

Les fiches techniques

56

La modulation d'énergie
Les variateurs de vitesse pour moteur
asynchrone triphasé



56 Variateurs de vitesse pour moteur asynchrone triphasé

56.1 Performances

Les machines asynchrones à cage, de construction robuste et ne présentant pas de problèmes de commutation liés à un système balais-collecteur comme pour les machines à courant continu, remplacent efficacement ces dernières dans les applications à fréquence de rotation variable.

Comparativement à une machine à courant continu :

- à puissance développée égale, la machine asynchrone permet d'obtenir une réduction de masse et de volume ;
- le contrôle du couple de la machine asynchrone nécessite des circuits de commande très complexes faisant appel aux techniques numériques.

L'emploi des machines asynchrones dans le domaine de la variation de vitesse s'est généralisé grâce aux progrès :

- de l'électronique de puissance, par de nouveaux produits sur le marché (thyristors GTO – Gate Turn Off –, thyristors blocables par la gâchette) et les transistors IGBT ;
- de l'électronique de commande : opérateurs mathématiques, micro-contrôleur.

L'association variateur de vitesse-machine asynchrone doit permettre d'obtenir les mêmes performances qu'une machine à courant continu (couple maximal disponible jusqu'à U nominale moteur) sans en avoir les inconvénients, c'est-à-dire en s'affranchissant des problèmes liés à la commutation.

56.2 Réglage de la vitesse

Action sur p ($f = Cte$) :

- Moteurs à enroulements séparés : plusieurs bobinages sont insérés au stator et le nombre p de paires de pôles est différent pour chaque bobinage. À chaque bobinage alimenté, on obtient une vitesse de synchronisme différente et au glissement près, une vitesse du rotor différente.

- Moteurs à couplage de pôles (Dalhander). Le stator est constitué de 6 bobinages et selon leur mode de connexion, on obtient p_1 ou p_2 paires de pôles par phase.

La difficulté de maîtriser le couple de la machine et les faibles plages de variation de la vitesse du moteur font que cette possibilité n'est pratiquement plus utilisée, sauf dans les installations déjà existantes.

EXPRESSION DE LA VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

$$f = p \times n_s ; \text{glissement } g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

n_s : vitesse de synchronisme (vitesse de rotation du champ tournant).

p : nombre de paires de pôles par phase au stator.

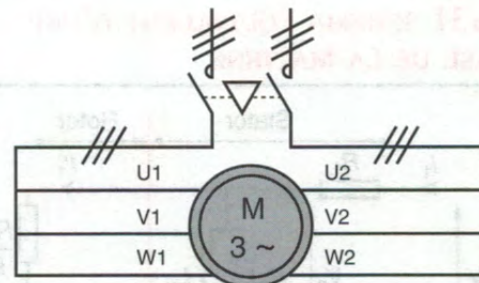
$$n = n_s - (g \times n_s) = n_s \times (1 - g).$$

$$\text{Vitesse de l'arbre : } n = \frac{f}{p} (1 - g)$$

Conclusion : il y donc 3 possibilités pour agir sur la vitesse d'un moteur asynchrone : action sur p , g ou f .

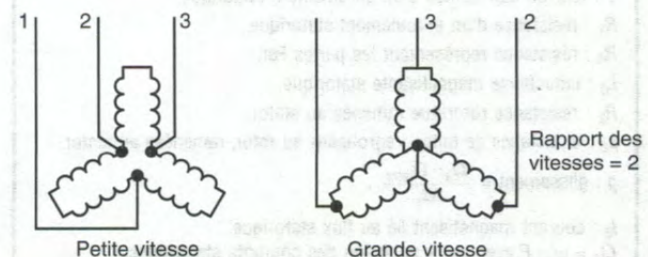
RÉGLAGE DE LA VITESSE : ACTION SUR p ($f = Cte$)

■ Moteur à enroulements séparés



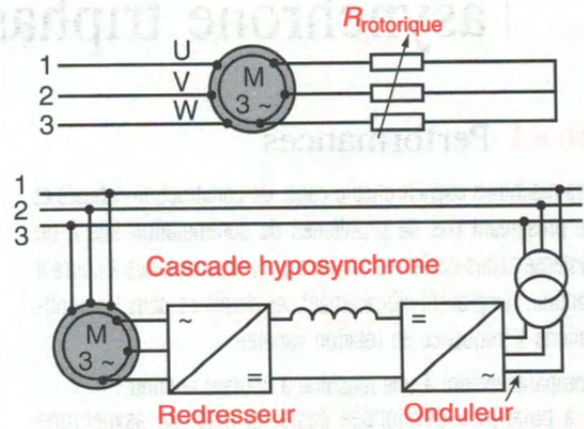
Inconvénient : moteur volumineux et très onéreux.

■ Moteur à couplage de pôles



RÉGLAGE DE LA VITESSE : ACTION SUR LE GLISSEMENT g (FRÉQUENCE CONSTANTE)

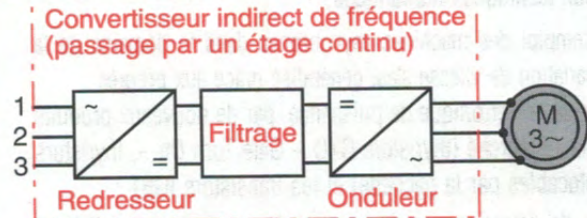
On utilise un moteur asynchrone à rotor bobiné. En insérant des résistances en série avec les enroulements rotoriques, le glissement varie. Ce type de moteur nécessite un système bagues-balais (connexion entre le rotor et les résistances). Ce procédé entraîne des pertes par effet Joule importantes au rotor, le rendement est loin d'être optimal. Pour améliorer le rendement, on peut envisager de récupérer cette énergie perdue et de la renvoyer sur le réseau. Il se pose alors le problème de relier deux réseaux de fréquences différentes (f pour les courants statoriques et $g.f$ pour les courants rotoriques). Une seule solution : passer par un étage continu. L'ensemble constitue une cascade hyposynchrone.



Inconvénient : solution coûteuse et surtout volumineuse.

RÉGLAGE DE LA VITESSE : ACTION SUR LA FRÉQUENCE ($P = CTE$)

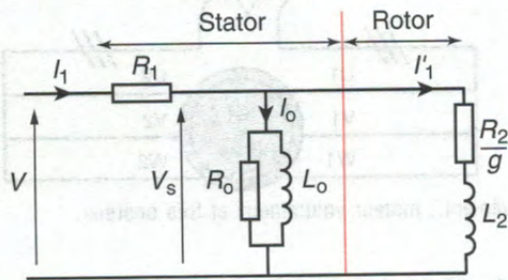
Un convertisseur de fréquence est inséré entre le réseau et le stator du moteur. Cette solution est actuellement la plus répandue. Elle permet une grande souplesse de réglage de la vitesse du moteur asynchrone triphasé à cage. Pour conserver les performances du moteur (couple maximal disponible en permanence quelle que soit la vitesse), nous verrons qu'il sera nécessaire d'agir simultanément sur d'autres paramètres.



56.3

EXPRESSION DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

56.31 SCHÉMA ÉQUIVALENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE



- V : tension aux bornes d'un enroulement statorique.
- R_1 : résistance d'un enroulement statorique.
- R_0 : résistance représentant les pertes Fer.
- L_0 : inductance magnétisante statorique.
- R_2 : résistance rotorique ramenée au stator.
- L_2 : Inductance de fuites, regroupées au rotor, ramenées au stator.
- g : glissement = $\frac{\Omega_s - \Omega_{rotor}}{\Omega_s}$.
- I_0 : courant magnétisant lié au flux statorique.
- $\Omega_s = \omega_s / P$ avec ω_s = pulsation des courants statoriques.

