

## **1. Introduction**

Actuellement les machines électriques à courant alternatif sont utilisées très Largement, et elles constituent dans certains domaines le cœur des procédés.

Ces machines se divisent en deux parties : les machines synchrones et les machines Asynchrones, dont ces dernières occupent une place de choix dans diverses applicationnelle est dû à son coût qui est relativement faible, sa simplicité de construction, et de sa robustesse. A cause de ces intérêts qui caractérisent ces machines, les techniques de commande deviennent de plus en plus complexes, car elles doivent répondre à des exigences de plus en plus difficiles ce qui permet de pousser la recherche de nouvelles techniques de commande.

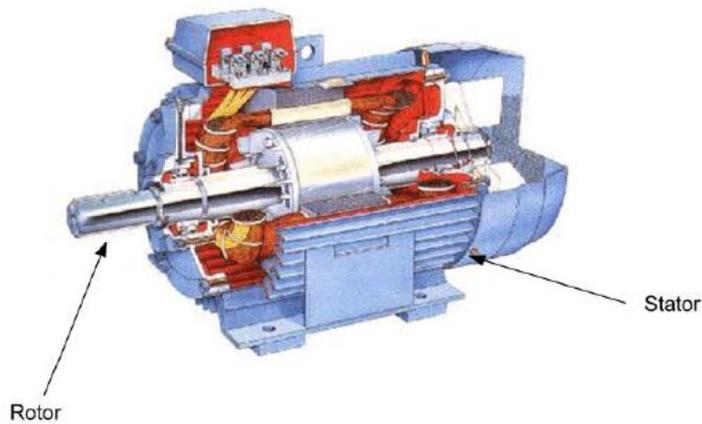
L'électronique de puissance situe à la charnière entre l'électronique et l'électrotechnique. Elle a pour ambition la conversion des ondes électriques et la Commande de la puissance électrique. L'évolution considérable de l'électronique de Puissance et de la micro-informatique permet de nos jours de réaliser des groupes à Vitesse variable avec les machines à courant alternatif et particulièrement la machine à induction ou la machine asynchrone (MAS).

Le développement des convertisseurs et l'avancée rapide des semi-conducteurs Ont permet durant ces dernières années une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines Asynchrone est l'objet de nombreuse étude depuis longtemps.

## **2. Constitution principe de fonctionnement des moteurs asynchrones triphasés**

Les moteurs asynchrones, encore appelés **moteurs d'induction**, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant.

Ils comportent deux armatures coaxiales à champ tournant, l'une est fixe (c'est le stator) l'autre est mobile (c'est le rotor).



**Fig.1-** Constitution d'un moteur asynchrone.



**Fig.2-** Stator.

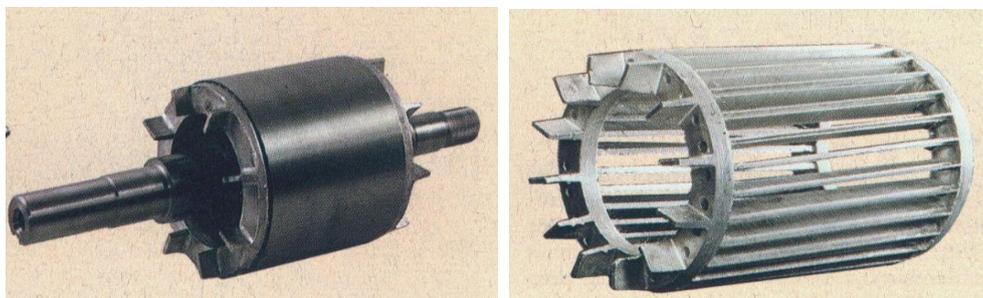
### 2-1- Stator

Il est constitué par une couronne de tôles empilées. Ce sont des tôles minces (0.5mm), de la qualité 1.6 w/kg. Cette couronne est serrée dans une carcasse. Débouchant à l'intérieur de l'anneau ainsi formé, des encoches contiennent un enroulement triphasé. Cet enroulement peut être bipolaire, tétra polaire, hexa polaire,...etc.

Les entrées et les sorties des trois phases aboutissent à une plaque à borne .On remarque le décalage des sorties sur les entrées, qui rend facile le couplage des enroulements soit en étoile, soit en triangle.

### 2-2- Rotor

Mais plus simplement ce bobinage peut être composé de barres conductrices placé dans les encoches et mises en court-circuit, à chaque extrémité, par des anneaux conducteurs (figure.4), c'est un **rotor à cage d'écureuil**. Sa résistance électrique est très faible, Le stator et le rotor sont séparés par un **entrefer très faible**, de l'ordre de 0.5mm.



**Fig.3-** Rotor en court-circuit (à cage d'écureuil) et la cage.

### 2.3 Principe de fonctionnement :

Le moteur asynchrone est une machine très simple dans sa réalisation et son principe qui utilise l'action d'un champ magnétique tournant sur les courants qu'il induit dans une masse métallique.

Le champ magnétique tournant créé par le stator induit dans le rotor *des courants de Foucault*. Conformément à *la loi de Lenz*, les forces dues à l'action du champ magnétique tournant sur les courants induits s'opposent à la cause qui leur donne naissance, c'est-à-dire au mouvement relatif du champ magnétique tournant par rapport au rotor. Elles font tourner ce dernier dans le sens du champ magnétique tournant.

Si le rotor n'est soumis à aucun couple résistant, sa vitesse atteint celle du champ magnétique tournant appelé *vitesse de synchronisme*, mais alors, les courants induits disparaissent et au même temps le couple moteur.

S'il existe un couple résistant, le rotor prend une vitesse inférieure à celle du champ. L'écart est d'autant plus grand que le couple est plus important, car les courants induits et, par suite le couple moteur, croissent avec cet écart.

On caractérise cet écart en introduisant une grandeur appelée *glissement*.

### 2.4 Glissement :

Supposons qu'un moteur à induction à  $p$  paires de pôles absorbe des courants triphasés équilibrés. Ceux-ci créent un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \text{ [rad / s]}$$

Avec  $\omega$  : pulsation des courants statorique.

Si le rotor tourne à une vitesse égale à  $\Omega_s$ , chacun de ses enroulements embrasse un flux statorique constant et n'est pas donc le siège d'aucune force électromotrice.

Si le rotor tourne à une vitesse  $\Omega$  différente de la vitesse de synchronisme, ses enroulements embrassent alors un flux statorique variable dont la pulsation est :  $p(\Omega_s - \Omega)$ .

La différence de vitesse  $(\Omega_s - \Omega)$  est appelée *vitesse de glissement* du rotor par rapport au stator, et sa valeur relative par rapport à  $\Omega_s$  est appelée *glissement* :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1)$$

De cette définition, il résulte que  $g$  est positif si  $\Omega < \Omega_s$ .

Comme les courants rotoriques sont à la pulsation de glissement et qu'ils forment un système triphasé équilibré direct, ils engendrent un champ tournant à la vitesse  $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} = \frac{g \cdot \omega}{p}$  par

rapport au rotor ; comme celui-ci tourne à la vitesse  $(\Omega = (1-g) \cdot \omega/p)$  par rapport au stator, le

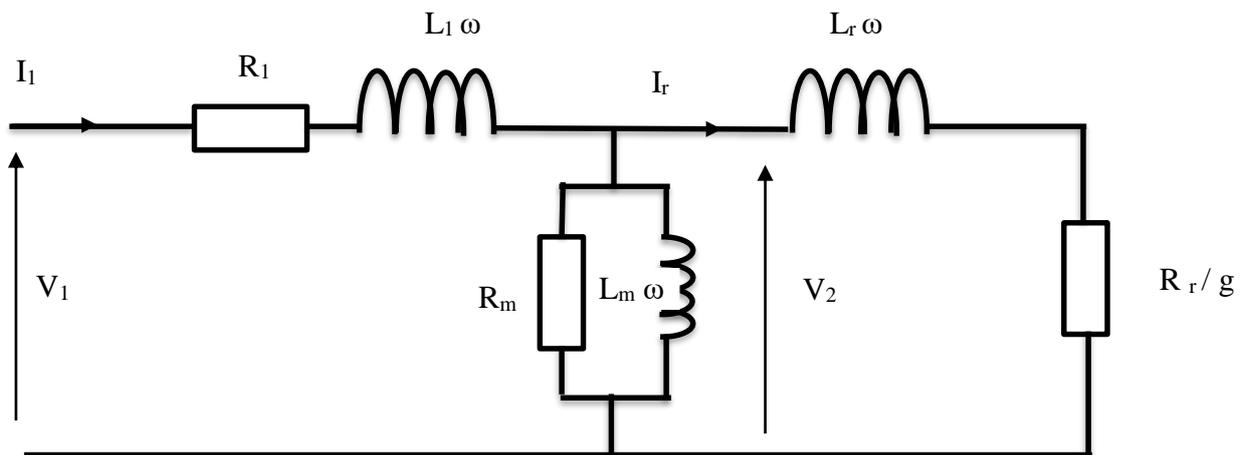
$$\text{champ tournant rotorique tourne à la vitesse : } \Omega + \Omega_r = \Omega_s \Leftrightarrow \frac{(1-g)\omega}{p} + \frac{g\omega}{p} = \frac{\omega}{p}$$

C'est-à-dire qu'il est immobile par rapport au champ statorique.

