



جامعة باتنة 2
الشهيد مصطفى بن بولعيد

2019/2020

Cours : Association machines-convertisseurs

Master 1 : Machines Electriques (S2)



Professeur DRID Saïd

Université de Batna 2

Département Electrotechnique

2019/2020

CONTENU DE LA MATIERE

Chapitre 0 : Généralités sur les entraînements électriques à vitesse variable

- 0.1. Intérêt de la vitesse variable
- 0.2. Entraînements électriques à vitesse variable.
- 0.3. Fonctionnement à quatre quadrants.
- 0.4. Types de Convertisseurs de puissance.
- 0.5. Conclusion.
- 0.6. Références.

Chapitre 1 : Convertisseur-Moteur à courant continu

- 1.1. Rappel sur le moteur à courant continu.
- 1.2. Association MCC-Redresseur.
- 1.3. Association MCC-Hacheur.

Chapitre 2 : Machine asynchrone – Convertisseurs statiques

- 2.1. Rappel sur le moteur asynchrone.
- 2.2. Procédés de variation de vitesse du moteur asynchrone
- 2.3. MAS – Convertisseurs..

Chapitre 3 : Machine synchrone - convertisseurs statiques

- 3.1. Moteur synchrone et problème de démarrage.
- 3.2. MS – Onduleurs et Autopilotage.

Chapitre 4 : Machines spéciales– Convertisseurs statiques

- 4.1. Onduleur de tension – Moteur Brushless ;
- 4.2. Alimentation de puissance pour moteurs pas à pas.

Chapitre 5 : Interactions convertisseur-machine

Etudier les effets des harmoniques générés par les CS sur la machine (Pertes supplémentaires, pulsations du couple, etc.).

Programme des TP :

1. Simulation de la machine à courant continu associée à un hacheur ;
2. Simulation de l'association : onduleur de tension à MLI sinus triangle et vectorielle- machine synchrone ;
3. Simulation de l'association onduleur- machine asynchrone.

Mode d'évaluation : Contrôle continu 40% ; Examen : 60%.

Chapitre deux : Association Moteur asynchrone-Convertisseur

2.1. Rappel sur le moteur asynchrone

2.2.1. Introduction :

La machine à courant continu est une machine électrique tournante qui fonctionne, comme son nom l'indique, à partir de tensions et de courants continus. Dans le cas de petits moteurs, elle est donc adaptée à des sources d'énergie électrochimiques. Pour les fortes puissances, on la trouve dans les lignes de métro, tramway et TVG où elle fonctionne en moteur (traction) ou en génératrice (freinage).

L'utilité de la vitesse variable est incontestable dans l'industrie, le transport ainsi que dans les consommations ménagères courantes.

Au moment où la machine à courant continu présente des inconvénients tel que présence de système balais collecteur, maintenance périodique, etc..., la machine asynchrone est simple de construction, robuste, peu coûteuse et ne nécessite pratiquement pas d'entretien, à une masse réduite et une grande résistance à la pollution ambiante. Pour cela, elle est de plus en plus utilisée dans les entraînements à vitesse variable bien qu'elle ne soit pas aisée à contrôler en couple et en vitesse.

2.2.2. Constitutions de la machine asynchrone triphasée :

Dans une machine asynchrone triphasée, on peut distinguer les principaux éléments suivants Le figure (1-1) :

- **Le stator** : Il est constitué d'un cylindre ferromagnétique entaillé d'encoches permettant d'y loger les bobinages. Ce cylindre est constitué d'un empilement de plaques de tôles feuilletées afin de limiter les courants de Foucault. Afin de réaliser le branchement de la machine au réseau, toutes les connexions sont regroupées dans un boîtier, généralement appelé plaque à bornes. On y retrouve donc six connexions pour les enroulements statoriques, plus éventuellement celles du capteur de température.
- **Le rotor** : À cage : (rotor en court-circuit) : c'est le plus fréquent. Ce type de rotor a été inventé par Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski au début des années 1890. Ces rotors sont constitués de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices régulièrement réparties à la périphérie du rotor. Les barres sont reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit (voir figures ci-contre). Les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champ tandis que les barres accueillent les courants induits. Pour les machines de faible puissance, les rotors sont réalisés à partir d'un empilement de tôles découpées et isolées les unes des autres (feuilletage) dans lesquelles on injecte un matériau conducteur de manière à constituer les barres ainsi

que les anneaux de court-circuit. Pour les machines de forte puissance, les barres sont insérées dans le rotor puis les anneaux de court-circuit sont soudés ou brasés aux barres²². Le matériau constituant les barres et les anneaux de court-circuit est généralement un alliage à base d'aluminium, mais on peut aussi rencontrer du cuivre ou du laiton. En général, les barres sont légèrement inclinées suivant l'axe du rotor afin que le nombre de barres présentes sous une phase statorique soit constant quelle que soit la position du rotor. Ce procédé permet de diminuer la variation de la réluctance du circuit magnétique au cours de la rotation du rotor (ou « effet d'encoches ») et de diminuer ainsi les oscillations de couple. C'est cette inclinaison des encoches qui donne à l'ensemble barres plus anneaux de court-circuit la forme d'une cage d'écureuil déformée. À bague : le rotor d'une machine à bague est constitué de trois bobines (on parle aussi de rotor bobiné). Chaque bobine est reliée à une bague. Les bagues permettent d'avoir une liaison électrique avec les bobines du rotor.



Fig. (2-1) : Constitution de la machine asynchrone

2.2.3. Principe de fonctionnement :

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. Ce champ tournant est synchrone de la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa fréquence de rotation (sa vitesse) est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique.

La vitesse du champ tournant est donnée par la relation suivante :

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (tr / min). \quad (2-1)$$

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple de forces de Laplace qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux : loi de Lenz. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

La machine est dite asynchrone car la vitesse du champ n'est jamais égale à la vitesse du rotor. En effet, dans ce cas, les courants s'annulent de même que le couple qu'ils

produisent. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée glissement.

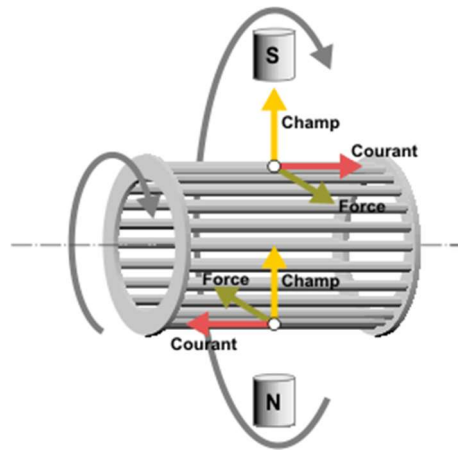


Fig. (2-2) : Force de Laplace.

La réversibilité : La machine asynchrone fonctionne aussi bien en générateur qu'en moteur. On dit qu'elle est réversible. La machine étant excitée par un courant inducteur : Elle fonctionne en génératrice, si on fait tourner l'induit par un procédé d'entraînement.

2.2.4. Régime dynamique du moteur asynchrone :

Pendant le régime transitoire la vitesse, le couple et le courant sont variable et étroitement liés au paramètres du moteur (résistance, inductance, inertie, frottement, flux et tension d'alimentation). Les équations électromécaniques qui régissent le régime transitoire sont au nombre de trois, deux d'origine électrique et la troisième d'origine mécanique.

