

Alimentation et commande des machines à courant alternatif

Objectif

Mettre en œuvre un système de régulation pour un actionneur à courant alternatif

Pré-requis

Machines asynchrones et machines synchrones

Convertisseurs statiques DC/AC et AC/DC

Systèmes linéaires asservis

Savoirs associés

Modélisation de l'association machine convertisseur statique de fréquence

Alimentation en courant et alimentation en tension

Commande à fréquence fixe, commande à fréquence variable

Modulation de largeur d'impulsion

Régulation en régime transitoire

Contenu

Alimentation et commande des machines asynchrones

Alimentation et commande des machines synchrones

Travaux dirigés

Alimentation et commande de la machine Synchrone

Sommaire

1 INTRODUCTION	2
2 DESCRIPTION DES MACHINES SYNCHRONES	2
2.1 MACHINE SYNCHRONE A ROTOR BOBINEE	2
2.3 MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENTS (MASAP)	3
4 PRINCIPES GENERAUX DE COMMANDE	7
Machine synchrone à poles saillants	9
5 EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	9
6 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES	13
6.1 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES A POLES LISSES	13
6.2 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES A POLES SAILLANTS	15
6.3 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES A RELUCTANCE VARIABLE	18
7 COMMANDE SCALAIRE DES MACHINES SYNCHRONES	19
7.1 INTRODUCTION	19
7.2 ALIMENTATION EN COURANT DES MACHINES SYNCHRONES	20
7.2.1 Redresseur triphasé à thyristor	20
7.2.2 Alimentation de la machine synchrone par un pont triphasé à thyristors	26
7.2.3 Fonctionnement autopiloté de la machine synchrone	27
7.2.4 Etude des stratégies de contrôle du couple électromagnétique	32
7.2.5 Contrôle du temps d'application de la tension inverse	34
7.2.6 Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée	39
7.2.7 Dispositif de démarrage de la machine synchrone	41
7.3 ALIMENTATION EN TENSION DES MACHINES SYNCHRONES	43
7.3.1 Contrôle en V/f d'une machine synchrone	43
7.3.2 Autopilotage de la machine synchrone par un onduleur de tension MLI	45
7.3.2.1 Asservissement de vitesse pour l'alimentation en courant sinusoïdaux	46
7.3.2.2 Asservissement de vitesse pour l'alimentation en courant rectangulaire	49
8 CONCLUSION	52
9 BIBLIOGRAPHIE	52

1 INTRODUCTION

Aujourd'hui, les entraînements à vitesse variable de moteurs à courant alternatif (moteurs synchrones et asynchrones) concurrencent dans la plupart des applications industrielles les entraînements à vitesse variable de moteurs à courant continu. En effet les machines à courant alternatif sont plus robustes et moins onéreuses. De plus un système de commande approprié leur permet d'obtenir de meilleures performances que les classiques hacheurs ou redresseurs commandés pilotant un moteur à courant continu.

Les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées par des convertisseurs statiques de fréquence variable. La fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de manière que le synchronisme soit toujours assuré. Il faut en effet résoudre deux problèmes très importants qui concernent le démarrage du moteur et le risque de décrochage de la machine à la suite d'un changement de vitesse ou d'une surcharge. L'asservissement, analogue à celui réalisé par l'ensemble collecteur - balais dans les machines à courant continu, est réalisé à partir d'un système de détection de la position du rotor, d'où le vocable "autopilotage".

2 DESCRIPTION DES MACHINES SYNCHRONES

2.1 MACHINE SYNCHRONE A ROTOR BOBINEE

Les machines synchrones classiques ont deux bobinages et deux alimentations dont une continue (roue polaire) et une alternative polyphasée (pour le stator).

Il existe deux types de machine synchrone à rotor bobiné soit avec des pôles lisses (entrefer constant) soit avec pôles saillants (entrefer variable).

Pour les machines synchrones à pôles lisses, les inductances synchrone directe et transversale sont identique ($L_d = L_q$). Pour les machines synchrones à pôles saillants, l'effet de saillance donne une inductance synchrone directe supérieure à l'inductance synchrone transversale ($L_d > L_q$).

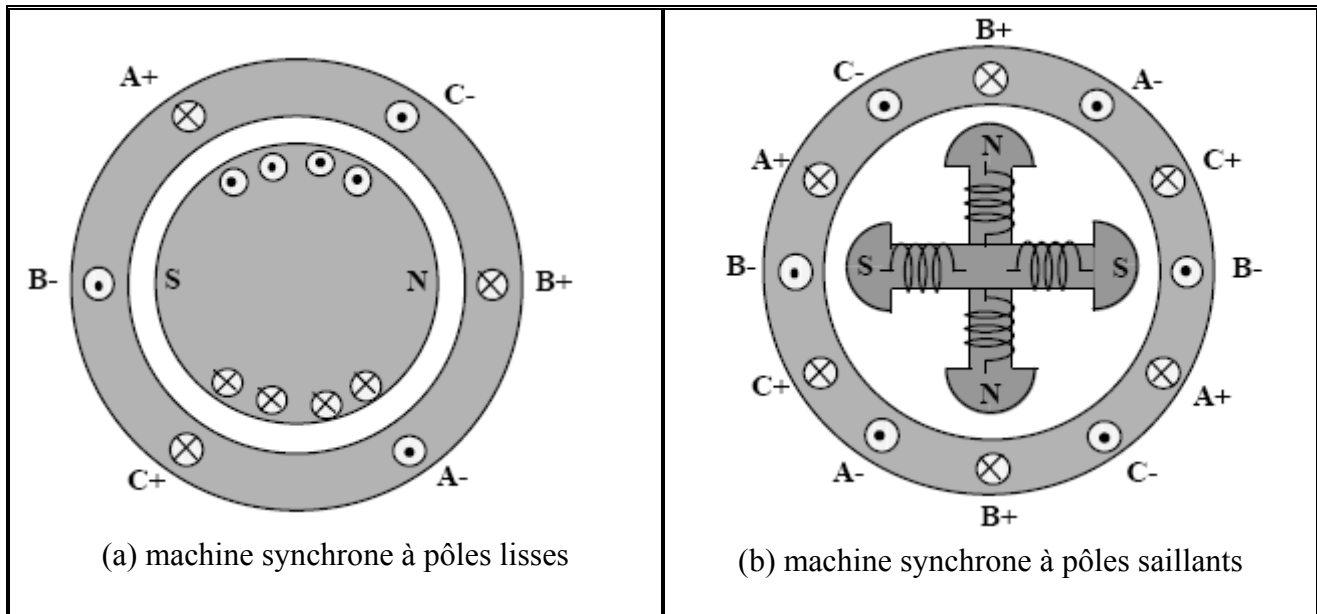


Figure 1. Machine synchrone triphasée à rotor bobinée et à bagues.

2.2 MACHINE SYNCHROME SANS BALAIS TYPE CONTINU (BRUSHLESS DC MOTOR)

La machine synchrone sans balais type continu est à pôles lisses ($L_d = L_q$), et le champ rotorique est fourni par des aimants d'arc polaire 180° ou 120° . Le stator est alimenté en étoile ou triangle par des créneaux de courant à 120° ou 180° . Elle possède les mêmes propriétés que la machine à courant continu et elle est plus performante du fait de l'absence du bobinage au rotor donc des pertes Joule rotor. Sa commande est plus sophistiquée que celle de la machine à courant continu.

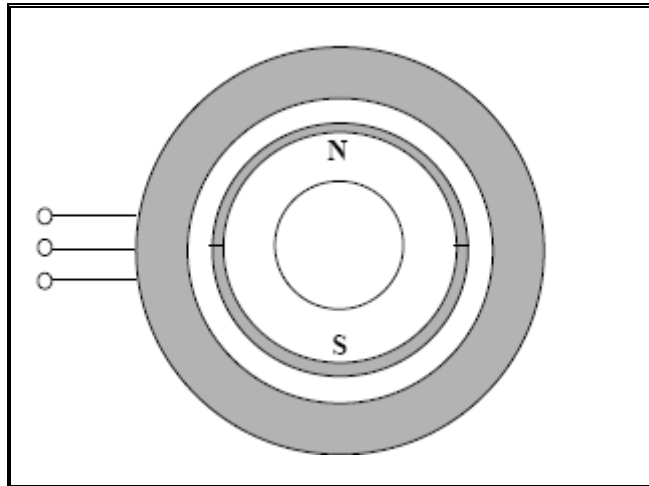


Figure 2. Machine synchrone sans balais type continu (Brushless DC motor)

2.3 MACHINE SYNCHROME A AIMANT PERMANENTS (MASAP)

Les machines synchrones à aimants permanents présentent un entrefer variable, donc à pôles saillants. Elles utilisent des aimants d'arc polaire 120° , pour obtenir une induction quasi sinusoïdale. Elles sont alimentées en ondes sinusoïdales de courant ou de tension. Il existe deux structures à aimants et hautes performances. La première utilise des aimants collés en surface du rotor on parle alors de machine sans concentration de flux ou aimantation tangentielle, la deuxième utilise des aimants enterrés au rotor et on parle de machine avec concentration de flux ou aimantation radiale.

Les machines synchrones à aimants montés en surface au rotor et sans pièce polaire ont des inductances synchrones directes et transversales pratiquement identiques ($L_d = L_q$). Pour les machines synchrones à aimants enterrés au rotor, on trouve un effet de saillance inversée c'est à dire une inductance synchrone transversale supérieure à l'inductance synchrone directe ($L_d < L_q$). Les machines synchrones avec saillance inversée sont utilisées pour des vitesses de rotation élevées.

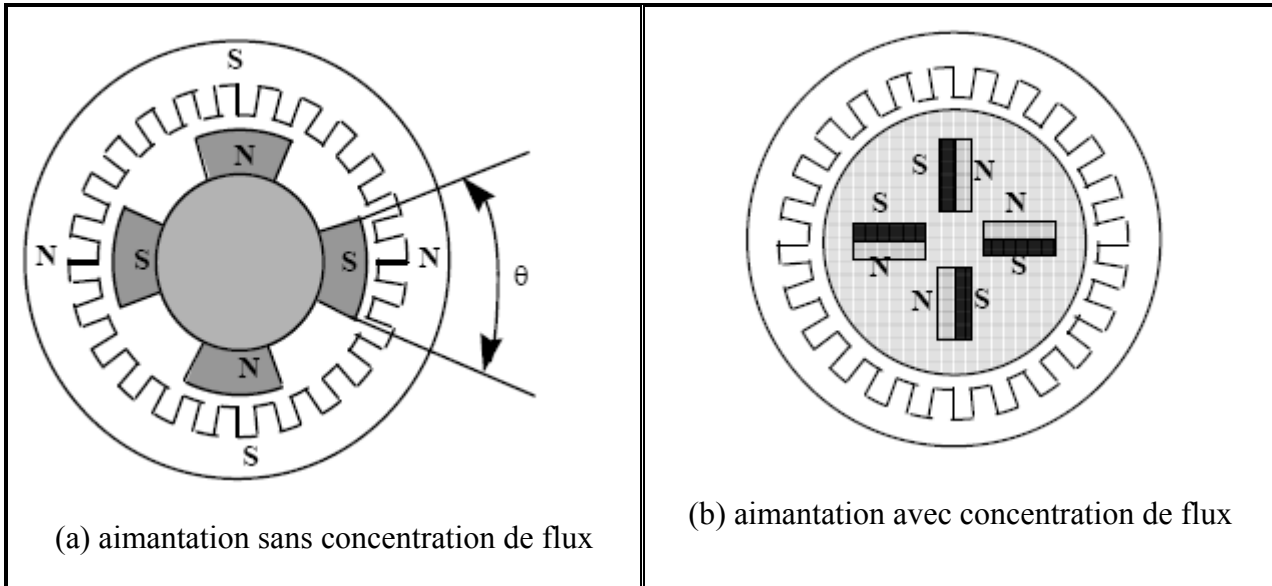


Figure 3. Machine synchrone à aimants permanents (MASAP).

3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF

Pour les machines à pôles lisses, le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs magnétiques. Le couple électromagnétique fourni par les machines asynchrones et synchrones est dû à l'interaction de deux champs tournants, le champ créé par le(s) courant(s) qui circule(nt) dans l(es) enroulement(s) du rotor et le champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator. Essayons de représenter les positions des deux champs tournants statorique H_s et rotorique H_r .

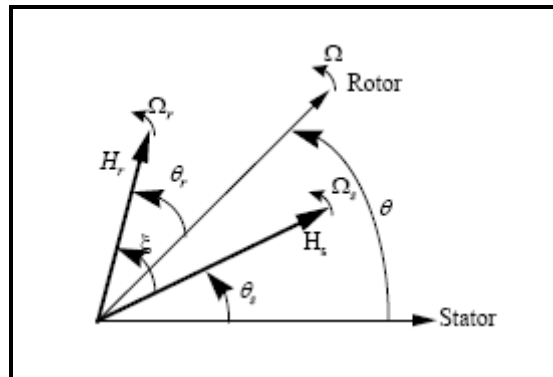


Figure 4. Position des vecteurs champs statorique et rotorique

La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle θ tel que:

$$\theta = \Omega t + \theta_0 \tag{1}$$

Le champ tournant statorique se déplace (dans un repère lié au stator) par rapport à sa position d'origine suivant θ_s :

$$\theta_s = \Omega_s t + \theta_{s0} \quad (2)$$

En notation complexe, dans le repère lié au stator, le champ produit par les enroulements du stator peut s'exprimer par :

$$\underline{H_s} = H_s e^{j\theta_s} \quad (3)$$

Le champ tournant rotorique se déplace par rapport au rotor et sa position est repérée par l'angle θ_r (repère lié au rotor).

$$\theta_r = \Omega_r t + \theta_{r0} \quad (4)$$

En notation complexe, dans le repère lié au rotor, le champ produit par les enroulements du rotor peut s'exprimer par la relation suivante :

$$\underline{H_r} = H_r e^{j\theta_r} \quad (5)$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par le produit vectoriel donné par la relation suivante :

$$T_e = k \left(\vec{H_s} \wedge \vec{H_r} \right) \quad (6)$$

Ce qui nous donne :

$$T_e = k H_s H_r \sin \left(\vec{H_s} \wedge \vec{H_r} \right) \quad (7)$$

Après développement nous obtenons :

$$T_e = k H_s H_r \sin(\theta + \theta_r - \theta_s) = k H_s H_r \sin(\xi) \quad (8)$$

En remplaçant θ , θ_r et θ_s par leurs expressions nous obtenons:

$$T_e = k H_s H_r \sin \left[(\Omega + \Omega_r - \Omega_s) t + \theta_{r0} - \theta_{s0} + \theta_0 \right] \quad (9)$$

D'après cette relation nous remarquons que la valeur moyenne du couple électromagnétique est non nulle si:

$$\Omega + \Omega_r = \Omega_s \quad \text{et} \quad \theta_{r0} - \theta_{s0} \neq \frac{\pi}{2} + \lambda\pi \quad (10)$$

Cette relation permet de mettre en évidence le principe de fonctionnement des machines synchrones et asynchrones.

- dans le cas d'une machine synchrone, le champ rotorique est produit par un enroulement alimenté par un courant continu ou par un aimant permanent, la pulsation Ω_r est donc nulle. Le rotor doit tourner à la même vitesse que le champ statorique.
- dans le cas de la machine asynchrone, le rotor tourne à une vitesse différente de celle du champ statorique. Les courants rotoriques sont alternatifs et Ω_r représente la vitesse angulaire de glissement telle que:

$$\Omega_r = g\Omega_s \quad (11)$$

Nous pouvons résumer les deux remarques précédentes par:

- machine synchrone: $\Omega_r = 0$, ce qui implique $\Omega = \Omega_s$
- machine asynchrone $\Omega + \Omega_r = \Omega_s$.

Pour contrôler parfaitement le couple électromagnétique de ces deux types de machine, il faut donc:

- assurer en permanence l'égalité au niveau des pulsations suivante :

$$\Omega + \Omega_r = \Omega_s \quad (12)$$

- maîtriser l'angle ξ entre les vecteurs champ statorique $\underline{H_s}$ et rotorique $\underline{H_r}$ (0).
($\xi = \theta_{r0} - \theta_{s0} + \theta_0$).

Ainsi

$$C_e = kH_s H_r \sin(\xi) \quad (13)$$

Pour la commande vectorielle, nous verrons que cette relation illustre le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée et du moteur asynchrone à commande vectorielle par orientation de flux.

Le moteur synchrone est constitué par un induit fixe portant des bobinages triphasés à répartition spatiale sinusoïdale et créant le champ tournant à la vitesse

$$\Omega = \frac{\omega_s}{N_p} \quad (14)$$

avec

- Ω : vitesse angulaire de rotation du rotor
- ω_s : pulsation des courants de l'inducteur
- N_p : nombre de paires de pôles des bobinages

L'inducteur est mobile et se comporte comme un aimant. Pour les machines de faible puissance, l'inducteur est un aimant permanent et pour les éléments de grande puissance, le rotor comprend un enroulement alimenté en courant continu. Cette alimentation est souvent fournie par un système de redresseurs tournant avec le rotor.

4 PRINCIPES GENERAUX DE COMMANDE

Pour faire fonctionner la machine synchrone à vitesse variable, il est nécessaire d'agir sur la fréquence d'alimentation.

En général, l'alimentation à fréquence variable de la machine synchrone est réalisée à l'aide d'un convertisseur statique continu alternatif. La machine synchrone peut être alimentée par un convertisseur de tension ou de courant. Pour le contrôle de la machine synchrone, on contrôle l'amplitude des tensions statorique ou l'amplitude des courants statorique et la fréquence f_s .

Pour l'étude des principes de contrôle du couple électromagnétique de la machine synchrone, nous allons raisonner sur le diagramme de Fresnel souvent appelé diagramme de Behn-Eschenbourg.. Par convention, la machine synchrone est considérée comme récepteur à pôles saillants et non saturé. Nous pouvons donc utiliser le diagramme de Fresnel qui est valable uniquement en régime permanent pour la composante fondamentale des tensions et des courants statorique générés par le convertisseur statique.

En convention récepteur, l'équation de la machine est donnée par:

$$\underline{V}_s = \underline{E} + jX_d \underline{I}_d + jX_q \underline{I}_q \quad (15)$$

La résistance des enroulements statoriques est négligée car en général on a $R_s \ll L_s \omega$.

La f.é.m qui est supposée sinusoïdale est liée au flux créé par la roue polaire par la relation suivante :

$$\underline{E} = j\omega_s \Phi_f \quad (16)$$

A partir des équations (15) et (16), on déduit le diagramme vectoriel de Fresnel représentatif de la machine synchrone. Pour cela on représente le diagramme vectoriel de la machine, en convention récepteur et en régime permanent, dans un repère lié au flux Φ_f .

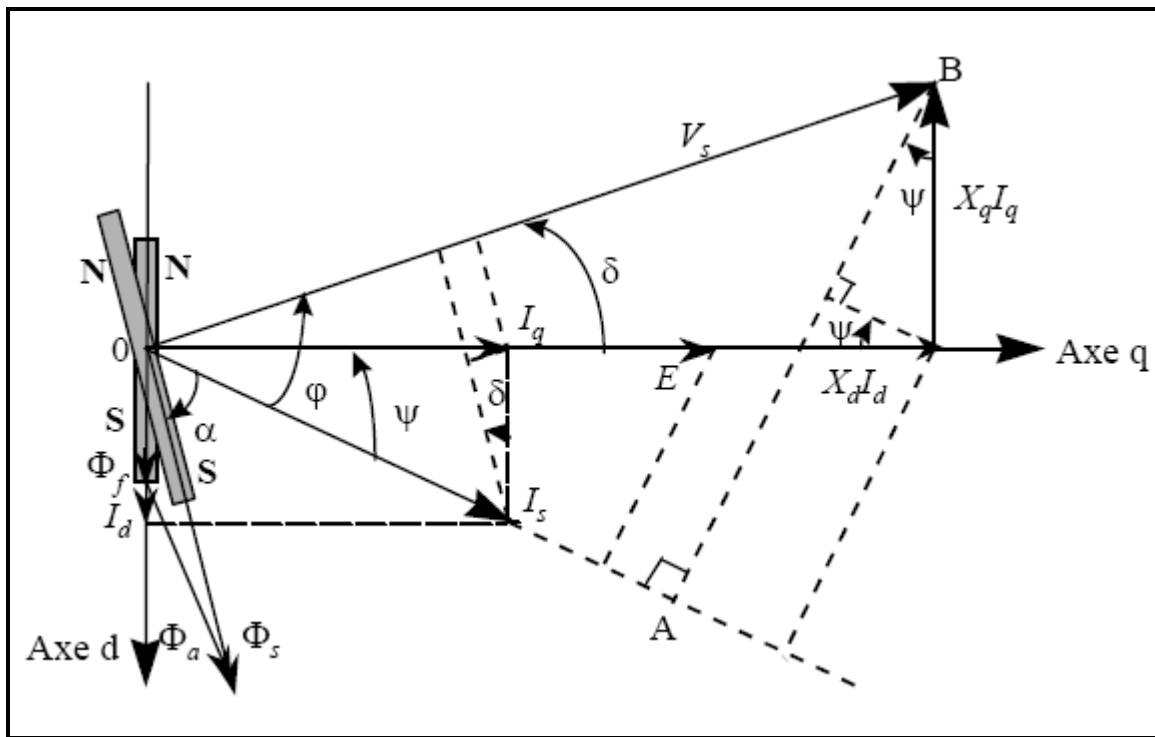


Figure 5. Diagramme de Fresnel de la machine synchrone à pôles saillants.

avec

E : force électromotrice induite dans les enroulements statorique,

I_s : courant dans l'induit,

X_d : réactance synchrone directe,

X_q : réactance synchrone transversale,

V_s : tension simple aux bornes de l'induit,

Φ_f : valeur efficace du flux à vide créé par l'inducteur,

Φ_a : valeur efficace du flux de réaction d'induit,

Φ_s : valeur efficace du flux d'induit,

ω_s : pulsation des tensions d'induit,

δ : angle interne de la machine (entre E et V_s),

\square : déphasage courant - tension (entre I_s et V_s),

ψ : déphasage courant f.é.m. (entre I_s et E),

α : déphasage courant - flux inducteur (entre I_s et Φ_s).

On positionne la f.é.m. à vide et on peut ainsi déterminer la position de la roue polaire de la machine synchrone en plaçant le vecteur Φ_f .

Comme le flux est orienté dans le sens Nord Sud, nous pouvons positionner sur le diagramme de la figure 5 les pôles des champs statorique et rotorique. Nous pouvons remarquer d'après la figure que la machine fonctionne en moteur puisque le champ tournant stator pousse le champ du rotor.

Nous représentons les différents digrammes vectoriels des machines synchrones à pôles lisses et à pôles saillants en fonctionnement moteur et générateur.

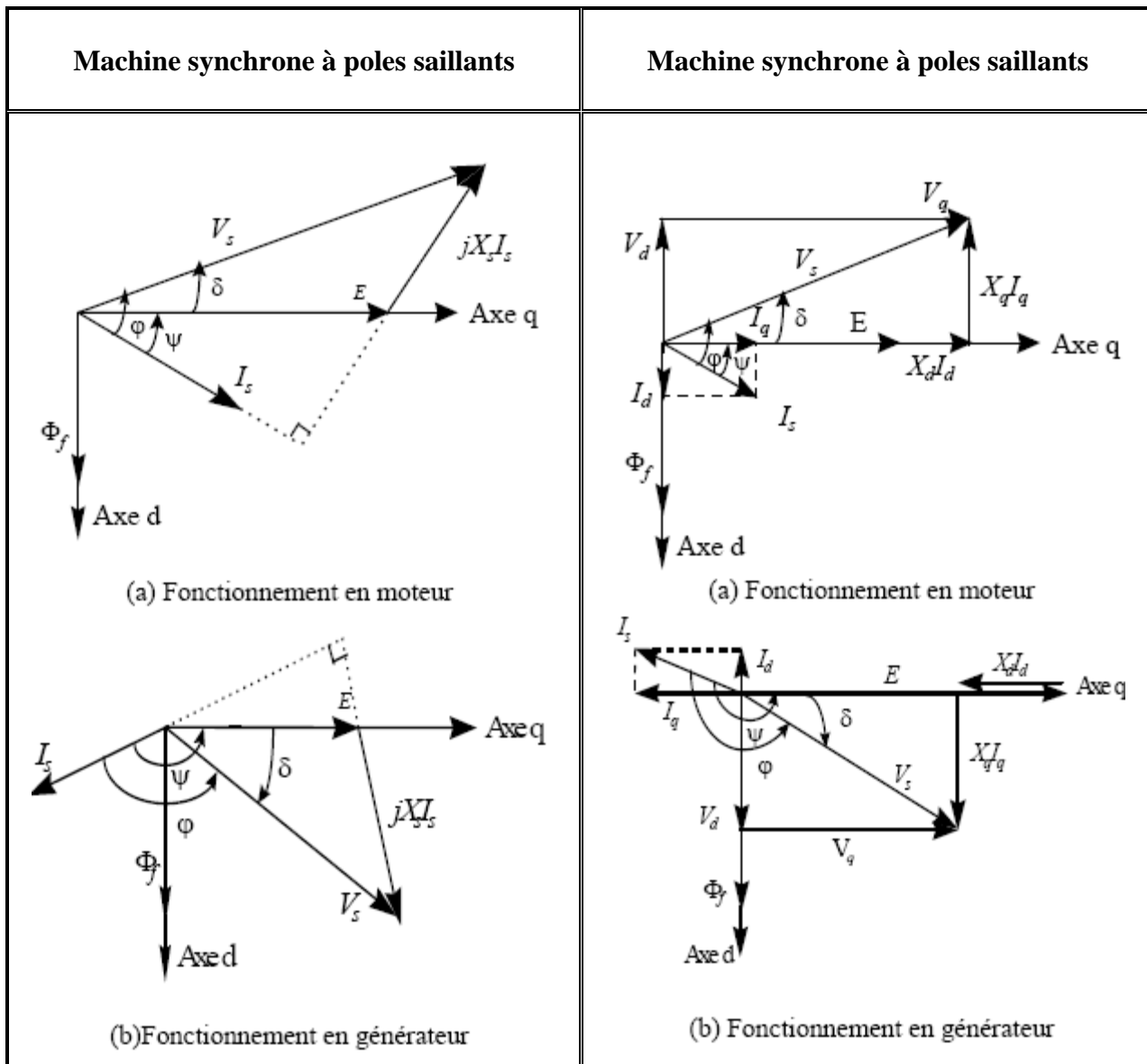


Figure 6. Diagramme vectoriel d'une machine synchrone en régime permanent.

5 EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On détermine le couple électromagnétique à partir de la puissance électromagnétique. Comme la résistance de l'induit et les pertes fer sont négligés, la puissance absorbée s'identifie à la puissance électromagnétique.

On faisant la projection des grandeurs du diagramme de la figure 5 selon l'axe q et l'axe d, nous obtenons :

$$\begin{cases} V_s \cos \delta = E + X_d I_s \sin \psi = E + X_d I_d \\ V_s \sin \delta = X_q I_s \cos \psi = X_q I_q \end{cases} \quad (17)$$

D'après la figure 5, nous pouvons écrire:

$$I_s \cos \varphi = I_q \cos \delta - I_d \sin \delta \quad (18)$$

La puissance transmise au rotor est:

$$P_{EM} = 3V_s I_s \cos \varphi = 3V_s (I_q \cos \delta - I_d \sin \delta) \quad (19)$$

D'après les équations (17), nous pouvons déduire les relations suivantes

$$I_d = \frac{V_s \cos \delta - E}{X_d} \quad (20)$$

$$I_q = \frac{V_s \sin \delta}{X_q} \quad (21)$$

En portant I_d et I_q dans l'expression de la puissance électromagnétique (19), nous obtenons:

$$P_{EM} = \frac{3V_s E}{X_d} \sin \delta + 3V_s^2 \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \sin(2\delta) \quad (22)$$

Le couple électromagnétique à la vitesse de synchronisme s'exprime sous la forme :

$$T_e = \frac{P_{EM}}{\Omega} \quad (23)$$

soit :

$$T_e = \frac{3N_p V_s}{\omega_s} \left[\frac{E}{X_d} \sin \delta + V_s \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \sin(2\delta) \right] \quad (24)$$

On pose :

$$\frac{E}{\omega_s} = \Phi_f \text{ et } \frac{V_s}{\omega_s} = \Phi_s$$

Le couple électromagnétique devient alors :

$$T_e = 3N_p \left[\frac{\Phi_s \Phi_f}{L_d} \sin \delta + \Phi_s^2 \frac{L_d - L_q}{2L_d L_q} \sin(2\delta) \right] \quad (25)$$

Nous allons exprimer la puissance électromagnétique et le couple en fonction de E et ψ , pour cela faisons une projection des grandeurs du diagramme de la figure 5 sur I_s .

D'une part on a :

$$V_s \cos \varphi = E \cos \psi + X_d I_d \cos \psi - X_q I_q \sin \psi \quad (26)$$

En portant l'expression de $V_s \cos \varphi$ dans la formule (19), nous obtenons:

$$P_{EM} = 3V_s I_s \cos \varphi = 3I_s \left[E \cos \psi + X_d I_d \cos \psi - X_q I_q \sin \psi \right] \quad (27)$$

d'autre part :

$$I_d = I_s \sin \psi \quad (28)$$

$$I_q = I_s \cos \psi \quad (29)$$

En remplaçant I_d et I_q par leurs expression dans (27), l'expression de la puissance devient:

$$P_{EM} = 3EI_s \cos \psi + \frac{3}{2} I_s^2 (X_d - X_q) \sin(2\psi) \quad (30)$$

La nouvelle expression du couple électromagnétique est

$$T_e = 3N_p \Phi_f I_s \cos \psi + \frac{3}{2} N_p I_s^2 (L_d - L_q) \sin 2\psi \quad (31)$$

La puissance réactive est donnée par :

$$Q = 3V_s I_s \sin \varphi \quad (32)$$

Nous allons exprimer la puissance réactive en fonction de E et ψ , pour cela faisons une projection des grandeurs du diagramme de la figure 5 sur l'axe AB.

$$V_s \sin \varphi = E \sin \psi + X_d I_d \sin \psi + X_q I_q \cos \psi \quad (33)$$

En portant l'expression de $V_s \sin \varphi$, I_d et I_q dans la formule (32), nous obtenons après développement:

$$Q = 3EI_s \sin \psi + \frac{3}{2} I_s^2 \left[X_d + X_q + (X_q - X_d) \cos(2\psi) \right] \quad (34)$$

Dans le cas des machines synchrones à pôles lisses les réactances directes et transversales sont identiques: $X_d = X_q = X_s = L_s \omega_s$.

La puissance et le couple électromagnétique deviennent alors:

$$P_{EM} = 3 \frac{V_s E}{X_s} \sin \delta = 3EI_s \cos \psi \quad (35)$$

$$T_e = 3N_p \frac{\Phi_f \Phi_s}{L_s} \sin \delta = 3N_p \Phi_f I_s \cos \psi \quad (36)$$

Le contrôle du couple électromagnétique nécessite le réglage de l'angle ψ et l'amplitude du courant statorique I_s avec un flux inducteur généralement constant.

Le contrôle de l'angle ψ est obtenu par un capteur de position rotor. De plus ce capteur de position permet de générer les ordres de commande des interrupteurs du convertisseur alimentant la machine. Ainsi la fréquence des courants alimentant l'induit est commandée par la vitesse de rotation du rotor par la relation $\omega_s = N_p \Omega_r$: c'est l'**autopilotage**.

Cette technique de commande permet d'éliminer tous les risques d'instabilités en maintenant à chaque instant le synchronisme entre les deux forces magnétomotrices. Pour la mise en oeuvre de cette technique, on détecte la position du rotor, et on génère une source d'alimentation à fréquence variable pouvant être synchronisée par une référence extérieure.

D'après le diagramme de Fresnel, nous remarquons que $\alpha = \frac{\pi}{2} - \psi$. L'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$T_e = 3N_p \Phi_f I_s \sin \alpha \quad (37)$$

Cette expression est analogue à l'équation (13).

- Si le champ tournant est en retard sur celui de la roue polaire (dans le sens de la rotation), le couple est résistant, la machine fonctionne en génératrice (alternateur)
- Si le champ tournant est en avance sur celui de la roue polaire, le couple est moteur, la machine fonctionne en moteur synchrone.
- si $0 < \alpha < 90^\circ$: pour $\alpha = 90^\circ$ le couple que peut fournir la machine synchrone est maximum. Si on impose un couple résistant supérieur à cette valeur, α tend à devenir plus grand que 90° et la machine décroche, car le couple moteur décroît.

6 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES

Deux stratégies de commande des machines synchrones sont envisageables:

- commande à couple maximum
- commande à facteur de puissance unitaire

Pour l'étude de ces deux stratégies de commande, nous établissons l'expression du couple électromagnétique et celle de la puissance active et réactive en négligeant les pertes joules statorique. Ces expressions tiennent ne compte que du fondamental des différentes grandeurs de la machine synchrone (courants et tensions).

6.1 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES A POLES LISSES

rappelons le couple, que nous avons déjà établi par l'expression (36) pour ce type de machines qui est :

$$T_e = 3N_p \Phi_f I_s \cos \psi = 3N_p \frac{\Phi_f \Phi_s}{L_s} \sin \delta \quad (38)$$

Nous pouvons remarquer que si l'on impose le flux inducteur Φ_f , la commande du couple est obtenue par le contrôle de l'angle ψ , du courant statorique I_s et de la pulsation statorique ω_s . Cette première expression est utilisée dans le cas d'une alimentation en courant.

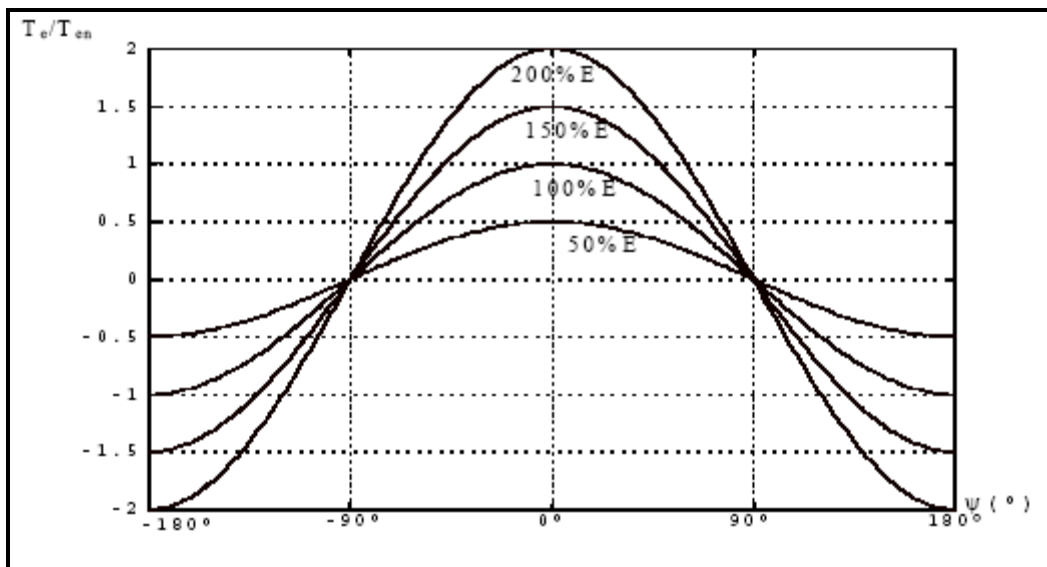


Figure 7. Caractéristique couple électromagnétique en fonction de l'angle ψ

D'autre part nous pouvons donner l'expression du couple (38) sous une autre forme :

$$T_e = 3N_p \frac{V_s}{\omega_s} \frac{E}{X_s} \sin \delta \quad (39)$$

Pour cette expression du couple, si l'on impose la tension inducteur E , la commande du couple est obtenue par le contrôle de l'angle interne δ , la tension statorique V_s et de la pulsation statorique ω_s . Cette expression est utilisée dans le cas d'une alimentation en tension.

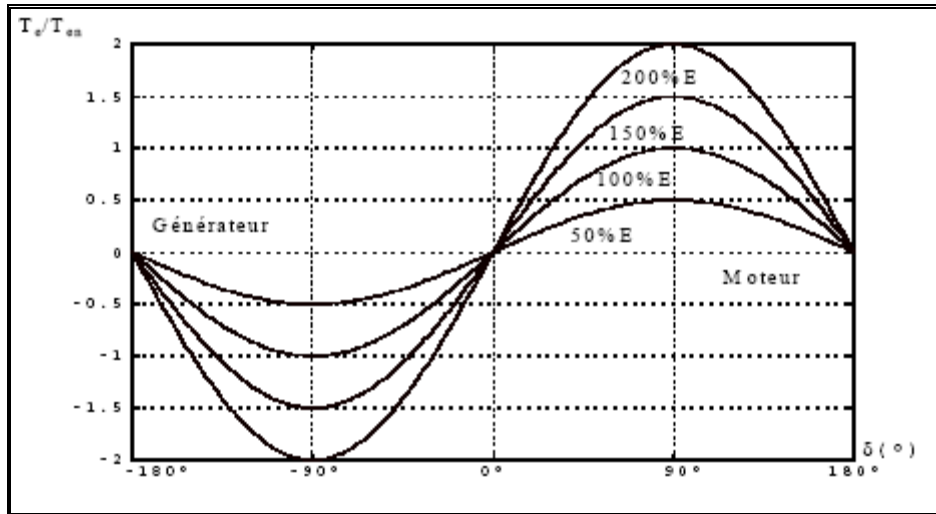


Figure 8. Caractéristique couple électromagnétique en fonction de l'angle interne δ .

Nous avons tracé la caractéristique couple en fonction de l'angle interne δ pour les deux modes de fonctionnement moteur et générateur. Nous pouvons remarquer que le couple est nul pour $\delta = 0$ et devient maximum pour $\delta = \pm 90^\circ$. Le fonctionnement stable de la machine impose que l'angle interne δ varie entre $\pm 90^\circ$. Pour une fréquence et tension statorique donnés, la caractéristique du couple en fonction de l'angle interne δ est proportionnelle au flux inducteur. En effet lorsque la machine synchrone est alimentée par un convertisseur contrôlé par la position rotorique, elle sera en fonctionnement autopilotée sans de risque d'instabilité. Dans ce cas la machine synchrone admet un fonctionnement similaire à une machine à courant continu à excitation séparée. Pour les puissances, on a:

L'expression de la puissance active absorbée est:

- puissance exprimée en fonction de V_s , I_s et φ :

$$P_a = 3V_s I_s \cos \varphi \quad (40)$$

- puissance exprimée en fonction de E , I_s et ψ :

$$P_a = 3E I_s \cos \psi \quad (41)$$

- puissance exprimée en fonction de E, V_s, X_s et δ :

$$P_a = 3 \frac{EV_s}{X_s} \sin \delta \quad (42)$$

L'expression de la puissance réactive absorbée est :

- $\text{Ⓢ} \text{Ⓢ}$ puissance exprimée en fonction de V_s, I_s et φ :

$$Q = 3V_s I_s \sin \varphi \quad (43)$$

- $\text{Ⓢ} \text{Ⓢ}$ puissance exprimée en fonction de E, I_s, X_s et ψ :

$$Q = 3EI_s \sin \psi + 3X_s I_s^2 \quad (45)$$

Le couple est maximum pour $\psi = 0$ ($\delta = \varphi$). Mais dans ce cas la puissance réactive donnée par l'expression (45) est non nulle, c'est la réaction d'induit qui interdit de fonctionner à facteur de puissance unitaire $\cos \varphi = 1$.

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire donne $Q = 0$. Nous obtenons dans ce cas la condition suivante :

$$\psi = \arcsin \left(\frac{L_s I_s}{\Phi_f} \right) \quad (46)$$

Soit pour une condition ψ non nul négatif (I_s en avance sur E). Dans ce cas la machine ne fonctionne pas à son couple maximum mais en couple T_{e1} donné par :

$$T_{e1} = 3N_p I_s \Phi_f \sqrt{1 - \left(\frac{L_s I_s}{\Phi_f} \right)^2} \quad (47)$$

6.2 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES A POLES SAILLANTS

L'expression du couple est donnée par (31) :

$$T_e = 3N_p \Phi_f I_s \cos \psi + \frac{3}{2} N_p I_s^2 (L_d - L_q) \sin 2\psi \quad (48)$$

Si l'on impose dans cette expression le flux inducteur Φ_f , la commande du couple est obtenue par le contrôle du courant statorique I_s , de l'angle ψ et de la pulsation statorique ω_s . Cette première expression est utilisée dans le cas d'une alimentation en courant.

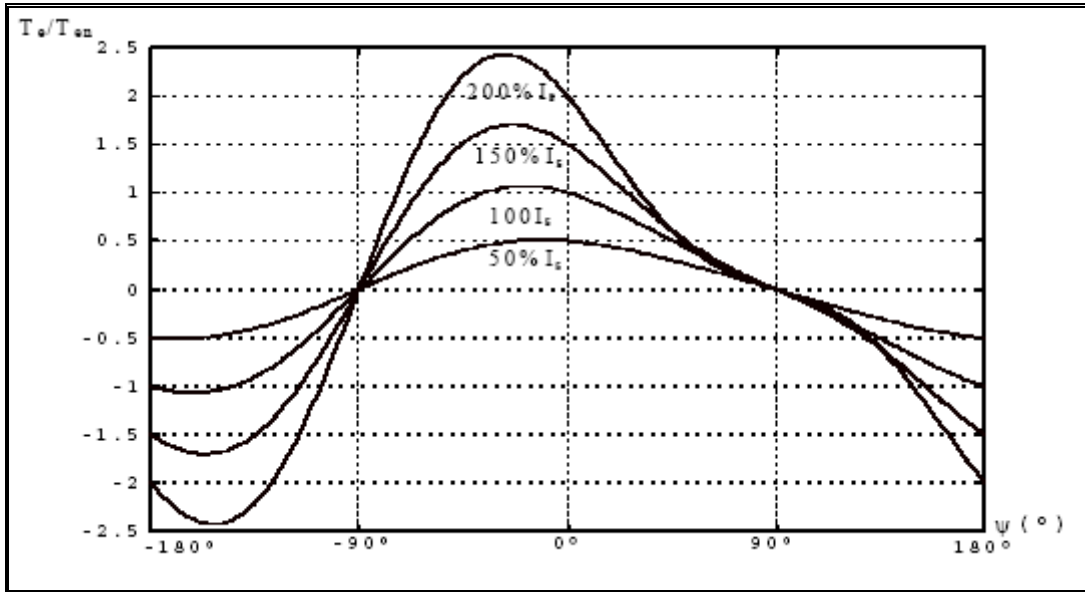


Figure 9. Caractéristique couple électromagnétique en fonction de l'angle ψ .

D'autre part nous avons une autre forme de l'expression du couple électromagnétique (issue de l'expression 22) donnée par:

$$T_e = \frac{3N_p V_s}{\omega_s} \left[\frac{E}{X_d} \sin \delta + V_s \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \sin(2\delta) \right] \quad (49)$$

Si l'on impose dans cette expression la tension inducteur E (image du flux inducteur Φ_f), la commande du couple est obtenue par le contrôle de l'angle δ , de la tension statorique V_s (image du flux statorique Φ_s) et de la pulsation statorique ω_s . Cette seconde expression est utilisée dans le cas d'une alimentation en tension.

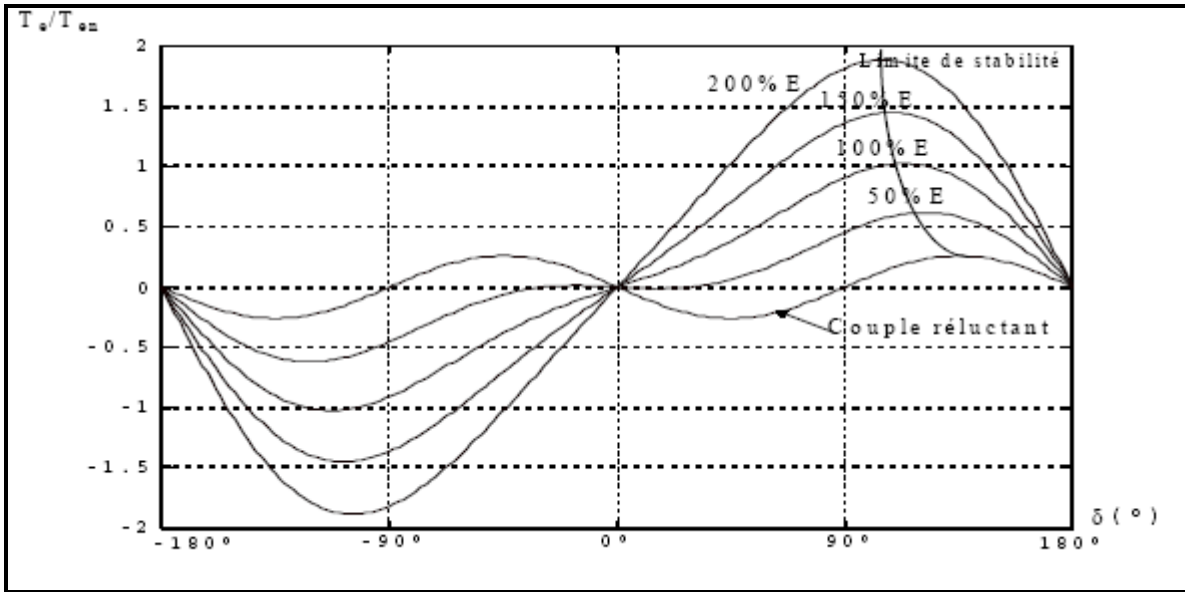


Figure 10. Caractéristique couple électromagnétique en fonction de l'angle interne δ .

La caractéristique couple électromagnétique en fonction de l'angle interne δ a été tracé pour différentes tension d'excitation E pour les deux modes de fonctionnement moteur et générateur. Nous pouvons remarquer que le maximum du couple et donc la limite de stabilité de la machine synchrone varie en fonction de la tension d'excitation. Le minimum du couple ($E = 0$) correspond au terme du couple réactant où la stabilité de la machine synchrone est limitée à . Pour la puissance active on a:

- puissance exprimée en fonction de V_s, I_s et φ :

$$P_a = 3V_s I_s \cos \varphi \quad (50)$$

- puissance exprimée en fonction de E, I_s et ψ :

$$P_a = 3EI_s \cos \psi + \frac{3}{2} I_s^2 (X_d - X_q) \sin 2\psi \quad (51)$$

- puissance exprimée en fonction de E, V_s, I_s et δ :

$$P_a = \frac{3V_s E}{X_d} \sin \delta + 3V_s^2 \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \sin 2\delta \quad (52)$$

Pour la puissance réactive on a:

- puissance exprimée en fonction de V_s, I_s et φ :

$$Q = 3V_s I_s \sin \varphi \quad (53)$$

- puissance exprimée en fonction de E , I_s et ψ :

$$Q = 3EI_s \sin \psi + \frac{3}{2} I_s^2 \left[X_d + X_q + (X_q - X_d) \cos(2\psi) \right] \quad (54)$$

D'après l'expression 48, le couple électromagnétique est maximum $\frac{\delta T_e}{\delta \psi} = 0$, pour un courant statorique I_s et flux inducteur Φ_f donnés, est obtenu par la condition suivante:

$$\psi = - \arcsin \left[\frac{\Phi_f \pm \sqrt{\Phi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_s^2}}{4(L_d - L_q) I_s} \right] \quad (55)$$

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire ($Q = 0$) est obtenu pour la condition suivante:

$$\psi = - \arcsin \left[\frac{\Phi_f \pm \sqrt{\Phi_f^2 - 4(L_d - L_q) L_q I_s^2}}{2(L_d - L_q) I_s} \right] \quad (56)$$

6.3 CARACTERISTIQUES DES MACHINES SYNCHRONES A RELUCTANCE VARIABLE

La structure idéale de la machine synchrone à réluctance variable est identique à celle d'une machine synchrone à pôles saillants sauf qu'elle ne présente pas de circuit inducteur ($E = 0$). Par contre elle possède la même structure et alimentation que les moteurs pas à pas. Son principe de fonctionnement se résume de la manière suivante:

A partir de la position d'alignement de l'axe de symétrie d'une paire de pôles rotor avec celui des pôles d'une phase stator excitée, si on déplace le rotor d'un côté ou de l'autre, il apparaît un couple de rappel qui ramène le rotor sur la position d'alignement. Cette position stable correspond à un flux et une inductance de phase maximum, elle est dite de détente. Pour une position quelconque du rotor le couple est produit par l'attraction magnétique des pôles rotor les plus proches des pôles stator excités. Au moment du recouvrement total d'un pôle stator par celui du rotor, le couple est nul, d'où la nécessité d'exciter successivement les phases du stator pour créer un nouveau couple non nul.