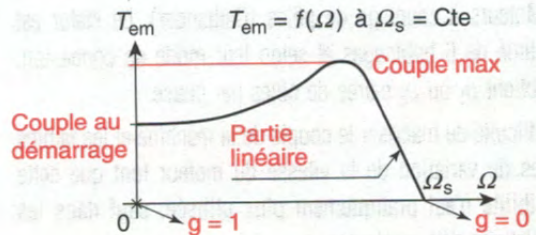
Couple électromagnétique T_{em}

Puissance transmise au rotor :

$$P_{tr} = T_{em} \times \Omega_s = \frac{3 \times R_2}{g} \times (I'_1)^2$$

avec $I'_1 = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (L_2 \times \omega_s)^2}}$

$$T_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega_s} = \frac{3}{\Omega_s} \times \frac{R_2}{g} \times \frac{V_s^2}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + (L_2 \times \omega_s)^2}$$



56 ■ 32 Étude de la caractéristique

$$T_{em} = f(\Omega)$$

Dans le domaine linéaire de la caractéristique, le glissement g est faible.

$$\Rightarrow R_2/g \gg L_2 \cdot \omega_s$$

Après simplification, la formule du couple peut se ramener à l'expression suivante :

$$T_{em} = 3 \times g \times \frac{V_s^2}{\Omega_s \times R_2}$$

56 ■ 33 Conclusions

- Pour contrôler le couple, il faut maintenir le flux Φ_s constant et agir sur la pulsation ω_r des courants rotoriques.
- À flux constant et pour différentes valeurs de la fréquence statorique, les caractéristiques $T_{em} = f(\Omega)$ sont parallèles.
- La nécessité de maintenir $\Phi_s = Cte$ impose :
 $V_s/\omega_s = Cte \Rightarrow V_s/f = Cte$ (V_s : valeur efficace).

Il faut que V_s et f évoluent proportionnellement. Chaque valeur de f (donc de vitesse) doit imposer une nouvelle valeur de V_s .

Le couple délivré par la machine dépend de la caractéristique du couple résistant de la charge entraînée.

On retrouve l'analogie avec la machine à courant continu à flux Φ constant pour laquelle la tension d'induit est le paramètre de réglage de la vitesse.

56 ■ 34 Remarques importantes

Fréquence supérieure à $f_{nominale}$

En régime de survitesse ($f > f_{nominale}$), pour maintenir $\Phi_s = Cte = V_s/\omega_s$, la tension V_s devient supérieure à la tension nominale du moteur. Il faut logiquement maintenir la tension V_s à sa valeur nominale. Le couple maximal décroît avec la vitesse : $V_s = Cte$ et f augmente.

Fonctionnement à faible vitesse

À faible vitesse, le rapport V_s/f impose une tension V_s faible. La tension V_s n'est pas égale à la tension V d'alimentation du moteur (voir schéma équivalent). La résistance statorique R_1 introduit une chute de tension $R_1 \times I_1$ qui n'est pas négligeable à faible vitesse.

Pour maintenir constant le flux du moteur, il faut compenser cette chute de tension et à faible vitesse, augmenter le rapport V/f pour obtenir $V_s/f = Cte$.

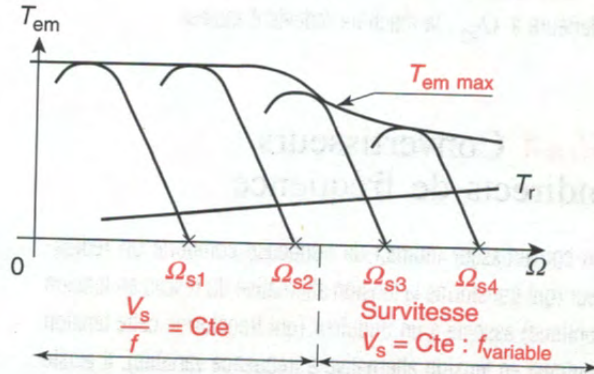
En régime sinusoïdal, la tension statorique et le flux sont liés par la relation : $V_s = j \times \omega_s \times \Phi_s \Rightarrow \Phi_s = V_s / \omega_s$

L'expression de T_{em} peut donc s'écrire :

$$T_{em} = 3 \times g \times \frac{\omega_s^2 \times \Phi_s^2}{\Omega_s \times R_2}$$

Comme : $\Omega_s = \omega_s / p$ et $g \times \omega_s = \omega_{rotor}$

$$T_{em} = 3 \cdot p \cdot \Phi_s^2 \cdot (\omega_{rotor} / R_2)$$



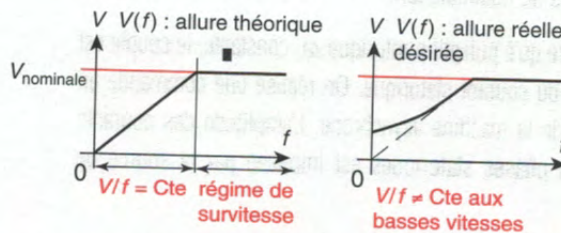
f_n : fréquence nominale.

$$\Omega_{s1} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_1}{p}$$

- Si $f > f_n$, on impose une décroissance de $T_{em \max}$ (voir paragraphe 55.34).

Influence de la température

Nous avons considéré que R_2 (résistance rotorique ramenée au stator) est constante. Dans la réalité, cette résistance varie en fonction de la température. On constate qu'un échauffement du rotor (se traduisant par un accroissement de la valeur de R_2) entraîne une forte diminution du couple moteur. Il faut donc compenser la chute de tension statorique.



Le variateur de vitesse doit permettre le réglage de la loi V/f pour différents types de couples résistants imposés à la machine.

Freinage

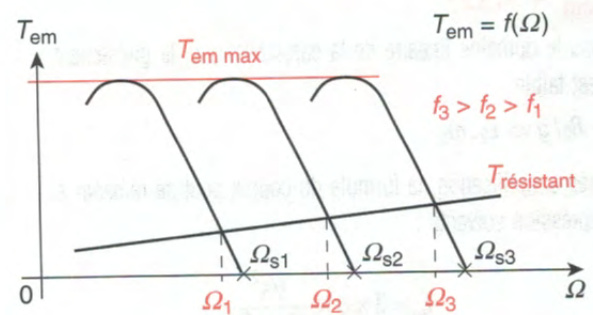
Soit Ω_1 la vitesse du moteur.

On désire ralentir le moteur en imposant une nouvelle fréquence f_2 des grandeurs statoriques avec $f_2 < f_1$.

On impose $\Omega_{S2} < \Omega_1$ mais la vitesse du rotor ne peut pas passer instantanément de Ω_1 à Ω_2 (les inerties des masses en rotation ne le permettent pas).

La vitesse Ω_1 du rotor étant supérieure à Ω_{S2} , le glissement devient négatif, la machine fonctionne en génératrice asynchrone.

Ω rotor diminue de Ω_1 à Ω_2 ; lorsque Ω rotor redevient inférieure à Ω_{S2} , la machine redevient moteur.



56.4 Convertisseurs indirects de fréquence

Un convertisseur indirect de fréquence comporte un redresseur (qui transforme la tension alternative du réseau en tension continue) associé à un onduleur (qui transforme cette tension continue en tension alternative à fréquence variable). Il existe plusieurs types de convertisseurs et différents modes de contrôle de la vitesse en fonction des performances désirées de la machine dans le plan couple-vitesse.

- Onduleur de tension (voir paragraphe 55.5) à transistor IGBT ou GTO : variateur de fréquence à U/f avec ou sans asservissement de vitesse (limite actuelle : 100 kW à 500 kW).

Inconvénients : non réversible côté « continu » ; dimensionnement du filtre ; circuits d'aide à la commutation.

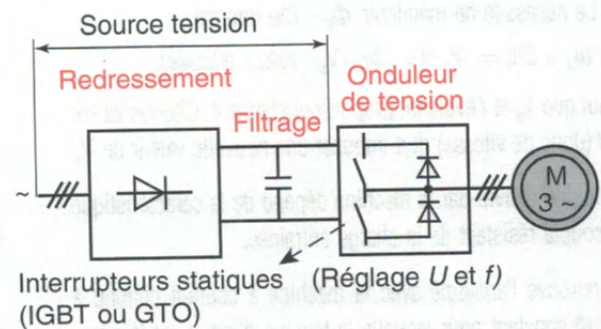
- Onduleur de courant à thyristor (commandé ici au blocage) avec asservissement de vitesse (limite actuelle : 100 kW à 1 MW).

Inconvénients : redresseur à thyristors côté « réseau » ; problème d'extinction des thyristors de l'onduleur \Rightarrow circuits auxiliaires de commutation.

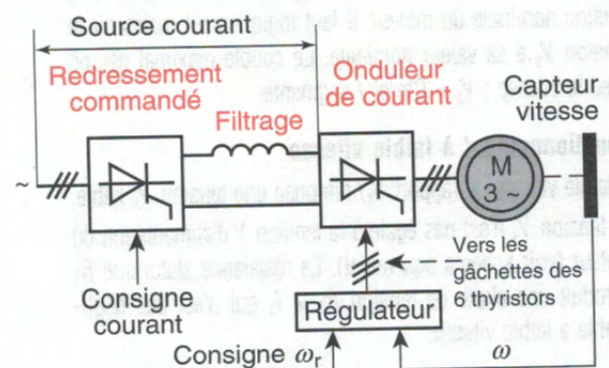
On montre qu'à pulsation rotorique ω_r constante, le couple est fonction du courant statorique. On réalise une commande en courant de la machine asynchrone. L'amplitude des courants dans les phases statoriques est imposée par la source de courant.