### 2.5 Schéma électrique équivalent :

On peut considérer la machine asynchrone comme un transformateur à champ tournant. En résumé, les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire

Peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement.



**Fig.3-** Schéma équivalent de la machine asynchrone

$V_1$  : Tension efficace aux bornes d'une phase du stator

$I_1$  : Courant efficace dans une phase du stator

$I_r$  : Courant efficace dans une phase du rotor

$R_1$  : Résistance d'une phase du stator

$R_r$  : Résistance d'une phase du rotor

$L_1$  : Inductance de fuites au stator

$L_r$  : Inductance de fuites au rotor

$L_m$  : Inductance de magnétisation

$R_m$  : Résistance modélisant les pertes ferromagnétiques

$$\frac{R_r}{g} = R_r + R_r \frac{1-g}{g} \text{ Alors,}$$

$R_r$  : Résistance d'une phase du rotor

$R_r \frac{1-g}{g}$  : Cet élément représente la puissance mécanique sur le rotor

## 2.6 Couple électromagnétique :

Pour déterminer l'expression du couple électromagnétique du moteur asynchrone sur la base du schéma équivalent illustré à la fig.3 on a l'expression de la puissance mécanique

$$P_{méc} = C_{ém} \Omega \rightarrow C_{ém} = \frac{P_{méc}}{\Omega} \quad (2)$$

Donc, il doit définir les puissances actives :

Puissance active absorbée par le moteur :  $P_{éle} = 3 V_1 I_1 \cos(\varphi)$  couplage en étoile

$$P_{éle} = 3 V_1 I_1 \cos(\varphi) \text{ couplage en étoile} \quad (3)$$

Pertes Joules au stator :

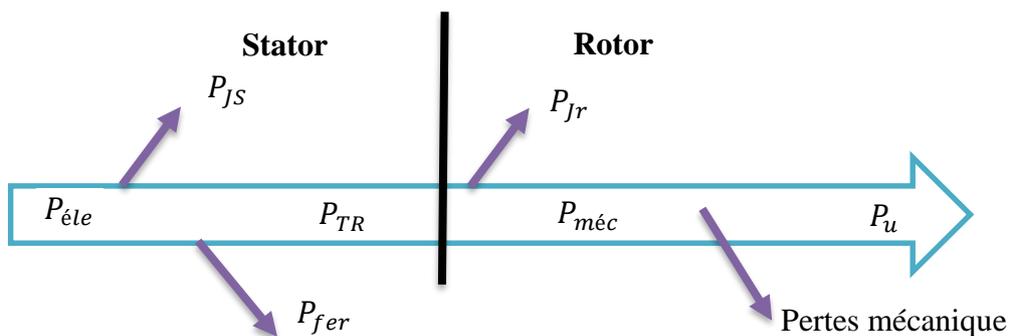
$$P_{JS} = 3 R_1 I_1^2 \quad (4)$$

Puissance transmise du stator au rotor :

$$P_{Tr} = 3 \frac{R_r}{g} I_r^2 \quad (5)$$

Pertes Joules au rotor :

$$P_{Jr} = 3 R_r I_1^2 \rightarrow P_{Jr} = g P_{Tr} \quad (6)$$



**Fig.4** : Bilan des puissances du moteur asynchrone

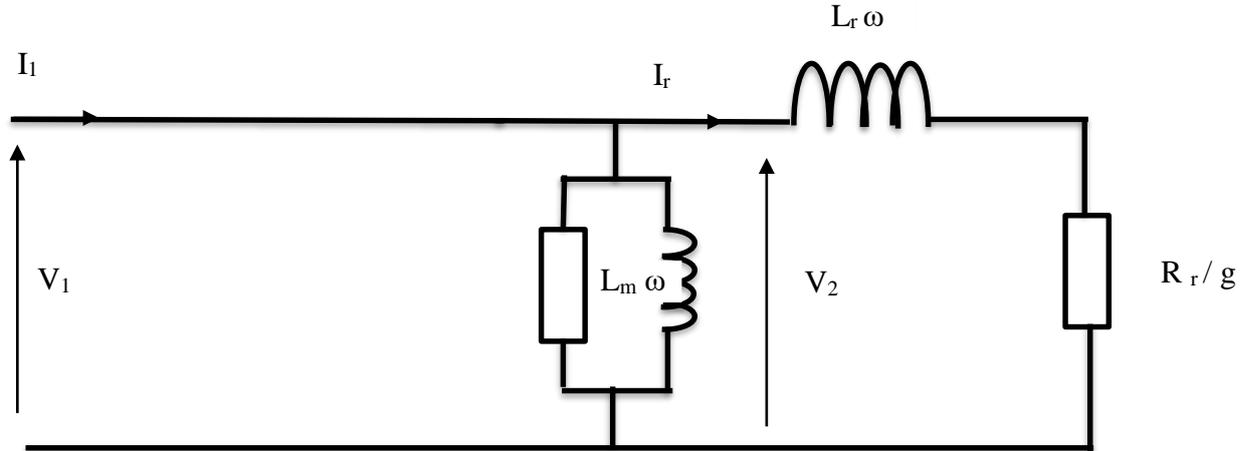
Puissance mécanique sur le rotor :

$$P_{méc} = P_{Tr} - P_{Jr} = (1 - g)P_{Tr} \quad (7)$$

Dans la pratique, on néglige la chute de tension aux bornes de la résistance  $RI$  et de l'inductance de fuites  $LI$  au stator. Ceci n'est plus vrai à des fréquences et des tensions faibles.

Si de plus, on néglige les pertes mécaniques la puissance mécanique sera  $P_{méc} = P_u$

On obtient schéma équivalent simplifié suivant :



**Fig.5** : Schéma équivalent monophasé simplifié

Suite à la simplification on a  $V_1 = V_2$  et  $I_r = \frac{V_1}{\sqrt{(L_r \omega)^2 + (\frac{R_r}{g})^2}}$

$$I_r = \frac{V_1}{\sqrt{(L_r \omega)^2 + (\frac{R_r}{g})^2}} \quad (8)$$

Suite aux équations 1, 2 et 7

$$P_{méc} = (1 - g)P_{TR} = C_{ém} \Omega \quad (9)$$

Donc

$$P_{TR} = C_{ém} \frac{\Omega}{1-g} = C_{ém} \Omega_s \quad (10)$$

Alors, suite 5, 7 et 8 nous avons l'expression du couple sera comme suite :

$$C_{ém} = \frac{P_{TR}}{\Omega_s} = \frac{1}{\Omega_s} 3 \frac{R_r}{g} I_r^2 \quad (11)$$

Donc

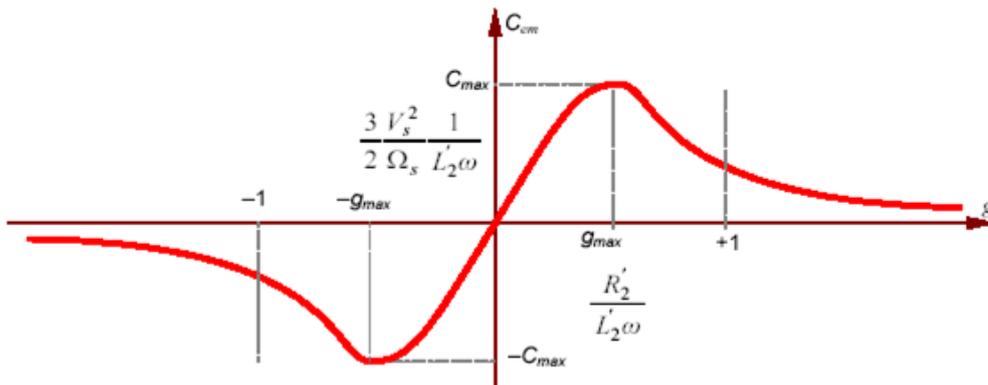
$$C_{ém} = \frac{1}{\Omega_s} 3 \frac{R_r}{g} I_r^2 = \frac{3 \frac{R_r}{g} V_1^2}{(L_r \omega)^2 + (\frac{R_r}{g})^2} \quad (12)$$

