne sont pas représentées.

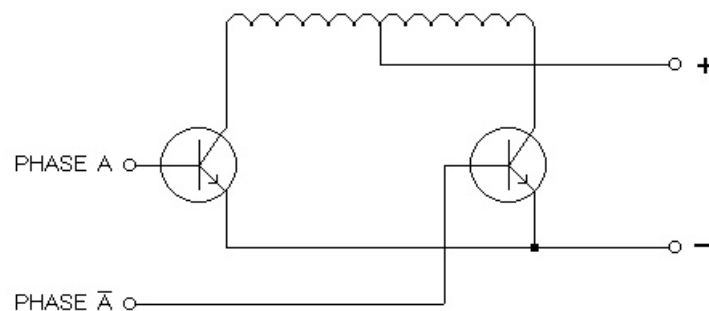


Figure 21 : commande directe des enroulements en plein pas

4.1.2. L'étage de puissance RL

Dans ce circuit, on a ajouté deux résistances qui diminuent le rapport L/R donc la constante de temps. Il revient au même de dire qu'il faut une tension plus grande pour avoir le même courant donc la vitesse de variation du courant est plus grande. Il faut noter cependant que la puissance consommée au repos, donc la puissance dissipée, est supérieure.

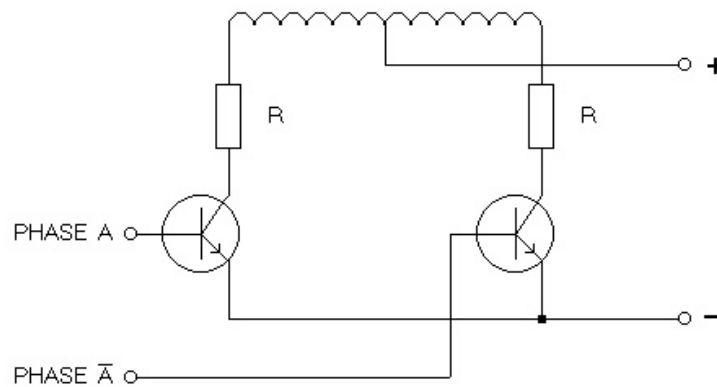


Figure 22 : commande « RL » des enroulements en plein pas

Note : Les composants d'aide à la commutation, en particulier les diodes de roue libre, ne sont pas représentées.

4.1.3. Le hacheur

La nature inductive du moteur convient à la réalisation facile de hacheurs, d'autant que c'est le courant qui est asservi : la boucle d'asservissement est du premier ordre d'où une stabilité inconditionnelle.

Il existe une variété de circuits intégrés dans le commerce réalisant la régulation de courant par découpage. Un schéma très répandu fonctionne selon le schéma synoptique suivant :

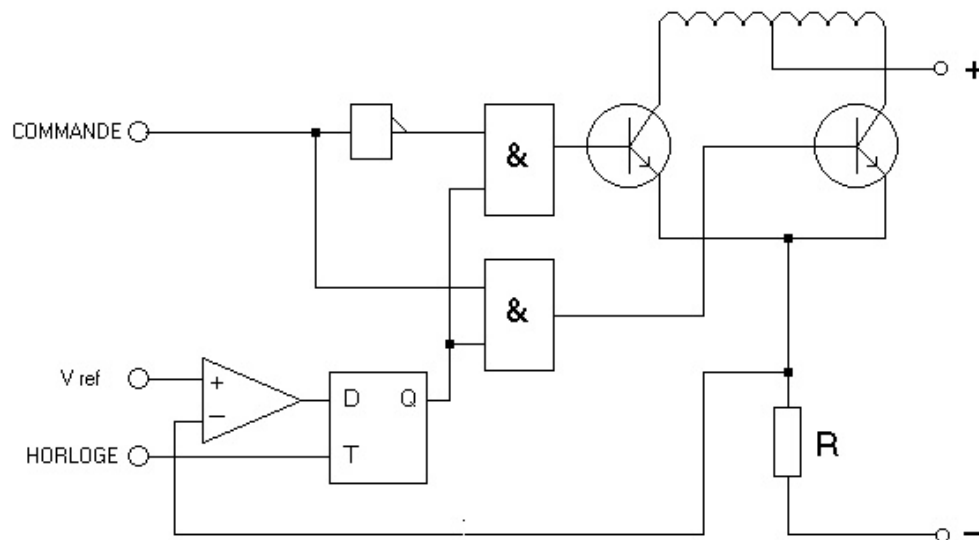


Figure 23 : principe du hacheur

Le comparateur délivre un signal binaire vrai quand la tension de référence est supérieure à l'image du courant dans l'enroulement prélevée aux bornes d'une résistance R. Ce signal autorise la saturation de celui des transistors qui est sélectionné par le signal "commande". Quand le courant dépasse la consigne, le comparateur donne une valeur "faux" qui bloque les transistors. La bascule D sert à garantir que les durées de conduction et de non-conduction sont au moins égales à la période de l'horloge (par exemple 50 microsecondes). Ceci limite

supérieurement la fréquence injectée dans l'enroulement pour limiter les pertes fer et de commutation.

4.2. La commande en micropas

Cette commande a été définie aux paragraphes 3.2.3 ci-dessus et suivants. Elle demande l'emploi d'un hacheur et la fourniture de deux signaux de consigne sinusoïdaux en quadrature. Le moyen le plus simple pour fournir ces signaux repose sur l'emploi de deux tables de sinus en mémoire morte commandant deux convertisseurs numérique-analogique.

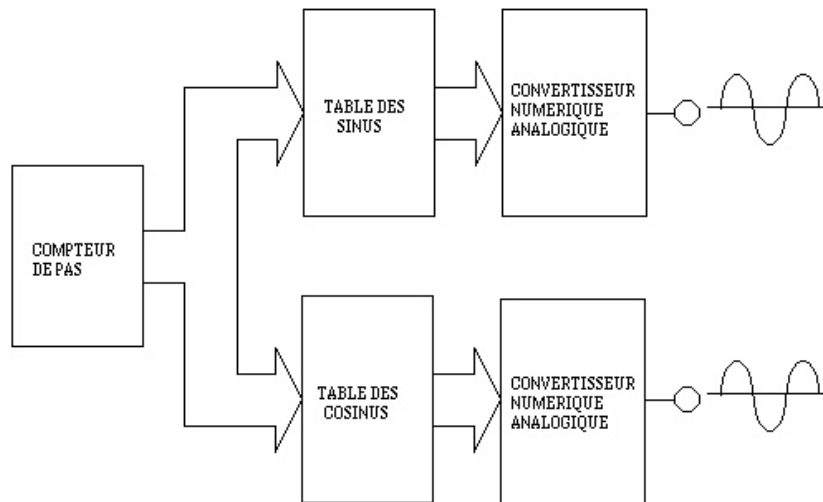


Figure 24 : principe de la commande en micro-pas

Ce schéma peut être réalisé soit en logique classique, avec un compteur-décompteur, deux mémoires mortes et deux convertisseurs, soit avec un microprocesseur qui compte les pas et convertit les numéros de pas en valeurs de sinus et cosinus par consultation de tables se trouvant dans la mémoire de programme.