- Variateur à contrôle vectoriel de flux (voir paragraphe 55.6).

ONDULEUR DE TENSION



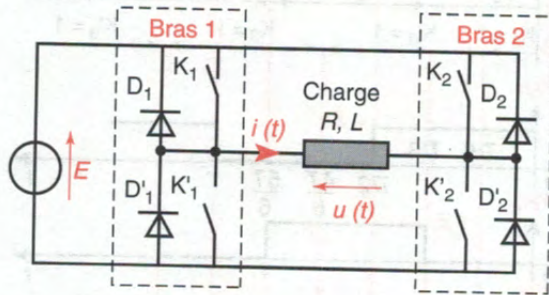
ONDULEUR DE COURANT



56 ■ 5 Onduleur de tension à U/f constant

56 ■ 51 Onduleur monophasé en pont sur charge inductive

Montage



Le rôle d'un onduleur est d'obtenir une tension alternative aux bornes de la charge.

Composants du circuit de puissance

- K_1, K'_1, K_2 et K'_2 : interrupteurs statiques (transistors ou GTO unidirectionnels en courant).
- D_1, D'_1, D_2 et D'_2 : diodes de roue libre, indispensables dans le cas d'une charge inductive.

Commandes non décalées des interrupteurs statiques

On remarque, sur les courbes, qu'un interrupteur statique commandé à la fermeture à un instant t ne conduit pas instantanément si la charge fournit de l'énergie à la source E .

Ainsi, à l'instant $T/2$, K_2 et K'_1 sont commandés à la fermeture mais cette opération est sans effet car $i(t)$ ne peut pas s'inverser brusquement dans la charge inductive.

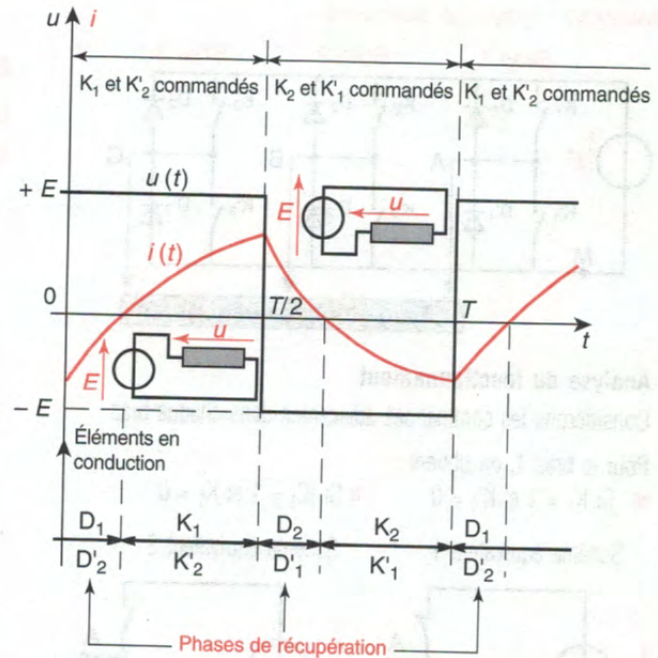
Commandes décalées des interrupteurs statiques

On constate que le décalage des commandes permet de modifier l'allure de la tension aux bornes de la charge et par conséquent, sa valeur efficace.

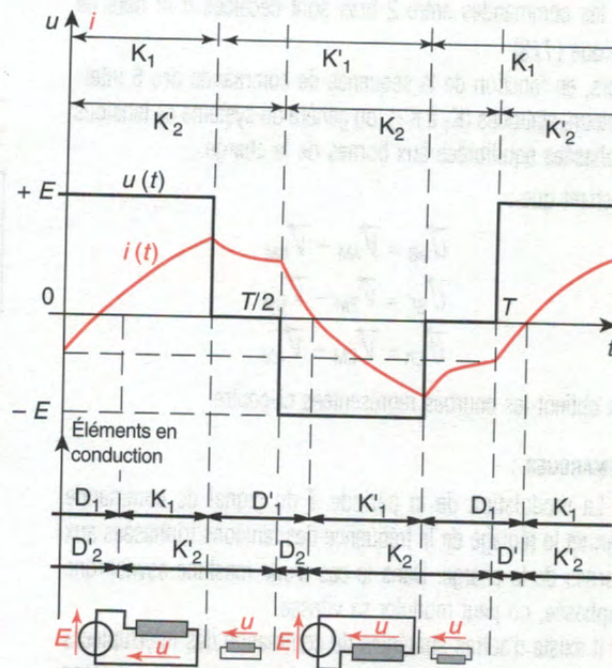
REMARQUES :

- La source de tension ne pouvant être mise en court-circuit, 2 interrupteurs d'un même bras ne peuvent être fermés simultanément.
- La source de tension doit accepter que son courant débité puisse s'inverser durant les phases de récupération.
- La commande de la fermeture des interrupteurs doit être réalisée par des signaux (trains d'impulsions) de longue durée ($T/2$) susceptibles d'enclencher les thyristors dès que les conditions d'amorçage sont réunies.
- La fréquence des grandeurs $u(t)$ et $i(t)$ dépend de la vitesse de séquençage des interrupteurs statiques.

COMMANDES NON DÉCALÉES DES INTERRUPTEURS Allure des grandeurs $i(t)$ et $u(t)$ dans la charge

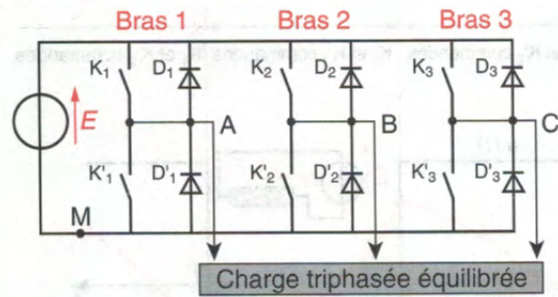


COMMANDES DÉCALÉES DES INTERRUPTEURS Allure des grandeurs $i(t)$ et $u(t)$ dans la charge



56 ■ 52 Onduleur triphasé – Principe de fonctionnement

Montage : circuit de puissance



Analyse du fonctionnement

Considérons les commandes adjacentes dans chaque bras.

Pour le bras 1, on obtient :

- Si $K_1 = 1$ et $K'_1 = 0$
- Si $K'_1 = 1$ et $K_1 = 0$

Schéma équivalent 1

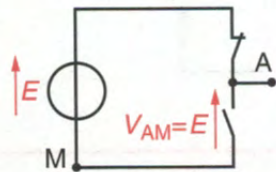
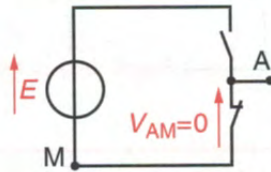


Schéma équivalent 2



Le raisonnement reste identique pour les bras 2 et 3. Si :

- chaque thyristor est commandé durant le temps $T/2$;
- les commandes entre 2 bras sont décalées d'un tiers de période ($T/3$).

Alors, en fonction de la séquence de commande des 6 interrupteurs statiques (K_1 à K'_3), on génère un système de tensions triphasées équilibrées aux bornes de la charge.

Sachant que :

$$\vec{U}_{AB} = \vec{V}_{AM} - \vec{V}_{BM}$$

$$\vec{U}_{BC} = \vec{V}_{BM} - \vec{V}_{CM}$$

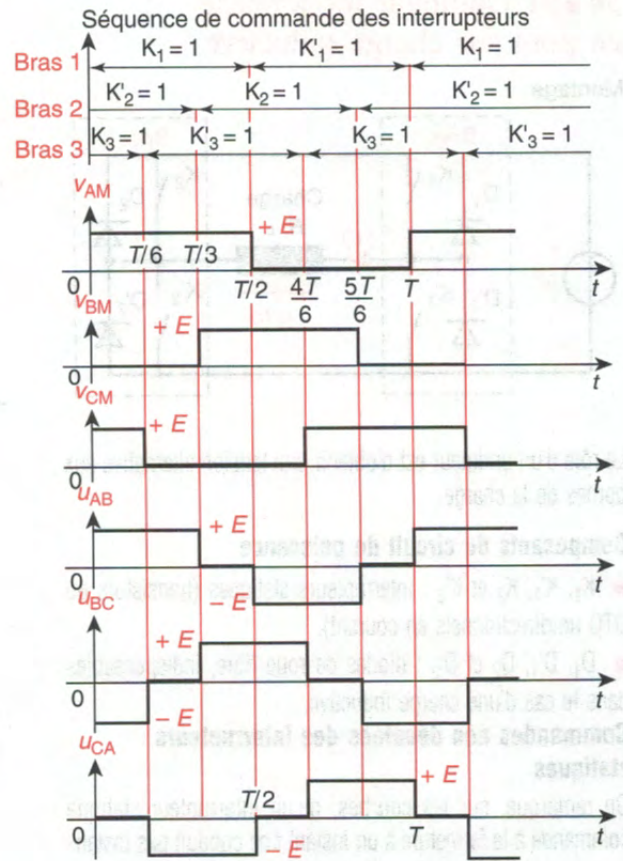
$$\vec{U}_{CA} = \vec{V}_{CM} - \vec{V}_{AM}$$

on obtient les courbes représentées ci-contre.