### Courbes caractéristiques mécanique du moteur asynchrone

Pour tracer les caractéristiques mécaniques  $C_{ém} = f(g)$  ou  $C_{ém} = f(\Omega)$ , on peut calculer le couple électromagnétique maximal par la dérivé de la fonction de l'équation (12):

$$C_{em\ max} \approx \frac{3}{2} \frac{V_1^2}{\Omega_s} \frac{1}{L_r \omega} \quad (13)$$

Donc le couple électromagnétique maximale  $C_{em\ max}$  ne dépend pas de la résistance de l'enroulement rétorque.



**Fig.6** : couple électromagnétique en fonction du glissement

#### 4. Association machines asynchrones - convertisseur statique

Ce bref rappel des propriétés du moteur asynchrone montre quels principes on peut utiliser pour en faire varier la vitesse puisque  $N = (1 - g) \frac{f}{p}$ , on peut modifier  $N$  en augmentant le *glissement* ou en changeant la *fréquence* d'alimentation.

##### ➤ Action sur le glissement :

- On peut que réduire la tension d'alimentation, si le rotor est à cage,
- On peut augmenter la résistance par phase rotorique  $r_2$  à l'aide d'un rhéostat ; si le rotor est à bagues,
- On peut aussi alors prélever plus ou moins de puissance entre les bagues

##### ➤ Action sur la fréquence d'alimentation :

- Soit « construire » les tensions appliquées au moteur en prenant des portions convenablement choisies des tensions du réseau,
- Soit passer par l'intermédiaire du continu, c'est-à-dire utiliser un redresseur suivi d'un onduleur autonome de tension ou de courant.

## 4.1- Action sur le glissement

### 4.1.1 variation de la tension d'alimentation

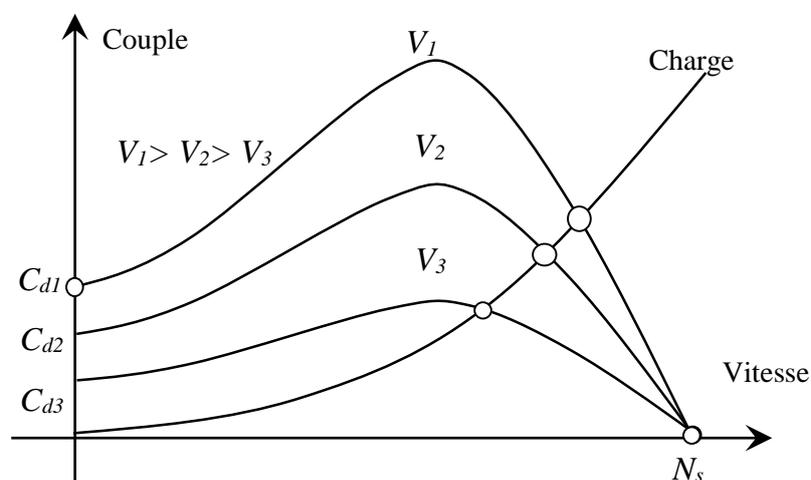
#### ➤ Principe et Inconvénients

Le procédé le plus simple pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone consiste à alimenter la machine à fréquence constante mais à faire varier la tension à ses bornes. À couple résistant donné, plus la **tension est faible**, plus le **glissement est élevé** et la **vitesse réduite**.

Cette méthode, utilisable avec le moteur à cage, présente trois graves inconvénients qui découlent directement des propriétés du moteur asynchrone :

- Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse car on ne peut faire varier la vitesse à vide imposée par la fréquence.
- À glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension, Cette proportionnalité est applicable en particulier au couple maximal, En réduisant la tension on réduit les possibilités du moteur.
- Les pertes Joule au rotor sont proportionnelles au glissement. La marche à glissement élevé correspond à une valeur très faible du rendement.

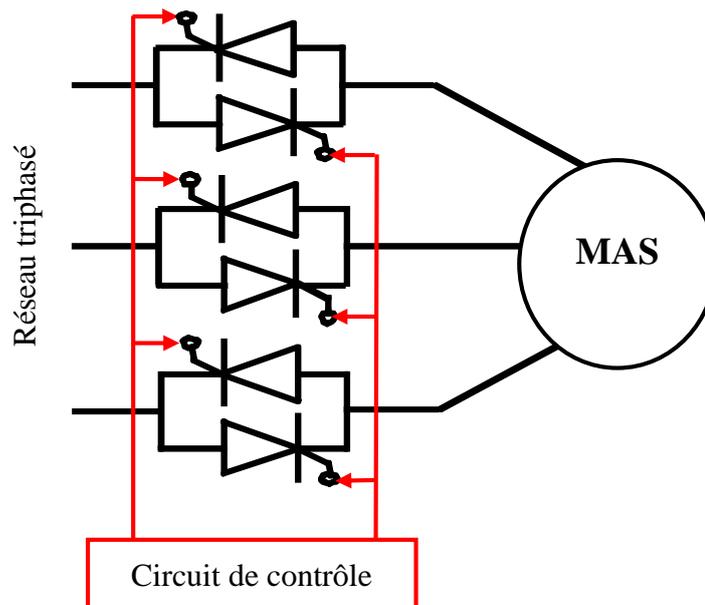
Nous rappelons que le couple électromagnétique développé est directement proportionnel à la tension d'alimentation de la machine dans la région linéaire Figure 7.



**Fig.7** : L'effet de la variation de la tension sur la caractéristique couple & vitesse

#### ➤ Mise en œuvre .applications

Pour régler la vitesse, lorsque 'on utilise ce principe, on place entre le réseau et le moteur un gradateur pour chacune des phases (figure 8). On fait varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance.



**Fig.8 :** Gradateur Triphasé associé au moteur asynchrone

Le principe utilisé limite lui-même le domaine d'emploi de ce procédé : on réduit la tension pour diminuer le couple afin que la vitesse diminue. Il faut que le couple résistant, opposé par la charge entraînée, diminue lui aussi avec la vitesse pour que le moteur puisse entraîner celle-ci à des vitesses très inférieures à la vitesse synchrone. C'est le cas, en particulier, pour les pompes et les ventilateurs (Courbe  $C_{rés} = KN^2$  tracées sur la figure (I-5)).

Même lorsque le réglage est possible, la médiocrité du rendement de la machine aux faibles vitesses limite aux petites unités l'emploi de ce procédé. Il nécessite le déclassement du moteur car c'est vers les deux tiers de la vitesse synchrone que les pertes sont maximales ; sous la pleine tension, le moteur doit pouvoir fournir une puissance deux à trois fois plus grande que celle qui lui est alors effectivement demandée.

#### 4.1.2 variations de la résistance secondaire

##### ➤ Mise en œuvre .applications

La façon la plus classique d'augmenter le glissement en charge du moteur à rotor bobiné est d'utiliser un rhéostat secondaire.