A la sortie de ce séquenceur, on met deux étages de puissance qui commandent les deux enroulements.

4.2.1. Le hacheur simple unipolaire

Un schéma de hacheur utilisant un moteur à enroulement unipolaire est donné en annexe 1. Il a été conçu pour un coût de revient minimum et a donc conduit à sacrifier les performances, en particulier le rendement.

Le microcontrôleur contient, outre le processeur, un temporisateur qui génère des interruptions périodiques, par exemple 4096 fois par seconde.

Le programme calcule la position absolue du moteur à chaque interruption en intégrant la vitesse de consigne. Le résultat du calcul donne un numéro de pas (l'abscisse) qui est d'abord tronquée modulo 360° , puis transformé en sinus et en cosinus par consultation d'une table en mémoire. Ces deux valeurs codées sur 8 bits attaquent deux réseaux R-2R qui convertissent le nombre binaire en tension pour les 7 bits de poids faible ; le 8ème est le signe : il sélectionne celui des transistors qui sera actif pour le hachage. L'étage de puissance fonctionne selon le principe décrit au paragraphe 4.1.3 ci-dessus.

, mais utilise un circuit intégré du commerce pour la commande des transistors. Ce circuit comporte l'oscillateur, le comparateur et la logique de protection pour commander deux voies indépendantes.

Les principaux problèmes techniques sont : le problème de coefficient de couplage et le problème des pertes joule.

- Le problème du coefficient de couplage vient de ce que chaque enroulement est utilisé en autotransformateur ; quand le transistor se bloque, l'autre demi-enroulement restitue l'énergie à l'alimentation. Comme le coefficient de couplage n'est pas 1, il y a une inductance non couplée qui dissipe son énergie en produisant une surtension qu'il faut étouffer avec un circuit d'aide à la commutation. Il faut noter qu'on trouve maintenant sur le marché des transistors VMOS spécifiés quant à la tenue en avalanche, et qu'on peut utiliser cette caractéristique à la place d'un étouffeur, comme c'est le cas dans ce schéma. En contrepartie de l'économie réalisée, on a une dissipation supplémentaire du transistor.
- Le problème de la dissipation Joule vient de ce qu'un seul demi-enroulement travaille à la fois ce qui double les pertes cuivre, à induction magnétique égale.

4.2.2. Le hacheur bipolaire

Voir un schéma d'application en annexe 2.

5. Performances, précautions d'emploi

5.1. Vitesse, puissance, couple

Les performances du hacheur unipolaire décrit en sont les suivantes :

Angle de pas :	6'45" d'arc
Pas par tour :	3200
Vitesse maxi :	20 t/sec
Couple :	Voir courbe
Rendement :	environ 30 %

Le moteur utilisé est un taille 23 longueur 2 pouces, unipolaire, résistance d'enroulement 5 Ohms.

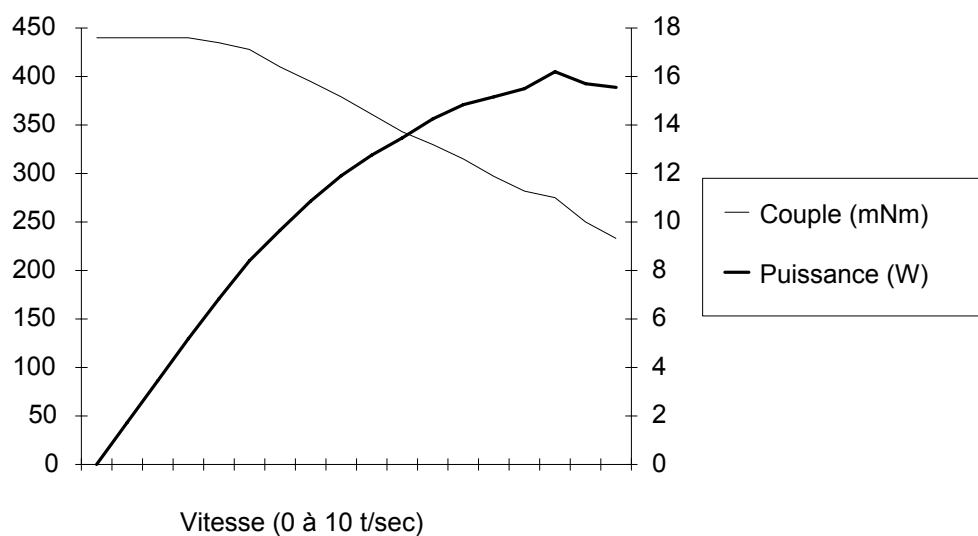


Figure 25 : Courbe puissance et couple typique

5.2. Raideur et précision de positionnement

Comme mentionné plus haut, la raideur n'est pas infinie, et limite la précision du positionnement. Dans un moteur hybride de 200 pas par tour, le domaine de maintien est de +ou- un pas plein soit $360^\circ/200 = 1^\circ48'$, à comparer avec la résolution de l'ordre de 7 minutes d'arc.

5.3. Ondulation de couple et résonance

Le couple résiduel mentionné au paragraphe **3.1.4 ci-dessus** est à l'origine d'un phénomène qui peut être gênant : la résonance de torsion.

Comme expliqué plus haut, le couple résiduel est un couple alternatif dont la périodicité est double de celle du couple de retenue. Elle crée une ondulation de couple résistant, donc une ondulation de la déflexion. La fréquence de cette ondulation étant proportionnelle à la vitesse de rotation, il arrive qu'elle coïncide avec la fréquence propre du rotor, ce qui entraîne une résonance. Si la charge comporte du frottement visqueux, elle peut avoir un effet d'amortissement suffisant ; sinon, cette résonance peut être gênante si on exige une rotation régulière ou si on demande un bruit faible.

Il y a peu de moyens d'éviter ce problème, surtout qu'il y a de nombreuses fréquences de résonance : la fondamentale et ses premiers harmoniques. Si on le peut, il faut éviter de fonctionner aux vitesses de rotation correspondantes ; sinon, on peut décaler les fréquences propres en changeant la valeur crête du courant dans les enroulements : en effet, la fréquence propre dépend de la raideur, qui elle-même dépend de l'induction du vecteur magnétique, donc du courant. De cette façon, on peut choisir deux valeurs différentes du courant donnant deux fréquences propres différentes, et les commuter convenablement pour éviter de se trouver sur la crête de résonance quelque soit la vitesse.

Exemple : pour le moteur précité, la fréquence propre, obtenue en utilisant la formule du paragraphe 3.1.3.1 ci-dessus, en prenant 0,4 N.m pour C_r et 121 g.cm² pour J est de :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R}{J}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{pC_r}{J}} = 204.6 \text{ Hz (Équation 12)}$$

Cette fréquence correspond à une vitesse de 204 pleins pas par seconde, soit 1,02 t/s ou 61,2 t/min, ce qui est une vitesse modérée. Comme les phénomènes n'obéissent pas à des lois purement sinusoïdales dans les moteurs pas à pas, cette fréquence est la fondamentale, mais les harmoniques 2 et 3 et parfois plus sont également gênantes, c'est-à-dire que pour toutes les vitesses multiples de 60 t/minute environ, il y aura une pointe de résonance.

