

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سعيـدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –

Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Projet de recherche présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par BENOUIS Bellal et BENHAMIDA Abdelkader

### Sujet

**Commande DTC sans capteur mécanique d'un MAS par un observateur de type mode glissant**

Soutenue publiquement en .../06/2022 devant le jury composé de :

Mr. BENYAHIA Mokhtar

Univ. Saida

Président

Mr. TERRAS Tahar

Univ. Saida

Rapporteur

Mr. YUCEF Abdelaziz

Univ. Saida

Examinateur

Année universitaire 2021/2022

# REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous à donner durant toutes ces longues années d'études.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadrant monsieur **TAHAR TERRAS**, pour avoir accepté de diriger ce travail avec beaucoup d'attention et de disponibilité. Ce fut un réel plaisir de bénéficier à la fois de ses connaissances scientifiques et techniques mais aussi de ses qualités d'écoute et pédagogiques.

Nous remercions les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département d'électrotechnique, et laboratoire de génie Electrotechnique (LGE) à l'université de Saida Dr. Moulay Tahar.

Enfin, Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous les amis et les collègues pour le soutien moral et matériel...

## Dédicaces :

Je dédie ce modeste travail :

Aux êtres les plus chers à mon cœur, ma mère et mon père, qui ont toujours cru en moi et m'ont soutenu tout au long de mon cursus.

À mes très chères sœurs et mes très chers frères

À tous les petits-enfants et petites-filles

Et surtout à ma princesse nièce zineb

À toute ma famille

Et à tous mes enseignants

Finalement je le dédie également à tous mes amis et mes collègues et tous ceux que j'aime.

**Benouis Bellal**

## Dédicaces :

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

"وَقُلْ رَبِّ ارْحَمْنِي صَغِيرًا"

Je dédie ce modeste travail :

Aux êtres les plus chers à mon cœur, ma mère et mon père, qui ont toujours cru en moi et m'ont soutenu tout au long de mon cursus.

À mes très chères sœurs et mes très chers frères

À tous les petits-enfants et petites-filles

A toute ma famille

Et à tous mes enseignants

Finalement je le dédie également à tous mes amis et mes collègues et tous ceux que j'aime.

**BENHAMIDA Abdelkader**

# Table des matières

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone</b>	
I-1 introduction.....	4
I-2 Description de la machine asynchrone .....	5
I-2-1 Structure.....	5
I-2-1-1 Le stator .....	5
I-2-1-2 L'entrefer .....	6
I-2-1-3 Le rotor .....	6
I-2-1-3-1 Rotor à cage d'écureuil.....	6
I-2-1-3-2 Rotor bobiné.....	6
I-3 Principes de fonctionnement d'une machine asynchrone .....	7
I-4 Principe de fonctionnement de la MAS à cage d'écureuil .....	8
I-5 Glissement .....	9
I-6 Fréquences rotoriques.....	9
I-7 Inductions tournantes.....	9
I-8 Bilan de puissance .....	10
I-9 Démarrage du moteur asynchrone .....	11
I-9-1 Démarrage direct .....	11
I-9-2 Démarrage étoile-triangle .....	11
I-9-3 Démarrage par impédances statoriques .....	12
I-9-4 Démarrage par résistances rotoriques.....	12
I-9-5 Démarrage par auto-transformateur.....	12
I-10 Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones.....	12
I-10-1 Action sur le nombre de paires de pôles .....	12
I-10-2 Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique .....	12
I-10-3 Action sur le glissement .....	13
I-11 Freinage des moteurs asynchrones .....	13
I-11-1 Inversion du sens de rotation .....	13
I-11-2 Courant continu .....	13

I-11-3 Electro-freins .....	13
I-11-4 Freinage hyper synchrone.....	13
I-12 modes de fonctionnement de la machine asynchrone.....	13
I-13 Schéma équivalent .....	14
I-14 Modélisation du Moteur asynchrone triphasé.....	15
I-14-1 Hypothèses simplificatrices .....	15
I-14-2 Modèle triphasé de la machine asynchrone dans l'espace électrique.....	15
I-14-3 Mise en équations de la machine asynchrone.....	16
I-14-3-1 Equations électriques .....	16
I-14-3-2 Equations magnétiques .....	16
I-14-3-3 Equation mécanique.....	17
I-14-4 Transformation de Park .....	18
I-14-5 Équations électriques dans le repère de PARK .....	20
I-14-6 La transformation de concordia .....	21
I-14-7 Choix de l'orientation du repère de Park.....	21
I-14-7-1 Equation d'état de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	23
I-14-7-1-1 Dans un référentiel lié au champ tournant.....	23
I-14-7-1-1-1 Expression du couple électromagnétique.....	25
I-14-7-1-2 Dans un référentiel lié au stator.....	25
I-14-7-1-2-1 Expression du couple électromagnétique.....	26
I-14-8 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère $(\alpha, \beta)$ .....	26
I-14-8-1 Expression du couple électromagnétique .....	27
I-15 Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension MLI .....	27
I-15-1 description d'un onduleur triphasés .....	27
I-15-2 Le schéma de l'association convertisseurs–MAS .....	28
I-15-3 Principe de l'onduleur de tension à deux niveaux .....	29
I-15-4 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	30
I-15-5 Techniques de la commande MLI .....	31
I-15-5-1 la commande MLI sinus-triangle.....	31
I-15-5-1-1 Principe de la technique MLI sinus-triangle .....	31
I-15-5-1-2 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle .....	32
I-15-5-2 Modélisation de la commande MLI sinus-triangle.....	32
I-15-5-2-1 Equation de la porteuse .....	32

I-15-5-2-2 Equation des tensions de référence .....	33
I-15-5-2-3 Equations des états des interrupteurs .....	33
I-15-5-2-4 Simulation de la commande MLI sinus-triangle .....	33
I-16 Simulation de l'ensemble (Machine Asynchrone-Onduleur).....	34
I-16-1 Résultats de simulation .....	35
I-16-2 Interprétation de résultats .....	40
I-17 Conclusion .....	41
Références bibliographique.....	42

## **Chapitre II : Onduleurs multiniveaux : Etat d'art**

II-1 Introduction : .....	45
II-2 Intérêt des onduleurs multi-niveaux .....	46
II-3 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....	46
II-3-1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage (NPC) .....	46
II-3-2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants (FC).....	48
II-3-3 Onduleurs multi niveaux en cascade (CHB) .....	49
II-4 Synthèse comparative.....	51
II-5 Principe de l'onduleur multi niveaux .....	52
II-6 Onduleur multiniveau de type NPC d'ordre supérieur.....	53
II-6-1 Onduleur à cinq niveaux de type NPC .....	54
II-6-1-1 Structure .....	54
II-6-2 Onduleur à sept niveaux de type NPC .....	55
II-6-2-1 Structure .....	55
II-7 Application des onduleurs multiniveaux .....	55
II-7-1 La variation de vitesse des machines alternatives .....	56
II-7-2 Dans les réseaux électriques : .....	56
II-8 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC .....	56
II-8-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux .....	56
II-8-2 Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux : .....	57
II-8-3 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC .....	60
II-8-3-1 Commande complémentaires des onduleurs à trois niveaux.....	60
II-8-3-2 Fonction de connexion .....	60
II-8-3-3 Fonction de connexion des demi-bras .....	61
II-8-3-4 Fonction de conversion .....	61

II-8-3-5 Modèle de connaissance .....	62
II-9 simulation de l'onduleur à trois niveaux .....	63
II-9-1 Résultats de simulation.....	64
II-9-2 Interprétation des résultats : .....	67
II-10 Conclusion.....	67
Références bibliographiques : .....	68

### **Chapitre III : commande directe du couple de la MAS**

III-1 Introduction.....	72
III-2 Principe de la commande Directe de Couple .....	73
III-3 Les avantages et les inconvénients de la Commande DTC .....	74
III-4 Stratégie de commande directe du couple (DTC).....	74
III-5 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	74
III-6 Contrôle de flux et du couple électromagnétique : .....	77
III-6-1 Contrôle du flux statorique : .....	77
III-7 Contrôle du couple électromagnétique .....	78
III-9 Les estimateurs.....	81
III-9-1 Estimation du flux statorique .....	81
III-9-2 Estimation du couple.....	82
III-10 Elaboration du Vecteur de Commande .....	83
III-10-1 Correcteur de Flux .....	83
III-10-2 Correcteur du couple : .....	84
III-10-2-1 Correcteur à deux niveaux : .....	84
III-10-2-2 Correcteur à trois niveaux .....	84
III-11 Elaboration de la table de commutation.....	85
III-11-1 Stratégie de commutation dans la DTC .....	85
III-11-2 Table de commutation.....	86
III-12 Amélioration de la commande DTC par Application d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC .....	87
III-12-1 Construction de la table de commutation.....	89
III-12-1-1 Sélection du vecteur tension .....	89
III-12-1-2 Table de commutation : .....	89
III-12-2 Structure générale du contrôle direct de couple.....	96
III-13 Régulateur de vitesse .....	96

III-13-1 Structure de commande <i>IP</i> .....	97
III-14 simulation de la DTC .....	99
III-14-1 Résultats de simulation .....	100
III-14-2 Interprétation de résultats : .....	101
III-15 Conclusion .....	102
Référence bibliographiques .....	103

## **Chapitre IV : Commande sans capteur mécanique par un OMG**

IV-1 Introduction.....	108
IV-2 Commande sans capteur mécanique .....	109
IV-2-1 Définition d'un Estimateur .....	109
IV-2-1-1 Estimateurs de flux statorique .....	110
IV-2-1-2 Estimateurs de flux rotorique .....	110
IV-2-1-2-1 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant .....	111
IV-2-1-2-2 Estimation du flux rotorique par une méthode d'élimination .....	112
IV-2-1-2-3 Estimation de flux rotorique par un modèle en tension .....	112
IV-2-1-2-4 Estimateur de flux rotorique d'ordre complet.....	113
IV-2-1-3 Estimateurs de flux et de vitesse.....	114
IV-2-1-3-1 Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux .....	114
IV-2-1-3-2 Techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice ...	115
IV-2-1-3-3 Estimation de la vitesse par un système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS).....	115
IV-2-1-3-4 Estimation de la vitesse par un filtre de Kalman : .....	117
IV-2-1-4 Limites d'utilisation des estimateurs .....	117
IV-2-2 Structure d'un observateur.....	117
IV-2-2-1 Classification des observateurs .....	118
IV-2-2-1-1 En fonction de la nature du système considéré : .....	119
IV-2-2-1-1-1 Observateurs pour les systèmes linéaires .....	119
IV-2-2-1-1-2 Observateurs pour les systèmes non linéaires .....	119
IV-2-2-1-2 En fonction de l'environnement considéré : .....	119
IV-2-2-1-2-1 Observateurs de type déterministes.....	119
IV-2-2-1-2-2 Observateurs de type Stochastique.....	119
IV-2-2-1-3 En fonction de la dimension du vecteur d'état : .....	119
IV-2-2-1-3-1 Observateurs d'ordre complet .....	119

IV-2-2-1-3-2 Observateur d'ordre réduit .....	119
IV-2-2-2 Observateur de type mode glissant .....	120
IV-2-2-2-1 Principe de l'observateur par modes de glissement .....	120
IV-2-2-2-2 Choix de fonction de commutation .....	122
IV-2-2-2-3 Phénomène du broutement (chattering ) : .....	122
IV-3 Synthèse d'un observateur de type mode glissant pour l'estimation de la vitesse [21]	123
IV-3-1 Estimation de la vitesse .....	125
IV-3-2 Estimation du flux rotorique : .....	125
IV-3-3 Structure générale .....	126
IV-3-4 Schéma bloc de simulation de la MAS avec l'observateur de type mode glissant sans capteur mécanique .....	127
IV-3-5 Résultats de Simulation .....	127
IV-3-6 Interprétation des résultats : .....	129
IV-4 Conclusion .....	129
Référence bibliographiques .....	130
Conclusion générale .....	133
Annexe A .....	135
Annexe B .....	136
Annexe C .....	137

# Liste des figures

## Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Figure (I-1) : construction d'une machine asynchrone	5
Figure (I-2): Le stator d'une machine asynchrone	5
Figure (I-3) : Le rotor à cage d'écureuil d'une machine asynchrone	6
Figure (I-4) : Le rotor bobiné d'une machine asynchrone	7
Figure (I-5) : Principe de fonctionnement d'un rotor à cage d'écureuil	8
Figure (I-6) : Diagramme de bilan de puissance d'une machine asynchrone	10
Figure (I-7) : Différents modes de fonctionnement de la MAS sur la caractéristique mécanique	14
Figure (I-8) : Schéma équivalent en régime permanent Modèle à inductance couplées	14
Figure (I-9) : Représentation schématique de la machine asynchrone triphasé	15
Figure (I-10) : Passage du système au système	18
Figure (I-11) : Repérage angulaire des systèmes d'axes associé au rotor de la MAS.	19
Figure (I-12): Passage du système alpha bêta au système	21
Figure (I-13) : Schéma global de l'alimentation du MAS	28
Figure (I-14) : Onduleur triphasé à deux niveaux	29
Figure (I-15): Onduleur deux niveaux simplifié	30
Figure (I-16) : Principe de la commande MLI sinus-triangle	32
Figure (I-17) : Modèle simulink de la commande MLI sinus-triangle	33
Figure (I-18) : la modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle	34
Figure (I-19) : modèle simulink d'association onduleur-MAS	34
Figure (I-20) : principe de la commande MLI et enveloppe de tension	37
Figure (I-21) : Caractéristiques électriques et mécanique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI	40
Figure (I-22): spectre d'harmonique de la tension de sortie d'onduleur	40

## Chapitre II : Onduleurs multiniveaux : Etat d'art

Figure (II-1) : Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a)	47
Figure (II-2) : Topologie multi-niveau à condensateurs flottants (phase a)	48
Figure (II-3) : Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a)	50

Figure (II-4) : Onduleur à niveaux multiples : a) à deux niveaux. b) à trois niveaux. c) à N niveaux	52
Figure (II-5) : Structure d'un onduleur NPC à cinq niveaux	54
Figure (II-6) : Structure d'un onduleur NPC à sept niveaux	55
Figure (II-7) : Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux de structure NPC	57
Figure (II-8) : Bras de l'onduleur à trois niveaux	57
Figure (II-9) : Les différentes configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux	59
Figure (II-10) : diagramme sumilink de l'onduleur à 3 niveaux	63
Figure (II-11) : la modulation sinusoïdale avec deux porteuses	64
Figure (II-12) : principe de la commande MLI à deux porteuse et enveloppe de tension	66
Figure (II-13) : spectre d'harmonique de tension de sortie de l'onduleur	67
<b>Chapitre III : commande directe du couple de la MAS</b>	
Figure (III-1) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone	73
Figure (III-2) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.	77
Figure (III-3) : Application d'un vecteur tension statorique : (a) permet de diminuer le module du flux statorique, (b) permet d'augmenter le module du flux statorique	78
Figure (III-4) : Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension	79
Figure (III-5) : Choix du vecteur de tension	80
Figure (III-6) : Correcteur du flux à hystérésis à deux niveaux et sélection des vecteurs de tensions	83
Figure (III-7) : Correcteur de couple à trois niveaux	85
Figure (III-8) : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$	87
Figure (III-9) : onduleur à trois niveaux à structure NPC	88
Figure (III-10) : Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à trois niveaux de tension	90
Figure (III-11) : secteur d'évolution du vecteur flux statorique	93
Figure (III-12) : Bloc hystérésis à 5-niveaux	94
Figure (III-13) : La structure du contrôle direct du couple.	96
Figure (III-14) : Schéma –bloc de régulation de vitesse	97
Figure (III-15) : Schéma de commande utilisant la structure IP	97

Figure (III-16) : modèle simulink de structure générale des control direct de couple	99
Figure (III-17) : résultats de simulations pour la commande DTC associé avec MAS	101
<b>Chapitre IV : Commande sans capteur mécanique par un OMG</b>	
Figure (IV-1) : Schéma de principe d'un estimateur	109
Figure (IV-2) : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant	111
Figure (IV-3) : Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur la méthode d'élimination	112
Figure (IV-4) : Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension	113
Figure (IV-5) : Estimateur de flux d'ordre complet en boucle ouverte	113
Figure (IV-6) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique additionné à un modèle en courant	115
Figure (IV-7) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS	116
Figure (IV-8) : Schéma Fonctionnel d'un Observateur	118
Figure (IV-9) : Schéma fonctionnel d'un Observateur à mode glissant	121
Figure (IV-10) : Fonction (non linéarité tout ou rien)	122
Figure (IV-11) : Formes de la fonction de commutation	122
Figure (IV-12) : Structure d'un observateur à mode glissant associé à la DTC	123
Figure (IV-13) : Schéma de principe de la commande sans capteur mécanique d'un MAS avec un observateur de type mode glissant	126
Figure (IV-14) : Schéma bloc de simulation MAS-DTC-OMG sans capteur mécanique	127
Figure (IV-15) : résultats de simulation du OMG	128