Le couple électromagnétique est déduit du celui de la machine synchrone à pôles saillants avec $E = 0$, nous obtenons:

$$T_g = 3N_p \frac{V_s^2}{\omega_s} \left(\frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \right) \sin 2\delta \quad (57)$$

La limite de stabilité de la machine synchrone à réluctance variable est obtenue pour l'angle interne $\delta = \pm 45^\circ$.

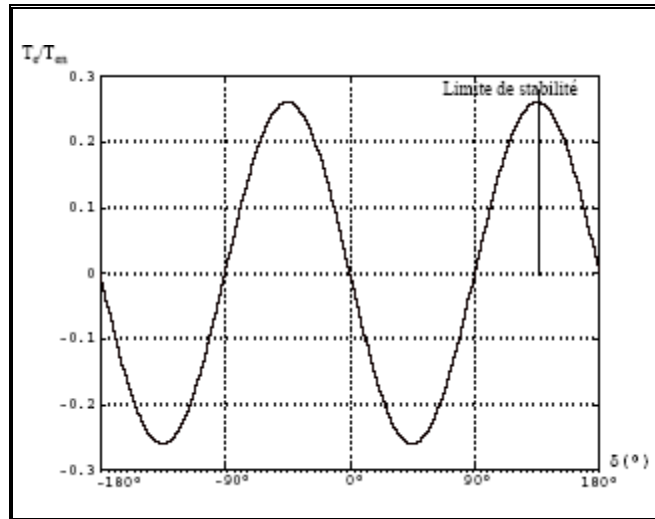


Figure 11. Allure du couple réluctant en fonction de δ .

7 COMMANDE SCALAIRE DES MACHINES SYNCHRONES

7.1 INTRODUCTION

La commande des machines synchrones est divisée essentiellement en deux modes de fonctionnement. Le premier mode utilisé pour une alimentation avec un onduleur de tension ou avec un cycloconvertisseur, correspond au contrôle en $V/f = \text{cste}$ en boucle ouverte où les signaux de commande des interrupteurs sont élaborés par un oscillateur afin d'obtenir la vitesse désirée. Les autres modes sont connus sous le nom de commande autopilotée, où les impulsions de commandes des interrupteurs de l'onduleur de courant appelé aussi commutateur de courant sont générées à partir du capteur de position du rotor de la machine. Dans ce cas l'ensemble machine synchrone avec le commutateur de courant est équivalent à une machine à courant continu où l'on a remplacé son commutateur mécanique (balais) par un commutateur électronique avec tous ses avantages.

Contrairement à la machine asynchrone, la machine synchrone à rotor bobiné est excitée par une source à courant continu pour générer le flux inducteur. En effet, la machine asynchrone doit fonctionner avec un facteur de puissance arrière, alors que la machine synchrone peut fonctionner avec un facteur de puissance arbitraire, avant, arrière ou unitaire. En conséquence le contrôle du courant d'excitation, à tension d'alimentation constante, permet d'imposer un courant statorique qui peut être soit en avance, en arrière ou en phase avec la tension statorique. Pour les machines synchrones à aimants permanents, le flux inducteur est constant. La machine synchrone à réluctance variable ne possède pas de source d'excitation au rotor, par conséquent elle fonctionne obligatoirement avec un facteur de puissance arrière.

7.2 ALIMENTATION EN COURANT DES MACHINES SYNCHRONES

La machine synchrone est alimenté par un pont de Graëtz triphasé à thyristor.

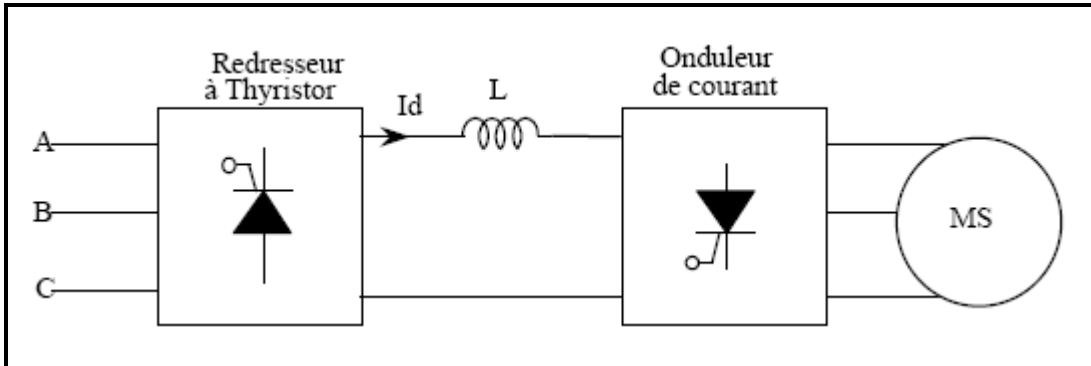


Figure 12. Schéma de principe de l'association machine synchrone - commutateur de courant.

La source à l'entrée de l'onduleur est de type source de courant et les thyristors commutent ce courant entre les différentes phases de la machine et remplissent ainsi le rôle de collecteur électronique. En fonctionnement générateur, le pont à thyristors fonctionne en onduleur non autonome. Les tensions statorique de la machine synchrone permettent, sous certaines conditions, la commutation naturelle des thyristors.

Effectuons un rappel sur le fonctionnement d'un pont de Graëtz à thyristors afin de déterminer les conditions de fonctionnement en commutation naturelle des thyristors.

7.2.1 Redresseur triphasé à thyristor

Nous considérons que le réseau de tensions alternatives est considéré en convention générateur et la charge inductive côté continu est considérée comme récepteur. Le réseau est supposé parfait (impédance interne nulle), la charge, fortement inductive, est assimilée à une source de courant.

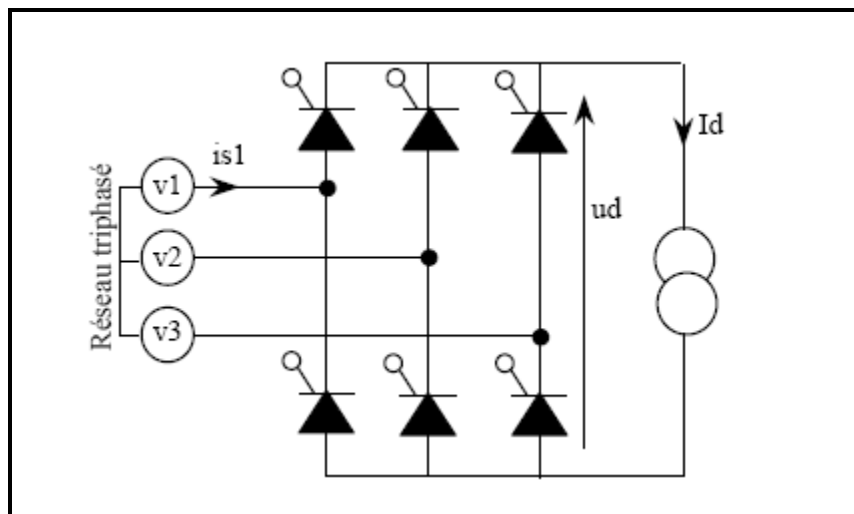


Figure 13. Schéma du redresseur à thyristor.

L'allure du courant dans la phase 1 est:

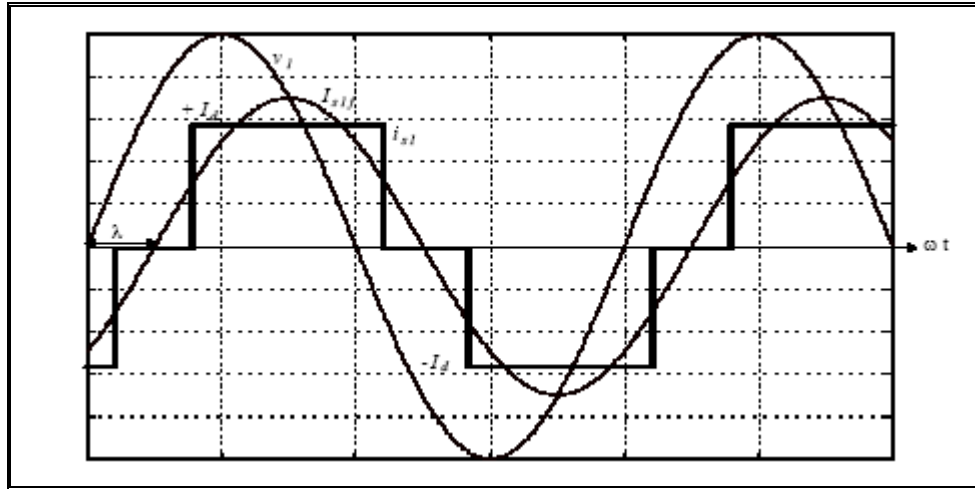


Figure 14. Allure du courant dans la phase 1 du redresseur à thyristor.

L'amorçage des thyristors est commandé et leur blocage est spontané (caractéristique statique des thyristors à trois segments : réversibles en tension et unidirectionnels en courant). En effet les courants absorbés par le redresseur sont en retard sur les tensions simples correspondantes ce qui signifie que le convertisseur consomme de la puissance réactive vis à vis du réseau de tensions alternatives. Les puissances active et réactive totales sont données par les relations suivantes:

- pour la puissance active :

$$P_a = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} I_d \cos \lambda \quad (58)$$

avec

λ : angle de retard à l'amorçage des thyristors (= angle entre v_1 et i_{s1})

V_{eff} : valeur efficace de la tension d'alimentation

I_d : amplitude du courant redressé

- pour la puissance réactive

$$Q_a = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} I_d \sin \lambda \quad (59)$$

La tension moyenne redressée est:

$$U_{moy} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} \cos \lambda \quad (60)$$

Le courant de phase s'exprime sous la forme:

$$i_{s1} = \sum_{n=1,3,5,\dots} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \quad (61)$$

avec :

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \lambda}^{\frac{\pi}{6} + \lambda + \frac{2\pi}{3}} I_d \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \lambda}^{\frac{\pi}{6} + \lambda + \frac{2\pi}{3}} I_d \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

En remplaçant a_n et b_n dans l'expression (61) et en prenant pour origine des phases v_I , nous obtenons:

$$i_{s1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin(\omega t - \lambda) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t - \lambda) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t - \lambda) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega t - \lambda) + \frac{1}{13} \sin 13(\omega t - \lambda) \dots \right] \quad (62)$$

La valeur efficace du fondamental des courants de lignes notés I_{sf} est :

$$I_{sf} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (63)$$

Le courant actif est donné par l'expression suivante :

$$I_{Pa} = I_{sf} \cos \lambda \quad (64)$$

Le courant réactif est donné par l'expression suivante :

$$I_{Qa} = I_{sf} \sin \lambda \quad (65)$$

Essayons de représenter l'évolution des puissances active et réactive absorbées par le pont à thyristors en fonction de la valeur de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

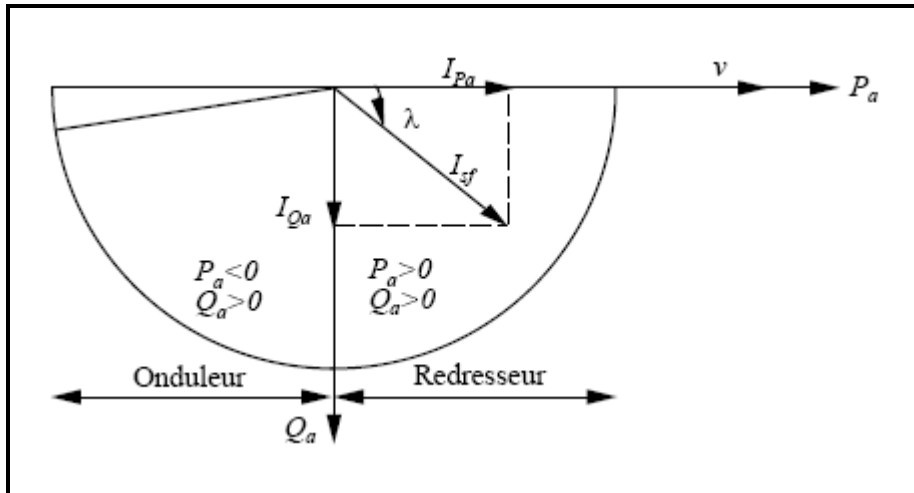


Figure 15. Evolution de la puissance active et réactive.

D'après la figure représentant l'évolution de la puissance active et réactive, nous remarquons que le point de fonctionnement se situe dans un demi cercle et le convertisseur à thyristors absorbe toujours de la puissance réactive quel que soit le signe de la puissance active. Par contre pour un angle de retard à l'amorçage supérieur à 90° , la puissance active change de signe, le convertisseur fonctionne en onduleur puisqu'il fournit de la puissance active au réseau. La commutation naturelle des thyristors à l'aide des tensions du réseau est assurée théoriquement pour l'angle de retard à l'amorçage compris entre $0 < \lambda < \pi$. En pratique la plage de variation de λ est limitée du fait du temps minimal d'application d'une tension inverse sur les thyristors noté t_q , ce qui donne une variation de l'angle du retard à l'amorçage $0 < \lambda < \pi - \omega t_q$. Avec des thyristors classiques et compte tenu des imperfections, et des inductances de ligne, on prend $\omega t_q = \frac{\pi}{6}$, la valeur maximale de l'angle du retard à l'amorçage est limité à $\frac{5\pi}{6}$.

Lorsque la machine synchrone fonctionne en moteur la puissance active est de signe positif. L'onduleur de courant fonctionne en onduleur non autonome (c'est les tensions statorique qui assurent les commutations spontanées des interrupteurs).

Reprenant la même structure du pont de Graëtz avec la machine synchrone.

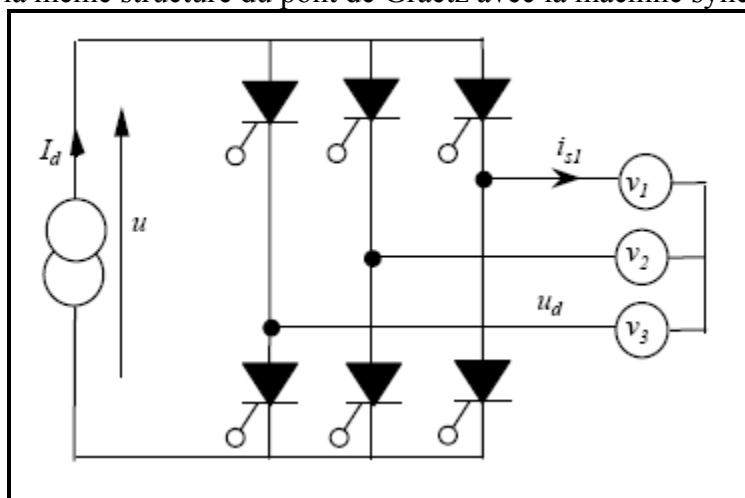


Figure 16. Structure de la machine synchrone alimentée par un pont thyristors

Du côté réseau alternatif le courant change de signe. Ainsi, l'angle de retard à l'amorçage des thyristors λ n'est plus égal au déphasage tension - courant, mais $\lambda = \phi - \pi$. Côté continu, la polarité de la tension est inversée: la tension moyenne U_{moy} est positive lorsque le pont à thyristor fonctionne en onduleur.

L'allure du courant dans la phase 1 est:

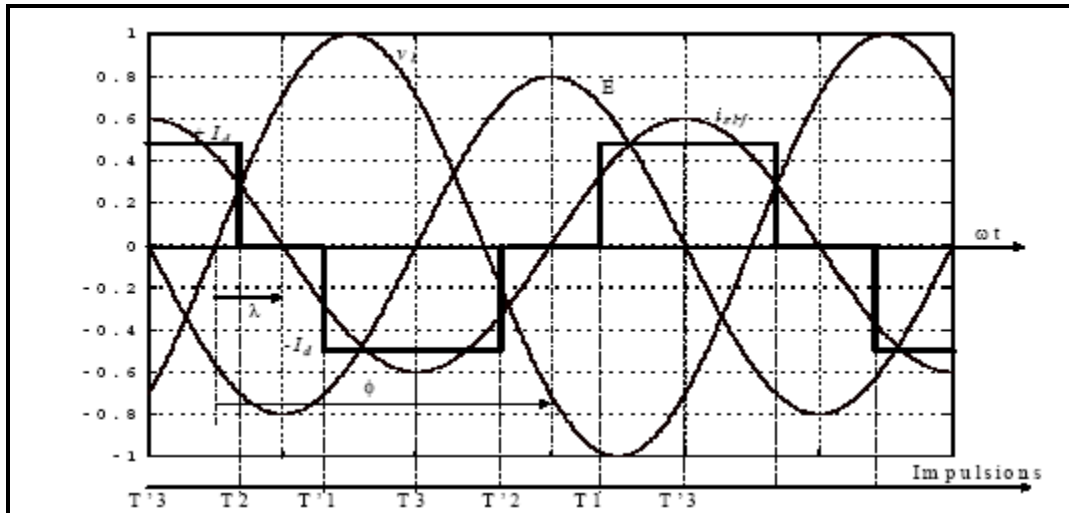


Figure 17. Allure du courant dans la phase 1 du redresseur à thyristor.

Les puissances active et réactive totales sont données par les relations suivantes:

- pour la puissance active transitant de la source continue vers l'alternatif:

$$P_a = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} I_d \cos \phi \quad (66)$$

avec

ϕ : angle de déphasage entre tension simple et courant de ligne correspondante

V_{eff} : valeur efficace de la tension d'alimentation

I_d : amplitude du courant redressé

- pour la puissance réactive

$$Q_a = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} I_d \sin \phi \quad (67)$$

La tension moyenne redressée est :

$$U_{moy} = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} \cos \phi \quad (68)$$

Les angles λ et ϕ sont complémentaires: $\phi = \lambda - \pi$ ($\phi = \lambda + \pi \text{ mod. } 2\pi$). L'angle ϕ est négatif et les courants de lignes sont en avance sur les tensions simples correspondantes. Or l'angle de retard à l'amorçage λ des thyristors varie entre $0 \leq \lambda \leq \frac{5\pi}{6}$, alors l'angle ϕ varie entre $-\pi \leq \phi \leq -\frac{\pi}{6}$.

La puissance réactive Q_a est négative, ce qui nous laisse dire que le pont à thyristor absorbe de la puissance réactive sur le réseau alternatif (ie la machine synchrone).

Nous allons voir les conditions sur ϕ pour le fonctionnement soit en onduleur ou redresseur du pont à thyristor.

- Lorsque l'angle ϕ varie entre $-\frac{\pi}{6} \leq \phi \leq -\frac{\pi}{2}$ (soit $\frac{\pi}{2} > \lambda > \frac{5\pi}{6}$), la puissance active est positive, donc le pont à thyristor fonctionne en onduleur et le réseau alternatif absorbe la puissance active fournie par la source continue.
- Lorsque l'angle ϕ varie entre $-\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq -\pi$ (soit $0 < \lambda < \frac{\pi}{2}$), la puissance active est négative, donc le pont à thyristor fonctionne en redresseur et le réseau alternatif fournit la puissance active à la source continue.

Dans tous les cas le réseau alternatif fournit la puissance Q (<0) nécessaire au fonctionnement du pont.

Essayons de représenter l'évolution des puissances active et réactive absorbées ou fournies par le pont à thyristors en fonction de la valeur de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

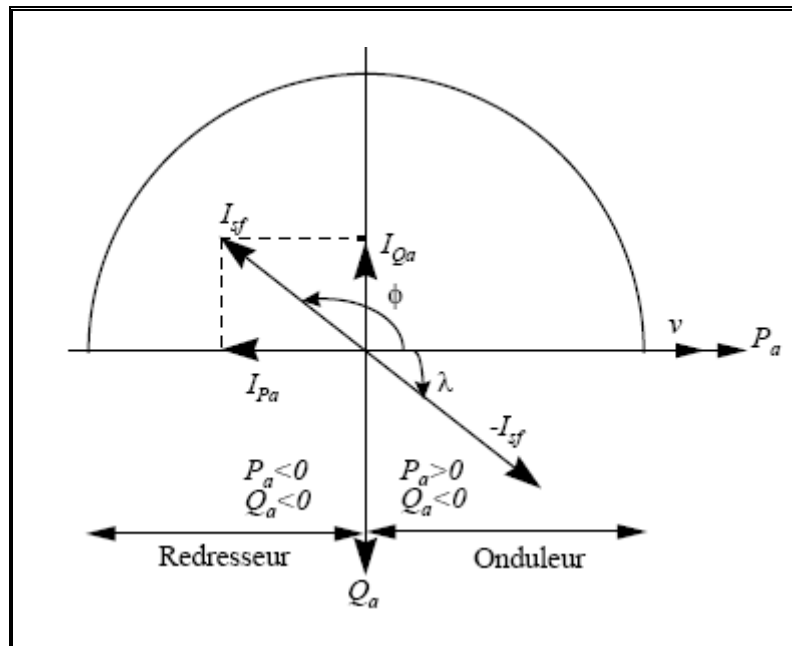


Figure 18. Evolution de la puissance active et réactive.

7.2.2 Alimentation de la machine synchrone par un pont triphasé à thyristors

Nous avons remarqué que le pont triphasé à thyristors permet de commuter les courants dans les phases de la machine synchrone à la seule condition que la machine fournisse la puissance réactive nécessaire au pont de thyristor c'est à dire que les courants soient en avance sur les tensions statorique simples correspondantes. Dans ce cas la machine est surexcité et fournit de la puissance réactive au pont à thyristors qui fonctionne en commutation naturelle. Cette puissance réactive joue le rôle et remplace les condensateurs servant à l'extinction des thyristors dans le cas de la commutation forcée. Le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée doit assurer en permanence cette condition.

Les séquences de conduction des thyristors tiennent compte de la position du rotor pour éviter le décrochage de la machine.

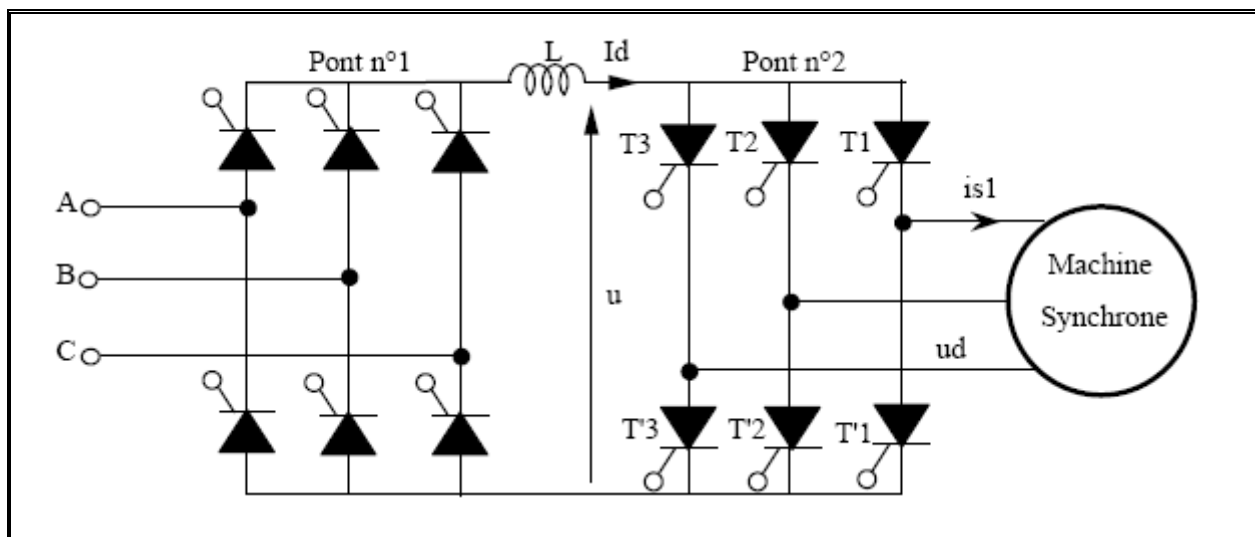


Figure 19. Machine synchrone alimentée par un commutateur de courant.

Les séquences de conduction des thyristors sont résumées par la figure suivante :

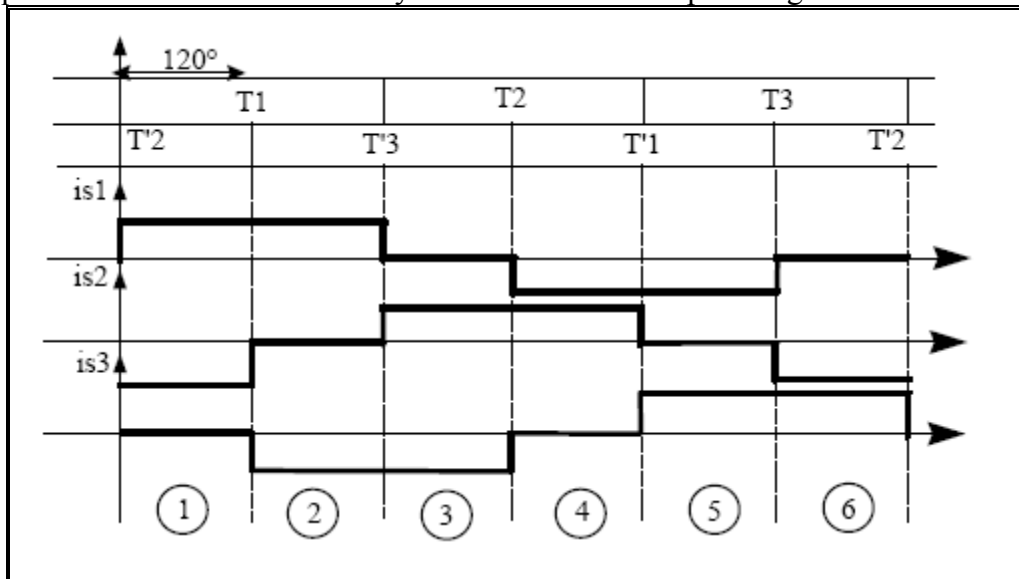


Figure 20. Enchaînement des séquences de conduction des thyristors

A chaque séquence de conduction, le champ statorique H_s a une direction fixe et seul le champ rotorique H_r se déplace à la vitesse du rotor.

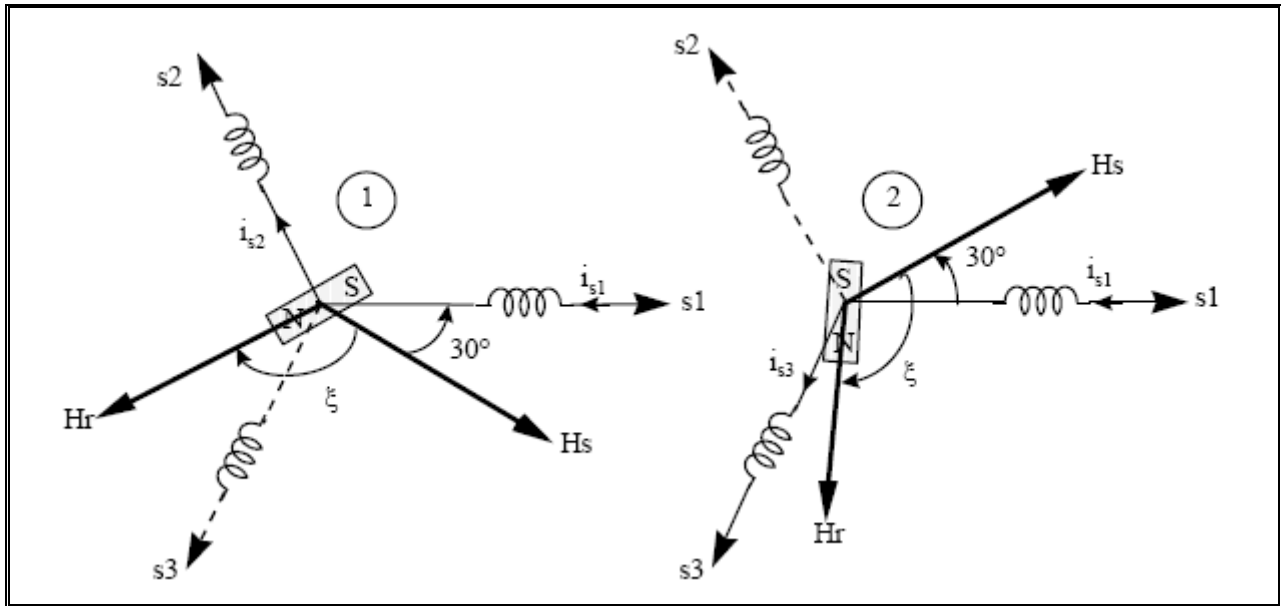


Figure 21. Position relative du champ statorique et rotorique.

La figure 21 représente la position des vecteurs champ statorique H_s et rotorique H_r pour une machine bipolaire et pour deux séquences de fonctionnement 1 et 2.

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction de l'angle ξ par la relation (13). Comme ξ évolue entre deux commutations du fait du déplacement du rotor, cela se manifeste par des ondulations importantes au niveau du couple électromagnétique, qui engendre des vibrations nuisibles au niveau de l'arbre du moteur.

Pour avoir un couple à valeur moyenne non nulle, il faut que le passage d'une séquence à une autre s'effectue en fonction du déplacement du rotor. En effet pour passer de la séquence 1 à la séquence 2, il faut attendre que le rotor ait tourné de 60° (machine bipolaire) pour amorcer le thyristor T3 et commuter ainsi le courant I_d de la phase 2 vers la phase 3. C'est le principe de l'autopilotage de la machine synchrone.

7.2.3 Fonctionnement autopiloté de la machine synchrone

Si le pont à thyristors est connecté au réseau, les ordres d'amorçage des thyristors sont générés à partir des tensions de ce réseau, de même les ordres d'amorçage des thyristors du pont qui alimente la machine sont élaborés à partir du déplacement du rotor qui est l'image de la tension interne E . En effet le capteur de position du rotor (capteur optique incrémental ou synchro - résolveur) génère au minimum $6N_p$ ordres d'amorçage lorsque le rotor effectue un tour complet.

Nous allons expliquer le principe de base de la commande autopilotée des thyristors à l'aide d'un capteur optique incrémental de position dans le cas d'une machine ayant deux paires de pôles ($N_p = 2$).

Le capteur de position est constitué d'un disque solidaire du rotor et d'un dispositif optoélectronique lié au stator. Le dispositif optoélectronique est composé de quatre paires de photodiode émettrice - phototransistor récepteur comme le montre la figure suivante.

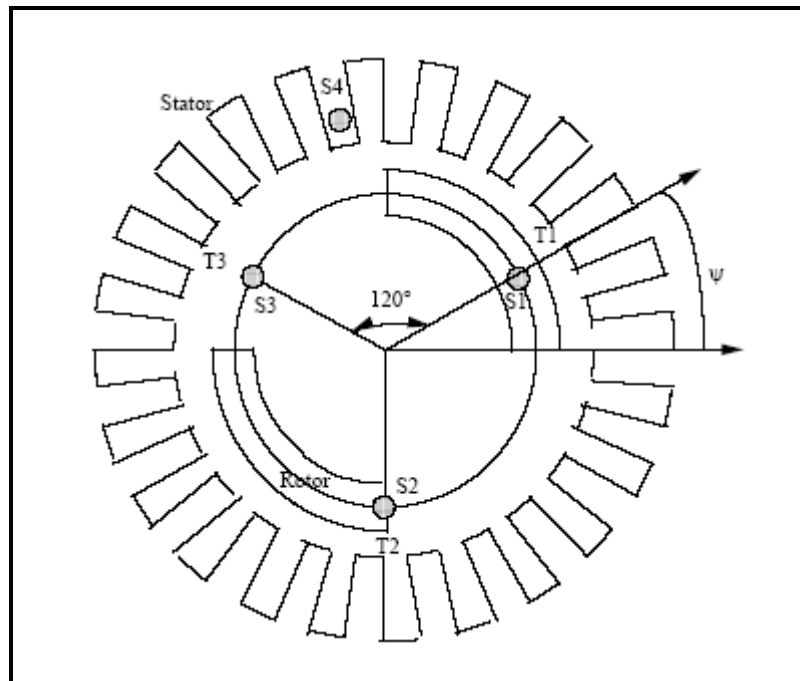


Figure 22. Dispositif de commande autopiloté de la machine synchrone.

Les 4 capteurs composés de 4 diodes électroluminescentes S1 à S4 où S4 est montée à l'extrémité du disque et S1, S2 et S3 sont à l'intérieur du disque déphasés de 120° électriques. Les capteurs S1 à S3 génèrent trois signaux déphasés de 120° , le capteur S4 génère un signal de haute fréquence qui est utilisé pour la commande du pont à thyristors et il sert également de capteur de vitesse.

Une fenêtre découpée de 90° dans un disque solidaire du rotor, lorsqu'elle arrive en correspondance avec la paire, laisse passer l'émission infrarouge de la diode, qui est parcourue en permanence par un courant, vers le transistor. Le transistor se sature alors et délivre une impulsion de commande.

Le dispositif optoélectronique lié au stator peut être décalé de façon à déphaser les ordres de commandes des thyristors par rapport à la position de la roue polaire ce qui permet de contrôler le déphasage ψ entre courant et la f.é.m. sur chaque phase.

Pour assurer le fonctionnement en commutation naturelle du pont à thyristors, il faut imposer un angle ψ suffisant pour que les courants par phase soient en avance sur les tensions statoriques correspondantes.

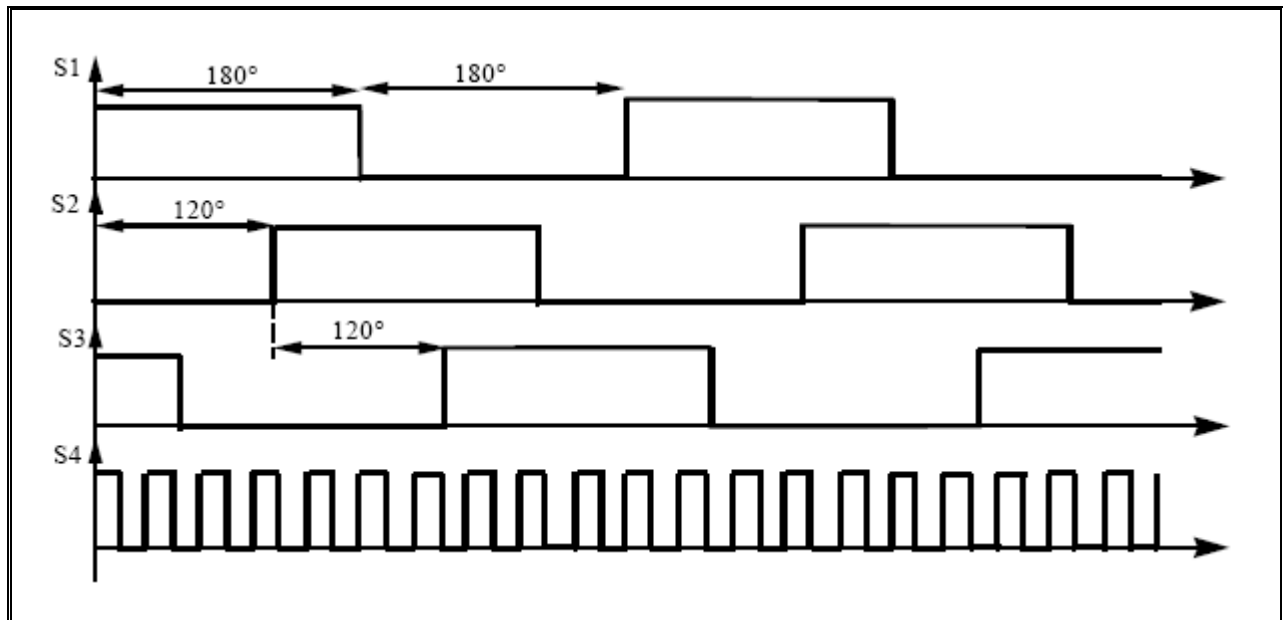


Figure 23. Signaux délivrés par le capteur optique incrémental.

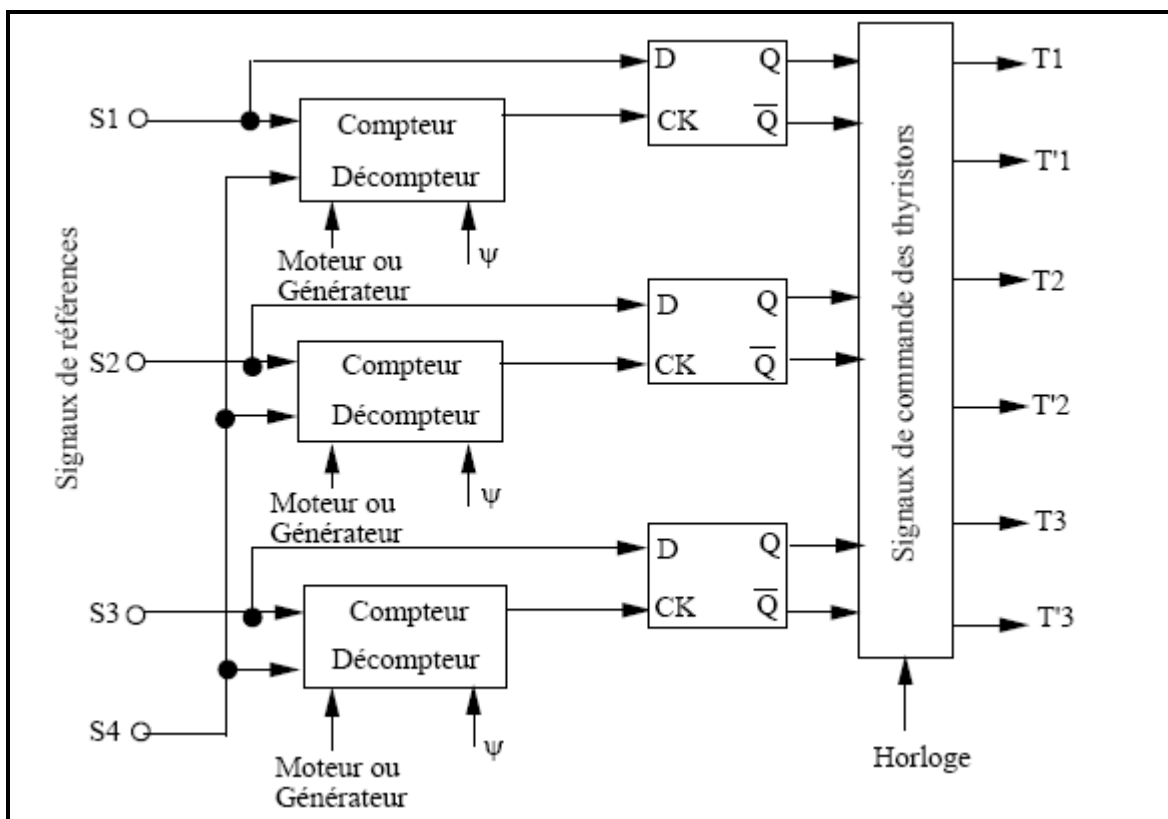


Figure 24. Circuit de commande du pont à thyristors.

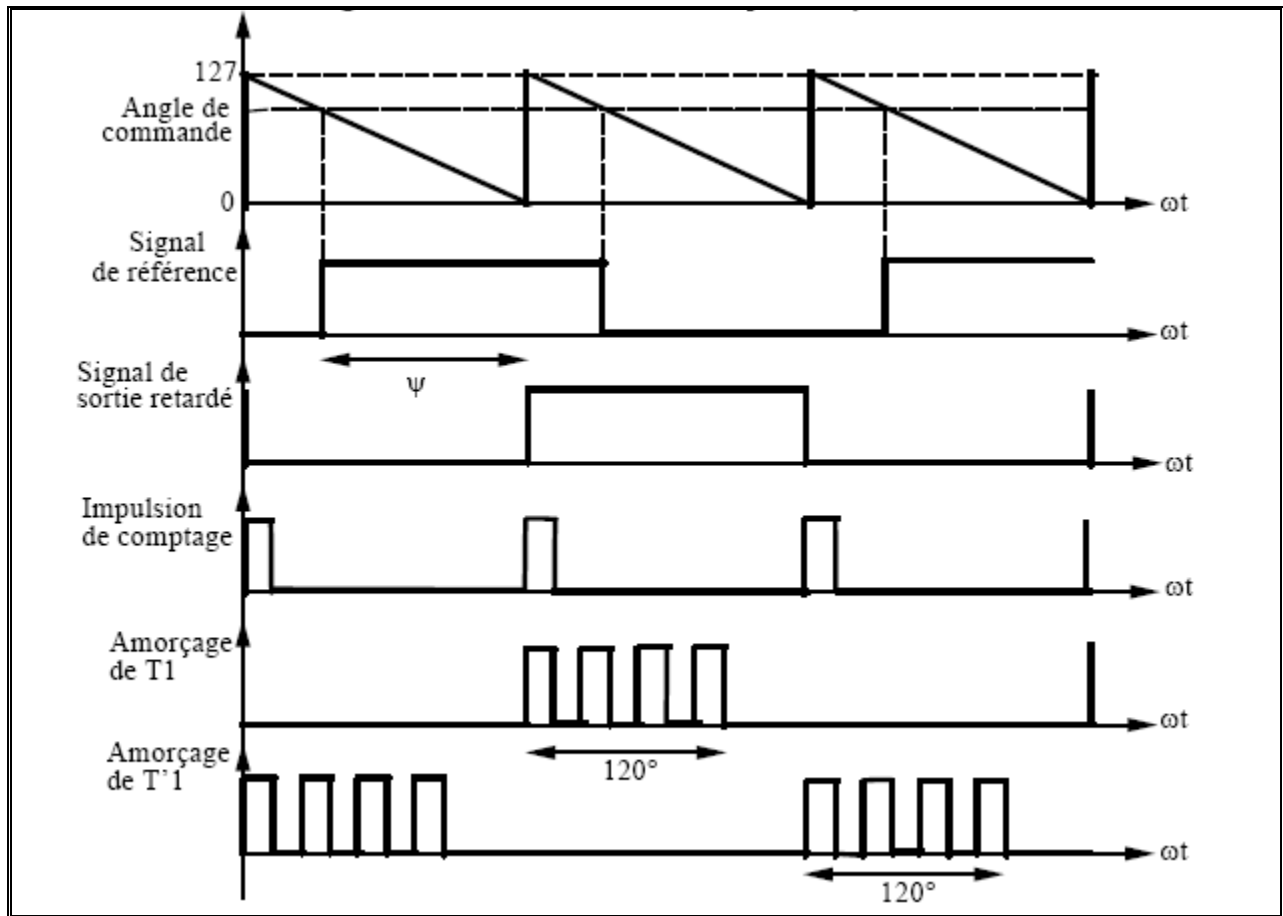


Figure 25. Signaux de commande du pont à thyristors : machine en fonctionnement moteur.

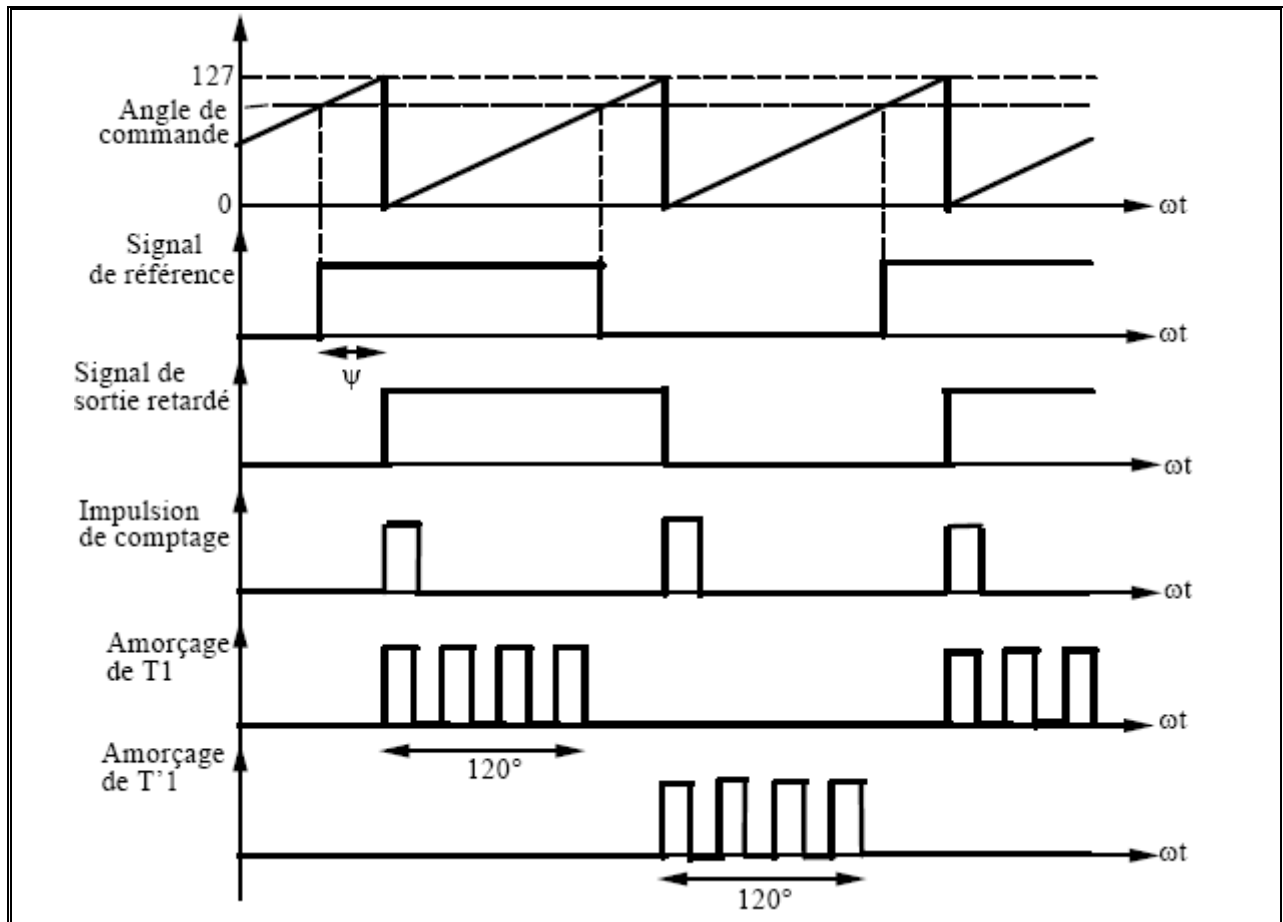


Figure 26. Signaux de commande du pont à thyristors : machine en fonctionnement générateur.