5.4. Accélérations

Les moteurs pas à pas étant le plus souvent utilisés en positionnement, ils fonctionnent par successions de démarrages et d'arrêts. Cependant, contrairement aux moteurs à courant continu, ils n'adaptent pas leur vitesse en fonction de la charge, puisque la vitesse est fixée par le rythme de commutation des courant dans les enroulements du stator. Il faut donc veiller à limiter les accélérations pour éviter le décrochage.

5.4.1. Valeur maximum de l'accélération en fonction de la charge

Le couple nécessaire pour accélérer la charge (à friction constante) est donné par l'expression :

$$M = J \frac{d\omega}{dt} \text{ (Équation 13)}$$

où J est le moment d'inertie, M est le couple et ω est la vitesse angulaire.

L'accélération possible est celle que permet le couple moteur en réserve quand on a soustrait le frottement de la charge. Quand le mouvement du moteur est commandé par microprocesseur, il est souvent facile de programmer des rampes d'accélération. Si on ne veut pas ou on ne peut pas utiliser des rampes, on peut faire varier la vitesse par bonds et le moteur ne décrochera pas si l'échelon de vitesse est inférieur à une certaine valeur dont voici un moyen de calcul.

5.4.2. Variation abrupte de vitesse : critère de décrochage

La commande par tout ou rien (arrêt ou marche) est indénablement la plus simple, et est utilisée fréquemment. On pourrait penser qu'il est impossible de démarrer brusquement un moteur, puisque la vitesse variant abruptement, sa dérivée est infinie, donc le couple inertiel est aussi infini. En fait, il faut se souvenir que le moteur possède une élasticité (voir les analogies mécaniques plus haut), et que dans certains cas, cette élasticité peut amortir l'à-coup du démarrage et de l'arrêt. Dans quelles conditions on peut se suffire de cette élasticité, c'est l'objet de la suite de ce paragraphe.

Le critère à utiliser est :

L'échelon maximum de vitesse est celui pour lequel l'énergie potentielle disponible est égale à l'augmentation de l'énergie cinétique de la partie tournante due à l'augmentation de vitesse.

La difficulté est d'évaluer l'énergie potentielle réellement disponible. Nous allons montrer ici une règle empirique qui donne une sécurité suffisante..

L'énergie cinétique que possède l'ensemble tournant à une certaine vitesse est :

$$W = \frac{1}{2} J \omega^2 \text{ (Équation 14)}$$

Où W est en Joules, J est en kg.m^2 et ω est en rad/s .

Lorsqu'on applique un échelon de vitesse à un moteur, cet accroissement de vitesse correspond à un accroissement de l'énergie cinétique stockée dans l'ensemble en rotation : le rotor et la charge :

$$\Delta W = W_2 - W_1 = \frac{1}{2} J (\omega_2^2 - \omega_1^2) \text{ (Équation 15)}$$

Lors de la variation brusque de la vitesse, la différence d'énergie cinétique est temporairement stockée dans le ressort fictif correspondant à l'élasticité, puis restituée à la partie tournante qui accélère. Un moyen simple de déterminer si le moteur décrochera lors d'un échelon de vitesse consiste à calculer la différence d'énergie cinétique du rotor et de sa charge lors de la variation de vitesse, et à la comparer à l'énergie potentielle disponible du fait de la fonction de couple de retenue.

Pour trouver l'énergie potentielle, on calcule l'intégrale du couple de retenue pris entre la position d'équilibre du moteur et l'angle correspondant au couple de retenue crête :

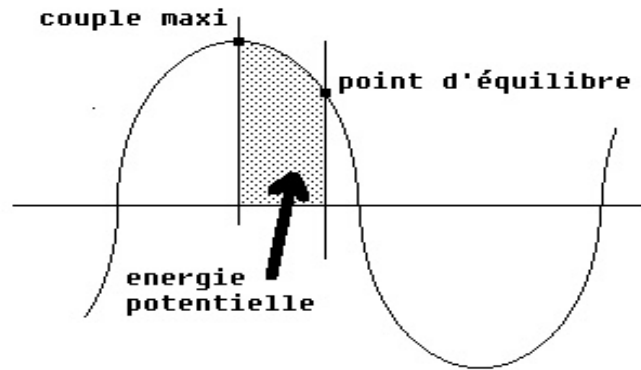


Figure 26 : énergie potentielle de déflexion

En réalité, l'énergie cinétique disponible dans l'absolu est la somme de cette surface et de son symétrique par rapport à la verticale passant par le point de couple maxi. Cependant, dans le cas d'un moteur fonctionnant en plein pas, la commutation brusque nous fait perdre le bénéfice de la moitié de cette surface en décalant instantanément le point de fonctionnement de 90°. Aussi, il est prudent d'en rester à la définition ci-dessus.

La position d'équilibre à considérer est celle en charge ; c'est pourquoi ici elle ne correspond pas à une déflexion nulle. On calcule d'abord la déflexion statique, due à la charge :

$$\alpha_0 = \frac{1}{p} \arcsin\left(\frac{C_0}{C_r}\right) \quad (\text{Équation 16})$$

Où C_r est le couple de retenue, et p le nombre de systèmes de pôles. L'énergie potentielle correspond à l'aire représentée en grisé. L'intégration de cette surface est assez simple puisque la fonction du couple de retenue est une sinusoïde.

$$W_p = C_r \int_{\alpha_0}^{\frac{\pi}{2p}} \sin(p\alpha) d\alpha \quad (\text{Équation 17})$$

En intégrant, on trouve :

$$W_p = \frac{C_r}{p} \cos\left(\arcsin \frac{C_0}{C_r}\right) \quad (\text{Équation 18})$$

Ce qui s'écrit plus simplement :

$$W_p = \frac{1}{p} \frac{C_r^2 - C_0^2}{C_r} \quad (\text{Équation 19})$$

Cette énergie correspond au ΔW ci-dessus. Dans le cas du démarrage ou de l'arrêt, l'une des vitesses est nulle. En égalisant, on trouve :

$$\omega = \sqrt{\frac{2}{J \cdot p \cdot C_r} (C_r^2 - C_0^2)} \quad (\text{Équation 20})$$

Où ω est la vitesse angulaire maximale de l'arbre moteur à laquelle il est possible de démarrer et d'arrêter instantanément.

La variation abrupte de vitesse est fréquemment utilisée par économie dans les petits mécanismes où l'inertie n'est pas très importante ; mais le moteur est sous-employé. Exemple : le chariot d'une imprimante.

5.5. Le rendement

On a déjà évoqué le rendement : il se situe généralement entre 30% et 50% selon la commande employée.

5.6. Choix des courants

Le couple du moteur est en première approximation proportionnel au courant. Aussi, après avoir déterminé le couple nécessaire à une application, si le couple nominal du moteur choisi est excédentaire, il est recommandable de réduire le courant à la valeur nécessaire pour le couple voulu.