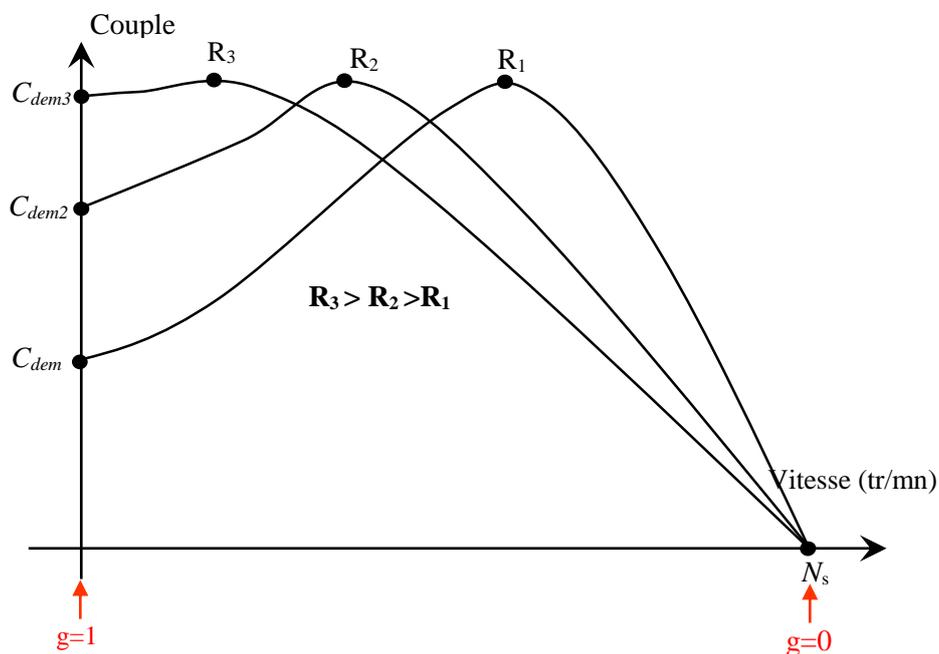
La figure (I-7) donne la courbe  $C(N)$  du moteur pour la résistance normale  $r_2$  par phase rotorique et celles obtenues pour diverses augmentations de cette résistance par l'addition du rhéostat.

Ce procédé présente deux inconvénients du précédent :

- Ce n'est pas un vari réglage de la vitesse, la vitesse à vide étant toujours voisine de la vitesse synchrone,
- L'augmentation du glissement se fait au détriment du rendement par augmentation des pertes joule secondaires.

Mais il présente deux avantages notables :

- Il permet de faire varier la vitesse d'entraînement d'une charge quelconque car la partie utilisée des caractéristiques  $C(N)$  est toujours stable,
- Les pertes dues à l'augmentation du glissement sont dissipées dans le rhéostat et non plus dans le moteur. Celui-ci peut développer son couple nominal à toutes les vitesses.



**Fig.9 :** Influence de la résistance rotorique sur la caractéristique couple & vitesse.

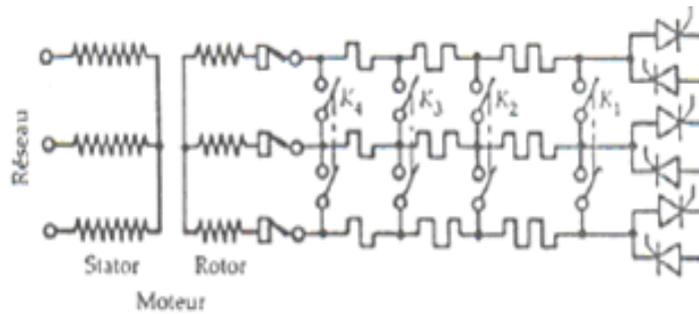
#### ➤ Mise en œuvre .applications

Ce procédé est très utilisé en levage où on utilise des contacteurs mécaniques pour enlever les diverses portions de la résistance additionnelle quand on veut augmenter la vitesse, pour les introduire quand on veut la diminuer.

L'électronique de puissance permet d'affiner le procédé. On place un *gradateur* triphasé, soit dans la liaison réseau bornes du moteur, soit à la formation du pont neutre secondaire. Il permet un passage progressif d'une caractéristique de la figure (9) à la caractéristique voisine.

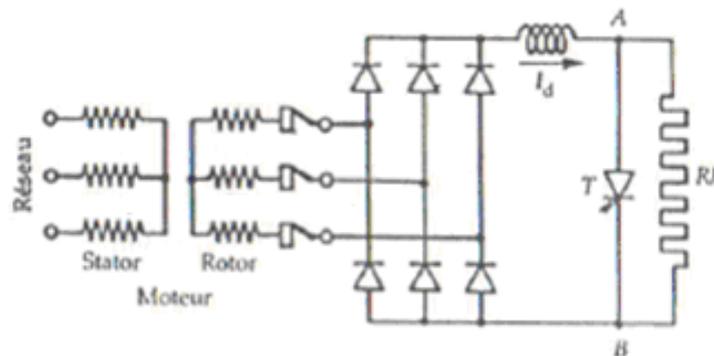
Souvent d'ailleurs le *gradateur* placé au secondaire n'est utilisé qu'aux basses vitesses pour la commande des déplacements lents et des positionnements précis. La figure (10), par exemple, montre une résistance par phase sinisée en trois parties. Aux basses vitesses, tous les contacteurs ouverts, on joue sur les intervalles de conduction du gradateur. Quand celui-ci est

continuellement passant on le court-circuite par  $K_1$ , pour augmenter la vitesse ; on ferme successivement  $K_2$ ,  $K_3$  et  $K_4$



**Fig.10 :** Exemple de branchement résistance rotorique au MAS

On peut rendre entièrement statique et continue la variation de la résistance additionnelle. Entre les bagues figure (11) on monte un pont redresseur à six diodes ; à travers une inductance, la tension redressée est appliquée à la résistance  $R_h$  ; un semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées  $T$  court-circuite plus ou moins longtemps, durant chacune de ses périodes de fonctionnement, la résistance  $R_h$ .



**Fig.11 :** Branchement résistance rotorique par redresseur triphasé

Par action sur la durée relative des conductions de  $T$ , on fait varier la résistance apparente  $R_h'$ , vue entre les bornes  $A$  et  $B$ , de  $R_h$  à 0. Si  $I_d$  est la valeur efficace du courant à la sortie du pont redresseur, les courants dans les phases rotoriques valent  $I_d \sqrt{2/3}$  ; la résistance additionnelle ramenée à chaque phase est égale à  $R_h'/2$ .

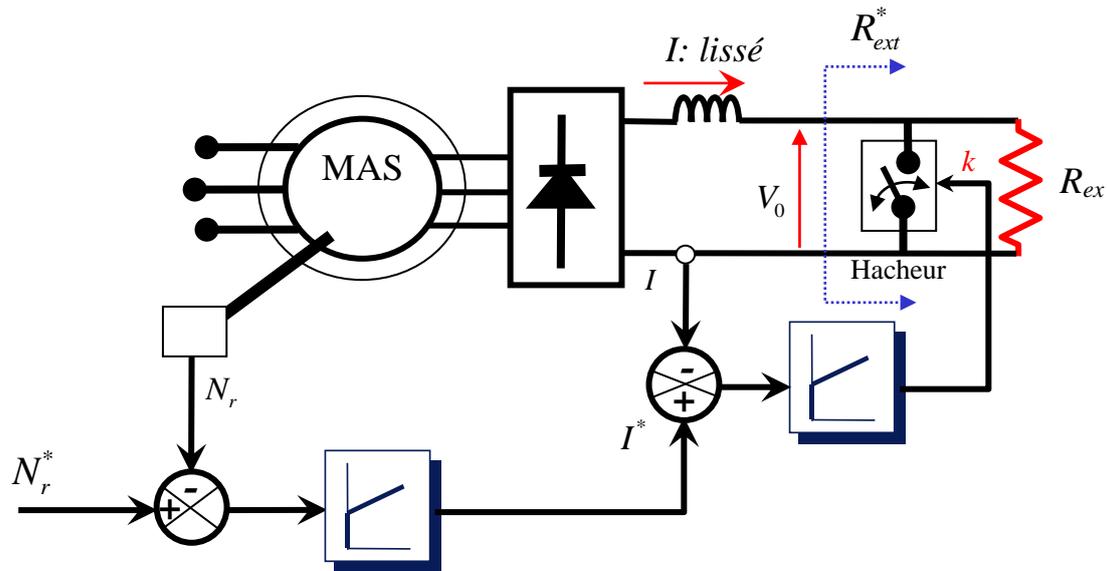


Fig.12 : Variation électronique de la résistance du rotor

#### 4.1.3 Récupération de puissance au secondaire

##### ➤ Principe

On peut régler la vitesse du moteur asynchrone à bagues, alimenté directement par le réseau à tension et fréquence constantes en agissant sur la puissance prélevée entre bagues.

Si on néglige toutes les pertes, le glissement  $g$  est en effet égal au quotient de la puissance à la sortie du rotor par la puissance fournie au moteur.