Le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine est illustré par le diagramme de Fresnel suivant:

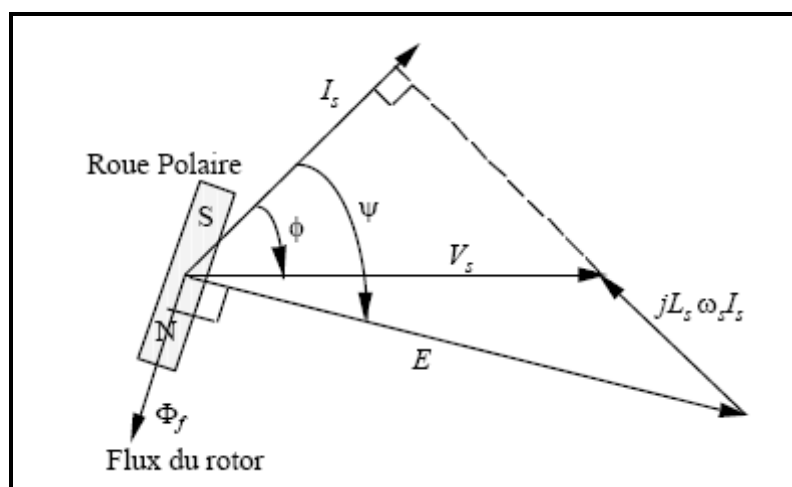


Figure 27. Diagramme de Fresnel de la machine synchrone.

D'après le diagramme de Fresnel ci dessus, nous pouvons remarquer qu'il faut régler l'angle ψ pour que I_s reste en avance sur la tension statorique V_s .

Pour la machine synchrone autopilotée, la commande des thyristors est élaborée en fonction de la position de la roue polaire et l'angle φ représentant le déphasage tension - courant au stator qui n'est pas directement contrôlé. En effet, le diagramme de Fresnel montre qu'avec un angle ψ constant, φ diminue lorsque l'amplitude de I_s augmente. Si l'angle φ devient supérieur à $-\omega t_q$, la commutation naturelle des thyristors n'est plus possible et les courants dans les phases et donc le couple électromagnétique de la machine ne sont plus contrôlés.

7.2.4 Etude des stratégies de contrôle du couple électromagnétique

En négligeant les pertes Joule et magnétique de la machine, le couple électromagnétique développé est donnée par :

$$T_e = 3N_p \Phi_f I_s \cos \psi \quad (69)$$

soit encore sous une autre forme :

$$T_e = 3N_p \frac{V_{f \max} \sqrt{3}}{\omega_s \pi} I_d \cos \psi \quad (70)$$

avec $V_{f \max}$, la f.é.m. induite dans les enroulements statorique de la machine.

Nous avons vu qu'il fallait imposer l'amplitude du courant I_s et contrôler l'angle ψ . Si la machine synchrone est alimentée par un pont de Graëtz à thyristors, l'amplitude du fondamental des courants statorique dépend du courant continu I_d et le couple électromagnétique s'exprime alors sous la forme:

$$T_e = 3N_p \Phi_f \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \cos \psi \quad (71)$$

Pour maintenir une commutation naturelle des thyristors, il faut que l'angle ψ soit réglé de façon à ce que le courant I_s soit toujours en avance sur la tension V_s . Dans ce cas il est impossible de fonctionner avec $\psi = 0$ et il faut aussi déclasser la machine qui ne peut plus fournir son couple nominal. En pratique, il est possible d'asservir le réglage de l'angle ψ en fonction du courant absorbé par la machine de sorte que φ garde sa valeur minimal.

Si les thyristors son considérés comme des interrupteurs parfait ($t_q = 0$), le déphasage φ entre I_s et V_s peut être nul et nous obtenons le diagramme de Fresnel suivant:

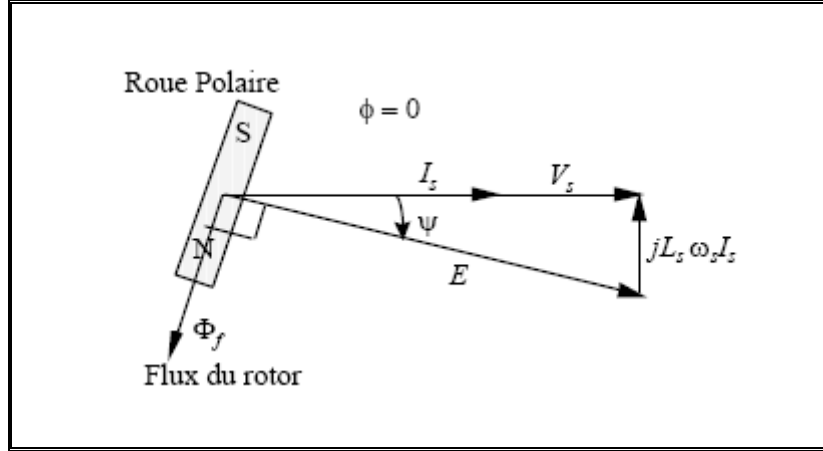


Figure 28. Diagramme de Fresnel simplifié avec $\phi = 0$.

Nous avons donc:

$$L_s \omega_s I_s = E \sin \psi \quad (72)$$

L'angle ψ doit être réglé de telle sorte que :

$$\sin \psi = \frac{L_s I_s}{\Phi_f} \quad (73)$$

Le couple électromagnétique s'exprime alors:

$$T_e = 3N_p \Phi_f I_s \sqrt{1 - \left(\frac{L_s I_s}{\Phi_f} \right)^2} \quad (74)$$

Nous allons tracer l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant I_s pour différents cas:

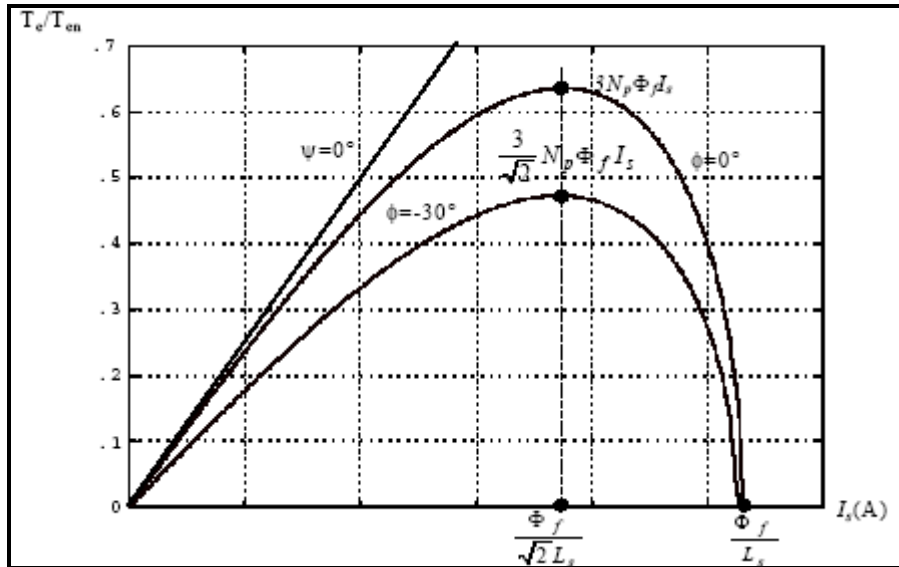


Figure 29. Caractéristique couple en fonction du courant statorique.

Lorsque $\psi = 0$, le couple électromagnétique est proportionnel à l'amplitude du courant I_s . Lorsque le déphasage ϕ est nul, le couple électromagnétique passe par un maximum pour une valeur de I_s donnée par:

$$I_s = \frac{\Phi_f}{\sqrt{2}L_s} \quad (75)$$

Cette valeur est généralement supérieure au courant minimal de la machine. En pratique, il est nécessaire de maintenir l'angle à -30° du fait de t_q des thyristors ce qui entraîne une diminution supplémentaire du couple électromagnétique par rapport à $\phi = 0$.

7.2.5 Contrôle du temps d'application de la tension inverse

Nous avons remarqué que si le courant est en avance sur la tension (machine surexcitée), l'alimentation peut travailler en commutation naturelle. Or la condition d'extinction des thyristors est double :

- l'annulation du courant du thyristor
- l'application d'une tension inverse pendant un temps t_{inv} supérieure à t_q .

Dans ce cas, le fonctionnement à $\psi = 0$ n'est plus possible. Pour que l'extinction soit possible il faut que :

$$t_{inv} \geq t_q \quad (76)$$

soit

$$\beta \geq \omega_s t_q + \mu \quad (77)$$

avec

- β : angle d'avance ou de garde
- μ : angle d'empiètement
- $\gamma = \omega_s t_{s\ inv}$: angle durant lequel une tension inverse est appliquée aux bornes du thyristor qui s'ouvre.
- E_{31} : la f.é.m. de la machine entre les phases 3 et 1.
- V_{T3} : tension aux bornes de T3.

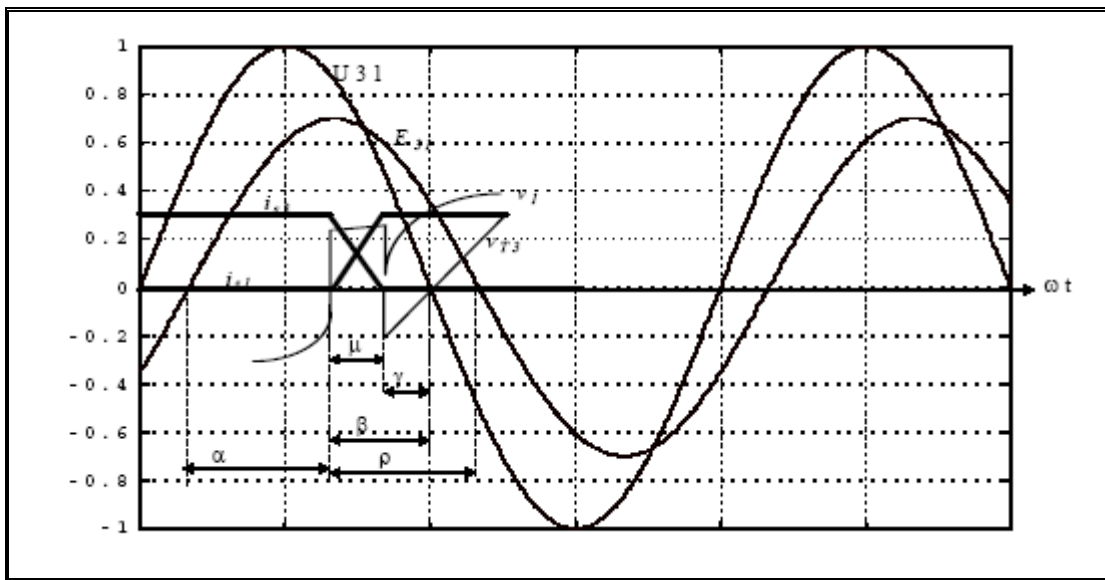


Figure 30. Description des angles.

La loi de commande doit tenir compte de deux paramètres supplémentaires t_q et μ afin de rechercher l'angle ψ minimum compatible avec la commutation des thyristors. L'angle d'empiètement représente la conduction simultanée de deux thyristors qui commutent, un à l'ouverture, le second à la fermeture.

La conduction simultanée de deux thyristors qui commutent (un à l'ouverture et le second à la fermeture) représente l'empiètement que nous allons le décrire par les figures suivantes :

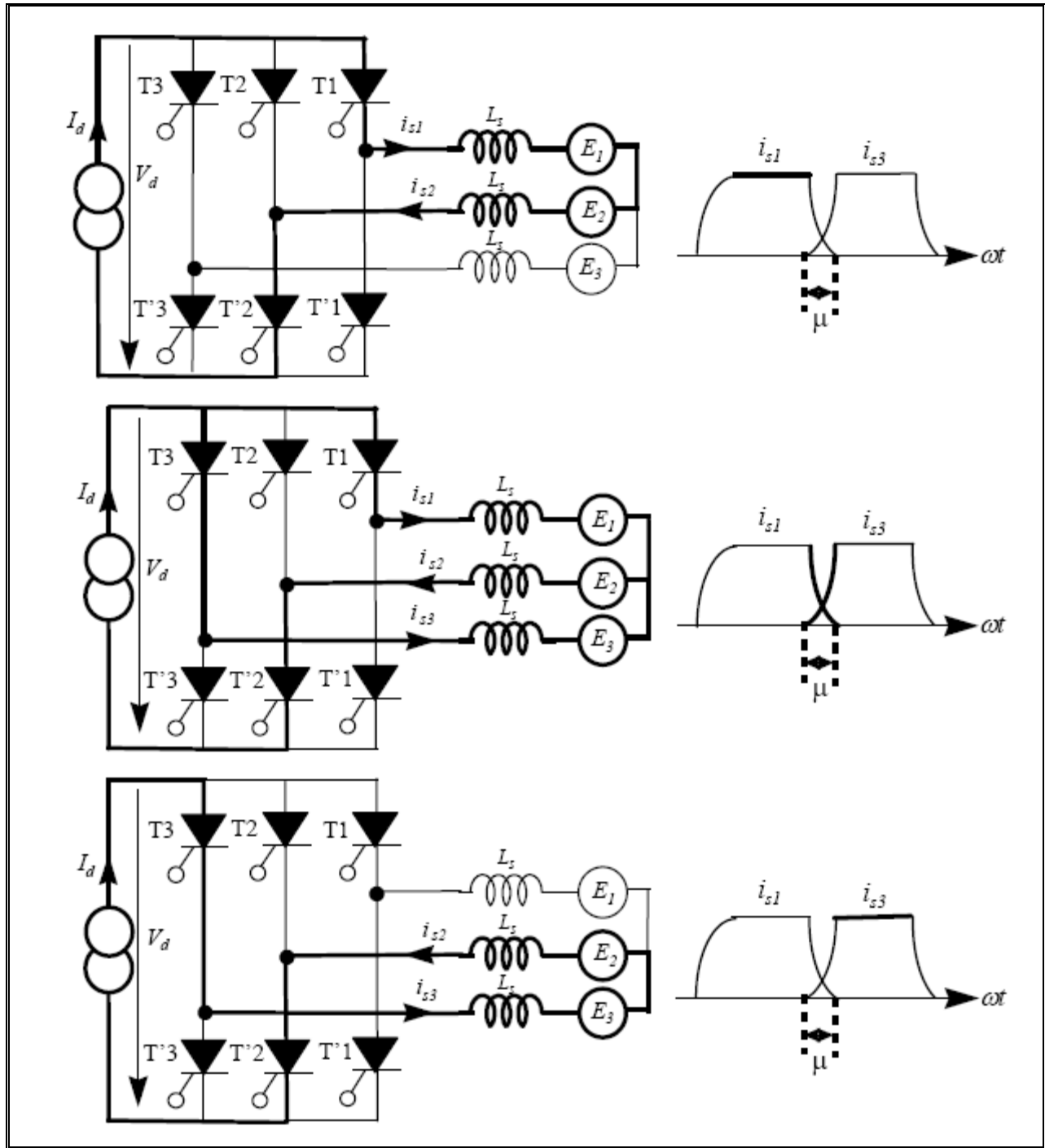


Figure 31. Analyse du phénomène d'empiètement.

Considérons la commutation du thyristor T1 à celui de T3, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} E_2 = L_s \frac{di_{T2}}{dt} + V_d \\ E_3 = L_s \frac{di_{T3}}{dt} + V_d \end{cases}$$

(78)

On suppose que le courant redressé I_d reste constant durant la commutation, on a donc :

$$i_{T3} + i_{T2} = I_d \quad (79)$$

Donc on a :

$$\frac{di_{T3}}{dt} + \frac{di_{T2}}{dt} = 0 \quad (80)$$

Nous pouvons déduire de la relation (78) l'expression de V_d :

$$V_d = \frac{E_2 + E_3}{2} \quad (81)$$

En faisant la combinaison des relations (78) et (81), nous obtenons :

$$\frac{di_{T2}}{dt} = -\frac{1}{2L_s}(E_3 - E_2) \quad (82)$$

avec

L_s : inductance synchrone d'une machine à pôles lisses

En intégrant l'expression (82), nous obtenons:

$$i_{T2} = -\frac{1}{2L_s} \int (E_3 - E_2) d(\omega_s t) \quad (83)$$

or

$$E_3 - E_2 = E_{32} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t + \alpha) \quad (84)$$

La relation (83) devient alors :

$$i_{T2} = \frac{\sqrt{6} V_{eff}}{2\omega_s L_s} \cos(\omega_s t + \alpha) + C \quad (85)$$

En supposant que l'instant $\omega_s t = 0$ correspond au début de la commutation, on aura $i_{T3} = I_d$, ce qui nous permet de déterminer la constante d'intégration C.

$$C = I_d - \frac{\sqrt{6}V_{eff}}{2\omega_s L_s} \cos \alpha \quad (86)$$

avec

$$\begin{aligned} I_d & : \text{courant redressé} \\ V_{eff} & : \text{tension efficace} \end{aligned}$$

L'expression du courant i_{T2} , devient :

$$i_{T2} = I_d - \frac{\sqrt{6}V_{eff}}{2\omega_s L_s} [\cos \alpha - \cos(\omega_s t + \alpha)] \quad (87)$$

En remplaçant l'expression de i_{T2} dans la relation (79), nous obtenons i_{T3} :

$$i_{T3} = \frac{\sqrt{6}V_{eff}}{2\omega_s L_s} [\cos \alpha - \cos(\omega_s t + \alpha)] \quad (88)$$

A l'instant $\omega_s t = \mu$, on a $i_{T3} = I_d$, l'expression (88) devient :

$$\cos \alpha - \cos(\mu + \alpha) = \frac{2\omega_s L_s I_d}{\sqrt{6}V_{eff}} \quad (89)$$

L'angle d'empiètement peut être exprimé par :

$$\mu = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{2\omega_s L_s I_d}{\sqrt{6}V_{eff}} \right] - \alpha \quad (90)$$

En remplaçant dans (88), nous obtenons :

$$\cos(\beta - \mu) - \cos \beta = \frac{2\omega_s L_s I_d}{\sqrt{6}V_{eff}} \quad (91)$$

La figure 30 nous permet en outre d'évaluer le déphasage du fondamental de la tension par rapport au fondamental du courant:

$$\varphi \approx \beta - \frac{\mu}{2} \quad (92)$$

Le déphasage de la f.é.m. par rapport au fondamental du courant est donnée par :

$$\psi \approx \rho - \frac{\mu}{2} \quad (93)$$

L'expression de β minimal assurant la commutation est:

$$\beta = \gamma + \mu \quad (94)$$

Avec cette condition, l'expression (91) peut être exprimée sous une autre forme :

$$\cos \gamma - \cos(\mu + \gamma) = \frac{2\omega_s L_c I_d}{\sqrt{6}V_{eff}} \quad (95)$$

L'angle d'empiétement μ peut être calculé par la relation (91), à condition que l'angle de garde soit connu, ou déterminé à partir de la relation (95) en connaissant le temps γ d'application de la tension inverse et des ordres de commande des interrupteurs.

En pratique, on rajoute en série avec l'inductance synchrone de la machine, une inductance de ligne L_l afin d'imposer l'angle de garde.

Pour assurer un couple maximal, deux stratégies de commande sont possibles:

- imposer I_s et ψ de manière à avoir la relation (94). L'autopilotage et la commande de ψ sont réalisés en déphasant les commandes des thyristors par rapport à la position du rotor donnée par un capteur de position mécanique.
- imposer I_s et régler β à partir de l'observation des tensions statoriques. Le fonctionnement avec un β minimal assure un ψ minimal et donc un couple maximal.

7.2.6 Asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée

Le convertisseur complet permettant l'alimentation à fréquence variable la machine synchrone est composé de:

- d'un pont de Graëtz n°1 connecté au réseau alternatif et associé à une bobine de lissage du courant. La commande des thyristors, synchronisée sur le réseau

alternatif, est asservi de façon à ce que le courant en sortie du pont suive la valeur de consigne I_{dref}

- d'un pont de Graëtz n°2 qui alimente la machine synchrone, sa commande est élaborée en fonction de la position du rotor.

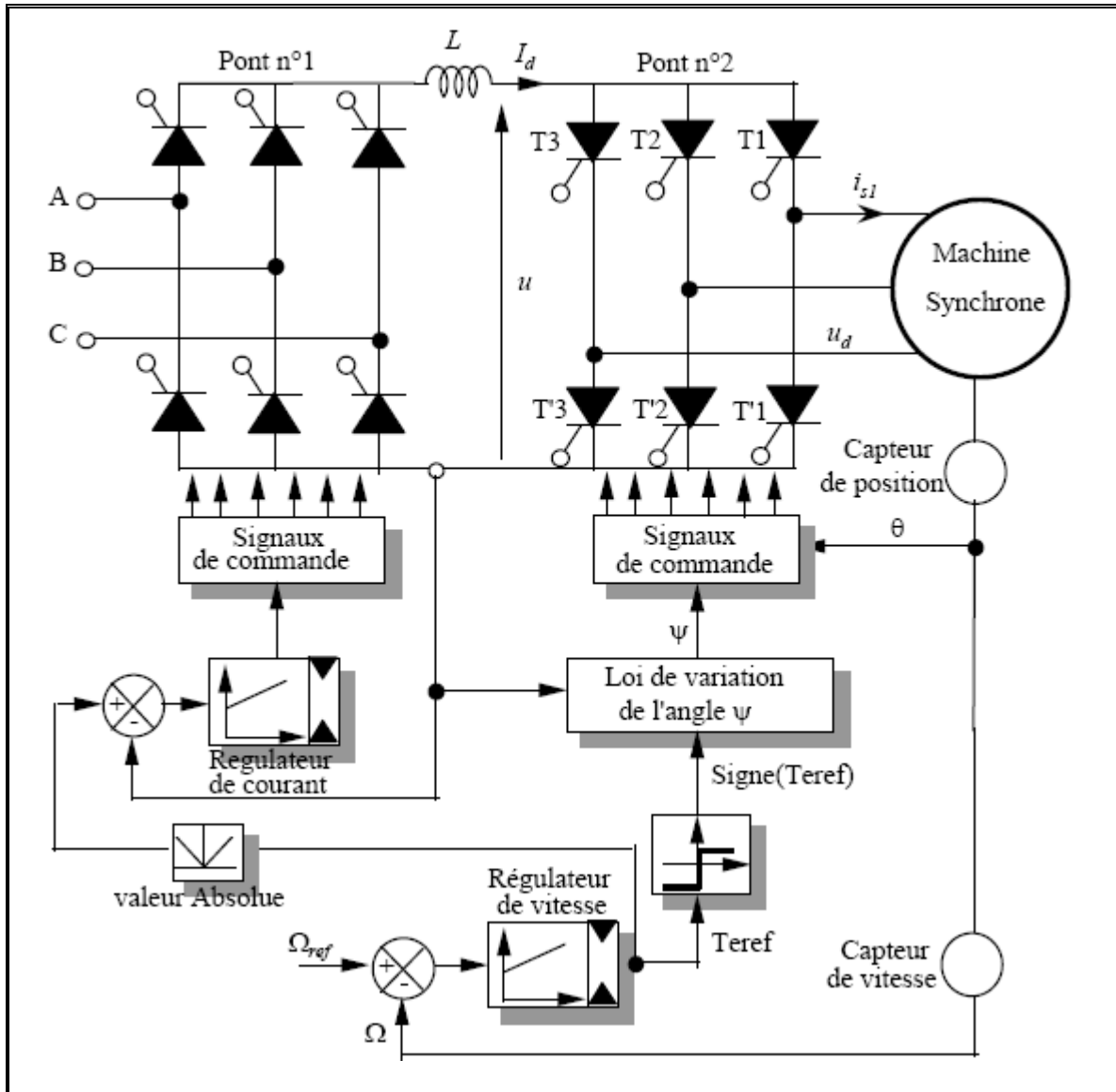


Figure 32. Structure de commande en vitesse de la machine synchrone autopilotée.

La structure de commande en vitesse est réversible:

- Pour le fonctionnement de la machine synchrone en moteur, le pont n°2 fonctionne en onduleur et le pont n°1 fonctionne en redresseur et absorbe de la puissance sur le réseau d'alimentation.
- Pour le fonctionnement de la machine synchrone en générateur, le pont n°2 fonctionne en redresseur et le pont n°1 fonctionne en onduleur et renvoie de la puissance au réseau d'alimentation.

- Quel que soit le mode de fonctionnement de l'ensemble, le courant I_d ne change jamais de signe et les tensions moyenne aux bornes de chaque pont sont égales en régime permanent.

Pour l'asservissement de la vitesse de rotation de la machine, on procède généralement comme pour une machine à courant continu en réalisant une régulation en cascade composée de:

- Une boucle de régulation interne pour contrôler le couple électromagnétique
- Une boucle de régulation externe pour générer la consigne de couple de la boucle interne.

Le couple électromagnétique est contrôlé par I_d et ψ . Il faut donc, soit maintenir l'angle ψ constant et ainsi tolérer une diminution importante du couple électromagnétique indépendamment de l'amplitude de I_d , soit ajuster ψ en fonction de l'amplitude de I_d et optimiser ainsi le couple électromagnétique en maintenant l'angle φ voisin de -30° .

Comme I_d ne change jamais de signe, c'est le réglage de ψ qui détermine le signe du couple électromagnétique de la machine synchrone autopilotée.

- si $|\psi| < \frac{\pi}{2}$, alors $T_e > 0$
- si $|\psi| > \frac{\pi}{2}$, alors $T_e < 0$

La valeur de ψ tient compte de l'amplitude I_d et du signe de T_{eref} .

7.2.7 Dispositif de démarrage de la machine synchrone

A faible vitesse, inférieure à 10% de la vitesse nominale, et au démarrage, les f.é.m. développées par la machine synchrone sont trop faibles pour assurer le blocage des thyristors du pont n°2. Au démarrage, on rajoute un dispositif auxiliaire de commutation forcée des thyristors afin d'assurer à basse vitesse la commutation correcte des courants dans les phases de la machine. Deux méthodes sont utilisées:

- Utilisation des circuits auxiliaires de commutation forcée au démarrage.
- Interrompre le courant de ligne I_d en utilisant un thyristor en parallèle sur l'inductance de lissage L et une commande appropriée.

La méthode utilisant des circuits auxiliaires de commutation forcée au démarrage est représentée par la figure suivante:

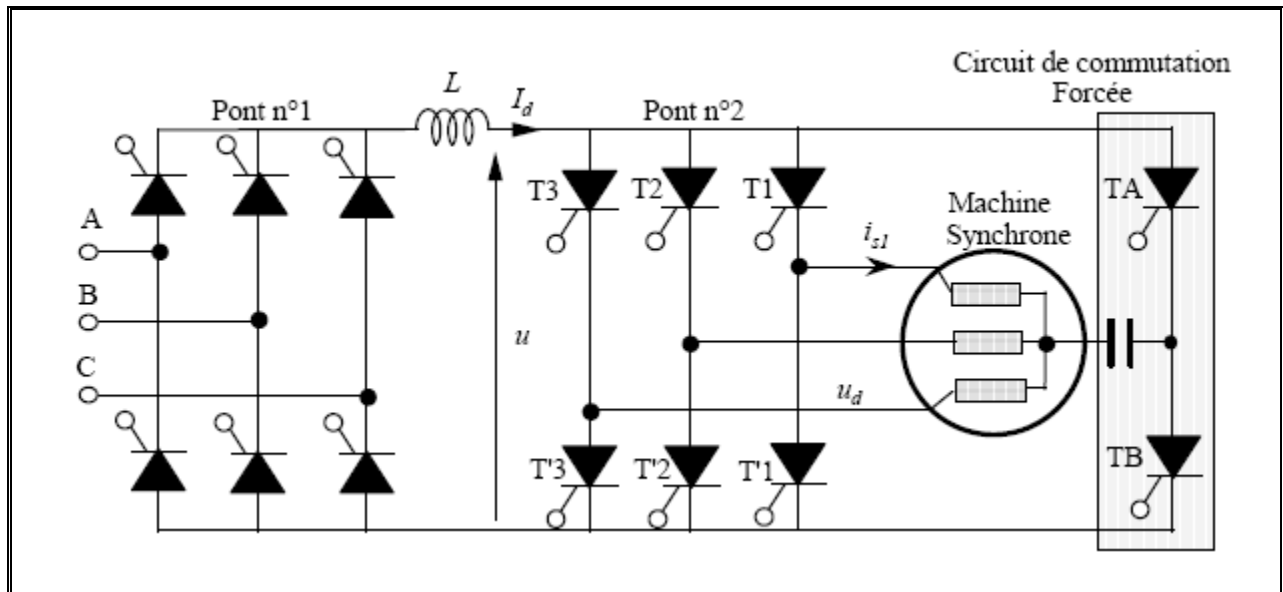


Figure 33. Circuit auxiliaire de commutation forcée au démarrage.

La méthode utilisant l'extinction du courant redressé I_d par un thyristor en parallèle sur l'inductance de lissage L est représentée par la figure suivante:

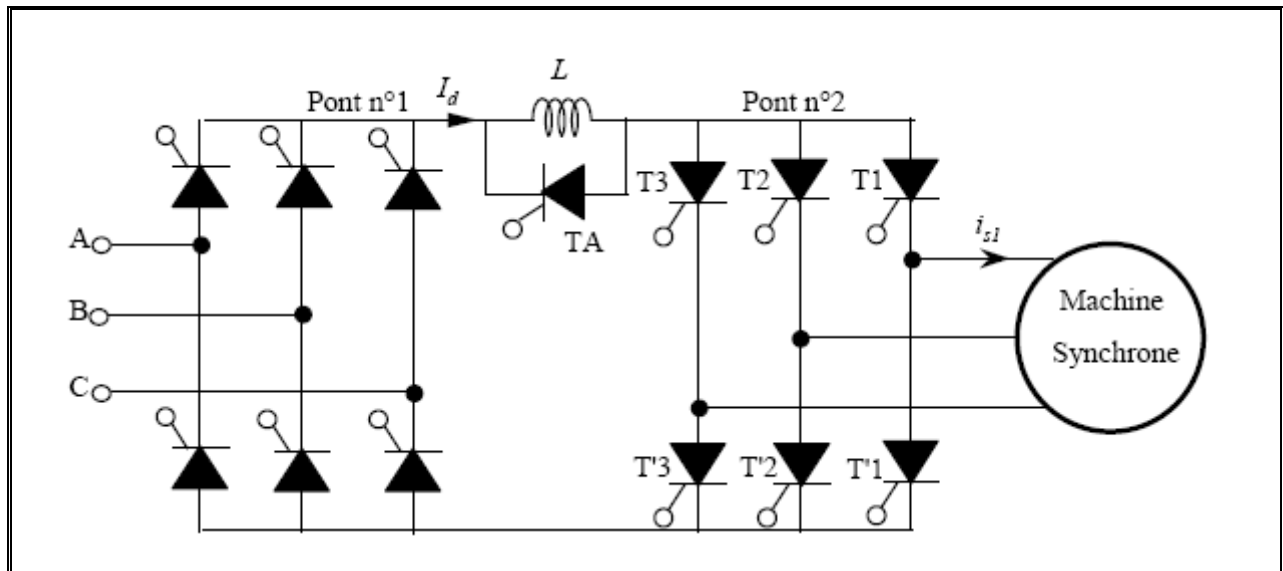


Figure 34. Dispositif de démarrage avec extinction du courant de ligne I_d .

Au moment de la commutation, le pont n°1 relié au réseau doit fonctionner avec un retard à l'amorçage supérieure à 90° pour annuler le courant d'alimentation et court-circuite l'inductance L par le thyristor auxiliaire TA. La tension redressée est négative, la tension aux bornes de TA est positive, il peut donc s'amorcer. Ce type de démarrage entraîne des pulsations de couple qui interdisent son utilisation dans certaines applications.

7.2.8 Conclusion

La structure que nous venons d'étudier présente l'avantage d'utiliser des composants du type thyristor qui sont robustes, bon marché et qui fonctionnent en commutation naturelle, sauf en basse vitesse. L'utilisation des thyristors impose un déclassement de la machine vis à vis du couple nominal. Les thyristors permettent de contrôler une puissance élevée qui peut aller jusqu'à quelque 10 MW, ce montage est utilisé en traction électrique pour le TGV Atlantique. Pour atténuer les ondulations de couple électromagnétique, il faut alimenter la machine synchrone par des courants sinusoïdaux grâce à un onduleur de tension avec une commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

7.3 ALIMENTATION EN TENSION DES MACHINES SYNCHRONES

7.3.1 Contrôle en V/f d'une machine synchrone

Le principe de commande reste le même que celui de la machine asynchrone. L'autopilotage permet d'avoir $\omega = \omega_s$. En négligeant la résistance statorique R_s , l'expression du couple électromagnétique de la machine synchrone à pôles lisses est :

$$T_e = 3N_p \Phi_f \frac{\Phi_s}{L_s} \sin \delta \quad (96)$$

Soit encore

$$T_e = 3N_p \frac{V_s}{\omega_s} \frac{E}{X_s} \sin \delta \quad (97)$$

Le diagramme de Fresnel de la machine synchrone en convention récepteur est:

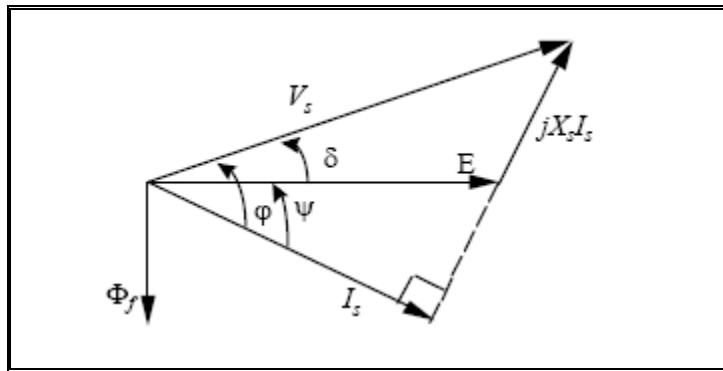


Figure 35. Diagramme de Fresnel de la machine synchrone convention récepteur.

La f.é.m. E et la réactance X_s varient en fonction de ω_s . En effet, pour l'angle interne δ donné, le couple est constant. Les f.é.m. E et V_s et la réactance X_s sont proportionnels à ω_s , pour que l'angle interne δ reste constant, le courant I doit l'être aussi.

D'où les caractéristiques du courant I_s et du couple électromagnétique T_e en régime permanent:

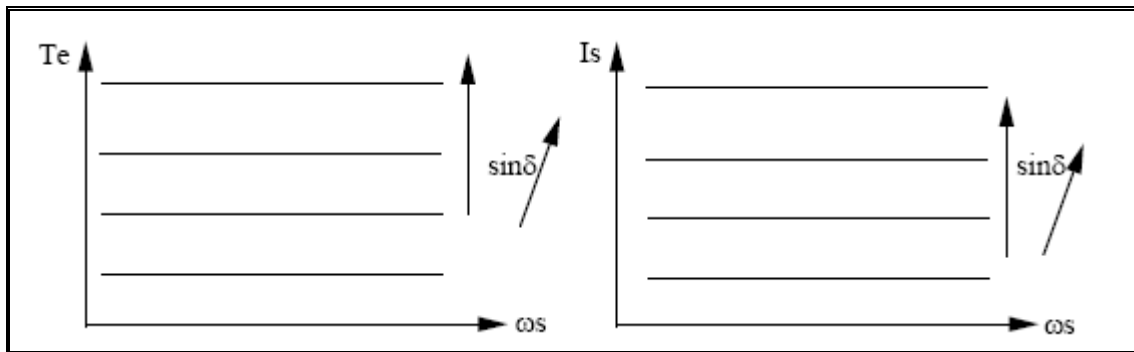


Figure 36. Caractéristique en régime permanent.

Il existe deux variantes de commande de réglage de l'amplitude au niveau du convertisseur d'entrée : une commande 180° et une commande 120° où chaque interrupteur conduit respectivement pendant 180° et 120° .

L'allure de la tension simple aux bornes de la machine synchrone est représentée par la figure suivante :

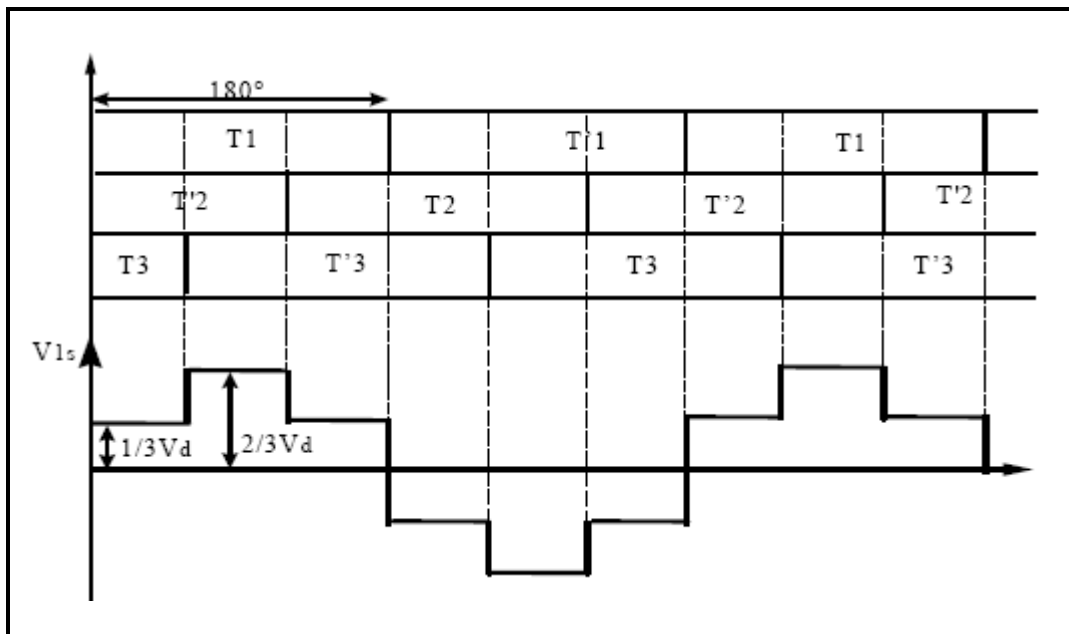


Figure 37. Allure de la tension simple pour une commande 180° .

La décomposition en série de Fourier de la tension simple est donnée par la formule suivante :

$$V_{1s} = \frac{2}{\pi} V_d \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right) \quad (98)$$

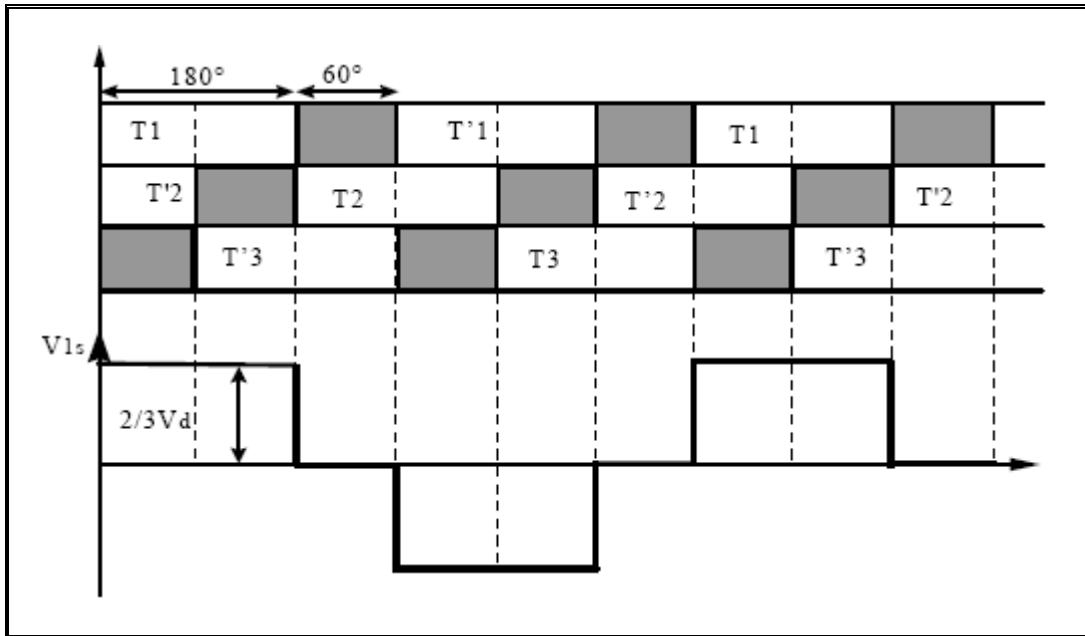


Figure 38. Allure de la tension simple pour une commande 120°

La décomposition en série de Fourier de la tension simple est donnée par la formule suivante :

$$V_{1s} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right) \quad (99)$$

Jusqu'à la vitesse nominale, on utilise la loi en $\frac{V_s}{\omega_s} = \text{Cte}$. Au delà, la tension ne peut plus évoluer, on passe alors en fonctionnement à puissance constante. On dit que la machine est défluxée. Cette commande est utilisée avec les machines synchrones à aimants ou à réluctances variable.

7.3.2 Autopilotage de la machine synchrone par un onduleur de tension MLI

Une commande en tension est liée directement aux paramètres de la machine. La régulation du couple est tributaire du contrôle du courant. La régulation de courant peut être réalisée par des comparateurs de courant à hystérésis ou des correcteurs associés à des MLI.

Pour le contrôle scalaire, deux références de courant sont habituellement adoptées:

- référence sinusoïdale
- référence rectangulaire

On utilise la référence de courant sinusoïdal pour les machines ayant une f.é.m. sinusoïdale et une référence de courant rectangulaire pour les machines ayant une f.é.m. trapézoïdale comme la machine synchrone à aimant monté en surface sur 120° électrique et sans pièce polaire.

7.3.2.1 Asservissement de vitesse pour l'alimentation en courant sinusoïdaux

Nous allons tout d'abord étudier le dispositif d'autopilotage permettant l'asservissement de vitesse de la machine synchrone autopilotée.

Comme nous l'avons vu précédemment, le principe de contrôle du couple électromagnétique de la machine synchrone est basé sur la relation:

$$T_e = 3N_p \Phi_f I_s \cos \psi \quad (100)$$

L'onduleur de tension MLI permet d'obtenir des courants statorique quasi - sinusoïdaux et ceci quel que soit le déphasage φ entre la tension et le courant. Il est donc possible de fonctionner avec $\psi = 0$ pour avoir le maximum de couple électromagnétique. Pour le contrôle des courants dans chaque phase de la machine, il est nécessaire d'asservir le rapport cyclique de la commande de chaque bras de l'onduleur.

Un oscillateur délivre un signal triangulaire alternatif permettant de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs. Ce signal triangulaire d'amplitude crête V_0 est comparé à une tension V_{ref} de sorte que le rapport cyclique de commande des interrupteurs soit lié par la relation suivante:

$$R = \frac{1}{2} + \frac{V_{ref}}{V_0} \quad (101)$$

Un correcteur de courant du type PI élabore la tension V_{ref} de sorte que le courant $i_s(t)$ soit l'image de la consigne $i_{0ref}(t)$. La modulation de largeur d'impulsion peut être associée à une commande sur 180° . Elle peut être du type sinus-triangle, précalculée ou vectorielle.

Le dispositif d'autopilotage doit élaborer, en tenant compte de la position du rotor, les trois consignes de courant par phase de la machine synchrone. Une telle commande ne peut être réalisée qu'en numérique comme le montre la figure suivante:

Le capteur de position numérique absolu (synchro - résolveur ou capteur optique absolu) fournit la position du rotor. Cette position numérique du rotor permet d'adresser deux EPROM dont le contenu correspond à une sinusoïde numérisée. Un additionneur numérique permet éventuellement d'introduire un décalage sur l'adresse des EPROM de façon à déphaser les courants i_{1ref} , i_{2ref} et i_{3ref} par rapport aux f.é.m. de la machine (contrôle de ψ). L'onduleur de tension MLI permet de fonctionner avec $\psi=0$ ce qui permet à la machine synchrone de travailler à son couple maximum.

Les données des EPROM sont connectées à des convertisseurs numériques analogiques (CNA) pour reconstituer les signaux analogiques sinusoïdaux d'amplitude constantes. Les multiplieurs analogiques permettent, grâce au courant statorique de référence de contrôler l'amplitude des courants i_{1sref} , i_{2sref} et i_{3sref} .

Le dispositif d'autopilotage de la machine synchrone est semblable à une machine à courant continu alimentée par un hacheur asservi en courant. Dans ce cas on parle de moteur à

courant continu sans balais connu en anglais Brushless Motor pour désigner l'ensemble convertisseur moteur synchrone autopiloté.

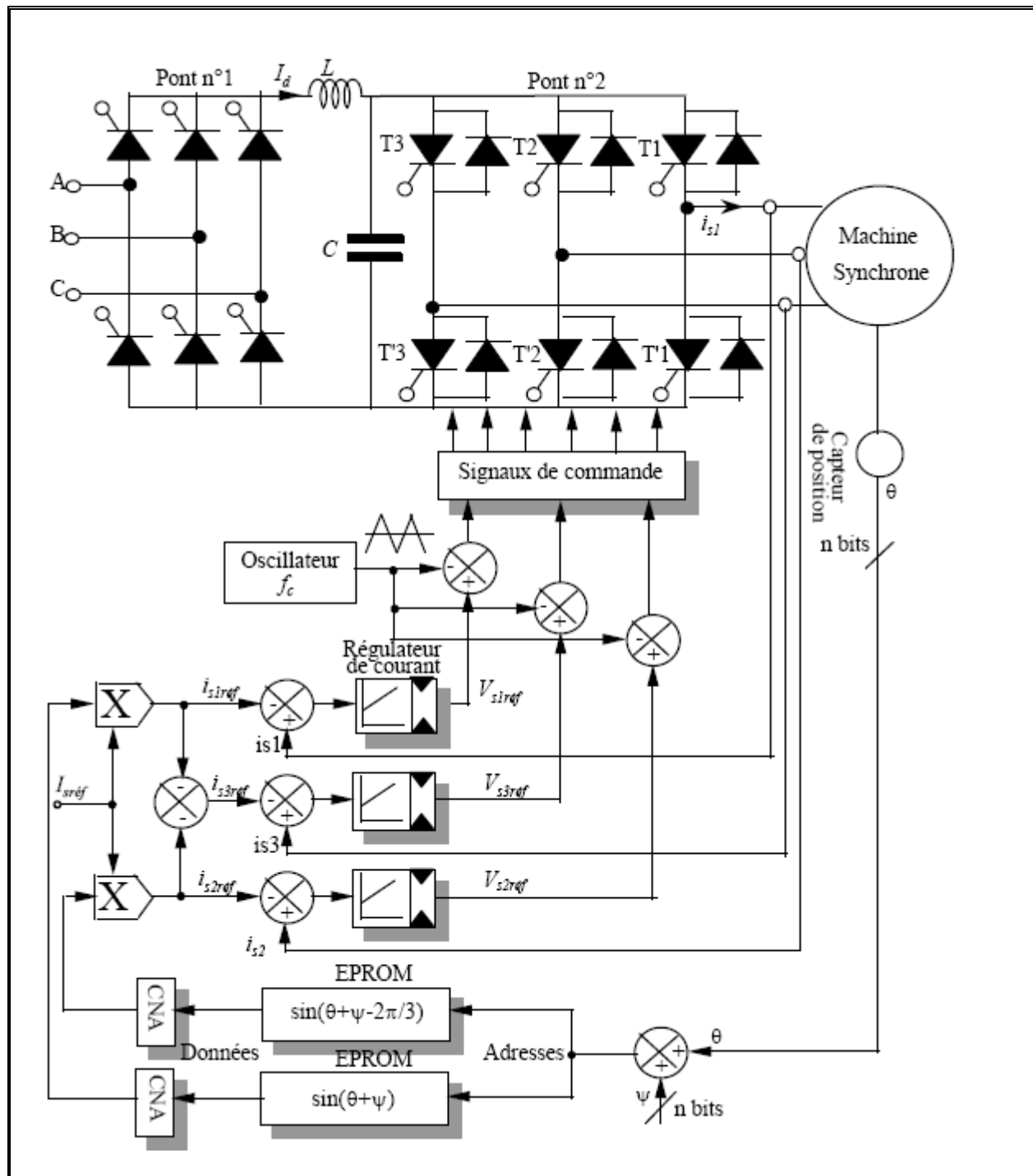


Figure 39. Schéma de principe d'autopilotage de la machine synchrone pour une référence de courant sinusoïdal.