Cependant, il faut éviter de réduire trop le courant, car le rapport du couple résiduel au couple nominal va être diminué, ce qui aura pour résultat d'augmenter les vibrations.

Les moteurs sont toujours spécifiés par les constructeurs en supposant une utilisation en plein pas. De ce fait, les courants donnés pour un enroulement doivent être considérés comme la valeur efficace lorsqu'on est en mode micropas. Ce qui signifie que si un moteur est spécifié pour un courant d'enroulement de 1 A, en mode micropas l'amplitude de la sinusoïde doit être réglée à 1.414 A crête, pour obtenir le même couple et le même échauffement.

5.7. Détermination de la tension nécessaire

Le moteur étant choisi, il est caractérisé par :

- Un couple nominal ;
- Une résistance d'enroulement ;
- Une inductance d'enroulement.

Les conditions de service prévues sont caractérisées par :

- Un couple résistant maximum ;
- Une vitesse maximum.

Pour dimensionner l'alimentation, il faut effectuer les calculs suivants :

5.7.1. Calcul du coefficient de couple

Il est déterminé par la relation :

$$K_c = \frac{C_r}{\sqrt{2}I_{ph}} \quad (\text{Équation 21})$$

où :

- C_r est le couple de retenue publié par le constructeur
- I_{ph} est le courant nominal par phase (mode plein pas).

5.7.2. Détermination du courant nominal

Le courant d'enroulement sera déterminé pour obtenir le couple nécessaire. Ce couple est obtenu en multipliant le couple résistant maximum par le coefficient de sécurité choisi. Ce coefficient est par exemple 3.

On trouve ainsi le courant I_n requis pour l'application. Attention : le courant trouvé est la valeur efficace du courant à appliquer. Il correspond, en mode plein pas, au courant à appliquer dans l'enroulement.

5.7.3. Détermination de la tension d'alimentation

La tension d'alimentation doit toujours être supérieure à la tension maximum aux bornes de l'enroulement augmentée des chutes de tension dans les composants de commutation.

La tension maximum est la plus grande des deux valeurs suivantes :

- La somme de la FCEM et de la chute ohmique dans l'enroulement (cas où le couple résistant est maximum) ;
- La somme de la FCEM et de la tension inductive (cas du moteur à vide).

La FCEM est calculée selon la formule :

$$FCEM = 2 \bullet \pi \bullet K_c \bullet N \text{ (Équation 22)}$$

Où N est la vitesse maximale en tours/s. La FCEM est obtenue ici en valeur efficace.

La chute ohmique est obtenue en multipliant le courant choisi par la résistance d'enroulement.

En mode micropas, elle est exprimée en valeur efficace.

La tension inductive est obtenue en multipliant le courant par la réactance de l'enroulement :

$$V_i = 2 \bullet \pi \bullet N \bullet P \bullet L \text{ (Équation 23)}$$

Où :

- N est la vitesse maximale en tours/s ;
- P est le nombre de système de pôles (nombre de pas par tour divisé par 4) ;
- L est l'inductance de l'enroulement.

La valeur trouvée est pertinente en mode micropas et est une valeur efficace.

On détermine maintenant la plus grande des deux sommes, en prenant soin d'en prendre la valeur crête. C'est cette valeur crête, augmentée des chutes dans les composants de commutation, qui donne la borne inférieure de la tension d'alimentation.

5.8. Signaux relevés sur des systèmes réels

Les signaux ci-dessus sont théoriques. Les signaux réels sont plus complexes. Voici des signaux relevés dans des systèmes réels, l'un en demi-pas, l'autre en micro-pas. La mesure a consisté à utiliser un oscilloscope muni d'une pince ampèremétrique placée sur une phase du moteur, lequel tournait à vitesse basse et constante. On a considéré que les circuits de commande des deux phases étaient identiques. La seconde phase a été reconstituée en prenant une copie de l'enregistrement et en le décalant d'un quart de période. Pour chaque cas, on a les graphes suivants :

- Chronogramme des deux courants ;
- Lieu du vecteur magnétique ;
- Chronogramme de l'argument (angle) du vecteur magnétique et de la vitesse angulaire instantanée.

Les deux derniers graphes résultent de calculs sur les données brutes du premier graphe. Un filtrage numérique a été ajouté pour réduire le bruit et rendre des courbes plus intelligibles.