REMARQUES :

- La modulation de la période T du signal de commande permet le réglage de la fréquence des tensions triphasées aux bornes de la charge. Dans le cas d'une machine asynchrone triphasée, on peut moduler sa vitesse.
- Il existe d'autres stratégies de commande des interrupteurs statiques qui permettent d'obtenir une tension entre phases U_{AB} ayant une allure plus proche de la sinusoïde mais on complique la commande de l'onduleur.

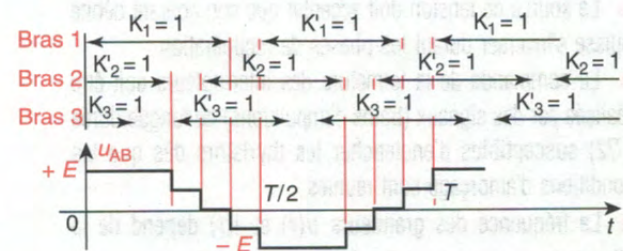
COMMANDES ADJACENTES DES INTERRUPTEURS STATIQUES



VALEUR EFFICACE DU SIGNAL U_{AB}

$$U_{AB \text{ efficace}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/3} E^2 \cdot dt} = E \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

AMÉLIORATION DE LA FORME DE L'ONDE : COMMANDES NON ADJACENTES



56 ■ 53 Onduleur triphasé pleine onde

Réglage de la tension dans l'onduleur

Le montage précédent fait apparaître aux bornes de la charge, des tensions de formes rectangulaires dites « pleines ondes ».

Pour un variateur à $U/f = Cte$, l'action sur la période du signal de commande des interrupteurs statiques permet la variation de la fréquence f . Il faut aussi faire varier $U_{efficace}$ dans les mêmes proportions, donc moduler la valeur E de la source de tension.

Deux possibilités existent :

- le redressement commandé ;
- le redressement non commandé + hacheur (solution préférable car le filtrage est plus simple et on obtient un meilleur facteur de puissance F_p de l'installation).

Analyse du signal en sortie de l'onduleur

Les ondes de tension ne sont pas sinusoïdales. La tension $U_{AB} = f(t)$, tracée précédemment en forme de créneaux, peut être décomposée mathématiquement en une somme de sinusoïdes appelée série de Fourier.

Le premier terme de cette décomposition est appelé le fondamental (rang 1 de même fréquence que la tension $U_{AB} = f(t)$) et les autres termes sont appelés harmoniques (de fréquences multiples, rang 2, ..., rang n).

Pour le signal $U_{AB} = f(t)$, on démontre que les harmoniques pairs et multiples de 3 sont nuls. Seuls subsistent les harmoniques de rangs 5, 7, 11, 13, ...

Inconvénients de l'onduleur « pleine onde »

La forme en créneaux des tensions engendre :

- des harmoniques de courants ;
 - des ondulations de couple non désirées dans une machine tournante, surtout à faible vitesse, se traduisant par des vibrations et des résonances électromécaniques indésirables. Un couple pulsatoire résulte de l'interaction entre le champ tournant dû au fondamental de tension et le champ elliptique résultant des champs dus aux harmoniques de rangs 5 et 7 \Rightarrow vibrations ;
 - une augmentation des pertes Fer.
- Cela peut se traduire par un déclassement de la machine.

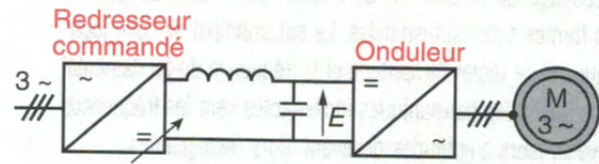
CONCLUSION :

Pour obtenir un fonctionnement correct de la machine asynchrone, il faut que son champ tournant soit quasi sinusoïdal.

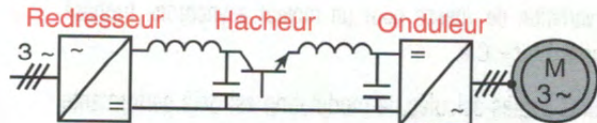
On envisage une autre stratégie de commande dite à « modulation de largeur d'impulsions » (ou MLI) qui permet de produire un courant dont l'allure est voisine d'une sinusoïde. On s'affranchit des problèmes soulevés précédemment.

POSSIBILITÉS DE RÉGLAGE DE LA TENSION FOURNIE PAR L'ONDULEUR

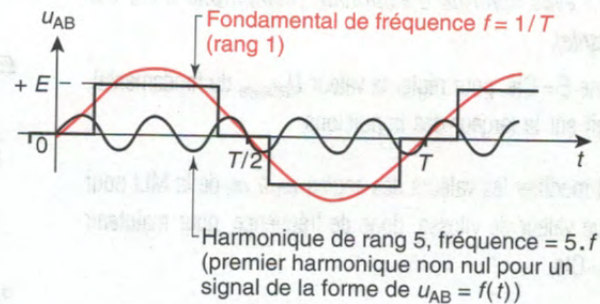
Première solution



Seconde solution

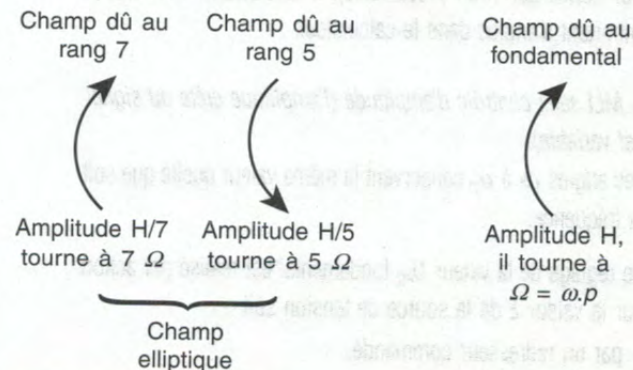


DÉCOMPOSITION HARMONIQUE DU SIGNAL $u_{AB} = f(t)$



INFLUENCE DE LA FORME DU SIGNAL $u_{AB} = f(t)$

Étude du champ tournant



56 ■ 54 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

La modulation de largeur d'impulsions est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes quasi sinusoïdales. Le but principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

On démontre mathématiquement que plus le nombre d'angles de découpage est important, plus on annule d'harmoniques.

La variation de vitesse pour un moteur asynchrone triphasé impose $U/f = \text{Cte}$.

Pour 3 angles calculés, la modulation est déjà performante et on peut supprimer les harmoniques de rangs 3 et 5 et régler la valeur efficace du fondamental.

SOLUTIONS RETENUES :

■ *MLI avec contrôle d'amplitude (l'amplitude crête est constante).*

Comme $E = \text{Cte}$, pour régler la valeur U_{efficace} du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions.

Il faut modifier les valeurs des angles α_1 à α_n de la MLI pour chaque valeur de vitesse, donc de fréquence, pour maintenir $U/f = \text{Cte}$.

En choisissant des valeurs adaptées pour les angles, il est possible de supprimer les harmoniques indésirables et de régler l'amplitude du fondamental de tension.

Néanmoins, cette solution est complexe si U_{eff} doit varier dans un large domaine de fréquence, car dans le cas d'un calculateur numérique (MLI précalculée), il faut stocker un nombre important d'angles dans le calculateur.