L'asservissement de vitesse de la machine synchrone est réalisée par une régulation cascade qui consiste à rajouter une boucle extérieure de vitesse qui génère la consigne de courant $I_{sréf}$

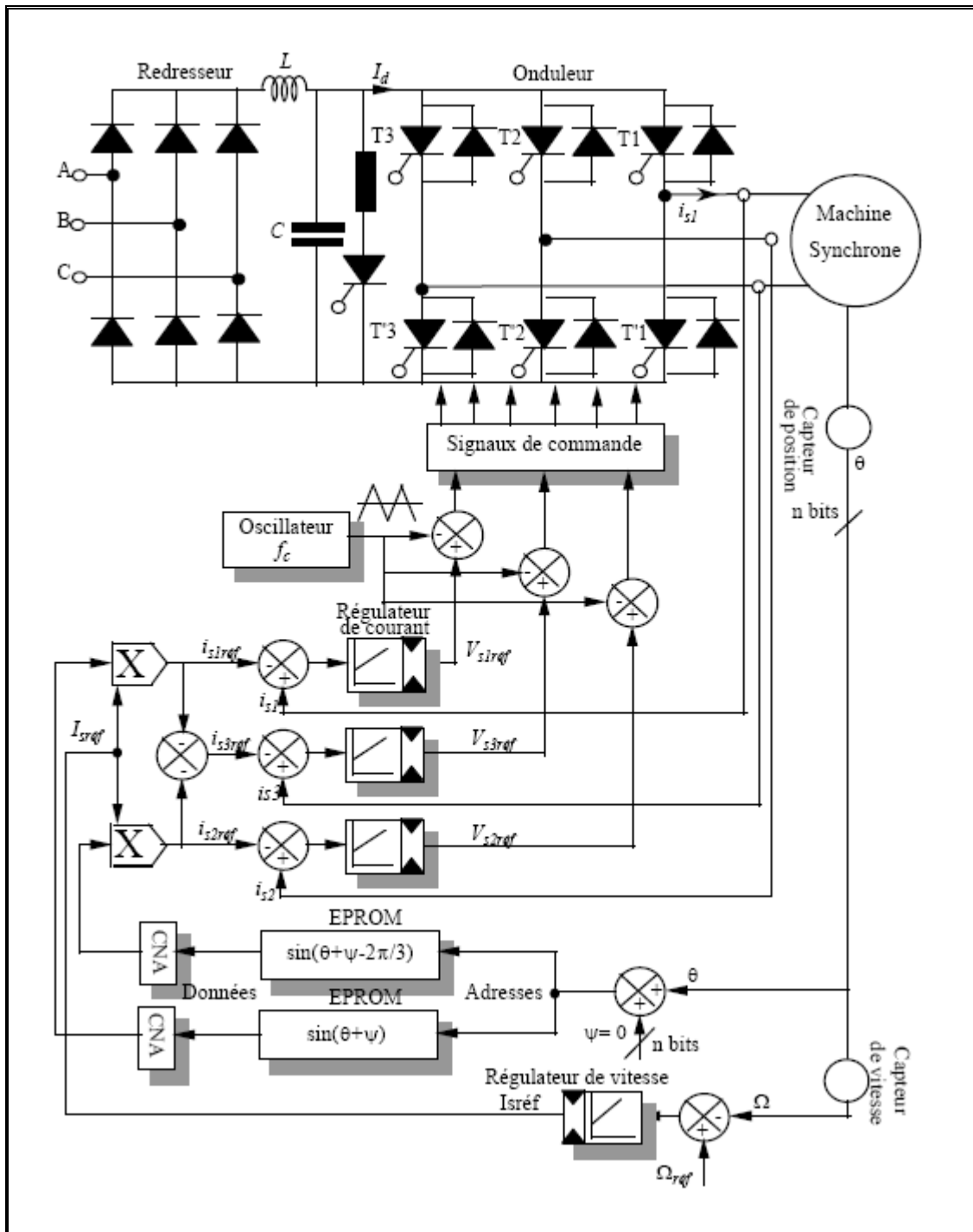


Figure 40. Schéma d'asservissement de vitesse de la machine synchrone.

Le pont n°1 est un redresseur à diode, le circuit de puissance est donc non réversible, nous avons envisagé un dispositif de freinage rhéostatique pour dissiper l'énergie électrique au

freinage. La réversibilité de la structure est obtenue en remplaçant le redresseur à diode par un pont redresseur à thyristors connecté sur le réseau alternatif.

7.3.2.2 Asservissement de vitesse pour l'alimentation en courant rectangulaire

L'inconvénient majeur de la structure étudiée est évidemment la complexité du circuit de commande. Aussi, dans le cas où l'on peut admettre une ondulation sur le couple électromagnétique on utilise une référence des courants statorique de forme rectangulaire.

La machine à f.é.m. trapézoïdale est alimentée par des créneaux de courant répartis sur 120° . Deux phases sont simultanément alimentées, la troisième est ouverte.

On utilise l'onduleur de tension MLI pour imposer les courants statorique de forme rectangulaire comme dans le cas de l'alimentation en courant de la machine synchrone par un pont à thyristors.

A partir d'un courant redressé I_d , nous réalisons les trois courants de consignes à l'aide de trois multiplexeurs analogiques suivant le schéma ci-dessous.

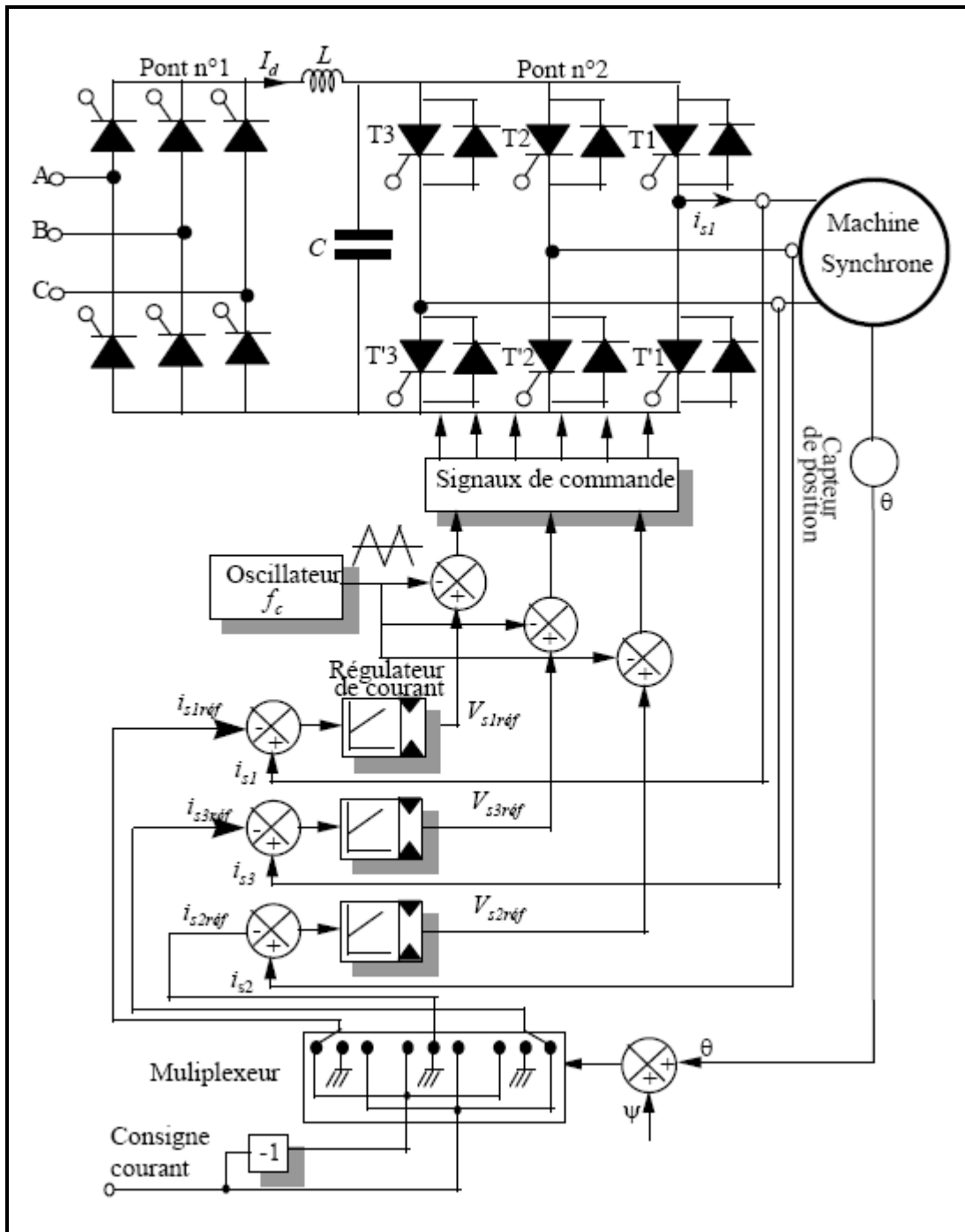


Figure 41. Schéma de principe d'autopilotage de la machine synchrone pour une référence de courant rectangulaire.

En pratique et pour un fonctionnement équilibré de la machine synchrone, seuls deux multiplexeurs suffisent. Les f.é.m. recueillies aux bornes de la machines sont trapézoïdales

L'allure des f.é.m. et des courants de phases de la machine sont représentés par la figure suivante:

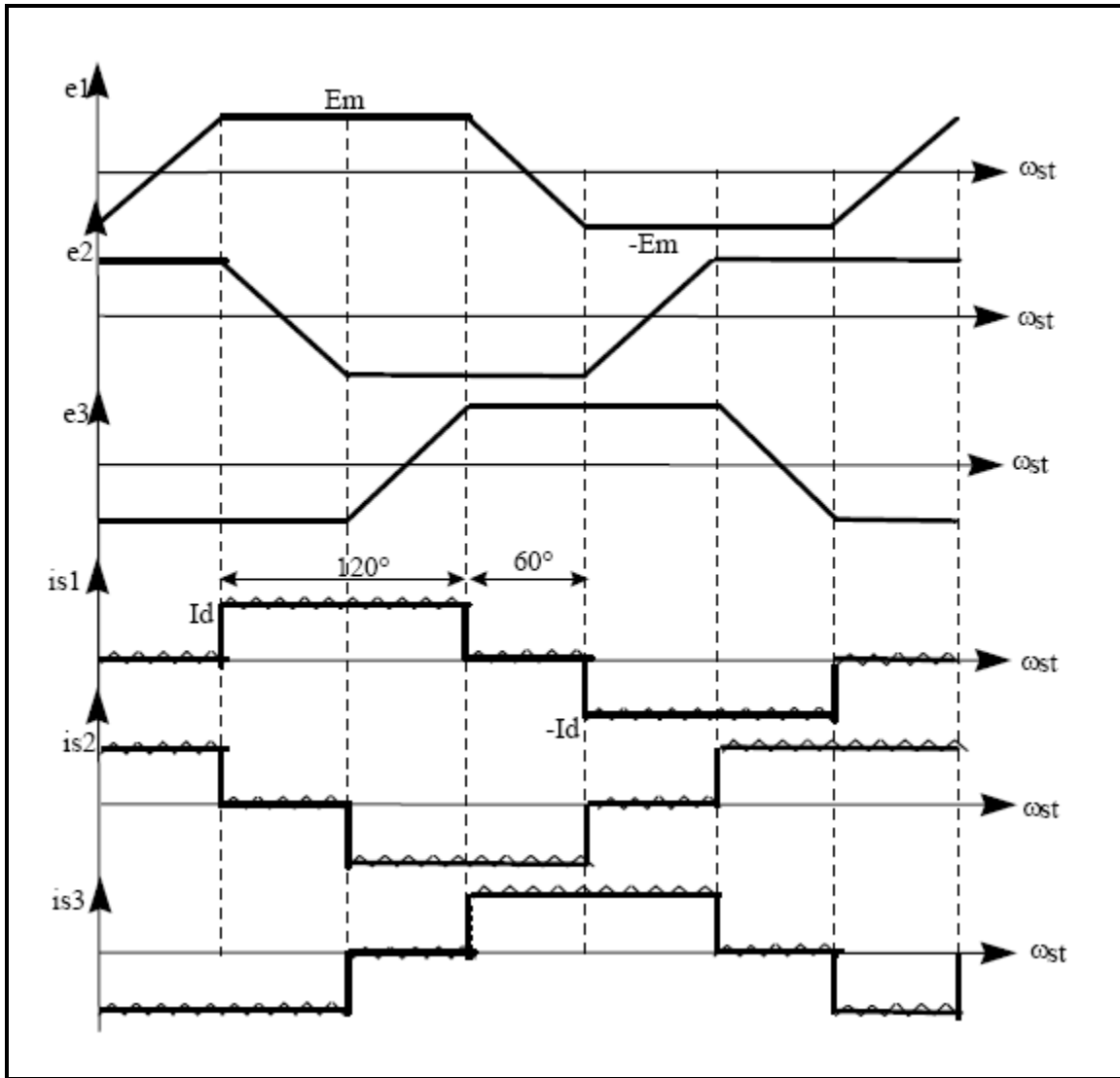


Figure 42. Allure des f.é.m et courants de phases de la machine synchrone.

Les courants dans les phases de la machine ne sont plus sinusoïdaux et le couple électromagnétique présente alors une ondulation conformément à la figure suivante:

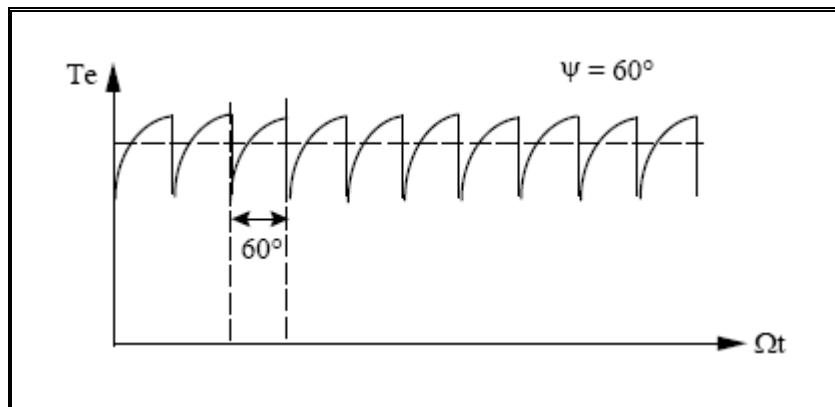


Figure 43. Couple développé par une machine alimentée par des courants rectangulaires.

Le dispositif d'asservissement de vitesse de la machine synchrone est semblable au dispositif précédent .

8 CONCLUSION

Nous venons de présenter les principales structures de commande à vitesse variable de la machine synchrone.

L'association de la machine synchrone et du commutateur de courant est utilisée dans le domaine des fortes puissances supérieures à quelques MW, spécialement pour la traction électrique et la propulsion marine. Cette structure présente des avantages par rapport à l'entraînement par moteur à courant continu dont la puissance est limitée par l'usure des balais.

L'association machine synchrone onduleur de tension MLI est très répandue dans les entraînements de petites puissances de quelques Watt jusqu'à quelques kW et plus particulièrement en robotique. Les machines synchrones sont généralement à aimants permanents. Pour un couple électromagnétique égal, les moteurs synchrones permettent d'avoir des vitesses de rotations plus élevées que les moteurs à courant continu à cause de l'absence du collecteur mécanique.

Pour des puissances moyennes variant entre quelques 10 kW et quelques 100 kW, l'utilisation des machines asynchrones est le plus courant car le coût de fabrication (pour le rotor à cage) est nettement inférieure à celui d'une machine synchrone.

Grâce à la technique de commande vectorielle, l'asservissement de vitesse de moteurs asynchrone présente les mêmes performances qu'un asservissement numérique qui utilise des machines synchrones autopilotées ou une machine à courant continu.

9 BIBLIOGRAPHIE

- [1] Murphy J.M.D & Turnbull F.G.: "*Power Electronic Control of AC Motors*", Pergamon Press 1988.
- [2] Bose B.K.: " Power Electronics - An Emerging Technology", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 36, N° 3, August 1989, pp. 403-412.
- [3] Bose B.K. : "*Power Electronics and ac Drives*", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.
- [4] Leonhard W.: "*Control of Electrical Drives*", Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [5] G. Grellet, G. Clerc: " Actionneurs Electriques: Principe, Modèle, commande", Eyrolles, 1996.
- [6] Ph. Ladoux : " Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif", *Cours du Réseau National de Ressources Electrotechnique*.
- [7] M. Lajoie-Mazenc, Ph. Viarouge: " Alimentation des machines synchrones.", *Traité Génie électrique, Techniques de l'Ingénieur*, Paris 1991.

Alimentation et commande de la machine asynchrone

SOMMAIRE

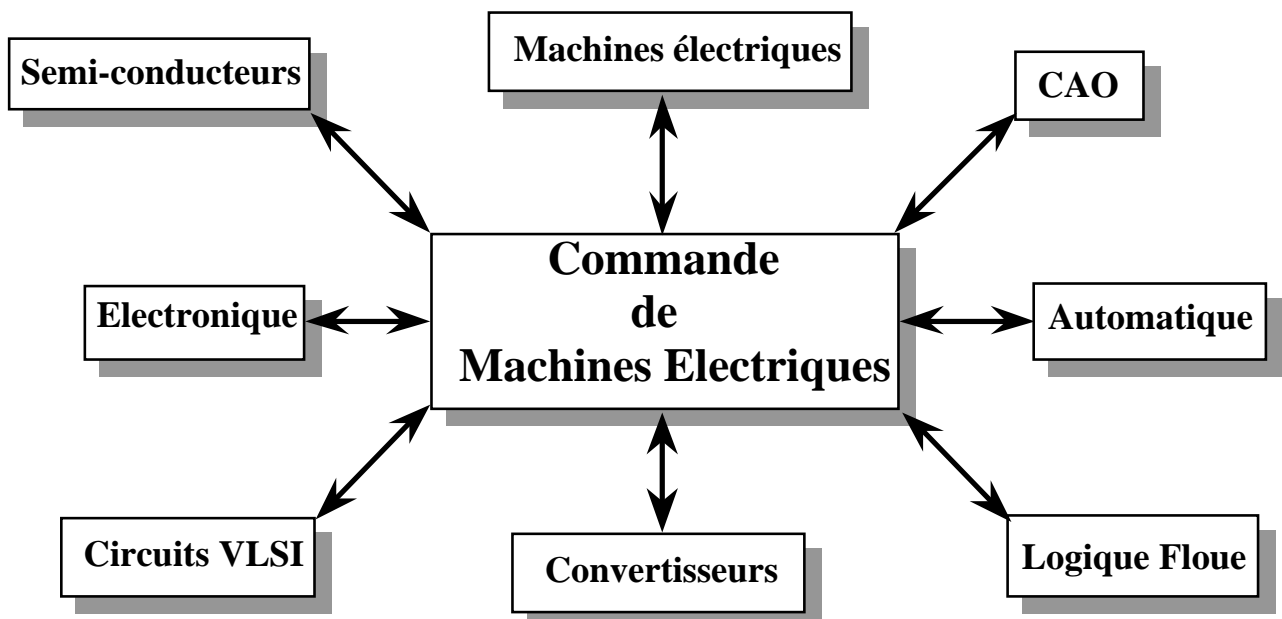
<u>1</u>	<u>NOTATIONS</u>	3
<u>2</u>	<u>INTRODUCTION</u>	4
<u>3</u>	<u>COMMANDE A FREQUENCE STATORIQUE FIXE</u>	4
<u>3.1</u>	<u>Rappels</u>	4
<u>3.2</u>	<u>Variation de la tension statorique</u>	7
<u>3.3</u>	<u>Variation du courant statorique</u>	10
<u>3.4</u>	<u>Variation de la résistance rotorique</u>	11
<u>3.5</u>	<u>Contrôle du glissement par la cascade hyposynchrone</u>	12
3.5.1	Principe de la cascade hyposynchrone	12
3.5.2	Caractéristiques des convertisseurs	13
3.5.3	Bilan de puissance	15
3.5.4	Caractéristique couple-vitesse	15
3.5.5	Régulation de vitesse	16
<u>4</u>	<u>Fonctionnement en regime permanent</u>	17
<u>5</u>	<u>COMMANDE SCALAIRE A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION DES MACHINES ASYNCHRONES</u>	18
<u>5.1</u>	<u>Machine asynchrone alimentée en courant</u>	18
5.1.1	Fonctionnement à flux constant	20
5.1.2	Machine asynchrone - Onduleur MLI - Contrôle des courants statoriques.	20
5.1.3	Association machine asynchrone-commutateur de courant	22
5.1.4	Fonctionnement à tension statorique constante	25
<u>5.2</u>	<u>Machine asynchrone alimentée en tension</u>	26
5.2.1	Fonctionnement à flux constant	26
5.2.2	Fonctionnement à tension statorique constante	27
5.2.3	Commande scalaire avec contrôle de la fréquence statorique	28
5.2.4	Commande scalaire avec autopilotage et contrôle de la fréquence rotorique	28
5.2.5	Commande scalaire avec autopilotage et régulation de flux et de couple	29
<u>5.3</u>	<u>Résumé</u>	30
<u>6</u>	<u>REGULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIMES TRANSITOIRES</u>	31
<u>6.1</u>	<u>Introduction</u>	31
<u>6.2</u>	<u>Machine asynchrone alimentée en tension</u>	32
6.2.1	Etude des variations autour d'un point de fonctionnement	32
6.2.1.1	Fonctionnement à vitesse constante	34
6.2.1.2	Fonctionnement à vitesse variable	35
6.2.2	Contrôle du flux	36
6.2.3	Contrôle du couple et de la vitesse	38
<u>6.3</u>	<u>Machine asynchrone alimentée en courant</u>	39
6.3.1	Etude de la stabilité - modes transitoires.	39
6.3.1.1	Fonctionnement à vitesse constante	39
6.3.1.2	Fonctionnement à vitesse variable	40
6.3.2	Contrôle du flux	40

6.3.3	Contrôle du couple et de la vitesse	41
6.3.4	Régulateurs PI de flux, de couple et de vitesse	42
7	CONCLUSION	45
8	REFERENCES	46

COMMANDE DE MACHINES

=

INTERACTIONS GENIE ELECTRIQUE



VLSI : Very Large Scale Integration
CAO : Conception Assistée par Ordinateur
CAD : Computer Aided Design

NOTATIONS

R_s	: résistance par phase statorique
R_r	: résistance par phase rotorique
L_s	: inductance cyclique propre du stator
L_r	: inductance cyclique propre du rotor
M	: mutuelle inductance cyclique stator-rotor
X_s	: réactance de fuite au stator
X_r	: réactance de fuite au rotor ramenée au stator
X_m	: Réactance magnétisante
v_{ds}	: tension statorique directe
v_{qs}	: tension statorique transversale
V_s	: amplitude de la tension statorique
Φ_s	: amplitude du flux statorique sous un pôle
Φ_r	: amplitude du flux rotorique sous un pôle
i_{ds}	: courant statorique direct
i_{qs}	: courant statorique transversal
i_{dr}	: courant rotorique direct
i_{qr}	: courant rotorique transversal
I_s	: Amplitude du courant statorique
I_r	: Amplitude du courant rotorique vu du stator
Φ_{ds}	: flux statorique direct
Φ_{qs}	: flux statorique transversal
Φ_{dr}	: flux rotorique direct
Φ_{qr}	: flux rotorique transversal
σ	: coefficient de dispersion de Blondel
ω_s	: pulsation des courants statoriques
ω_{sl}	: pulsation des courants rotoriques
ω	: pulsation de rotation
Ω	: vitesse mécanique de rotation
Ω_s	: vitesse mécanique synchrone de rotation
N_p	: nombre de paires de pôles
J	: moment d'inertie de la partie tournante
f	: coefficient de frottement visqueux
T_e	: couple électromagnétique
T_l	: couple résistant
x^*	: grandeur de référence de x
\hat{y}	: grandeur estimée de y

INTRODUCTION

La variation de vitesse des machines à courants alternatif s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique. Mais pour contrôler le flux dans la machine, il est nécessaire de faire varier également l'amplitude des tensions et courants. On peut envisager deux modes d'alimentation pour la machine:

- une alimentation en tension (onduleur de tension)
- une alimentation en courant (onduleur de courant ou commutateur)

Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont on peut considérer que la forme et l'amplitude sont indépendantes de la charge. Par contre en alimentation en courant, il n'en est pas de même et les courants fournis par les onduleurs de courant ou commutateur ont des formes et des amplitudes influencées par la commutation elle-même tributaire de la charge. En sortie du convertisseur (onduleur de tension ou de courant), on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants statoriques ainsi que leur fréquence f_s .

3 COMMANDE A FREQUENCE STATORIQUE FIXE

3.1 RAPPELS

Pour le réglage du couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous allons travailler à partir de son schéma équivalent qui est valable en régime permanent sinusoïdal. Le schéma équivalent par phase de la machine asynchrone est donné par:

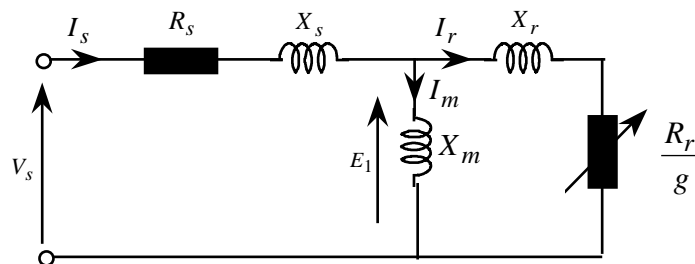


Figure 1. Schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone.

avec

X_s : réactance de fuite au stator

X_r : réactance de fuite au rotor ramenée au stator

X_m : réactance magnétisante

R_s : résistance par phase de l'enroulement statorique

R_r : résistance par phase de l'enroulement rotorique ramenée au stator

V_s : tension simple statorique

I_s : courant statorique

I_r : courant rotorique

I_m : courant magnétisant

g : glissement $\left(g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} \right)$

ω_s : pulsation des courants statorique

ω : pulsation de rotation

ω_{sl} : pulsation des courant rotoriques (de glissement)

Les grandeurs \underline{V}_s et \underline{I}_s représentent respectivement la tension simple et le courant par phase de la machine (schéma équivalent étoile). Le courant \underline{I}_m est appelé courant magnétisant, il est représentatif du flux statorique. Le courant \underline{I}_r est un courant fictif de pulsation ω_s dont l'amplitude est proportionnelle à celle des courants rotoriques réels \underline{I}'_r de pulsation ω_{sl} . Il est important de noter que toutes les grandeurs tension et courant de ce schéma équivalent sont à la fréquence ω_s (schéma équivalent ramené au stator).

A partir du schéma équivalent nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} V_s = (R_s + jX_s)I_s + \left(\frac{R_r}{g} + jX_r\right)I_r \\ jX_m(I_s - I_r) = \left(\frac{R_r}{g} + jX_r\right)I_r \end{cases} \quad (1)$$

La puissance transmise au rotor est:

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

Les pertes joules au rotor sont:

$$P_{JR} = 3R_r(I_r)^2 = gP_{TR} \quad (3)$$

La puissance utile théorique appelée aussi puissance électromagnétique:

$$P_u = 3 \frac{R_r}{g} (I_r)^2 - 3R_r(I_r)^2 = 3 \frac{1-g}{g} R_r (I_r)^2 \quad (4)$$

Le couple électromagnétique est défini par:

$$T_e = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{P_u}{\Omega_s(1-g)} = N_p \frac{P_u}{\omega_s(1-g)} \quad (5)$$

Soit sous une autre forme, le couple électromagnétique est donné par:

$$T_e = N_p \frac{R_r}{g\omega_s} (I_r)^2 = N_p \frac{R_r}{\omega_{sl}} (I_r)^2 \quad (6)$$

En combinant les équations (1) et (6), le couple électromagnétique peut être exprimé sous la forme:

$$T_e = N_p \left[\frac{V_s}{\omega_s} \right]^2 \frac{\frac{\omega_{sl} X_m^2}{R_r}}{\left[R_s - \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} R_r (X_{ss} X_{rr} - X_m^2) \right]^2 + \left[X_{ss} + \frac{\omega_{sl} R_s X_{rr}}{\omega_s R_r} \right]^2} \quad (7)$$

avec

$$X_{ss} = X_s + X_m = L_s \omega_s$$

$$X_{rr} = X_r + X_m = L_r \omega_s$$

$$X_m = M\omega_s$$

L_s : inductance cyclique propre au stator
 L_r : inductance cyclique propre au rotor
 M : mutuelle inductance cyclique stator-rotor
 X_{ss} : réactance cyclique propre au stator
 X_{rr} : réactance cyclique propre au rotor

En remplaçant X_{ss} et X_{rr} dans la formule (7) du couple électromagnétique, nous obtenons:

$$T_e = N_p \left[\frac{V_s}{\omega_s} \right]^2 \left[\frac{M}{L_s} \right]^2 \frac{\omega_{sl} R_r}{\left[\frac{R_s R_r}{\omega_s L_s} - \omega_{sl} \sigma L_r \right]^2 + \left[R_r + \frac{\omega_{sl} R_s L_r}{\omega_s L_s} \right]^2} \quad (8)$$

Avec σ coefficient de dispersion de Blondel définit par:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (9)$$

Essayons de déterminer l'expression de la tension statorique. On peut écrire

$$V_s = Z I_s \quad (10)$$

L'impédance complexe Z peut être déduite du schéma équivalent de la figure 1, on obtient:

$$Z = R_s + jX_s + \frac{jX_m \left[\frac{R_r}{g} + jX_r \right]}{\frac{R_r}{g} + j(X_m + X_r)} \quad (11)$$

Après développement et arrangement, l'impédance Z peut se mettre sous la forme:

$$Z = R_s + jX_{ss} + \frac{X_m^2}{\frac{R_r}{g} + jX_{rr}} \quad (12)$$

En portant l'expression de l'impédance Z dans la formule (10), le module de la tension statorique V_s devient alors:

$$V_s = \left[R_s + L_s \omega_s \sqrt{\frac{R_r^2 + (\omega_{sl} \sigma L_r)^2}{R_r^2 + (\omega_{sl} L_r)^2}} \right] I_s \quad (13)$$

Si l'on néglige la résistance statorique R_s , l'expression de la tension statorique et celle du couple électromagnétique deviennent alors:

■ Pour la tension statorique:

$$V_s = L_s \omega_s I_s \sqrt{\frac{R_r^2 + (\omega_{sl} \sigma L_r)^2}{R_r^2 + (\omega_{sl} L_r)^2}} \quad (14)$$

■ Pour le couple électromagnétique:

$$T_e = N_p \left[\frac{V_s}{\omega_s} \right]^2 \left[\frac{M}{L_s} \right]^2 \frac{\omega_{sl} R_r}{R_r^2 + (\omega_{sl} \sigma L_r)^2} \quad (15)$$

Le couple électromagnétique est proportionnel au carré de la tension statorique. La variation de V_s modifie la caractéristique $T_e(\Omega)$.

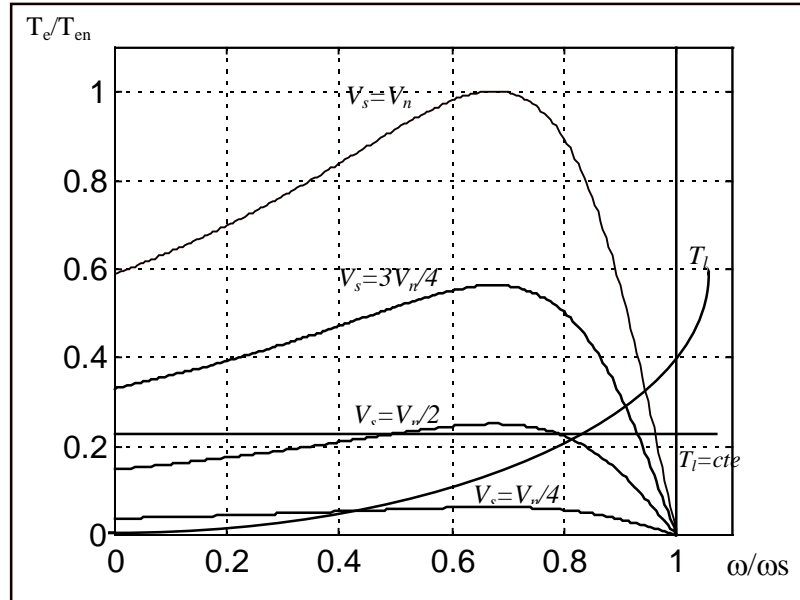


Figure 2. Caractéristiques couple-vitesse d'une machine asynchrone.

Les interactions avec le couple $T_l(\Omega)$ du couple résistant imposé sur l'arbre du moteur en fonction de la vitesse montrent que la vitesse évolue avec la tension. Deux caractéristiques $T_l(\Omega)$ ont été tracées, correspondant à :

$$T_l = \text{Cte} \text{ et } T_r = k\Omega^2 \quad (16)$$

La variation de vitesse sera d'autant plus grande que la pente de $C_e(\Omega)$, qui dépend directement de la résistance rotorique R_r , au voisinage de la vitesse de synchronisme Ω_s , sera plus faible.

3.2 VARIATION DE LA TENSION STATORIQUE

Nous savons que le couple électromagnétique évolue comme le carré de la tension d'alimentation. Pour plusieurs valeurs de tension statorique, les caractéristiques couple-vitesse prennent la forme suivantes:

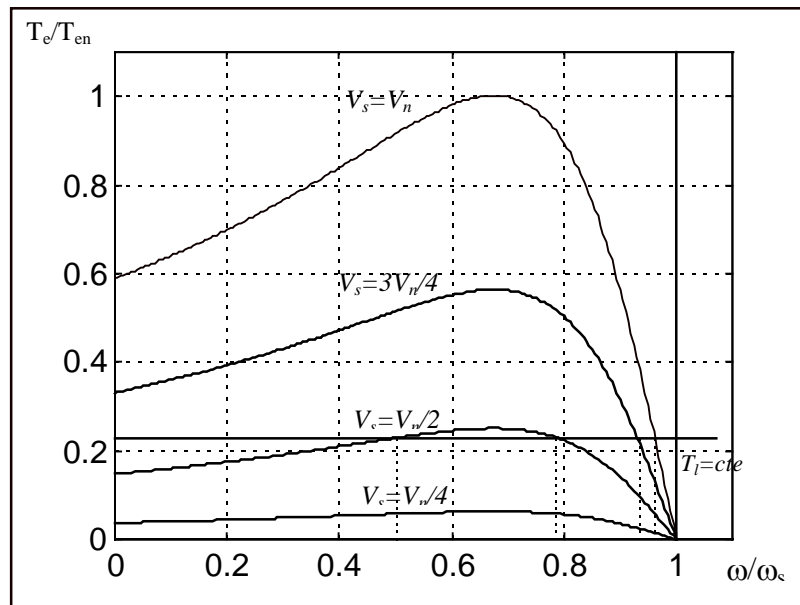


Figure 3. Caractéristique couple-vitesse avec variation de la tension statorique.

A couple résistant constant, nous remarquons que la diminution de tension permet de faire baisser la vitesse de rotation.

Ce procédé présente deux inconvénients:

- On constate que la stabilité du point de fonctionnement diminue lorsque la tension statorique diminue. Ce point de fonctionnement (intersection entre la caractéristique couple moteur et couple résistant) peut basculer dans la zone de fonctionnement instable de la machine. Ceci met en évidence le problème du démarrage en basse tension.
- Le rectangle limité par le couple résistant et Ω_s représente la puissance absorbée. Le rectangle limité par le couple résistant et Ω représente la puissance utile. Le rectangle limité entre Ω et Ω_s représente les pertes joule. Nous constatons que les pertes joules augmentent quand la tension diminue. La figure ci dessus montre bien qu'une diminution de la tension à couple constant provoque une chute de vitesse mais aussi une diminution du flux et une augmentation du courant statorique, par conséquent une augmentation des pertes joules. Le domaine de variation de vitesse sera nécessairement limité.

Le convertisseur le plus simple pour réaliser la variation de la tension statorique est du type gradateur.

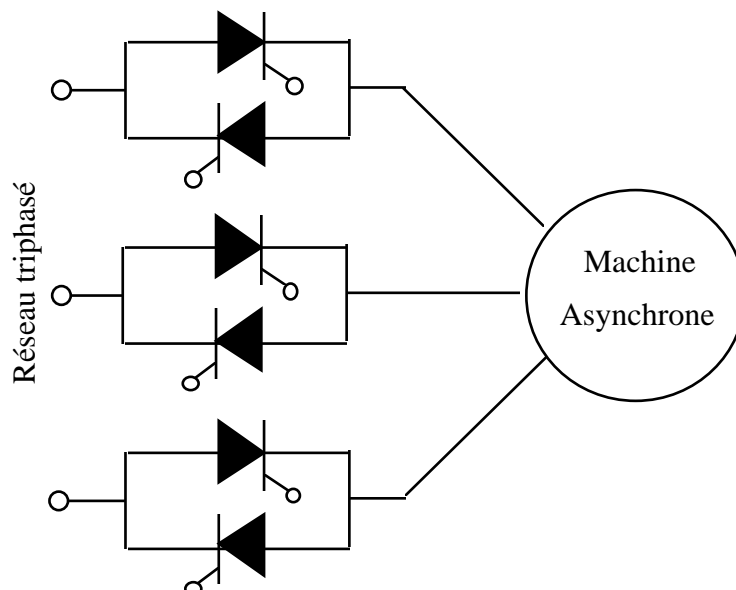


Figure 4. Alimentation de la machine asynchrone par gradateur triphasé.

Le gradateur présente la simplicité de réalisation et de commande. Son inconvénient majeur est qu'il génère beaucoup d'harmoniques sur le réseau et dans la machine. Cela accroît encore le problème d'échauffement aux basses vitesses et pose de gros problèmes en compatibilité électromagnétique.

L'allure de la tension et courant du gradateur sont donnés par la figure suivante:

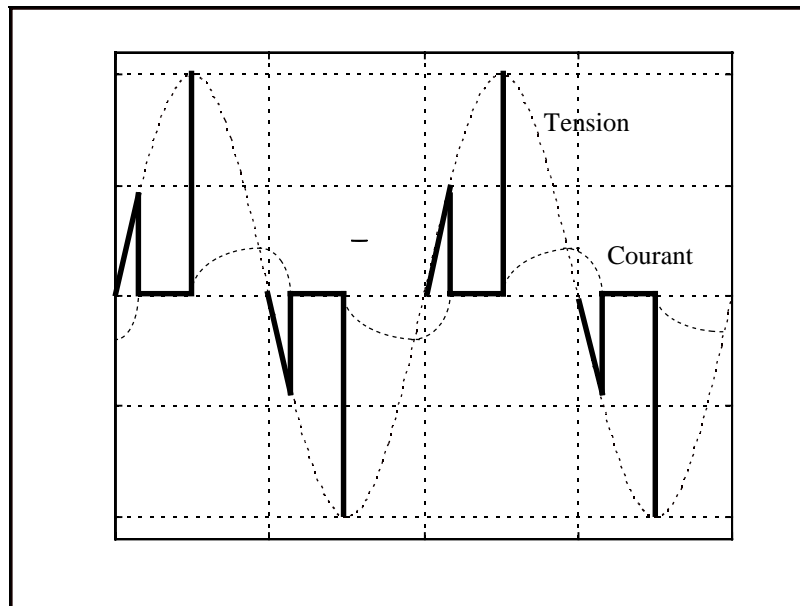


Figure 5. Courant et tension du gradateur.

La régulation de vitesse avec ce type d'alimentation est possible. On réinjecte l'information vitesse au niveau de la commande des gâchettes des thyristors. On a la possibilité d'ajouter une limitation de courant et on peut réaliser l'inversion du sens de marche par permutation de 2 phases.

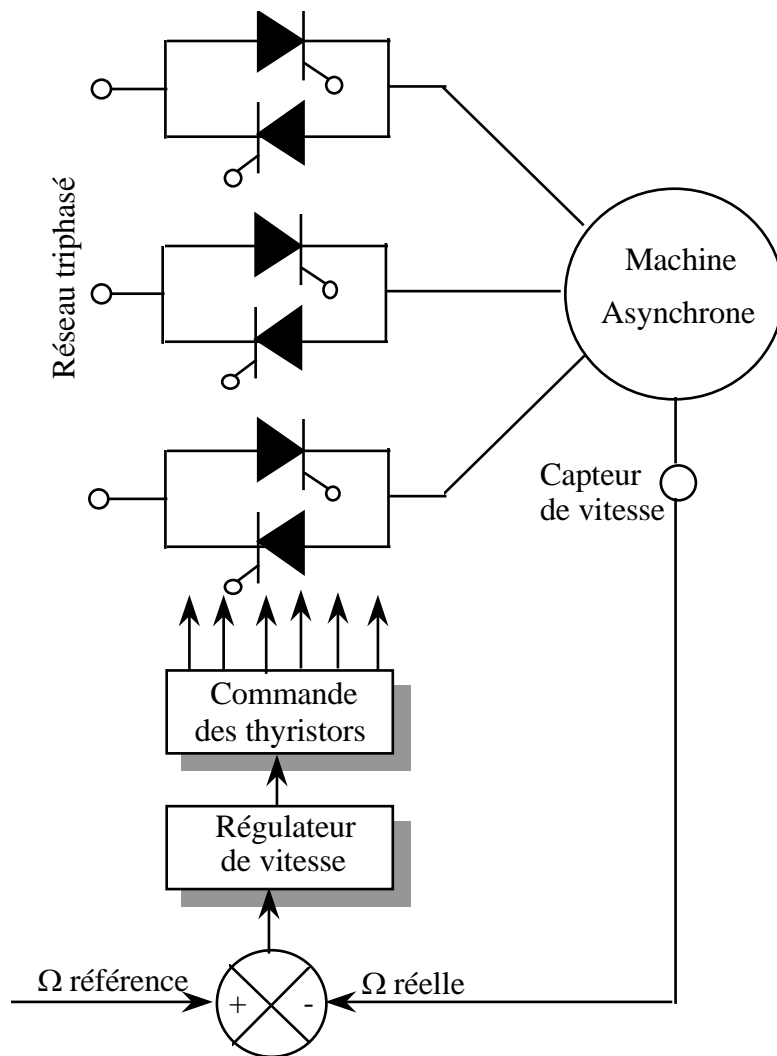


Figure 6. Commande en vitesse par variation de la tension statorique.

La différence entre la vitesse de référence et réelle permet de générer les signaux de commande des thyristors par le biais du régulateur de vitesse. Si la référence de vitesse est supérieure à la vitesse réelle, le temps de conduction des thyristors est prolongé ce qui augmente la valeur efficace de la tension statorique. L'augmentation de la tension statorique implique une augmentation du couple électromagnétique et par conséquent une augmentation de la vitesse de rotation. Si la vitesse réelle est supérieure à la vitesse de référence, le temps de conduction des thyristors est diminué, d'où diminution du couple électromagnétique permettant de réduire la vitesse de rotation de la machine pour la ramener à la valeur de consigne.

L'utilisation de ce type d'alimentation est surtout utilisée dans les démarreurs progressifs économiques pour lesquels il n'est pas indispensable de fournir un fort couple à basse vitesse.

3.3 VARIATION DU COURANT STATORIQUE

D'après les expressions (14) et (15), nous pouvons exprimer le couple électromagnétique en fonction du courant statorique donné par:

$$T_e = N_p \frac{\omega_{sl} R_r M^2}{R_r^2 + (\omega_{sl} L_r)^2} I_s^2 \quad (17)$$

Pour plusieurs valeurs de courant statorique, on trace la caractéristique couple électromagnétique en fonction du glissement.

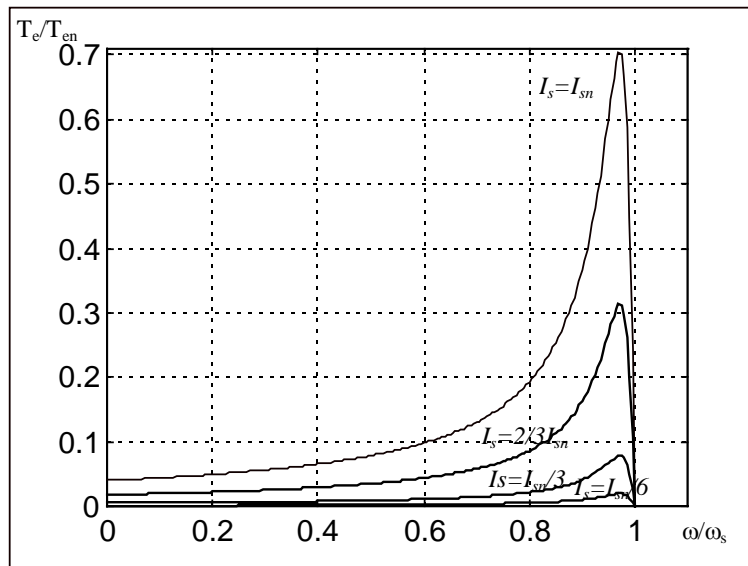


Figure 7. Caractéristique couple électromagnétique - vitesse avec variation du courant statorique.

Dans le cas où le courant statorique est limité et régulé, alors le couple de démarrage est limité. Pour le fonctionnement à faible glissement, l'augmentation de courant et donc de tension provoque la saturation de la machine. La saturation de la machine fait apparaître des pulsations indésirables au niveau du couple électromagnétique. Le système de commande permet de régler le courant statorique permettant d'assurer le fonctionnement de la machine dans la zone stable.

3.4 VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

Cette solution s'applique à des machines asynchrones à rotor bobiné. Le procédé le plus simple permettant de dissiper de l'énergie au rotor consiste à augmenter la résistance des enroulements rotorique en leur ajoutant des rhéostats en série. Cette technique permet d'avoir un fort couple de démarrage à l'arrêt et aux faibles vitesses de rotation de la machine. La caractéristique du couple électromagnétique dans ce cas est donnée par la figure suivante:

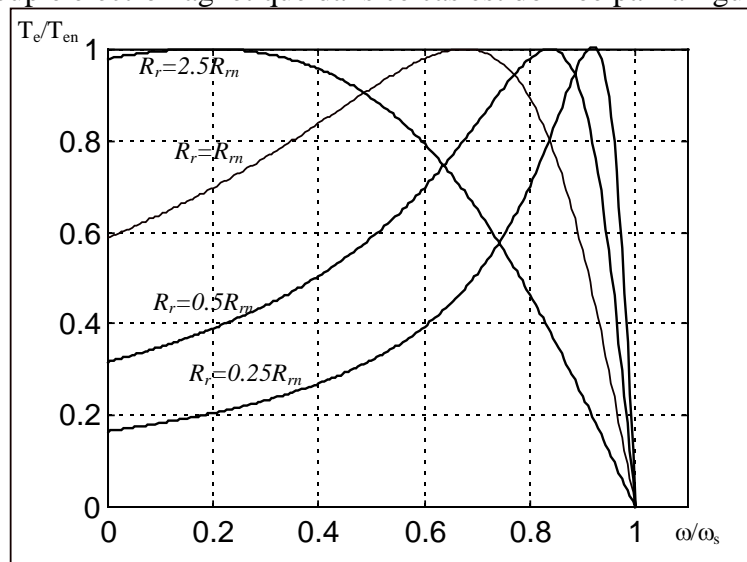


Figure 8. Caractéristique couple - vitesse avec variation de la résistance rotorique.

D'après la caractéristique de la figure 8, on constate qu'on conserve le couple maximum constant et d'autre part qu'avec un choix judicieux de la résistance additionnelle, on peut obtenir le couple maximum au démarrage. C'est une des procédures classiques de démarrage des machines asynchrones à rotor bobiné.