5.8.1. Mode demi-pas

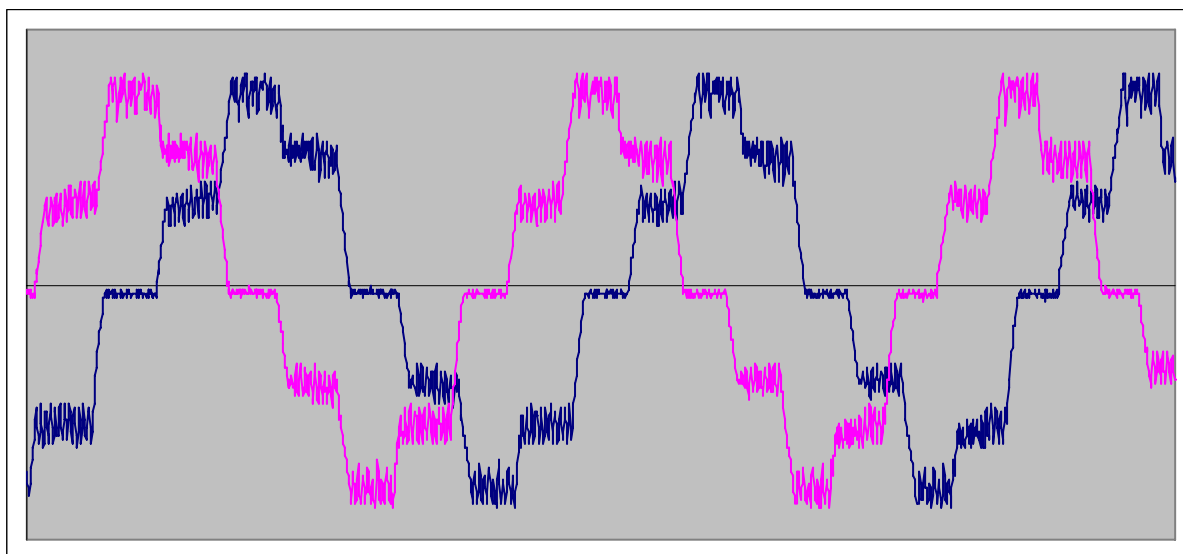


Figure 27 : Chronogramme des courants en mode demi-pas

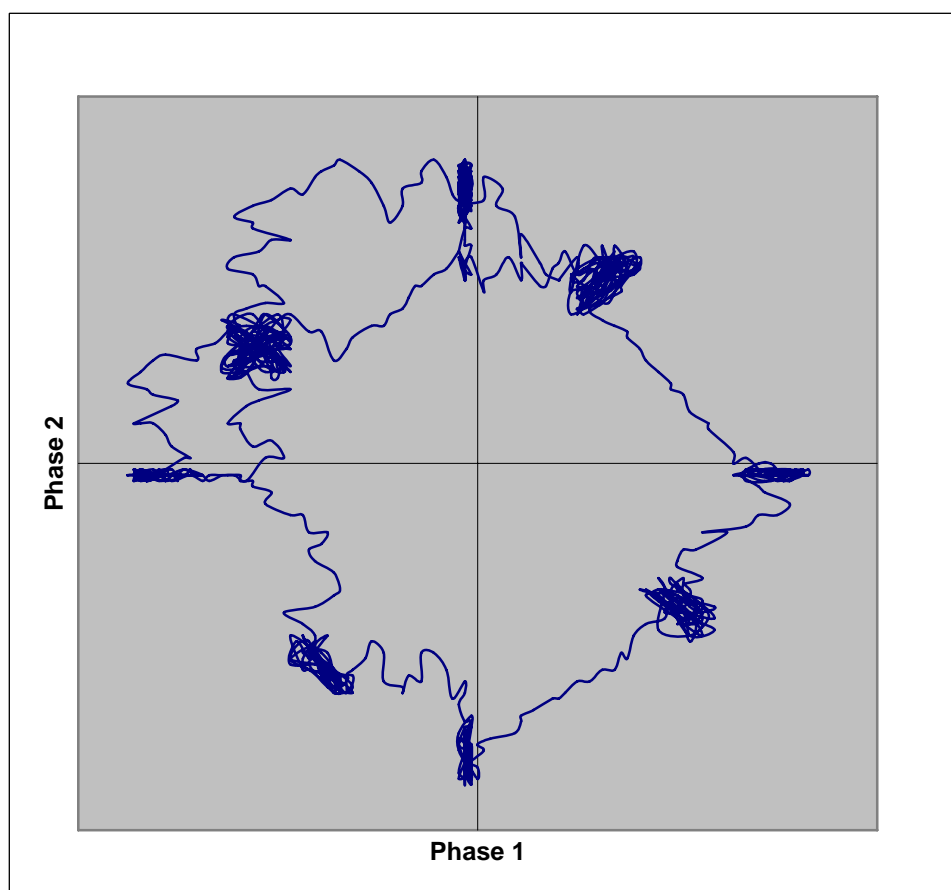


Figure 28 : Lieu du vecteur magnétique en demi-pas

Les huit points théoriques du vecteur magnétique se retrouvent dans les huit zones d'accumulation des courants.

On constate que les valeurs des courants dans cette application ne respectent pas des rapports trigonométriques entre eux. Le résultat est que :

- Les points ne sont pas placés sur un cercle ;
- Les points ne sont pas angulairement équidistants, alors qu'ils devraient être espacés de 45° .

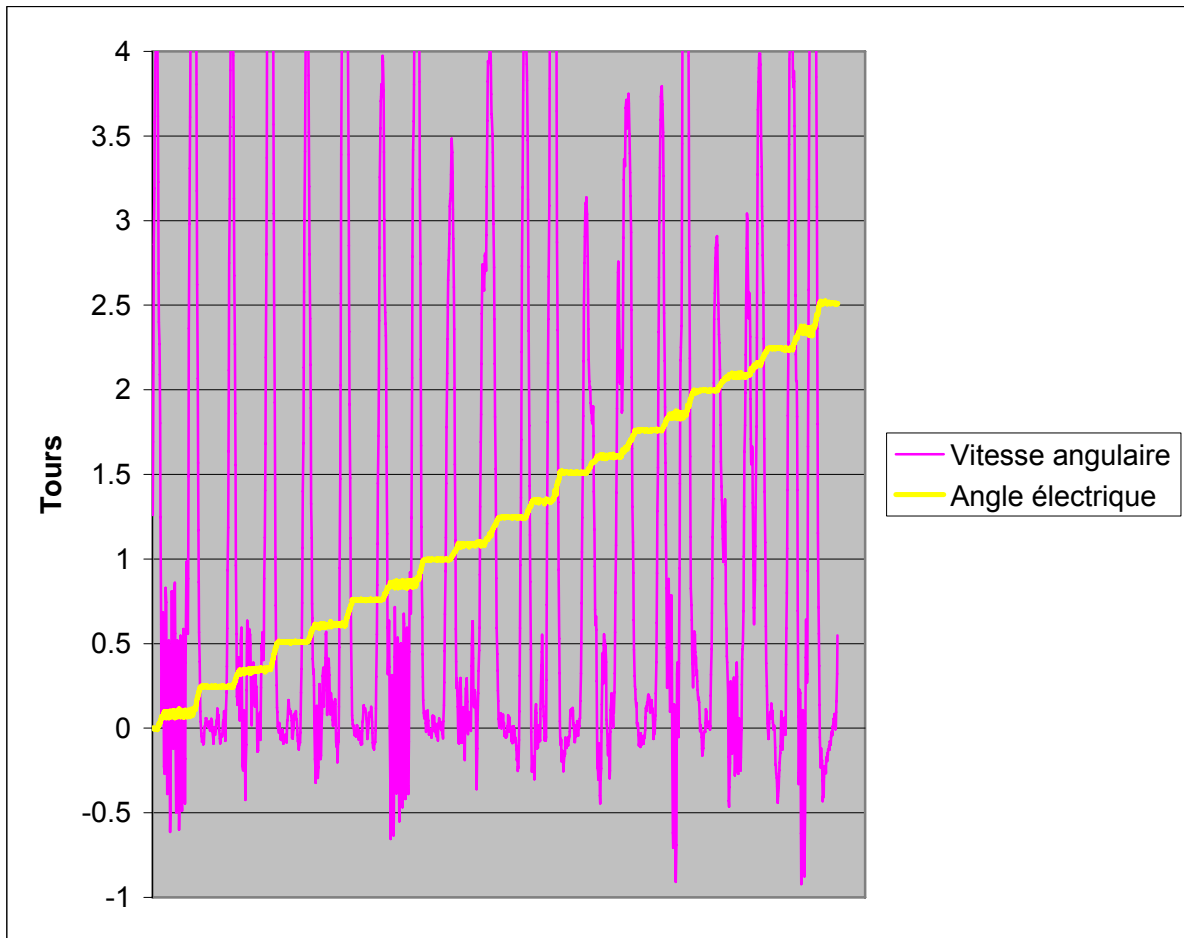


Figure 29 : Chronogramme argument et vitesse angulaire en mode demi-pas

On voit sur la courbe d'angle la progression en escalier de l'angle du vecteur magnétique.

On voit aussi que les hauteurs de marches sont inégales, à cause de la non-équidistance des points sur le graphe précédent.

La courbe de la vitesse exprime bien que la vitesse est nulle entre deux changements de courant et prend la forme d'une pointe au moment du changement. Ici la pointe est artificiellement élargie à cause du filtrage numérique passe-bas qui a été appliqué pour clarifier le tracé.