---

# Liste des tableaux

## **Chapitre II : Onduleurs multiniveaux : Etat d'art**

Tableau (II-1) : Nombre de composants nécessaires à la réalisation des trois structures d'onduleurs multi niveaux	51
Tableau (II-2) : Réalisation des différents niveaux pour l'onduleur NPC 3 niveaux	58
Tableau (II-3) : Tableau d'excitation associée à la commande complémentaire	60
Tableau (II-4) : Etat de commutation pour chaque bras	63

## **Chapitre III : commande directe du couple de la MAS**

Tableau (III-1) : calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs	76
Tableau (III-2) : position du flux statorique dans l'intervalle	82
Tableau (III-3) : Table de commutation de la structure de DTC	86
Tableau (III-4) : Table de commutation de la structure de DTC à trois niveaux	89
Tableau (III-5) : Répartition en 4 groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à 3-niveaux	90
Tableau (III-6) : Calcul des vecteurs de tension	92
Tableau (III-7) : table de commutation pour un onduleur à trois niveaux	95

# Table des notations et symboles

## Paramètres de modélisation de la machine :

$R_s$	( $\Omega$ )	Résistance statorique par phase,
$R_r$	( $\Omega$ )	Résistance rotorique par phase,
$L_{as}$	( $H$ )	Inductance propre statorique
$L_{ar}$	( $H$ )	Inductance propre rotorique
$L_s$	( $H$ )	Inductance cyclique statorique,
$L_r$	( $H$ )	Inductance cyclique rotorique,
$M_{as}$	( $H$ )	l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$M_{ar}$	( $H$ )	l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
$M_0$	( $H$ )	Le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
$[L_{ss}][L_{rr}]$	( $-$ )	Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques.
$[M_{sr}]$	( $-$ )	matrice d'inductance mutuelle statorique-rotorique.
$L_m$	( $H$ )	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),
$\sigma$	( $-$ )	Coefficient de dispersion ou (de Blondel) ,
$R_{eq}$	( $\Omega$ )	Résistance ramenée au stator
$p$	( $-$ )	Nombre de paires de pôles,
$J$	( $kg \cdot m^2$ )	Moment d'inertie,
$f$	( $Nm \cdot s / rd$ )	Coefficient de frottement visqueux,
$C_{em}$	( $N \cdot m$ )	Couple électromagnétique.
$C_r$	( $N \cdot m$ )	Couple de charge,
$T_s$	( $s$ )	Constante de temps statorique,
$T_r$	( $s$ )	Constante de temps rotorique,

**Repère :**

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$		Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques
$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$		Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques
$(d, q)$		Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
$(\alpha, \beta)$		Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)
$\psi$	(rd)	Position angulaire du système biphasé par rapport au système triphasé,
$\theta$	(rd)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
$\theta_s$	(rd)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe $(d)$ ,
$\theta_r$	(rd)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe $(d)$ ,
$\gamma$	(rd)	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique,

**Grandeurs électriques au stator :**

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	(V)	Tensions statoriques triphasées,
$V_{s,abc}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques triphasées
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$V_{s,\alpha\beta}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$V_{sd}, V_{sq}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$V_{s,dq}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	(A)	Courants statoriques triphasés,
$I_{s,abc}$	(A)	Vecteur des courants statoriques triphasés,
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$I_{s,\alpha\beta}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$i_{sd}, i_{sq}$	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ ,
$I_{s,dq}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$
F	(Hz)	Fréquence électrique de la tension d'alimentation

**Grandeurs électriques au rotor :**

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	$(V)$	Tensions rotoriques triphasées,
$V_{r,abc}$	$(V)$	Vecteur des tensions rotoriques triphasées,
$v_{r\alpha}, v_{r\beta}$	$(V)$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$V_{r,\alpha\beta}$	$(V)$	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$V_{rd}, V_{rq}$	$(V)$	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$V_{r,dq}$	$(V)$	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$	$(A)$	Courants rotoriques triphasés,
$I_{r,abc}$	$(A)$	Vecteur des courants rotoriques triphasés,
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	$(A)$	Courants rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$I_{r,\alpha\beta}$	$(A)$	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$i_{rd}, i_{rq}$	$(A)$	Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ ,
$I_{r,dq}$	$(A)$	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ ,
$f_r$	$(Hz)$	Fréquence rotorique

**Grandeurs magnétiques au stator :**

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	$(Wb)$	Fux magnétiques au stator,
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$	$(Wb)$	Flux statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$\phi_{sd}, \phi_{sq}$	$(Wb)$	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ ,

**Grandeurs magnétiques au rotor :**

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	$(Wb)$	Flux magnétiques au rotor,
$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$	$(Wb)$	Flux rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$\phi_{rd}, \phi_{rq}$	$(Wb)$	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ ,

**Grandeurs mécaniques :**

$\omega$	$(rd / s)$	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
$\omega_s$	$(rd / s)$	Pulsation électrique des grandeurs statoriques,
$\omega_r = \omega_g$	$(rd / s)$	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement),

$g$	(-)	Glissement de la vitesse de rotation : $\omega_r / \omega_s = (\omega_s - \omega) / \omega_s$ ,
$\Omega$	(rd / s)	Vitesse mécanique de rotation : $\Omega = \omega / p$ ,
$N_s$	(tr / mn)	Vitesse mécanique de rotation : $N = 30\Omega / \pi$ ,
$N$	(tr / mn)	Vitesse mécanique nominale de rotation,

**Transformations :**

$[P]$	(-)	Transformation de Park : $X_{abc} \rightarrow X_{dq}$ ,
$[C]$	(-)	Transformation de Concordia : $X_{abc} \rightarrow X_{\alpha\beta}$ ,
$\mathfrak{R}$	(-)	Transformation de rotation de $90^\circ$ ,
$A, B, C$	(-)	Les matrices de transition, commande, et de mesure,

**Grandeurs de la commande :**

$S_K (K = a, b, c)$	(-)	La condition des interrupteurs statiques de l'onduleur,
$m$	(-)	L'indice de modulation,
$r$	(-)	Le taux de modulation,
$f_p$	(Hz)	La fréquence de la tension de la porteuse,
$f_r$	(Hz)	La fréquence de la tension de référence,
$V_p$	(V)	L'amplitude de la tension de la porteuse,
$V_r$	(V)	L'amplitude de la tension de référence,
$T_e$	(s)	Période de commande (ou d'échantillonnage),
$\omega^*$	(rd / s)	Consigne ou valeur de référence de la vitesse de rotation électrique,
$x^*$	(-)	Consigne ou valeur de référence de la variable $x$ ,
$K_p$	(-)	Composante proportionnelle du correcteur PI,
$K_i$	(-)	Composante intégrale du correcteur PI,
$K'_p$	(-)	Composante proportionnelle du correcteur IP,
$K'_i$	(-)	Composante intégrale du correcteur IP,
$\Delta C_{em}$	(-)	Largeur de la bande d'hystérésis du couple

$\Delta\phi_{em}$  (–) Largeur de la bande d'hystérésis du flux

### Grandeurs de l'observateur :

$\hat{\omega}$  (rd / s) Estimation de la vitesse de rotation électrique,

$\hat{x}$  (–) Estimation de la variable  $x$  ,

$K$  (–) Gain de Kalman,

### Sigles utilisés pour la modélisation de la machine :

MAS (–) Machine Asynchrone,

*f. e. m* (e) (–) Force électro-Motrice,

MLI (PWM) (–) Modulation de Largeur d'Impulsion (Pulse-Width Modulation ),

IGBT (–) Transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor),

GTO (–) Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors)

MOSFET (–) Transistors à Effet de Champ Metal-Oxyde-Semiconducteur

NPC (–) Neutral Point Clamped

CHB (–) Cascade H-Bridge

FC (–) Flying Capacitors

### Sigles utilisés pour la commande :

DTC(DTFC) (–) Direct Torque Control (Direct Torque and Flux Control),

DSC (–) Direct Self Control

DVMC (–) Direct Vector Modulation Control

FOC (–) Field Oriented Control (contrôle d'Orientation du Flux),

PI (–) Proportionnel Integral (Correcteur),

IP (–) Integral Proportionnel (Correcteur),

Cflx (–) Contrôleur du flux.

Ccpl (–) Contrôleur du couple.

### Sigles utilisés pour l'observateur :

OMG (–) Observateur Mode glissant

EKF (–) Extended Kalman Filter,

MRAS (–) Model Reference Adaptive System.

---

# Introduction générale

---

### **Introduction générale**

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. On trouve souvent le moteur asynchrone qui est l'actionneur le plus utilisé dans ce domaine, car il possède une construction mécanique simple et robuste. En revanche l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande associés au moteur sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez efficaces. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement des performances dynamiques élevées

Les convertisseurs statiques constituent un très vaste domaine d'utilisation dans l'industrie, en raison de l'utilisation plus importante des entraînements à vitesse variable dans les équipements industriels. Dans la gamme des convertisseurs statiques qui peuvent être associée à la MAS, on trouve les onduleurs de tensions. Ces derniers sont largement utilisés, surtout pour la commande des machines à courant alternatif. Leur majeur inconvénient est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à la sortie (riche en harmoniques), ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges, notamment des machines électriques. Plusieurs recherches sur les méthodes de réduction des harmoniques ont été réalisées dans deux axes, le premier est l'utilisation de topologies d'onduleurs à multi niveaux, tandis que le second concerne les techniques de commande des semi-conducteurs.

Le modèle de la MAS associée à son convertisseur montre un couplage entre les flux et les couples, il est intéressant de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer les performances. Parmi les solutions plus adéquates actuellement utilisées on trouve la commande dite directe du couple (DTC), Initialement développé pour les machines asynchrones dans les années 1986 et 1988 par TAKAHASHI et DEPENBROCK. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issu des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Cependant, pour des raisons techniques ou économiques (difficulté d'implémentation ou coût élevé des capteurs) il n'est pas toujours possible d'accéder à toutes les variables d'état représentant ces grandeurs,

d'où la nécessité de faire recours à un système dynamique auxiliaire, appelé observateur, qui est chargé d'estimer l'état du système [1].

Une des classes les plus connues des observateurs robustes est celle des observateurs mode glissant, ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variable. Ces derniers ont de bonnes propriétés de robustesse vis-à-vis des erreurs paramétriques et des perturbations bornées [2].

**Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres :**

- Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation de la machine asynchrone à cage dans le référentiel de Park. Etant donné, que la MAS est utilisée actuellement dans les entraînements à vitesse variable, l'association d'un convertisseur est nécessaire pour assurer cet objectif. Le convertisseur choisi sera un onduleur à deux niveaux de tensions commandé par la technique à MLI (sinus-triangle). L'association Machine-Convertisseur sera simulée. L'analyse spectrale des tensions délivrées par l'onduleur montre que le taux harmonique de distorsion est assez élevé malgré les avantages de la MLI, ce qui nous conduit à entamer une étude théorique sur les onduleurs multiniveaux afin d'améliorer les performances du système d'alimentation.
- Dans le second chapitre, nous exposerons un état d'art de différentes topologies des onduleurs multiniveaux. Un onduleur d'ordre trois de type NPC sera choisi à cause de ses avantages indéniables, la modélisation détaillée et la simulation de l'onduleur montre bien l'importance de cette structure
- Le troisième chapitre sera consacré à l'exposition du principe de base de la DTC caractérisé par le choix optimal des vecteurs de tensions statoriques selon les différences entre les références du couple et du flux statoriques et leurs valeurs réelles en utilisant de simples comparateur à hystérésis. Le modèle de la machine alimenté par un onduleur de type NPC associé à la commande DTC a été simulé sous MATLAB/SIMULINK.
- Le dernier chapitre, donne une présentation générale des méthodes d'estimation du flux et de la vitesse du rotor en vue d'une commande sans capteur mécanique de la machine. La classification des observateurs nous a permis de choisir un observateur de type mode glissant à cause de sa simplicité et sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques

Enfin, Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

---

# Chapitre I

*Modélisation et simulation de la machine asynchrone*

---

**I-1 introduction**

Les machines asynchrones sont très utilisées (on estime que 80% des moteurs de la planète sont des moteurs asynchrones) car leur coût est inférieur à celui des autres machines, de plus ces machines sont robustes, et la gamme de puissance couverte par les machines asynchrones est très étendue. [1]

La modélisation du moteur asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-moteur-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes. [3]

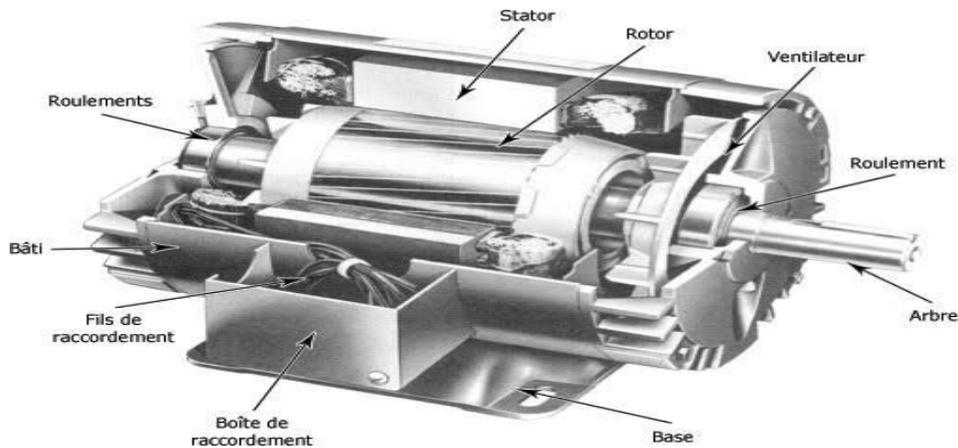
Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, du moteur asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinage et de variation de charge...etc. [2]

Ce chapitre est consacré à la modélisation du système onduleur – machine asynchrone. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la MAS dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur deux niveaux et de son structure de commande « MLI sinus – triangle ».

## I-2 Description de la machine asynchrone

### I-2-1 Structure

La machine asynchrone (ou machine d'induction) comporte une partie fixe appelée le stator d'une part, et une partie mobile appelée le rotor d'autre part, et une espace entre eux appelée l'entrefer



**Figure (I-1) :** construction d'une machine asynchrone

#### I-2-1-1 Le stator

Comporte une carcasse en tôle d'acier dans laquelle est inséré un circuit magnétique formé d'un empilage de tôles. Le stator d'un moteur asynchrone porte un enroulement triphasé réparti dans des encoches du circuit magnétique. Il est généralement couplé en étoile. [4]



**Figure (I-2):** Le stator d'une machine asynchrone

### I-2-1-2 L'entrefer

L'entrefer est la partie d'air entre le stator et le rotor et doit être très étroit pour éviter les pertes de flux. Cette partie amagnétique (c'est de l'air) est d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre de quelques millimètres).

### I-2-1-3 Le rotor

Se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il existe deux types de rotors [5] :

- le rotor à cage d'écureuil (du type en court-circuit)
- le rotor bobiné (relié à des bagues de prise de courant)

#### I-2-1-3-1 Rotor à cage d'écureuil

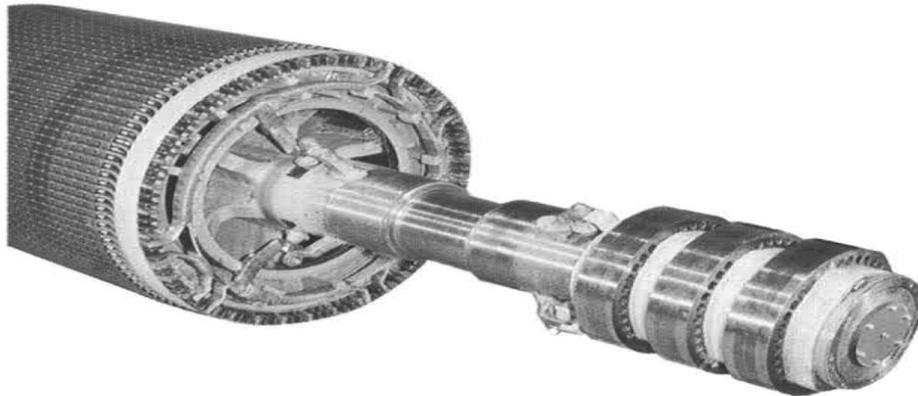
Le circuit électrique du rotor constitué de barres en cuivre ou en aluminium logées dans des encoches régulièrement espacées à la périphérie de l'entrefer. Ces barres sont reliées entre elles à chacune des extrémités du rotor par un anneau de court-circuit. [6]



**Figure (I-3) :** Le rotor à cage d'écureuil d'une machine asynchrone

#### I-2-1-3-2 Rotor bobiné

Comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile. Il est relié à des bagues fixées sur l'arbre de la machine. Ces bagues relient électriquement l'enroulement rotorique à des résistances situées à l'extérieur de la machine. [5]



**Figure (I-4) :** Le rotor bobiné d'une machine asynchrone

### I-3 Principes de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le stator, alimenté par un réseau de fréquence  $F$ , crée une induction tournante  $B_s$  de vitesse  $N_s$ , telle que :

$$N_s = \frac{F}{p}$$

Supposons le rotor immobile : il est balayé par cette induction et des forces électromotrices sont engendrées dans les conducteurs (loi de Faraday ( $e = -\frac{d\phi}{dt}$ )).