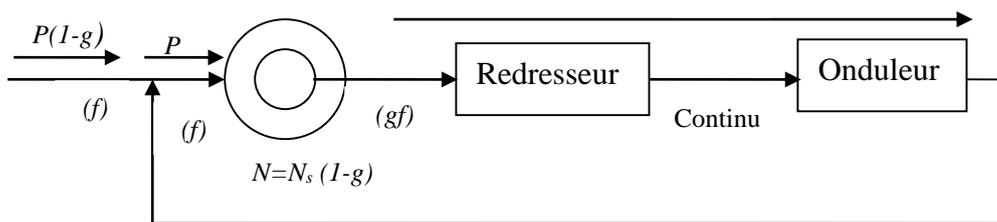
La difficulté vient du fait que les tensions entre bagues ont une valeur et sur toute une fréquence variable car proportionnelle au glissement. Pour utiliser la puissance prélevée, il est nécessaire de passer de cet alternatif à fréquence variable à la forme continue.

On peut redresser les tensions à la sortie du rotor par des semi-conducteurs et utilise la puissance de glissement dans une machine à courant continu qui ajoute son couple à celui du moteur asynchrone.

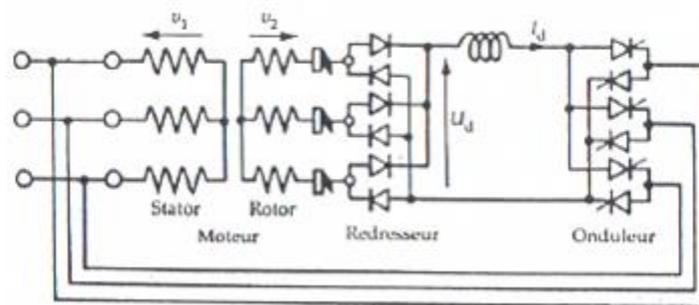
Mais il est possible de supprimer toute machine tournante autre que le moteur dont on fait varier la vitesse. Pour cela figure (13), on redresse les tensions recueillies entre bagues, puis on ondule la tension redressée afin de réinjecter sur le réseau la puissance de glissement.

Ce montage nécessite donc un redresseur et un onduleur non autonome.

La Figure (14) donne le schéma du montage couramment utilisé pour la mise en œuvre de ce principe.



**Fig.13** : schéma du principe de récupération de puissance au secondaire



**Fig.14** : Montage de récupération de puissance au secondaire

#### 4.2 Action sur la fréquence d'alimentation :

Le seul vari variateur de vitesse par action sur le glissement est la cascade hypo synchrone. Il nécessite un moteur à bagues, moins onéreux et un entretien plus réduit que le moteur continu à collecteur, mais moins intéressant à ces deux points de vue que le moteur à cage. Aussi la plupart des variateurs de vitesse avec moteur asynchrone utilisent-ils des moteurs à cage.

*Le rendement du moteur à cage n'est bon que s'il tourne au voisinage de sa vitesse synchrone. pour faire varier sa vitesse dans de bonnes conditions, il faut faire varier sa fréquence d'alimentation.*

- En même temps que leur fréquence  $f$ , il faut faire varier la valeur  $V_1$  des tensions d'alimentation.
- D'ordinaire, on travaille à *flux constant*, c'est à dire qu'on *augmente la tension  $V_1$  au fur et à mesure que  $f$  croit* pour maintenir constant le flux dans l'entrefer. Le moteur peut alors développer le même couple nominale  $C_N$  à toutes les fréquences et son couple maximal  $C_{max}$  reste constant. C'est la marche à *couple constant*.
- Quand  $V_1$  a atteint sa valeur nominale  $V_{1n}$ , c'est-à-dire la valeur maximale de la tension que peut fournir le convertisseur qui alimente le moteur, on peut étendre la plage des vitesses en maintenant  $V_1$  égale à  $V_{1n}$  et en augmentant  $f$ . Le couple maximal et le couple que le

moteur peut développer en régime permanent diminuent alors au fur et à mesure que  $f$  croit. C'est la marche à puissance constante.

Sur la figure (I-13) on a tracé les courbes  $N(C)$  pour quelque valeur de  $f$ , pour un seul sens de rotation du flux tournant.

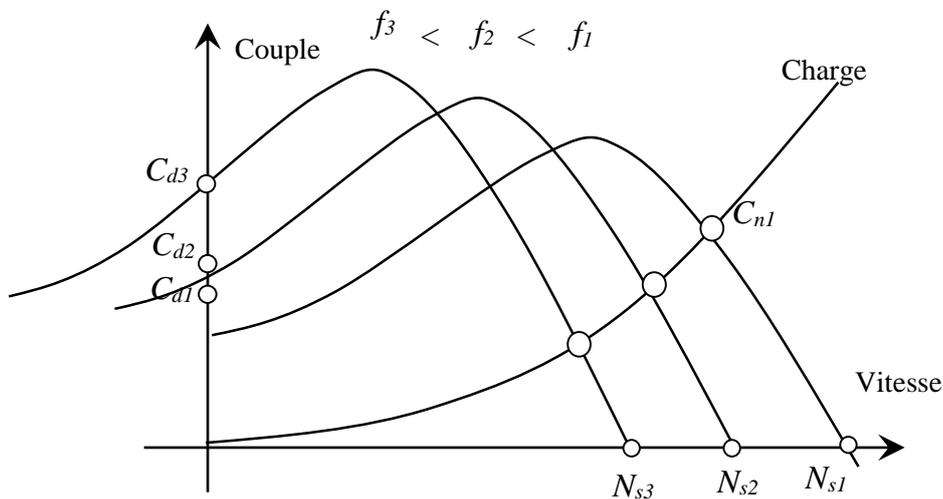
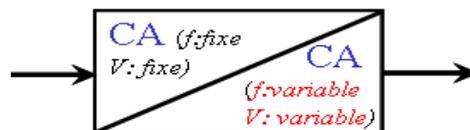


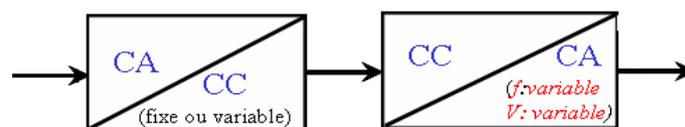
Fig.14 : L'effet de la variation de la fréquence sur la caractéristique couple & vitesse

Deux principes peuvent être utilisés pour obtenir, à partir du réseau industriel à tension et fréquence fixes, les tensions d'alimentation du moteur :

- La conversion directe qui consiste à « construire » les tension appliquées à la machine par un échantillonnage convenable des tension du réseau : c'est la technique des cycloconvertisseurs



- La conversion indirecte ou l'on redresse les tensions du réseau ; la tension redressée alimente un onduleur ou de courant qui, à son tour, alimente le moteur à tension et fréquence variables.



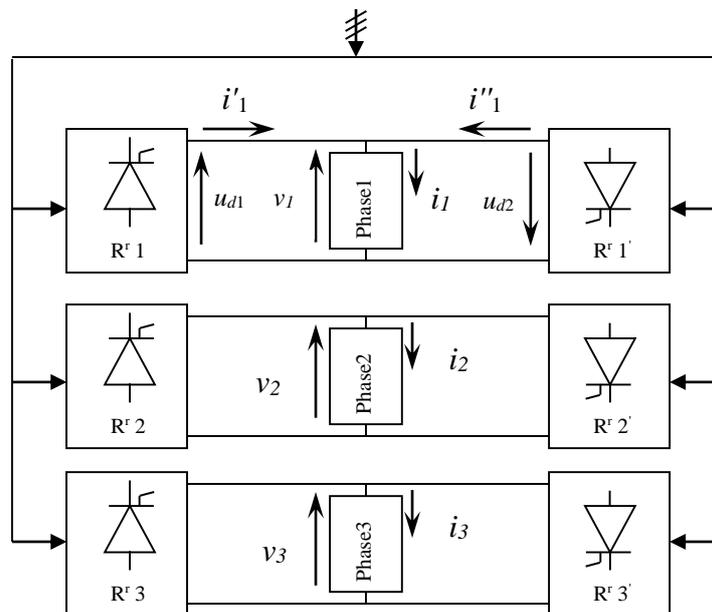
#### 4.2.1 Cycloconvertisseurs:

##### ➤ Principe

La figure (15) donne le schéma de principe d'un cycloconvertisseurs triphasé chaque phase du récepteur est alimentée par l'une ou l'autre des tensions redressées fournies par les deux redresseurs, montes en parallèle inverse, à la sortie desquels elle est placée.