Cette technique de commande présente l'inconvénient qu'au fur et à mesure que la vitesse diminue, les pertes joule augmentent ce qui entraîne la diminution du rendement.

Cette méthode ne se justifie que pour les faibles puissances car on se heurte au problème de l'évacuation des calories perdues dans le rhéostat et du rendement du système global.

Dans les machines asynchrones à rotor bobiné, la variation de la résistance rotorique peut être obtenue par l'intermédiaire d'un convertisseur statique constitué d'un redresseur et d'un hacheur. La résistance équivalente au rotor est variable par action sur le rapport cyclique du hacheur. Cette technique est similaire à celle employée dans le freinage rhéostatique des moteurs à courant continu. La figure suivante montre le schéma de variation de la résistance rotorique par convertisseur statique.

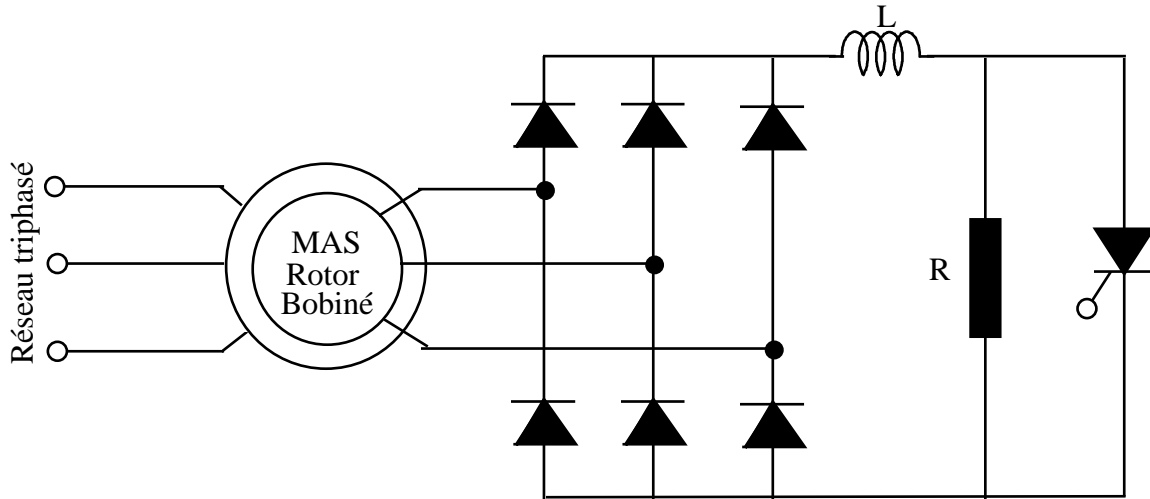


Figure 9. Variation de la résistance rotorique par convertisseur statique.

La technique actuelle n'améliore pas le rendement mais se prête bien à des procédés de régulation ou de commande automatique de séquence de travail.

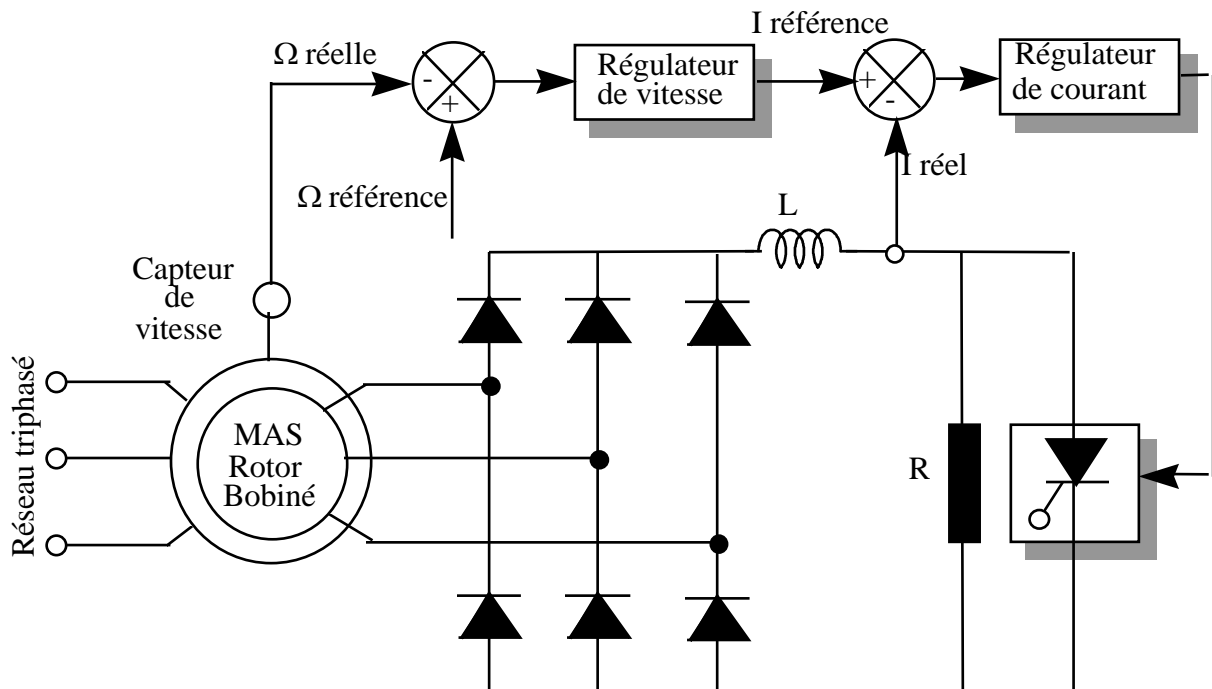


Figure 10. Schéma de réglage de vitesse d'une machine asynchrone par hacheur rotorique.

L'amélioration de ce procédé de réglage de vitesse et son extension aux fortes puissances suppose la récupération de l'énergie du rotor, il est connu sous le nom de cascade hyposynchrone.

3.5 CONTROLE DU GLISSEMENT PAR LA CASCADE HYPOSYNCHRONE

3.5.1 Principe de la cascade hyposynchrone

La cascade hyposynchrone est une amélioration de la méthode de variation de résistance rotorique. En effet la puissance rotorique dissipée dans une résistance est perdue sous forme d'effet Joule, la cascade hyposynchrone permet de récupérer cette énergie. La solution la plus intéressante consiste à renvoyer cette énergie au réseau. Comme l'amplitude et la pulsation des tensions rotoriques (à $g\omega_s$) sont différents que ceux des tensions de ligne, le renvoi d'énergie au réseau ne peut se faire qu'en deux étapes :

- redressement et filtrage (conversion de tension)
- onduleur non autonome (conversion de fréquence)

Le convertisseur statique se charge de faire une conversion de tension et de fréquence. On adopte le schéma de principe de la cascade hyposynchrone suivant :

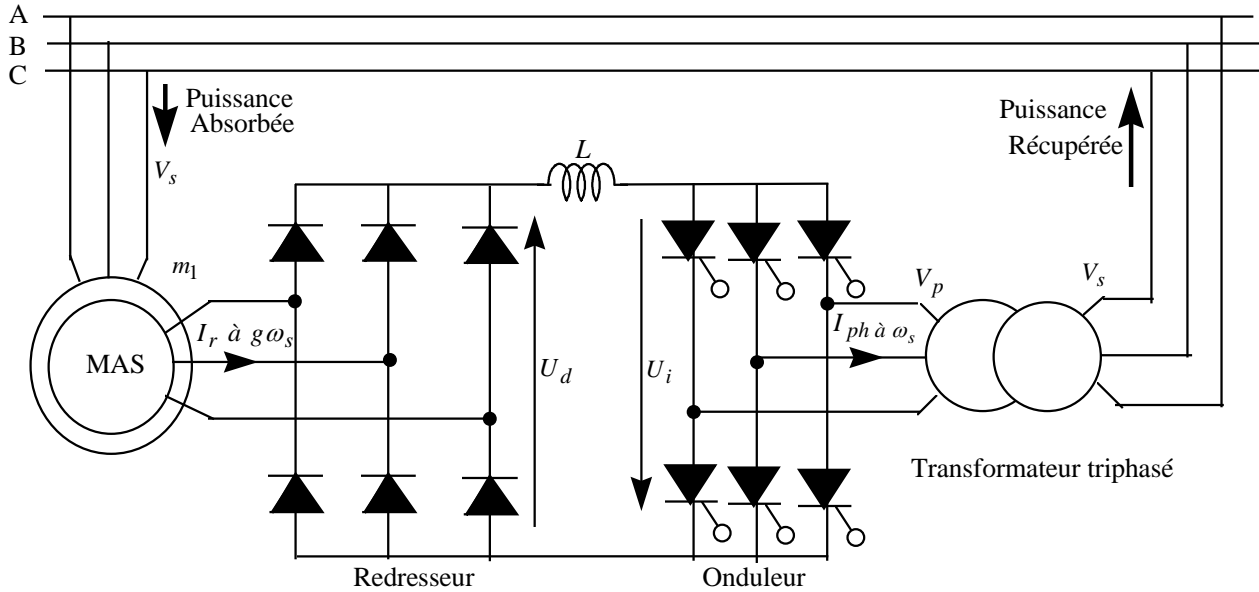


Figure 11. Contrôle du glissement par cascade hyposynchrone.

Le rapport de transformation de la machine asynchrone à rotor ouvert est désigné par m_1 , celui du transformateur triphasé par m_2 .

Le courant alternatif du rotor, à la pulsation $g\omega_s$, est redressé puis filtré par une bobine d'inductance L . Un onduleur assisté assure la conversion continu-alternatif à la fréquence du réseau. C'est par action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors de l'onduleur que l'on règle la puissance renvoyée au réseau et donc la vitesse du moteur. Un transformateur triphasé est nécessaire pour adapter la tension de sortie de l'onduleur à celle du réseau.

3.5.2 Caractéristiques des convertisseurs

La tension de sortie du pont de Graëtz triphasé à diode est donnée par la relation suivante :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} (gV_r) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_1 g V_s \quad (18)$$

Le pont de Graëtz tout thyristor en conduction continue, délivre une tension redressée U_i donnée par :

$$U_i = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_p \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_2 V_s \cos \alpha \quad (19)$$

avec α l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

Le pont de Graëtz tout thyristor travaille en onduleur : $90^\circ < \alpha < 180^\circ$, en pratique α varie de 90° à 150° (30° angle de garde).

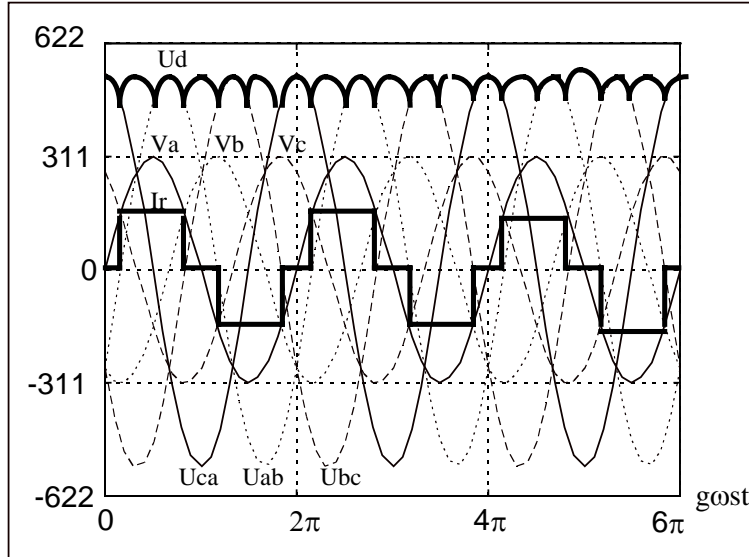


Figure 12. Courant et tension du redresseur.

Une décomposition en série de Fourier de I_r donne le courant fondamental au rotor:

$$I_{rf} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c \quad (20)$$

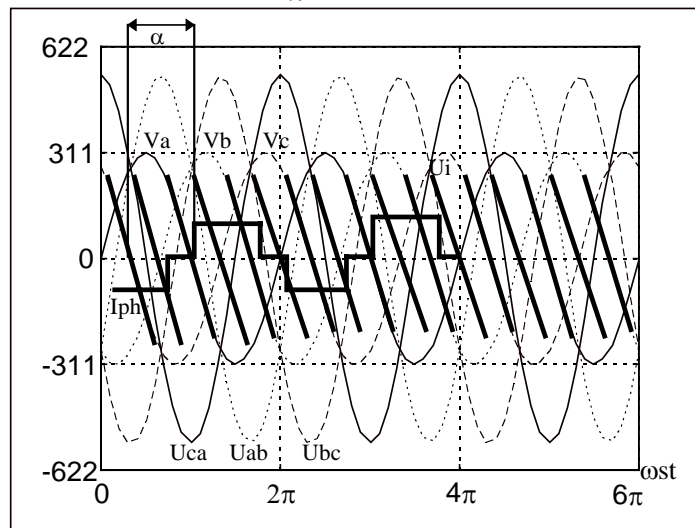


Figure 13. Courant et tension de l'onduleur.

En valeur moyenne, les tensions U_i et U_d sont liés par la relation suivante:

$$U_i + U_d = 0 \quad (21)$$

En remplaçant U_i et U_d par leurs expressions, nous obtenons:

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_1 g V_s + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_2 V_s \cos \alpha = 0 \quad (22)$$

ce qui donne la loi de variation de vitesse:

$$g = -\frac{m_2}{m_1} \cos \alpha \quad (23)$$

D'après cette relation, nous remarquons que le glissement est directement réglable par l'angle d'amorçage α et donc la vitesse de rotation de la machine à ω_s constant.

$$\Omega = \frac{\omega_s}{N_p} \left(1 + \frac{m_2}{m_1} \cos \alpha \right) \quad (24)$$

3.5.3 Bilan de puissance

- La puissance absorbée par la machine au stator est:

$$P_a = T_e \Omega_s \quad (25)$$

- La puissance fournie sur l'arbre est:

$$P_m = (1 - g) P_a \quad (26)$$

- La puissance transmise rotor est égale à celle du bus continu (en négligeant R_r) soit:

$$P_R = g P_a = U_d I_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_1 V_s I_c g \quad (27)$$

On en déduit le couple électromagnétique T_e en écrivant que $P_R = g P_a = g T_e \Omega_s$, d'où

$$T_e = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{1}{\Omega_s} m_1 V_s I_c \quad (28)$$

D'après cette relation nous pouvons conclure que le couple électromagnétique est proportionnel à I_c .

3.5.4 Caractéristique couple-vitesse

Le couple est proportionnel à I_c et I_c est proportionnel à la différence entre U_d et U_i . Par action sur l'angle d'amorçage α , nous pouvons faire varier le couple moteur. Pour un couple de charge T_l constant, nous pouvons constater que si α tend vers $\frac{\pi}{2}$ ($\alpha \in \left[\frac{\pi}{2}; \pi \right]$) alors:

- on augmente Ω
- la différence $U_d - U_i$ augmente
- I_c augmente: il y a accélération jusqu'à ce qu'on obtienne le nouveau point de fonctionnement défini par :

$$I_c = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \frac{T_l \Omega_s}{m_1 V_s} \quad (29)$$

Le couple électromagnétique est fonction de I_c . Or I_c dépend de la tension aux bornes de l'inductance L, soit $U_d - U_i$. D'autre part, U_i est constant à α constant et U_d varie proportionnellement au glissement g . Ce qui nous permet de dire que pour les faibles glissements, les caractéristiques couple-glissement paramétrées en α sont des droites parallèles. Ces caractéristiques coupent l'axe des ordonnées au point défini par:

$$g_\alpha = -\frac{m_2}{m_1} \cos \alpha \quad (30)$$

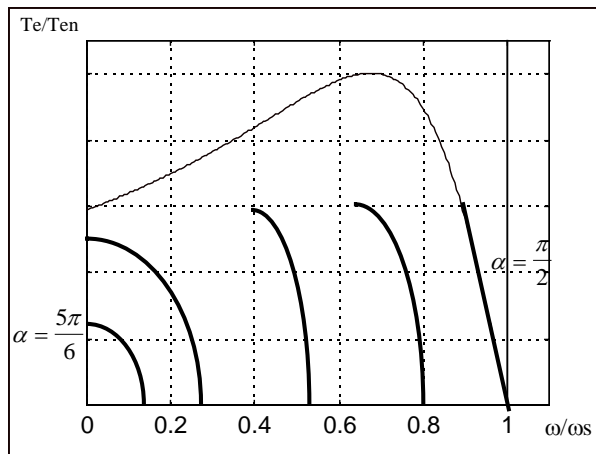


Figure 14. Caractéristique couple - glissement de la cascade hyposynchrone.

Sachant que le moteur asynchrone absorbe des courant très important au démarrage, on préfère utiliser un rhéostat de démarrage pour effectuer cette phase, plutôt que de surdimensionner la cascade hyposynchrone. Quand le glissement g est voisin de g_{max} , on amorce le pont onduleur et on supprime le rhéostat de démarrage.

On peut faire du rotor une deuxième entrée d'énergie. Si le moteur reçoit de la puissance électrique par le stator et par le rotor, on peut atteindre 2 fois la vitesse nominale et même plus. Cela est possible en rendant le pont redresseur réversible (pont tout thyristor à la place des diodes). L'énergie circulant entre le rotor et le réseau peut changer de sens sans que I_c soit inversé. La complexité de la commande qui en résulte annule alors les avantages de cette solution.

3.5.5 Régulation de vitesse

La cascade hyposynchrone, comme le moteur à courant continu à excitation indépendante, admet une relation linéaire entre le couple et le courant. La régulation de vitesse est obtenue par deux boucles imbriquées similaires à celui d'un moteur à courant continu alimenté par un redresseur monophasé. Le schéma suivant montre le principe de régulation de vitesse par cascade hyposynchrone.

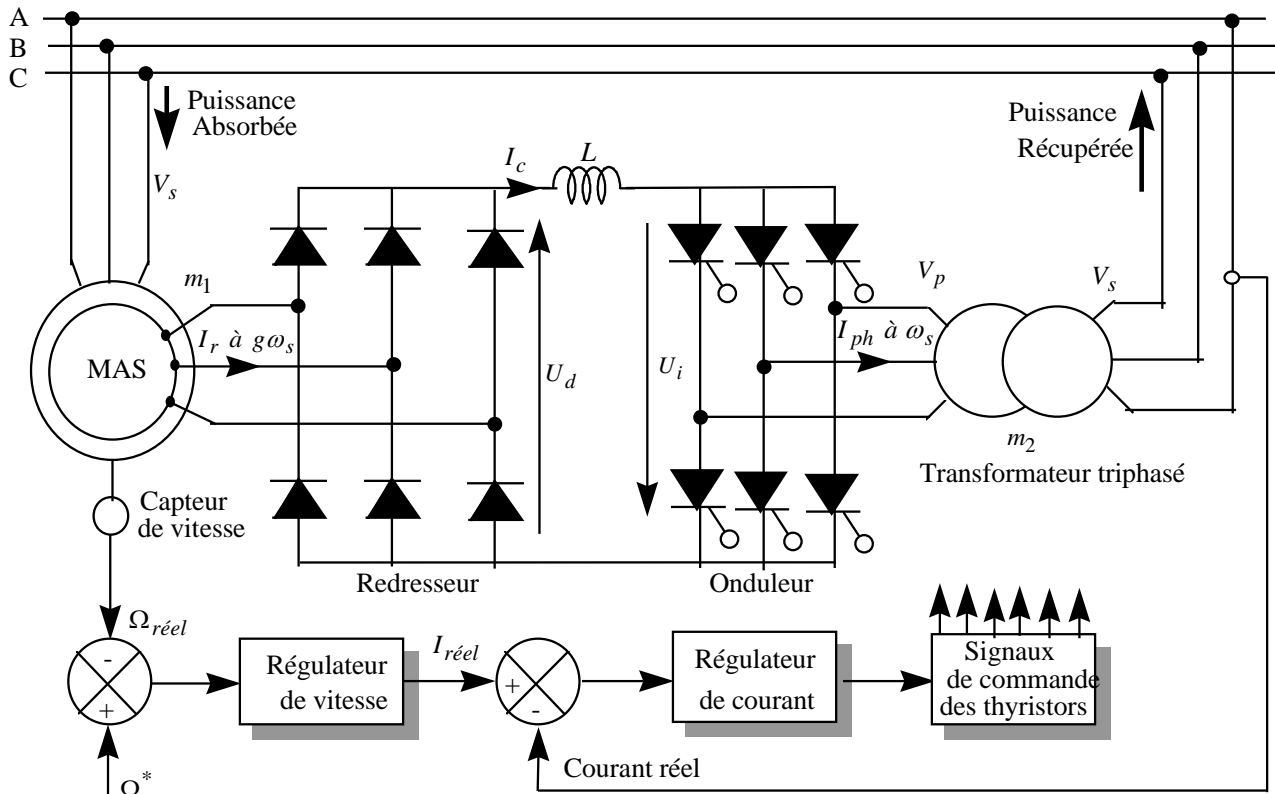


Figure 15. Régulation de vitesse par cascade hyposynchrone.

La boucle de courant permet d'ajuster le courant de la cascade par variation de l'angle d'amorçage du pont onduleur et ce courant donne le couple moteur.

Le courant réel est mesuré au secondaire du transformateur, le courant de référence est donné par la sortie du régulateur de vitesse.

4 FONCTIONNEMENT EN REGIME PERMANENT

La tension et le flux statorique sont liés par la relation suivante:

$$\underline{V}_s = j\omega_s \underline{\Phi}_s \quad (31)$$

En faisant intervenir le flux statorique Φ_s , l'expression du couple électromagnétique devient:

$$T_e = N_p \left[\frac{M}{L_s} \right]^2 \frac{\Phi_s^2 \omega_{sl} R_r}{R_r^2 + (\omega_{sl} \sigma L_r)^2} \quad (32)$$

Pour contrôler le couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous remarquons d'après la relation (32) qu'il faut contrôler le flux statorique Φ_s et la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} . (grandeur qui n'est pas directement accessible).

A flux statorique constant, on peut tracer l'évolution du couple électromagnétique T_e en fonction de la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} .

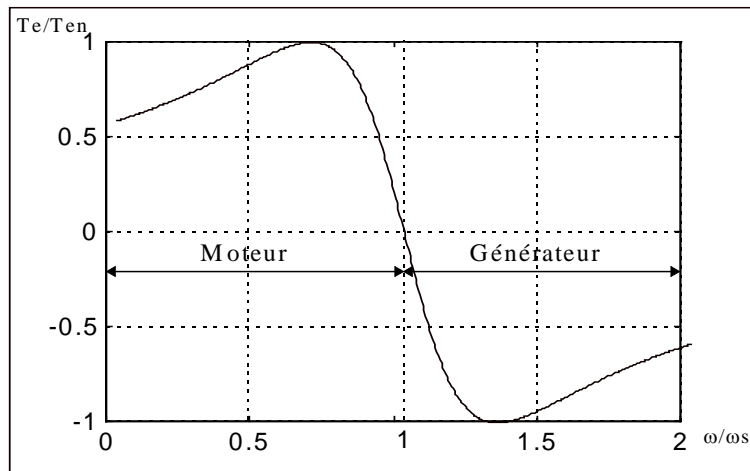


Figure 16. caractéristique couple/fréquence rotorique.

On montre que le couple est maximal pour la pulsation:

$$\omega_{sl\max} = \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad (33)$$

Ce qui donne un couple maximum qui vaut:

$$T_e = \frac{1}{2} N_p \Phi_s^2 \left[\frac{M}{L_s} \right]^2 \frac{1}{\sigma L_r} \quad (34)$$

A partir de la loi de variation $T_e = f(\omega_{sl})$, différentes stratégies de commande des machines asynchrones ont été élaborées.

La machine doit fonctionner à flux nominal pour éviter, d'une part, la saturation et, d'autre part, une forte diminution du couple. On peut envisager **deux modes de fonctionnement**:

- de l'arrêt à la vitesse nominale, un fonctionnement à flux constant;
- au-delà de la vitesse nominale, un fonctionnement à tension constante.

On pourrait également considérer deux modes de fonctionnement l'un appelé direct et l'autre autopiloté:

- Le fonctionnement direct consiste à choisir comme grandeurs d'entrée du système les amplitudes (tension ou courant) et la fréquence statorique.
- Le fonctionnement autopiloté consiste à choisir comme grandeurs d'entrée l'amplitude et la pulsation des courants rotoriques ω_{sb} , la pulsation statorique ω_s étant alors le résultat d'une opération.

On constate que le fonctionnement direct, bien qu'intéressant par la simplicité de mise en oeuvre, présente des inconvénients sérieux quand à la dynamique et à la stabilité. Ainsi beaucoup de fonctionnements directs en alimentation en courant sont instables, de même les fonctionnements en alimentation en tension quand l'impédance interne de la source continue d'entrée est élevée (présence d'un filtre à l'entrée de l'onduleur).

Par contre les fonctionnements autopilotés sont toujours stables. Dans ce document, nous allons considérer successivement les caractéristiques en régime permanent sinusoïdal suivant le mode d'alimentation et les grandeurs de commande choisies. Puis nous considérerons la modélisation dynamique et les problèmes de commande et de régulation pour les deux modes d'alimentation.

On suppose que la machine asynchrone est linéaire, symétrique et alimentée par des sources de tension ou de courant parfaites d'amplitude et de fréquence variable délivrant des signaux sinusoïdaux.

5 COMMANDE SCALAIRE A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION DES MACHINES ASYNCHRONES

5.1 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN COURANT

En régime permanent, l'équation du circuit rotorique s'écrit:

$$0 = R\underline{I}_r + j\omega_{sl}\underline{\Phi}_r \quad (35)$$

avec ω_{sl} la pulsation des courants rotorique.

Le flux rotorique est donné par l'expression suivante:

$$\underline{\Phi}_r = L_r\underline{I}_r + M\underline{I}_s \quad (36)$$

L'équation rotorique devient alors:

$$0 = R\underline{I}_r + j\omega_{sl}L_r\underline{I}_r + j\omega_{sl}M\underline{I}_s \quad (37)$$

Le flux statorique est donné par l'expression suivante:

$$\underline{\Phi}_s = L_s \underline{I}_s + M \underline{I}_r \quad (38)$$

En faisant une combinaison des équations ci-dessus , on en déduit:

$$\underline{I}_r = -\frac{jM\omega_{sl}}{R_r + jL_r\omega_{sl}} \underline{I}_s \quad (39)$$

et

$$\underline{\Phi}_s = L_s \frac{R_r + jL_r\sigma\omega_{sl}}{R_r + jL_r\omega_{sl}} \underline{I}_s \quad (40)$$

En prenant le module des deux expressions ci-dessus, nous obtenons la relation entre le flux et courant statorique:

$$I_s = \frac{\Phi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\tau_r\omega_{sl})^2}{1 + (\sigma\tau_r\omega_{sl})^2}} \quad (41)$$

Cette relation $I_s = f(\omega_{sl})$ est la base des lois de commande à flux constant des machines alimentées en courant. La loi $I_s = f(\omega_{sl})$ est représentée par la courbe suivante:

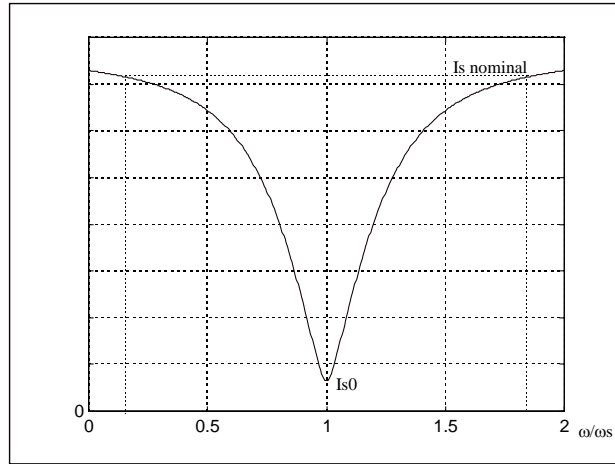


Figure 17. Courbe de la loi $I_s = f(\omega_{sl})$

Après un développement élémentaire, nous obtenons:

$$V_s = \left[R_s + \frac{R_r M^2 \omega_s \omega_{sl}}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{sl}^2} \right] I_s \quad (42)$$

Pour le couple électromagnétique, nous avons:

$$T_e = N_p M \text{Imag}[\underline{I}_s \wedge \underline{I}_r^*] \quad (43)$$

En portant l'expression du courant statorique et rotorique, nous obtenons:

$$T_e = N_p \left[\frac{M}{L_s} \right]^2 \Phi_s^2 \frac{\omega_{sl}^2}{R_r [1 + (\sigma\tau_r\omega_{sl})^2]} \quad (44)$$

Cette expression montre que si le flux statorique est constant, le couple ne dépend que de la pulsation ω_{sl} des courants rotoriques.

5.1.1 Fonctionnement à flux constant

La valeur du couple est fixée par ω_{sl} et par le module du flux statorique.

Pour le fonctionnement au flux nominal, on peut déterminer le glissement donnant le couple maximal pour lequel les fuites magnétiques au stator sont identiques au rotor ($L_s = L_r$).

$$T_e = N_p \left[\frac{M}{L_s} \right]^2 \Phi_s^2 \frac{1}{2\sigma L_r} \quad (45)$$

pour $\omega_{sl \max} = \frac{1}{\sigma \tau_r}$

Si le glissement est suffisamment faible, nous pouvons écrire:

$$T_e = k(\Phi_s)^2 \omega_{sl} \quad (46)$$

Pour le flux rotorique on obtient:

$$\Phi_r = \frac{R_r M}{\sqrt{R_r^2 + L_r^2 \omega_{sl}^2}} I_s \quad (47)$$

Exprimons le couple électromagnétique en fonction du flux rotorique, on a:

$$T_e = N_p \frac{M \Phi_r^2 \omega_{sl}}{R_r} \quad (48)$$

La relation qui lie le courant et le flux rotorique associée à l'autopilotage permet effectivement de réguler le flux statorique. Cependant, elle assure un contrôle indirect du flux et devient sensible aux variations des paramètres.

5.1.2 Machine asynchrone - Onduleur MLI - Contrôle des courants statoriques.

Le contrôle du couple électromagnétique de la machine asynchrone exige le maintien du flux statorique constant et le contrôle de la pulsation des courants rotoriques. Comme la machine asynchrone est alimentée en courant et non en tension, on utilise la loi de variation du courant statorique en fonction de la pulsation des courants rotoriques $I_s = f(\omega_{sl})$ qui permet de maintenir le flux statorique Φ_s constant.

Le schéma de principe de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone est donné par la figure suivante:

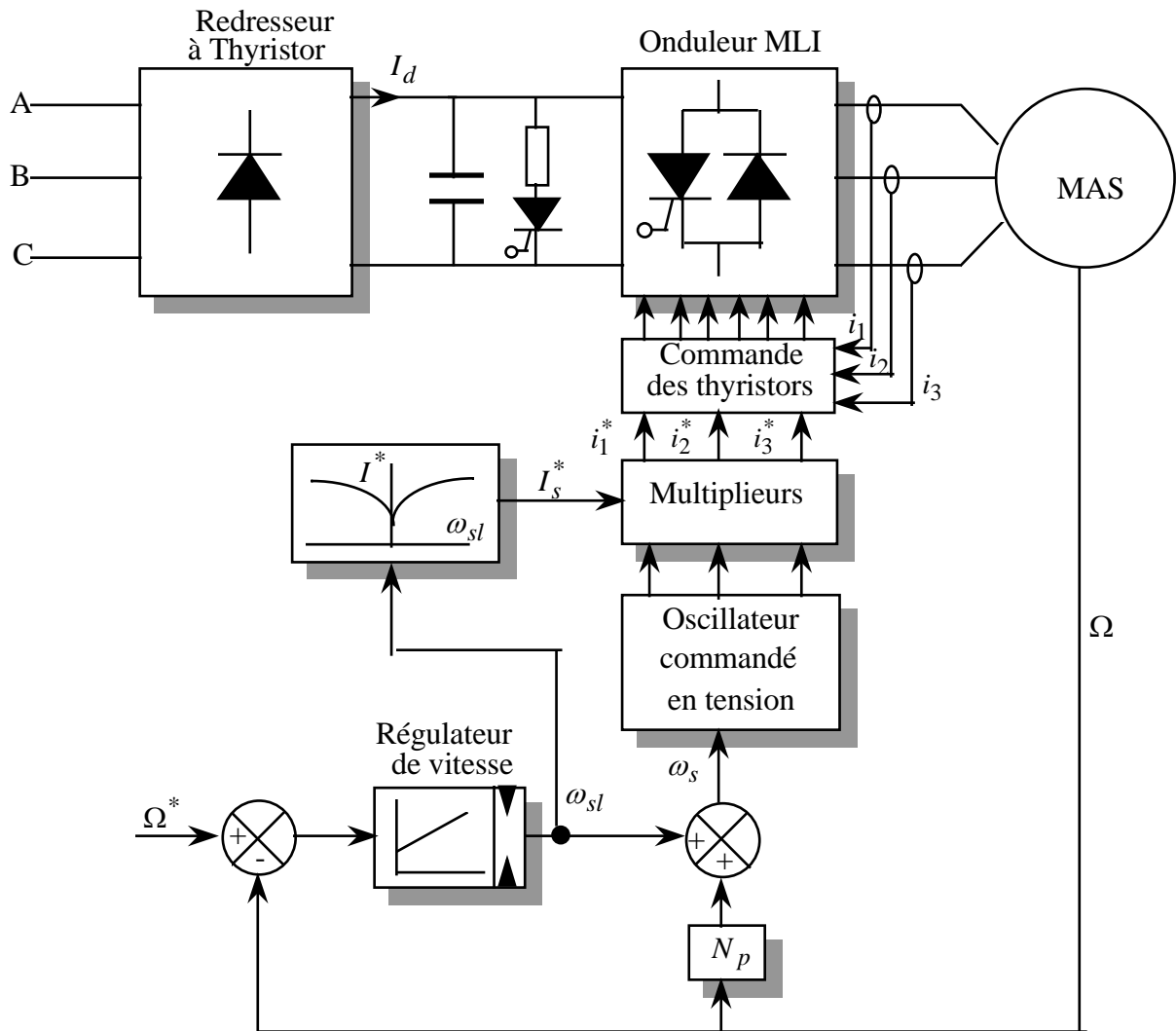


Figure 18. Schéma de principe de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone.

La pulsation des courants rotoriques est déterminée grâce aux correcteurs PI avec limitation. La pulsation des courants statoriques est obtenue par addition de la vitesse de rotation et la pulsation rotorique ce qui permet de réaliser l'autopilotage fréquentiel. Comme la pulsation des courants rotoriques est très inférieure devant celle des courants statorique ($\omega_{sl} \ll \omega_s$), le capteur de vitesse qu'on utilise doit être de grande précision (codeur optique incrémental ou du type résolver).

La loi d'autopilotage fréquentiel $I_s = f(\omega_{sl})$ permet de fixer l'amplitude des courants de références i_{1ref} , i_{2ref} et i_{3ref} qui sont générés par un oscillateur commandé en tension. La réalisation de l'asservissement de vitesse est complexe, c'est la raison pour laquelle on fait appel aux techniques numériques.

Pour l'asservissement de vitesse d'un système de puissance de l'ordre du Méga Watts, on utilise des interrupteurs du type GTO. Pour cette puissance, il est nécessaire de prévoir le freinage de la machine asynchrone en restituant l'énergie au réseau d'alimentation. Dans ce cas on remplace le redresseur à diode par une structure de pont à thyristors qui fonctionne en redresseur pour le fonctionnement de la machine en moteur et en onduleur pour le fonctionnement de la machine en génératrice.

La présence des inductances connectées côté réseau permet le lissage des courants de ligne. Le convertisseur côté réseau peut permettre de prélever des courants quasi sinusoïdaux en phase avec les tensions simples. La commande du convertisseur côté réseau assure la régulation de la tension redressée continue U_d . Cette structure, très récente, est utilisée pour le TGV Transmanche qui utilise des moteurs asynchrones.

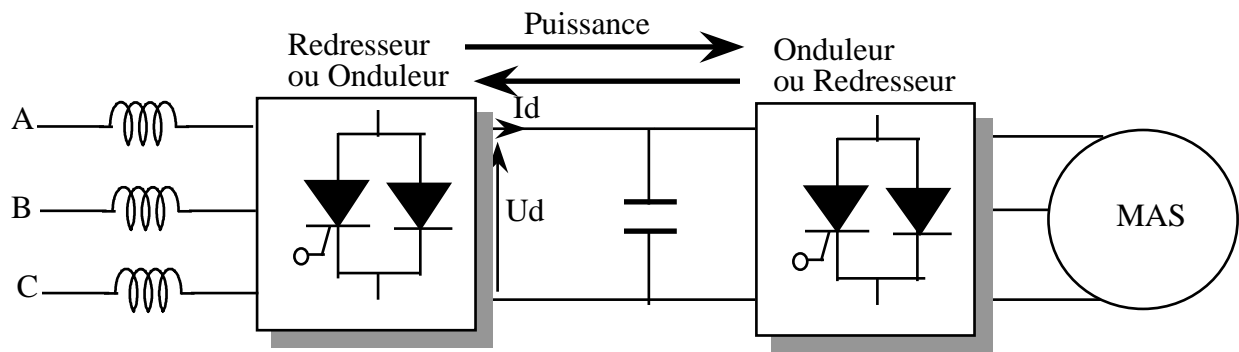


Figure 19. Schéma simplifié du convertisseur réversible.

5.1.3 Association machine asynchrone-commutateur de courant

Le schéma simplifié est donnée par la figure suivante:

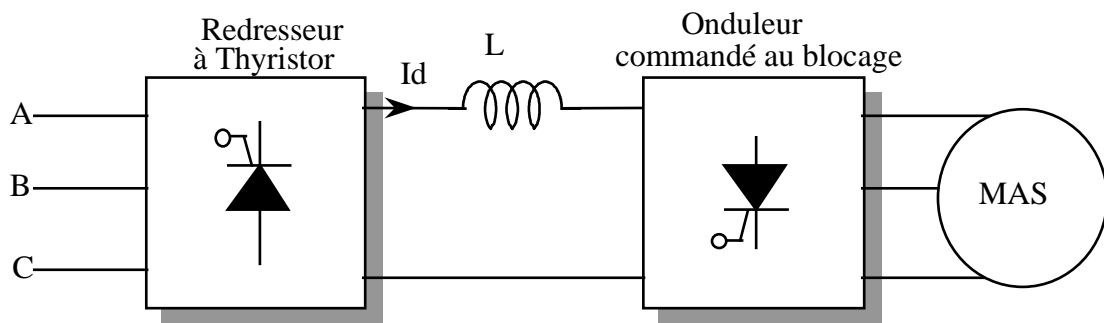


Figure 20. Schéma simplifié de l'association machine asynchrone-commutateur de courant.

Le convertisseur côté réseau est un redresseur à thyristors. Pour l'onduleur qui alimente la machine, il est impossible d'employer des thyristors fonctionnant en commutation naturelle. Pour la machine synchrone, les courants dans les phases sont en avance sur les tensions simples, pour cela, il est possible d'utiliser des thyristors en commutation naturelle. Dans le cas de la machine asynchrone, les courants sont toujours en retard sur les tensions quel que soit le mode de fonctionnement de la machine (voir schéma équivalent). Ainsi, il est impératif d'utiliser des interrupteurs commandés au blocage pour réaliser l'onduleur de courant. Il s'agit d'interrupteurs bidirectionnels en tension et unidirectionnels en courant du type thyristor-diode-dual.

Pour la réalisation des interrupteurs de type Thyristor-diode-dual avec des thyristors, il faut prévoir un circuit de commutation forcée pour assurer le blocage. Ceci nous amène à la structure suivante appelée commutateur de courant à diode d'isolement. Les condensateurs permettent d'appliquer une tension négative aux bornes des thyristors au moment du blocage.

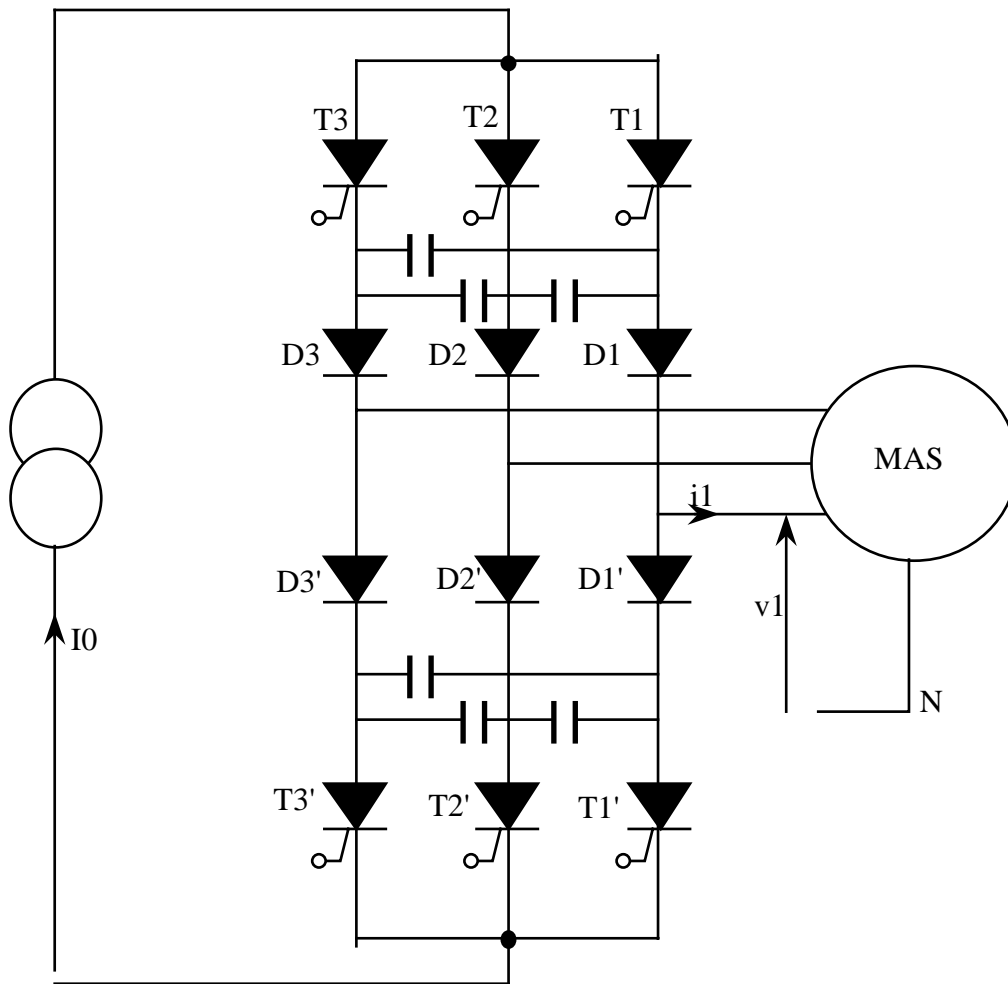


Figure 21. Schéma de puissance d'un commutateur de courant.

Le courant et la tension de phase sont représentés par la figure suivante:

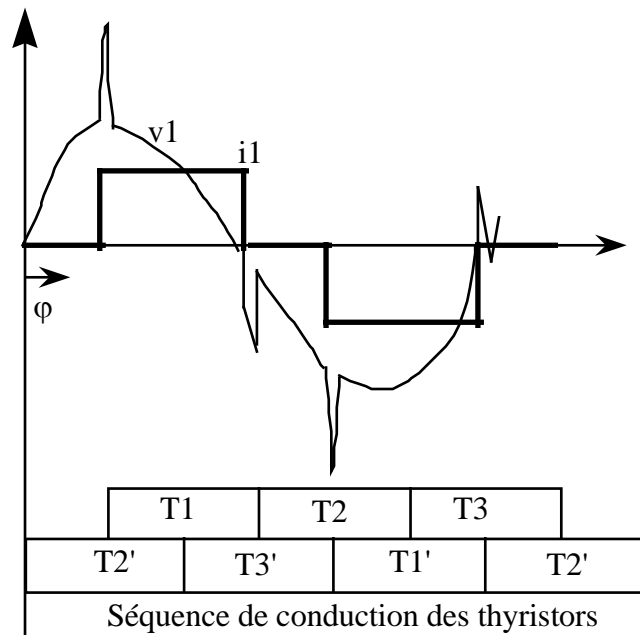


Figure 22. Allure des courant et tension de phase pour une machine asynchrone alimentée par un commutateur de courant.

La tension de phase aux bornes de la machine asynchrone présente des irrégularités dues à la présence d'une surtension au moment des commutations. Les surtensions proviennent du fait qu'il y a ouverture sur un circuit inductif (commande au blocage). Elles sont limitées par les condensateurs de commutation forcée. Dans la plus part des cas, pour ce type d'alimentation, l'isolant des bobinages du stator de la machine asynchrone est surdimensionné sous peine de son claquage.

La structure de l'association machine asynchrone-commutateur de courant est réversible. En effet, dans le cas où la machine fonctionne en moteur, le pont à thyristor fonctionne en redresseur et le pont commandé au blocage en onduleur. Dans le cas où la machine fonctionne en génératrice, le rôle des deux ponts s'inverse.

Pour ce type d'alimentation, il faut prévoir un déclassement de la machine de l'ordre de 10% de la puissance nominale qui est dû aux pertes supplémentaires propre aux harmoniques de courant. Le couple électromagnétique va être entaché d'une ondulation non négligeable qui peut être néfaste si l'on entraîne une charge à faible inertie.

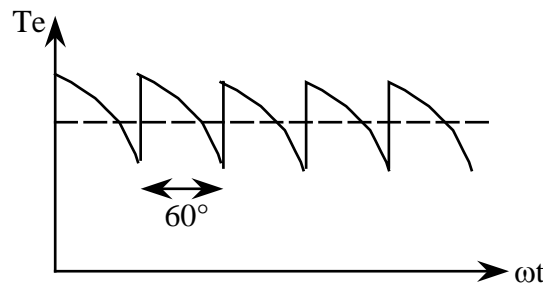


Figure 23. Ondulation de couple pour une alimentation encourant.

Le commutateur de courant permet de commuter le courant dans les phases de la machine asynchrone. L'amplitude des courants est imposée par la source de courant I_0 par l'intermédiaire du redresseur à thyristors.

Le schéma suivant montre l'autopilotage fréquentiel et la commande scalaire avec l'association de machine asynchrone-commutateur de courant.

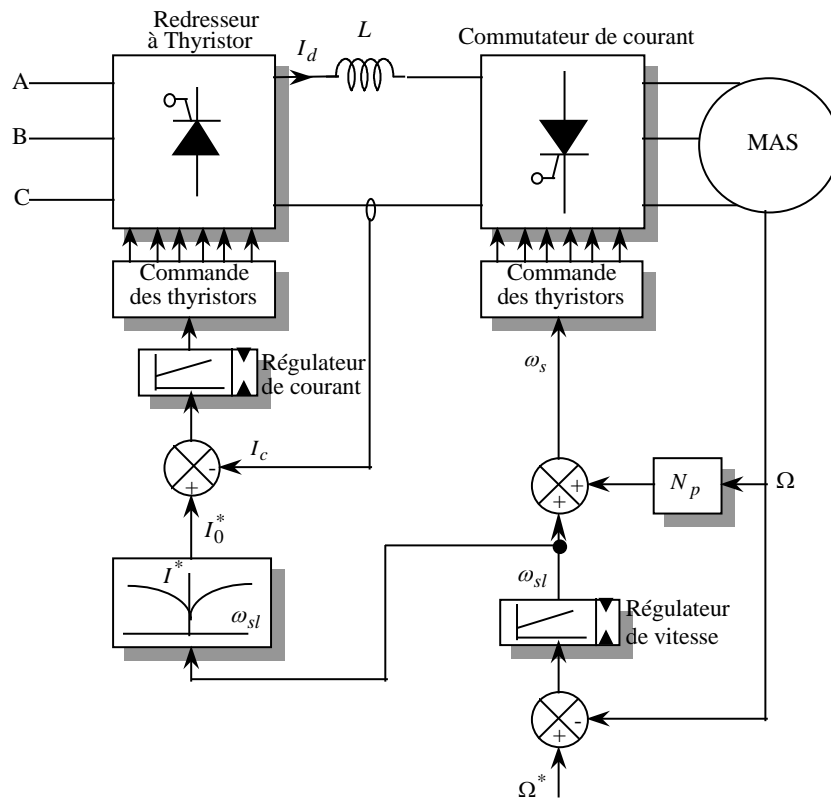


Figure 24. Schéma d'autopilotage et commande scalaire avec alimentation en courant.