Comme les circuits rotoriques sont fermés, des courants rotoriques prennent naissance. Il apparaît des forces électromotrices dues à l'action de l'induction statorique sur les courants rotoriques. En vertu de la loi de Lenz, ces forces tendent à entraîner le rotor dans le sens des inductions tournantes. Il existe un couple de démarrage, le rotor se met à tourner si le couple est suffisant. Pour qu'il y ait couple, il faut donc :

- Que les circuits rotoriques soient fermés, sinon les courants rotoriques sont nuls.
- Que la vitesse  $N$  prise par le rotor soit différente de la vitesse  $N_s$  de l'induction. Si  $N = N_s$ , les conducteurs tournent à la vitesse de l'induction statorique, aucune f.é.m. n'est induite, et par conséquent aucun courant ne circule dans le rotor donc il ne peut y avoir de couple.

On obtient donc un résultat très différent de celui de la machine synchrone pour laquelle il n'y avait de couple qu'au synchronisme. Pour la machine asynchrone :

- Si  $N < N_s$  couple moteur ;
- Si  $N = N_s$  couple nul ;
- Si  $N > N_s$  couple de freinage ;

$N_s$ : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant

$N$  : vitesse de rotation du rotor

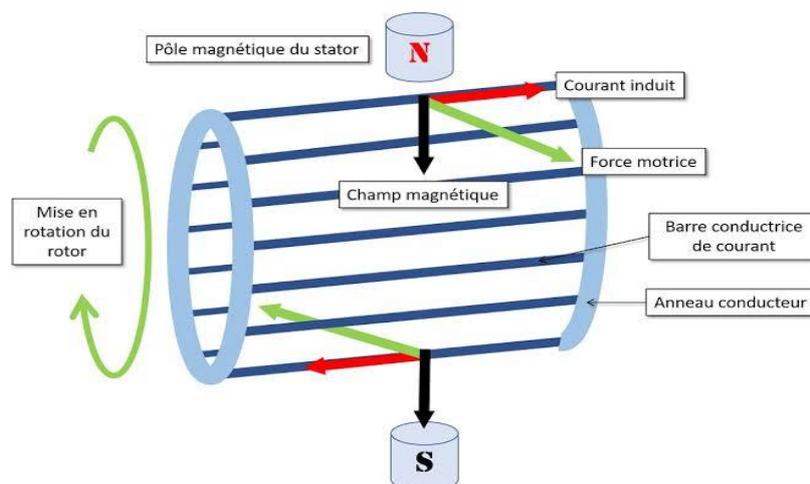
## REMARQUES

Le nombre de pôles doit être le même au rotor et au stator. Dans le cas de la cage d'écureuil, ce résultat est automatique. La répartition des f.é.m. dans les barreaux de la cage est imposée par les pôles de l'inducteur statorique fictif : deux barreaux distants de  $180^\circ/p$  ont des *f.e.m* opposées et constituent une « spire » dans laquelle circule le courant rotorique. Le nombre de pôles rotoriques est donc égal à "P". [1]

### I-4 Principe de fonctionnement de la MAS à cage d'écureuil

On suppose qu'à chaque pôle fictif du champ tournant du stator correspond un seul conducteur actif. A l'état initial où chaque conducteur est placé sous un pôle, nous appliquons la règle des trois doigts de la main droite ( $\vec{F} = \vec{I} \cdot dl \wedge \vec{B}$ ) pour retenir le sens de déplacement de chaque conducteur par rapport au sens du champ tournant.

Le conducteur exposé au pôle nord est le siège d'une f.é.m. qui s'ajoute à celle du conducteur exposé au pôle sud. Les deux couronnes aux extrémités des deux conducteurs permettent au courant induit à refermer le circuit formant ainsi une section. La force de LAPLACE appliquée sur ces deux conducteurs suivant la règle des trois doigts de la main droite met en mouvement ces conducteurs dans le même sens que le champ tournant. Même phénomène se produit dans la section formée des autres conducteurs. [6]



**Figure (I-5) :** Principe de fonctionnement d'un rotor à cage d'écureuil

**I-5 Glissement**

L'origine des courants rotoriques réside dans la différence des vitesses  $N_s$  et  $N$ . On introduit une grandeur fondamentale sans dimension, le glissement  $g$  défini par : [1]

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

Notons que :

$$N = 0 \Rightarrow g = 1 \Rightarrow \text{Démarrage}$$

$$N = N_s \Rightarrow g = 0 \Rightarrow \text{Synchronisme}$$

$$0 < N < N_s \Rightarrow 0 < g < 1 \Rightarrow \text{Moteur}$$

$$N > N_s \Rightarrow g < 0 \Rightarrow \text{Génératrice}$$

**I-6 Fréquences rotoriques**

La vitesse relative de l'induction statorique par rapport au rotor est :

$$N_s - N = g * N_s$$

Par suite, le rotor ayant " $P$ " paires de pôles, la fréquence des f.é.m. et des courants est donc :

$$f_r = g * F \text{ et comme } F = P * N_s$$

On peut mesurer directement le glissement en mesurant la fréquence rotorique  $f_r$ . Comme  $g$  est faible, la précision obtenue est meilleure qu'en mesurant  $N_s$ ,  $N$  et en faisant la différence. Dans le cas du moteur à rotor bobiné, il est facile d'accéder à une tension détectable (entre deux bagues par exemple). Pour le moteur à cage, on peut si nécessaire détecter les faibles tensions induites entre les extrémités de l'arbre. [1]

**I-7 Inductions tournantes**

Les courants rotoriques, de fréquence  $f_r$ , engendrent à leur tour une induction rotorique qui

tourne à la vitesse  $\frac{f_r}{p} = g * \frac{F}{p} = g * N_s$

L'induction rotorique tourne donc, elle aussi, à la vitesse  $N_s$  par rapport au stator :

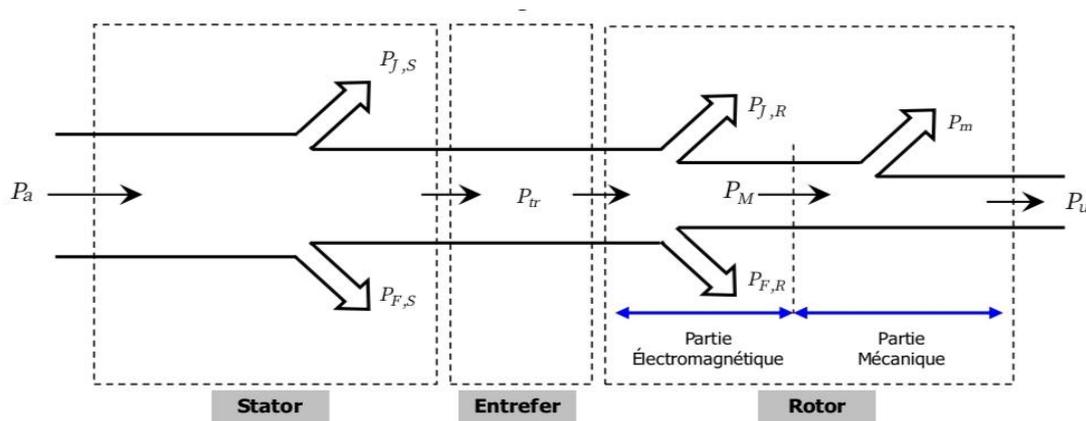
$$g * N_s + N = N_s$$

Quelle que soit la vitesse du rotor, les inductions statoriques et rotoriques ont toujours la vitesse  $N_s$ . De leur composition provient le couple électromagnétique  $C_e$  qui est produit à la vitesse  $N_s$

comme dans une machine synchrone et transmis au rotor. Les lois de la dynamique impliquent qu'en régime permanent ( $N = \text{constante}$ ), ce couple soit égal au couple mécanique résistant  $C_m$  opposé au rotor.[1]

### I-8 Bilan de puissance

On peut regrouper sur un diagramme les diverses pertes de puissance active du moteur : [1]



**Figure (I-6) :** Diagramme de bilan de puissance d'une machine asynchrone.

- Puissance absorbée :  $P_a = 3 V_1 I_1 \cos \varphi_1$ .
- Puissance électromagnétique transmise  $P_{tr}$ , c'est la puissance transmise du stator au rotor par les inductions tournantes à la vitesse de synchronisme:  $P_e = C_e 2\pi n_s = C_e \Omega_s$ .
- La puissance mécanique est fournie par le rotor à la vitesse  $N$  :  $P_M = C_m 2\pi n = C_m \Omega$ .
- La puissance utile délivrée sur l'arbre de sortie du moteur, s'écrit en introduisant le couple utile :  $P_u = C_u 2\pi n = C_u \Omega$ .
- Pertes Joule du stator : si  $R_1$  est la résistance d'une phase statorique, alors  $P_{J_s} = 3 R_1 I_1^2$ .
- Pertes fer stator  $P_{f_s}$  : comme pour le transformateur, elles seront liées au carré de la tension.
- Pertes Joule rotor  $P_{J_r}$  : si  $R_2$  est la résistance d'une phase rotorique et  $I_2$  le courant rotorique, on aura :  $P_{J_r} = 3 R_2 I_2^2$ . (Pour une cage, on définit une résistance et un courant équivalent en assimilant la cage à un enroulement polyphasé).
- Pertes fer rotoriques  $P_{f_r}$  : elles sont faibles en fonctionnement normal car la fréquence rotorique est petite. On les négligera en pratique devant les pertes joule dans les conducteurs du rotor.
- Les pertes mécaniques correspondent à un couple de frottement  $C_f$ .

On a évidemment :

$$C_u = C_m - C_f$$

L'équilibre dynamique du rotor implique l'égalité des couples  $C_e$  et  $C_m$ . Il en résulte une propriété remarquable du moteur

$$P_{tr} = P_M + P_{Jr}$$

$$P_{Jr} = gP_{tr} = gC_e\Omega_s$$

En négligeant les pertes fer rotor, on voit que les pertes Joule rotor sont directement liées à la production de puissance électromagnétique. Si  $C_e$  n'est pas nul, comme  $g$  est nécessairement différent de zéro, il faut qu'il y ait des pertes Joule rotor. Cette constatation, spécifique des machines asynchrones, implique une incidence directe sur le rendement, On a :

$$\eta = P_u/P_a$$

$$\text{Où: } \frac{P_M}{P_{tr}} = \frac{N}{N_s} = 1 - g$$

$$\text{Donc : } \eta < \frac{N}{N_s}$$

## I-9 Démarrage du moteur asynchrone

### I-9-1 Démarrage direct

Si le réseau le permet, on peut démarrer un moteur en le branchant directement à l'aide d'un contacteur sur le réseau. Le courant de pointe au démarrage  $I_d$  est alors de 6 à 7 fois le courant nominal. Sur des réseaux où l'absorption d'un tel courant de démarrage peut entraîner un creux de tension préjudiciable (réseau peu « puissant » du type de ceux des navires) il est nécessaire de prévoir des dispositifs de démarrage dont le but est de réduire le courant absorbé lors du démarrage [1].

### I-9-2 Démarrage étoile-triangle

On utilise un moteur qui doit être normalement couplé en triangle sur le réseau. Un commutateur permet de brancher, pendant le démarrage, le stator en étoile. Chaque enroulement, placé sous la tension  $V = \frac{U}{\sqrt{3}}$  absorbe un courant divisé par  $\sqrt{3}$ . Du fait du couplage, le courant de ligne est divisé par 3 par rapport au cas précédent [1].

**I-9-3 Démarrage par impédances statoriques**

On réduit la tension stator en insérant, lors du démarrage, des résistances ou des inductances en série avec les enroulements du stator. Le couple au démarrage est réduit dans un rapport réglable. Ce mode de démarrage est plus souple : on peut fractionner les impédances et les court-circuiter progressivement. [1]

**I-9-4 Démarrage par résistances rotoriques**

Les procédés précédents étaient utilisables, que le moteur soit à cage ou à rotor bobiné. Dans ce dernier cas, on peut utiliser un rhéostat rotorique qui agit sur le glissement : si  $R_2$  augmente, on peut alors augmenter le couple au démarrage et réduire l'appel du courant. [1]

**I-9-5 Démarrage par auto-transformateur**

Si le rapport de transformation est  $m = \frac{1}{2}$ , la tension aux bornes du moteur est  $U' = \frac{U}{2}$  et le courant est  $I_d = \frac{I_{dd}}{2}$  dans le moteur, mais le courant appelé au réseau n'est que  $\frac{I_d}{2} = \frac{I_{dd}}{4}$  (propriétés des transformateur). Le rapport des couples est :  $\frac{C_d}{C_{dd}} = \left(\frac{I_d}{I_{dd}}\right)^2 = \frac{1}{4}$

**I-10 Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones**

Le réglage de la vitesse de rotation du moteur peut donc être obtenu par : [1]

**I-10-1 Action sur le nombre de paires de pôles**

On peut construire un moteur à cage dont le stator comporte plusieurs enroulements à nombre de pôles différents. Selon le branchement réalisé, on obtient des vitesses de synchronisme  $N_s$ , et par suite  $N$  différentes, les vitesses pourront être très éloignées.

- Machines à bobinage primaire unique (couplage d'enroulements du type Dahlander).
- Machines à plusieurs bobinages primaires (machines à enroulements séparés).

**I-10-2 Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique**

Que le moteur soit à cage ou à rotor bobiné, la variation de la valeur efficace de la tension statorique au moyen d'un gradateur déforme la caractéristique mécanique, C'est un moyen simple de variation de vitesse, mais la plage de variation de vitesse est très réduite, limitée entre la vitesse permettant l'obtention du couple maximum et la vitesse de synchronisme, l'obtention de très faible vitesse n'est pas possible.

- Convertisseurs de fréquence électromécaniques (alternateur entraîné par un moteur à courant continu pilotant plusieurs moteurs asynchrones tournant à la même vitesse).
- Convertisseurs statiques (onduleurs de courant, de tension, MLI, contrôle vectoriel de flux, cyclo convertisseurs).

### I-10-3 Action sur le glissement

- Action sur la tension d'alimentation statorique (autotransformateur, gradateur).
- Rhéostat de glissement au rotor.

Si le moteur est à bagues, on peut utiliser le rhéostat rotorique pour, à couple donné, augmenter le glissement. On réduit ainsi la vitesse, mais le rendement diminue  $\eta < \frac{N}{N_s}$ , l'intérêt de ce réglage est d'être progressif.

## I-11 Freinage des moteurs asynchrones

### I-11-1 Inversion du sens de rotation [7]

Lorsqu'on intervertit deux fils de l'alimentation, le champ tourne en sens inverse du rotor, le moteur fonctionne comme un frein, il absorbe l'énergie cinétique des parties tournantes qui est dissipée en chaleur dans le rotor. On peut limiter l'intensité en insérant des résistances en série

### I-11-2 Courant continu

En injectant du courant continu dans deux phases du stator, on provoque l'arrêt rapide du moteur. On utilise à cet effet un transformateur abaisseur et un pont de diodes pour limiter le courant à environ  $1,3I_n$  [7]

### I-11-3 Electro-freins

Un électro-aimant triphasé ou monophasé assure le freinage [7]

### I-11-4 Freinage hyper synchrone

Ce type de freinage s'applique aux moteurs à bagues servant au levage. Le moteur fonctionne comme une génératrice asynchrone [7].

## I-12 modes de fonctionnement de la machine asynchrone

La machine asynchrone entraînée à une vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme fournit de la puissance au réseau, voir la figure (I-7). La génératrice asynchrone permet sans problèmes de couplage et de régulation précise de vitesse de fournir de l'énergie active à un réseau triphasé déjà alimenté par ailleurs par des machines asynchrones. Le fonctionnement autonome de la

génératrice ne peut exister : elle doit recevoir la puissance réactive engendrant l'induction tournante de référence. La génératrice asynchrone, compte tenu de la simplicité de l'installation (absence de coupleur automatique, de régulation de vitesse), est assez répandue. Pratiquement toutes les petites centrales hydrauliques de moins de 5 MW sont constituées d'une génératrice asynchrone [1].