L'équation électrique met en évidence la loi existant entre les courant, les flux et les tensions appliquées au moteur :

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\bar{\phi}_s \cdot \omega_s \quad (2-2)$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\bar{\phi}_r \cdot \omega_r$$

L'équation mécanique met en évidence la deuxième loi de Newton, elle est donnée comme suit :

$$C_e = C_r + J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (2-3)$$

Tel que les flux peuvent être écrites comme suit :

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (2-4)$$

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s$$

$$\text{Le glissement : } g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (2-5)$$

$$\text{La vitesse électrique du rotor : } \omega = p \cdot \Omega \quad (2-6)$$

Où :

U : tension continue appliquée à l'induit. ; R_s, R_r : résistance stator, rotor ; I_s, I_r : courant stator, rotor ; Ω : Vitesse mécanique du rotor (rd/s). ; L_s, L_r : inductance cyclique stator, rotor; M : inductance mutuelle, rotor ; ϕ_s, ϕ_r : Flux stator, rotor. ; C_e : le couple moteur pendant le régime transitoire. ; E : (f.c.e.m du moteur) a pour expression : ; C_r : le couple résistant, ; J : le moment d'inertie ; f : le coefficient frottement, p : nombre de paires de pôles.

2.2.5. Régime permanent du moteur asynchrone :

En régime permanent le modèle (2-2) serait

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= R_s \bar{I}_s + j \bar{\phi}_s \cdot \omega_s \\ 0 &= R_r \bar{I}_r + j \bar{\phi}_r \cdot \omega_r\end{aligned}\quad (2-7)$$

En remplaçant (2-4) dans (2-7) on aura :

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= R_s \bar{I}_s + j L_s \cdot \omega_s \bar{I}_s + j M \cdot \omega_s \bar{I}_r \\ 0 &= R_r \bar{I}_r + j L_r \cdot \omega_r \bar{I}_s + j M \cdot \omega_r \bar{I}_s\end{aligned}\quad (2-8)$$

2.2.6. Schémas équivalents d'une phase :

Dans le cas des machines asynchrones, il comprend, au minimum, une association de résistances et d'inductances. Il permettant de modéliser la machine en régime permanent. En utilisant les équations (2-5) et (2-8), on aura les deux équations suivantes :

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= (R_s + j L_s \cdot \omega_s) \bar{I}_s + j M \cdot \omega_s \bar{I}_r \\ 0 &= \left(\frac{R_r}{g} + j L_r \cdot \omega_s \right) \bar{I}_r + j M \cdot \omega_s \bar{I}_s\end{aligned}\quad (2-9)$$

Ces équations peuvent être schématisé par le circuit ci-dessous :

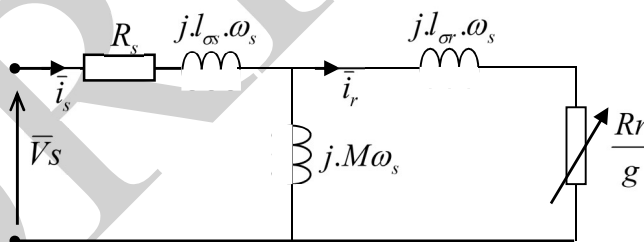


Fig. (2-3) Schéma équivalent ramener au stator

Pour les machines de grandes puissance la résistance statorique peut être négliger. Dans ce cas, on ajoute une erreur de 2 ou 3 %, mais on obtient un résultat proche de la réalité. Le modèle à fuites totalisé ramené au stator est le plus fréquent dans la littérature car il comporte des éléments que l'on peut identifier relativement simplement et de manière suffisamment précise et il est simple d'emploi.

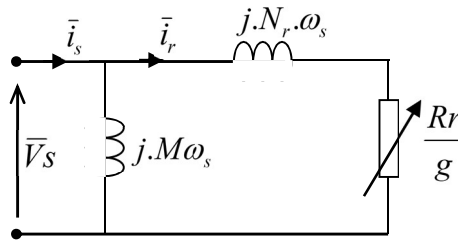


Fig. (2-4) Schéma équivalent simplifié.

Avec :

- $N_r = (l_{\sigma s} + l_{\sigma r})$: induction fuites totalisé
- $l_{\sigma s} = (L_s - M)$: induction fuites statorique
- $l_{\sigma r} = (L_r - M)$: induction fuites rotorique

Il est intéressant pour les bilans de puissance de décomposer la résistance (R_r/g) en deux termes :

- R_r : résistance ramenée de l'enroulement rotorique, responsable des pertes par effet Joule au rotor (pertes Joule rotoriques).
- $R_r \cdot \frac{1-g}{g}$: résistance fictive : la puissance qu'elle consomme correspond en réalité à la puissance utile de la phase considérée. (Puissance transformée en puissance mécanique par la machine).

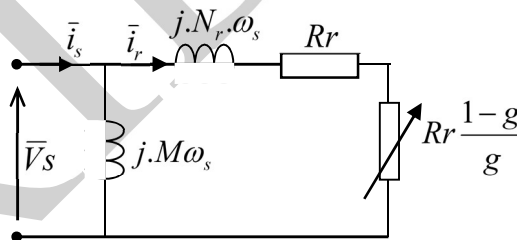


Fig. (2-5) : Schéma équivalent modifier

2.2.7. Caractéristiques électromécaniques :

La puissance électromagnétique utile correspond pour chaque phase à la puissance consommée par la résistance $R_r \cdot \frac{1-g}{g}$. La puissance électromécanique totale pour les trois phases a donc pour expression :

$$P_{em} = C_{em} \Omega = 3R_r \cdot \frac{1-g}{g} I_r^2 \tag{2-11}$$

Le couple est une fonction du glissement, soit en fonction de la vitesse. D'après le schéma équivalent de la figure (2-5) Dans le cadre de cette approximation on a :

$$I_r^2 = \frac{V_s^2}{(N_r \omega_s)^2 + \left(\frac{R_r}{g}\right)^2} \tag{2-12}$$

Avec V_s : valeur efficace de la tension aux bornes d'une des phases du stator de la machine.

Couple électromagnétique : De l'expression de la puissance et des deux équations ci-dessus on en déduit l'expression du couple électromagnétique en fonction du glissement :

$$\begin{cases} g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} \\ \Omega_s = \frac{\omega_s}{p} = \frac{2\pi \cdot f_s}{p} \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \tag{2-13} (***)$$

La vitesse mécanique du rotor est égale au rapport de la vitesse électrique du rotor et le nombre de paires de pôles. Pour une machine à p paires de pôles on a :

$$C_{em} = 3p \cdot \frac{V_s^2}{\omega_s} \cdot \frac{\left(\frac{R_r}{g}\right)}{(N_r \omega_s)^2 + \left(\frac{R_r}{g}\right)^2} = \frac{3p}{N_r} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \cdot \frac{1}{\left(\frac{g N_r \omega_s}{R_r}\right) + \left(\frac{R_r}{g N_r \omega_s}\right)} \tag{2-14}$$

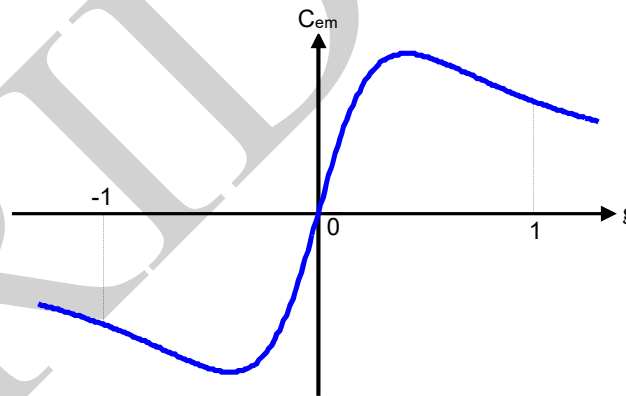


Fig. (2-6) : Caractéristique électromagnétique de la MAS en fonction du glissement.

