

Chapitre II

Commande directe du couple d'une machine asynchrone

Introduction

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC/DSC) [12], [13] des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques. Elles sont basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champs magnétique [16].

Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), ces stratégies de commande directe appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux.

Elle présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles [14], notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple [12-13], la robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation, l'absence des transformations de *Park*. De par leur nature, elles peuvent être fonctionnelles sans capteur de vitesse.

Beaucoup de travaux ont vu le jour sur ce sujet depuis que les principes furent énoncés par *Takahashi*, ce qui a donné lieu à emploi de diverses stratégies.

Dans ce chapitre on exposera les principes des contrôles directs de couple d'un moteur asynchrone que l'on comparera aux commandes par orientation du flux rotorique présentées au premier chapitre.

II.1 Principe du contrôle de couple.

II.1.1 L'action sur le flux statorique

Le flux statorique dans un repère lié au stator est donné par l'équation suivante :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (2.1)$$

Sur un intervalle période de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , l'expression (2.1) peut s'écrire comme suit :

$$\phi_s = \phi_{s0} + V_s T_e - \int_0^t R_s i_s dt \quad (2.2)$$

Où : ϕ_{s0} est le vecteur flux à $t=0$

Pour simplifier, on considère le terme $R_s i_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s , ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée.

A partir de l'équation (2.1) on trouve :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = V_s \quad (2.3)$$

Donc :

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s T_e \quad (2.4)$$

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s (figure II.1).

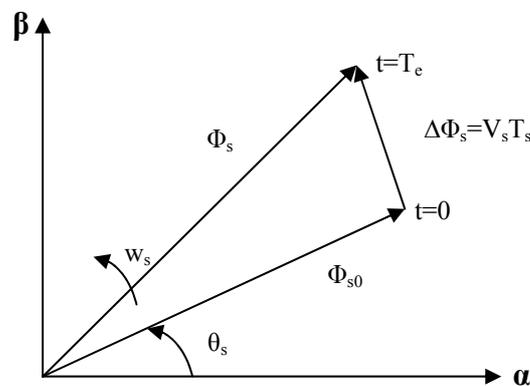


Figure II.1 Evolution du flux statorique dans le plan (α, β) .

En choisissant une séquence correcte du vecteur V_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur ϕ_s une trajectoire désirée.

Il est alors possible de fonctionner avec un modèle du flux ϕ_s pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre l'extrémité de ϕ_s sur une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s [3].

Lorsque le vecteur tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux ϕ_s est donnée par $\frac{d\phi_s}{dt}$, correspondant pratiquement au V_s .

Sur la figure II.2 on représenté trois directions possible de vecteur flux ϕ_s . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur [17], [21].

Par contre, dans le cas où V_s est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux ϕ_s , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure II.2.

De même, on relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul.

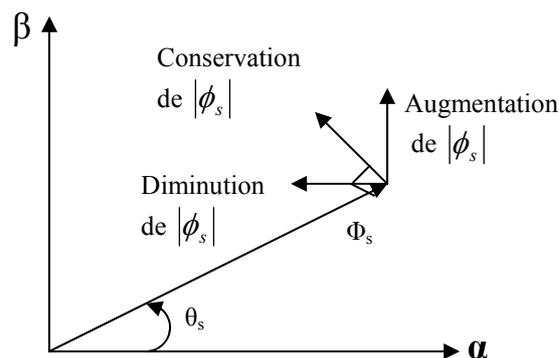


Figure II.2 : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s

II.1.2 L'action sur le couple

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor.

$$C_e = \frac{p.M}{\sigma.L_s.L_r} |\phi_s| |\phi_r| \sin \theta_{sr} \quad (2.5)$$

Où : θ_{sr} est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

D'après l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator (chapitre I, équation (1.31)), on peut écrire une relation entre les flux statorique et rotorique comme suit :

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma.Tr} - jW_m \right) \phi_r = \frac{M}{\sigma.Tr.L_s} \phi_s \quad (2.6)$$

Dans cette relation on constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à σTr .

En supposant que par son réglage, l'amplitude de ϕ_s est maintenue limite dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de ϕ_r sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation (2.6) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'ongle θ_{sr} . [4], [22].

II.2 Description de la structure de contrôle

II.2.1 Sélection du vecteur de tension V_s

Une sélection appropriée du vecteur tension V_s par (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer vecteur flux ϕ_s de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ϕ_s , du sens de rotation de ϕ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple [25].

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones $N=i$, avec $i=[1,6]$, déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur la figure II.3.

Lorsque le vecteur flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée $N=i$, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension.

Il s'agit des vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i+4} , V_{i+5} représentés sur la figure II.3. Sur toute la zone $N=i$ parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension V_s sélectionné reste le même, soit :

- Si V_{i+1} (pour $i \leq 5$ sinon V_{i-5}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ croît et C_e croît.
- Si V_{i+5} (pour $i \leq 1$ sinon V_{i-1}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ croît et C_e décroît.
- Si V_{i+2} (pour $i \leq 4$ sinon V_{i-4}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ décroît et C_e croît.
- Si V_{i+4} (pour $i \leq 2$ sinon V_{i-2}) est sélectionné alors $\|\phi_s\|$ décroît et C_e décroît.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les deux vecteurs tension V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés puisque ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux ϕ_s dans le secteur i [24], [26], [28].