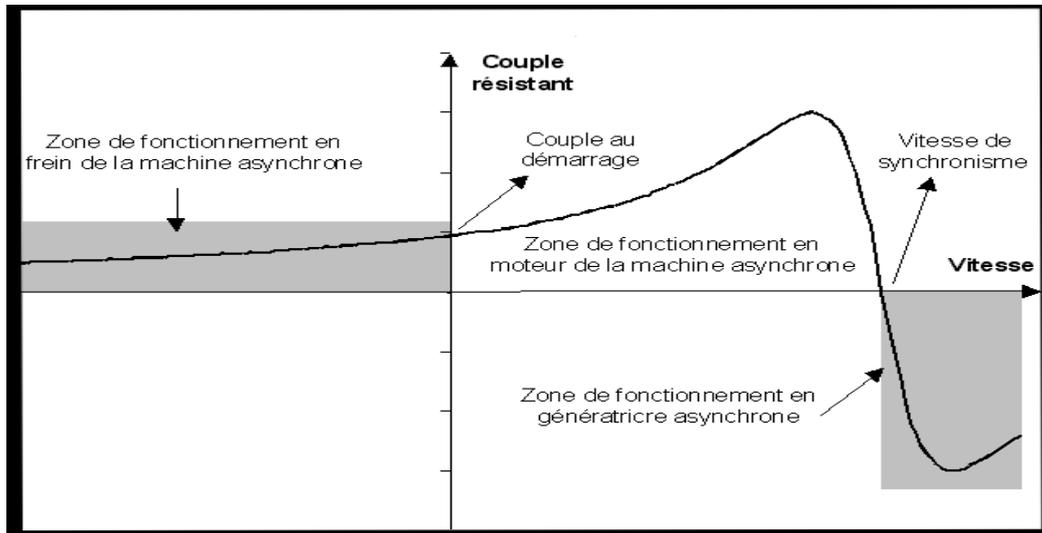


Figure (I-7) : Différents modes de fonctionnement de la MAS sur la caractéristique mécanique

### I-13 Schéma équivalent

En régime permanent, la machine est alimentée par un système de tension triphasée équilibré de pulsation et d'amplitude constante. Pour la même charge, la vitesse de rotation est aussi constante. Dans ce cas, Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable (vecteurs de Fresnel). Ainsi, le schéma équivalent à une phase de la machine, en régime permanent, est établi à partir de l'analogie avec le transformateur et des coefficients d'inductance

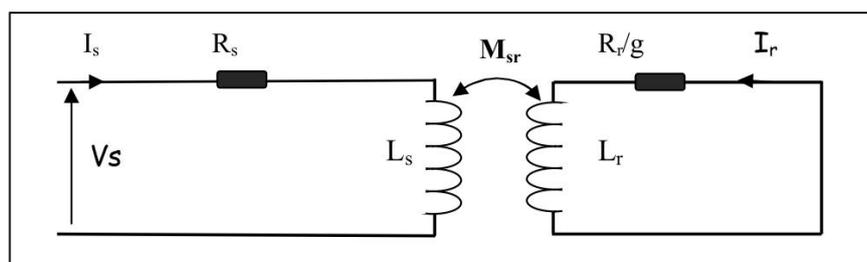


Figure (I-8) : Schéma équivalent en régime permanent Modèle à inductance couplées

## I-14 Modélisation du Moteur asynchrone triphasé

### I-14-1 Hypothèses simplificatrices

L'étude de ce moteur traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes : [8] [9]

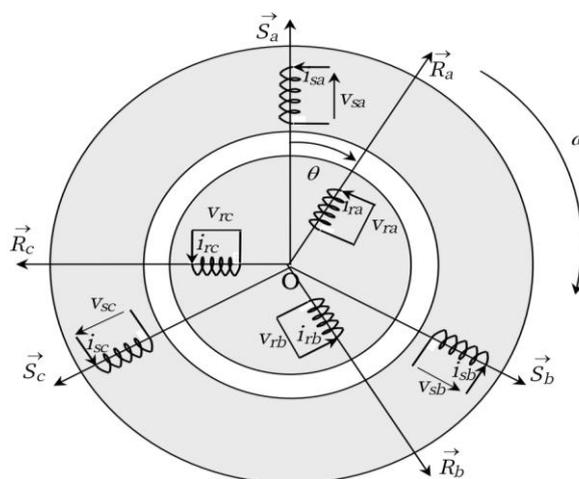
- Entrefer constant, effets des encoches et pertes ferromagnétiques négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante (circuit magnétique linéaire et inductances constantes).
- Variation des caractéristiques par effet de peau et échauffement négligeables.

Ces hypothèses simplificatrices ont pour principales conséquences :

- Additivité des flux, et la constance des inductances propres.
- Loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

### I-14-2 Modèle triphasé de la machine asynchrone dans l'espace électrique

La structure générale de la machine asynchrone est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statorique sont décalés entre un d'un angle  $(2\pi/3)$ , ainsi que les axes rotorique. L'angle  $\theta$  représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique  $R_a$  et l'axe fixe de la phase statorique  $S_a$ . Les axes rotorique tournant avec  $\omega_r$  par rapport aux axes statorique fixes sont représentés par la figure suivante.



**Figure (I-9) :** Représentation schématique de la machine asynchrone triphasé

**I-14-3 Mise en équations de la machine asynchrone****I-14-3-1 Equations électriques**

En appliquant la loi de Faraday à chaque phase, les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator avec l'indice "s" et le rotor avec l'indice "r" comme suit : [9] [10]

$$\begin{cases} V_s = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}\phi_s \\ V_r = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}\phi_r \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T$  : Vecteur de tensions statorique.

$[I_s] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T$  : Vecteur de courants statorique.

$[\phi_s] = [\phi_{sa} \phi_{sb} \phi_{sc}]^T$  : Vecteur de flux statorique.

$[V_r] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T$  : Vecteur de tensions rotorique.

$[I_r] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T$  : Vecteur de courants rotorique.

$[\phi_r] = [\phi_{ra} \phi_{rb} \phi_{rc}]^T$  : Vecteur de flux rotorique.

$R_s$  et  $R_r$  : Résistances d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement. Sont données par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

Les trois enroulements  $ra, rb, rc$  sont en court-circuit d'où :  $V_r = 0$

**I-14-3-2 Equations magnétiques**

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisant à une matrice des inductances, qui établit les relations linéaires entre les flux et les courants : [8] [10] [11]

$$\begin{cases} \phi_s = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ \phi_r = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (\text{I-3})$$

Tel que :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

$[L_{ss}]$  : Matrice d'inductances statorique.

$[L_{rr}]$  : Matrice d'inductances rotorique.

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelle stator-rotor.

$L_{as}$  et  $L_{ar}$  : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

$M_{as}$  et  $M_{ar}$  : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement.

$M_0$  : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et phases rotoriques.

$\theta$  : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{[L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]\} \\ [0] = [R_r][I_r] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{[M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r]\} \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

### I-14-3-3 Equation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$C_e - C_r = \frac{Jd\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I-7})$$

Avec :

$C_e$  : représente le couple moteur appliqué.

$C_r$  : représente le couple résistant.

$J$  : le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes.

$\Omega$  : vitesse mécanique du moteur

$f$  : Le coefficient de frottement.

Les équations, (I-5), (I-6) représentent deux inconvénients majeurs :

- 1- Un nombre important de variables couplées entre elles,
- 2- La dépendance des matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  de l'angle de rotation  $\theta$ .

Pour pallier à ce problème, on cherche des transformations, des variables triphasées de la machine asynchrone, permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère diphasé fixe ou tournant par rapport au stator ou au rotor. [8] [10]

#### I-14-4 Transformation de Park

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator ( $a_r, b_r, c_r$ ) ou du rotor ( $a_s, b_s, c_s$ ). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires ( $d, q$ ) tournant à la vitesse  $\omega_s$  par rapport au stator, et à la vitesse  $\omega$  par rapport au rotor. La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasé équilibré à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes  $d, q$ . [9] [12]

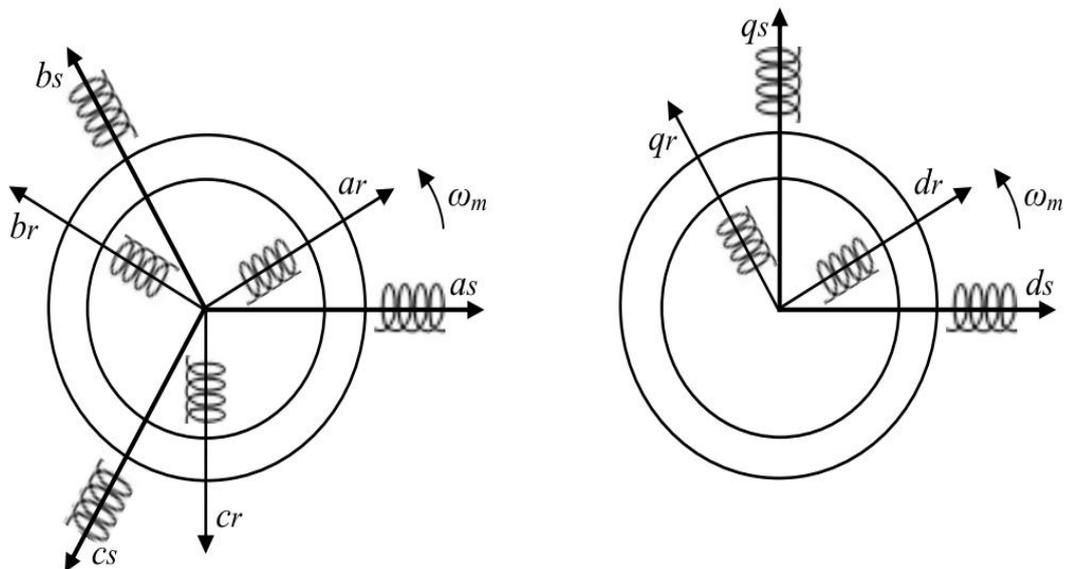
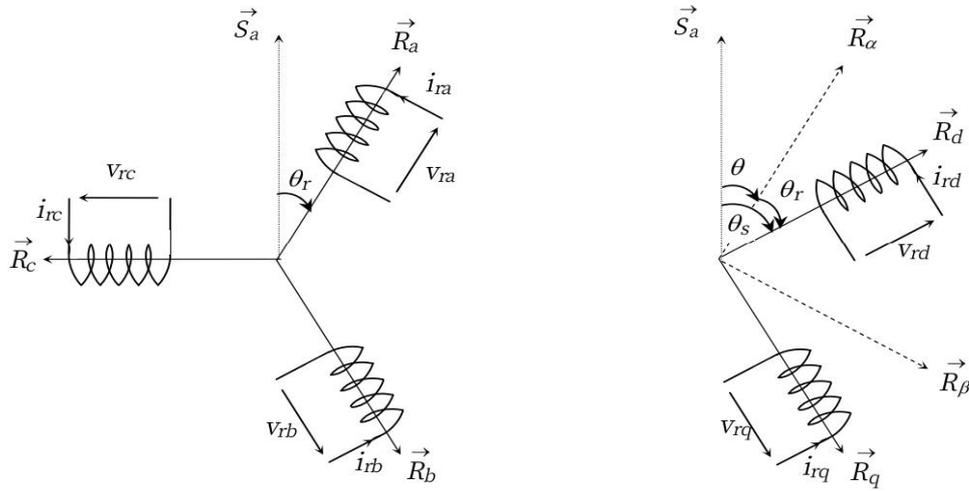


Figure (I-10) : Passage du système  $abc$  au système  $dqo$



**Figure (I-11) :** Repérage angulaire des systèmes d’axes  $(d, q)$  associé au rotor de la MAS.

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante : Avec :  $\theta = \theta_s - \theta_r$

La transformation d’un enroulement triphasé en enroulement biphasé, en tenant compte de l’égalité des puissances en régime permanent, est définie par la matrice de Park suivante [3] [9] [10] [13] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\psi)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I-8}$$

Avec :  $X = V, I, \phi$

La transformation inverse est obtenue par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\psi)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \tag{I-9}$$

Pour un système triphasé équilibré, on a :

$$X_a + X_b + X_c = 0$$

Cela implique que la composante d’indice «*o*» (composante homopolaire) est nulle.

On définit donc la matrice de transformation de park par :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

### I-14-5 Équations électriques dans le repère de PARK

Les équation statoriques et rotorique :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

On applique la transformation de Park aux équation de flux et de courant (I-3), on trouve les relations électromagnétiques de la machine :  $L_m, L_s, L_r$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

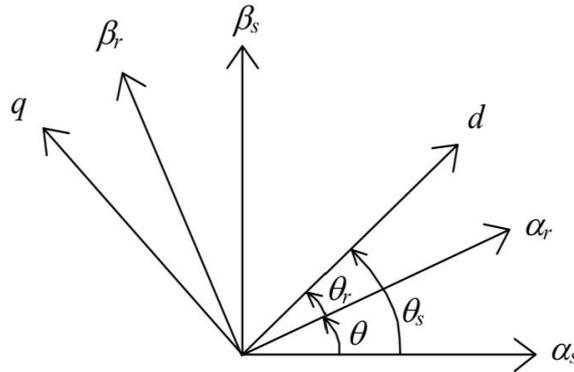
Les expressions des courants en fonctions des flux sont comme suivies :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} \\ I_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\ I_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd} \\ I_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \phi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

Avec :  $L_s = L_{as} - M_{as}$ ,  $L_r = L_{ar} - M_{ar}$ ,  $L_m = \frac{3}{2} M_0$ ,  $\sigma = 1 - (M_0^2 / L_s \cdot L_r)$

**I-14-6 La transformation de Concordia**

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice  $[C]$ . Aux vecteurs originaux  $[V_{abc}], [I_{abc}], [\phi_{abc}]$ , la transformation de concordia fait correspondre les vecteurs originaux  $[V_{\alpha\beta o}], [I_{\alpha\beta o}], [\phi_{\alpha\beta o}]$ . Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. [12]



**Figure (I-12):** Passage du système alpha bêta au système dq

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C][X_a X_b X_c]^T \tag{I-15}$$

$$[X_a X_b X_c]^T = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta o}] \tag{I-16}$$

Où  $[C]$  est la matrice de transformation directe de Concordia, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad [C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I-17}$$

**I-14-7 Choix de l'orientation du repère de Park**

Il existe plusieurs choix de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue [14] [15] :

- Axes tournants à la vitesse du rotor  $\theta_r = constante$  : permet l'étude des grandeurs statoriques.

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \text{ avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

- Axes liés au stator  $\theta_s = 0$  : c'est le repère naturel ou stationnaire de la machine asynchrone. Ce choix permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clark dans le cas de non conservation de puissance ou celle de Concordia dans le cas contraire. C'est ce choix qui est utilisé pour la conception de la commande directe du couple.

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases} \text{ avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

- Axes solidaires du champ tournant : Ce choix permet d'avoir une pulsation de glissement et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique  $\omega_s$  créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \text{ avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s, \omega = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-23})$$

On désigne par  $\omega_s = \frac{d\phi_s}{dt}$ , la vitesse angulaire des axes d, q dans le repère statorique ( $as, bs, cs$ )

et par  $\omega_r = \frac{d\phi_r}{dt}$ , la vitesse angulaire des axes d, q dans le repère rotorique ( $ar, br, cr$ ), et par

$\omega_m = \frac{d\phi_m}{dt}$ , la vitesse angulaire du repère rotorique dans le repère statorique de sorte qu'à partir de l'expression (I-4) il se déduit :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \omega_s - \omega_m = \omega_g \quad (\text{I-24})$$

Où  $\omega_g$  la pulsation de glissement

### I-14-7-1 Equation d'état de la machine asynchrone dans le repère de Park

#### I-14-7-1-1 Dans un référentiel lié au champ tournant [14]

La représentation d'état dans le référentiel lié au champ tournant est utilisée dans la conception de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Ce référentiel est noté ( $d, q$ ) et il se traduit par les conditions  $\frac{d\phi_s}{dt} = \omega_s$  et  $\frac{d\phi_r}{dt} = \omega_g$ . D'où les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_g \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_g \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

En remplaçant les expressions des flux de l'équation (I-13) dans l'équation (I-25), on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \omega_s & L_m \frac{d}{dt} & -L_m \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_m \omega_s & L_m \frac{d}{dt} \\ L_m \frac{d}{dt} & -L_m \omega_g & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \omega_g \\ L_m \omega_g & L_m \frac{d}{dt} & L_r \omega_g & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

L'équation (I-26) est une équation différentielle matricielle de la forme  $EX + FX = G$

$$\text{Où } X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} R_s & -L_s\omega_s & 0 & -L_m\omega_s \\ L_s\omega & R_s & L_m\omega_s & 0 \\ 0 & -M\omega_g & R_r & -L_r\omega_g \\ L_m\omega_g & 0 & L_r\omega_g & R_r \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} I_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & I_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & I_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

$$G = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Cette équation peut être transformée en une équation d'état de la forme  $\dot{X} = AX + BU$

où  $A = -F^{-1}E$  et  $B$  est une matrice aux deux premières colonnes de  $F^{-1}$  avec :

$$F^{-1} = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{L_m}{L_r} \\ -\frac{L_m}{L_r} & 0 & \frac{L_s}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{L_r} & 0 & \frac{L_s}{L_r} \end{bmatrix} \quad \text{et } U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-28})$$

Après calcul, l'équation d'état de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant est donnée par :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I-29})$$

$$\text{Où } X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-30})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_m & \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s} \omega_m \\ -\left(\omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_m\right) & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_s} \omega_m & \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{L_m}{\sigma L_r T_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_r} \omega_m & -\frac{L_m}{\sigma L_s} \omega_m & \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{L_m}{\sigma L_r} \omega_m & \frac{L_m}{\sigma L_r T_s} & -\omega_s + \frac{1}{\sigma} \omega_m & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -\frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I-32})$$

Où  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps rotorique et  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$  est la constante de temps statorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_0$  : Inductance cyclique mutuelle.