La courbe représentative de l'expression du couple en fonction du glissement possède une symétrie par rapport à l'origine. Le couple électromagnétique passe par un maximum pour

$$\begin{cases} C_{max} = \frac{3p}{N_r} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \\ g_{max} = \frac{R_r}{N_r \omega_s} \end{cases} \tag{2-15}$$

En introduisant ce couple maximal et le glissement correspondant dans l'équation du couple électromagnétique on obtient la relation

$$C_{em} = 2.C_{max} \cdot \frac{1}{\left(\frac{g_{max}}{g}\right) + \left(\frac{g}{g_{max}}\right)} \tag{2-16}$$

L'analyse de l'expression (2-16) montre que le moteur possède deux zone de fonctionnement :

pour $g = g_{max} \Rightarrow C_{em} = C_{max}$

pour $g \ll g_{max} \Rightarrow C_{em} = \frac{2.C_{max}}{g_{max}} g = K_1.g$ (zone stable) (2-17)

pour $g \gg g_{max} \Rightarrow C_{em} = \frac{2.g_{max} C_{max}}{g} = \frac{K_2}{g}$ (zone instable) (2-18)

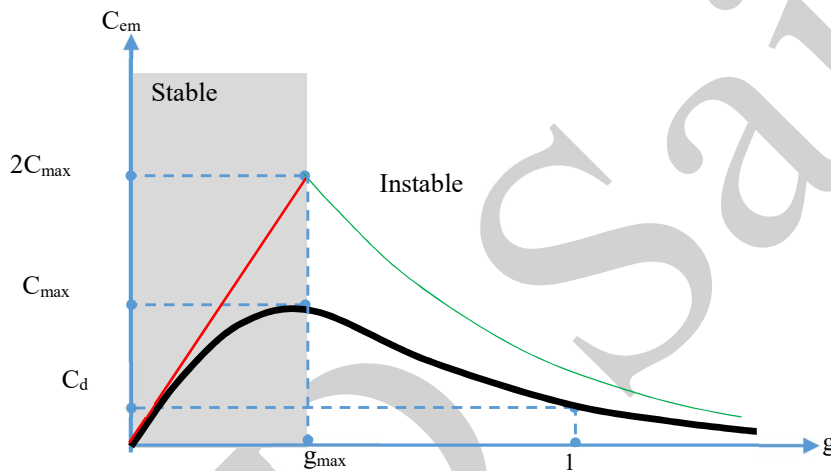


Fig. (2-7) : domaines de fonctionnement de la MAS .

La Courbe du couple peut être trace en fonction de vitesse mécanique comme montrer sur la figure (2-8) :

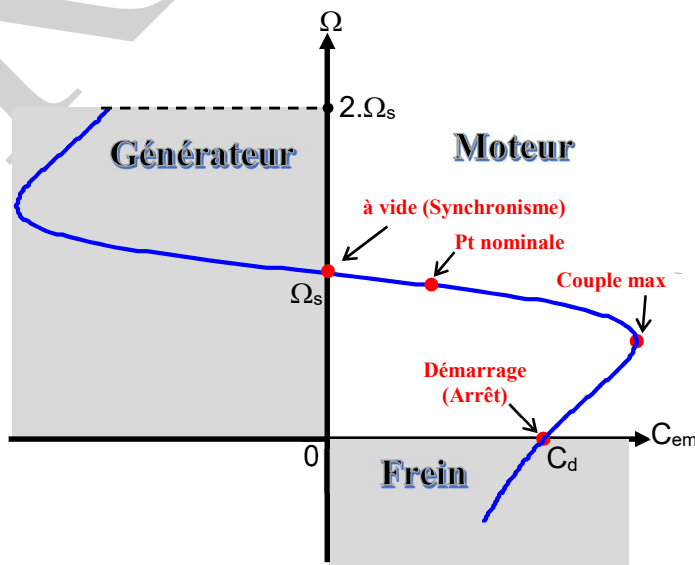


Fig. (2-8) : Caractéristique électromagnétique de la MAS en fonction de la vitesse du rotor.

2.2. Procédés de variation de vitesse du moteur asynchrone :

Les expressions de la vitesse et du couple montrent que le nombre de paires de pôles, la tension Vs, la résistance du rotor et de la fréquence fs.

2.2.1. Action sur le nombre de paires de pôles :

Moteur de type Dahlander : ce type de moteur possède 2 bobinages distincts par phase, qui peuvent être couplés en série (Petite vitesse) ou en parallèle (Grande vitesse)

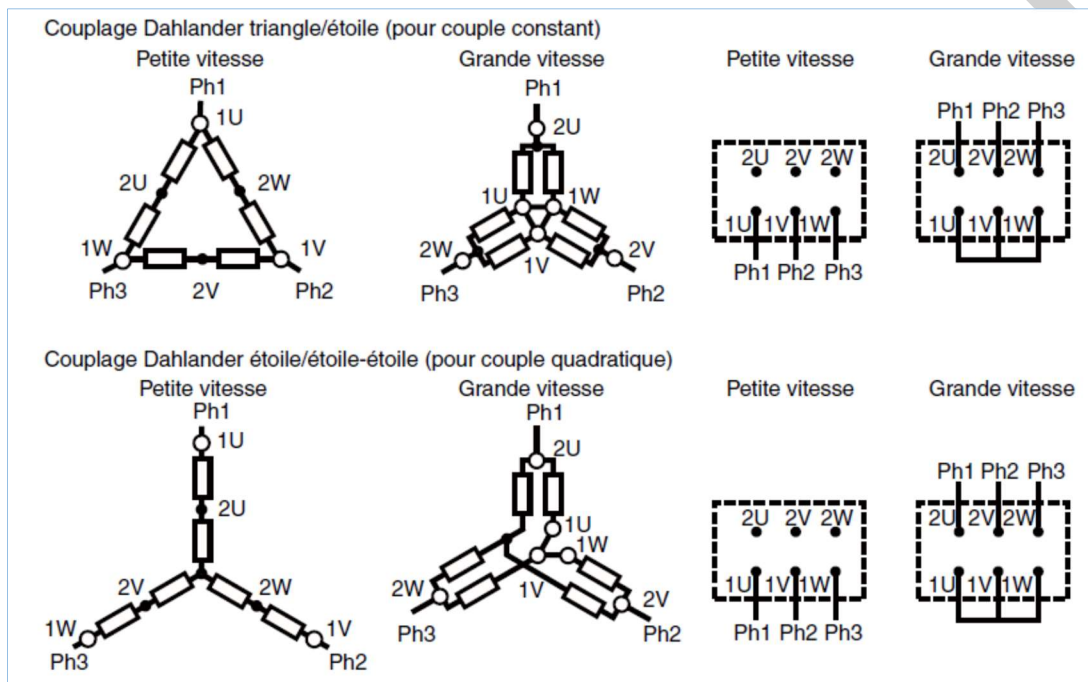


Fig. (2-9) : Différents types de couplage Dahlander. (Cahier technique n°207, <http://www.schneider-electric.com>)

Moteur à enroulements séparés : C'est l'assemblage de deux moteurs ayant des vitesses et des couples différents. L'encombrement est plus important, mais le rapport des vitesses peut être différent de 2

2.2.2. Action sur la tension :

L'expression du couple montre que le couple est proportionnel au carré de la valeur efficace de la tension comme l'indique la figure (2-10). C'est un moyen simple de variation de vitesse, mais la plage de variation de vitesse est très réduite, limitée entre la vitesse permettant l'obtention du couple maximum et la vitesse de synchronisme. L'obtention de très faible vitesse n'est pas possible.

$$C_{em} = \frac{2.C_{max}}{g_{max}} g = k_1 V_s^2 g$$

$$k_1 = 2 \frac{3p}{g_{max} N_r} \cdot \frac{1}{\omega_s^2}$$

La fonction vitesse vitesse-couple est une droite :

$$\Omega = \frac{k_1 V_s^2 \cdot \Omega_s - \Omega_s C_{em}}{k_1 V_s^2} = \Omega_s - \frac{\Omega_s}{k_1 V_s^2} C_{em} \tag{2-19}$$

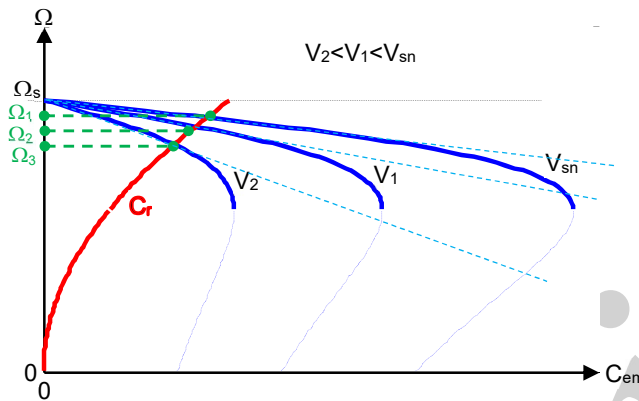


Fig. (2-10) : Variation de la vitesse de la machine asynchrone par la tension.