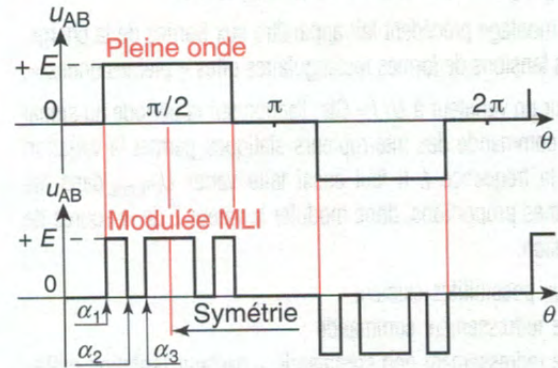
■ *MLI sans contrôle d'amplitude (l'amplitude crête du signal est variable).*

Les angles α_1 à α_n conservent la même valeur quelle que soit la fréquence.

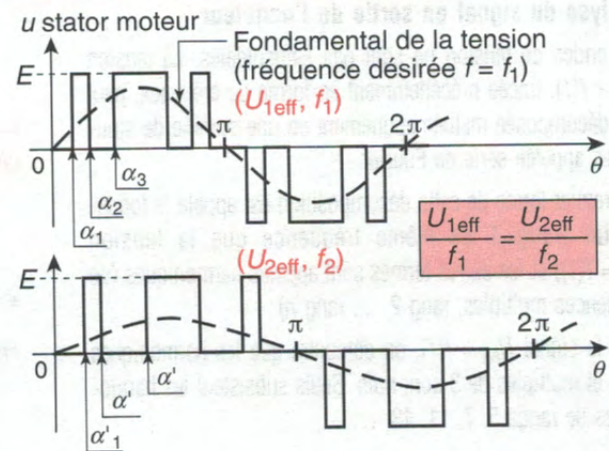
Le réglage de la valeur U_{eff} fondamental est réalisé par action sur la valeur E de la source de tension soit :

- par un redresseur commandé,
- par un hacheur.

MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS (MLI)

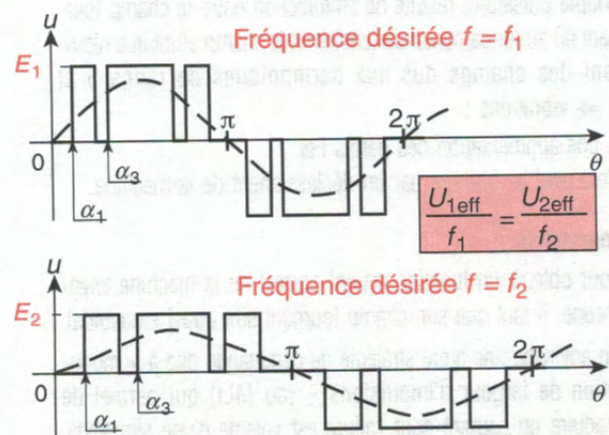


MLI AVEC CONTRÔLE D'AMPLITUDE



Pour $f_2 < f_1$, il faut $U_{2\text{eff}} < U_{1\text{eff}} \Rightarrow$ réduire les largeurs des impulsions $\Rightarrow \alpha'_1 \neq \alpha_1, \dots, \alpha'_n \neq \alpha_n$.

MLI SANS CONTRÔLE D'AMPLITUDE



Optimisation

Afin d'éliminer le plus grand nombre d'harmoniques possibles, on est tenté d'augmenter le découpage de la MLI (accroissement du nombre des angles α).

Ce procédé a plusieurs inconvénients :

- plus le nombre d'angles est important, plus les composants de puissance doivent commuter à fréquence élevée d'où une augmentation des pertes par commutation dans les composants ;

- une MLI fortement découpée présente un rapport E/U_{eff} important. Dans ce cas, il est nécessaire d'augmenter la tension continue E commutée ;

- il faut tenir compte de la rapidité du système de gestion des commandes des composants de puissance.

Il y a un compromis à réaliser entre les pertes en commutation et la qualité du signal obtenu.

Le nombre convenable d'angles se situe aux environs de 20 par période.

Surmodulation

Une MLI avec contrôle d'amplitude nécessite de mémoriser un nombre important d'informations.

À chaque valeur de U_{eff} du fondamental correspond un groupe d'angles α_n .

La modulation suit un motif prédéterminé (MLI précalculée).

La méthode de surmodulation consiste à séparer :

- l'élimination des harmoniques,
- du réglage de l'amplitude du fondamental.

Les angles α_n restent inchangés.

Néanmoins, cette solution fait apparaître des sous-harmoniques non souhaitées dus au hachage de l'onde MLI.

MLI naturelle (« temps réel »)

Les signaux de commande des interrupteurs statiques de l'onduleur sont générés par comparaison entre un signal appelé onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire et une onde modulante.

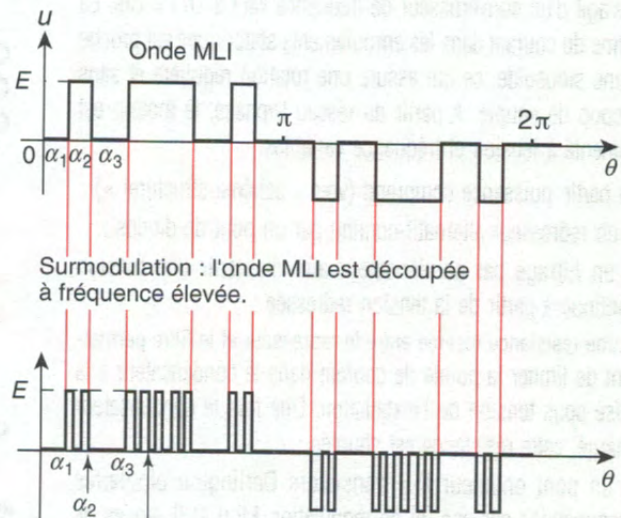
L'onde modulante a la forme de la tension désirée aux bornes de la charge.

Les points d'intersection entre les deux signaux déterminent les instants de commutation.

On démontre que l'amplitude du fondamental de $u_{\text{charge}} = f(\theta)$ est proportionnelle à E et au rapport A/B .

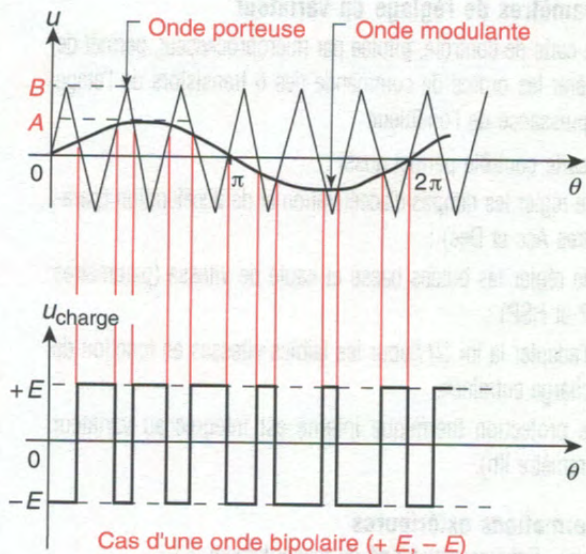
Le réglage de l'amplitude A de la modulante permet de régler la valeur efficace du fondamental de la tension aux bornes de la charge.

SURMODULATION



Hachage à fréquence fixe et à rapport cyclique variable.
Le réglage du rapport cyclique permet de moduler la valeur efficace du fondamental.

MLI « TEMPS RÉEL »



56 ■ 55 Exemple de variateur pour moteur asynchrone triphasé : Altivar 5 de « Télémécanique »

Il s'agit d'un convertisseur de fréquence MLI à $U/f = \text{Cte}$. La forme du courant dans les enroulements statoriques est proche d'une sinusoïde, ce qui assure une rotation régulière et sans à-coup de couple. À partir du réseau triphasé, le moteur est alimenté à tension et fréquence variables.

La partie puissance comprend (voir « schéma structurel ») :

- un redresseur alternatif-continu par un pont de diodes ;
- un filtrage par condensateur afin d'obtenir une tension continue à partir de la tension redressée ;
- une résistance insérée entre le redresseur et le filtre permettant de limiter la pointe de courant dans le condensateur à la mise sous tension de l'installation. Une fois le condensateur chargé, cette résistance est shuntée ;
- un pont onduleur à 6 transistors Darlington bipolaires (commandés par une loi de modulation MLI) et 6 diodes de roue libre. Il permet de générer un réseau triphasé à fréquence variable.

Découpage de la tension

La modulation MLI permet d'annuler les harmoniques de rang faible. Afin de faire varier la tension délivrée à la machine, une surmodulation (de fréquence 1,5 kHz) vient se superposer à la modulation de base (voir « Allures théoriques des tensions »). Le réglage de la tension se fait donc en modifiant le rapport cyclique de ce découpage.