Un redresseur tout thyristor délivre une tension de sortie  $U_d$  dont on peut faire varier la valeur moyenne entre  $U_{d\max}$  et  $-U_{d\max}$  par action sur le retard à l'amorçage  $\alpha$  des thyristors qui le composent.

On peut par une modulation convenable des angles  $\alpha$ , former la tension  $U_d$  de portions de sinusoïdes telles que la « valeur moyenne » de  $U_d$  varie périodiquement suivant une loi sinusoïdale.



**Fig.15 :** Principe d'un cycloconvertisseurs triphasé

Ainsi la tension  $v_1$  aux bornes de la phase 1 du moteur est-elle fournie par le premier redresseur  $R'1$  quand le courant  $i_1$  qu'absorbe cette phase est positif. Un deuxième redresseur  $R'1'$  est nécessaire pour alimenter la phase 1 quand  $i_1$  est négatif. Par action sur la commande des thyristors des deux redresseurs on fera évoluer  $v_1$  suivant une sinusoïde, aux petites fluctuations dues à la nécessité d'utiliser les ondes fournies par le réseau près.

Les tension  $v_2$  et  $v_3$  décalées de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$  par rapport à  $v_1$ , seront fournies aux deux autre phases par deux groupes de deux redresseurs  $R'2$  et  $R'2'$ ,  $R'3$  et  $R'3'$ .

#### ➤ Avantages. Inconvénient. Utilisation

Le montage nécessite beaucoup de semi-conducteurs mais il s'agit de simples thyristors faciles à commander et à protéger.

- il présente l'**avantage** d'être réversible. Quand la machine passe de la marche en moteur

à celle en génératrice asynchrone, les intervalles de fonctionnement en redresseur proprement dit des six ponts deviennent plus courts que les intervalles de fonctionnement en onduleur non autonome. Il n'y a aucune discontinuité dans la commande.

- Le cycloconvertisseur présente **l'inconvénient** d'envoyer au réseau des *courants Harmoniques* importants. Il se comporte comme un groupe de redresseurs, dont on fait varier l'angle de retard à l'amorçage à la fréquence des tensions de sortie.

Les harmoniques habituels des redresseurs triphasés sont modulés à la fréquence de sorties, d'où un spectre très riche comportant des termes basse fréquence particulièrement difficile à filtrer.

D'autre part, comme on fait varier le retard au déblocage des thyristors de

Part et d'autre de  $\pi/2$ , le cycloconvertisseur consomme une *puissance réactive importante*.

- De par son principe même, le cycloconvertisseur présente une *limitation* : il ne peut Fournir que des fréquence de sortie nettement inférieures à la fréquence du réseau d'alimentation. Généralement ont ne dépasse pas le tiers de celle-ci.

Ces avantages et ces inconvénients expliquent que l'emploi des cycloconvertisseurs soit limité à la réalisation de variateurs pour moteurs lents ou très lents de forte puissance.

#### 4.2.2 Emploi d'un onduleur de tension

Deux types onduleurs:

##### - Onduleur non autonome

Les onduleurs non autonomes sont à commutation naturelle imposée par le réseau, c'est le fonctionnement d'un redresseur contrôlé pour des amorçages supérieur à  $90^\circ$ .

##### - Onduleur autonome

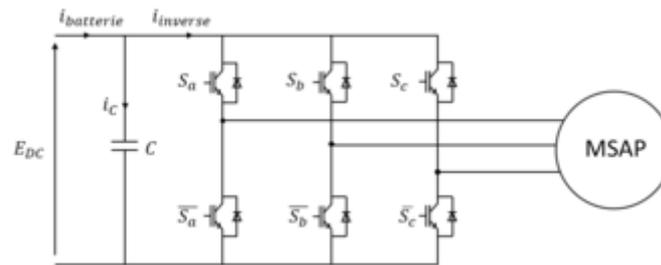
Il permet à partir d'une source de tension continue d'obtenir une tension alternative à fréquence variable ou fixe,

Pour la plupart des applications, la fréquence variable est obtenue grâce à un onduleur. Si l'équipement est alimenté par le réseau industriel, la tension d'entrée de l'onduleur est fournie par un redresseur.

Le courant du moteur asynchrone est toujours déphasé en arrière de la tension ; la machine se comporte comme une charge inductive. Que l'onduleur soit de courant ou de tension, sa réalisation nécessite des interrupteurs à fermeture et ouverture commandées.

##### ➤ Avantages et inconvénient de l'onduleur de tension

Pour alimenter un moteur triphasé, l'onduleur de tension est d'ordinaire un pont à six interrupteurs. Il est précédé d'un filtre qui corrige l'imperfection de la source qui l'alimente et qui réduit l'ondulation du courant pris à cette source.



**Fig.16 : onduleur de tension**

- L'inductance du moteur et donc son comportement en récepteur de courant ne pose pas de problème, au contraire, puisqu'un onduleur de tension est destiné à alimenter un récepteur de courant.

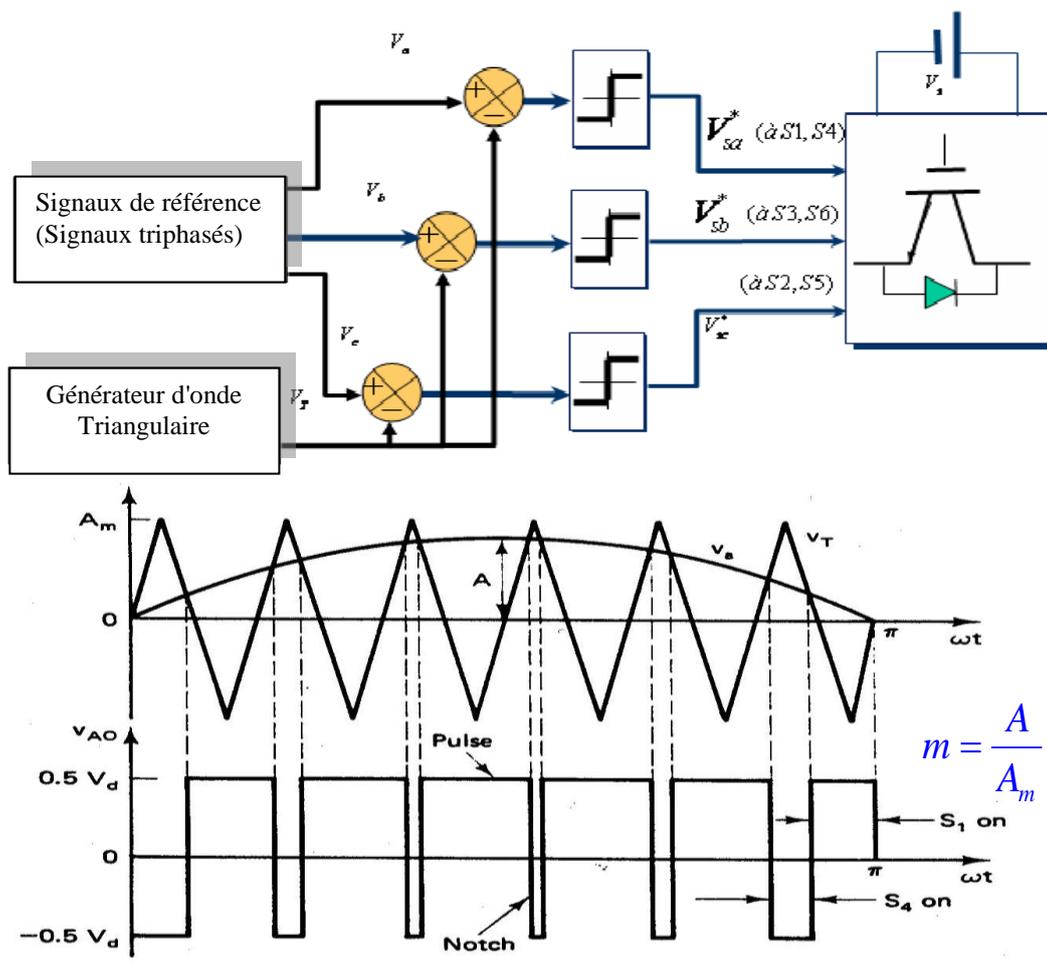
Si on utilise des semi-conducteurs rapides, on peut fonctionner à une fréquence de commutation élevée.