#### I-14-7-1-1-1 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé en fonction des courants rotoriques et statoriques

$$C_e = \left( \frac{2}{3} \right) P L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) \quad (\text{I-33})$$

Où  $C$  est la constante de la transformation de Park, prenant la valeur de  $\sqrt{\left(\frac{2}{3}\right)}$  dans le cas d'une transformation avec conservation de puissance ou la valeur  $\frac{2}{3}$  dans le cas contraire. [14]

#### I-14-7-1-2 Dans un référentiel lié au stator

La représentation d'état dans ce référentiel est utilisée dans la conception de la commande directe du couple. Ce référentiel est noté  $(\alpha, \beta)$ , il se traduit par les conditions  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$

D'où les équations électriques suivantes [14] :

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} I_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} I_{s\beta} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \phi_{r\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  est le coefficient de dispersion

$R_{eq} = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}$  est la résistance totale ramenée au stator

En identifiant le système (I-34) à la forme:  $\dot{X} = AX + BU$  on aura :

Le vecteur d'états  $X = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T$ , a la matrice dynamique du système, le vecteur de commande  $U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$  et  $B$  la matrice d'application de commande, donc :

$$X = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-35})$$

#### I-14-7-1-2-1 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé en fonction des flux rotoriques et statoriques [14].

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{I-36})$$

#### I-14-8 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère $(\alpha, \beta)$

Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut alors opérer un changement de référentiel c'est à dire la transformation inverse de Park. De même à partir des grandeurs saisies pour l'estimation ou la commande du système, il convient pour passer dans ce repère de Park, d'opérer les deux transformations de Clarke et de Park respectivement :  $abc \rightarrow \alpha\beta$ ,  $\alpha\beta \rightarrow dq$ . Cependant le repère lié au stator est utilisé pour l'estimation des flux dans les commandes directes. Et puisque l'objectif du présent travail, est d'implanter la DTC basée entre autres sur la connaissance de l'amplitude et la position du flux statorique, on présente le modèle complet de la machine dans le repère de Park lié au référentiel statorique  $(\alpha, \beta)$  et mis sous la forme d'état suivante [16] [17] :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I-37})$$

$$\text{Où } X = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-38})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I-39})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  est le coefficient de dispersion

$\omega_r = P\Omega_r$  la pulsation mécanique du rotor et  $P$  le nombre de paires de pôles du MAS

Où  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps rotorique et  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$  est la constante de temps statorique.

$R_s$  : Résistance statorique

### I-14-8-1 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions dont on retient la suivante qui convient à la DTC et qui est exprimée en fonction des variables d'état utilisées précédemment : [23]

$$C_{em} = P \frac{3}{2} (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{I-41})$$

$P$  : nombre de paires de pôles

## I-15 Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension MLI

### I-15-1 description d'un onduleur triphasés

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue ( $DC$ ) à la forme alternative ( $AC$ ). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande [16]

Les semi-conducteurs les plus couramment utilisés pour réaliser les interrupteurs sont les transistors de puissance (MOSFET, IGBT, Bipolaires) et les thyristors rapides (GTO).

Les progrès technologiques accomplis dans le domaine des transistors de grandes puissances permettent maintenant de réaliser des onduleurs de forts courant et tension.

L'expérience a montré que l'utilisation des transistors pour la commutation de grandes puissances est assez aisée. Cependant pour un thyristor, un circuit auxiliaire peut engendrer des conséquences néfastes, surtout s'il comporte lui-même un thyristor sur le circuit de commande :

- Faible vitesse de commutation.
- Pertes calorifiques élevées.
- Bruits acoustiques générés sur l'inductance de commutation.
- Encombrement.

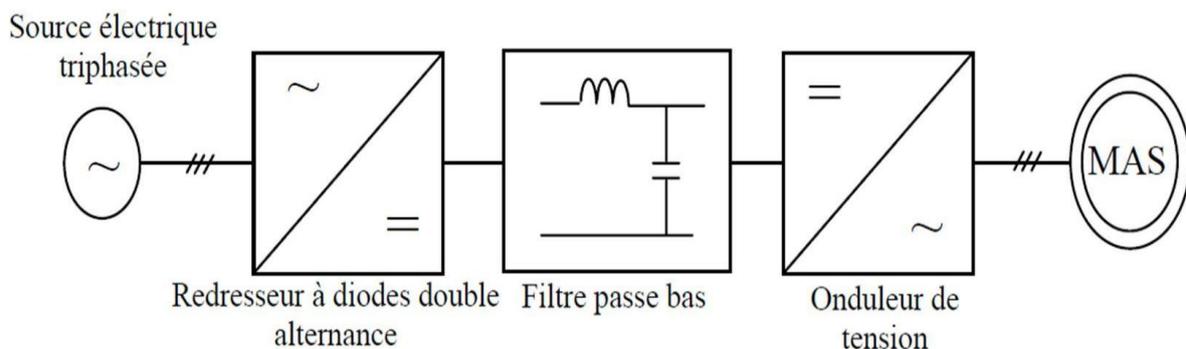
Le transistor évite bien ces inconvénients, en plus de ses possibilités à fonctionner à fréquence de commutation élevée. Toutefois, pour les faibles et moyennes puissances, il est préférable d'envisager une technologie à transistors plutôt qu'à thyristors malgré toutes les contraintes qui peuvent découler (fréquence de commutation, circuit d'aide à la commutation, tenue en tension, etc.), moyennant quelques précautions, en l'occurrence, la surveillance des pertes en puissance dans les transistors aussi bien en conduction qu'en commutation et veiller à leurs bons refroidissements. Tandis que pour les puissances supérieures, le thyristor GTO semble être mieux adapté, si nous prenons en considération certaines analogies vis-à-vis du transistor, qui se favorise, par rapport au thyristor classique, de l'élimination des circuits d'extinction forcée.

### I-15-2 Le schéma de l'association convertisseurs–MAS

L'onduleur associé à d'autres organes forme l'équipement complet d'alimentation du moteur asynchrone, qui comporte généralement :

- Une source électrique triphasée.
- Un redresseur triphasé double alternance à diodes.
- Un filtre passe bas de tension (qui rend négligeable l'ondulation de la tension d'entrée).
- Un onduleur de tension.

La source d'alimentation triphasée est équilibrée, d'amplitude, de tension et de fréquence constants. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS [13].



**Figure (I-13) :** Schéma global de l'alimentation du MAS

### I-15-3 Principe de l'onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension est constitué de trois bras de commutation. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [17]

On définit :  $K_i = (T_i, D_i)$  et  $k_i' = (T_i', D_i')$

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif  $i_a, i_b, i_c$ , les interrupteurs  $K_1, K_1'$  et  $K_2, K_2'$  et  $K_3, K_3'$  de chaque bras de pont doivent être dans des états complémentaires deux à deux [5] [18].

Lorsque l'interrupteur  $K_i$  est ON, il est traversé par le courant  $i_i$ . Comme ce courant est un courant alternatif, il est parfois positif, parfois négatif : l'interrupteur  $K_i$  est donc réversible en courant.

Lorsque l'interrupteur  $K_i$  est OFF, l'interrupteur  $K_i'$  est ON : la tension aux bornes de  $K_i$  est donc égale à  $E$ . Cette tension continue, donc toujours positive.

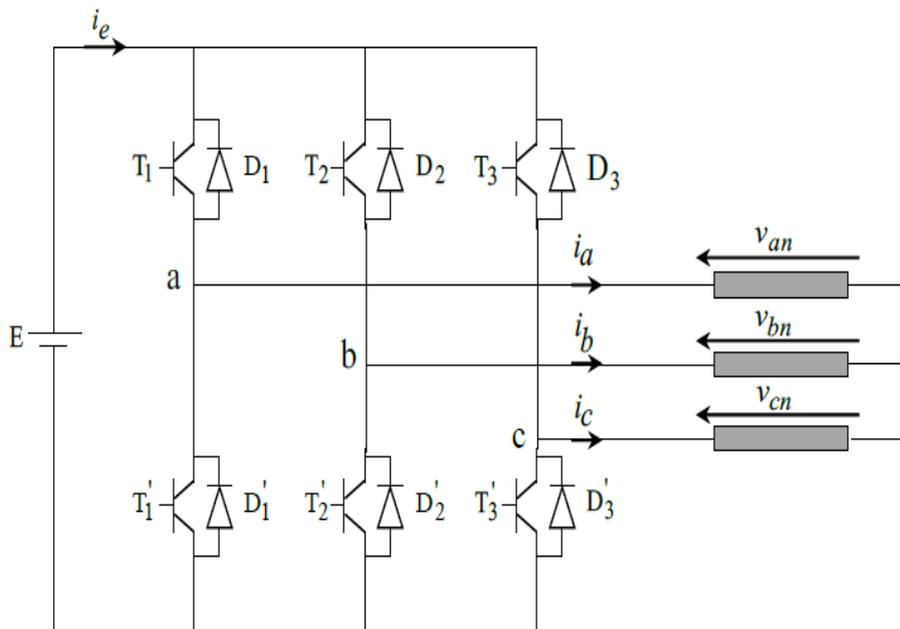
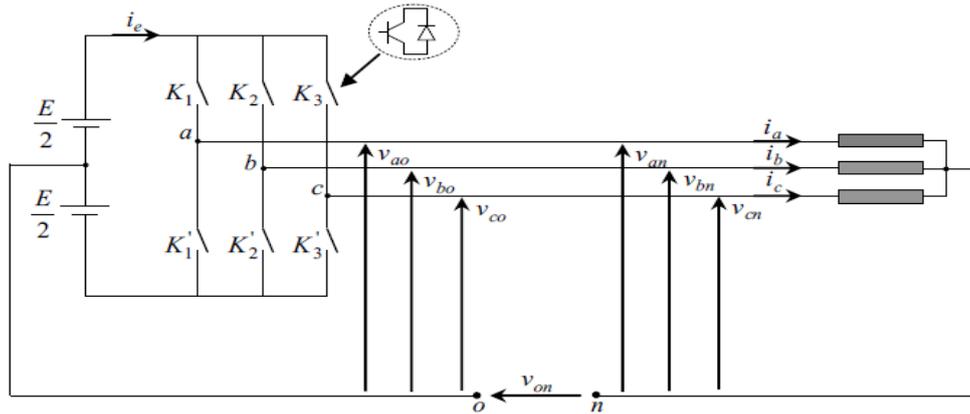


Figure (I-14) : Onduleur triphasé à deux niveaux

**I-15-4 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux**

Pour simplifier l'étude et réduire la complexité de la structure de l'onduleur de tension à deux niveaux, on supposera que [19] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable supposés idéalisés



**Figure (I-15):** Onduleur deux niveaux simplifié

Sachant que dans un régime équilibré  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , nous pouvons écrire, Figure (I-15) :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \tag{I-42}$$

En faisant la somme des équations du système (I-30), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + 3v_{co} = 0 \tag{I-43}$$

D'où :  $v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on}$  (I-44)

Donc :  $v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})$  (I-45)

En substituant l'équation (I-30) dans le système (I-32), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \tag{I-46}$$

Les deux interrupteurs de chaque branche de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire, en appliquant une modulation de largeur d'impulsion.

A partir du schéma de l'onduleur, les tensions fournies par les demi-ponts sont :

$$v_i = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K_i : \text{ fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_i' : \text{ fermé} \end{cases}$$

Les tensions aux bornes de la machine sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-47})$$

avec  $S_i$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur

( $i = a, b, c$ ) :

- $S_i = 1$  Si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.
- $S_i = 0$  Si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

Le courant d'entrée de l'onduleur est donné par :

$$i_e = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{I-48})$$

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur.

### I-15-5 Techniques de la commande MLI

Deux techniques de commande MLI vont être développées dans cette section à savoir la commande MLI sinus-triangle et la commande MLI vectorielle.

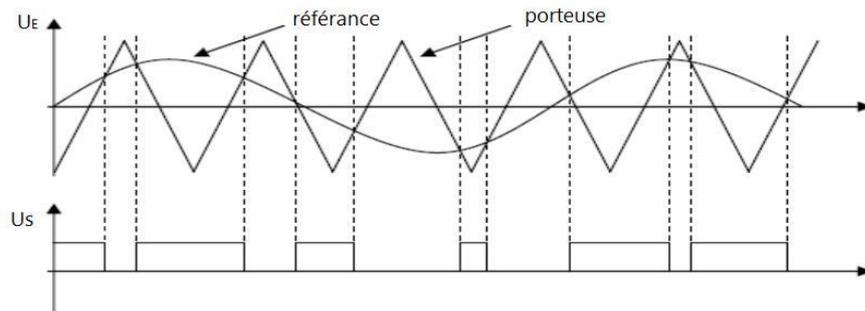
#### I-15-5-1 la commande MLI sinus-triangle

##### I-15-5-1-1 Principe de la technique MLI sinus-triangle

Le bloc de commande du convertisseur reçoit les tensions de référence pour les trois phases. Ces tensions sont comparées avec un signal triangulaire et, en fonction du signal d'erreur, on commande les semi-conducteurs de l'onduleur. Le mode de fonctionnement est très simple :

- si  $V_{\text{ref}} > V_p$  : l'interrupteur supérieur du bras de pont conduit.
- si  $V_{\text{ref}} < V_p$  : l'interrupteur inférieur du bras de pont conduit.

Ce type de commande est appelé commande par modulation de largeur d'impulsion ou commande MLI (*PWM* en anglais). Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La figure (I-16) illustre le principe de base de cette technique [19].



**Figure (I-16) :** Principe de la commande MLI sinus-triangle

### I-15-5-1-2 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

Si la tension de référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande : l'indice de modulation  $m$  et le taux de modulation  $r$ .

L'indice de modulation  $m$  est égal au rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur celle de la référence  $f_r$  :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de hachage qui augmente [19].

Le taux de modulation  $r$  est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_r$  sur la valeur de crête de la porteuse  $V_p$  :

$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un rapport cyclique inférieur à l'unité. De façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variables où l'on fait varier la fréquence et la tension [20] [21] [22].

On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras

### I-15-5-2 Modélisation de la commande MLI sinus-triangle

#### I-15-5-2-1 Equation de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ .

On définit l'équation par :

$$\begin{cases} V_p = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ V_p = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (\text{I-49})$$

Où  $T_p$  est la période de la porteuse.

**I-15-5-2-2 Equation des tensions de référence**

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$ . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{\text{ref}_a} = v_r \sin(2\pi f_r t) \\ v_{\text{ref}_b} = v_r \sin\left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{\text{ref}_c} = v_r \sin\left(2\pi f_r t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-50})$$

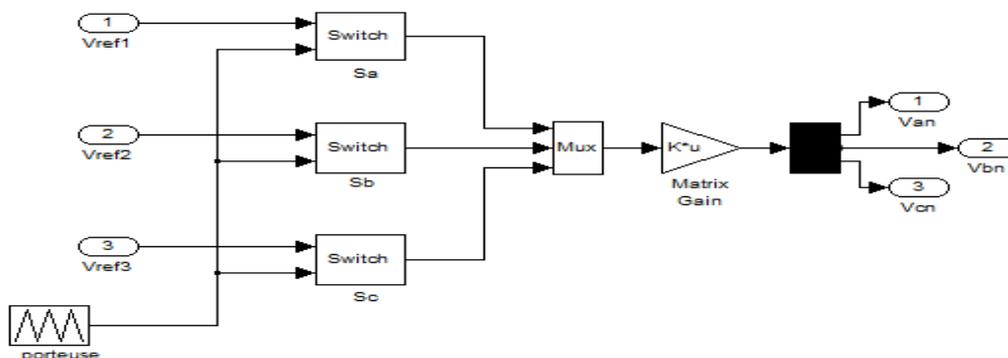
**I-15-5-2-3 Equations des états des interrupteurs**

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec les trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation (I-38) suivante :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{\text{ref}_i} - v_p) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{\text{ref}_i} - v_p) < 0 \end{cases} \quad \text{avec } i = a, b, c \quad (\text{I-51})$$

**I-15-5-2-4 Simulation de la commande MLI sinus-triangle**

La Figure (I-18) représente le principe de la commande MLI sinus triangle et la Figure (I-17) montre la simulation des états  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur ainsi que des tensions de sortie  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  et leur spectre quand les tensions d'entrées sont triphasées sinusoïdales de fréquence 50 Hz et d'amplitude 220V. Dans la simulation on a pris  $r = 0.8$ ,  $m = 21$  et  $E = 600V$ .