Paramètres de réglage du variateur

Une carte de contrôle, pilotée par microprocesseur, permet de générer les ordres de commande des 6 transistors de l'étage de puissance de l'onduleur.

La carte contrôle permet aussi :

- de régler les rampes d'accélération et de décélération (paramètres Acc et Dec) ;
- de régler les butées basse et haute de vitesse (paramètres LSP et HSP) ;
- d'adapter la loi U/f pour les faibles vitesses en fonction de la charge entraînée.

Une protection thermique interne est intégrée au variateur (paramètre lth).

Informations extérieures

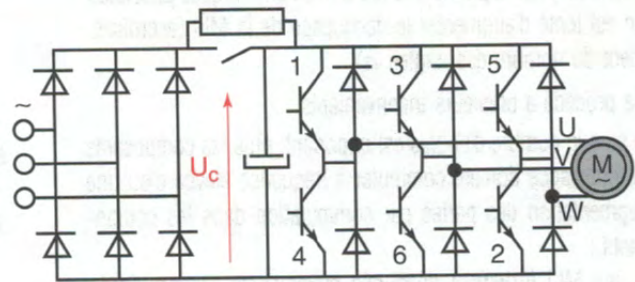
(Voir « Schéma développé de raccordement ».)

R : potentiomètre de réglage vitesse.

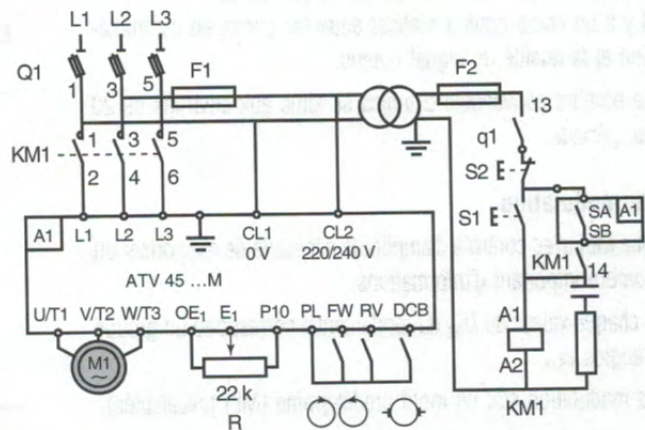
FW, RV : sélection du sens de rotation.

DCB : ordre de freinage par injection de courant continu.

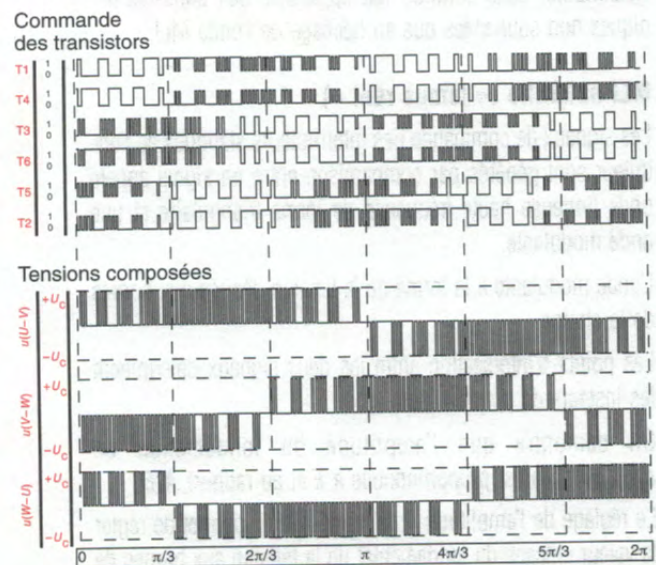
SCHEMA STRUCTUREL DU CIRCUIT DE PUISSANCE



SCHEMA DÉVELOPPÉ DE RACCORDEMENT



ALLURES THÉORIQUES DES TENSIONS EN SORTIE DE L'ONDULEUR



Freinage

Si la consigne de vitesse diminue, le rotor du moteur entraîné par l'inertie totale (moteur + charge) ne ralentit pas immédiatement. Cela se traduit par une vitesse de synchronisme inférieure à la vitesse réelle du moteur. Le glissement devient négatif, le moteur passe en fonctionnement hypersynchrone, se comporte en génératrice asynchrone, fournit un couple de freinage et restitue de l'énergie au variateur.

La source continue alimentant l'onduleur doit être réversible en courant. L'entrée du variateur (pont de diodes) étant non réversible, il se produit une élévation de la tension aux bornes du condensateur de filtrage pouvant être dangereuse.

L'énergie à dissiper est de
$$W = \frac{1 \times C \times (\Delta U_C)^2}{2}$$

Cette énergie est fonction de la décélération, de l'inertie des masses en mouvement et du couple résistant.

On doit limiter ΔU_C .

Limitation de ΔU_C

On peut envisager plusieurs solutions :

- renvoyer l'énergie sur une autre machine ;
- utiliser un variateur réversible en courant : 2 ponts tête-bêche ;
- dissiper l'énergie dans une résistance. C'est la solution retenue par le constructeur.

Présentation du dispositif de freinage

Le dispositif R_F , T_F est actif durant les phases de ralentissement hypersynchrone pour lesquelles la vitesse de consigne est inférieure à la vitesse du moteur. La commande du module de freinage s'effectue par contrôle de la tension U_C .

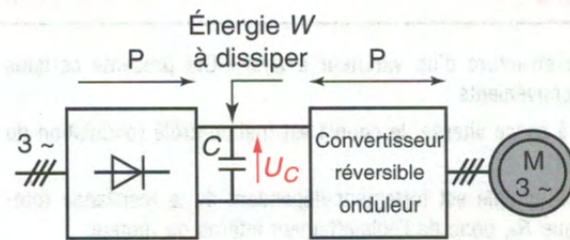
Fonctionnement du dispositif de freinage

Lors d'un ralentissement, si U_C mesurée dépasse une valeur maximale V_1 , le transistor T_F devient passant.

L'énergie de freinage est dissipée dans R_F et le condensateur restitue l'énergie à cette résistance. U_C diminue.

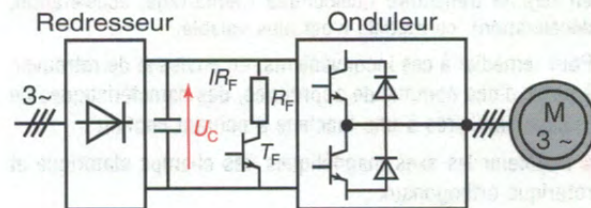
Lorsque $U_C = V_0$, si l'énergie n'est pas suffisamment dissipée, le condensateur emmagasine à nouveau de l'énergie jusqu'à $U_C = V_1$. Le cycle s'arrête lorsque l'énergie produite par le freinage est telle que $U_C < V_0$.

FREINAGE : CIRCULATION DE L'ÉNERGIE À DISSIPER



Pont non réversible en courant

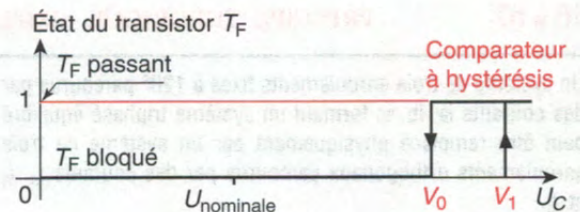
DISPOSITIF DE LIMITATION DE U_C



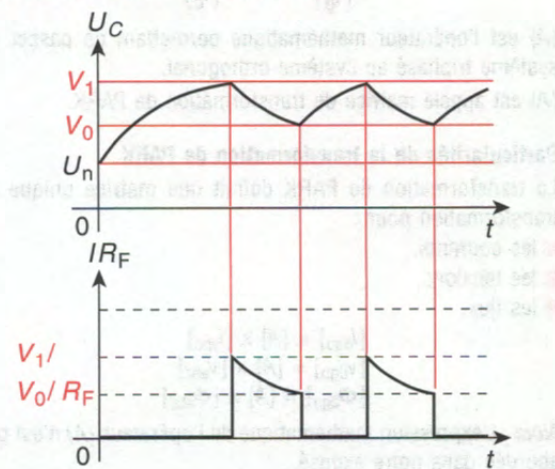
R_F : résistance de freinage.

T_F : transistor commandé par « fourchette » de tension.

COMMANDE DU TRANSISTOR T_F



ALLURE DE L'INTENSITÉ I_{RF} DANS LE MODULE DE FREINAGE



56 ■ 6

VARIATEUR À CONTRÔLE VECTORIEL DE FLUX

56 ■ 61

BUT DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La structure d'un variateur à $U/f = \text{Cte}$ présente certains inconvénients :

- à basse vitesse, le couple est mal contrôlé (ondulation du flux) ;
- le couple est fortement dépendant de la résistance rotorique R_2 , donc de l'échauffement interne du moteur.