La variation de la valeur efficace de la tension statorique est réalisé par d'un gradateur comme l'indique la **figure** (-11).

2.2.3. Association MAS-Gradateur :

L'alimentation du moteur asynchrone triphasé est obtenue par l'intermédiaire d'un gradateur constitué de 3 triac où 6 thyristors, montés tête-bêche par 2 dans chaque phase du réseau. Il permet, en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors, de délivrer une tension découpée dont la valeur efficace varie (la fréquence reste fixe). Actuellement cette procédure est surtout utilisée pour le démarrage des moteurs asynchrones.

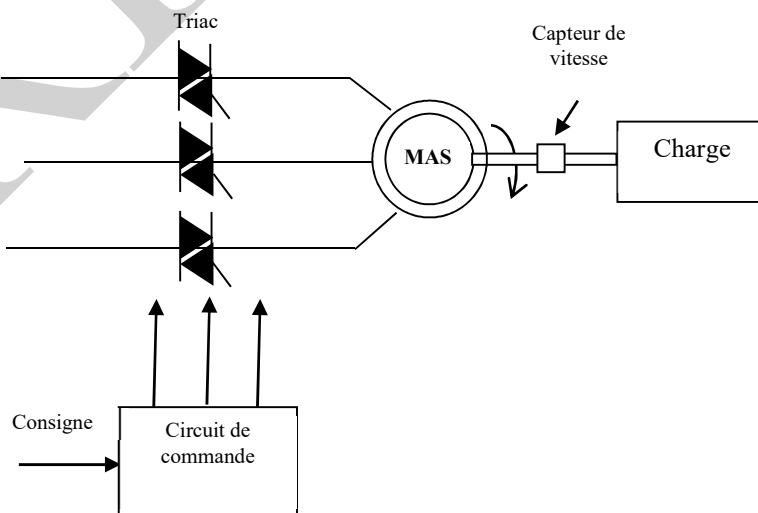


Fig. (2-11) : Association MAS-Gradateur.

Pour comprendre le fonctionnement du gradateur, on suppose que le moteur se comporte comme une charge résistive.

Il existe plusieurs façons d'associer l'interrupteur avec la charge. Les vrais gradateurs triphasés sont formés de trois ensembles de deux thyristors montés entre le réseau et la charge couplés en triangle ou en étoile sans neutre :

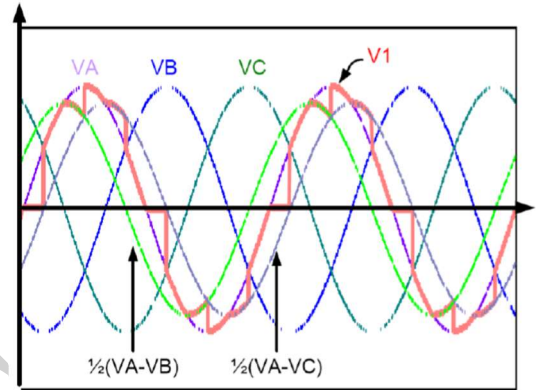
On se limitera au tracé des tensions de sortie exemple V1 aux borne d'une phase du stator, les autres V_A , V_B et V_C étant les trois tensions du réseau.

Selon la valeur de l'angle d'amorçage de chaque thyristor, trois modes de fonctionnement sont possibles (www.cours-gratuit.com--id-11236.pdf).

1er Cas où $0 < \alpha < \pi/3$:

La tension d'une phase du stator a pour valeur

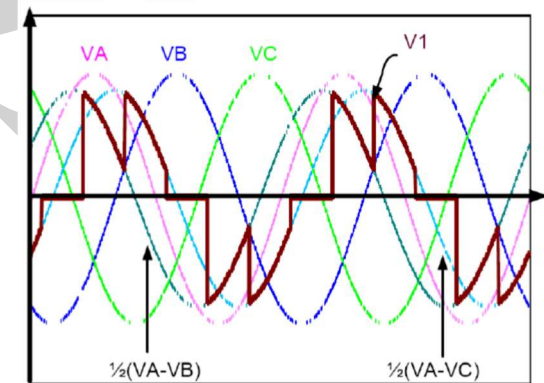
$$\text{efficace : } V_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} v^2(t).dt} = V_{\text{eff}} \sqrt{1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin(2\alpha)}$$



2ème Cas où $\pi/3 < \alpha < (\pi/2 + \alpha)$:

La tension d'une phase du stator a pour valeur

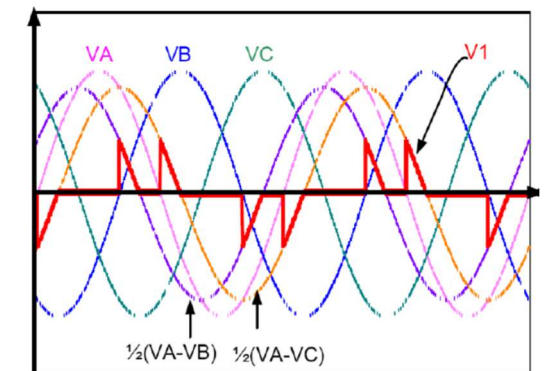
$$\text{efficace : } V_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} v^2(t).dt} = V_{\text{eff}} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \sin(\frac{\pi}{6} + 2\alpha)}$$



3ème Cas où : $\pi/2 < \alpha < (5\pi/6 + \alpha)$:

La tension d'une phase du stator a pour valeur

$$\text{efficace : } V_1 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} v^2(t).dt} = V_{\text{eff}} \sqrt{\frac{5}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \sin(\frac{\pi}{3} + 2\alpha)}$$



2.2.4. Action sur la résistance rotorique :

Si le moteur est à bagues, on peut utiliser le rhéostat rotorique pour, à couple donné, augmenter le glissement. On réduit ainsi la vitesse, mais le rendement diminue. L'intérêt de ce réglage est d'être progressif.