- L'Onduleur de tension est réversible, c'est-à-dire permet le freinage par récupération du moteur. Mais cela suppose la *réversible* en courant de la source qui l'alimente. Or, un redresseur est réversible en tension et non en courant. La réversibilité amène à compliquer l'alimentation de l'onduleur dans les équipements alimentés par le réseau industriel.

#### ➤ **La commande de l'onduleur**

On utilise de plus en plus la modulation de largeur d'impulsions. L'onduleur est alimenté à tension constante ; sa commande permet de donner aux tensions de sortie à la fois la fréquence et la valeur désirées.

C'est surtout aux basses fréquences qu'il faut approximer avec soin la sinusoïde. Donc avoir un indice de modulation élevé. Pour maintenir la fréquence des commutations à une valeur compatible avec les possibilités des semi-conducteurs, on fait varier l'indice de modulation  $m$ .



**Fig.17 : Principe de la commande MLI**

➤ Utilisations

On utilise l'alimentation du moteur asynchrone par onduleur de tension dans le cas de petites machines ayant une fréquence nominale élevée, surtout si l'onduleur est alimenté par une batterie d'accumulateurs, car alors la réversibilité en courant ne pose aucun problème.

Dans le cas des machines de moyenne et forte puissance alimentées par un redresseur, on utilise l'onduleur de tension quand la fréquence des commutations doit être élevée, lorsqu'il s'agit de machines à grande vitesse par exemple.

Lorsque la puissance du moteur est importante vis-à-vis de la puissance de court circuit du réseau, on alimente le plus souvent l'onduleur par un redresseur à MLI. C'est aussi la solution fréquemment adoptée en grande traction avec caténaire à courant alternatif monophasé.

### 4.2.3 Contraintes lors de l'alimentation des machines à fréquence variable.

Selon Faraday (principe d'électromagnétisme), la variation de flux magnétique donne Naissance à une force électromotrice (tension) induite qui, selon Lenz, s'oppose à la Source qui lui a donné naissance.

$$v(t) = -N \frac{d\phi}{dt} = V_m \sin(\omega t) \Rightarrow \phi(t) = \frac{V_m}{N\omega} \cos(\omega t)$$

$$\Rightarrow \phi_{\max} = \frac{V_m}{N\omega} = \frac{V_m}{N2\pi f} = \left( \frac{1}{2\pi N} \right) \left( \frac{V_m}{f} \right) = k \left( \frac{V_m}{f} \right)$$

**Si V est maintenue constante :**

- Lorsque  $f$  diminue, le **flux** augmente : risque de saturer la machine (non désirable).
- Lorsque  $f$  augmente, le **flux** diminue : mauvaises performances en couple

*Le couple est directement lié au flux*

Les contraintes suivantes doivent donc être respectées

Lorsque  $f$  est inférieure à la fréquence nominale  $f_n$ , le flux doit être maintenu à sa valeur maximale, donc le couple développé est aussi maximal.

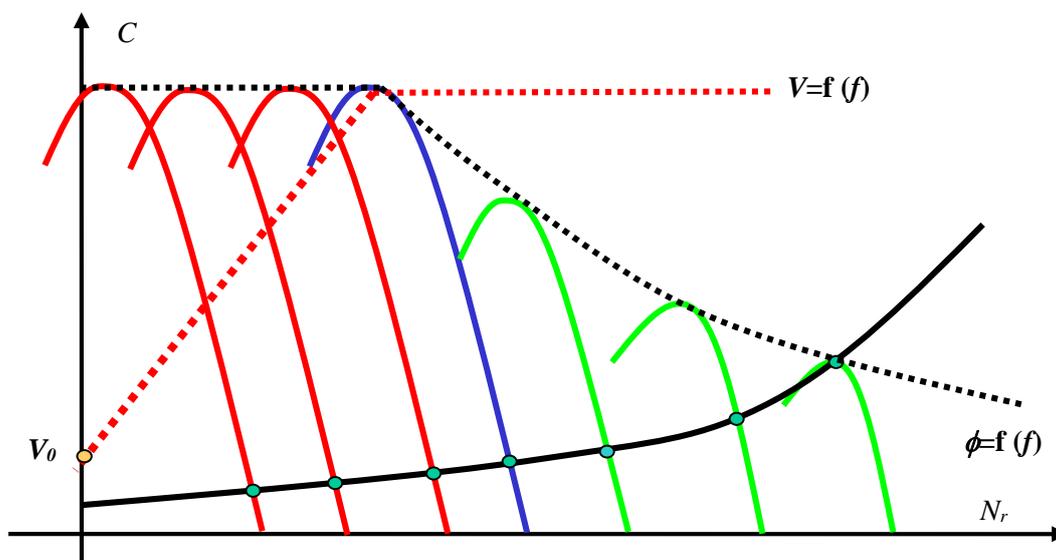
$$f < f_n \Rightarrow \left( \frac{V}{f} \right) = cst$$

Ce régime est appelé fonction à *couple constant*

Lorsque  $f$  est supérieure à la fréquence nominale  $f_n$ , la tension d'alimentation doit être maintenue constante et égale à sa valeur nominale. Ceci permet d'éviter le claquage possible de l'isolation.

$$f > f_n \Rightarrow V = cst$$

Ce régime est appelé: fonction à puissance constante.  $P = C\omega$



**Fig 18:** Caractéristiques couple & vitesse à fréquence variable.

## 5. Modélisation de la machine asynchrone

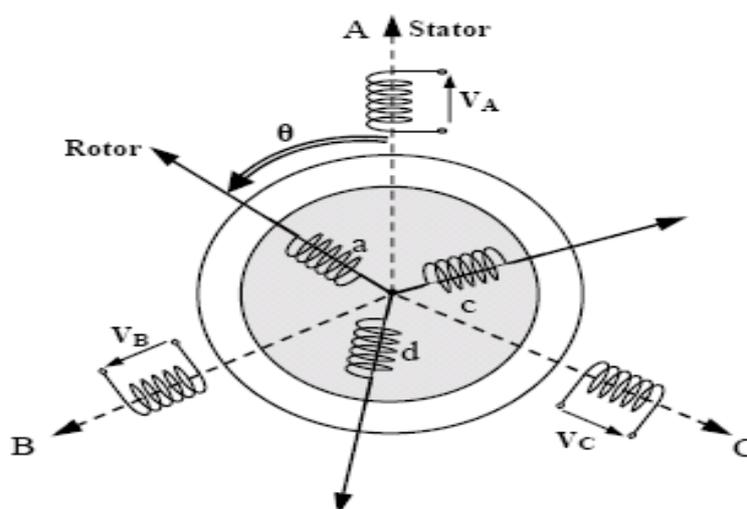
### 5.1 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier la présentation des relations de base qui régissent le fonctionnement et la stratégie de commande du moteur asynchrone, on peut faire les hypothèses suivantes :

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé et a perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :
- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- Une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques..

### 3.2 Modélisation triphasée

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur **Figure (19)**. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes.  $\theta$  Est l'angle électrique entre l'axe de la phase  $a$  statorique et la phase  $a$  rotorique.



**Fig.19 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques**

#### Mise en équation du modèle de la machine

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

### Equation électrique

Pour l'ensemble des phases au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (13)$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

Ou :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (14)$$

De même, au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Ou :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] = [0] \quad (16)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

: La matrice des tensions par phase au stator.  $V_s$

La matrice des tensions par phase au rotor.  $V_r$  :

: La matrice des courants au stator.  $I_s$

$I_r$  : La matrice des courants au rotor.

### **3.3 Transformation de Park :**

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ( $\alpha\beta$ ) puis vers ( $dq$ ). Le repère ( $\alpha\beta$ ) est toujours fixe par rapport au repère (abc) du stator, par contre le repère ( $dq$ ) est mobile. Il forme avec le repère fixe ( $\alpha\beta$ ) un angle qui est appelé l'angle de Park.