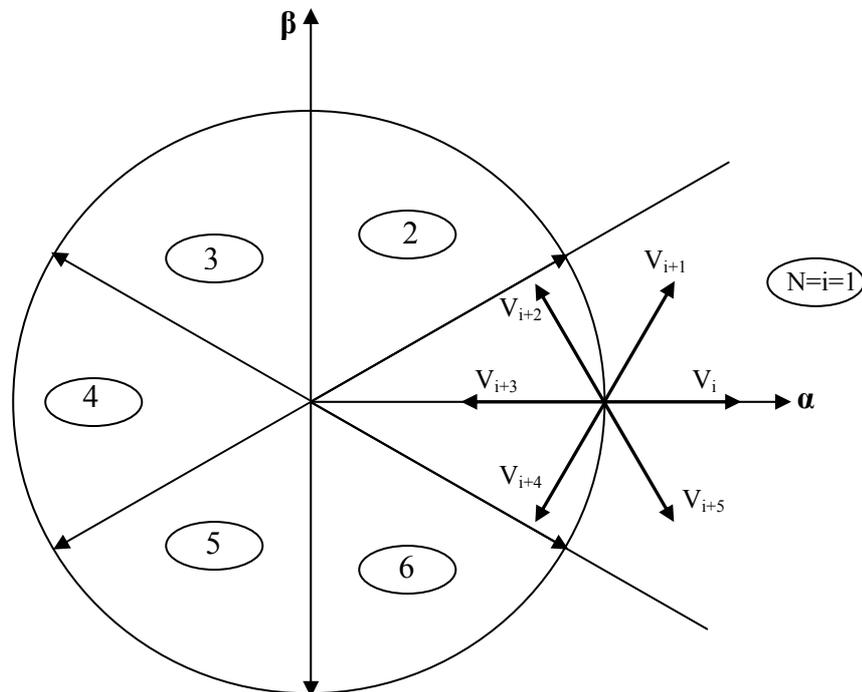


Figure II-3 : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone $N=i$

II.2.2 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation (2.1) :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt$$

On obtient les composantes α, β du vecteur ϕ_s :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.8)$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) de mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformation de *Concordia* :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_f \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_f (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.10)$$

De même des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont obtenir à partir de la mesure des courants réel i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de *Concordia* :

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (2.12)$$

On écrit le module du flux statorique comme suivant :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (2.13)$$

II.2.3 Estimation du couple électromagnétique

A partir des flux statoriques $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$, et les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, on peut mettre l'expression du moment du couple sous la forme :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha})$$

II.2.4 Elaboration du vecteur de commande.

II.2.4.1 Le correcteur de flux.

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure II.4.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de ϕ_s afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet en plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne $Cflx$ indique directement l'amplitude du flux qui doit être augmentée ($Cflx=1$) ou diminuée ($Cflx=0$) de façon à maintenir [3] :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

avec :

ϕ_{sref} la consigne de flux,

$\Delta\phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur.

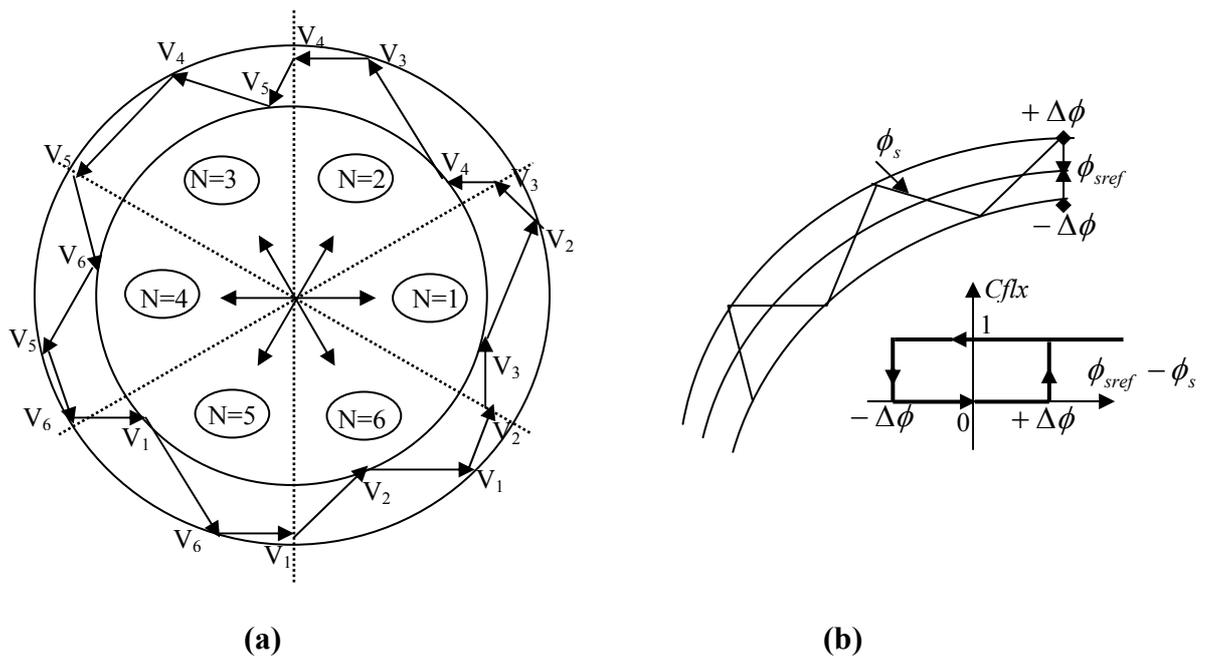


Figure II-4 correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.

II.2.4.2 Le correcteur de couple.

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple tel que :

$$|C_{e_{ref}} - C_e| \leq \Delta C_e$$

avec : $C_{e_{ref}}$ la référence de couple .

ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées :

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

II.2.4.2.1 Le correcteur à trois niveaux.

Il permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation soit pour un couple positif ou négatif. La figure II.5 montre l'état de sortie du comparateur suivant l'évolution du couple.

La sortie du correcteur représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue $ccpl=1$ pour une consigne positive et $ccpl=-1$ pour un consigne négative ou diminuée $ccpl=0$.

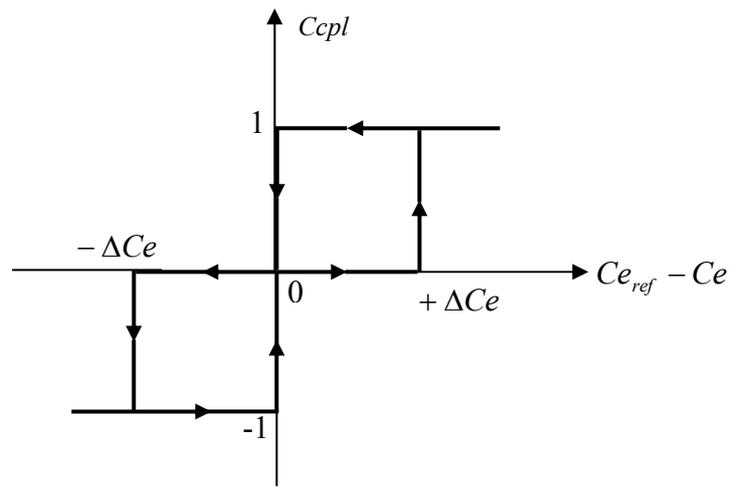


Figure II-5 : correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

II.2.4.2.2 Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux ϕ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteur nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais. Ceci permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs, dominant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

II.2.5 Table de vérité et schéma d'implantation de la DTC

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables cfx , $ccpl$ et de la zone N_i de la position de ϕ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante :

Table de commande.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$Cfx=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux	
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$Ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux	
$Cfx=0$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux	
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	$Ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux	

Figure II.6 : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple.