$$C_{em} = \frac{2.C_{max}}{g_{max}} g = \frac{k_2}{R_r} g = \frac{k_2}{R_r} (1 - \frac{\Omega}{\Omega_s})$$

$$k_2 = 6p \cdot \frac{V_s^2}{\omega_s}$$

La fonction vitesse vitesse-couple est une droite

$$\Omega = \Omega_s - \frac{\Omega_s \cdot R_r}{k_2} \cdot C_{em} \tag{2-20}$$

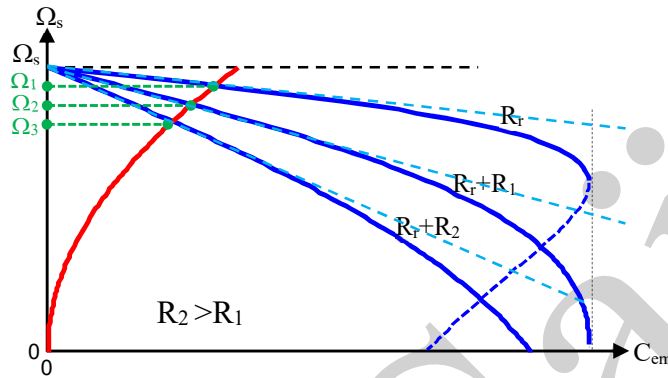


Fig. (2-12) : Variation de la vitesse par la résistance rotorique

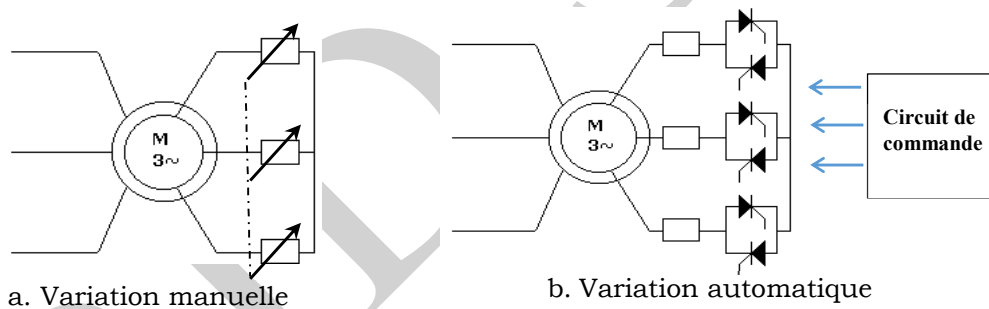


Fig. (2-13) : Schémas de variation de la vitesse de la MAS par la résistance rotorique.

Contrairement à la partie précédente où l'énergie de glissement est dissipée dans des résistances ce qui diminue le rendement du système. D'autres montages permettant de récupérer cette énergie de glissement.

En utilisant des convertisseurs électroniques on peut renvoyer l'énergie de glissement au réseau. Le rendement global est amélioré. Ce type de montage s'appelle cascade hypo-synchrone. Malheureusement, elle n'est plus employée actuellement, son utilisation était réservée aux machines de puissance supérieure à 500kW.

2.2.5. Cascades hypo-synchrone :

Dans ce cas, les enroulements du stator sont directement connectés au réseau. Deux options de convertisseur au rotor sont alors utilisées [1-8]. Dans la première, un redresseur triphasé à diodes et un onduleur non autonome sont employés, ou la méthode

Scherbius favorisant ainsi l'injection de la puissance de glissement dans le réseau électrique comme illustré dans la figure (2-14). Dans la seconde option, un redresseur triphasé à diodes et un hacheur sont utilisés ou schema de *Kramer*. Dans cette dernière méthode la puissance de glissement est restituée au moteur asynchrone par l'intermédiaire d'un moteur auxiliaire calé sur son rotor, voir Fig. (2-15).

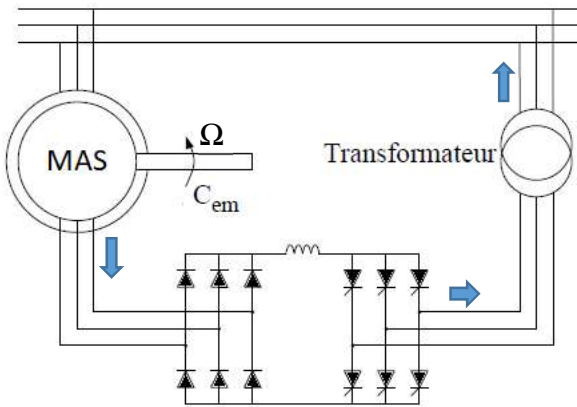


Fig. (2-14) Système *Scherbius*

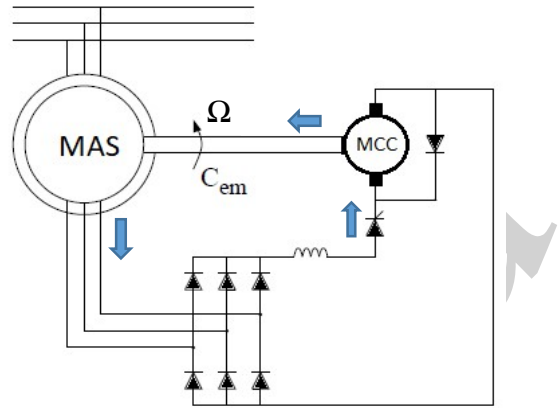


Fig. (2-15) Système *Kramer*

2.2.6. Action sur la fréquence statorique:

La vitesse d'un moteur dépend fortement de la fréquence du réseau d'alimentation. D'après l'équation (2-7), en négligeant le résistance statorique, le flux du stator est donné comme suit :

$$\bar{\phi}_s = \frac{\bar{u}_s}{j.\omega_s} \tag{2-21}$$

Le module du flux statorique devient :

$$\phi_s = \left| \frac{\bar{u}_s}{j.\omega_s} \right| = \frac{V_s}{\omega_s} \tag{2-22}$$

Si on considère que ϕ_{sn} est le flux nominal donner par l'équation suivante :

$$\phi_{sn} = \frac{V_{sn}}{\omega_{sn}} = C^{ste} \tag{2-23}$$

On distingue deux méthodes d'action sur fréquence.

► **Variation de la fréquence à tension fixe :** La diminution du flux et la saturation des machines électriques sont des problèmes liés aux variations de la fréquence. Lorsque la fréquence f_s augmente, le flux diminue et entraîne une diminution du couple maximale. Et inversement, lorsque la fréquence f_s diminue le flux augment et entraîne la saturation de la machine. Cette technique est utilisée dans des régimes des sur vitesses.

► **Variation de fréquence à V/fs constante** : Dans les régimes des sous vitesses il faut maintenir le flux constant pour cette raison on utilise la loi à V/fs. Cette technique est utilisée dans des régimes des sous-vitesse.

$$C_{em} = \frac{2 \cdot C_{max}}{g_{max}} g = k_3 \cdot (\Omega_s - \Omega)$$

Pour $\Omega < \Omega_{sn} \Rightarrow \Omega = \Omega_s - \frac{C_{em}}{k_3}$

Avec $k_3 = \frac{6 \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2}{R_r}$

Pour $\Omega > \Omega_{sn} \Rightarrow \Omega = \Omega_s - \frac{\Omega_s^2 C_{em}}{k_4}$

Avec $k_4 = \frac{6 \cdot \left(\frac{V_s}{P}\right)^2}{R_r}$

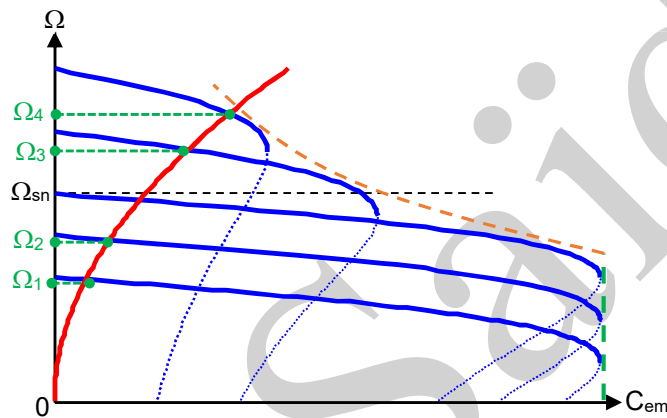


Fig. (2-16) : Variation de la vitesse de la MAS par la fréquence (la loi V/f).

La figure (2-17) résume les deux dernières made de réglage de vitesse. En effet entre zéro et la vitesse nominale (à charge nominale), la variation de vitesse se fait par la tension en maintenant le flux constant. Une fois la tension nominale est atteinte, la variation de vitesse se fait en mode défluxé, dans ce cas il ne faut pas annuler le flux et respect la limitation de vitesse.