**Figure (I-17) :** Modèle simulink de la commande MLI sinus-triangle

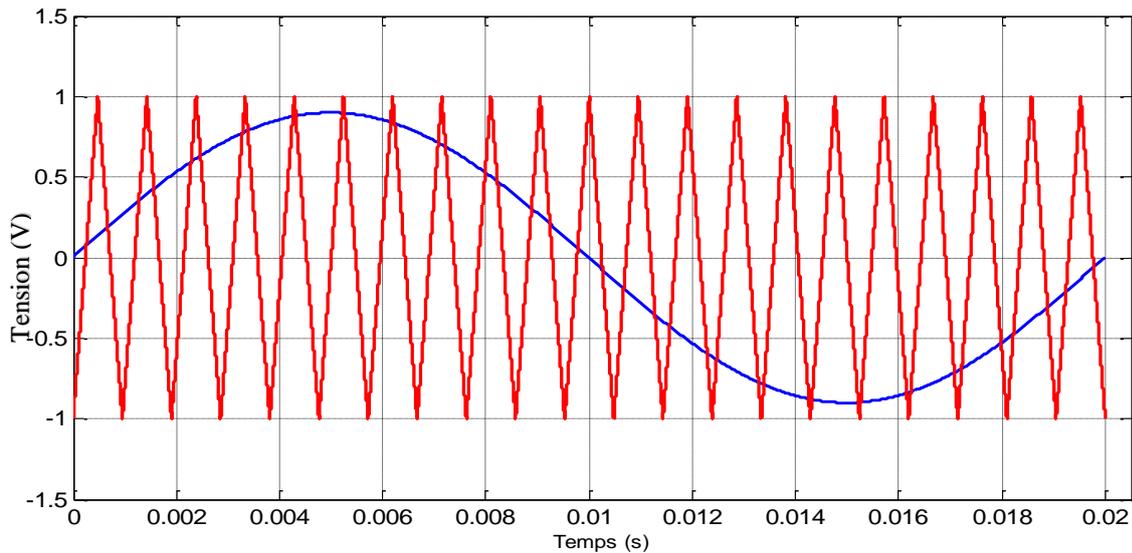


Figure (I-18) : la modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

**I-16 Simulation de l'ensemble (Machine Asynchrone-Onduleur)**

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'études préalables, en ce qui concerne les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (Matlab/simulink) pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et sa commande associée.

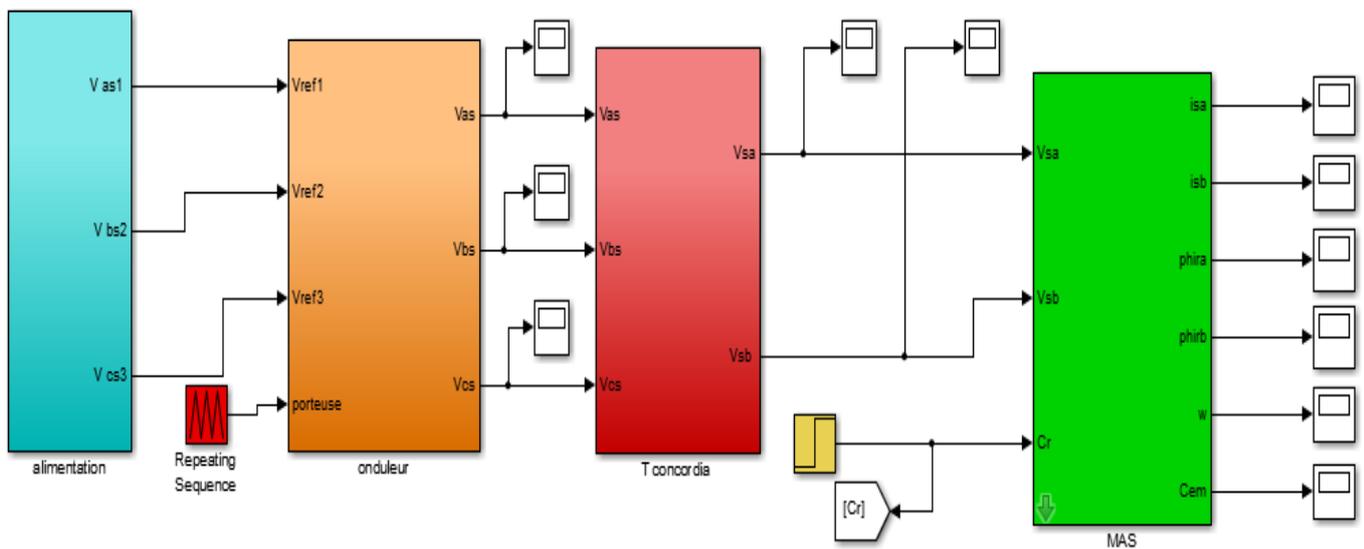
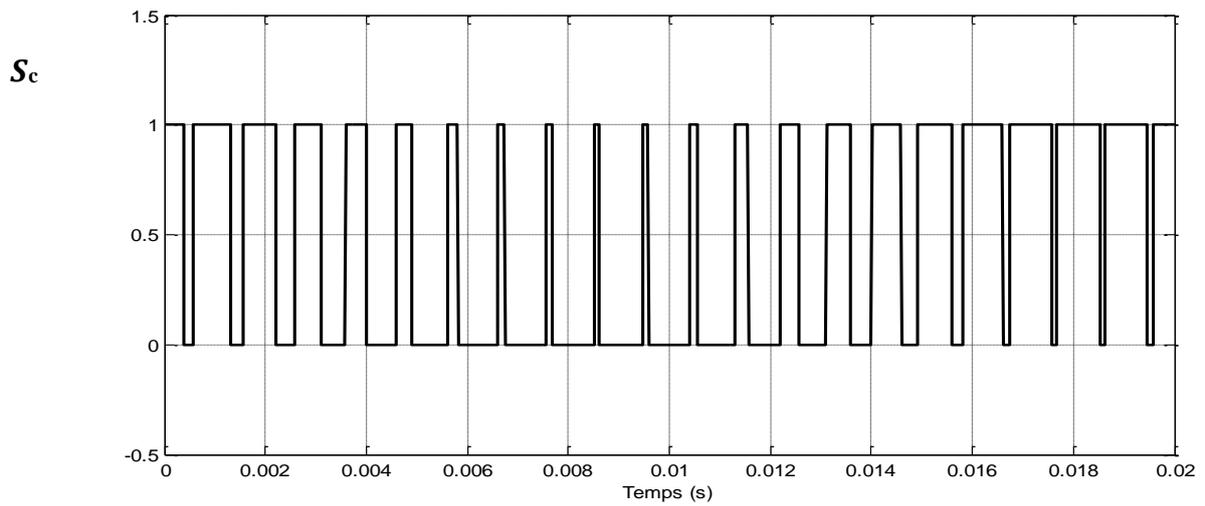
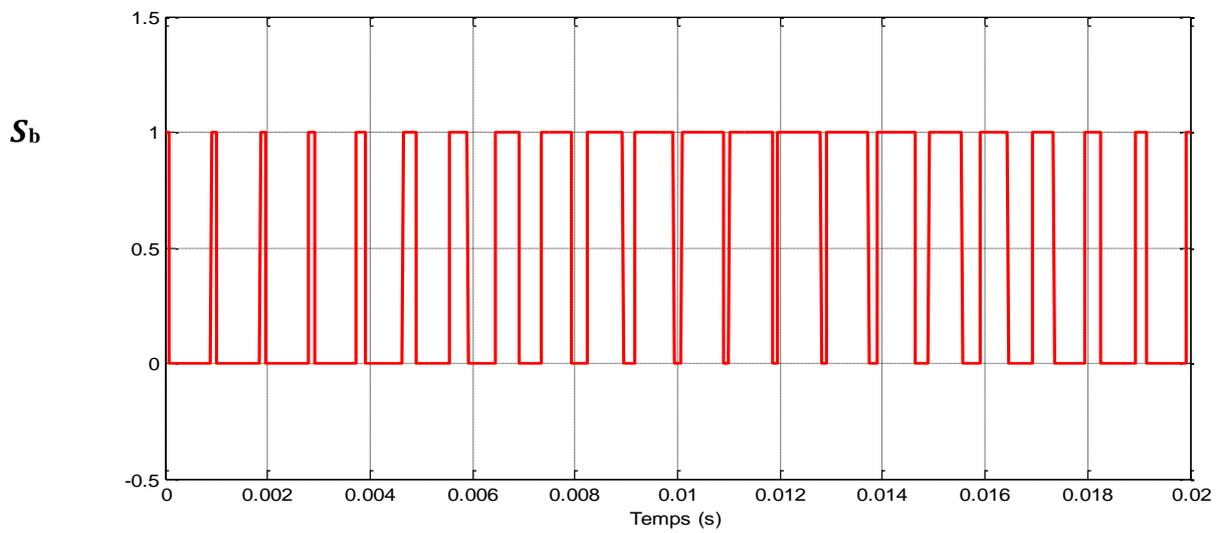
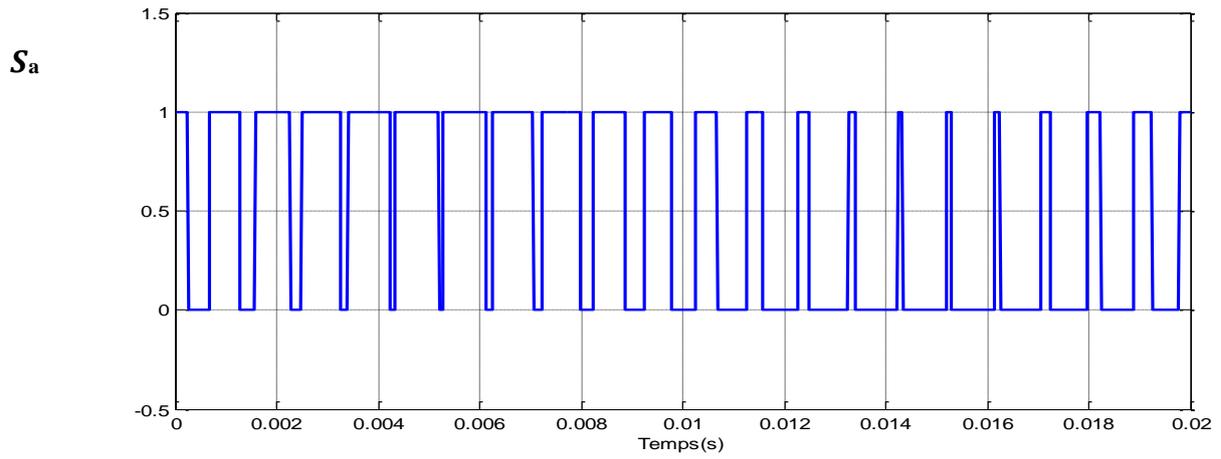
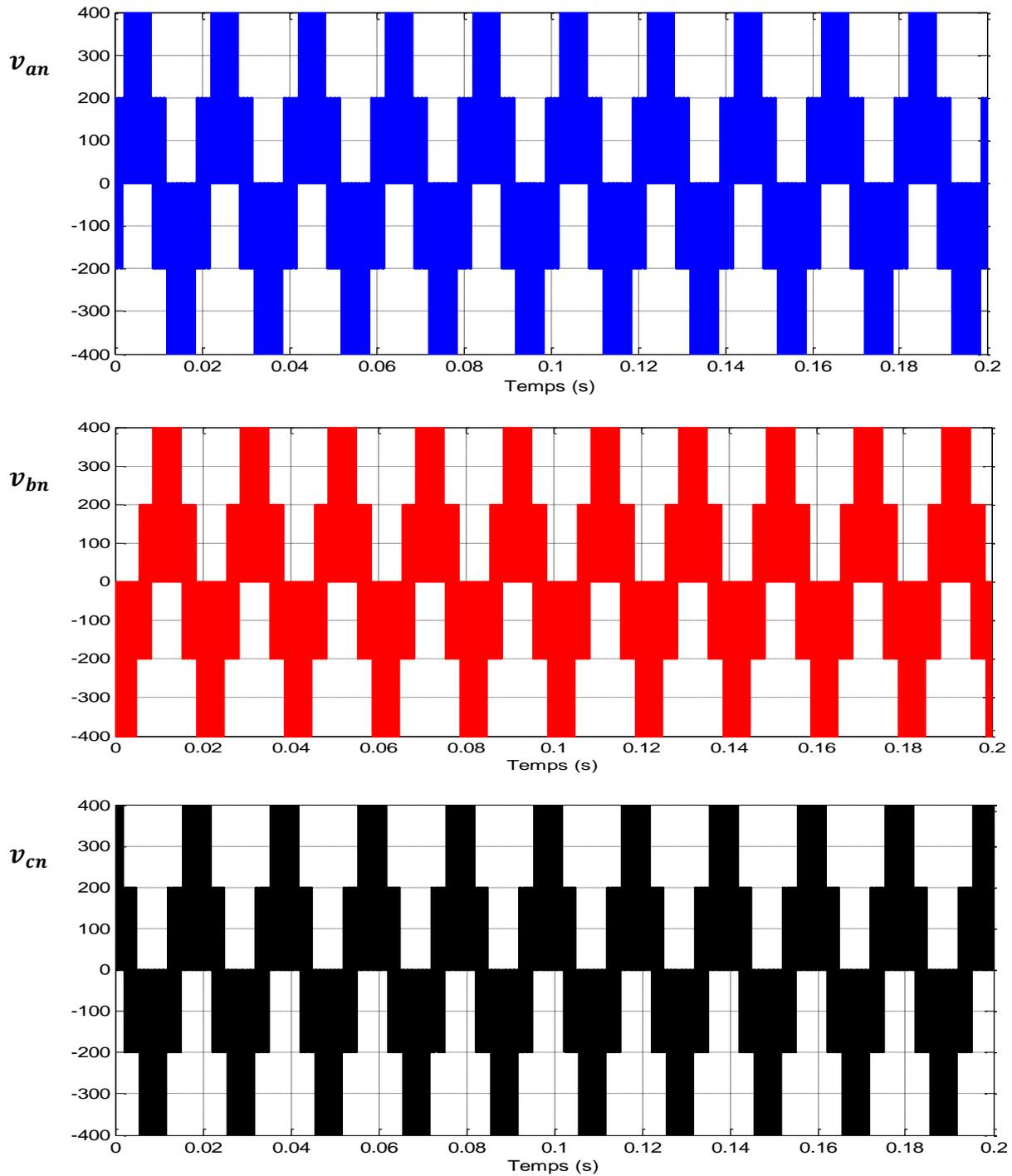