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V_0 ou V_7 . La rotation du flux est arrêtée et cela entraîne une décroissance du couple C_e . On choisit alternativement V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

La structure du contrôle direct de couple est résumée ci-dessous :

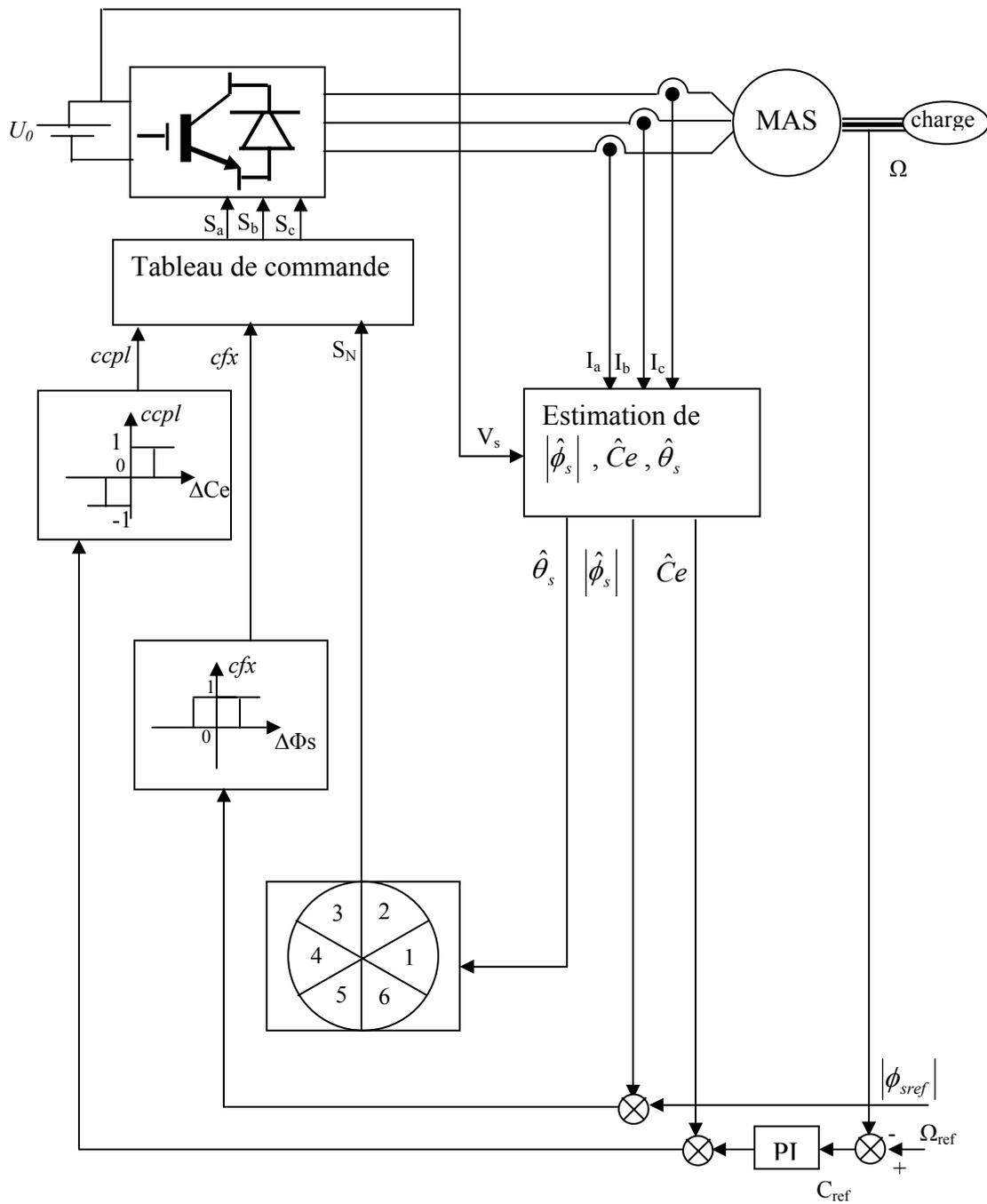


Figure II.7 schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

la figure II.7 représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone.

Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler; d'autre par, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voir machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, les autres phase influent le changement de séquence.

II.3 Simulations

Les simulations présentées dans ce chapitre sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension et pilotée par une commande directe de couple (DTC). Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe. Nous avons, en outre, fait les choix suivants :

- Une bande d'hystérésis (DTC) de 0.01 Wb pour le flux et de 2.8 N.m pour le couple.
- Un flux statorique de référence de 1 Wb.
- Une bande d'hystérésis de 0.001 Wb pour la FOC en courant.