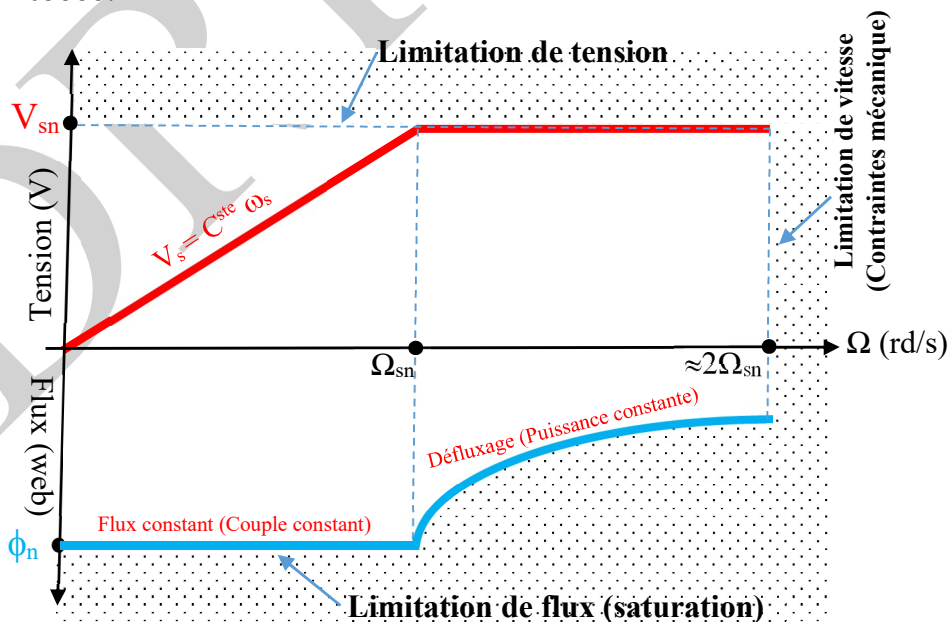


Fig. (2-17) : Modes de variation de vitesse du MCC

Les variateurs de fréquence constituent un élément essentiel des systèmes d'entraînement à vitesse variable des machines asynchrone. Ils peuvent être classés en deux grandes catégories :

- Ceux utilisant des sources de tension continue (onduleur).
- Ceux utilisant le réseau alternatif (cyclo-convertisseur, convertisseur matricielle).

2.2.7. Association MAS-Onduleur

La structure de l'onduleur reste la même quel que soit sa puissance, seuls les calibres des composants vont croissants avec la puissance de l'installation. Généralement on a deux variantes :

- La première à réversibilité rhéostatique (énergie de freinage dissipée par un hacheur),

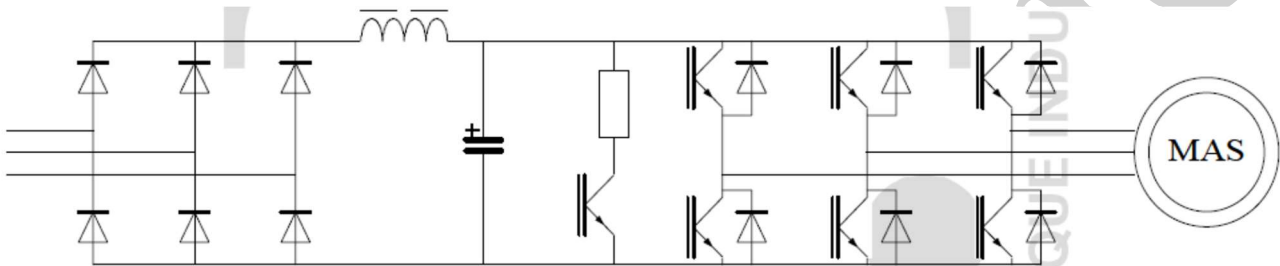


Fig. (2-18) : Topologie à réversibilité rhéostatique

- La deuxième à réversibilité complète (énergie de freinage renvoyée au réseau).

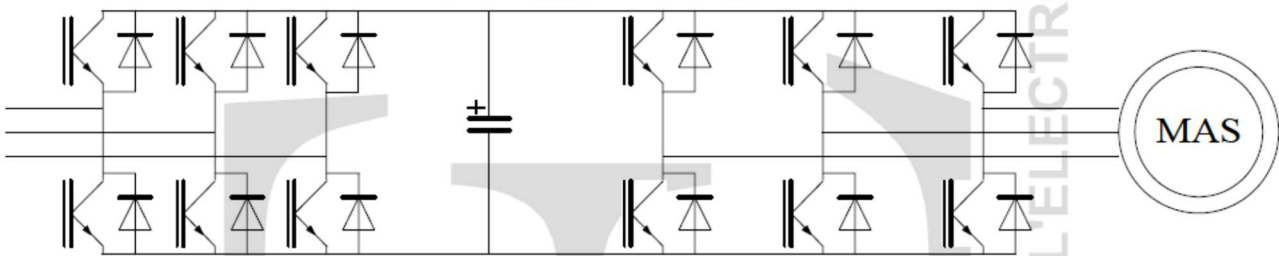


Fig. (2-18) : Topologie à réversibilité complète

a. Stratégies de commande de l'onduleur

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques. La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion ont été développées :

- MLI naturelle ou intersective.
- MLI avec contrôle d'amplitude.
- MLI vectorielle.

Dans ce qui suit, nous allons présenter le principe de la stratégie de contrôle en tension par MLI sinus-triangle.

- **MLI sinus-triangulaire** : Cette stratégie permet la génération des impulsions de commande à partir de l'instant où on a l'intersection d'une onde de référence généralement sinusoïdale $V_{ref}(t)$ d'une fréquence f avec une onde triangulaire appelée porteuse $V_p(t)$ $V_p(t)$ d'une fréquence f_p très élevée. La figure (2-18) illustre ce principe.

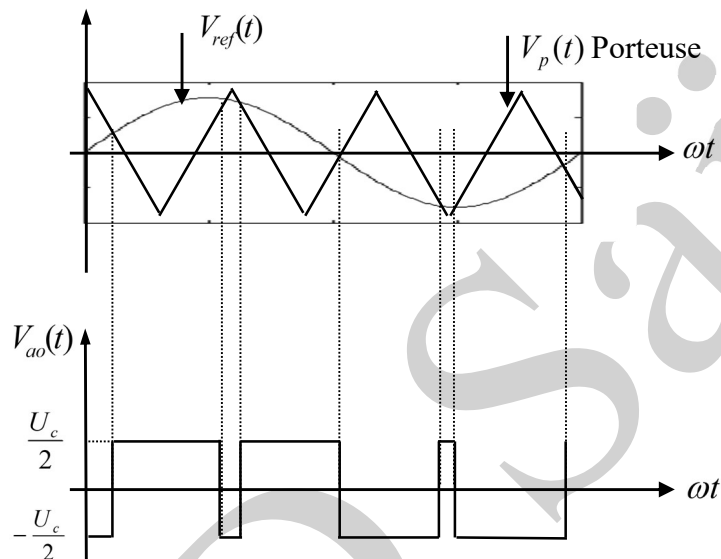


Fig. (2-19) : Principe de MLI sinus-triangulaire

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- Le coefficient de modulation m : rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence.
- Le coefficient de réglage de la tension r : rapport de l'amplitude de référence avec celle de la porteuse.
- **MLI à hystérésis** : La moyenne la plus simple, avec un onduleur de tension, pour réaliser une source de courant alternatif triphasé est de le commander en mode glissant. On parle également de commande en fourchette ou de commande en hystérésis. Les figures (2-20) et (2-21) donne le principe de cette commande en triphasée et en monophasé : si le courant mesuré i est inférieur à la référence i_{ref} , augmenté d'une fourchette F , la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible. Et s'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible. Une commande avec une bascule à hystérésis de seuil $2F$ est nécessaire pour réaliser cette commande. En triphasé, le fonctionnement instantané de l'onduleur

ainsi commandé n'est pas très simple, et l'un des problèmes posés par une telle commande réside dans le fait que la période de commutation est variable et inconnue.