Figure (I-19) : modèle simulink d'association onduleur-MAS

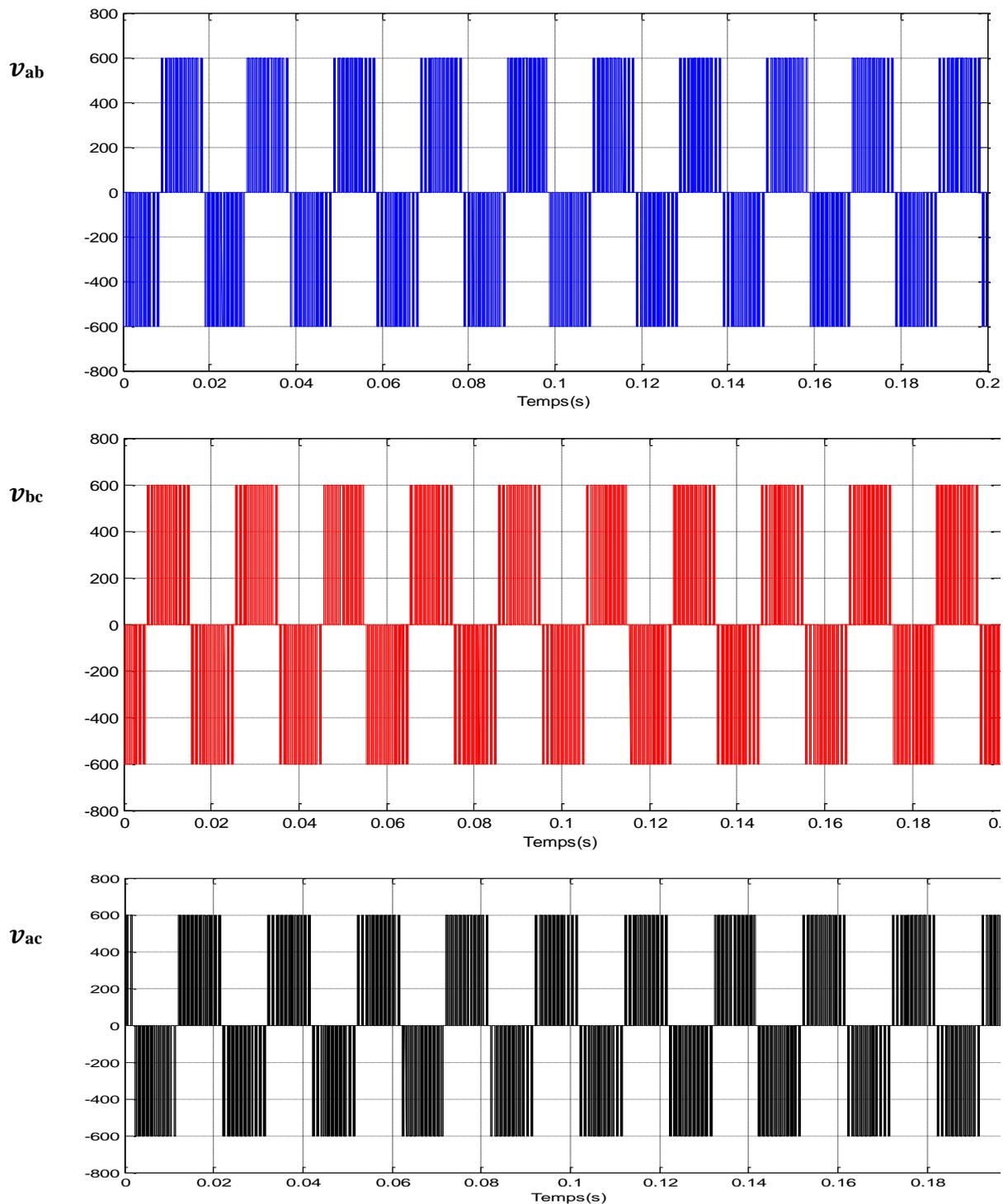
I-16-1 Résultats de simulation



a) Les états des interrupteurs  $S_a, S_b, S_c$



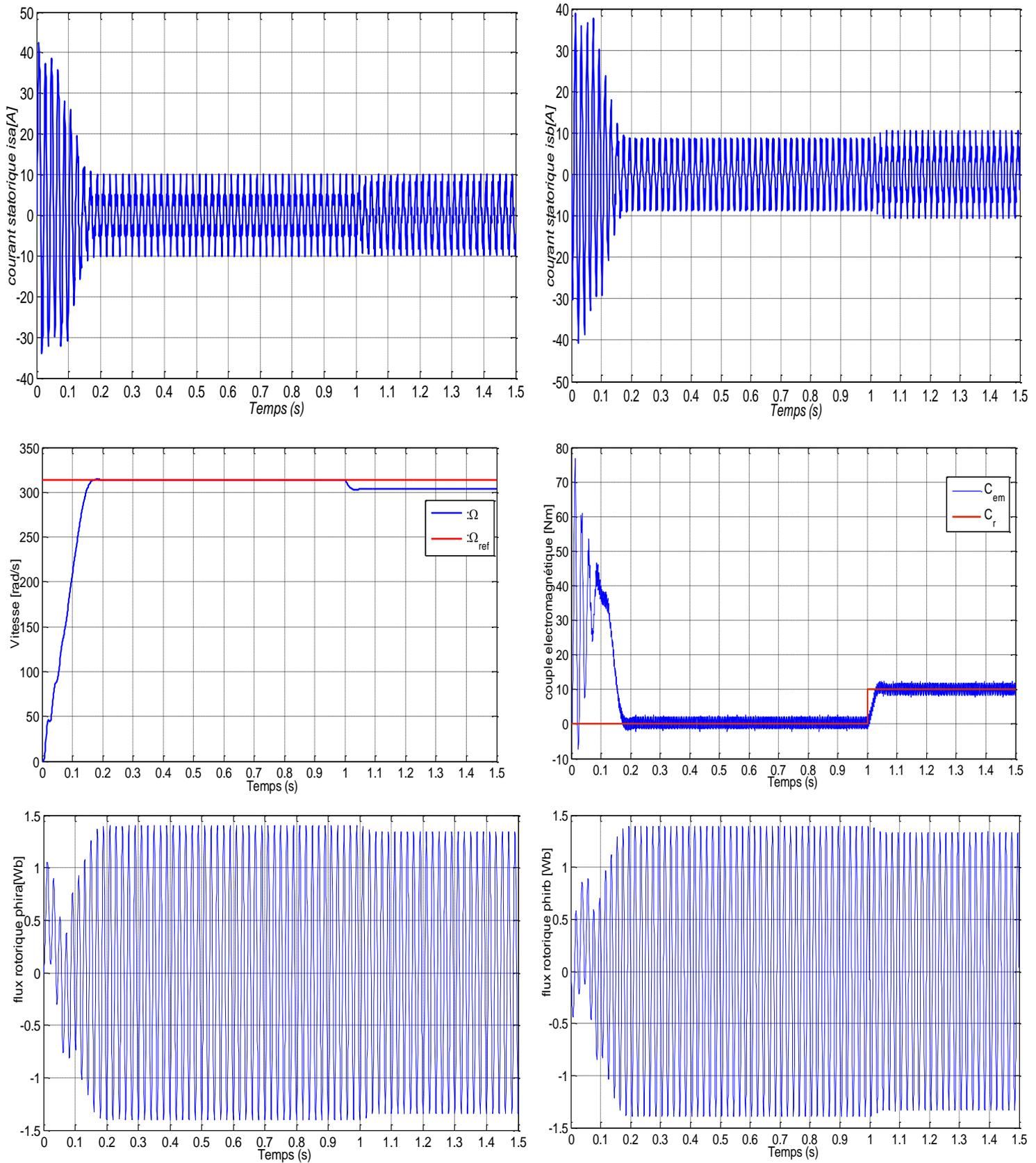
b) Les tensions simples



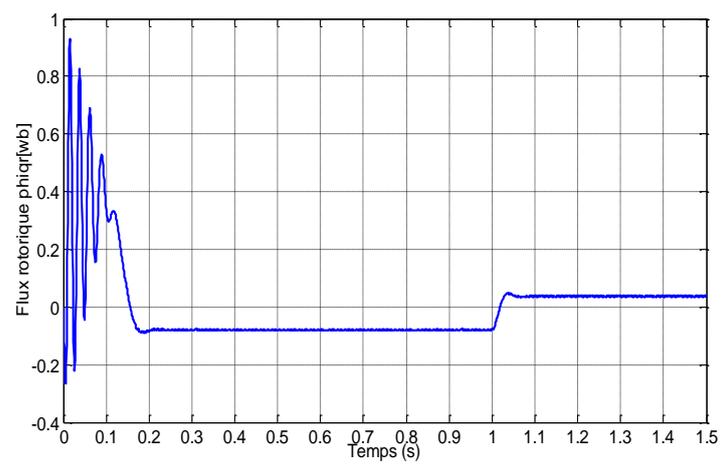
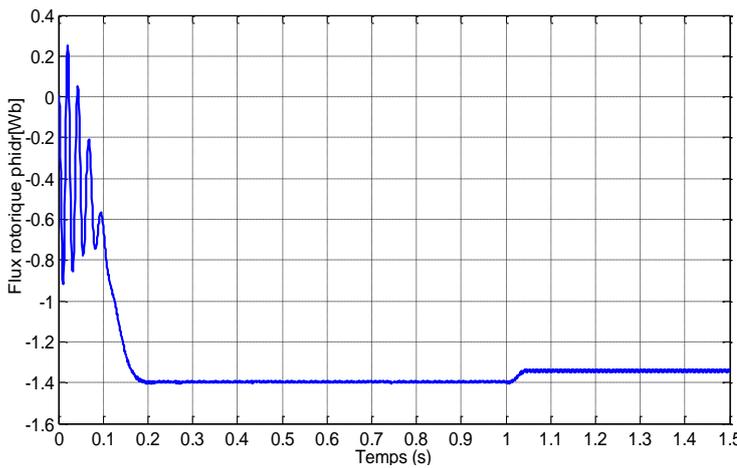
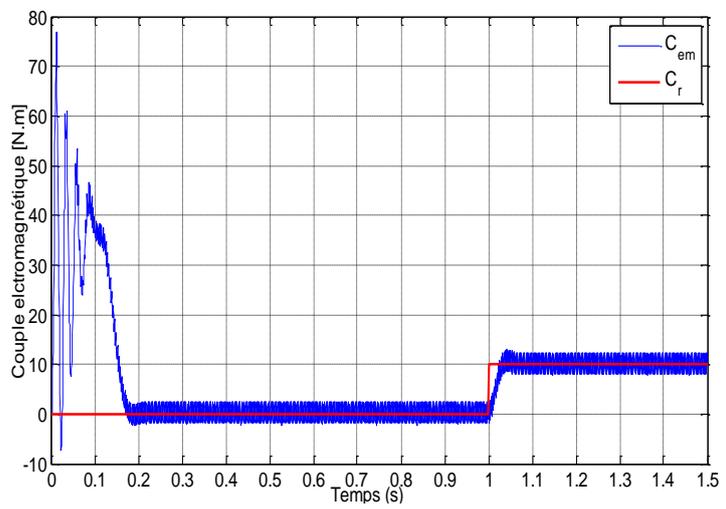
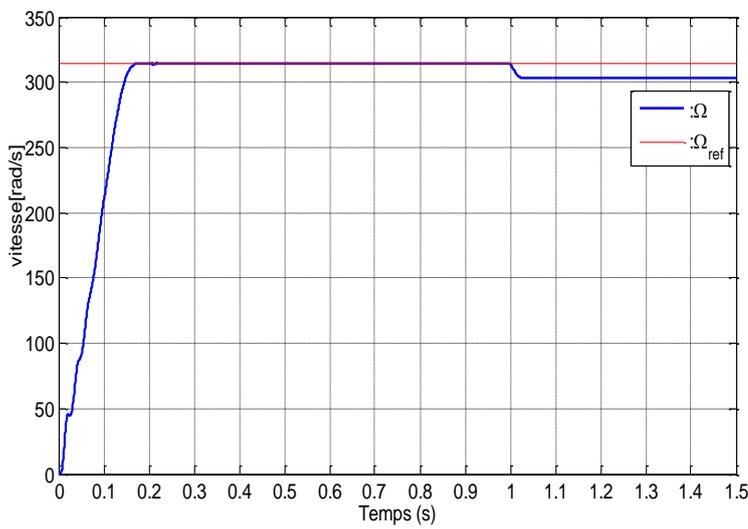
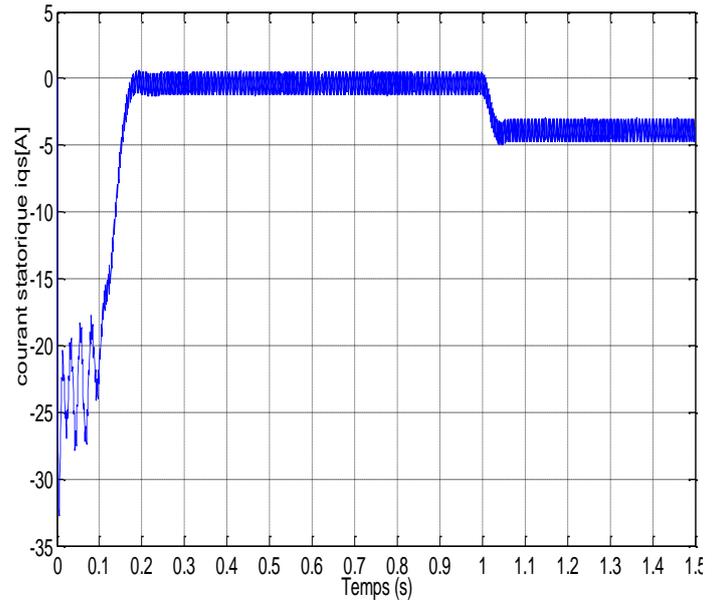
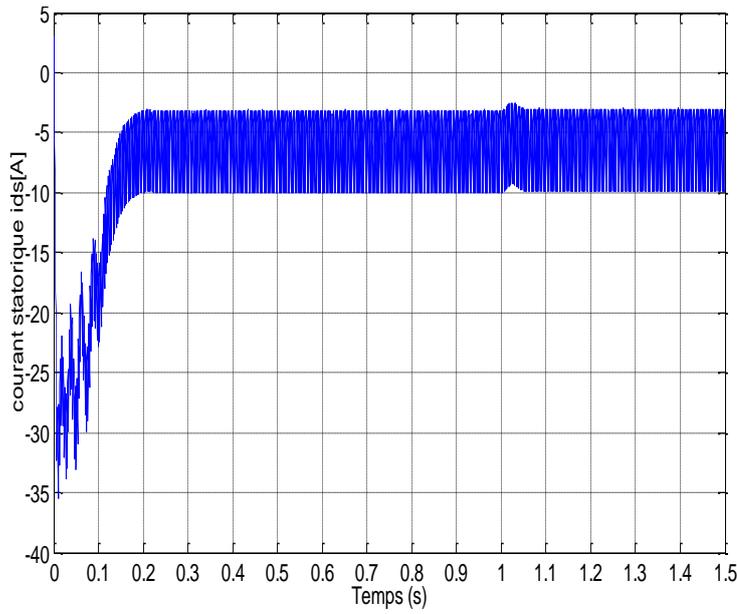
c) Les tensions composés

Figure (I-20) : principe de la commande MLI et enveloppe de tension

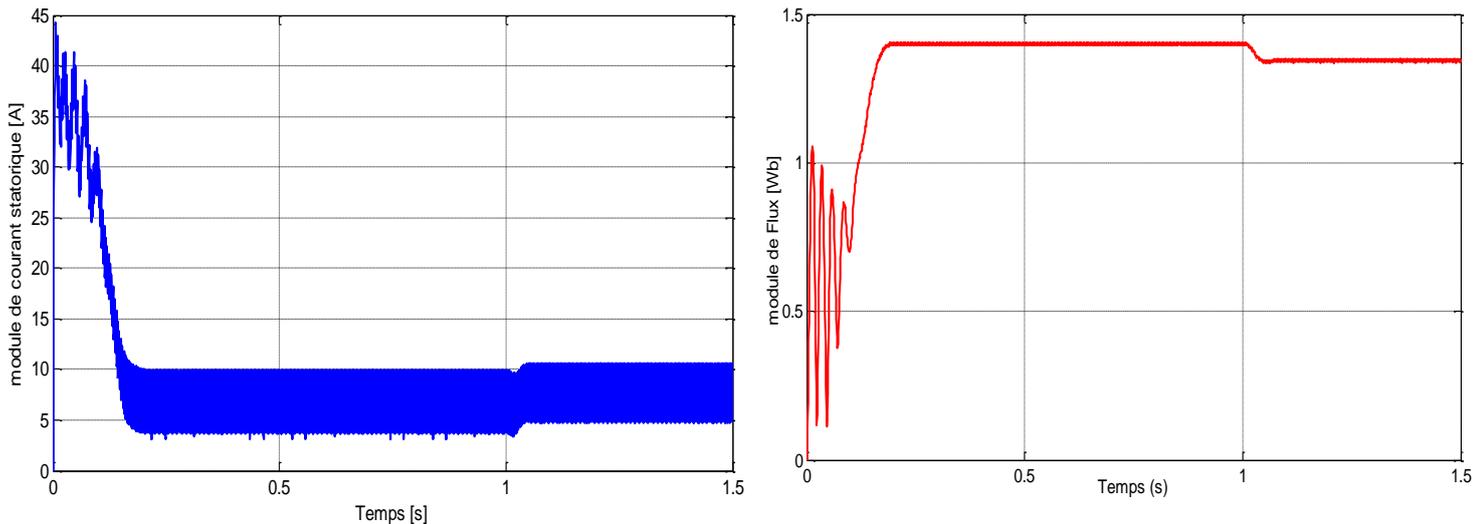
La présentation des résultats de simulation en repère  $(\alpha, \beta)$  et  $(d, q)$  respectivement :



a) Résultats de simulation en repère  $(\alpha, \beta)$

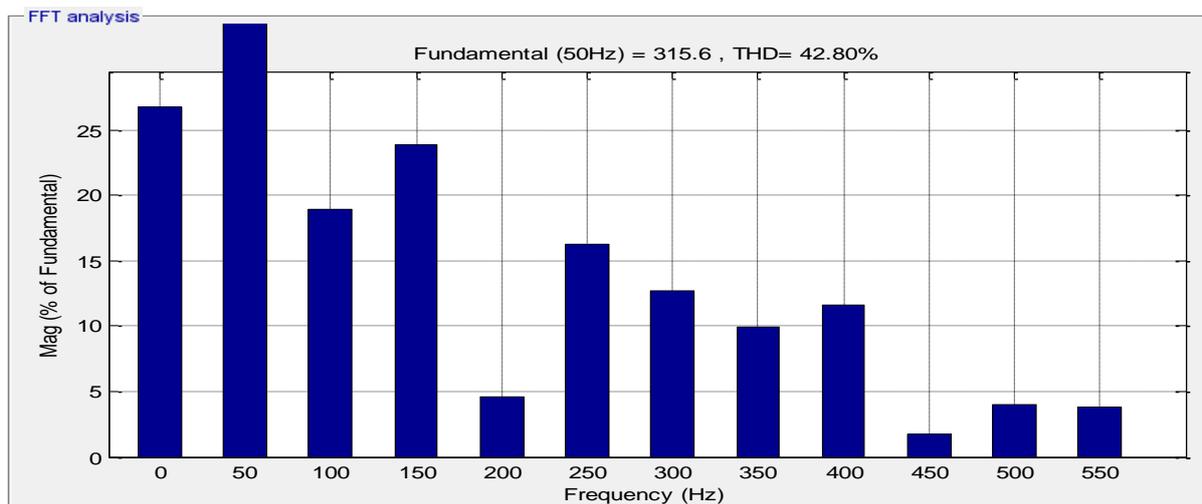


b) Résultats de simulation en repère  $(d, q)$



c) Module de flux et de courant

**Figure (I-21) :** Caractéristiques électriques et mécanique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI



**Figure (I-22):** spectre d’harmonique de la tension de sortie d’onduleur

**I-16-2 Interprétation de résultats**

Les figures ci-dessus représentent l’évolution des caractéristiques électriques et mécaniques fondamentales de la machine asynchrone, à savoir les courants statoriques et le flux rotorique, le couple électromagnétique et la vitesse.