La figure II.8 montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 20 Nm, et une vitesse de référence de 100 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

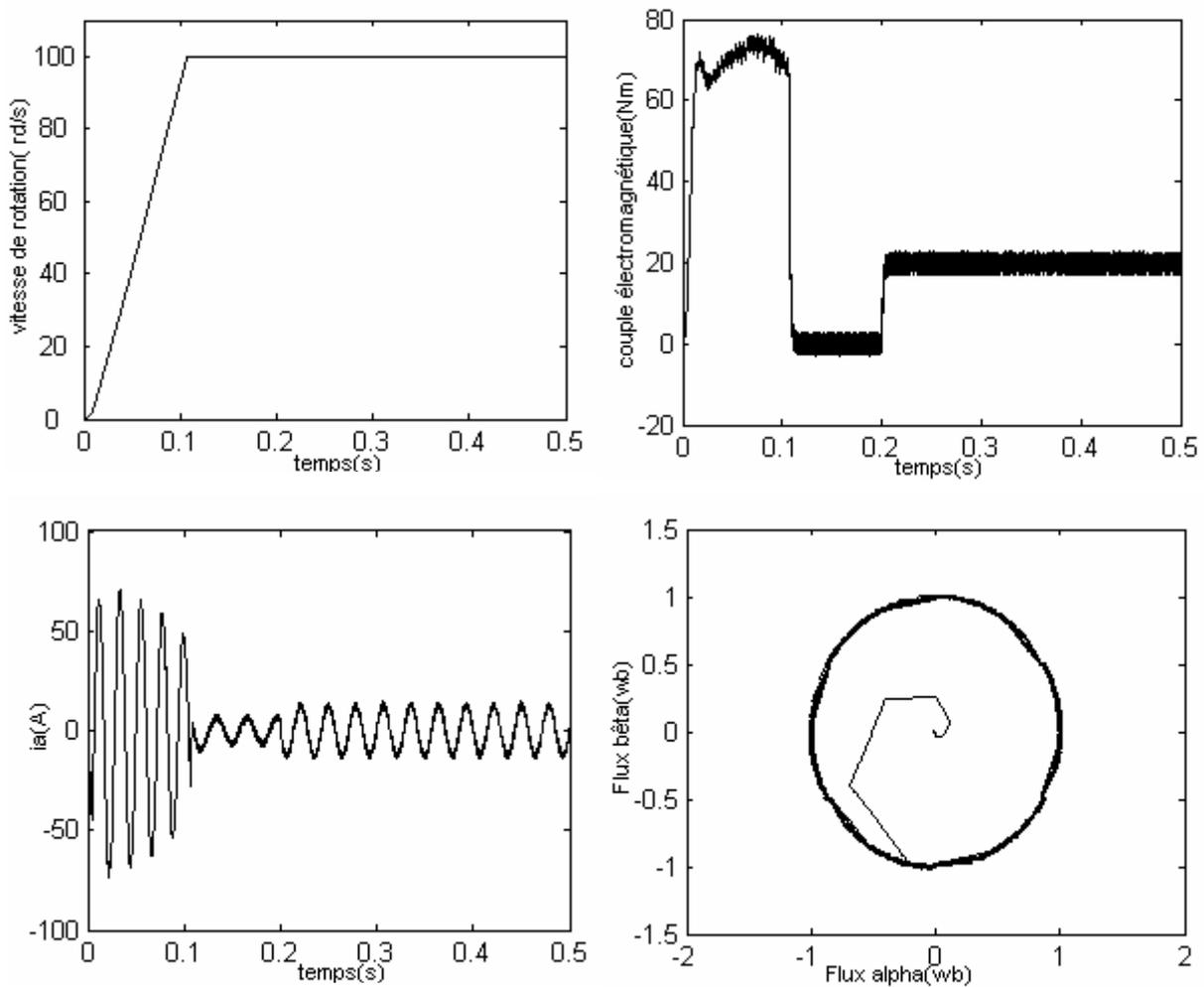


Figure II.8 Résultat de simulation de la DTC en charge

La figure II.9 présente la réponse du moteur à l'inversion de vitesse. Dans ce cas, on va utiliser une table de commutations à trois niveaux puisque le moteur tourne dans les deux sens de rotation. En réponse à ce changement, le couple prend la valeur minimale puis remonte à la valeur du couple résistant. Il force le moteur à changer son sens de rotation. Un changement instantané est observé sur le courant et sur la vitesse.