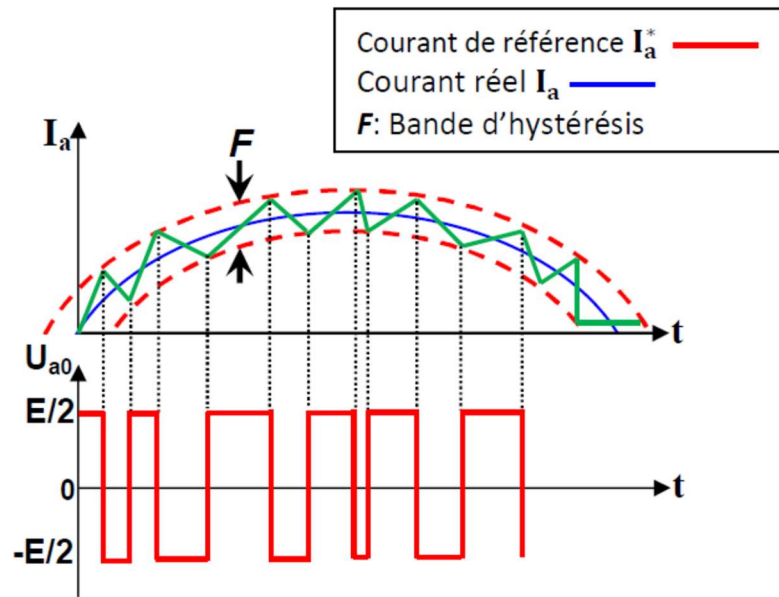


Fig. (2-20) : Principe d'une commande à hystérésis

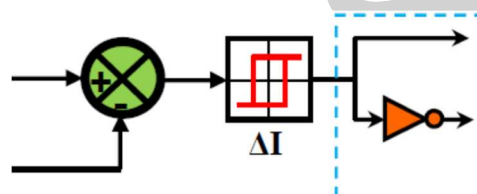


Fig. (2-21) : Contrôle en fourchette du courant d'une phase

On note que la commande en fourchette conduit à des fonctionnements à fréquence variable, ce qui peut être indésirable, en particulier pour des raisons de dimensionnement. Il est alors fréquent de recourir aux commandes MLI à fréquence fixe.

- **MLI vectorielle** : L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces techniques numériques on trouve la modulation vectorielle (ou Space Vector Modulation) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia. La SVM est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé, sur une période de modulation T_s , par un vecteur tension moyen. Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones.

Cette technique de modulation repose sur la représentation d'une machine triphasée par une machine diphasée équivalente. On définit ainsi deux repères diphasés, l'un lié au stator (α - β), et l'autre lié au champ tournant (d-q), où le passage des grandeurs triphasées aux grandeurs diphasées se fait par simple projection sur les axes concernés. Considérons l'onduleur de tension triphasé figure (2-22). Ses six interrupteurs sont commandés de manière complémentaire deux à deux, nous avons seulement trois degrés de liberté, ayant deux états chacun : Fermé ou Ouvert. Nous pouvons alors représenter les 8 vecteurs d'états possibles dans le plan (α - β) figure (2-22.a). On peut ainsi reconstruire n'importe quelle tension \vec{V}_s en combinant ses deux vecteurs adjacents figure (2-22.b). En supposant que \vec{V}_s se trouve dans le 1er secteur du plan (α - β), T1 et T2 sont les temps d'application de ses vecteurs adjacents : \vec{V}_1 et \vec{V}_2 respectivement.

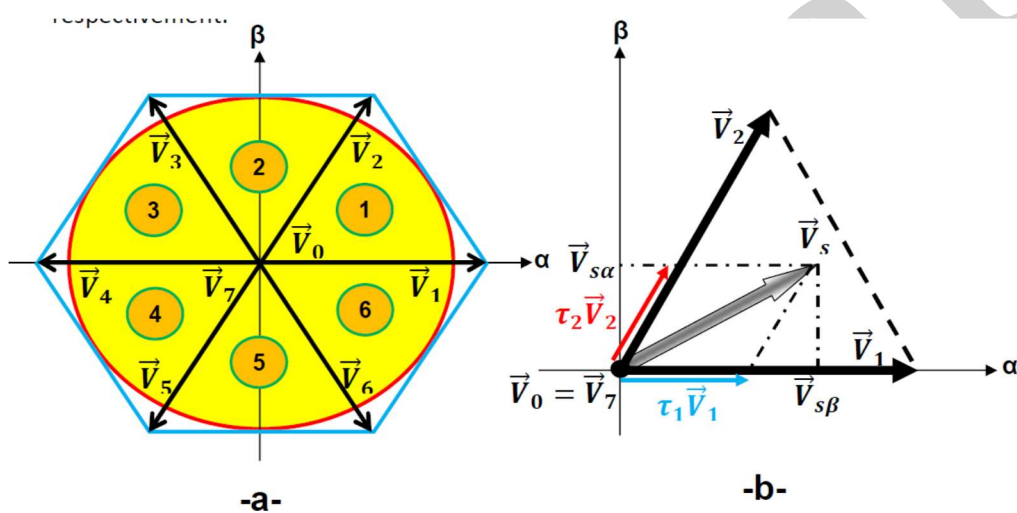


Figure (2-22) : a) Représentation des vecteurs tensions réalisables par l'onduleur
b) Projection du vecteur à réaliser sur ses deux vecteurs adjacents

La somme des deux vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 respectivement appliqués pendant les durées τ_1 et τ_2 donne donc le vecteur \vec{V}_s initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls (\vec{V}_0 et \vec{V}_7) et en codant par un 1 un interrupteur fermé et un zéro un interrupteur ouvert, nous pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur \vec{V}_s souhaité, comme le montre l'exemple de la figure (2-23).

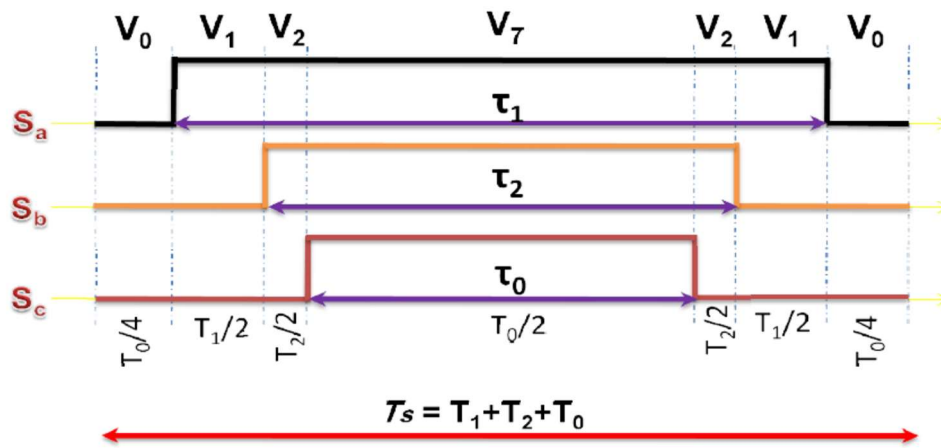


Figure (2-23) : Reconstitution des signaux de commande

Cette technique de modulation est beaucoup plus efficace que la précédente puisqu'elle permet d'obtenir des vecteurs tensions inscrits dans le polygone de la figure (I-16-a), donc des tensions crêtes aux bornes de la charge de $\pm E$ (à comparer avec la valeur de $\frac{\sqrt{3}}{2} E$ obtenue avec la modulation intersective).

b. Critères de performance :

Spectre des harmoniques de courant : Les harmoniques de courant sont à l'origine de pertes joules qui représentent une grande partie des pertes de la machine. Il est souvent utile de connaître la contribution individuelle de chaque fréquence à la distorsion totale. L'analyse par FFT (Fast Fourier Transformation) du courant donne son spectre harmonique, qui est une caractéristique plus détaillée que le facteur de distorsion harmonique global.