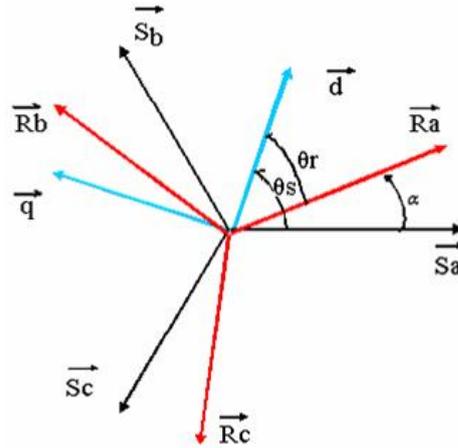


Fig.20- Repérage

angulaire des

## systèmes d'axes dans l'espace électrique

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier leurs équations **Figure (20)**. Ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Alors dans ce cas la transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la

Matrice de passage :

$$[P]^{-1}[V_{dq0}] = [R][P]^{-1}[I_{dq0}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\phi_{dq0}]) \quad (17)$$

Avec :

$$[P] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Cette matrice est orthogonal, c'est-à-dire  $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$ . La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

Le changement de variable relatif aux courants, tensions et flux est défini par la Transformation :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

Avec x : tension, courant ou flux. Et les indices suivants représentent :

« o » : indice de l'axe homopolaire.

« d » : indice de l'axe direct.

« q » : indice de l'axe quadrature.

La matrice inverse de transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$(14)[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$[V_{dq0}] = [R][I_{dq0}] + \frac{d}{dt}[\phi_{dq0}] + [P](\frac{d}{dt}[P]^{-1})[\phi_{dq0}] \quad (20)$$

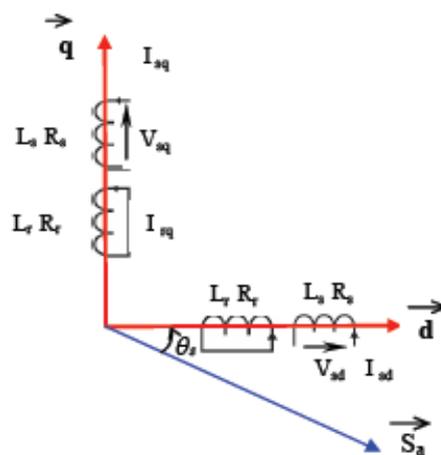
On démontre que :

$$[P](\frac{d}{dt}[P]^{-1}) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes  $d$  et  $q$  sont simplement définis par les trois paramètres constants  $L_s, L_r, M$ , et reliés aux courants par la relation :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (22)$$

La substitution des enroulements fictifs  $S_d, S_q, R_d, R_q$  aux enroulements triphasés permet, interprétation de leur représentation à **figure (21)**.



**Fig.21- Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q**

### 3.4 Equation électrique

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} = 0 \end{array} \right. \quad (23)$$

Dans le repère de PARK (d q) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  l'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{array} \right. \quad (24)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} = 0 \\ R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} = 0 \end{array} \right. \quad (25)$$

### 3.5 Equations magnétique

Avec les flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{array} \right. \quad (26)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{dr} = L_r I_{ds} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{array} \right. \quad (27)$$

### 3.6 Equations mécaniques

L'équation du couple et celle du mouvement s'écrivent :

$$C_e = PM [I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}] \quad (28)$$

Avec :

$$\frac{Jd\omega}{Pdt} = C_e - C_r - \frac{f}{P} \omega \quad (29)$$

$J$ : Moment d'inertie du rotor

$f$ : Coefficient de frottement visqueux

$P$ : Nombre de paire de pôles.

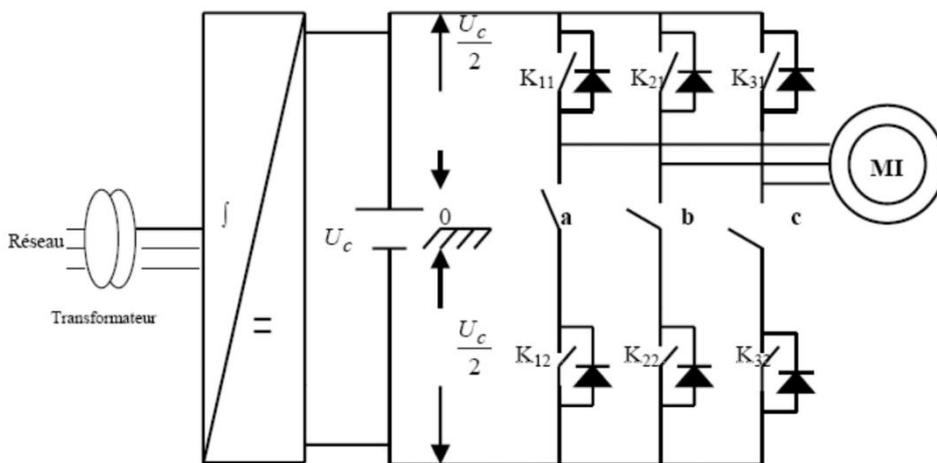
$C_e$ : Couple électromagnétique.

$C_r$ : Couple résistant.

## 5. Modélisation de l'Onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé de tension deux niveaux est constitué de deux interrupteurs par bras. Ces derniers ont la particularité d'être bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles. Pour assurer la circulation du courant dans les deux sens, l'interrupteur doit être placé en antiparallèle avec une diode.

La structure générale d'un onduleur de tension deux niveaux est représentée dans la Figure (22).



**Fig 22** : Schéma de principe de l'onduleur triphasé de tension.

Les tensions de référence sont les tensions simples désirées  $U_{an}$  ;  $U_{bn}$  ;  $U_{cn}$  référencées par rapport au point neutre.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ) :

- $S_i = 1$  le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$  le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases  $U_{ao}$ ,  $U_{bo}$  et  $U_{co}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  :

$$U_{ao} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2}, & S_i = 1 \\ -\frac{U_{dc}}{2}, & S_i = 0 \end{cases} \rightarrow U_{ao} = K_a * \frac{U_{dc}}{2} \quad (30)$$

$$U_{bo} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2}, & S_i = 1 \\ -\frac{U_{dc}}{2}, & S_i = 0 \end{cases} \rightarrow U_{bo} = K_b * \frac{U_{dc}}{2} \quad (31)$$

$$U_{co} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2}, & Si = 1 \\ -\frac{U_{dc}}{2}, & Si = 0 \end{cases} \rightarrow U_{co} = Kc * \frac{U_{dc}}{2} \quad (32)$$

D'après la définition des équations  $U_{ao}$ ,  $U_{bo}$  et  $U_{co}$ , on a  $K_a$ ,  $K_b$  et  $K_c$  presnté la situation 1 ou -1 dépend  $S_i$ .

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (33)$$

$$\begin{cases} U_{ao} + U_{on} = U_{an} \\ U_{bo} + U_{on} = U_{bn} \\ U_{co} + U_{on} = U_{cn} \end{cases} \quad (34)$$

D'après la somme des équations 34, on a

$$(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) + 3 U_{on} = U_{an} + U_{bn} + U_{cn} \quad (35)$$

La substitution de (33) dans (35) nous donne :

$$U_{on} = -\frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (36)$$

En remplace (34) dans (36) on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3} U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (37)$$

En remplace (30, 31 et 32) dans (37) on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} Ka * \frac{U_{dc}}{2} - \frac{1}{3} Kb * \frac{U_{dc}}{2} - \frac{1}{3} Kc * \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3} Ka * \frac{U_{dc}}{2} + \frac{2}{3} Kb * \frac{U_{dc}}{2} - \frac{1}{3} Kc * \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} Ka * \frac{U_{dc}}{2} - \frac{1}{3} Kb * \frac{U_{dc}}{2} + \frac{2}{3} Kc * \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (38)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $K_a$ ,  $K_b$ ,  $K_c$ ) permettent de générer huit vecteurs de tensions dont deux correspondent au vecteur nul. Avec les tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ka \\ Kb \\ Kc \end{bmatrix} \quad (39)$$

Ainsi, le modèle présenté dans l'équation 39 exprime l'onduleur triphasé.

**Conclusion :**

Le but de ce cours est d'obtenir les caractéristiques du moteur asynchrone en mode permanent pour comprendre son fonctionnement et les paramètres de contrôle essentiels qui influencent ses caractéristiques ainsi que le modèle en mode dynamique soit pour la machine soit pour le convertisseur afin de permettre le choix de convertisseur électronique bien adapté pour avoir une bonne combinaison et de bonnes performances dans la commande et l'exploitation du MAS.