5.8.2. Mode micro-pas

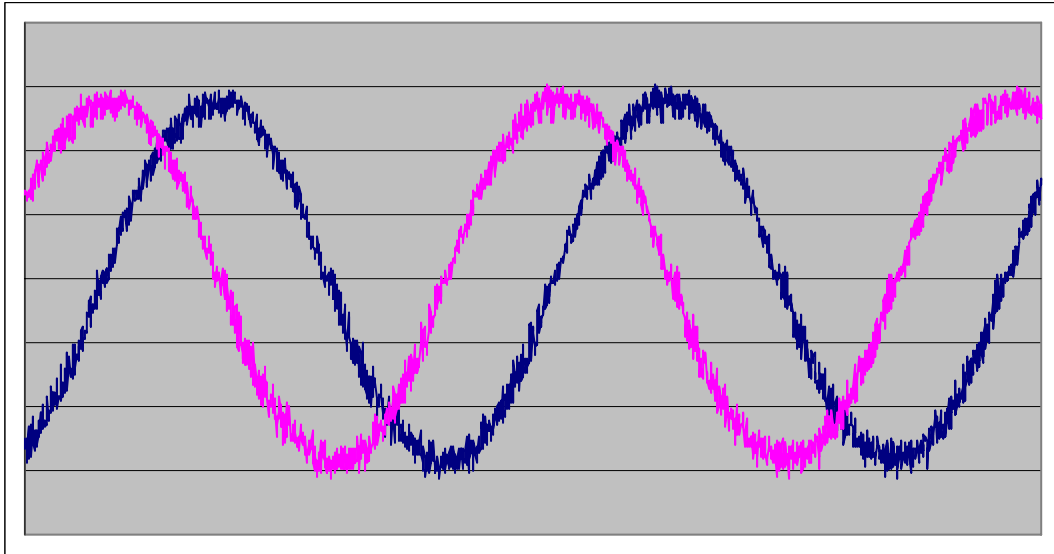


Figure 30 : Chronogramme des courants en mode micropas

Les courants sont quasi-sinusoïdaux. En réalité, il y a une distorsion harmonique importante qui a des répercussions sur l'uniformité de la vitesse, comme on le voit dans le graphe correspondant. En l'espèce, cette distorsion est due au hacheur dont la fonction de transfert n'est pas linéaire.

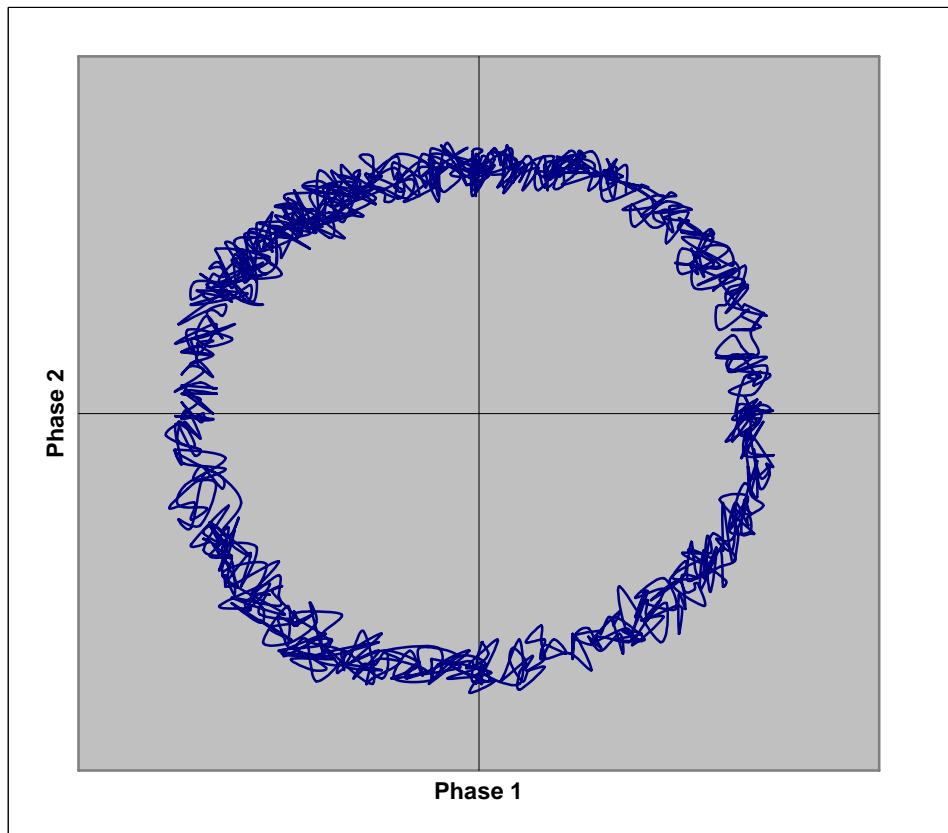


Figure 31 : Lieu du vecteur magnétique en mode micropas

On voit que sans être circulaire, le lieu du vecteur est assez voisin d'un cercle. Dans ce tracé, il n'est pas possible d'estimer la régularité de la rotation contrairement au cas du demi-pas où il suffit de regarder la distance angulaire des points. Ici, le vecteur occupe 128 points différents, ce qui fait que la position de ces points est noyée dans le bruit.