Le spectre harmonique typique des MLI à fréquence de commutation constante présente des raies d'amplitude importante autour de cette fréquence et de ses multiples. Ceci entraîne des problèmes de bruit acoustique, pouvant être amplifié par des phénomènes de résonances mécaniques. Certaines techniques de MLI (MLI aléatoire par exemple) cherchent à éviter cette concentration d'énergie harmonique autour de certaines fréquences, en la répartissant sur toute la bande de fréquence.

Pour évaluer et comparer les performances de MLI, le spectre harmonique de courant s'avère être le critère principal.

Ondulation du couple : Les ondulations du couple électromagnétique d'une machine créée par une séquence de MLI peut être caractérisée par :

$$\Delta C_{em} = \frac{C_{em-max} - C_{em-moy}}{C_{em-nom}} \quad (2-24)$$

Où C_{em-max} , C_{em-moy} et C_{em-nom} sont respectivement le couple maximal, le couple moyen et le couple nominal.

Certaines applications imposent une ondulation de couple faible. Il existe des MLI optimisées dans ce sens.

Pertes à la commutation : Elles dépendent de la tension du bus continu, du courant dans la charge, et de la fréquence de commutation f_c . C'est pour cela qu'en forte puissance, le nombre de commutations par période du fondamental est obligatoirement faible. Les pertes à la commutation dépendent aussi, pour certaines MLI, du facteur de puissance de la charge. Des techniques optimisées pour minimiser ces pertes visent à imposer aux semi-conducteurs l'état passant ou bloqué (c'est à dire sans commutations) pendant les intervalles de temps où le courant qui les traverse est maximal (ou minimal).

2.2.1. Association MAS-Cyclo-convertisseur :

Parmi les procédés de variation de fréquence pour faire varier la vitesse des moteurs asynchrone on trouve le cyclo-convertisseur.

Dans ce cas, on utilise directement les tensions V_A , V_B , V_C du réseau à tension et fréquence constantes Fig. (2-24). Les trois tensions V_1 , V_2 et V_3 appliquées à la machine sont formées de portions convenablement choisies des sinusoïdes fournies par le réseau. Deux thyristors montés tête-bêche sont nécessaires dans chaque liaison réseau et du moteur pour permettre le passage du courant dans le sens convenable Fig. (2-25). En triphasé, il faut donc au minimum $3 \times 3 \times 2$ soit 18 thyristors.

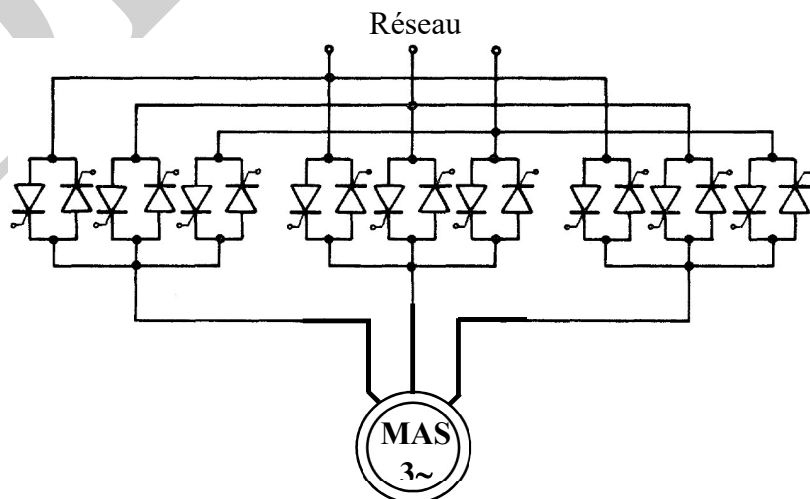


Fig. (2-24) : Topologie du cyclo-convertisseur

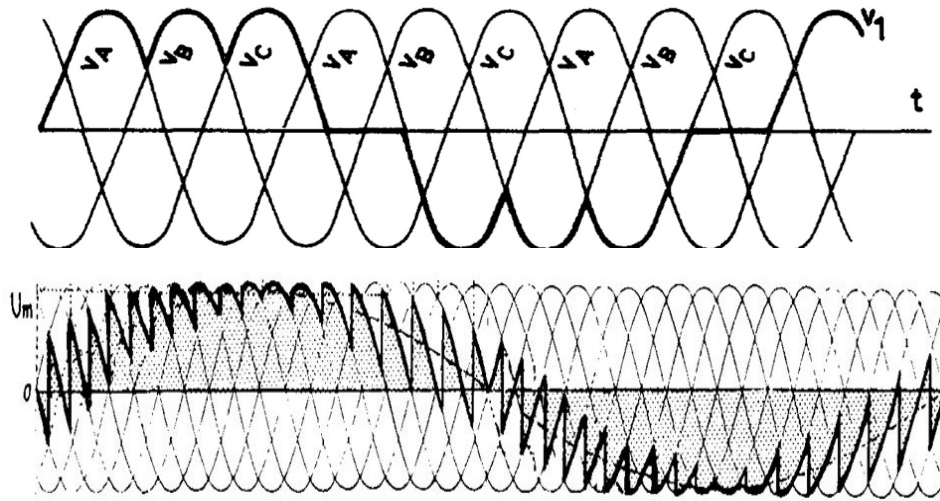


Fig. (2-25) : Exemple simple de changement de fréquence (passage de f à $f/3$ et $f/10$)

2.3. Conclusion

Ce chapitre est un résumé sur les moteurs asynchrone et son utilisation dans les systèmes à vitesse variable ainsi que les topologies de variateurs de vitesse les plus utilisées avec ce type de moteurs.

2.4. Références

- [1] François C. “ Génie Électrique”. Ellipses, 2004.
- [2] Leonhard W., “ Control of Electrical Drives. Springer-Verlag editions, Second edition, 1996.
- [3] deFORNEL B. «MachinesasynchronesAlimentationetcaractéristiques», Techniques de l’Ingénieur D3620 (août 2004).
- [4] Lecocq D., Lataire P. et Wymeersch, W. «Application of the double fed asynchronous motor (DFAM) in variable-speed drives» Power Electronics and Applications,1993, Fifth European Conferenceon. Brighton, UK 1993. P. 419–425.
- [5] Taouni A., les convertisseurs alternatifs-alternatifs les gradateurs”, (www.cours-gratuit.com--id-11236.pdf)
- [6] Gaucheron E., “ Les moteurs électriques, pour mieux les piloter et les protéger”, Cahier technique n°207, <http://www.schneider-electric.com>.
- [7] Leonhard W., “Adjustable-Speed AC Drives” Invited Paper; Proceedings of the IEEE, Volume: 76, Issue: 4, April 1988, pp.455-471.
- [8] Vicatos M. S. and Tegopoulos J. A. ‘A Doubly-Fed Induction Machine Differential Drive Model for Automobiles’ *IEEE Transactions on Energy Conversion*, June 2003, 18, (2), pp. 225-230.

- [9] Blaschke E., "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machine," Siemens Review, vol.34, pp.217-220,1972.
- [10] Leonhard W., "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review (Part II)," EPE Journal, Vol.1, No.2, pp. 89-102, October 1991.

DRID Saïd