Donc si Φ_r ou Φ_s et ω_{sl} sont maintenu constant, le couple électromagnétique est constant. Il s'ensuit que, le flux rotorique étant maintenu constant, le couple et le courant sont directement déterminés par ω_{sl} .

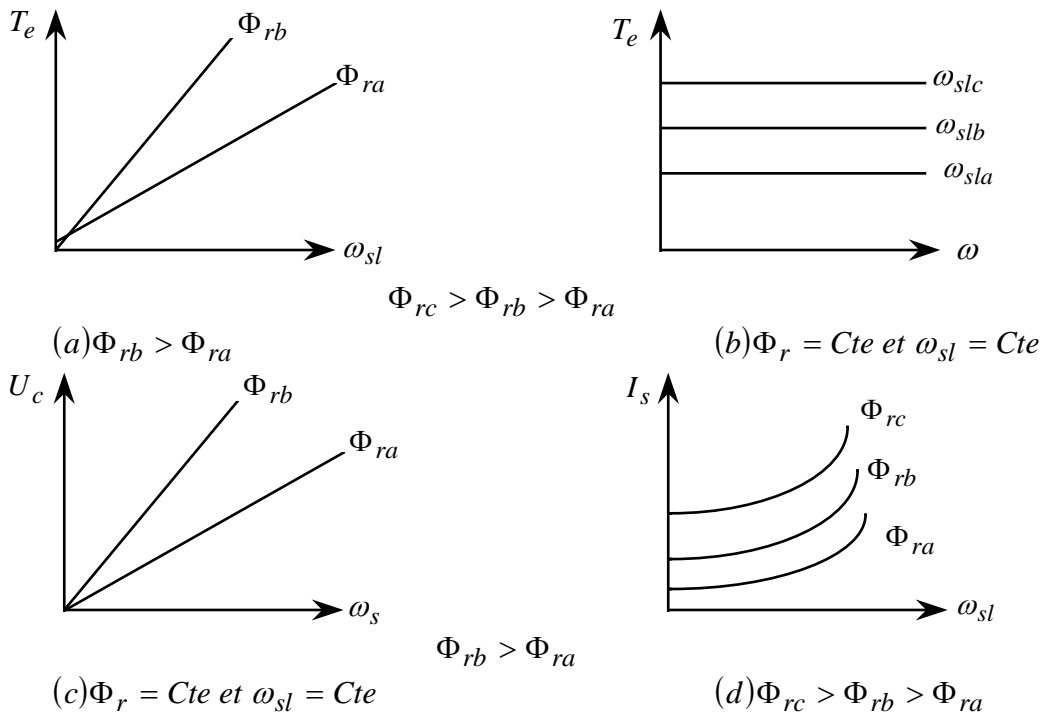


Figure 25. Caractéristique électromécanique de la machine asynchrone alimentée à flux rotorique constant.

5.1.4 Fonctionnement à tension statorique constante

Quand la fréquence statorique ω_s croît et que Φ_r est maintenu constant la tension redressée doit croître. Si on veut aller au delà de la pulsation qui correspond à la tension maximale délivrée par la source continu, on ne peut plus maintenir le flux Φ_r constant. L'augmentation de la vitesse et de la pulsation statorique ne peut plus se faire à flux constant.

Le fonctionnement aura lieu alors à tension constante, on obtient alors:

$$\begin{aligned}
 I_{seff} \omega_s &= f_1(\omega_{sl}) \\
 T_e \omega_s^2 &= f_1(\omega_{sl}) \\
 \Phi_r \omega_s &= f_1(\omega_{sl})
 \end{aligned}
 \tag{49}$$

Pour des valeurs élevées de ω_s , on peut confondre ω_s et ω et, par suite, les caractéristiques $I_s(\omega)$ et $T_e(\omega)$ tracées à $\omega_{sl} = Cte$ sont semblables à celles d'une machine à courant continu à excitation série.

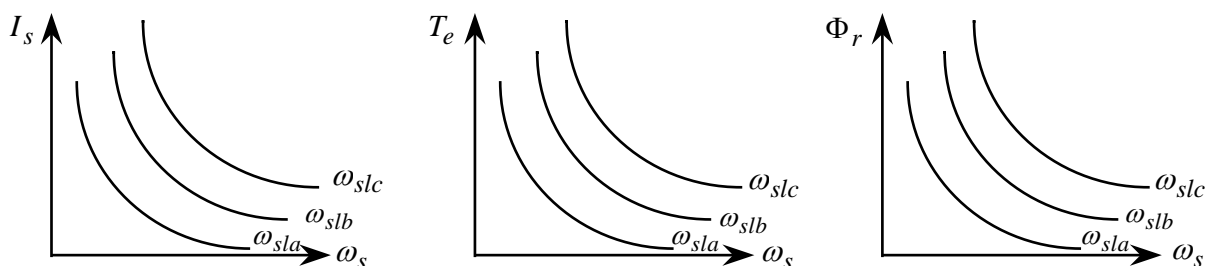


Figure 26. Caractéristique électromécanique de la machine alimentée à tension constante.

5.2 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION

En régime permanent, l'équation du circuit statorique:

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j\omega_s L_s \underline{I}_s + j\omega_s M \underline{I}_r \quad (50)$$

Si on remplace le courant statorique et rotorique, l'équation statorique devient:

$$V_s = \frac{\Phi_s}{\tau_s} \sqrt{\frac{(\tau_s \omega_s + \tau_r \omega_{sl})^2 + (1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega_s \omega_{sl})^2}{1 + (\sigma \tau_r \omega_{sl})^2}} \quad (51)$$

avec

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Cette relation constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines à induction alimentées en tension. La loi de commande ci-dessus permet de maintenir le flux constant, mais elle est trop complexe pour être exploitée sans moyen de calcul puissant.

5.2.1 Fonctionnement à flux constant

Si la pulsation rotorique est très faible, alors

$$V_s = \Phi_s^* \omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_s}\right)^2} \quad (52)$$

Si l'on néglige R_s , alors on a

$$V_s = \Phi_s^* \omega_s \quad (53)$$

cette relation caractérise la loi $\frac{V_s}{\omega_s} = \text{une constante}$

$$\Phi_s = \text{constante, si } \frac{V_s}{\omega_s} = \text{constante}$$

Aux basses fréquences ($f_s < 15$ Hz environ), la condition ci dessus n'est pas suffisante, et il faut utiliser une relation plus complexe entre les amplitudes et les fréquences.

Pour tenir compte des chutes de tension statoriques, on est amené à ajouter un terme complémentaire à V_s qui tient compte de la charge et qui permet d'obtenir une relation plus simple. C'est ainsi que l'on définit des relations empiriques pour réguler le flux aux faibles valeurs de ω_s et les forts glissements. On ajoute souvent un terme correctif pour prendre en compte la pulsation rotorique, telles que:

$$V_s = \Phi_s^* (\omega_s + k \omega_{sl}) \quad (54)$$

avec

$$k = \frac{\tau_r}{\tau_s}$$

Pour les fréquences très basses, la relation précédente s'avère, en général, insuffisante pour maintenir le flux constant. Ainsi pour quelques hertz, une autre relation est utilisée. D'après les équations (41) et (42), nous obtenons :

$$V_s = \Phi_s \left(\omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\tau_s \omega_s} \right)^2 + \frac{2\tau_r \omega_{sl} (1 - \sigma)}{\tau_s \omega_s}} \right) \quad (55)$$

Pour un flux statorique Φ_s donné, le courant statorique et le couple électromagnétique sont constants et indépendants de la vitesse de rotation de la machine.

Nous pouvons en déduire que, le contrôle du couple électromagnétique T_e peut s'effectuer, par variation de la pulsation des courants rotorique ω_{sl} et/ou par variation du flux statorique Φ_s . Le flux intervenant au carré dans l'expression du couple, le contrôle aurait été difficile à mettre en oeuvre c'est l'une des raisons pour laquelle il faut le maintenir constant. Dans ce cas, nous avons alors une loi linéaire entre le couple T_e et la pulsation des courants rotoriques.

5.2.2 Fonctionnement à tension statorique constante

Au-delà de la vitesse nominale, et pour V_s et ω_{sl} données, on retrouve des relations semblables à celles trouvées pour l'alimentation en courant:

- Si le courant est régulé, et si le glissement est variable:

$$\begin{aligned} T_e \omega_s &= \text{constante} \\ I_s &= \text{constante} \end{aligned}$$

- Si la pulsation ω_{sl} est donnée et suffisamment faible, on montre que:

$$\begin{aligned} I_s \omega_s &= \text{constante} & \text{ou} & & I_s \omega &\neq \text{constante} \\ T_e \omega_s^2 &= \text{constante} & \text{ou} & & T_e \omega^2 &\neq \text{constante} \\ \Phi_s \omega_s &= \text{constante} \end{aligned}$$

Pour la commande scalaire ces trois modes opératoires sont utilisés comme le montre la figure suivante:

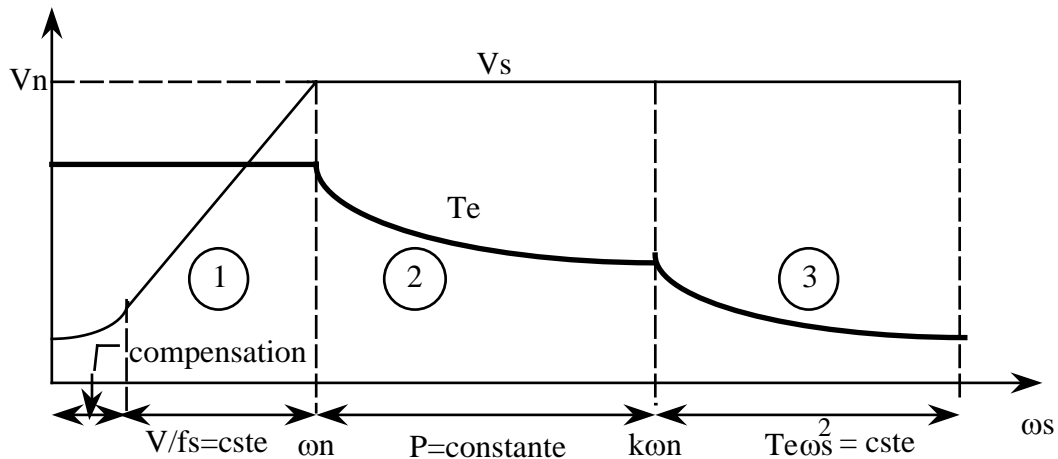


Figure 27. Mode de fonctionnement pour la commande scalaire.

Dans la zone de fonctionnement jusqu'à la fréquence nominale ($\omega_s = \omega_n$), la loi de commande assure un fonctionnement à flux constant et donc pour une pulsation rotorique donnée, à couple constant.

Pour un fonctionnement avec une fréquence statorique supérieure à la fréquence nominale, la commande fonctionne à puissance constante, puis à partir de $k\omega_n$ (k compris entre 1.5 et 2.5) la commande fonctionne avec une loi $T_e \omega_s^2 = \text{constante}$. Ce dernier cas correspond à celui d'une machine à courant continu à excitation série.

5.2.3 Commande scalaire avec contrôle de la fréquence statorique

La machine asynchrone est alimentée par un onduleur à commutation forcée pour permettre à la machine d'absorber la puissance réactive. Le dispositif de commande fixe la fréquence à partir de l'erreur de vitesse et la tension à partir d'une loi en V/f. Une deuxième boucle interne permet d'assurer la limitation de courant. Cette commande présente l'inconvénient de l'utilisation d'un capteur de courant.

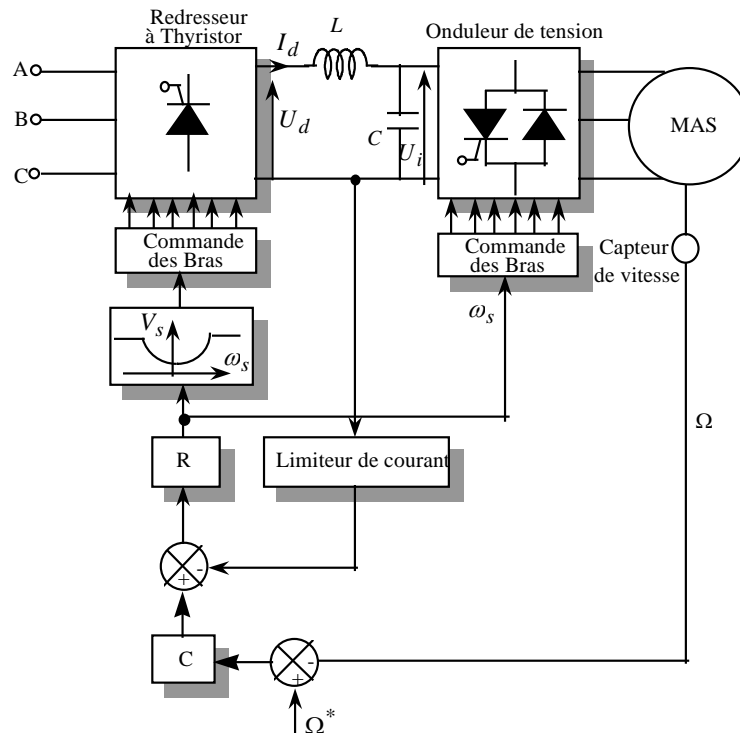


Figure 28. Schéma de commande scalaire avec contrôle de ω_s .

5.2.4 Commande scalaire avec autopilotage et contrôle de la fréquence rotorique

Pour faire varier la vitesse, on agit sur la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} qui est directement liée au couple comme nous l'avons montré précédemment. Nous sommes dans le cas d'un contrôle indirect du couple.

Le régulateur de vitesse C élabore la pulsation des courants rotoriques ω_{sl} à partir de l'erreur de vitesse. La fréquence statorique est déterminée par la loi d'autopilotage donnée par $\omega_{sl} = \omega_{sl} + \omega$ qui nécessite la mesure précise de la vitesse de rotation de la machine. La tension statorique est donnée par la loi V/f.

Dans le cas de fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone en phase de récupération ou freinage, on doit rajouter un dispositif qui doit assurer la réversibilité de la source. On envisage d'utiliser une résistance ou un système de récupération monté en parallèle sur le condensateur ou un pont réversible en courant s'il s'agit des équipements de grandes puissances.

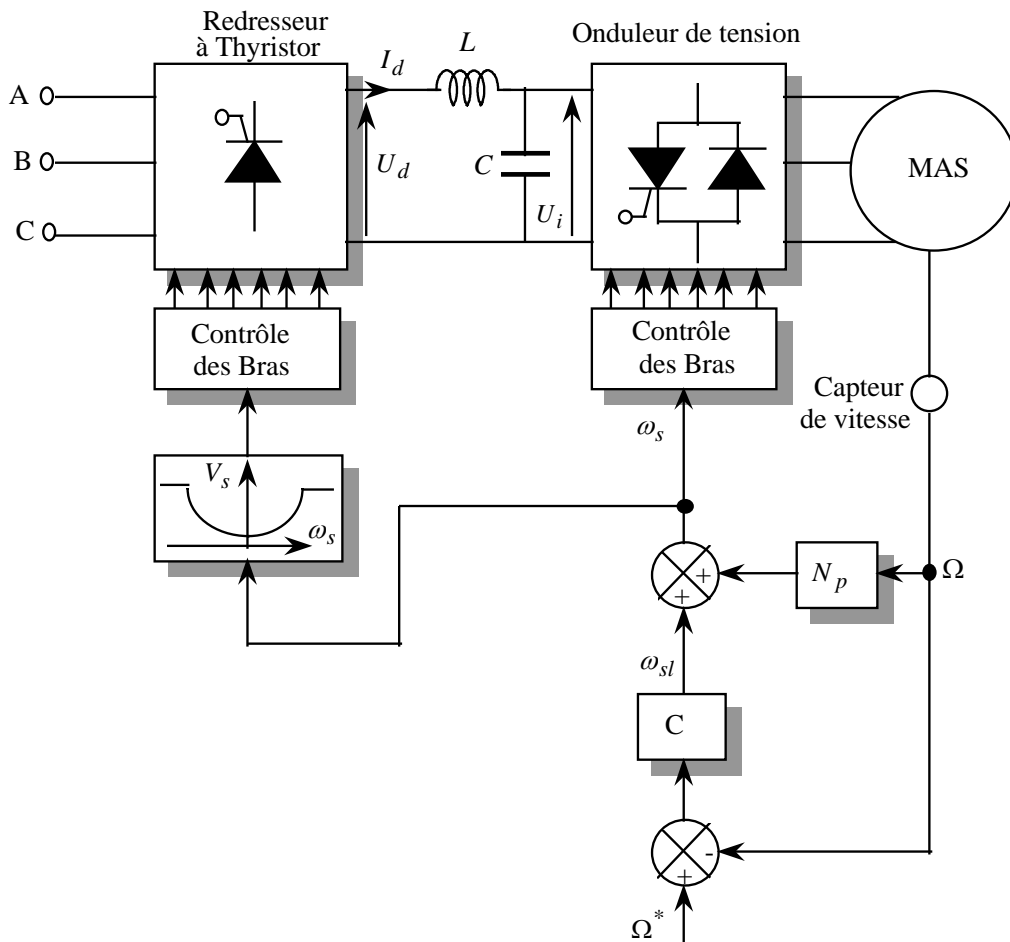


Figure 29. Schéma de commande scalaire avec contrôle de pulsation rotorique ω_{sl} .

5.2.5 Commande scalaire avec autopilotage et régulation de flux et de couple

La commande scalaire avec contrôle de pulsation rotorique est tributaire des variations des paramètres de la machine qui provoque une dérive de flux. Une compensation de flux provoque la saturation de la machine. L'affaiblissement du flux est compensé par un accroissement du glissement. Pour remédier aux problèmes précédents, une solution consiste à faire une commande scalaire avec contrôle direct de flux et de couple connue sous le nom de Direct Self Control (DSC).

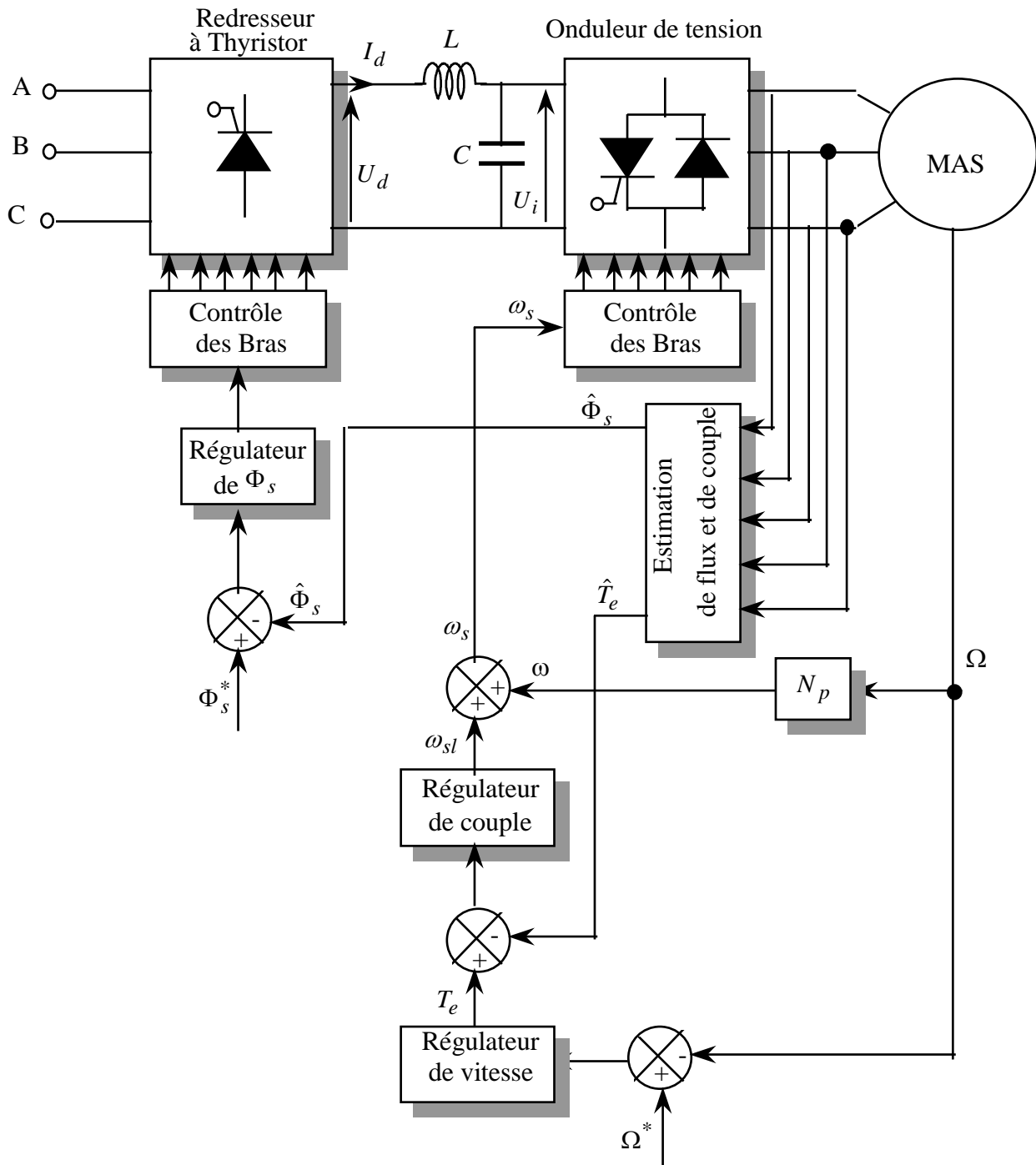


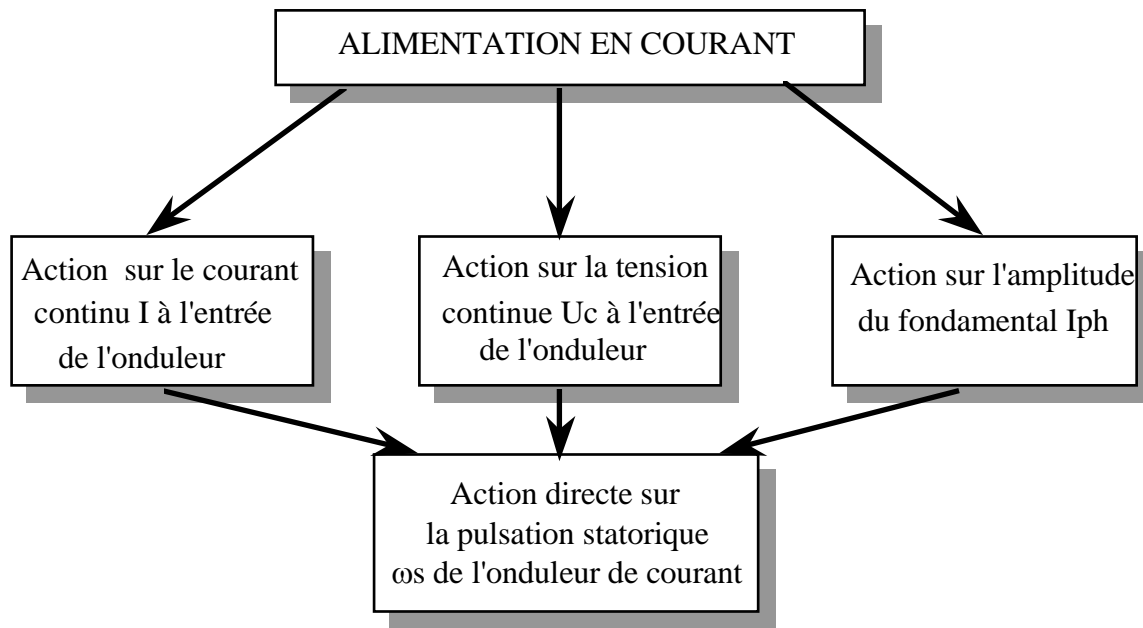
Figure 30. Schéma de commande scalaire avec régulation de flux et de couple.

5.3 RESUME

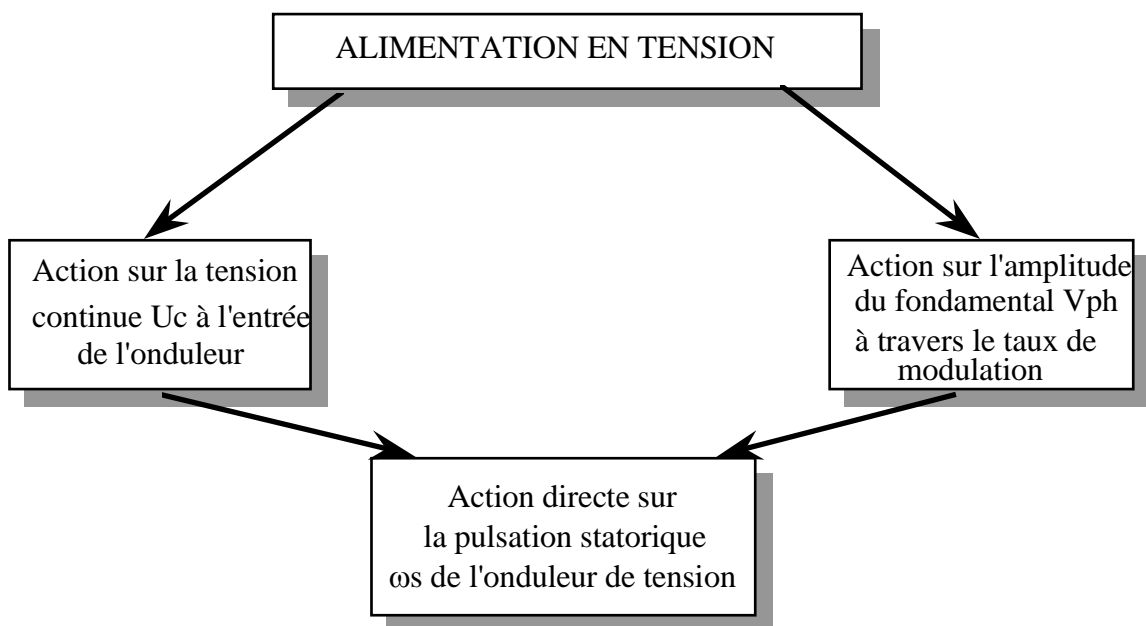
Nous pouvons dire que le mode d'alimentation n'intervient pas de façon principale sur les allures des caractéristiques électromécaniques de la machine asynchrone. On peut distinguer deux types de fonctionnement:

- pour le fonctionnement à **flux constant**, le couple et le courant statorique ne dépendent que de ω_{sl} , la machine fonctionne à couple moteur constant pour une valeur de ω_{sl} donnée.
- pour le fonctionnement à **tension constante**, il est caractérisé par un flux décroissant quand la vitesse augmente, on retrouve les mêmes caractéristiques électromécaniques que celles d'une machine à courant continu à excitation série.

La procédure d'action sur les grandeurs de réglage (I , U_c , I_s , V_s et ω_s) dépend de la stratégie de contrôle et peut se faire soit du côté continu soit du côté alternatif. Dans les deux cas il faut réaliser un fonctionnement du variateur à vitesse variable, la figure suivante résume les différentes procédures d'action dans les deux cas d'alimentation.



(a) alimentation en courant



(b) alimentation en tension

Figure 31. Différentes procédures d'action dans les deux cas d'alimentation.

6 REGULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN REGIMES TRANSITOIRES

6.1 INTRODUCTION

On ne peut envisager une méthode systématique pour l'étude des régimes transitoires des machines à courants alternatifs associées à des convertisseurs statiques en raison de la complexité des modèles mathématiques mis en jeu. On peut cependant envisager plusieurs approches suivant le système étudié. Dans la majorité des cas les modèles sont non linéaires et de type bilinéaire c'est à dire comprenant des produits de variables d'entrée et de sortie ou des produits de variables d'entrée et de variables internes.

On peut contourner la difficulté en considérant une linéarisation autour d'un point de fonctionnement et définir les modes dominants. On peut décomposer le système suivant des sous systèmes correspondant à des constantes de temps différentes (méthodes des perturbations singulières) de telle sorte à séparer les modes électriques et le mode mécanique et, même, les variables électriques en variables rapides (courants) et variables lentes (flux). Quand la séparation des modes est possible, l'étude des régimes transitoires et l'obtention des régulateurs seront simplifiés, du fait que l'ordre des systèmes d'équations se réduit. Le couple électromagnétique dépend du flux et de la pulsation des courants rotoriques et ceci quelque soit le mode d'alimentation.

6.2 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION

Nous supposons que la machine est alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales d'amplitude et de fréquence variables. Le mode mécanique est très lent par rapport aux modes électriques, la variation de ces derniers est étudiée en supposant la vitesse constante ($\Delta\omega = 0$).

6.2.1 Etude des variations autour d'un point de fonctionnement

Nous considérons les équations de la machine dans un système d'axe lié au champ magnétique et tel que l'axe d soit suivant le vecteur tension.

Le modèle de la machine asynchrone est donné par:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ N_p T_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_s L_s & Mp & -\omega_s M & 0 \\ \omega_s L_s & R_s + L_s p & \omega_s M & Mp & 0 \\ Mp & -M\omega_{sl} & R_r + L_r p & -L_r \omega_{sl} & 0 \\ M\omega_{sl} & Mp & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r p & 0 \\ -N_p^2 M i_{qr} & N_p^2 M i_{dr} & 0 & 0 & Jp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (56)$$

Un point de fonctionnement est caractérisé par: V_{ds0} , V_{qs0} , T_{l0} , I_{ds0} , I_{qs0} , I_{dr0} , I_{qr0} et ω_0 qui sont obtenus en résolvant le système ci dessus en régime permanent ($p = 0$). On effectue de petites variations autour d'un point de fonctionnement, sur les équations linéarisées, on applique la transformation de Laplace, il est ainsi possible de définir entre les variables d'entrées (tensions) et de sorties (courants, couple) des fonctions de transfert ou transmittance qui ont toutes le même dénominateur de degré 4 en p .

Le modèle complet de la machine asynchrone linéarisé autour d'un point de fonctionnement, avec un coefficient de frottement visqueux nul, se met sous la forme:

$$\begin{bmatrix} v_{ds0} + \Delta v_{ds} \\ v_{qs0} + \Delta v_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ N_p (T_{l0} + \Delta T_l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -(\omega_{s0} + \Delta\omega_s) L_s & Mp & -(\omega_{s0} + \Delta\omega_s) M & 0 \\ (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) L_s & R_s + L_s p & (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) M & Mp & 0 \\ Mp & -(\omega_{s0} + \Delta\omega_s) M & R_r + L_r p & -L_r (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) & M(i_{qs0} + \Delta i_{qs}) + L_r (i_{qr0} + \Delta i_{qr}) \\ (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) M & Mp & L_r (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) & R_r + L_r p & -M(i_{ds0} + \Delta i_{ds}) + L_r (i_{dr0} + \Delta i_{dr}) \\ -N_p^2 M (i_{qr0} + \Delta i_{qr}) & N_p^2 M (i_{dr0} + \Delta i_{dr}) & 0 & 0 & Jp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds0} + \Delta i_{ds} \\ i_{qs0} + \Delta i_{qs} \\ i_{dr0} + \Delta i_{dr} \\ i_{qr0} + \Delta i_{qr} \\ \omega_0 + \Delta\omega \end{bmatrix} \quad (57)$$

En négligeant les termes en $\Delta\omega_s = \Delta\omega_{sl} \Rightarrow \Delta\omega = 0$ et en éliminant le terme en p, nous obtenons l'équation d'état linéaire autour d'un point de fonctionnement donnée par:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (58)$$

avec

$$X = [\Delta i_{ds} \quad \Delta i_{qs} \quad \Delta i_{dr} \quad \Delta i_{qr} \quad \Delta \omega]^T \quad (59)$$

$$U = [\Delta V_s \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \Delta \omega_s \quad \Delta T_l]^T$$

$$A = -\frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} R_s L_r & -\sigma L_s L_r \omega_{s0} - M^2 \omega_0 & -M L_r \omega_0 & -R_r M & -M^2 i_{qs0} - M L_r i_{qr0} \\ \sigma L_s L_r \omega_{s0} + M^2 \omega_0 & R_s L_r & -R_r M & M L_r \omega_0 & M^2 i_{ds0} + M L_r i_{dr0} \\ -M L_s \omega_0 & -R_s M & R_r L_s & -\sigma L_s L_r \omega_{s0} + L_s L_r \omega_0 & M L_s i_{qs0} + L_s L_r i_{qr0} \\ -R_s M & M L_s \omega_0 & \sigma L_s L_r \omega_{s0} - L_s L_r \omega_0 & R_r L_s & -M L_s i_{ds0} - L_s L_r i_{dr0} \\ N_p^2 M \sigma L_s L_r i_{qr0} & -N_p^2 M \sigma L_s L_r i_{dr0} & -N_p^2 M \sigma L_s L_r i_{qs0} & N_p^2 M \sigma L_s L_r i_{ds0} & 0 \end{bmatrix} \quad (60)$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M & 0 & \sigma L_s L_r i_{qs0} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M & -\sigma L_s L_r i_{ds0} & 0 \\ -M & 0 & L_s & 0 & \sigma L_s L_r i_{qr0} & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_s & -\sigma L_s L_r i_{dr0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{N_p}{J} \sigma L_s L_r \end{bmatrix} \quad (61)$$

Le modèle d'état exprimé ci dessus peut représenter l'ensemble convertisseur-machine si l'on néglige la dynamique du convertisseur.

La variation du couple électromagnétique peut être exprimé sous la forme:

$$\Delta T_e = N_p M \left[(i_{dr0} \Delta i_{qs} + i_{qs0} \Delta i_{dr}) - (i_{ds0} \Delta i_{qr} + i_{qr0} \Delta i_{ds}) \right] \quad (62)$$

Le courant statorique I_s est déterminé par: $I_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$

La variation du courant statorique est donnée par:

$$\Delta I_s = \frac{i_{ds0}}{\sqrt{i_{ds0}^2 + i_{qs0}^2}} \Delta i_{ds} + \frac{i_{qs0}}{\sqrt{i_{ds0}^2 + i_{qs0}^2}} \Delta i_{qs} \quad (63)$$

Le schéma bloc qui résume le fonctionnement autour d'un point de fonctionnement devient :

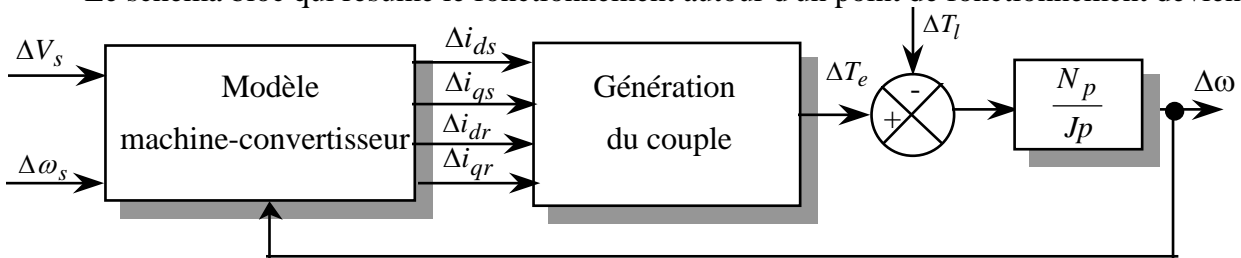


Figure 32. Schéma bloc de l'ensemble machine-convertisseur.

Nous pouvons représenter la figure ci dessus sous forme de diagramme fonctionnel:

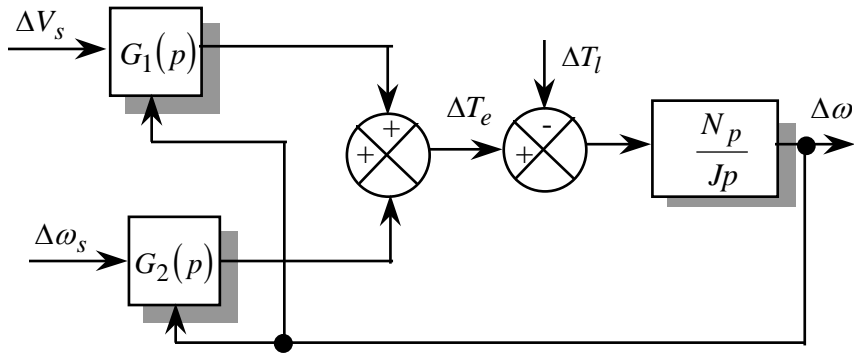


Figure 33. Diagramme fonctionnel de l'ensemble machine-convertisseur.

avec

$$G_1(p) = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta V_s} \right|_{\Delta \omega = 0; \Delta \omega_s = 0}; \quad G_2(p) = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta \omega_s} \right|_{\Delta \omega = 0; \Delta V_s = 0}$$

Pour simplifier les représentation des fonctions de transfert $G_1(p)$ et $G_2(p)$, on pose:

$$\alpha = \frac{1}{\sigma \tau_s} \quad ; \quad \beta = \frac{1}{\sigma \tau_r} \quad ; \quad \gamma = \frac{M}{L_s} \quad ; \quad \delta = \frac{M}{L_r}$$

6.2.1.1 Fonctionnement à vitesse constante

A vitesse constant on a $\Delta \omega_s = \Delta \omega_{sl} \Rightarrow \Delta \omega = 0$. Le dénominateur commun des fonctions de transfert de $G_1(p)$ et $G_2(p)$ est:

$$F(p) = \left[(p + \alpha)(p + \beta) - (\omega_{s0} \omega_{sl0} + \alpha \beta \gamma \delta) \right]^2 + \left[\omega_{s0}(p + \beta) + \omega_{sl0}(p + \alpha) \right]^2 \quad (64)$$

Les racines p_1, p_2, p_3 et p_4 de l'équation $F(p) = 0$ ont pour expression:

$$\blacksquare \text{ si } \frac{\omega_0^2}{4} < \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right]^2 - \sigma \alpha \beta$$

$$p_{1,2,3,4} = - \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right] \pm \sqrt{\frac{(\alpha + \beta)^2}{4} - \sigma \alpha \beta - \frac{\omega_0^2}{4}} \pm j \frac{\omega_{s0} \omega_{sl0}}{2} \quad (65)$$

$$\blacksquare \text{ si } \frac{\omega_0^2}{4} > \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right]^2 - \sigma \alpha \beta$$

$$p_{1,2,3,4} = - \left[\frac{\alpha + \beta}{2} \right] \pm j \sqrt{\frac{\omega_0^2}{4} - \frac{(\alpha + \beta)^2}{4} + \sigma \alpha \beta} \pm \frac{\omega_{s0} \omega_{sl0}}{2} \quad (66)$$

Nous avons toujours un fonctionnement stable que le système soit autopiloté ou non. Les instabilités dans le fonctionnement direct intervenant seulement en présence d'un filtre à l'entrée de l'onduleur.

Quand la vitesse est nulle ($\omega_{s0} = \omega_{sl0}$), les quatre racines ont même partie imaginaire ω_{s0} , σ pouvant être faible devant 1 on constate que la partie réelle de $p_{1,2}$ peut être très faible, les signaux électriques (courants, flux, couple, etc.) sont donc mal amortis et cela d'autant plus que la pulsation statorique est plus élevée (machine alimentée par réseau 50 Hz). Ainsi, on observe des oscillations du courant et du couple d'amplitudes élevées, de fréquence 50 Hz et peu amorties, l'amortissement croissant avec la vitesse.

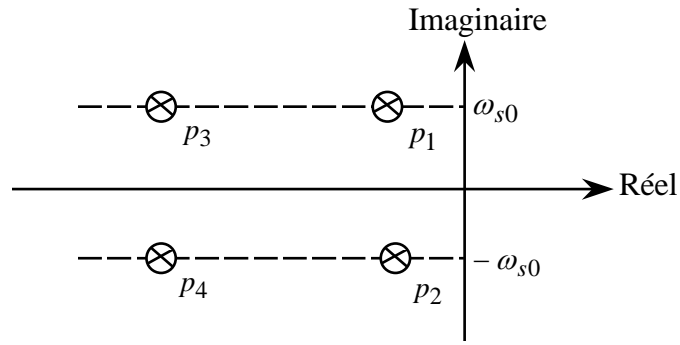


Figure 34. Placement des racines dans le plan complexe pour une vitesse nulle.

On peut tracer les variations des pôles électriques, en fonction de la vitesse, pour deux modes de commande différents:

- un fonctionnement direct avec

$$\begin{aligned}\omega_s &= \text{Cte} \\ \omega_{sl} &= \omega_s - \omega \text{ variable}\end{aligned}$$

- un fonctionnement autopiloté avec

$$\begin{aligned}\omega_{sl} &= \text{Cte} \\ \omega_s &= \omega + \omega_{sl} \text{ variable}\end{aligned}$$

Pour une vitesse élevée ($\omega_{s0} \gg \omega_{sl0}$), les pôles sont plus éloignés de l'axe imaginaire que pour $\omega_0 = 0$ et ont même partie réelle $-\frac{\alpha + \beta}{2}$, d'où un amortissement plus grand des oscillations.

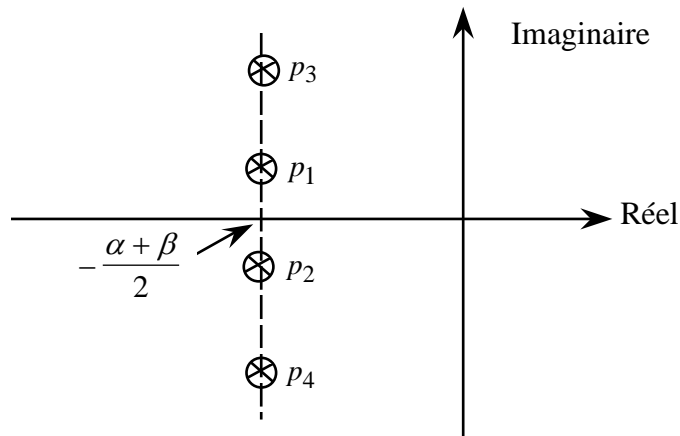


Figure 35. Placement des racines dans le plan complexe pour une vitesse élevée.

En général α et β sont très grand, le régime transitoire sera alors caractérisé par des oscillations bien amorties de pulsation proche de ω_{s0} si $\frac{\omega_0^2}{4} \gg \frac{(\alpha + \beta)^2}{4} + \sigma\alpha\beta$.

6.2.1.2 Fonctionnement à vitesse variable

En fonctionnement variable, nous avons $\Delta\omega_s \neq \Delta\omega_{sl}$ et

$$\Delta T_e = \frac{G_1(p)}{F(p)} \Delta V_s + \frac{G_2(p)}{F(p)} \Delta \omega_s + \frac{G_3(p)}{F(p)} \Delta \omega_{sl} \quad (67)$$

$$\Delta \omega = -\frac{N_p}{Jp + f} \Delta T_l + \frac{N_p}{Jp + f} \Delta T_e \quad (68)$$

Dans un fonctionnement direct $\Delta \omega_{sl} = \Delta \omega_s - \Delta \omega$ et le dénominateur est $(Jp + f)F(p) + N_p G_3(p)$

Dans fonctionnement autopiloté les entrées sont $\Delta V_s, \Delta \omega_{sl}$ et ΔT_l et le dénominateur est $(Jp + f)F(p) - N_p G_2(p)$

Si on impose une loi tension - fréquence.

$$\Delta V_s = a_1 \Delta \omega_s + a_2 \Delta \omega_{sl} \quad (69)$$

Les dénominateurs sont respectivement

$$(Jp + f)F(p) + N_p [G_3(p) + a_2 G_1(p)] \quad (70)$$

et

$$(Jp + f)F(p) - N_p [G_2(p) + a_1 G_1(p)] \quad (71)$$

Les différents cas sont résumés par le schéma bloc suivant:

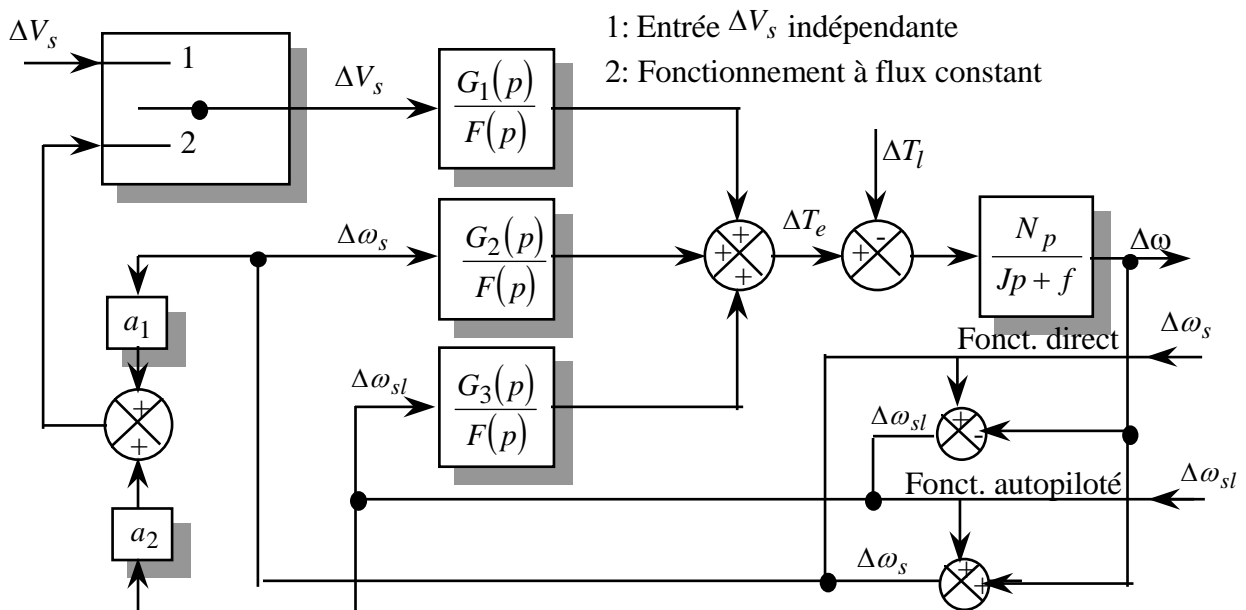
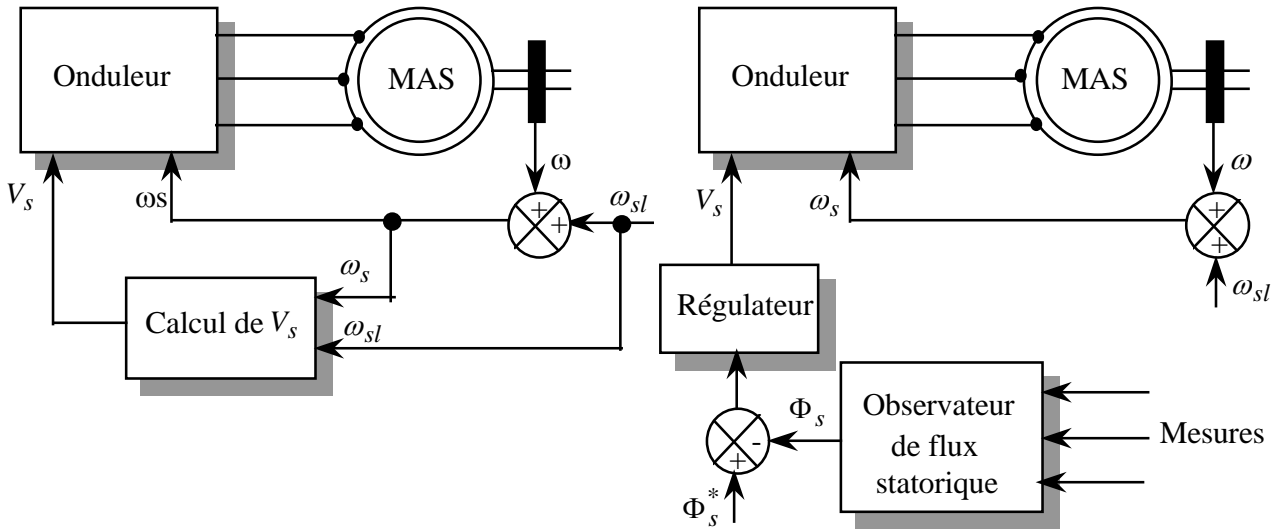


Figure 36. Schéma de fonctionnement direct et autopiloté d'une machine asynchrone alimentée en tension.