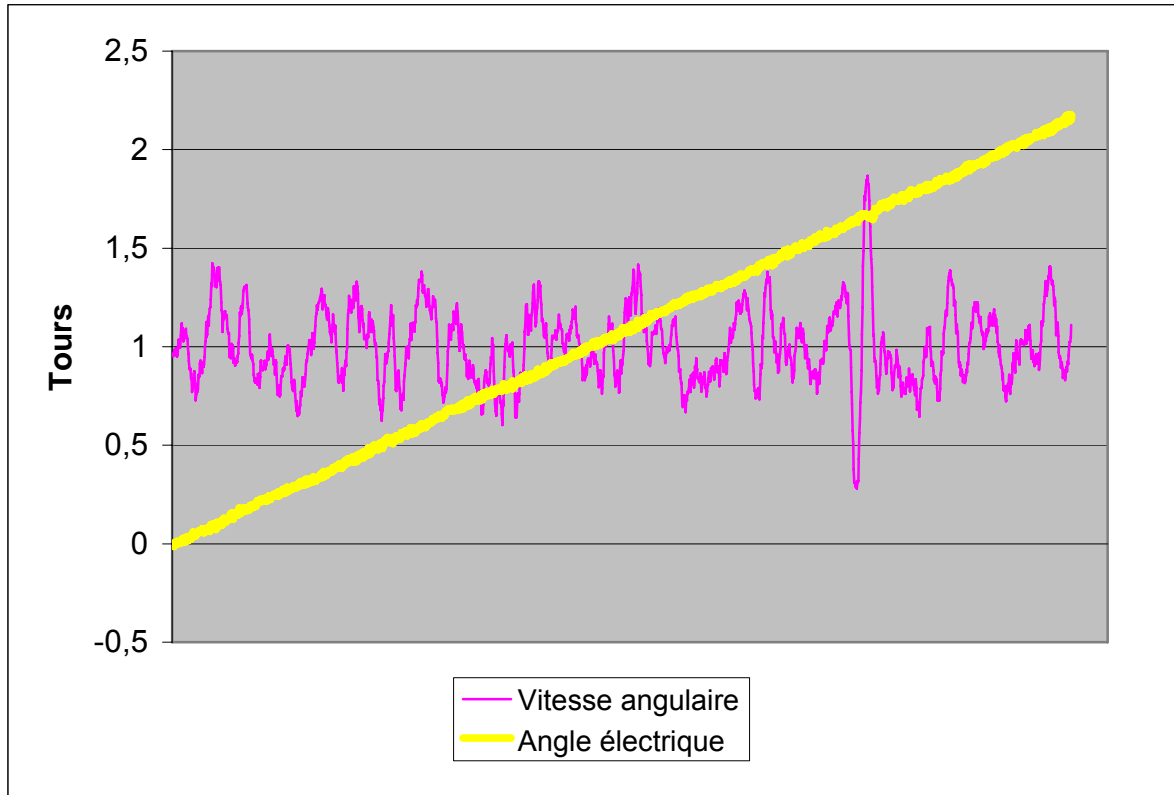


Figure 32 : Chronogramme argument et vitesse angulaire en mode micropas

La progression de l'angle est ici assez lisse. On retrouve les deux accidents correspondant au courant nul dans une phase puis l'autre phase. La vitesse angulaire, qui devrait idéalement être une constante (donc une droite horizontale), est affectée de bruit en partie périodique. Cette périodicité est attribuable à la distorsion harmonique.

Remarque : même si le moteur était alimenté par un courant sinusoïdal pur, il ne serait pas pour autant exempt de vibrations pour les deux raisons suivantes :

- La fonction de transfert électromagnétique est affectée de distorsion ;
- Le couple résiduel induit une vibration de torsion qui excite la résonance du rotor.

6. Conclusions

Les moteurs pas à pas se caractérisent par les qualités suivantes :

- Simplicité d'emploi ;
- Économie ;
- Robustesse.

Cependant, au contraire des moteurs à courant continu, ils donnent des résultats très variables selon le soin avec lequel l'électronique de commande a été conçue. On peut rapidement et à peu de frais obtenir des performances modestes ; on peut aussi ajouter des moyens plus complexes pour améliorer le fonctionnement, et dans ce cas, on peut dépasser les performances des moteurs à courant continu en ce qui concerne la précision, mais pas le rendement qui restera toujours inférieur.

On dispose aujourd'hui de microprocesseurs et de microcontrôleurs puissants pour un faible prix, qui permettent une grande sophistication avec peu de matériel et relativement peu de logiciel. On peut ainsi contrôler le couple, les rampes d'accélération, et même la position si on ajoute au moteur un capteur de position. Ceci est parfois indispensable si on a besoin de détecter un éventuel décrochage. Si la détection de décrochage est recherchée, un codeur de faible résolution suffit, puisqu'on a vu que si le moteur décroche, il s'écarte de la position prévue d'un multiple de 4 pas physiques, ce qui est facile à détecter. Si on veut au contraire s'affranchir de la raideur insuffisante pour augmenter la précision du positionnement, on peut utiliser un codeur de grande résolution et asservir la position électrique du moteur à la position mécanique de l'arbre mesurée par le codeur.

On devra toujours prendre garde à la caractéristique mécanique de la charge. Les meilleurs résultats sont obtenus avec une charge frictive. Le plus mauvais cas est celui où des charges inertielles sont combinées avec des jeux ou des élasticités. Dans ce cas, il peut apparaître des modes de résonance ou des chocs susceptibles de provoquer le décrochage.

7. Annexe

7.1. Détail du circuit de commande du hacheur

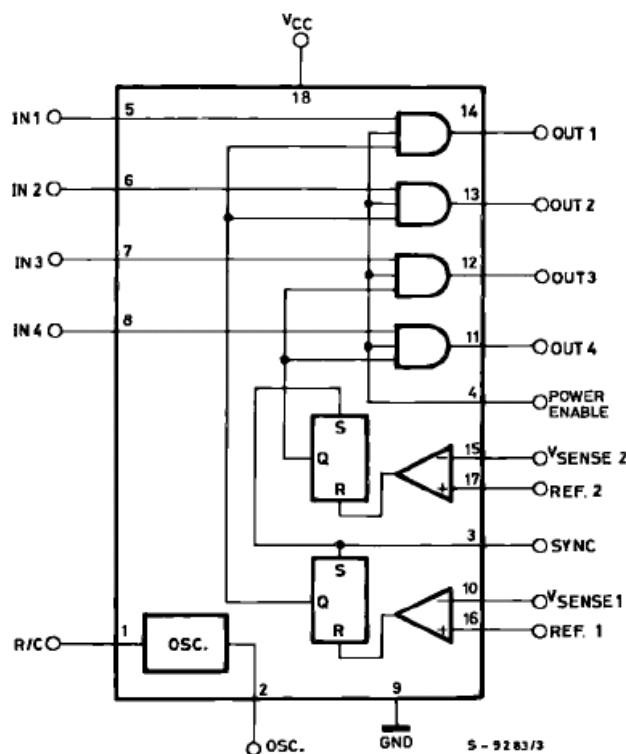


Figure 33 : Exemple de circuit intégré de commande de hacheur

Ce circuit, référencé L6506 chez SGS-Thomson, comporte toute la logique nécessaire pour gérer le hachage des deux phases du moteur pas à pas. Les entrées Sense 1 et Sense 2 reçoivent les tensions image du courant dans les deux enroulements, et les bascules règlent le rapport cyclique en fonction de la valeur instantané du courant. La fréquence de hachage est maintenue constante par l'oscillateur. Les sorties vers les quatre demi-enroulements sont commandées deux à deux par les bascules ; une entrée générale d'inhibition coupe le courant dans les deux enroulements. Le séquençement correct doit être disponible sur les entrées IN1 à IN4

7.2. Exemple de carte de commande de moteur unipolaire

Cette carte utilise un microcontrôleur 8251 de base, cadencé à 12 MHz. C'est le montage le plus simple qu'on puisse faire pour une commande en micropas. Voir figure 34. Le circuit L6506 commande quatre transistors de puissance.

7.3. Exemple de hacheur bipolaire

Dans la commande bipolaire, seule change la partie hacheur dont voici un exemple. Un circuit L6506 commande deux ponts en H L6201. Voir figure 35.

ANNEXE 2 : COMMANDE EN BIPOLAIRE ET EN MICROPAS.