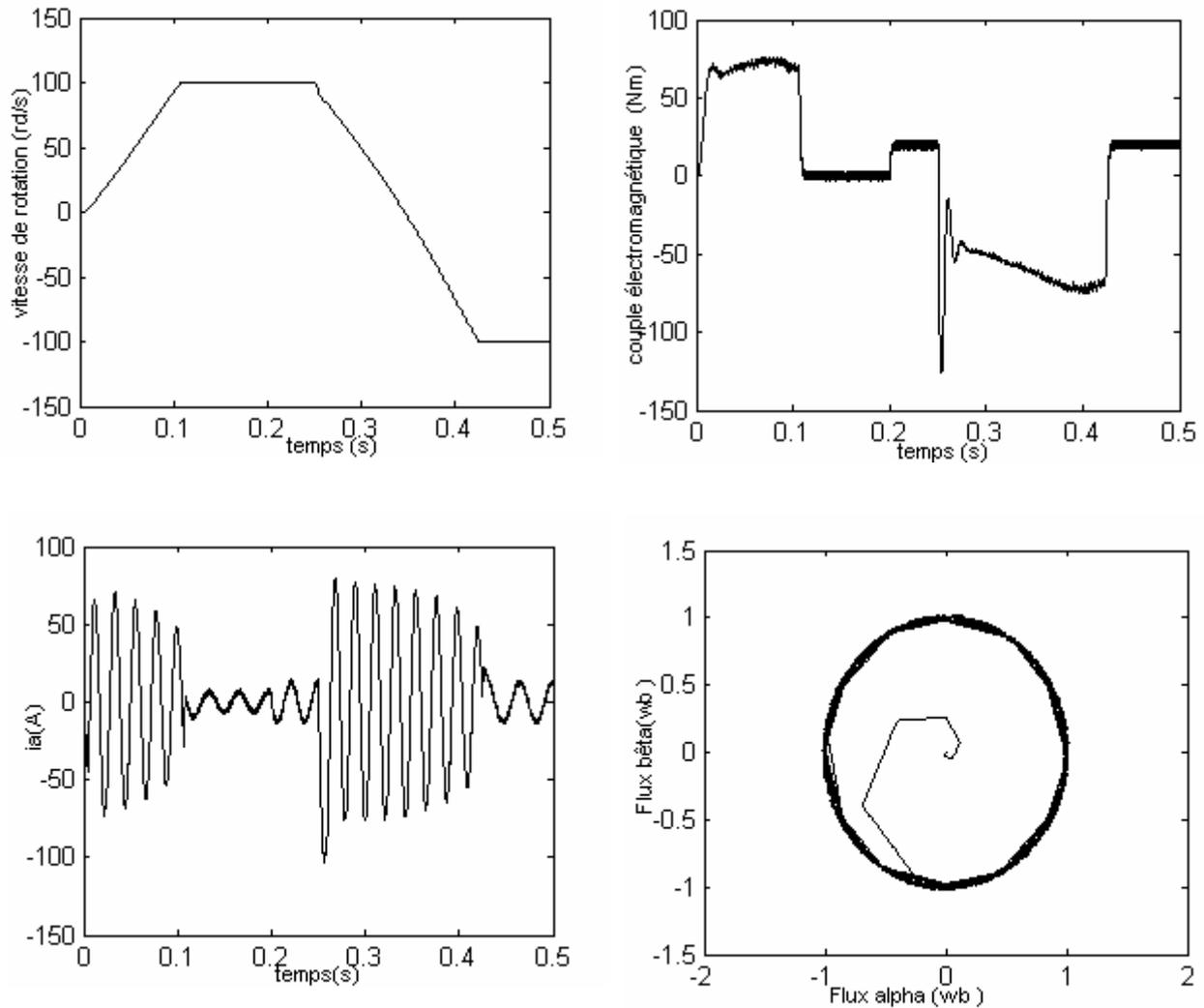


Figure II.9 : Résultats de simulation de la DTC avec inversion du sens de rotation

II.4 Comparaison des simulations DTC et FOC en courant

Pour mieux apprécier les performances de la commande DTC, une étude comparative avec la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC) est menée avec et sans contrôle de vitesse.

II.4.1 Résultats de simulation FOC et DTC avec boucle de vitesse

Les figures II.10 montrent les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de 20 Nm à $t=0.2$ seconde. On remarque que la DTC présente une dynamique élevée sans dépassement au démarrage. Par contre, la FOC fait valoir

toujours le dilemme rapidité - dépassement qui caractérise les systèmes linéaires. On remarque aussi que la DTC est moins sensible à l'application de la charge.

Pour la réponse du flux, elle est presque instantanée dans le cas de la DTC, ce qui améliore donc la dynamique de la machine

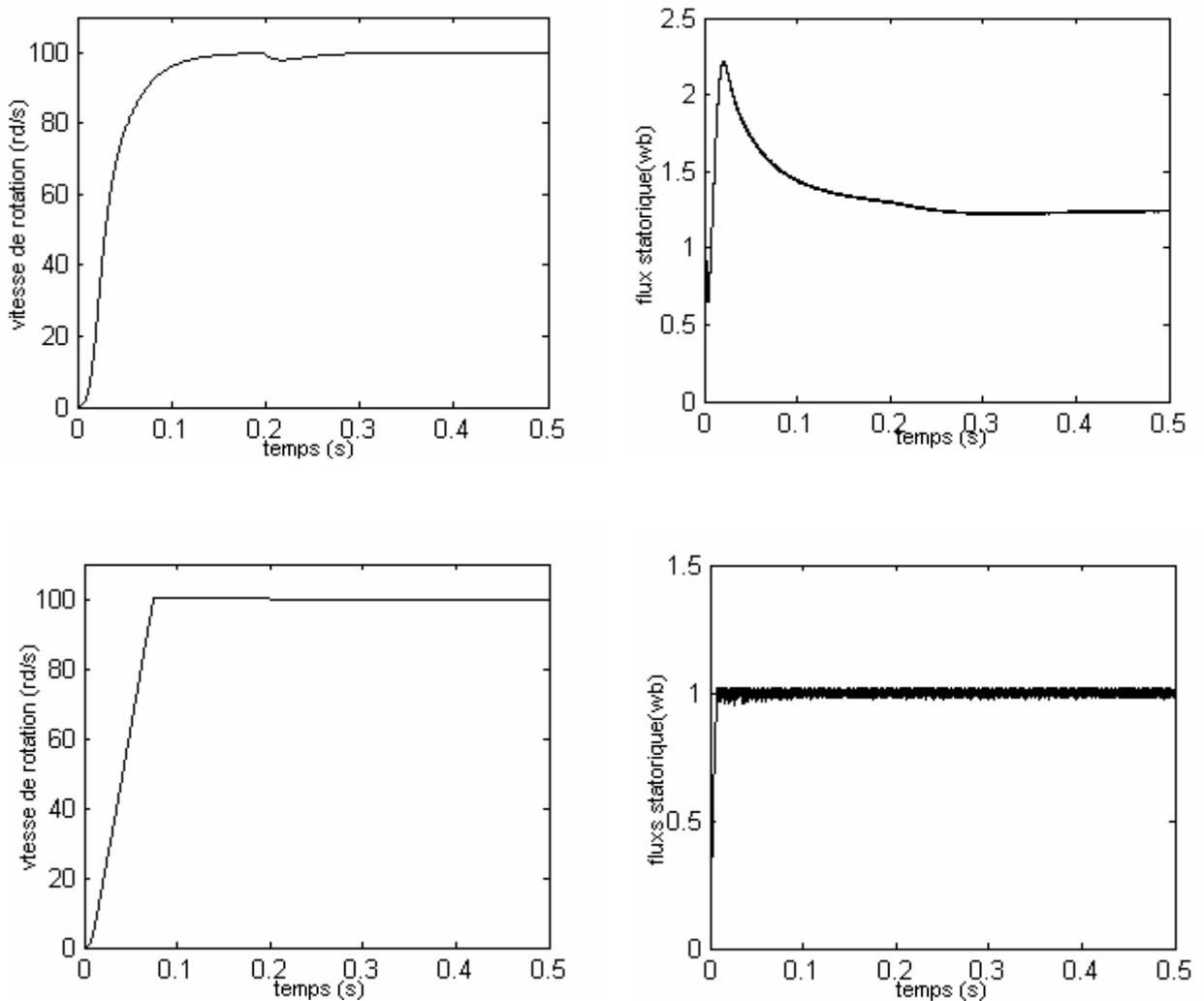
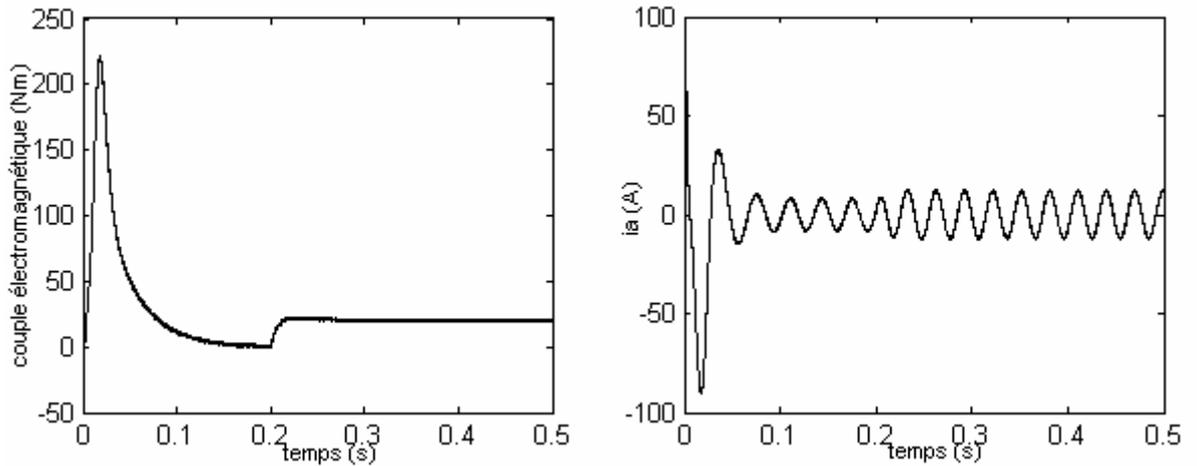