En outre, le schéma équivalent de la machine asynchrone (voir paragraphe 54.3) est uniquement valable en régime permanent sinusoïdal.

En régime transitoire quelconque (démarrage, accélération, décélération), ce modèle n'est plus valable.

Pour remédier à ces inconvénients, on envisage de retrouver, à partir d'une commande appropriée, des caractéristiques de réglage similaires à une machine à courant continu :

- maintenir les axes magnétiques des champs statorique et rotorique orthogonaux ;
- avoir un couple maximal disponible en permanence, même à faible vitesse ou en régime transitoire.

Le contrôle vectoriel de flux impose à la machine asynchrone un fonctionnement identique à celui d'une machine à courant continu.

Rappel

Dans une machine à courant continu, les réglages du flux et du courant induit sont indépendants, donc « découplés » naturellement. Ce découplage n'existe pas dans une machine asynchrone car les trois courants statoriques créent à la fois le flux et le couple.

La commande vectorielle doit permettre à partir de la mesure des trois intensités statoriques de retrouver un modèle équivalent à une machine à courant continu, c'est-à-dire la quadrature entre I et Φ nommée pilotage vectoriel.

Couple d'une machine à courant continu



Le couple électromagnétique T_{em} est proportionnel au produit H_r (champ rotorique) et de H_s (champ statorique). Cela se traduit par la relation :

$$\vec{T}_{em} = k \cdot (\vec{I} \wedge \vec{\Phi}) : \text{produit vectoriel.}$$

$|\vec{T}_{em}|$ est maximum si \vec{H}_s et \vec{H}_r sont orthogonaux.

56 ■ 62

PRINCIPE THÉORIQUE SIMPLIFIÉ DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Un système de trois enroulements fixes à 120° parcourus par des courants i_a, i_b, i_c formant un système triphasé équilibré peut être remplacé physiquement par un système de trois enroulements orthogonaux parcourus par des courants i_d, i_q et i_0 .

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = (A) \times \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

(A) est l'opérateur mathématique permettant de passer du système triphasé au système orthogonal.

(A) est appelé matrice de transformation de PARK.

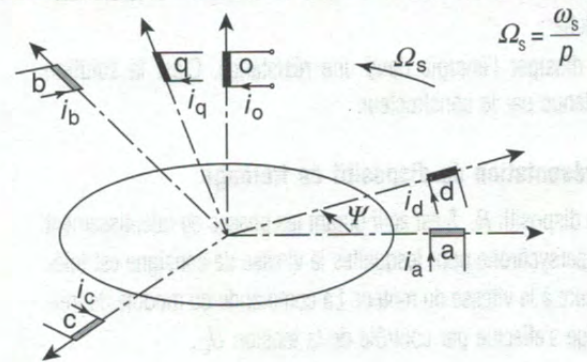
Particularités de la transformation de PARK

La transformation de PARK définit une matrice unique de transformation pour :

- les courants,
- les tensions,
- les flux.

$$\begin{aligned} [i_{dq0}] &= [A] \times [i_{abc}] \\ [v_{dq0}] &= [A] \times [v_{abc}] \\ [\Phi_{dq0}] &= [A] \times [\Phi_{abc}] \end{aligned}$$

Nota : L'expression mathématique de l'opérateur (A) n'est pas abordée dans notre exposé.



ψ : angle électrique de calage entre les 2 repères.

- Les vecteurs $\vec{i}_a, \vec{i}_b, \vec{i}_c, \vec{i}_d$ et \vec{i}_q sont dans le même plan.
- Le vecteur \vec{i}_0 est perpendiculaire à ce plan.

Cette composante ne participe pas à la magnétisation de la machine.

Le repère (d, q) tourne à la pulsation ω_s (vitesse du champ tournant statorique). Les amplitudes de i_d et i_q sont constantes.

On démontre que les deux systèmes triphasé et orthogonal sont équivalents du point de vue :

- de l'énergie électrique,
- de l'énergie magnétique.

Conclusion :

Il faut retenir que la méthode du contrôle vectoriel fait appel à des transformations mathématiques et de modélisations très complexes rendues possibles grâce à l'avènement des techniques numériques de commande.

Le nombre d'opérations mathématiques mises en œuvre dans un contrôle vectoriel est tel qu'il est impossible de les effectuer rapidement avec des circuits analogiques.

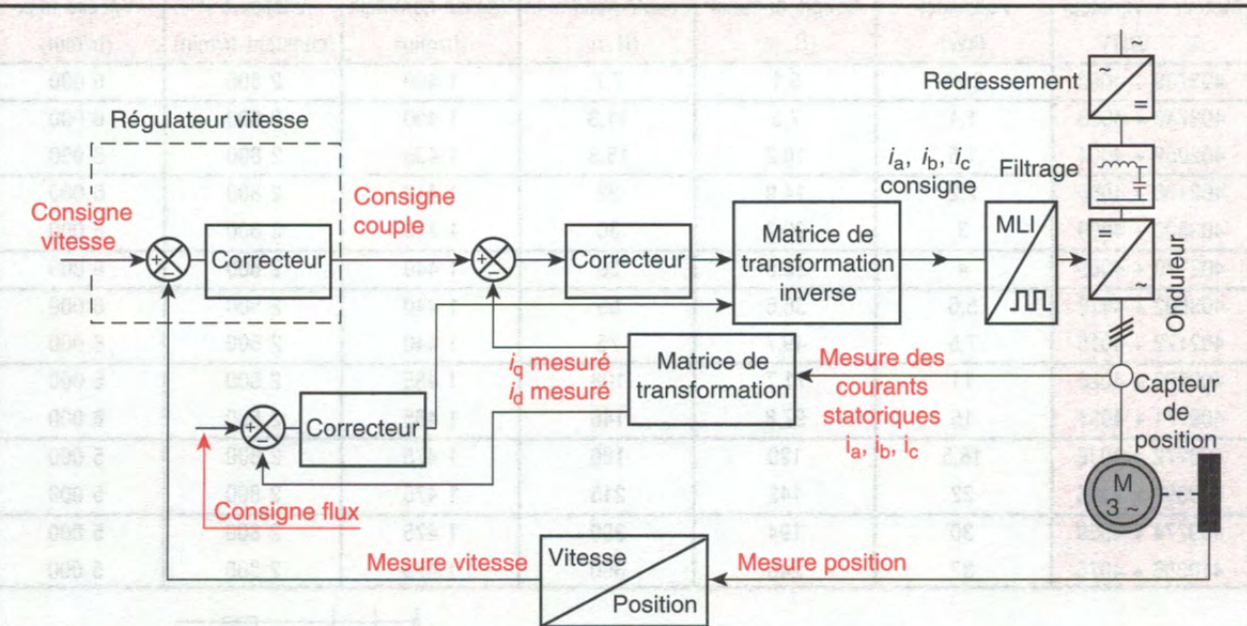
En référence avec la machine à courant continu, il convient pour un moteur asynchrone triphasé de faire porter le flux par un axe et le courant induit par l'autre axe.

Le flux est imposé par la composante i_d du courant statorique. Si l'on impose les valeurs i_d et i_q (donc celles du flux et du courant), en revenant par transformation inverse aux grandeurs triphasées, on imposera les valeurs i_a, i_b et i_c .

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = (A)^{-1} \times \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}$$

Transformation inverse

56 ■ 63 SCHÉMA FONCTIONNEL (TRÈS SIMPLIFIÉ) D'UN VARIATEUR DE VITESSE À CONTRÔLE VECTORIEL DE FLUX

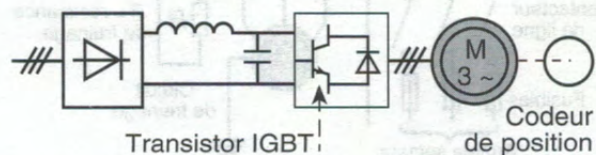


56 ■ 64 PRÉSENTATION D'UN VARIATEUR À CONTRÔLE VECTORIEL DE FLUX : VNTV « CEGELEC » ASSOCIÉ AU MOTOVARIATEUR ALSPA MVTV

Caractéristiques principales du variateur

- les 4 quadrants de fonctionnement dans le plan couple-vitesse ;
- la gamme de fréquence 0-200 Hz (correspondant à 0 - 6 000 tr/min pour un moteur 4 pôles) ;
- la forme de l'onde de sortie : MLI ;
- la commande numérique par micro-contrôleur ;
- le circuit de freinage par hacheur incorporé dans le VNTV. L'énergie de freinage est dissipée dans une résistance extérieure au variateur.