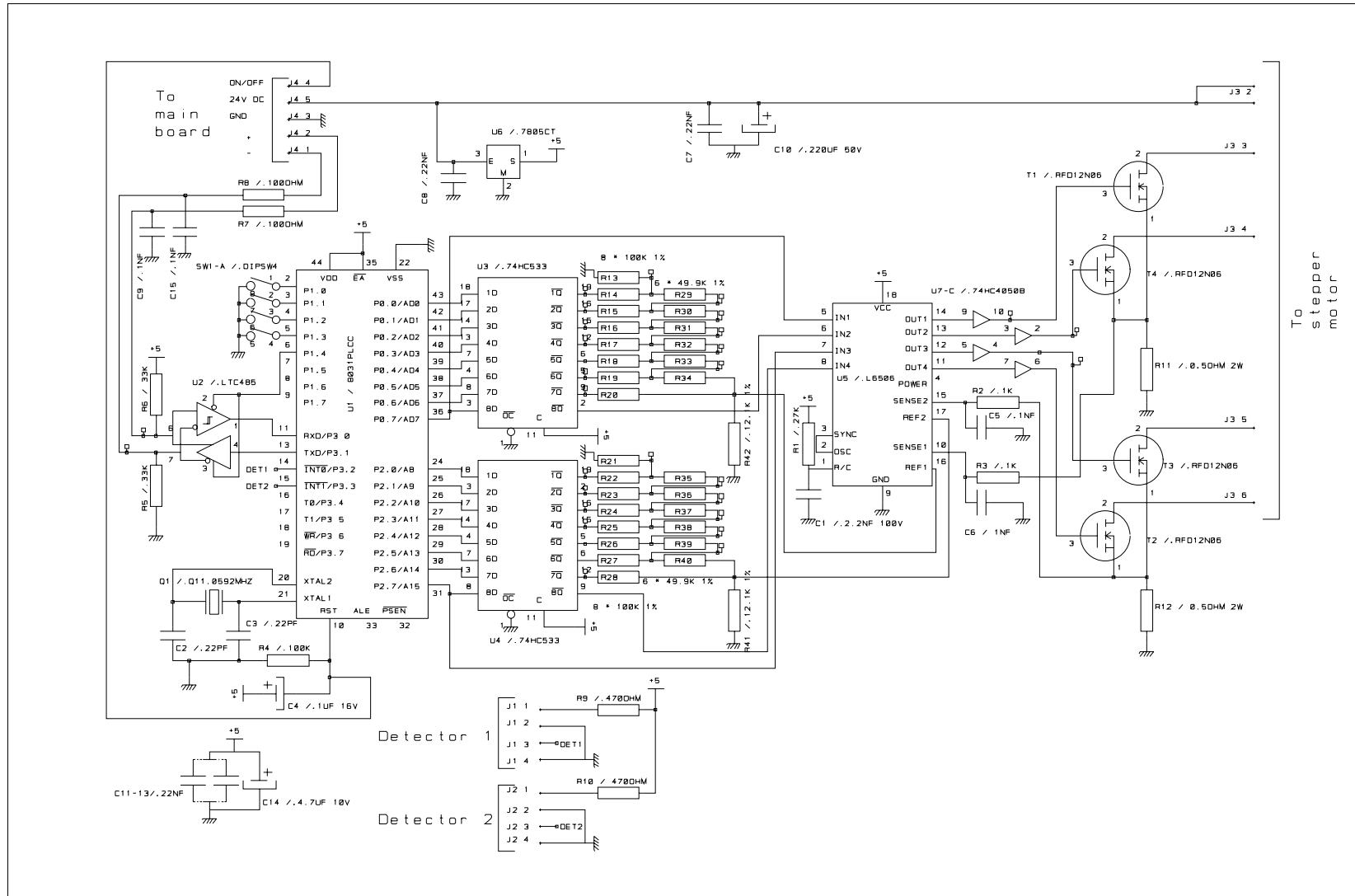


Figure 34 : Exemple de carte de commande de moteur unipolaire

ANNEXE 2 : COMMANDE EN BIPOLAIRE ET EN MICROPAS.

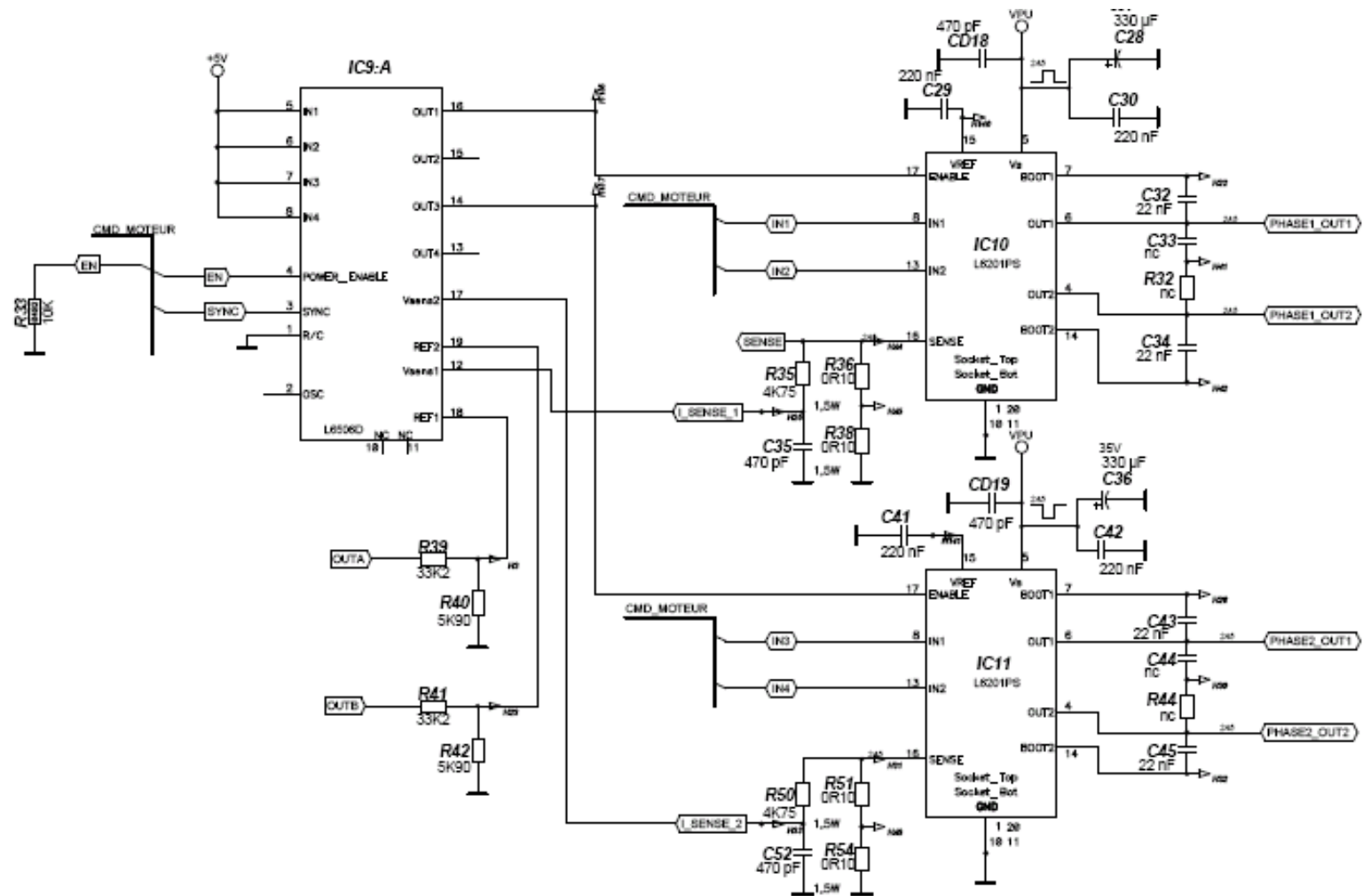


Figure 35 : Exemple de circuit de hacheur bipolaire