6.2.2 Contrôle du flux

Pour contrôler le flux on peut utiliser soit une méthode directe soit une méthode indirecte. La figure suivante résume le principe du contrôle du flux.



(a) méthode indirecte (autopilotée)

(b): méthode directe

Figure 37. Contrôle du flux d'une machine asynchrone alimentée en tension.

La méthode indirecte consiste à utiliser une loi tension - fréquence ($V_s = f(\omega_s, \omega_{sl})$) pour imposer le flux statorique.

La loi complète est donnée par la relation suivante:

$$V_s = \frac{\Phi_s}{\tau_s} \sqrt{\frac{(\tau_s \omega_s + \tau_r \omega_{sl})^2 + (1 - \sigma \tau_s \tau_r \omega_s \omega_{sl})^2}{1 + (\sigma \tau_r \omega_{sl})^2}} \quad (72)$$

avec

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

τ_s : constante de temps statorique

τ_r : constante de temps rotorique

La loi représentée par la formule (72) peut être approchée dans certaines zones de fréquence par:

$$V_s = \Phi_s (\omega_s + k \omega_{sl}) \quad (73)$$

avec $k = \frac{\tau_r}{\tau_s}$

Cette loi permet d'imposer le flux avec une assez bonne précision sur quelques zones de fréquence en régime permanent et pour des régimes transitoires de faible amplitude. Cependant pour les très basses fréquences statoriques en régime permanent cette loi s'avère insuffisante. De même pour les régimes transitoires de grande amplitude (démarrage, inversion du sens de rotation, variations importantes du couple de charge), cette loi ne permet pas de maintenir le flux constant.

Dans les cas où le contrôle indirect est insuffisant, on peut procéder à un contrôle direct c'est à dire par régulation du flux. Pour cela il faut avoir soit une mesure, soit une estimation du flux. On a en général recours à l'estimation car la mesure nécessite une intervention dans la machine. Plusieurs types d'observateurs de flux existent. Ils diffèrent par le nombre de capteurs nécessaires. Plus celui ci est grand plus l'estimation est précise et robuste (indépendance vis à vis des paramètres de fonctionnement). On fait en général un compromis en faisant quelques approximations telles que:

- considérer seulement les pôles dominants de la fonction de transfert à vitesse constante.
- supposer que le flux se confond pratiquement avec sa composante en quadrature avec la tension.

On obtient une fonction de transfert

$$\frac{\Delta(\Phi_s^2)}{\Delta V_s} = \frac{k}{\left(p + \alpha - \sqrt{(1-\alpha)\alpha^2 - \frac{\omega_0^2}{4}}\right)^2 + \left(\frac{\omega_{s0} + \omega_{sl}}{2}\right)^2} \quad (74)$$

A partir de cette expression, il est possible de définir directement un régulateur classique (PI) ou d'effectuer une compensation d'état non linéaire (coefficient fonction de la vitesse) pour définir un régulateur à coefficients constants.

6.2.3 Contrôle du couple et de la vitesse

Si nous considérons que le flux statorique est parfaitement régulé

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= \Phi_s = \text{constante} \\ \Phi_{qs} &= 0 \end{aligned}$$

Le couple électromagnétique s'écrit alors:

$$T_e = N_p I_{qs} \Phi_{ds} = \frac{N_p \left(\alpha - \frac{1}{\tau_r}\right) \omega_{sl} \Phi_s^2}{\sigma L_s \left[\left(p + \alpha\right)^2 + \omega_{sl}^2 \right]} \quad (75)$$

En général $\omega_{sl}^2 \ll \alpha^2$, l'expression du couple électromagnétique devient alors:

$$T_e = \frac{N_p \left(\alpha - \frac{1}{\tau_r}\right) \Phi_s^2}{\sigma L_s (p + \alpha)^2} \omega_{sl} \quad (76)$$

Nous remarquons que les variations du couple électromagnétique suivent celles de ω_{sl} avec une faible constante de temps $\frac{1}{\alpha}$ à condition que le flux puisse être considéré comme constant. Si on suppose que le couple résistant est proportionnel à la vitesse ($T_l = k\omega$), alors

$$\frac{\omega(p)}{\omega_{sl}(p)} = \frac{N_p^2 (\alpha - \beta_r) \Phi_s^2}{\sigma L_s J (p + \alpha)^2 \left(p + \frac{f}{J}\right)} \quad (77)$$

avec $\beta_r = \frac{1}{\tau_r}$

Le couple électromagnétique s'établit très rapidement sur échelon de ω_{sl} . La vitesse évoluera suivant la constante de temps mécanique et le régulateur de vitesse devra compenser cette grande constante de temps.

La figure suivante résume le contrôle de couple et de vitesse.

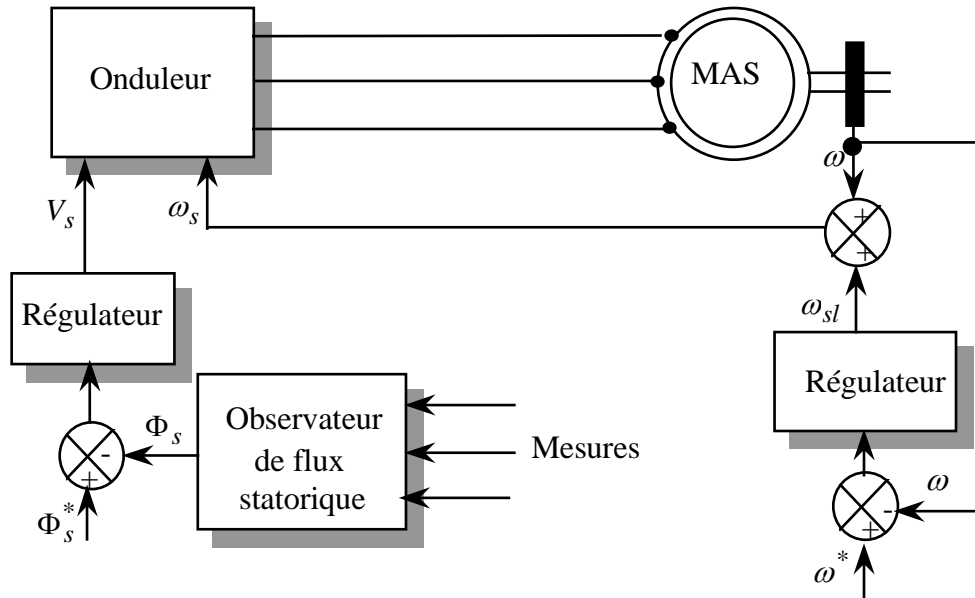


Figure 38. Contrôle de couple et de vitesse d'une machine asynchrone alimentée en tension.

6.3 MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN COURANT

6.3.1 Etude de la stabilité - modes transitoires.

On suppose que la machine est alimentée par des courants sinusoïdaux d'amplitude et de fréquence variables. Les axes sont liés au champ tournant tel que le courant I_s est suivant l'axe d ($I_s = i_{ds}, i_{qs} = 0$).

Les équations au rotor sont exprimées par:

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + L_r \frac{d}{dt} i_{dr} + M \frac{d}{dt} I_s - L_r \omega_{sl} i_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + M \omega_{sl} I_s + L_r \omega_{sl} i_{dr} \end{cases} \quad (78)$$

Le couple électromagnétique est donné par:

$$T_e = -N_p M I_s i_{qr} \quad (79)$$

6.3.1.1 Fonctionnement à vitesse constante

La relation de transfert entre ω , I_s et T_l est donnée par:

$$\omega(p) = \frac{N_p^2 M^2 R_r \omega_{sl}}{J L_r^2 \left(p + \frac{f}{J} \right) \left[(p + \beta_r)^2 + \omega_{sl}^2 \right]} I_s^2(p) - \frac{N_p}{J \left(p + \frac{f}{J} \right)} T_l(p) \quad (80)$$

Les pôles sont donnés par:

$$p_1 = -\frac{f}{J} \quad \text{et} \quad p_{2,3} = -\beta_r \pm j \omega_{sl}$$

6.3.1.2 Fonctionnement à vitesse variable

On a donc ω_{sl} différent d'une constante, on utilise la linéarisation autour d'un point de fonctionnement tel que:

$$\Delta\omega = \frac{F_1(p)}{G_1(p)}\Delta I_s + \frac{F_2(p)}{G_1(p)}\Delta\omega_{sl} + F_3(p)\Delta T_l \quad (81)$$

$$F_1(p) = \frac{N_p^2 M^2 k \beta_r I_{s0} \omega_{sl0}}{J(\beta_r^2 + \omega_{sl0}^2)} \left[p^2 + 2\beta_r p + 2(\beta_r^2 + \omega_{sl0}^2) \right] \quad (82)$$

$$F_2(p) = \frac{N_p^2 M k \beta_r I_{s0}}{J(\beta_r^2 + \omega_{sl0}^2)} \left[\beta_r p^2 + \beta_r^2 - \omega_{sl0}^2 \right] \quad (83)$$

$$F_3(p) = -\frac{N_p}{J\left(p + \frac{f}{J}\right)} \quad (84)$$

$$G_1(p) = \left(p + \frac{f}{J} \right) \left[(p + \beta_r)^2 + \omega_{sl0}^2 \right] \quad (85)$$

Le système est asymptotiquement stable quel que soit le point de fonctionnement.

Le zéro de $F_2(p)$ peut être soit positif, soit négatif. On a une réponse minimale de phase de ω pour une variation de ω_{sl} si $|\omega_{sl0}| < \beta_r$, si non la réponse est non minimale de phase. Un fonctionnement à flux constant caractérisé par une liaison $I_s(\omega_{sl})$ supprime cette anomalie.

On vérifie, si on fait fonctionner la machine alimentée en direct que l'on a des zones d'instabilités quand $|\omega_{sl0}| > \beta_r$.

6.3.2 Contrôle du flux

Le contrôle indirect du flux peut se faire en liant le courant à la pulsation ω_{sl} par:

$$I_s = \frac{\Phi_r}{M} \sqrt{1 + \frac{\omega_{sl}^2}{\beta_r^2}} \quad (86)$$

A partir des équations rotoriques on obtient:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \frac{(p + \beta_r)\beta_r M I_s}{(p + \beta_r)^2 + \omega_{sl}^2} \\ \Phi_{qr} = -\frac{\omega_{sl}\beta_r M I_s}{(p + \beta_r)^2 + \omega_{sl}^2} \end{cases} \quad (87)$$

Le flux rotorique est donné par:

$$\Phi_r^2 = \frac{\beta_r^2 M^2 I_s^2}{(p + \beta_r)^2 + \omega_{sl}^2} \quad (88)$$

Comme la valeur de β_r est relativement faible, la réponse du flux à une variation de courant sera assez lente.

Le régulateur de flux doit compenser ces pôles. La figure suivante montre la position relative des pôles.

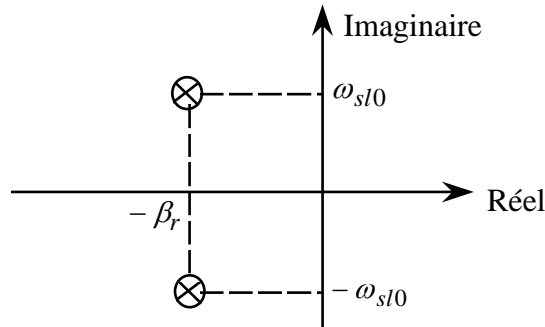


Figure 39. Placement des pôles dans le plan complexe.

6.3.3 Contrôle du couple et de la vitesse

On suppose que le flux rotorique dans la machine est maintenu parfaitement constant, le couple électromagnétique a pour expression:

$$T_e = \frac{N_p \Phi_r^2 \omega_{sl}}{R_r} \quad (89)$$

Le flux rotorique est donné par la relation:

$$\Phi_r = \frac{R_r M I_{seff}}{\sqrt{R_r^2 + L_r^2 \omega_{sl}^2}} \quad (90)$$

Le flux statorique est donné par la relation:

$$\Phi_s = L_s I_{seff} \sqrt{\frac{R_r^2 + \sigma^2 L_r^2 \omega_{sl}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{sl}^2}} \quad (91)$$

Finalement en exprimant le flux rotorique en fonction du flux statorique, le couple électromagnétique devient:

$$T_e = N_p \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \frac{\Phi_s^2}{R_r} \omega_{sl} \quad (92)$$

avec Φ_s valeur efficace du flux statorique par phase.

La pulsation statorique est asservie à la vitesse de rotation, on peut établir une fonction de transfert approchée liant le couple à ω_{sl} .

$$\frac{T_e(p)}{\omega_{sl}(p)} = \frac{k_c}{1 + \tau_r p} \quad (93)$$

Le schéma bloc de régulation de vitesse est le suivant:

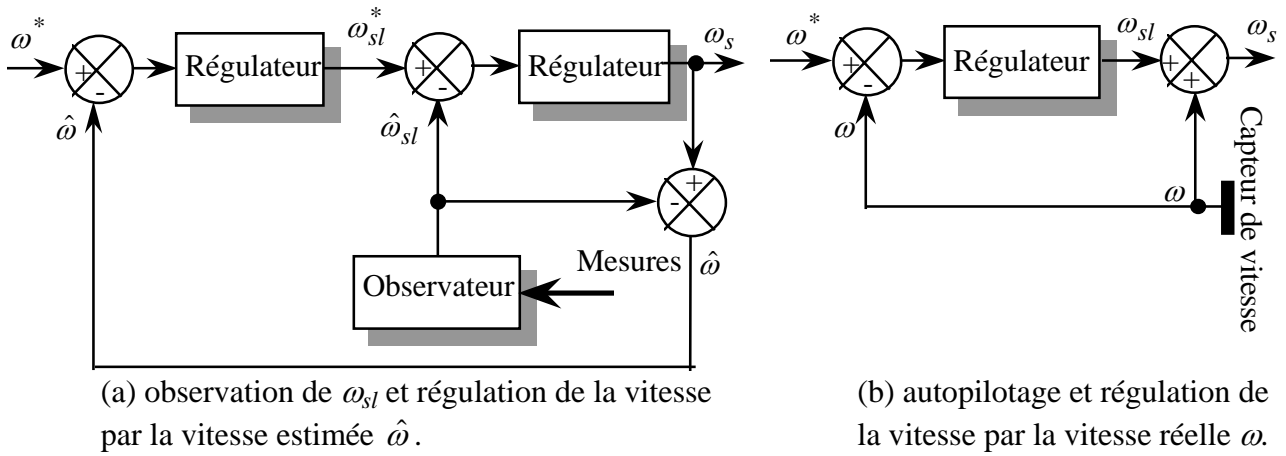


Figure 40. Régulation de la vitesse.

A partir de l'équation mécanique, la vitesse de rotation de la machine est donnée par:

$$\omega = \frac{N_p}{f(\tau_m p + 1)} \left[N_p \frac{\Phi_r^2 \omega_{sl}}{R_r} - T_l \right] \quad (94)$$

avec

$$\tau_m = \frac{J}{f}, \text{ constante de temps mécanique.}$$

On définit alors un schéma-bloc représentatif des relations de transfert:

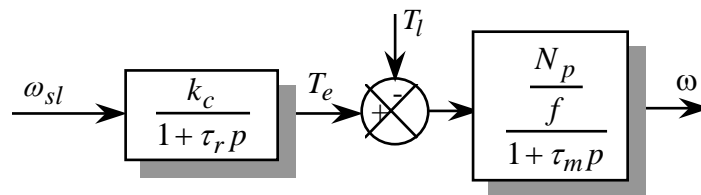


Figure 41. Schéma-bloc du système à réguler

La commande sans capteur de vitesse permet de réduire le coût du variateur, mais les performances de la régulation dépendent de la qualité de l'observateur de ω_{sl} sachant qu'un observateur performant nécessite un algorithme de commande complexe et un matériel numérique important (microcontrôleur et cartes d'interface).

6.3.4 Régulateurs PI de flux, de couple et de vitesse

Pour les régulations de la machine, nous utilisons une structure de régulation classique constituée de régulateurs de type proportionnel - intégral à coefficients constants.

Soit une machine asynchrone, alimentée par un onduleur de courant, munie d'une régulation de flux rotorique Φ_r . La sortie du régulateur du flux rotorique R_1 nous fournit la référence de courant I^* pour la régulation de courant R_2 . La source de courant à l'entrée de l'onduleur est constituée d'un pont de Graëtz à thyristors, d'une inductance de lissage et de la régulation de courant.

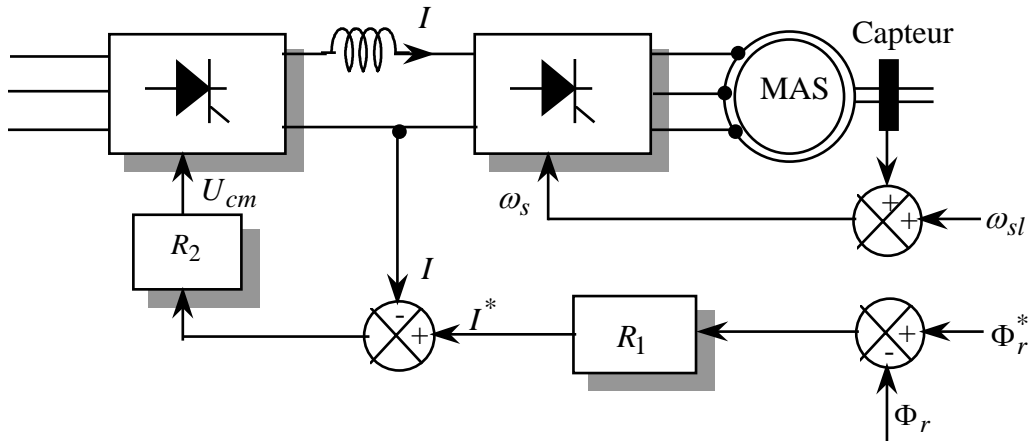


Figure 42. Schéma d'une commande de machine asynchrone alimentée en courant.

Pour le régulateur de courant, on admet que la fonction de transfert liant I_s à I_{ref} est du premier ordre et caractérisée par une constante de temps τ_a de l'ordre de la période d'échantillonnage du pont de Graëtz (3.33 ms pour 50 Hz).

La régulation du flux n'étant pas rigoureusement parfaite, a une petite constante de temps τ_i .

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{1}{1 + \tau_i p} \quad (95)$$

Si $\omega_{sl}^2 \ll \tau_r^2$ on aura

$$\frac{\Phi_r(p)}{I_s(p)} = \frac{M}{1 + \tau_r p} \quad (96)$$

Ce qui donne en définitive:

$$\frac{\Phi_r(p)}{I^*(p)} = \frac{M}{(1 + \tau_a p)(1 + \tau_r p)} \quad (97)$$

On choisit un régulateur PI pour le flux caractérisé par la fonction de transfert:

$$\frac{1 + \tau_1 p}{\tau_2 p} \quad (98)$$

On prend la constante de temps τ_1 pour compenser τ_r et τ_2 de manière à obtenir un coefficient d'amortissement du système en boucle fermée optimal (environ 0.7), d'où

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \tau_b = \tau_r \\ \tau_2 &= 2 M \tau_a \end{aligned}$$

τ_i est de l'ordre de $2 \tau_a$, pour respecter les règles des régulations en cascade, on décline les caractéristiques du régulateur de flux de manière à assurer

$$\tau_i = 4 \text{ à } 5 \tau_a$$

Dans ce cas et en boucle fermée, on a

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_2}{M} p} \quad (99)$$

D'où $\tau_i = \frac{\tau_2}{M}$

Le rapport $\frac{\tau_1}{\tau_2}$ est le gain proportionnel du régulateur. Il faut veiller à ce que sa valeur soit compatible avec les bruits sur les signaux.

En supposant un couple résistant T_l constant on a:

$$H(p) = \frac{\omega}{\omega_{sl}} = \frac{N_p^2 \Phi_r^{*2}}{R_r f (1 + \tau_m p)(1 + \tau_i p)} \quad (100)$$

Si on choisit un régulateur PI pour la vitesse donnée par: $\frac{1 + \tau_1' p}{\tau_2' p}$.

Le schéma-bloc de la régulation de vitesse est donnée par:

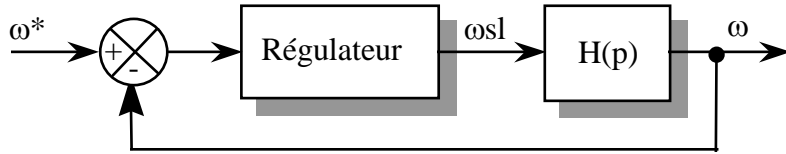


Figure 43 Schéma-bloc de régulation de vitesse.

En boucle fermée, la fonction de transfert est:

$$H_f(p) = \frac{\omega(p)}{\omega^*(p)} = \frac{1 + \tau_1' p}{\tau_2' p} \frac{A}{(1 + \tau_i p)(1 + \tau_m p)} \quad (101)$$

avec

$$A = \frac{N_p^2 \Phi_r^{*2}}{R_r f}$$

On choisit $\tau_1' \approx 4 \text{ à } 5 \tau_i$, le système est stable si $\frac{1}{\tau_1'} < \omega_1 < \frac{1}{\tau_i}$.

On choisit $\omega_1 = \frac{1}{2 \tau_i}$

D'où

$$\tau_1' = 4 \text{ à } 5 \tau_i$$

et $\tau_2' = \frac{9.6 A \tau_i^2}{\tau_m}$

Le diagramme de Bode est représenté par:

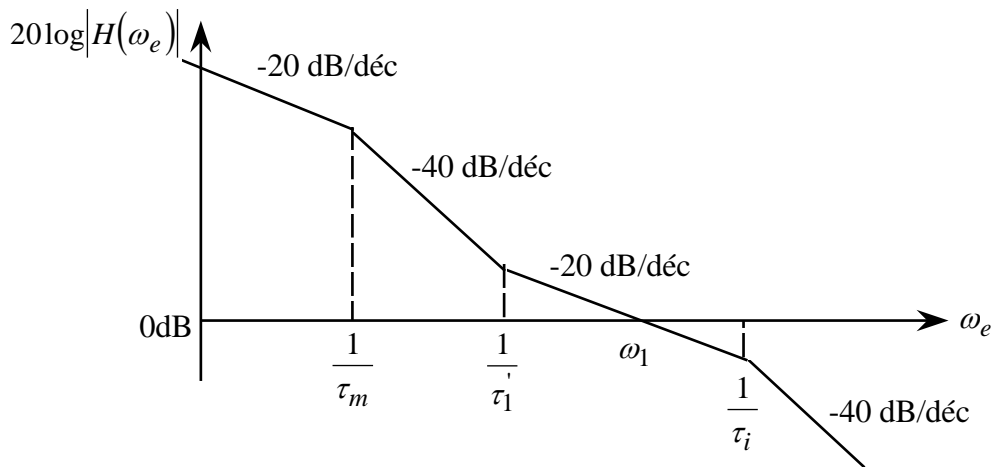


Figure 44 Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte.

7 CONCLUSION

Nous avons montré le cas de l'alimentation et de la commande de la machine asynchrone à fréquence variable en régime statique et dynamique avec les deux variantes, un fonctionnement à flux statorique constant et un fonctionnement à tension constante.

Grâce au développement considérable de la microinformatique et des composants de puissance, on assiste à un développement des variateurs de vitesse utilisant la machine asynchrone. La commande rapprochée des convertisseurs statiques nous permet d'imposer l'allure de la tension et du courant permettant d'obtenir un fonctionnement performant de la machine, en éliminant le maximum d'harmonique de rang faible pour éliminer les oscillations de couple et de vitesse.

Les moteurs représentent la terminaison de la chaîne de commande. L'énergie qui a été préalablement transformée leur est directement destinée. Le choix du type d'alimentation de la machine asynchrone dépend essentiellement du cahier de charge. On fait appel à un onduleur de tension MLI pour les petites et moyennes puissances et un onduleur de courant pour les puissances élevées (quelques 100 kW à quelques mégawatts). Pour la traction ferroviaire on alimente les moteurs asynchrones par des onduleurs de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui s'avéraient non compétitifs tant que les onduleurs devaient être réalisés au moyen de thyristors et de circuits auxiliaires d'extinction, coûteux et encombrants. Cette solution est devenu réaliste depuis l'apparition sur le marché des thyristors à extinction par la gâchette (GTO: Gate Turn-Off) de gros calibres. C'est cette solution qui a été retenue pour le TGV Transmanche, avec des moteurs de puissance unitaire 1000 kW à 5000 tr/min.

8 REFERENCES

- [1] Murphy J.M.D & Turnbull F.G.: " *Power Electronic Control of AC Motors*", Pergamon Press 1988.
- [2] Bose B.K.: " Power Electronics - An Emerging Technology", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 36, N° 3, August 1989, pp. 403-412.
- [3] Bose B.K. : " *Power Electronics and ac Drives*", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.
- [4] Leonhard W.: " *Control of Electrical Drives*", Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [5] G. Grellet, G. Clerc, " Actionneurs électriques : principes - modèles - commande" ,Editions Eyrolles, 1977.
- [6] De Fornel B., Bach J.L., Hapiot J.C., Pietrzak-David M.: " Numerical Speed Control of a Current-fed Asynchronous Machine by Measurement of Supply Voltages", *Proc. IEE*, vol. 131, Pt.B, N°4, July 1984, pp. 165-169.
- [7] Bordry F., De Fornel B. & Trannoy B.: " Flux and Speed Numerical Control of a Voltage-fed Asynchronous Induction Machine", *Proc. IEE*, vol. 127, Pt B, N°2, March 1980, pp. 91-95.
- [8] De Fornel B. : " Association Machine Asynchrone Convertisseur Statique", *cours enseigné à l'ENSEEIH de Toulouse*.
- [9] De Fornel B. : " Alimentation des machines asynchrones.", *Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique*.
- [10] Pietrzak-David M. : " Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone. Contrôle dynamique du flux. Commande optimale de position.", Thèse de Docteur ès Science INP 1988 Toulouse.

TD n° : 1

Cascade hyposynchrone

1. Etude du fonctionnement d'un pont de Graëtz triphasé à diodes

Un pont redresseur à diodes PD3 (figure 1) comporte six diodes supposées parfaites. Il est alimenté par un système de tensions triphasé équilibré dont les tensions entre phases et neutre, de valeur efficace V et de fréquence f , ont pour équations :

$$V_1 = V\sqrt{2} \sin \omega t ; \quad V_2 = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) ; \quad V_3 = V\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Le pont PD3 est connecté entre A et B à un récepteur dont l'inductance est suffisamment élevée pour que le courant I dans le récepteur puisse être considéré comme parfaitement constant.

- 1.1. Représenter graphiquement en fonction du temps, la forme de la tension redressée U_d aux bornes du récepteur. Dessiner également la forme du courant i_{D1} dans la diode D_1 et du courant i_R dans le fil de ligne R.
- 1.2. Montrer que la valeur moyenne de U_d s'exprime par la relation $U_{\text{dmoy}} = 2,34.V$ (V valeur efficace des tensions simples).
- 1.3. Calculer U_{dmoy} pour $V = 150$ V, la valeur efficace du courant i_D dans une diode et la valeur efficace du courant en ligne i_R sachant que $I = 340$ A.

2. Etude du fonctionnement d'un pont de Graëtz triphasé à thyristors

Un pont redresseur à thyristors PT3 (figure 2) comporte six thyristors supposés parfaits. Il est alimenté par un système de tensions triphasé équilibré dont les tensions entre phases et neutre de valeur efficace V' et de fréquence f' ont pour équations :

$$V'_1 = V'\sqrt{2} \sin \omega t ; \quad V'_2 = V'\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) ; \quad V'_3 = V'\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Le pont PT3 est connecté en A' et B' à un récepteur actif dont l'inductance est supposée suffisamment élevée pour que le courant I' puisse être considéré comme parfaitement constant.

L'angle de retard à l'amorçage α des thyristors est compté à partir de la commutation naturelle.

- 2.1. Représenter graphiquement en fonction du temps : la tension U_t entre les points A' et B' lorsque $\alpha = 150^\circ$.
- 2.2. Montrer que la valeur moyenne U_{tmoy} de U_t s'exprime par la relation $U_{\text{tmoy}} = 2,34.V.\cos \alpha$
- 2.3. Calculer U_{tmoy} pour $V' = 140$ V et $\alpha = 150^\circ$. Préciser le type de fonctionnement du pont PT3.

3. Etude simplifiée d'un moteur asynchrone triphasé à bagues

On dispose d'un moteur asynchrone triphasé dont la plaque signalétique porte les indications suivantes :

- Tension nominale : $U = 380 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$,
- Stator et rotor en étoile,
- Puissance nominale : 120 kW ,
- 4 pôles.

On admet que sont négligeables :

- les pertes ferromagnétiques,
- les chutes de tension au stator (résistance et inductance de fuites),
- les pertes mécaniques.

On effectue deux essais, le moteur étant alimenté sous tension nominale :

1^{er} essai : A l'arrêt, le rotor ouvert, la tension entre deux bagues du rotor est de 314 V .

2^{ème} essai : Essai en charge, rotor en court-circuit, le moteur tourne à la vitesse de 1455 tr/min et absorbe une puissance mesurée par la méthode des deux wattmètres qui dévient dans le même sens et indiquent respectivement 96 kW et 48 kW .

3.1. Calculer le rapport de transformation m du moteur à l'arrêt.

3.2. Calculer, lors du fonctionnement en charge :

3.2.1. le glissement ;

3.2.2. le facteur de puissance ;

3.2.3. le courant appelé par le stator ;

3.2.4. le couple électromagnétique, la puissance mécanique et le rendement.

3.3. Sachant que l'on considère le moteur asynchrone comme un transformateur parfait, déterminer la résistance d'une phase rotorique (on néglige le courant magnétisant).

3.4. Le moteur exerçant le même couple électromagnétique, on augmente la résistance du circuit rotorique de telle façon que la vitesse soit 750 tr/min :

- Quelle résistance faut-il mettre en série avec chaque phase du rotor pour obtenir cette vitesse ?
- Calculer la puissance dissipée dans ces résistances.
- Que devient le rendement de la machine ?

4. Cascade hyposynchrone

On réalise le montage de la figure 3. Les ponts PD3, PT3 et le moteur asynchrone sont ceux étudiés précédemment. Le pont PT3 est connecté au réseau alternatif ($U = 380 \text{ V}$) par l'intermédiaire d'un transformateur T' (primaire et secondaire en étoile) supposé parfait et de rapport de transformation m' . Une inductance L de résistance nulle assure la circulation d'un courant constant I entre les deux ponts. Le moteur asynchrone est alimenté sous sa tension nominale $U = 380 \text{ V}$. On négligera la résistance rotorique r_2 .

- 4.1. Exprimer la valeur efficace de la force électromotrice d'une phase rotorique en fonction de m et du glissement g .
- 4.2.1. Donner le schéma de câblage de la liaison entre les ponts PD3 et PT3.
- 4.2.2. Calculer la valeur moyenne U_{dmoy} de U_d en fonction de m .
- 4.3. Calculer la valeur moyenne U_{tmoy} de U_t en fonction de m' et de l'angle de retard à l'amorçage α du PT3.
- 4.4. Que peut-on dire de la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance de lissage L ? En déduire la relation entre g , m , m' et α .
- 4.5. On veut limiter le glissement du moteur à $g = 0.5$. D'autre part, pour cette valeur de g , l'angle de retard à l'amorçage ne doit pas dépasser $\alpha = 150^\circ$. Calculer le rapport de transformation m' du transformateur T' . Quel est le rôle du transformateur T' ?
- 4.6. Déterminer la puissance transmise par le pont PD3 en fonction de g et de I . Que devient cette puissance ? Application numérique : $g = 0.5$; $I = 340$ A.
- 4.7. Montrer que le couple électromagnétique est de la forme $C_{em} = K.I$. Calculer K . En déduire la valeur du couple pour $I = 340$ A.
- 4.8. Tracer les caractéristiques $C_{em} = f(n)$ pour les valeurs suivantes de α : 150° ; 135° ; 125° ; 125° ; 110° ; 100° (n : vitesse du moteur asynchrone).

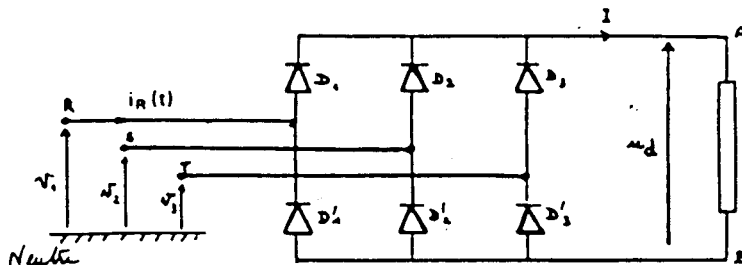


Figure 1

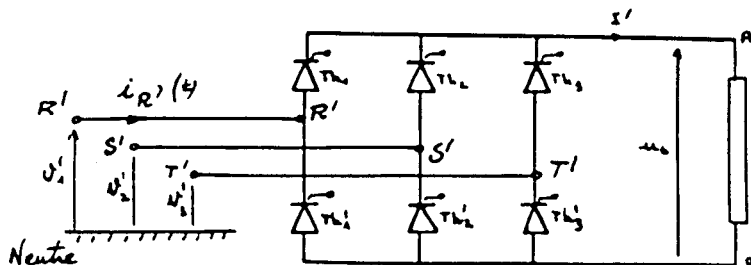
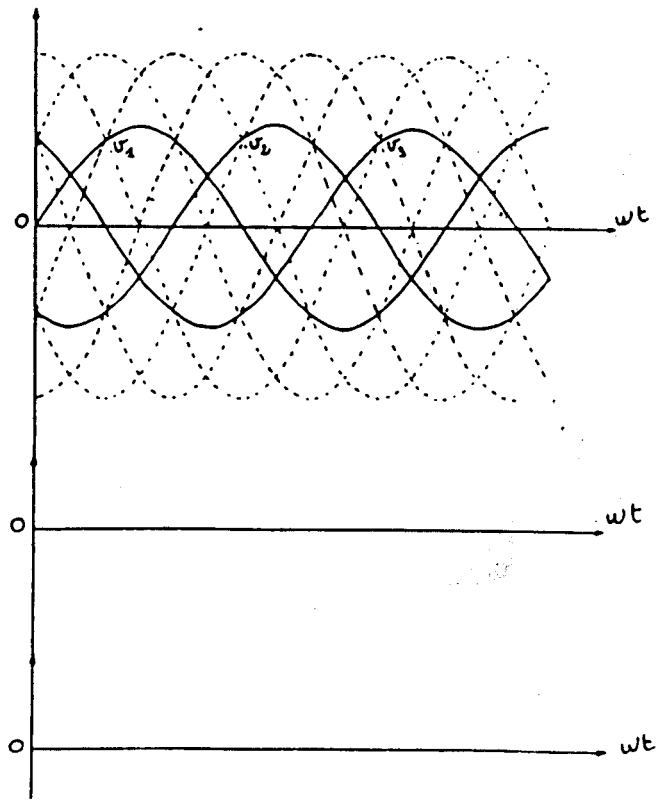
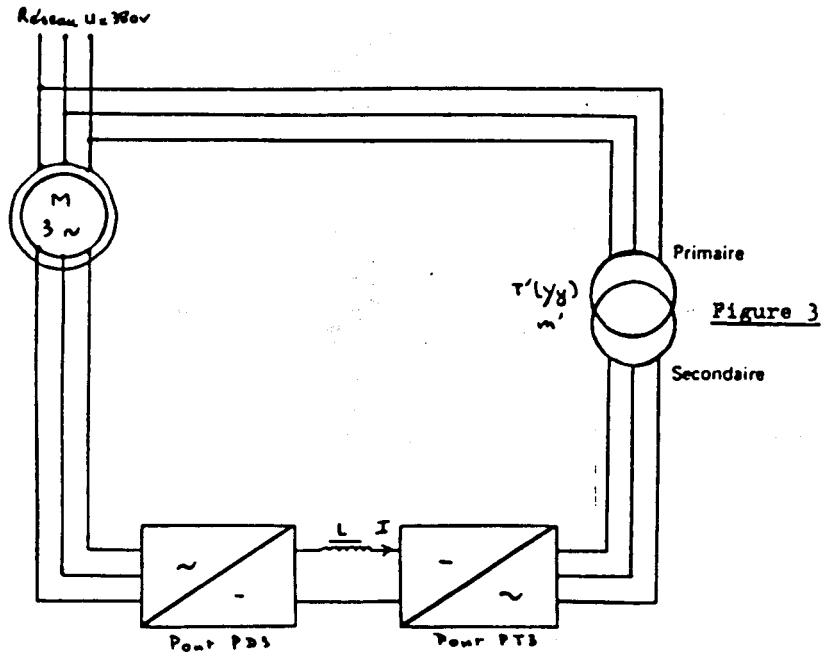


Figure 2



TD n° : 2

Machine asynchrone alimentée à $\frac{U}{f} = \text{const}$

Un moteur asynchrone triphasé 220/380V, 50 Hz a un stator à 4 pôles couplé en étoile et un rotor à cage. Sous alimentation nominale, on a obtenu :

- à vide, un courant de ligne d'intensité 6 A,
- à charge nominale, un courant de ligne d'intensité 19.4 A, une puissance absorbée de 11 kW et une fréquence de rotation de 1440 tr/min.

Dans tout le problème, on néglige les résistances et inductances de fuites statoriques, les pertes fer et les pertes mécaniques.

1. Etude de la machine alimentée par un réseau fixe

La machine asynchrone est alimentée sous 220/380V, 50 Hz

1.1. Déterminer pour le fonctionnement à charge nominale :

- le glissement g ,
- la puissance réactive absorbée.

Donner le schéma de branchement des deux wattmètres permettant de mesurer la puissance active P et la puissance réactive Q absorbées.

Calculer :
- le moment du couple nominal C_n ,
- les pertes rotoriques par effet joule.

1.2. Montrer que les éléments du schéma équivalent par phase ont pour valeurs :

$$L = 117 \text{ mH} \quad l = 9.4 \text{ mH} \quad r = 0.5 \Omega$$

1.3. Montrer que le moment du couple de la machine peut s'écrire :

$$C = \frac{6V^2}{\omega} \frac{\frac{r}{g}}{\left(\frac{r}{g}\right)^2 + (l\omega)^2}$$

1.4. Pour quelle valeur de glissement g_{\max} le moment du couple est-il maximal ? Donner la valeur maximale de ce couple C_{\max} en fonction de la fréquence de rotation correspondante en tr/min.

1.5. Tracer l'allure du graphe donnant le moment du couple C en fonction de la fréquence de rotation de 0 à 3000 tr/min. Préciser le type de fonctionnement suivant la fréquence de rotation.

2. Etude du moteur alimenté à fréquence variable et $\frac{V}{f} = \text{const}$

La tension simple V et sa fréquence f restent dans un rapport constant $\frac{V}{f} = k = 4.4V/Hz$ jusqu'à l'alimentation nominale de la machine. On suppose la machine non saturée : la valeur de L est indépendante de la fréquence.

2.1. Montrer que l'expression du moment du couple peut alors s'écrire :

$$C = A \frac{1}{\frac{r}{g l \omega} + \frac{g l \omega}{r}}. \text{ Donner la valeur numérique de } A.$$

2.2. La valeur maximale du moment du couple dépend-elle de la fréquence d'alimentation ?

2.3. En régime permanent stable, pour un moment C du couple fixé, on montre que la quantité $g\omega$ reste constante quand la fréquence f varie.

Si N_s est la fréquence de synchronisme, N la fréquence de rotation, exprimer $\Delta N = N_s - N$. Quelle est la propriété de ΔN quand f varie à couple fixé ? Préciser les valeurs de ΔN pour les couples C_n et C_{\max} .

2.4. Dans un tableau, donner les valeurs numériques de la fréquence de rotation N en tr/min pour les trois valeurs 10 Hz, 30Hz, 50 Hz de la fréquence et correspondant à des fonctionnements :

- à vide,
- à couple nominal C_n ,
- à couple maximal C_{\max} .

2.5. Tracer pour les trois fréquences précédant l'allure du réseau de caractéristiques $C(N)$ en le limitant au cas de fonctionnement stable en moteur. Dans la suite du problème on se limitera à ce cas.

2.6. Déterminer la fréquence minimale pour obtenir un couple de démarrage au moins égal au couple nominal C_n .

2.7. Le moteur entraîne une charge mécanique qui lui oppose un couple résistant de moment constant $C_r = 40 \text{ N.m}$. Déterminer la fréquence de rotation du groupe en régime permanent pour une alimentation à fréquence 30 Hz. (on pourra effectuer des approximations en les justifiant).

2.8. En faisant apparaître les impédances sur le schéma équivalent par phase, établir sans calcul une propriété remarquable de la valeur efficace I de l'intensité du courant en ligne lorsque la fréquence d'alimentation du moteur asynchrone varie alors que le moment du couple résistant reste constant. (On posera $V = K\omega$ et on utilisera la linéarité des équations de l'électricité).

3. Onduleur autonome triphasé

L'alimentation du moteur asynchrone est fournie par un onduleur triphasé à partir d'une source continue réglable de f.é.m E proportionnelle à la fréquence de l'onduleur : $E = a.f$. Le schéma de principe est donné par la figure 2. Les intervalles de fermeture des interrupteurs sont indiqués pour une période T de fonctionnement à la figure 3. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode supposés parfaits

Représenter $U_{12}(t)$, $U_{23}(t)$ et $U_{31}(t)$.

3.1. Montrer que $V_1 = \frac{1}{3}(U_{12} - U_{31})$ sachant que l'on a toujours $V_1 + V_2 + V_3 = 0$.

Représenter $V_1(t)$.

3.2. Indiquer le cycle de fermeture des interrupteurs permettant d'inverser le sens de rotation du moteur.

3.3. Dans la réalité l'onduleur triphasé est constitué comme l'indique la figure 4. Dans ces conditions le courant $i_1(t)$ a l'allure de la figure 6. La séquence de commande des interrupteurs est celle de la figure 3.

Compléter le document réponse en indiquant les intervalles de conduction des composants T_1 ou D_1 , T_4 ou D_4 .

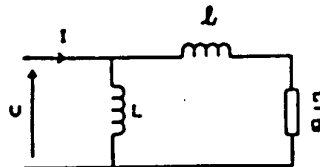


Figure 1

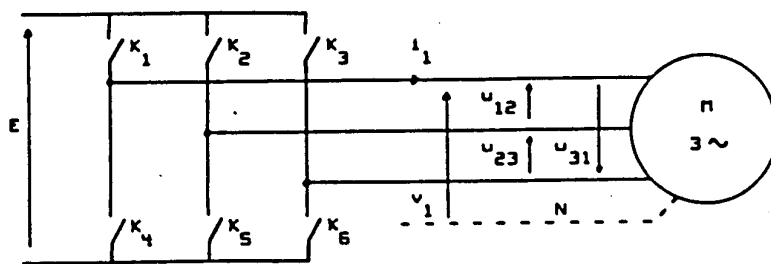


Figure 2

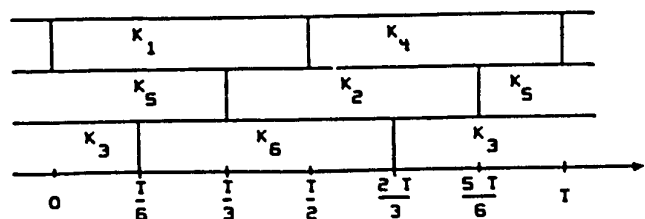


Figure 3

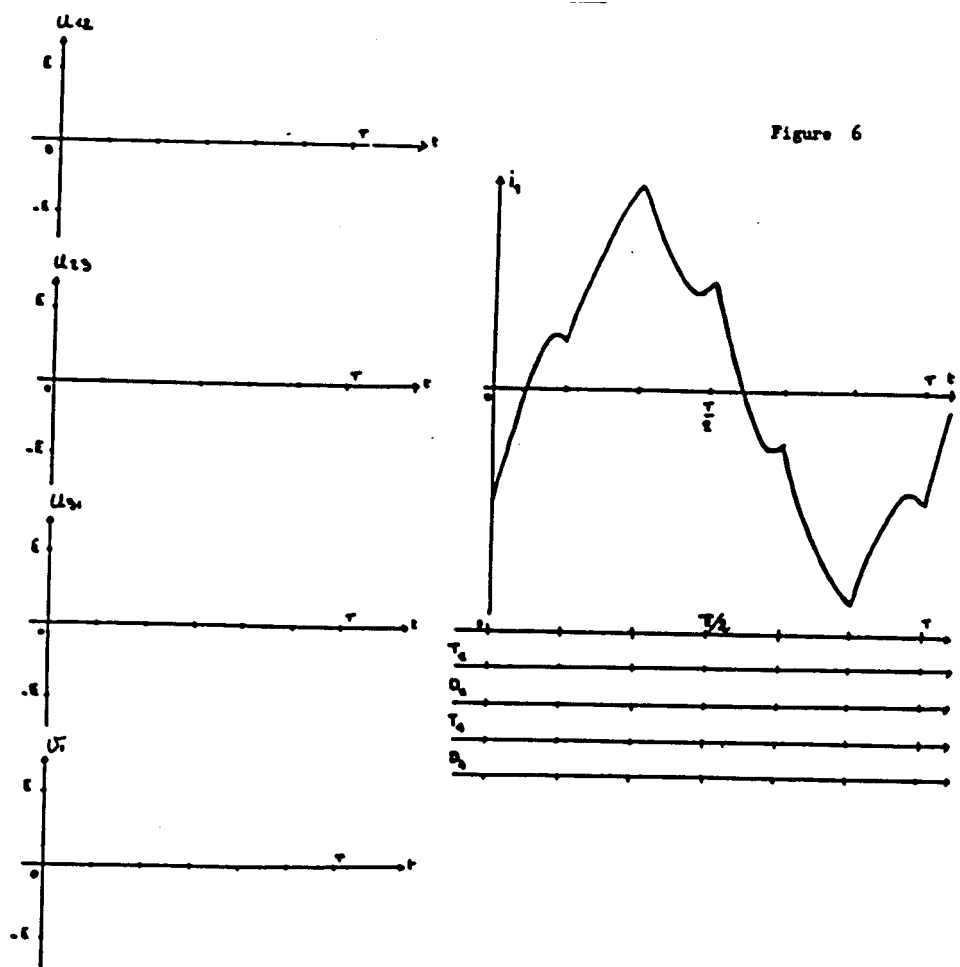


Figure 6

TD n° : 3

Machine asynchrone alimentée à $\frac{U}{f} = \text{constant}$

Onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

1. Etude du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé 220 V / 380 V, 50 Hz a un stator à 4 pôles couplé en triangle et un rotor à cage. Sous alimentation nominale, on a obtenu :

- à vide, un courant de ligne d'intensité 2.8 A,
- à charge nominale, un courant de ligne d'intensité 7.5 A, une puissance absorbée de 2.2 kW et une fréquence de rotation de 1430 tr/min.