Figure II.10 : Vitesse et module du flux statorique pour les commande :

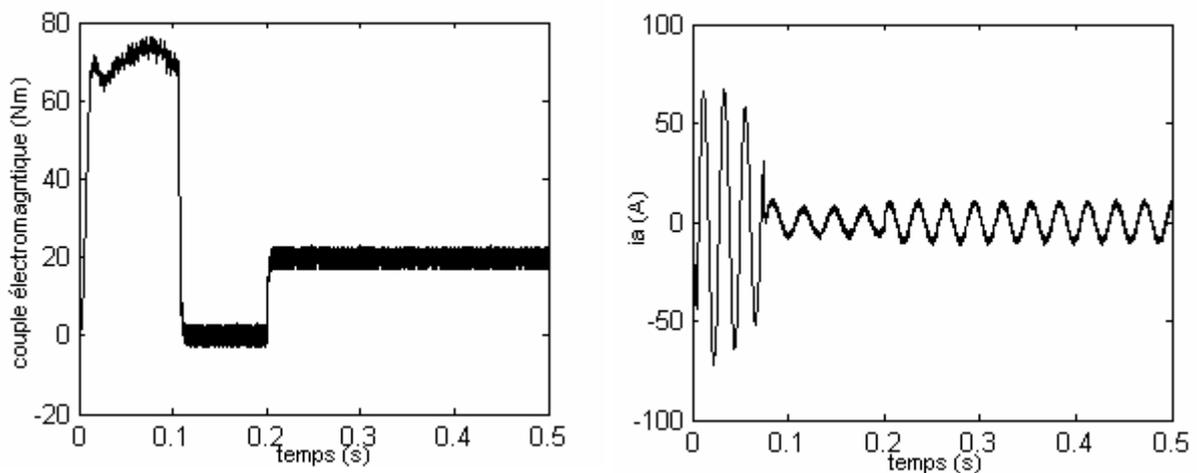
- a- FOC en courant
- b- DTC

Les figures II.11 montrent les résultats de simulation du couple et du courant. On remarque que la DTC présente un pic au démarrage inférieur à celui de la FOC et une réponse rapide au couple de charge, ce qui permet l'élimination rapide des perturbations.

Pour le courant, on remarque que le courant dans le cas de la DTC est plus oscillant au démarrage par rapport à celui de la FOC car le courant de la DTC est contrôlé indirectement mais le courant de la FOC est contrôlé directement par contre-réaction.



- a -



- b -

Figure II.11 : Résultats de simulation du couple et de courant pour les deux commandes :

- a) FOC en courant
- b) DTC

Les figures II.12 montrent le régime permanent du courant et couple. On remarque que les harmoniques sont plus importants dans le cas de la DTC.