Schéma structurel de puissance



Applications

- Manutention, levage ; papeterie : enrouleuse - dérouleuse machines-outils ; machine de transfert, emballage.

Caractéristiques des moteurs à associer au variateur VNTV

Les moteurs asynchrones, alimentés par le variateur à commande vectorielle doivent être aménagés.

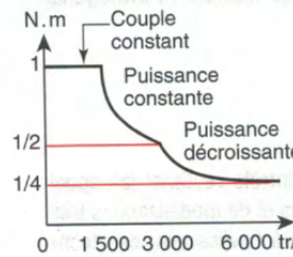
La mesure de vitesse est réalisée par un codeur de position de type incrémental. Ce capteur permet de connaître la position du rotor par rapport à celle du stator.

À faible vitesse, la marche à couple constant du moteur impose un refroidissement efficace. Une ventilation motorisée doit parfois être installée.

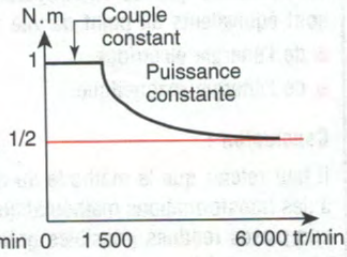
Un moteur standard, au-delà de 50 Hz, travaille à puissance constante par défluxage jusqu'à la vitesse maximale admise par le constructeur.

CARACTÉRISTIQUES DES MOTEURS ALSPA « CEGELEC »

Moteur A aux normes des machines industrielles

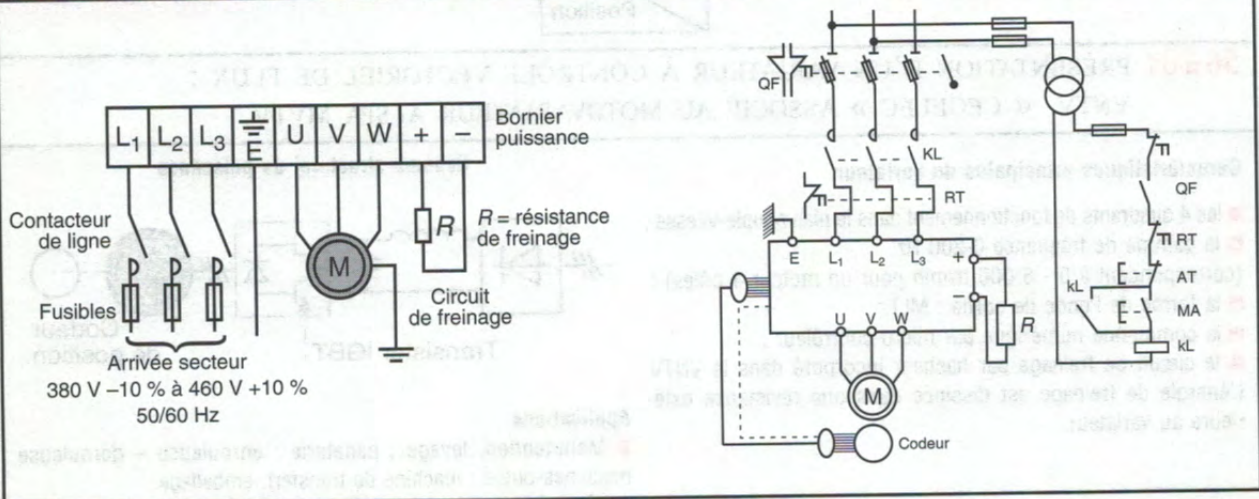


Moteur K aux normes des machines-outils



MOTEUR ASYNCHRONE SÉRIE A + RÉGULATEUR À CONTRÔLE VECTORIEL DE FLUX VNTV

Moteur + Variateur A VNTV	Puissance (kW)	Couple nominal (N.m)	Couple maximum (N.m)	Vitesse nominale (tr/min)	Vitesse à P (constant tr/min)	Vitesse max (tr/min)
403739 + 4002	0,75	5,1	7,7	1 400	2 800	6 000
403740 + 4003	1,1	7,5	11,3	1 400	2 800	6 000
402059 + 4004	1,5	10,2	15,3	1 405	2 800	6 000
402168 + 4006	2,2	14,9	22	1 410	2 800	6 000
403800 + 4009	3	20,3	30	1 410	2 800	6 000
402170 + 4009	4	26,5	39	1 440	2 800	6 000
403802 + 4012	5,5	36,5	55	1 440	2 500	6 000
402172 + 4016	7,5	49,7	75	1 440	2 500	6 000
409770 + 4025	11	71,7	108	1 465	2 500	6 000
409771 + 4031	15	97,8	146	1 465	2 500	6 000
409772 + 4038	18,5	120	180	1 475	2 800	5 000
410399 + 4046	22	142	215	1 475	2 800	5 000
409774 + 4059	30	194	290	1 475	2 800	5 000
410386 + 4076	37	240	360	1 475	2 800	5 000



56 ■ 7 Application de la vitesse variable

Traction électrique SNCF (d'après documents SNCF).

56 ■ 71 Réseau ferroviaire de la SNCF

Le système d'électrification de la SNCF sous caténaire est de :

- 1 500 V courant continu,
- 25 kV, 50 Hz monophasé.

Il y a un seul fil de contact (caténaire), le retour de courant se fait par les rails.

La liaison électrique entre la caténaire et l'équipement électrique de la locomotive se fait grâce à un pantographe.

Les problèmes à résoudre dans le domaine de la traction sont :

- les charges variables à remorquer,
- les décollements des pantographes,
- le patinage des roues.

Le moteur à collecteur à courant continu a été très largement utilisé en traction jusque dans les années 1970.

Les évolutions technologiques des systèmes de commande en vitesse variable ont permis le remplacement du moteur série à courant continu par le moteur asynchrone triphasé de construction plus simple et de puissance massique (rapport puissance/poids) supérieure à celle du moteur à collecteur.

56 ■ 72 Évolutions récentes

À partir des années 1980, la motorisation synchrone (moteur sans collecteur) à commutateur de courant par thyristors classiques est apparue. L'onduleur de tension pour cette époque était difficile technologiquement à mettre en œuvre à cause de la puissance demandée.

Cette machine synchrone autopilotée est employée pour le TGV atlantique.

À partir de l'année 1988, l'introduction de nouveaux composants de puissance (GTO) et d'une électronique de commande plus performante (microcontrôleur) ont permis de mettre en œuvre des onduleurs de tension (MLI optimisée) pour des moteurs asynchrones triphasés.

Domaine d'emploi : TGV transmanche.

56 ■ 73 TGV transmanche

Le TransManche Super Train (ou TMST) relie Paris à Londres et Londres à Bruxelles à travers le tunnel sous la Manche. Il faut donc accorder les caractéristiques de l'équipement aux valeurs spécifiques de trois réseaux électriques différents et respecter les différents systèmes de signalisation de chaque pays.

- En Angleterre, courant continu 750 V. Le contact se fait par frotteur sur un troisième rail.
- En Belgique, courant continu 3 000 V sous caténaire.
- En France, 25 kV - 50 Hz monophasé sous caténaire.

L'onduleur de tension est réalisé par des GTO de grandes puissances (4 500 V, 2 500 A). Il est impératif d'évacuer les pertes en commutation de ces composants car elles ne sont pas négligeables à forte puissance. Les semi-conducteurs sont placés sur des dissipateurs creux traversés par de l'huile à circulation forcée.

Caractéristiques du moteur du TMST :

Moteur asynchrone 6 pôles à ventilation forcée.

Puissance :

1 020 kW à 4 500 tr/min (correspondant à 300 km/h).

Masse : 1 285 kg.

On distingue deux modes de fonctionnement

Il est judicieux d'utiliser plusieurs stratégies de commande dépendant du point de fonctionnement.

0-195 km/h : on adopte le pilotage vectoriel, c'est-à-dire le contrôle vectoriel de flux. Ce mode de pilotage permet un contrôle du couple au démarrage, des reprises de traction et de freinage performantes.

Le freinage de ce moteur est de type rhéostatique.

195-300 km/h : à grandes vitesses, la tension est constante et égale à sa valeur nominale. L'onduleur est en mode « pleine onde », on limite les pertes par commutation. On ne maintient plus la loi $U/f = Cte$. Le flux décroît si la vitesse augmente. On fonctionne à puissance constante.