Dans tout le problème, on néglige les résistances et inductances de fuite statoriques, les pertes fer et les pertes mécaniques.

1.1. Le moteur est alimenté sous sa tension nominale, 50 Hz.

1.1.1. Déterminer pour le fonctionnement à charge nominale :

- le glissement g_n ,
- la puissance réactive absorbée Q_n ,
- le couple nominal C_n ,
- les pertes rotoriques par effet joules P_{jn} .

1.1.2. Calculer les éléments du schéma équivalent par phase.

- L est l'inductance magnétisante,
- l est l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator,
- R est la résistance rotorique ramenée au stator.

La puissance mécanique est égale à trois fois la puissance dissipée dans $R(1 - g)/g$.

1.1.3. Etablir la relation liant le couple C au glissement g .

Cette relation est paramétrée par U et ω_s .

- U est la tension efficace aux bornes d'une phase,
- ω_s est la vitesse angulaire de synchronisme (ou du champ tournant).

1.1.4. Pour quelle valeur de glissement g_{\max} le couple est-il maximal ? Calculer sa valeur C_{\max} .

Tracer l'allure de la caractéristique mécanique de la machine (couple C en fonction de la vitesse de rotation de 0 à 3000 tr/min).

Préciser le type de fonctionnement suivant la vitesse de rotation.

1.2. Le moteur est alimenté à fréquence variable en gardant le rapport $\frac{U}{f} = \text{constant}$.

1.2.1. Représenter sur un même graphe l'allure de la caractéristique mécanique de la machine pour 3 valeurs de f (50 Hz, 25 Hz et 10 Hz).

1.2.2. Le moteur est appelé à entraîner 2 charges de caractéristiques différentes :

Charge a : un ventilateur opposant un couple proportionnel au carré de la vitesse. Le moteur est en charge nominale pour une fréquence de 50 Hz.

Charge b : un treuil opposant un couple constant égal en module au couple nominal du moteur.

- Pour quel type de charge doit-on maintenir le rapport $\frac{U}{f} = \text{constant}$? Pour quel type de charge peut-on se permettre de réduire le rapport $\frac{U}{f}$ lorsque l'on réduit la fréquence ? Justifiez votre réponse.
- Qu'a-t-on gagné en réduisant le rapport $\frac{U}{f}$?

2. Etude du variateur (Onduleur MLI)

Le schéma de puissance du variateur est donné par la figure 2. Pour l'étude des formes d'ondes, on en tire le schéma de principe de la figure 3 dans lequel on fait apparaître le point o : point milieu fictif de l'alimentation continue E . On définit par rapport à ce point les tensions simples V_{10} , V_{20} , V_{30} . Les interrupteurs d'un même bras sont toujours dans un état complémentaire (l'un ouvert, l'autre fermé).

2.1. Synthèse d'une onde MLI dont le premier harmonique est de rang 13.

2.1.1. Sur le document réponse, tracer les graphes des tensions V_{10} , V_{20} et U_{12} . Préciser les amplitudes.

2.1.2. La tension V_{10} comporte-t-elle des harmoniques de rang pair. Justifiez votre réponse

2.1.3. Faire la décomposition en série de Fourier de la tension V_{10} et exprimer en fonction de θ_1 , θ_2 , θ_3 et n (rang de l'harmonique) l'amplitude de chaque harmonique.

2.1.4. Poser le système d'équations à satisfaire pour annuler les harmoniques de rang 5, 7 et 11 de la tension U_{12} (ne pas résoudre).

2.1.5. Pourquoi n'y aura-t-il pas d'harmonique de rang multiple de trois dans la tension U_{12} .

2.2. Variation de la tension efficace d'une onde MLI

Les signaux C_1 et C_2 ne commandent pas directement les interrupteurs. Ceux-ci sont commandés suivant le principe de la figure 4. h est un signal « tout ou rien » de fréquence 3 kHz et à rapport cyclique α variable.

Montrer que l'amplitude du fondamental de U_{12} après découpage est directement proportionnelle au rapport cyclique α de h . Pour cette question, on fera l'hypothèse qui consiste à considérer le spectre de U_{12} (avant découpage) limité quelques harmoniques.

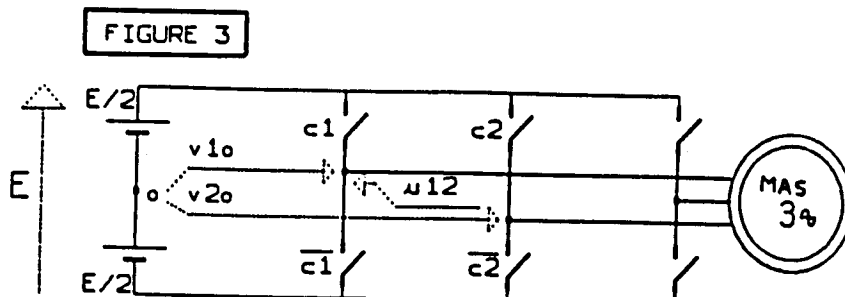
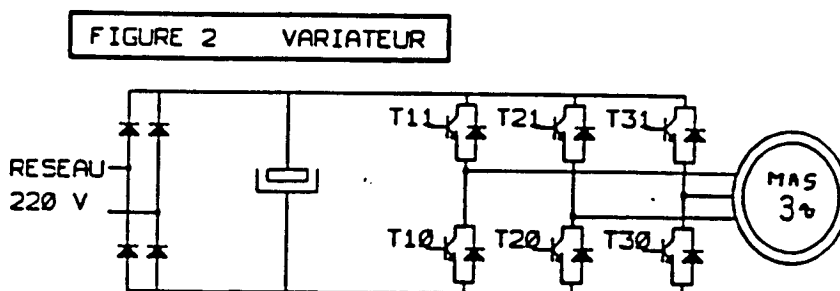
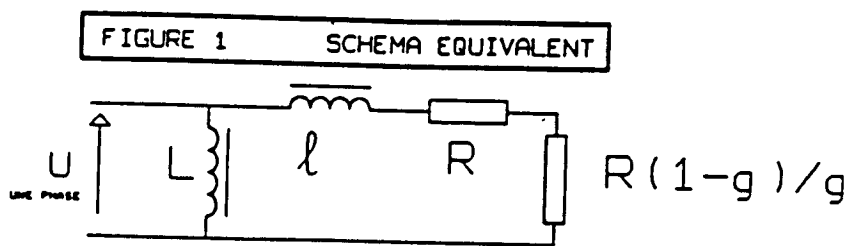
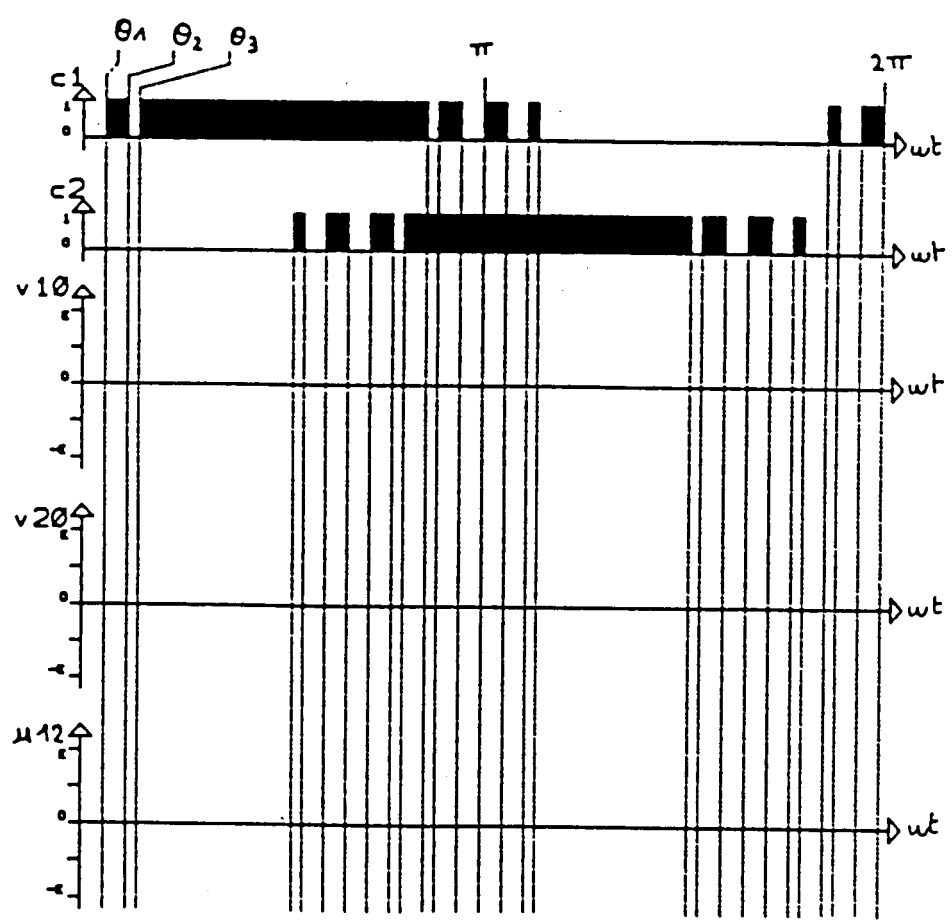
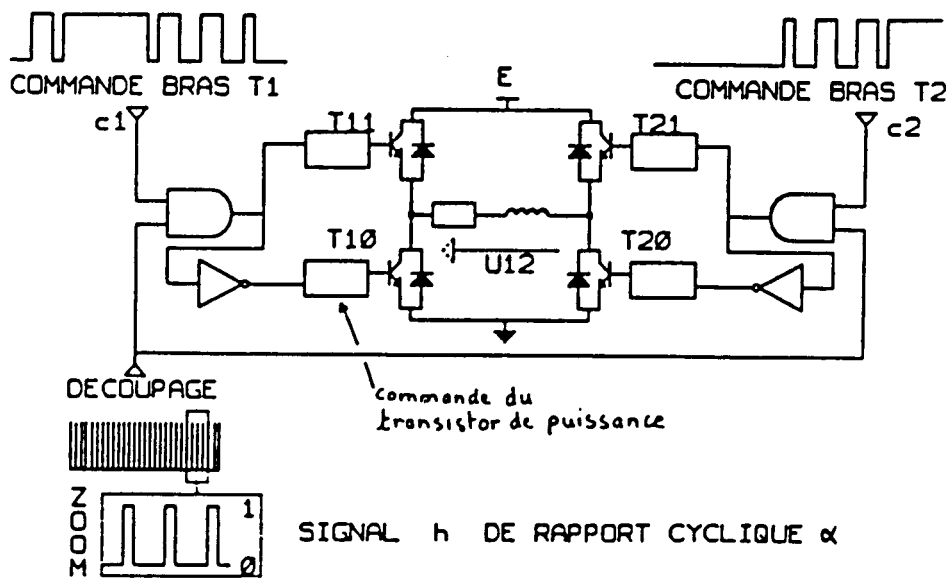


FIGURE 4 VARIATION DE U_{eff}



TD n° : 4

Machine asynchrone triphasée alimentée par un gradateur

On se propose d'étudier un système constitué d'un gradateur triphasé, d'un moteur asynchrone et de l'électronique de commande associée. Le gradateur est destiné à démarrer le moteur par évolution de la tension statorique et éventuellement à faire varier sa vitesse.

1. Etude de gradateur triphasé

On donne figure 1 le schéma d'un gradateur triphasé débitant sur une charge résistive pure. Les interrupteurs sont constitués de thyristors supposés idéaux (circuit ouvert à l'état bloqué et court-circuit à l'état passant). Le réseau a pour pulsation ω .

Les tensions sinusoïdales V_a , V_b et V_c ont même valeur efficace $V = 220$ V et constituent un système triphasé direct. Sur le document réponse 2, on précise les séquençement de l'amorçage des 6 thyristors dans le cas où l'angle de retard à l'amorçage des thyristors $\alpha_0 = 30^\circ$.

Le fonctionnement étant parfaitement symétrique, on étudie dans un premier temps l'intervalle $[0^\circ, 180^\circ]$.

1.1. Sur chacun des 6 intervalles suivants : $[0^\circ, 30^\circ]$, $[30^\circ, 60^\circ]$, $[60^\circ, 90^\circ]$, $[90^\circ, 120^\circ]$, $[120^\circ, 150^\circ]$, $[150^\circ, 180^\circ]$, donner un schéma équivalent de l'installation tenant compte des interrupteurs passants et expliquer la forme de la tension U_{ca} donnée sur le document réponse 2 entre 0 et 180° .

1.2. Compléter le chronogramme de U_{ca} sur $[180^\circ, 360^\circ]$.

2. Etude du moteur asynchrone triphasé

Les caractéristiques de la machine sont les suivantes :

- 220 V / 380 V, 4pôles,
- Rotor bobiné couplé en étoile, en court-circuit,
- Alimentation 380 V, 50 Hz.

Un essai à vide, sous tension nominale, a permis de mesurer l'intensité du courant en ligne $I_0 = 10.5$ A, et la puissance absorbé $P_0 = 1.16$ kW.

Un essai en charge nominale, sous tension nominale a permis de mesurer l'intensité du courant en ligne $I_n = 23$ A, la puissance électrique absorbée $P_{an} = 12.6$ KW et le glissement $g_n = 0.038$.

On néglige les résistances et inductances de fuites statoriques ainsi que les pertes mécaniques.

2.1. Fonctionnement nominal :

- 2.1.1. Quel est le couplage des enroulements statoriques ?
- 2.1.2. Pour la charge nominale : calculer la vitesse de rotation (en tr/min), le facteur de puissance, le moment du couple utile et le rendement.
- 2.1.3. Calculer le facteur de puissance de la machine à vide ; calculer les valeurs de R_0 et X_0 .
- 2.1.4. En raisonnement sur une phase, calculer les puissances active P_2 , réactive Q_2 et apparente S_2 consommées par le dipôle [D].
- 2.1.5. Calculer les valeurs de R_2 et X_2 .

2.2. Etude du couple utile de la machine

On alimente la machine sous tension variable (par exemple à l'aide d'un gradateur), mais à fréquence fixe $f = 50$ Hz ; On prendra $R_2 = 0.47 \Omega$ et $X_2 = 1.72 \Omega$.

- 2.2.1. A l'aide du schéma équivalent, donner l'expression littérale du moment du couple utile de la machine. En déduire son expression numérique :

$$C_u(g) = \frac{9 \cdot 10^{-3} \cdot V^2}{2.96 g + \frac{0.22}{g}} \quad (\text{N.m})$$

où g est le glissement au point de fonctionnement de l'ensemble moteur-charge.

- 2.2.2. Pour $V = 220$ V puis 90 V. Pour quelle vitesse de rotation le couple utile est-il maximal ? Calculer le moment de ce couple maximal.
- 2.2.3. Pour $V = 220$ V puis 90 V. Calculer le moment du couple de démarrage.
- 2.2.4. Montrer que dans sa partie utile, la caractéristique $C_u(g)$ est assimilée à une droite d'équation $C_u(g) = 40 \cdot 10^{-3} \cdot V^2 \cdot g$ (N.m).
- 2.2.5. A partir des résultats précédents et pour g compris entre 0 et 1, donner l'allure de $C_u(g)$ pour $V = 220$ V et puis $V = 90$ V.

3. Association de la machine pilotée par un gradateur et d'une charge mécanique

- 3.1. La machine travaille à couple résistant constant :
Le moment de ce couple est $C_r = 70$ N.m (le moteur entraîne un treuil qui lève une charge).
- 3.1.1. Calculer la vitesse de rotation de la machine pour $V = 220$ V.
- 3.1.2. La tension est maintenant 90 V. Que se passe-t-il ?
- 3.1.3. L'utilisation d'un gradateur vous semble-t-elle adaptée dans ce cas pour réaliser un démarrage.

3.2. La machine entraîne une charge dont le moment du couple résistant est donné par :

$$C_r(n) = 80 \cdot \left(\frac{n}{n_s}\right)^2 \quad (\text{N.m}).$$

Où n est la vitesse du rotor et n_s la vitesse de synchronisme. Cette caractéristique est donnée sur les documents réponse 3 et 4.

3.2.1. Le point de fonctionnement trouvé pour $V = 90 \text{ V}$ est-il stable ?

3.2.2. Le gradateur est-il utilisable dans ce cas ?

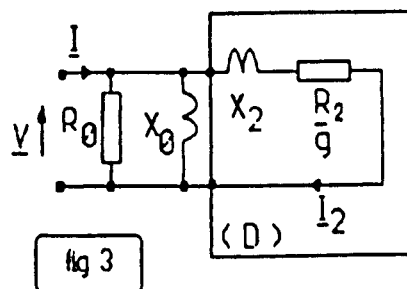
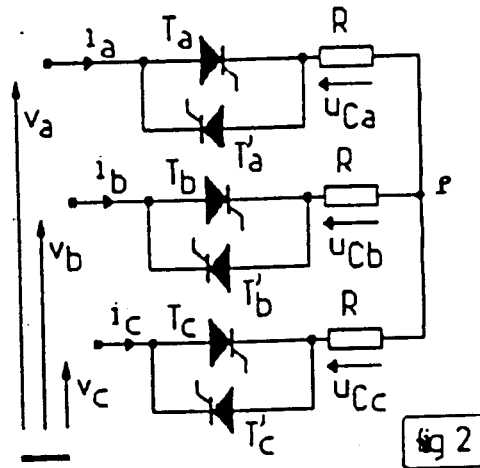
3.3. La machine a été modifiée de façon à avoir un rotor plus résistant.

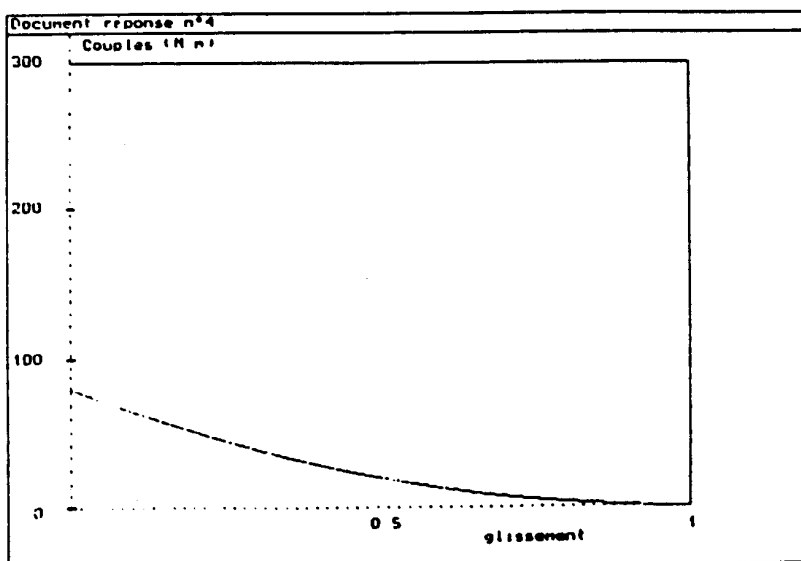
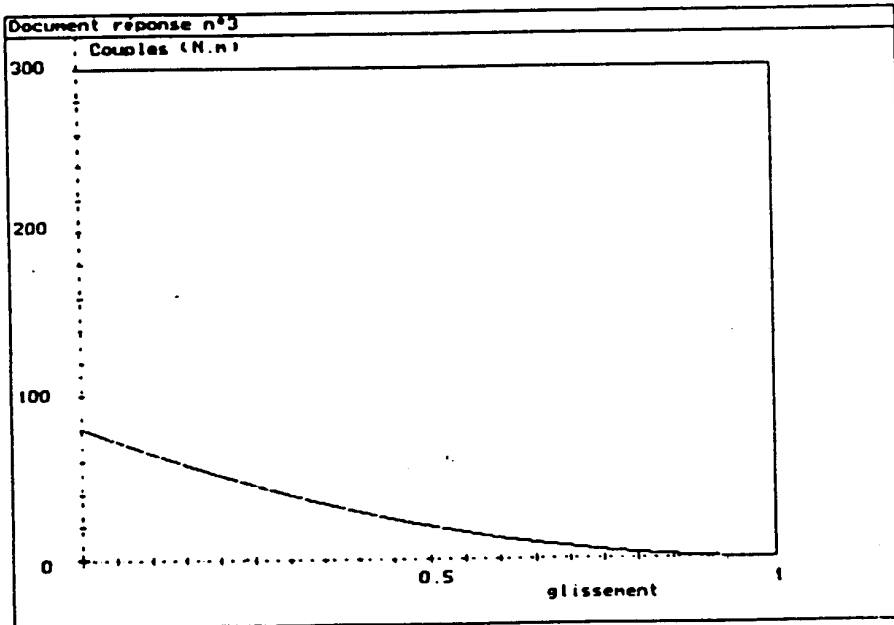
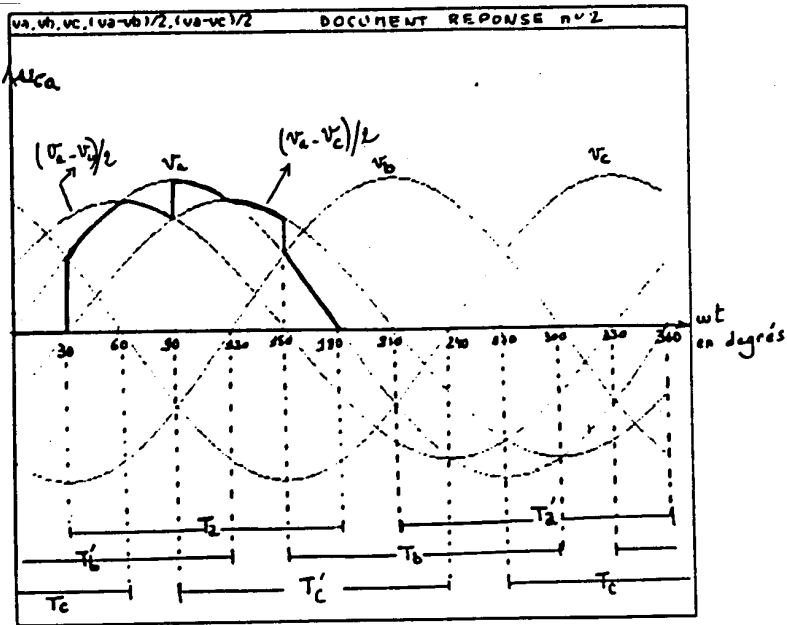
On prendra $R_2 = 1.72 \Omega$. La charge mécanique est celle qui a été définie en (3.2).

3.3.1. Comment est modifiée la caractéristique $C_u(g)$?

3.3.2. Tracer son allure pour $V = 220\text{V}$ puis pour $V = 90 \text{ V}$.

3.3.3. Les points de fonctionnement obtenus sont-ils stables ?





TD n° : 5

Machine asynchrone autopilotée en courant

Le problème étudie l'entraînement d'un ventilateur contrôlant le tirage d'une chaudière de forte puissance équipant une usine de pâte à papier. La régulation de température de la chaudière se faisant en partie par action sur le tirage, le moteur du ventilateur doit être entraîné à vitesse variable.

La solution retenue est celle d'un moteur asynchrone triphasé.

La puissance utile nominale du moteur est égale à 160 kW.

Dans tout le problème, le fonctionnement envisagé fait que le facteur de puissance du moteur est constant ; on a $\cos \varphi = 0.84$.

La caractéristique mécanique moment du couple - vitesse du ventilateur obéit à la relation $T_r = 0.00115 \cdot n^2$ (T_r est en N.m et n en tr/min).

1. Commande du moment du couple du moteur asynchrone.

Le convertisseur statique alimentant le moteur se comporte comme un ensemble de 3 sources de courant constituant un système triphasé équilibré.

L'étude porte sur les propriétés du moteur asynchrone alimenté par des courants sinusoïdaux. Pour cela, on présente chaque phase par le modèle électrique équivalent simplifié de la figure 1 où les fuites globalisées sont ramenées au stator.

3.4. $R' = \frac{R}{g}$; R étant reliée à la résistance du rotor par phase : Montrez que $R' = R \frac{\omega}{\omega_r}$.

3.5. Etablir la relation entre les valeurs efficaces I_m et I_r des intensités i_m et i_r .

3.6. Donner l'expression de la valeur efficace de I de i en fonction de I_m et I_r .

3.7. A partir des résultats précédents, montrez que I_r s'exprime en fonction de I par la relation :

$$I_r = \frac{L_m \omega_r}{\sqrt{R^2 + L_m^2 \omega_r^2}} I.$$

3.8. A l'aide du schéma équivalent, exprimez la puissance transmise au rotor.

3.9. Exploitez le résultat précédent pour montrer que le moment du couple C_m s'exprime, en fonction de I , par : $C_m = \frac{a}{\frac{b}{\omega_r} + c \omega_r} I^2$ avec C_m en N.m et I en A.

A quelle condition le moment du couple moteur est-il imposé par la valeur efficace I .

Pour la suite on prendra $a = 17 \cdot 10^{-6}$; $b = 81 \cdot 10^{-6}$; $c = 210 \cdot 10^{-6}$.

3.10. Pour $\omega_r = 2.5$ rad/s, quelle est la relation numérique liant C_m à I^2 . Calculer la valeur I_N de l'intensité nominale du courant.

2. Autopilotage

L'autopilotage impose à la pulsation ω_r d'être constante : la valeur choisie dans le problème est $\omega_r = 2.5$ rad/s.

- La commande du pont est liée au moment du couple moteur que l'on désire obtenir en régime permanent ; cette commande définit donc la valeur, en régime permanent, de l'intensité I du courant dans le moteur et par conséquent celle de l'intensité I_0 circulant entre les deux ponts de la figure 2.
- La commande de l'onduleur engendre, à partir de la mesure de Ω , la pulsation ω telle que, à chaque instant :
$$\omega = \omega_r + p \Omega.$$

- 2.1. On veut que la fréquence de rotation du ventilateur soit de 1000 tr/min. Quel doit être, en régime établi, le moment du couple C_m pour avoir cette vitesse ?
- 2.2. Quelle sera, en régime établi, la pulsation des courants statoriques imposée par l'autopilotage.
- 2.3. En déduire la valeur efficace I lorsque le moteur fournit ce couple.
- 2.4. On se propose d'établir la relation qui lie la fréquence de rotation n de l'ensemble à la tension V par phase.
 - 2.4.1. Montrez, simplement, que $V = K\omega I$. A l'aide des résultats trouvés précédemment, calculer K .
 - 2.4.2. Compte tenu de la relation définissant la caractéristique mécanique du ventilateur, montrer que, en régime permanent $I = k' n$.
 - 2.4.3. Déduire la relation qui, en régime permanent, avec $\omega_r = 2.5$ rad/s, lie la tension V à la fréquence de rotation n de l'ensemble tournant.
 - 2.4.4. En négligeant ω_r dans cette relation, montrez que lorsque $V = 300$ V on retrouve bien la fréquence de rotation nominale n_N de l'ensemble.

3. Association transformateur-redresseur-onduleur-machine

3.1. Transformateur d'alimentation.

Ce transformateur a ses enroulements connectés comme indiqués sur la figure 3. Il est alimenté par un système de tensions triphasé équilibré direct. Les valeurs efficaces de tensions composées valent respectivement 10 kV au primaire et 450 V au secondaire. On note N_1 le nombre de spires d'un enroulement primaire et N_2 celui d'un enroulement secondaire. Ce transformateur est supposé parfait.

Calculer le rapport des nombres de spires $\frac{N_2}{N_1}$.

3.2. Réglage de l'angle α de commande du redresseur

La valeur moyenne U_c de la tension redressée en fonction de la valeur efficace V_a de la tension simple v_a et de l'angle de retard à l'amorçage α est donnée par :

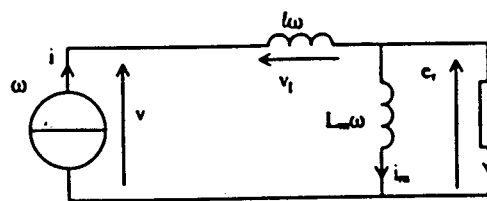
$$U_c = 2.34 V_a \cos \alpha$$

- En écrivant que la puissance fournie par le redresseur est égale à celle reçue par la machine asynchrone (puissance véhiculée par le fondamental du courant) et compte tenu de la relation liant I_{RF} à I_0 , établir la relation existant entre V_a , α , V et φ (φ : déphasage (i_{RF} , v_R) pour le moteur).
- Calculer numériquement α dans le cas $n = n_N$ soit 1100 tr/min et pour $n = 1000$ tr/min.

3.3. Fonctionnement particulier

Le moteur étant en rotation, on donne à α une valeur comprise entre $\frac{\pi}{2}$ et π .

- Comment fonctionne maintenant le convertisseur ainsi commandé ? Dans quelle plage de valeur se situe l'angle φ ?
- Dans ces conditions, comment fonctionne la machine asynchrone ?
- Que peut-on dire alors du moment du couple C_m ? Conclusion.



Une phase de la machine qui en comporte 3.

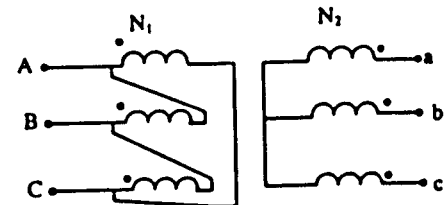
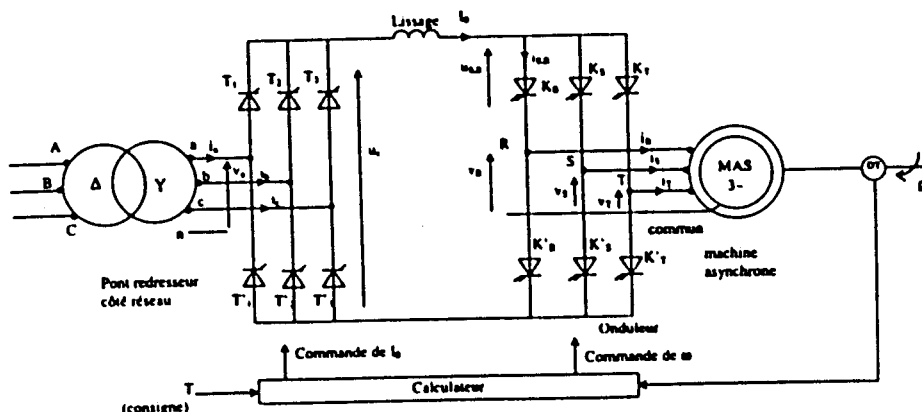


Figure 3

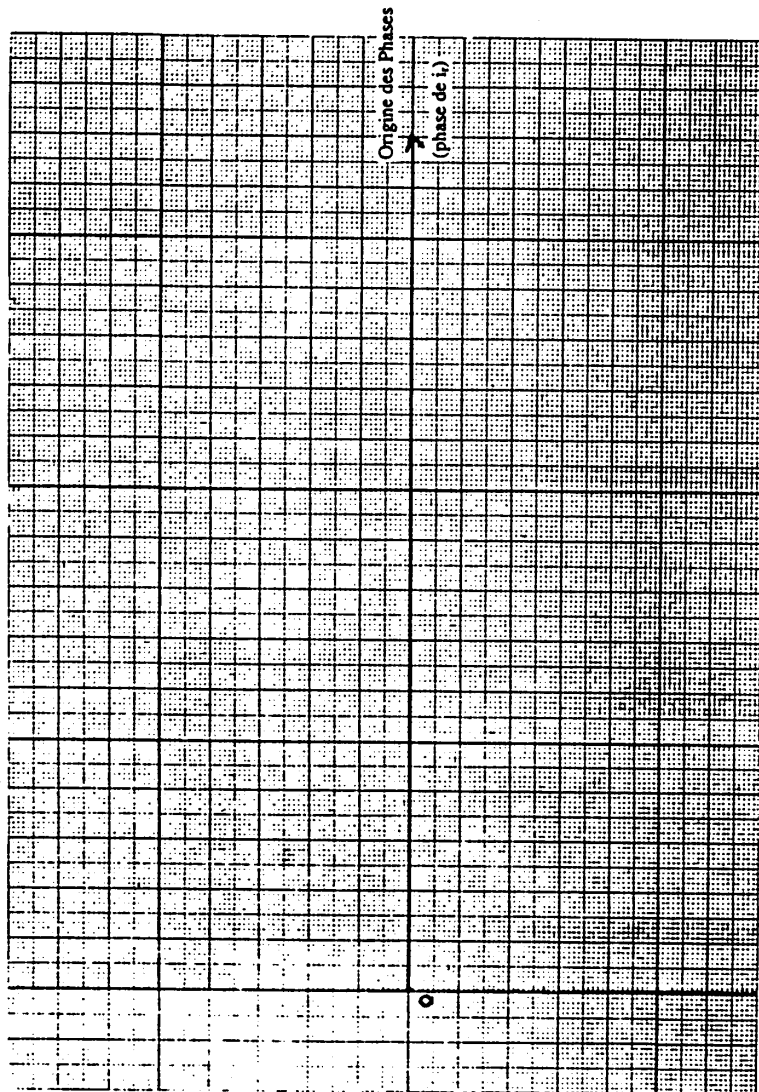
Figure 1



$K_0, K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$ sont des interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture

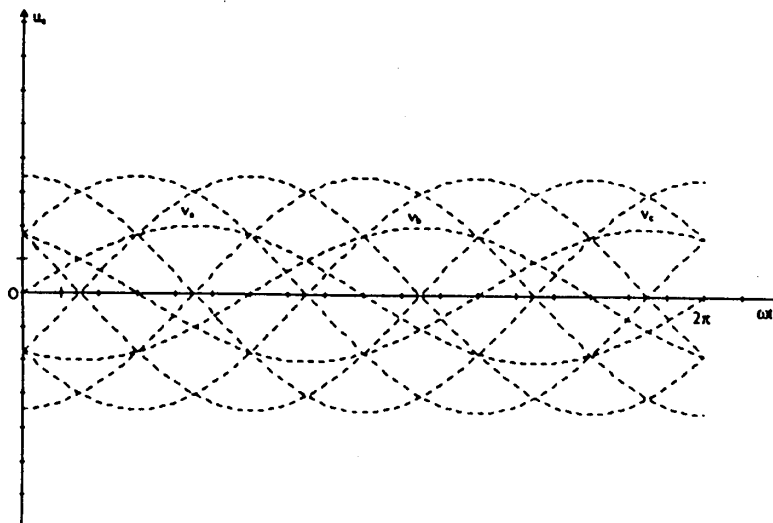
Figure 2

Feuille-Réponse N°1



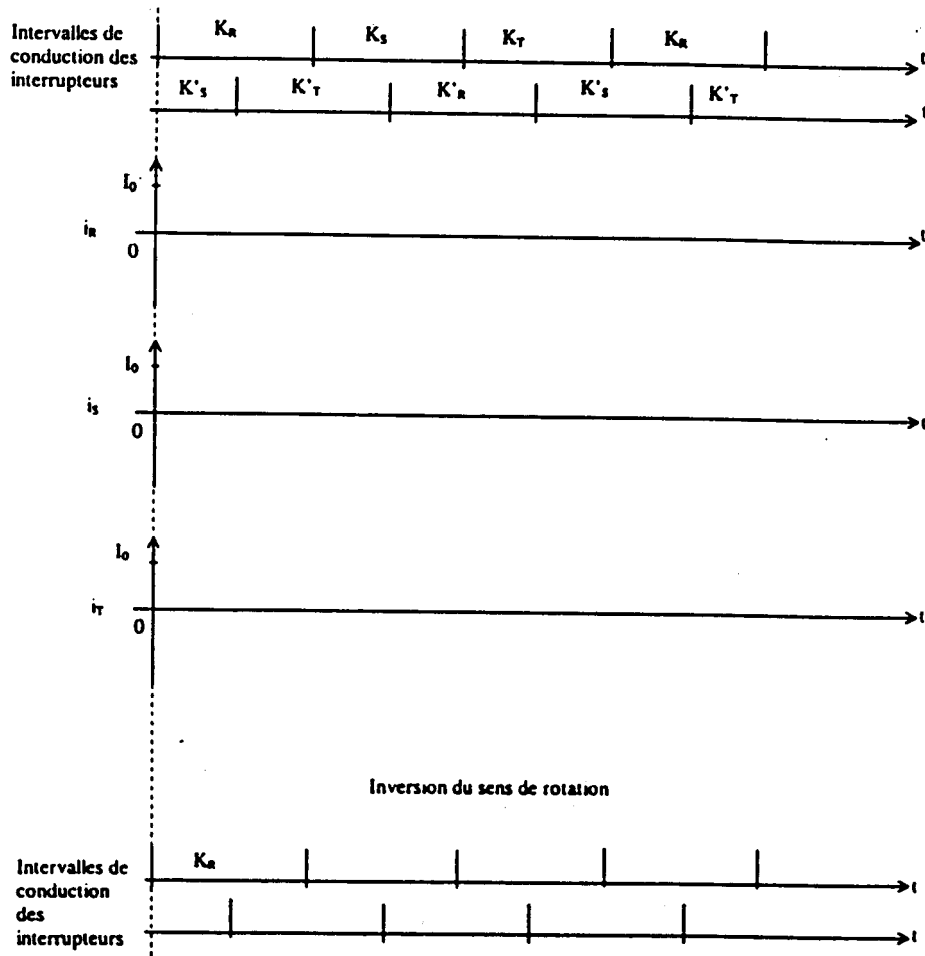
Echelles :
Courants : 1 cm $\hat{=}$ 20 A
Tensions : 1 cm $\hat{=}$ 20 V

Feuille-Réponse N°4

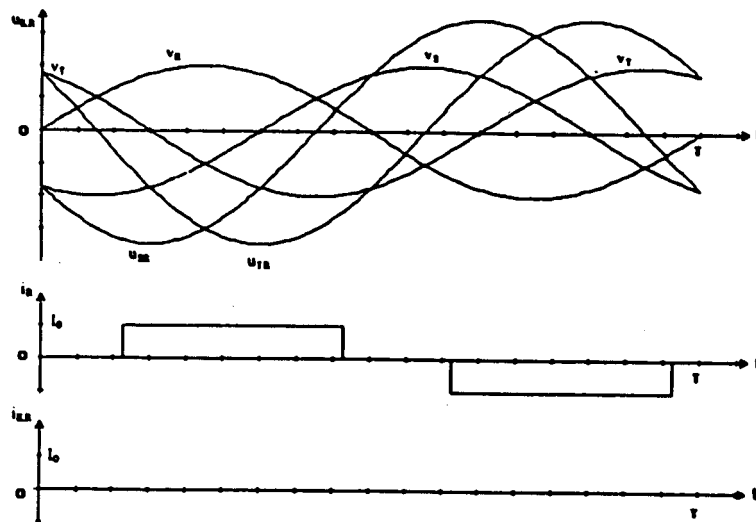


Feuille-Réponse N°2

Onduleur de courant



Feuille-Réponse N°3



TD n° : 6

Etude d'un moteur synchrone

Un moteur synchrone, à quatre pôles, dont les enroulements du stator sont couplés en étoile, est alimenté directement par un réseau triphasé, de tension simple efficace V et de fréquence f .

Les résistances du stator sont négligées ainsi que les pertes ferromagnétiques et mécaniques.

L'inductance cyclique d'un enroulement du stator est $L = 20$ mH.

La machine n'est pas saturée, de sorte que la valeur efficace de la f.é.m E d'un enroulement du stator est proportionnelle à l'intensité du courant d'excitation i .

1.1. La tension et la fréquence sont constante : $V = 220$ V ; $f = 50$ Hz.

1.1.1. Calculer en tr/min la fréquence de rotation du moteur.

En moteur, à vide, pour un courant absorbé d'intensité I négligeable, avec $i = 5$ A, calculer le rapport du rapport $k = \frac{E}{i f}$

1.1.2. En moteur la machine absorbe une puissance $P = 8$ kW et un courant d'intensité $I = 15$ A .

Calculer les déphasages possibles φ_1 et φ_2 entre courant et tension sont relatifs à un enroulement.

Calculer $L\omega I \cos\varphi$.

Exprimer la relation permettant de réaliser le diagramme des tensions. Tracer les deux diagrammes possibles et déduire les intensités des courants d'excitation correspondants.

Quelles sont les puissances réactives absorbées ? Préciser la signification des signes dans chacun des cas.

Calculer le moment du couple du moteur.

1.1.3. Pour $i = 6$ A, on augmente progressivement, à partir d'une valeur nulle, la puissance que le moteur fournit à sa charge.

Représenter sur un diagramme des tensions l'évolution du point représentatif du fonctionnement.

Déterminer la puissance maximale du moteur.

Commenter le comportement de la machine au voisinage de cette limite.

1.2. Tension et fréquence varient suivant la loi : $\frac{V}{f} = \frac{220}{50} = \text{constant}$

On maintient constantes les intensités $I = 15 \text{ A}$ et $i = 4 \text{ A}$.

1.2.1. En déduire que la f.é.m s'écrit alors $E = 3.52 f$.

1.2.2. Exprimer numériquement V et $L\omega I$ en fonction de f dans le cas où $I = 15 \text{ A}$.

1.2.3. Représenter sur le même diagramme les tensions et force électromotrice lorsque la fréquence passe de 50 Hz à 25 Hz . Faire figurer les angles $\varphi = (\bar{I}, \bar{V})$, $\psi = (\bar{I}, \bar{E})$ et $\theta = (\bar{E}, \bar{V})$.

Que dire de ces angles quand la fréquence f varie ?

1.2.4. Après avoir exprimé le moment du couple C du moteur, montrer qu'il est indépendant de la vitesse.

Calculer sa valeur.

TD n° : 7

Etude simplifiée d'un moteur synchrone autopiloté

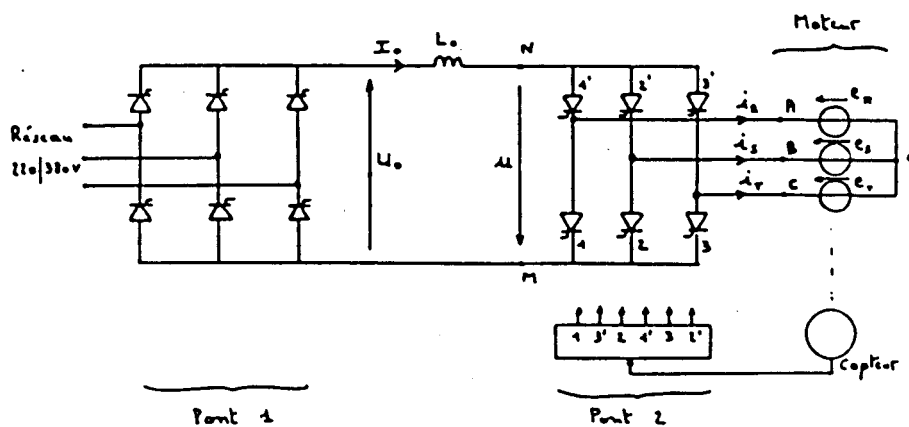
Un moteur synchrone est alimenté par un réseau triphasé (220 V / 380 V, 50 Hz) par l'intermédiaire de deux ponts triphasés complets à thyristors (figure 1).

Le pont 1 délivre une tension que l'on assimile à sa valeur moyenne U_0 , constante.

Le pont 2 fonctionne en commutateur de courant ; grâce à une inductance suffisante L_0 , le courant circulant entre les ponts est parfaitement lisse. Son intensité est I_0 .

Afin d'assurer en permanence le synchronisme entre le rotor et le champ glissant créé par le stator, ce qui évite tout risque de décrochage, les signaux d'amorçage des thyristors du pont 2 sont élaborés à partir d'impulsions issues d'un capteur qui détecte la position du rotor. Ainsi, il est possible de fixer le déphasage ψ entre le fondamental du courant et la f.é.m pour chaque enroulement du stator, conformément aux orientations choisies sur le schéma ci-dessous. Ceci équivaut à fixer le retard angulaire α à l'amorçage des thyristors de pont 2.

Le moteur ainsi alimenté et contrôlé est dit « autopiloté ».



1. Graphes des tensions et des courants.

Les commutateurs sont instantanés et l'intensité du courant I_0 est supposée constante.

Les enroulements R, S et T du stator du moteur sont alors le siège de f.é.m sinusoïdales formant un système triphasé e_R , e_S et e_T dont la représentation est donnée sur le document réponse. La valeur efficace commune de ces f.é.m est $E = k_1.i.\Omega$.

Les données sont suivantes : $k_1 = 0.28$;

i (intensité du courant d'excitation) = 6.5 A ;

Ω vitesse angulaire du rotor en rad/s

$$e_R = E \sqrt{2} \sin \omega t.$$

Les thyristors du pont 2 s'amorcent selon la séquence : 1, 3', 2, 1', 3, 2', 1 etc.

Dans les conditions de fonctionnement du montage, le thyristor 1 s'amorce à $\omega t = \frac{5\pi}{6}$ et chacun des suivants avec un retard angulaire $\frac{\pi}{3}$ sur le précédent.

Pour chacun des groupes (1, 2, 3) et (1', 2', 3'), l'amorçage d'un thyristor bloque le précédent.

Sur le document réponse, représenter

- 1.1. sur les axes « conduction des thyristors » les intervalles de conduction de ces thyristors,
- 1.2. la tension u en fonction de ωt ,
- 1.3. l'intensité du courant i_R circulant dans les enroulements R du stator en fonction de ωt .

Déduire de cette dernière représentation, en tenant compte des symétries de $i_R(t)$, l'allure du fondamental i_{RF} de $i_R(t)$.

- 1.4. On note ψ le retard angulaire de i_{RF} par rapport à e_R .

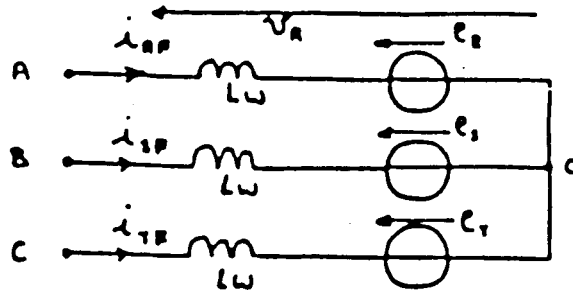
Déterminer ψ .

Vérifier sur cet exemple l'exactitude de la relation générale entre α et ψ .

$$\psi = \alpha - \pi$$

2. Propriétés du moteur synchrone autopiloté

En raisonnant sur le fondamental du courant statorique, de valeur efficace $I_F = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_0$, le modèle du stator du moteur est le suivant :



La régulation impose $\psi = -\frac{\pi}{3}$; $i = 6.5$ A.

- 2.1. Réaliser dans un cas général, mais pour un déphasage $\varphi = (\bar{I}_{RF}, \bar{V}_R)$ négatif, le diagramme des tensions.
Faire figurer l'angle ψ .
- 2.2. Dédire une relation entre V_R , $\cos\varphi$, E et $\cos\psi$.
 - 2.2.1. En exprimant l'égalité entre la puissance fournie par le pont 1 et la puissance absorbée par le moteur, en négligeant toutes les pertes, montrer que l'on peut écrire : $U_0 I_0 = 3 I_{RF} E \cos\psi$.
 - 2.2.2. Montrer que le moment du couple C est proportionnel à I_0 pour i et ψ donnés.
Peut-on faire une comparaison avec le moteur à courant continu ?
Quel élément impose la valeur I_0 ?
Exprimer numériquement $C(I_0)$.
 - 2.2.3. On rappelle que la valeur moyenne U_c de la tension u (figure 1) s'exprime par la relation $U_c = 2.34 E \cos\alpha$.
Montrer que la vitesse angulaire Ω du moteur synchrone autopiloté est proportionnelle à U_0 .
Y-a-t-il une analogie entre ce moteur et un moteur à courant continu ?
Exprimer numériquement la relation entre Ω et U_0 .