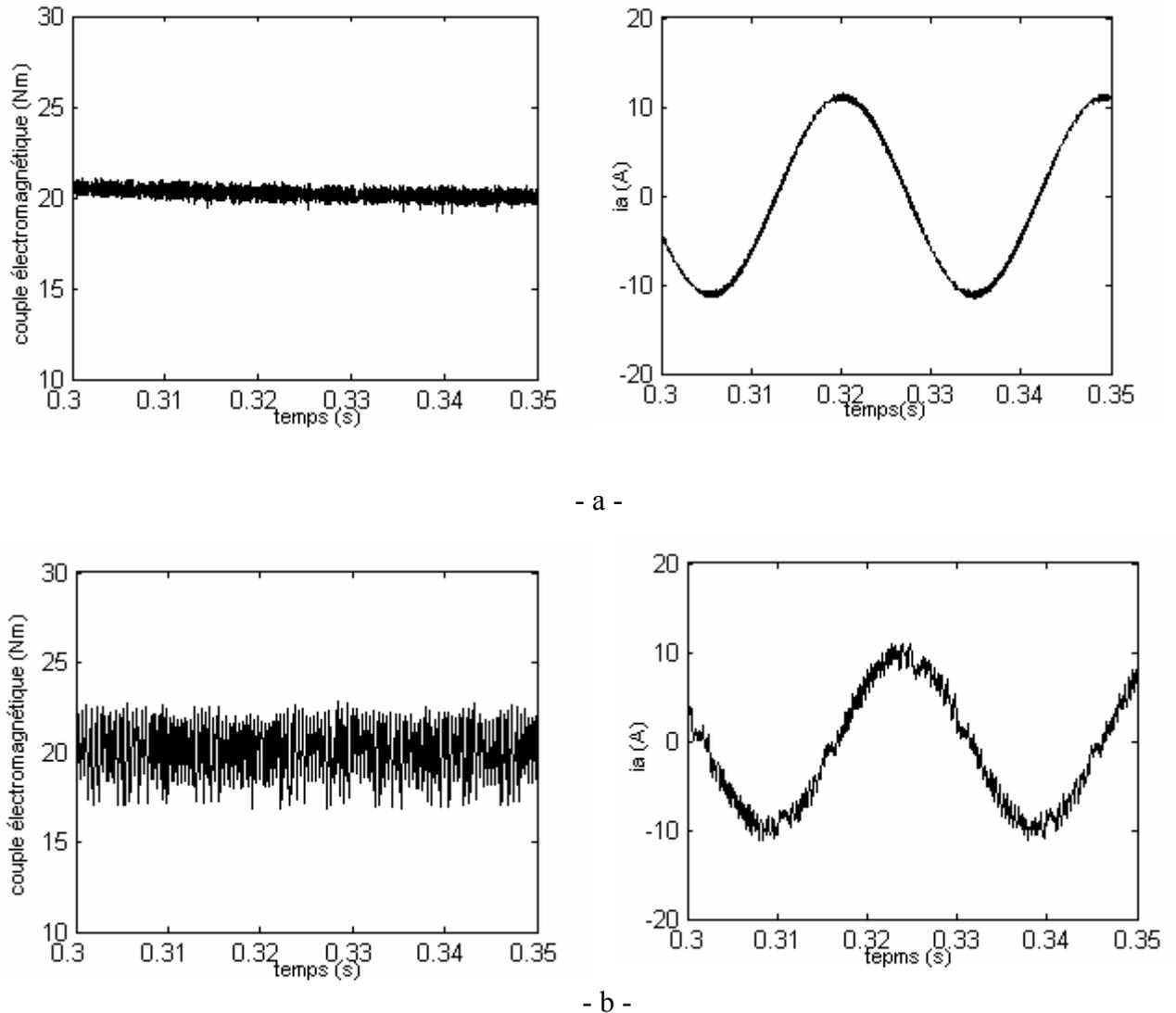


Figure II.12 Réponse du couple et du courant en régime établi pour les deux commandes:

a – FOC en courant

b - DTC

II.4.2 Résultats de simulation FOC et DTC sans boucle de vitesse

La commande directe du couple est une commande sans capteur de vitesse. De nombreuses applications l'adoptent, comme la traction ferroviaire, les machines-outils et les véhicules électriques, récemment.

Comme précédemment, les résultats de la commande DTC sont présentés en comparaison avec ceux de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique en courant.

La figure II.13 montre les résultats de simulation obtenus par application d'un échelon de commande de couple de référence égal 15 N.m à l'instant 0 seconde, suivi d'un autre échelon de 35 N.m à l'instant 0.2 seconde. La comparaison entre les deux réponses montre que la DTC présente une meilleure dynamique et une meilleure précision à l'établissement des grandeurs. On remarque aussi que la FOC en courant présente une bonne dynamique du couple après l'établissement du flux mais ces dynamiques sont mauvaises au démarrage. En conséquence, le flux n'est pas contrôlé et s'établit lentement.

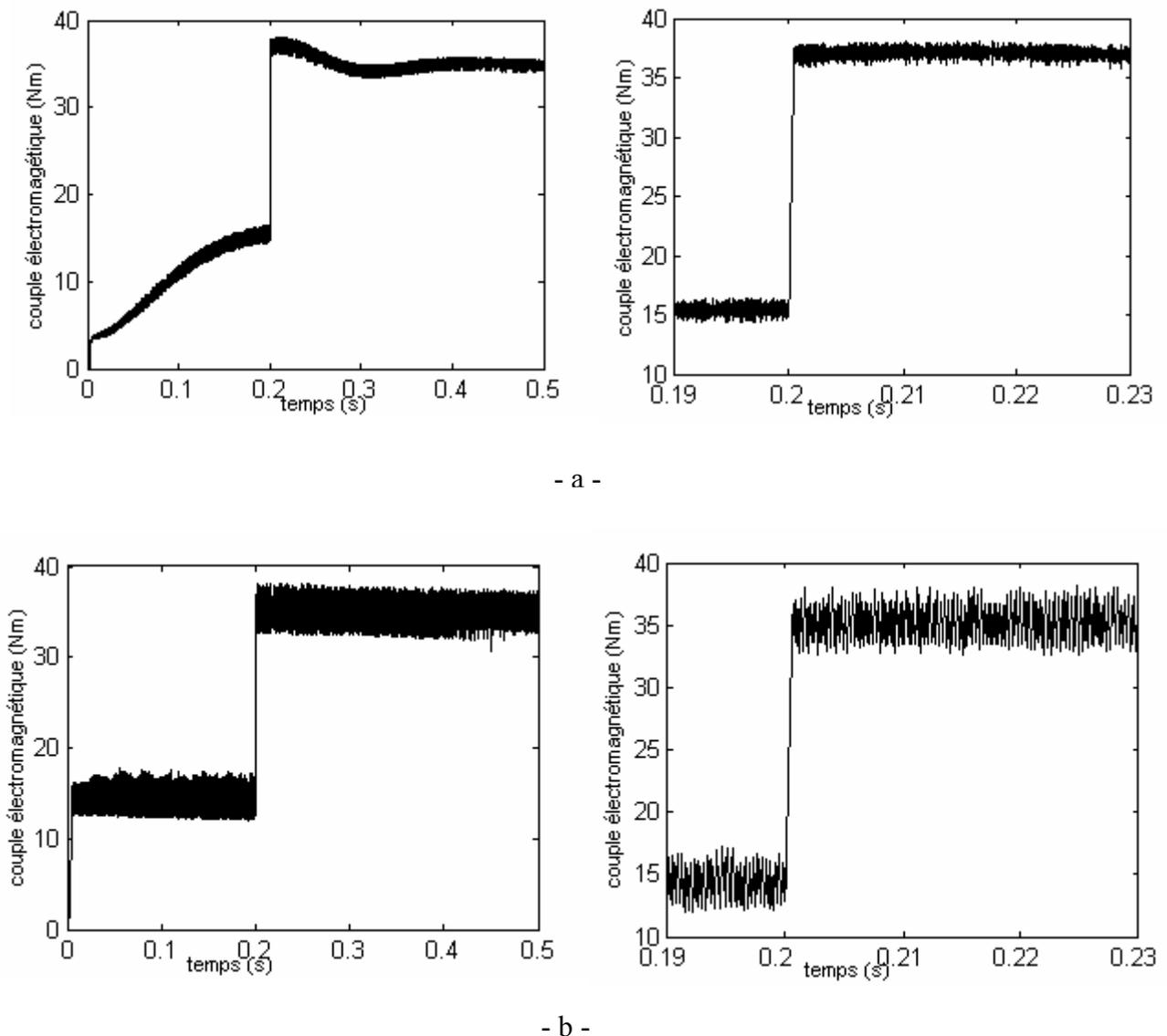


Figure II.13 : Résultats de simulation du couple pour les deux commandes:

a – FOC en courant

b - DTC

La figure II.14 montre les résultats de simulation du courant et du module du flux statorique. On remarque un pic de courant pour la DTC, dû à l'établissement rapide du couple et du flux au démarrage. On remarque aussi la présence des oscillations du flux au démarrage à cause du terme résistif $R_s.i_s$. En effet, la technique DTC est essentiellement basée sur le calcul du flux statorique qui est égal à l'intégrale de $(V_s - R_s.i_s)$. La valeur de la résistance statorique R_s , qui change en fonction de la température surtout aux basses vitesses où la différence $(V_s - R_s.i_s)$ est très petite, peut produire un résultat très imprécis.

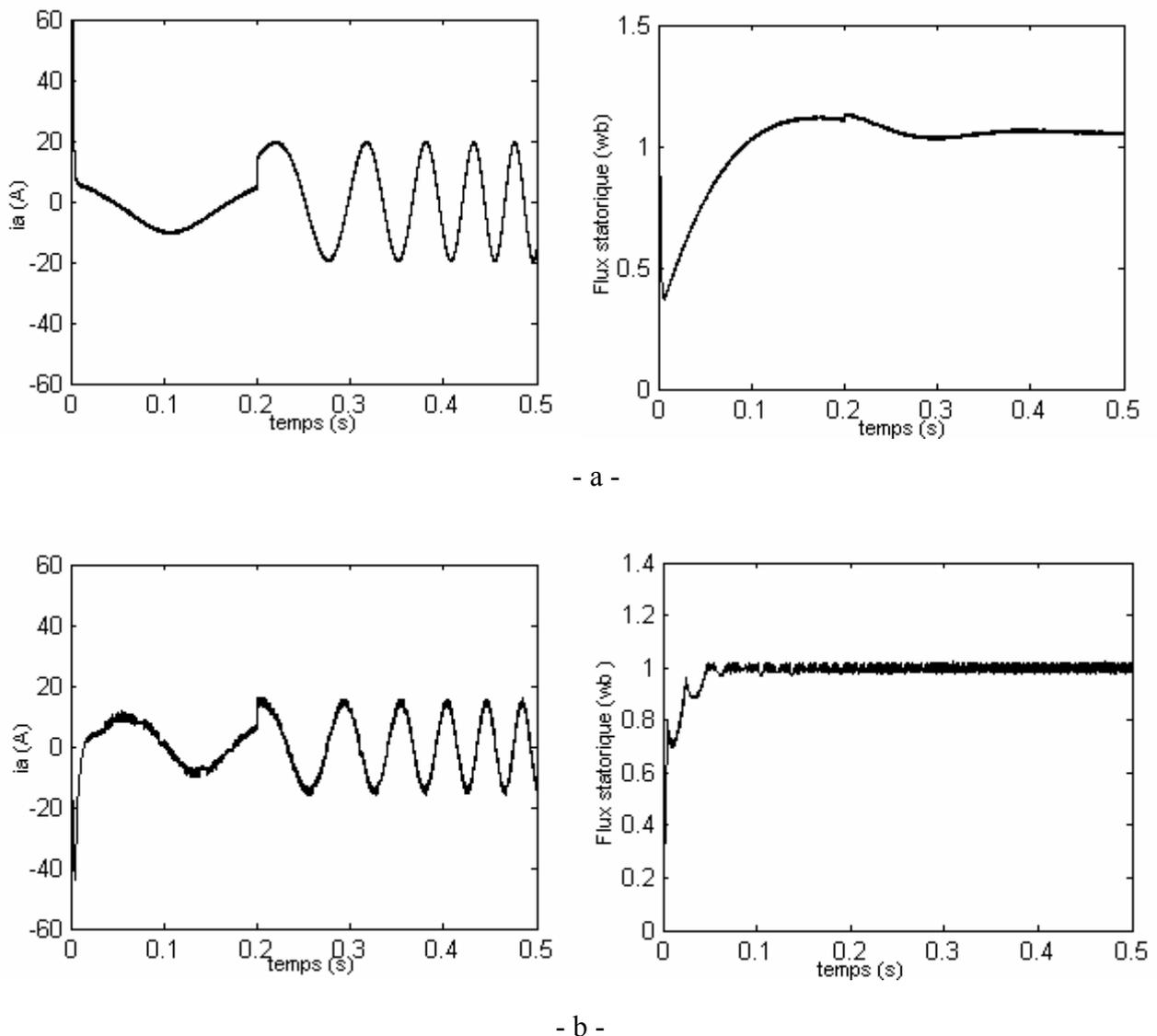


Figure II.14 : Résultats de simulation du courant et du couple pour les deux commandes:

a – FOC en courant

b – DTC

II.5 Discussions

On a présenté une comparaison entre les deux stratégies de commande (commande par orientation de flux rotorique FOC et commande directe de couple DTC). La comparaison est basée sur les diverses caractéristiques de contrôle.

La commande DTC a montré les avantages suivants :

- la réduction du temps de réponse du couple,
- la robustesse par rapport aux variations de paramètres de la machine et de l'alimentation,
- l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux,
- adaptation naturelle à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente néanmoins deux problèmes majeurs :

- absence de maîtrise des harmoniques du couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible),
- excitation de certains modes mécaniques résonnants (couple pulsatoire) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système.

Conclusion

Le principe du contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté des machines asynchrones. Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine.

La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle.

L'étude des principes de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales où l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique.

Dans la suite, on étudiera la structure de contrôle directe du couple dans des conditions de fonctionnement plus contraignantes.