En fonctionnement à vide de la machine asynchrone, on note un appel excessif de courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d’amplitude constante.

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage. la vitesse atteinte est proche de  $314 \text{ rad/s}$  (vitesse de synchronisme). On note les oscillations du couple instantané lors de la

mise sous tension. A la fin de la phase de démarrage, le couple s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

En charge, une perturbation du couple est appliquée à l'arbre de la machine (à l'instant  $t = 1$  s). Le couple électromagnétique se stabilise finalement à la valeur du couple de charge, avec évidemment une diminution de la vitesse de rotation (pas de régulation). On remarque également une augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une légère diminution du flux.

### **I-17 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons commencé par une présentation générale de la machine asynchrone ; sa construction et son principe de fonctionnement ont été exposé brièvement. Ensuite nous avons passé à la modélisation ou la représentation en équations de machine, et on a abouti comment la représentation de Park peut simplifier ces équations, en tirant un modèle réduit et simple. Dans les boucles de contrôle, la MAS est généralement associée à un convertisseur statique. Nous avons choisi dans notre étude, un onduleur à deux niveaux contrôlé par la technique MLI sinus- triangle. L'onduleur a été modélisé en négligeant les pertes par commutation, ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs. Les résultats de la simulation nous ont permis lors de l'application du couple résistant de mettre en évidence le fort couplage qu'existe entre les variables internes de la machine asynchrone (flux et couple). La commande en boucle ouverte n'est pas performante, car elle impose des courants trop élevés en régime transitoire. En plus, de la répercussion des perturbations sur toutes les grandeurs de la machine (vitesse, flux). Pour pallier à ces inconvénients, on fait appel à des commandes plus élaborées qui permettent d'avoir un contrôle plus important ; la commande DTC fera l'objet d'une étude détaillée dans les chapitres suivants.

Le spectre d'harmonique des tensions affiche une valeur d'un THD élevée de l'ordre de 42.80%

Ce contenu harmonique pollue considérablement le réseau et affecte le bon fonctionnement de machine. Des convertisseurs d'ordre élevé (multiniveaux) sont utilisés actuellement afin de réduire le THD et améliorer les performances du système (réseau-machine) , ce qui fera l'objet du chapitre suivant.

**Références bibliographiques**

- [1] Claude CHEVASSU : Machines électriques cours et problèmes 20 juillet 2012
- [2] NABTI KHALIL, " Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2006.
- [3] MOKHTARI BACHIR, " Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [4] P. Mayé : « Moteurs électriques industriels». Edition DUNOD, Paris ,2005.
- [5] Th. Wildi, G. Sybille : « ÉLECTROTECHNIQUE». 3e édition, Edition de boeck .2005
- [6] M. Kostenko et L. Piotrovski, "Machines Electriques : Machines à Courant Alternatif " Tome II, 3ème édition, Édition MIR, 1979.
- [7] BAPIO BAYALA : LA MACHINE ASYNCHRONE FORMATION CONTINUE - TECHNICIENS SUPERIEURS - INGENIEURS ELECTROTECHNICIENS Edition revue 2010
- [8] SOFIANE MENDACI, " Différentes stratégies du contrôle direct de couple d'un Moteur à Induction associée à un observateur de flux par Modes de glissement", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.
- [9] TAIBI DJAMEL, " Contrôle du Moteur à induction sans capteur de vitesse et de position", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [10] DISSA ABDENNOUR, " Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.
- [11] NASREDDINE NAIT-SAID, " Contribution A L'identification Et A La Commande De La Machine Asynchrone ", Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Batna, Algérie, 2003.

- [12] TOUFOUTI RIAD, " Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone ", Thèse de doctorat en automatique, Thèse de doctorat en Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2008.
- [13] RACHID ABDESSAMED, " Modélisation et simulation des machines électrique", livre en électrotechnique, Ellipses Edition Marketing S, A, 2011, Paris.
- [14] G.Grellet et G.Clerc « Actionneurs Electriques (Principes – Modèles – commandes) », Edition Eyrolles, 1997.
- [15] J. CHATELIN, "Machines électrique Tome 1", « Editions DUNOD, Paris(1983) »
- [16] A.MEROUFEL : Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique doctorat d'état, UDL, Sidi Bel-Abbes, 2004.
- [17] C. Benzazah, M. A. Lafkih, And L. Lazrak, 'étude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et npc à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande mli-st et swm, vol. 9, no. 2, p. 12, 2014.
- [18] A. Genon, W. Legros : « Machines électriques». Edition HERMES SCIENCE, EUROPE, 2000.
- [19] G. Séguier, F. Labrique, and P. Delarue, électronique de puissance: structures, commandes, applications. paris: dunod, 2015
- [20] M. Bekhiti and I. Mahi, 'commande floue directe du couple d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique en utilisant la technique mras', université dr. tahar moulay, de saïda, 2017.
- [21] M. Hechelef, 'commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle.', thèse de doctorat, universite djillali liabes, de sidi-bel-abbes, 2017.
- [22] B. Farid, 'étude des différentes techniques de commande des onduleurs à mli associés à une machine asynchrone', magister, universite badji mokhtar, annaba, 2006.

---

# Chapitre II

*Onduleurs multiniveaux : Etat d'art*

---

**II-1 Introduction :**

Les onduleurs multi-niveaux ont suscité beaucoup d'intérêt de la part des chercheurs, en particulier dans les applications impliquant une haute tension et une forte puissance [1].

Cette reconnaissance accrue des onduleurs multi-niveaux est due aux limites des onduleurs de sortie conventionnels à deux niveaux dans la gestion des conversions de forte puissance [1]. Les formes d'onde multiniveaux sont en fait utilisées pour réduire la distorsion harmonique et augmenter la puissance nominale des alimentations à onduleur haute performance [2]. Différentes topologies ont été proposées pour répondre aux exigences des différentes applications. Pour les onduleurs moyenne tension, les topologies principales sont le pont en H en cascade (CHB), le point neutre bloqué (NPC) et le condensateur flottant (FC) [3].

La première topologie multi-niveaux très populaire a été le convertisseur NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux, proposé Nabae et H.Akagi (1981) [4] [5].

Dans ce chapitre, Nous allons étudier en détail l'ondeur de tension à trois niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement). Dans le cadre de cette étude nous établissons le modèle mathématique de l'ondeur à trois niveaux de tension de type NPC en mode commandable, en utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bas.

## II-2 Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [6].

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets.

## II-3 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

Les topologies à plusieurs niveaux peuvent être classées en trois catégories principales [7] [8] [9]:

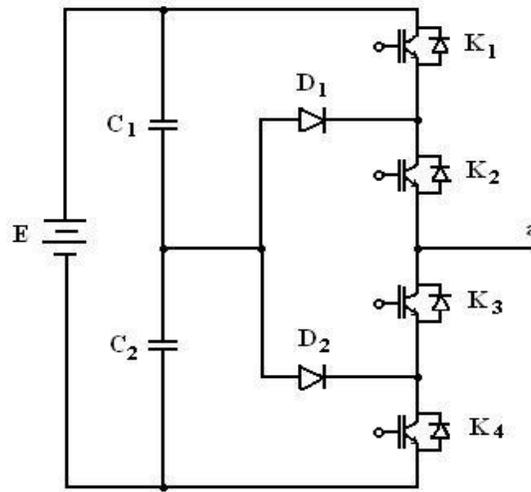
1. La topologie à diode de bouclage (Neutral Point Clamped NPC).
2. La topologie à condensateur flottant ou à cellules imbriquées (Flying Capacitors FC)
3. La topologie à pont H en cascade (Cascade H-Bridge CHB).

### II-3-1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage (NPC)

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped). Cette topologie a été initialement proposé par A.Nabac en 1981 pour la génération de  $N$  niveaux de tension. Dans laquelle les diodes sont utilisés pour réaliser la connexion avec le point de référence 0. Cependant ces diodes non seulement augmentent le cout de ce type du convertisseur mais créent un problème d'encombrement.

Pour l'obtention d'une tension de  $N$  niveaux,  $N - 1$  capacités. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à  $E/(N - 1)$ ,  $E$  est la tension totale du bus continu. Chaque

couple d'interrupteur forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire. [10]



**Figure (II-1) :** Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a)

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous :

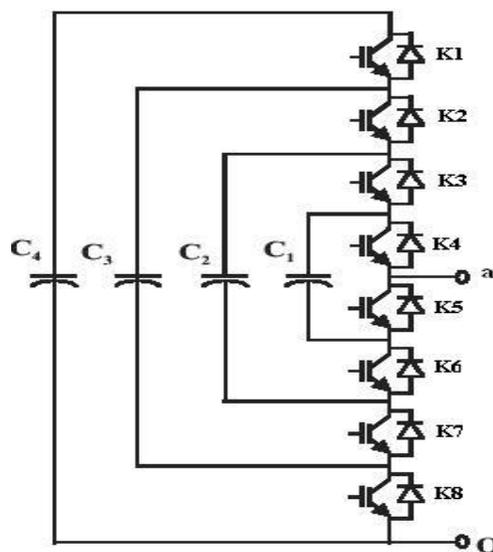
- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.
- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La fréquence fondamentale assure un haut rendement.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- La forme d'onde de trois niveaux résulte dans une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.

Par contre, cette topologie présente plusieurs difficultés techniques dans les cas de grande puissance tel que :

- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à  $E(N - 1)/N$ . Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.
- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.
- Différents calibres pour les appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique.
- Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs NPC avec plus de trois niveaux. Bien que le l'onduleur NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé, il est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités. [11]

### II-3-2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants (FC)

Dans la topologie multi niveaux proposée par T.Meynard et H.Fochen 1992.La structure de ce convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs à leur place. D'où l'appellation « Onduleur à Condensateurs Flottants ». Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif des diodes.



**Figure (II-2) :** Topologie multi-niveau à condensateurs flottants (phase a)

Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages [12] :

- Le concept de condensateur Flottant peut-être appliquée à un certain nombre de convertisseurs de différents types, DC /AC ou AC/ DC.
- La plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquée à cette topologie.
- Les tensions sur les condensateurs sont automatiquement équilibrées par cette stratégie de modulation conventionnelle. Si désiré, les tensions de condensateur peuvent être activement contrôlées par une modification appropriée des signaux de commande.
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel.
- Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux.
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Cette topologie présente quelques inconvénients, tel que [10] [12] :

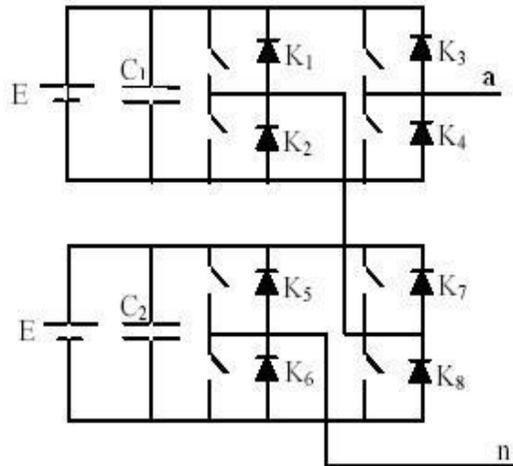
- La topologie exige beaucoup de condensateurs à haute tension-beaucoup plus nombreux que d'autres topologies. Ces condensateurs doivent conduire le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation. Heureusement si la fréquence de commutation est élevée, ces condensateurs peuvent généralement être relativement faibles en valeur de la capacité.
- La topologie en 'est pas intrinsèque que ment tolérante aux pannes.
- Contrairement au premier cas qui ne nécessite que  $(N - 1)$  capacité. De plus il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.
- Il ya un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

### II-3-3 Onduleurs multi niveaux en cascade (CHB)

En 1975, dans les auteurs ont proposé un convertisseur multi niveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasé ; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La tension en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des  $N - 1/2$  tensions en sortie des ces ponts.

Une autre alternative consiste à envisager de mettre en série plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source de tension continue  $E_c$ . Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sorties alternatives de chaque pont. [13]

Les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire.



**Figure (II-3) :** Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a)

L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux [13]. Pour améliorer la résolution de ces convertisseurs sans augmenter le nombre de cellules, il est possible d'alimenter les cellules par des tensions d'entrées différentes. [11]

Comme toutes structures, l'onduleur multi-niveaux en cascade possède des avantages et Inconvénients dont on peut citer :

- **Avantage :**

- L'onduleur multi niveaux en cascade est une structure de convertisseurs d'énergie, il présente l'idée d'employer des sources séparées à courant continu pour produire une forme d'onde d'une tension alternative.
- Pour atteindre le même nombre de niveaux de tension, ce type de convertisseur nécessite moins de composants.

- Contrairement à l'onduleur à diode de bouclage et à condensateur flottant, aucune diode supplémentaire n'est nécessaire.
  - La tension de sortie totale de phase est une sommation des tensions produites par chaque onduleur monophasé.
  - Les petites sources à courant continu sont généralement impliquées, ce qui entraîne moins de problèmes de sécurité.
  - Le nombre de niveaux possibles de tension de sortie est plus du double du nombre de sources à Courant continu ( $N = 2s + 1$ ).
- **Inconvénients :**
- Pour un système à trois phases, il faudra plus de commutateurs que dans un onduleur Traditionnel.
  - Nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.
  - Besoin de plusieurs connecteurs/câbles pour connecter les sources DC. [10]

**II-4 Synthèse comparative [14]**

Le tableau (II-1) récapitule, pour le même nombre de niveaux N de la tension simple de sortie, le nombre de composants nécessaires à la conception de chacune des trois structures multi niveaux permettant l'équilibrage de la contrainte en tension exercée sur les interrupteurs les constituant.

Structure de convertisseur	NPC	A condensateurs flottants	Cascade
<b>Les composants</b>			
<b>Composants de commutations principales</b>	$2(N - 1)$	$2(N - 1)$	$2(N - 1)$
<b>Diodes principales</b>	$2(N - 1)$	$2(N - 1)$	$2(N - 1)$
<b>Diodes de blocage</b>	$2(N - 2)$	0	0
<b>Condensateurs continus (alimentation)</b>	$(N - 1)$	$(N - 1)$	$(N - 1)/2$
<b>Condensateurs d'équilibrage</b>	0	$2(N - 2)/2$	0

**Tableau (II-1) :** Nombre de composants nécessaires à la réalisation des trois structures d'onduleurs multi niveaux

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multiniveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important.

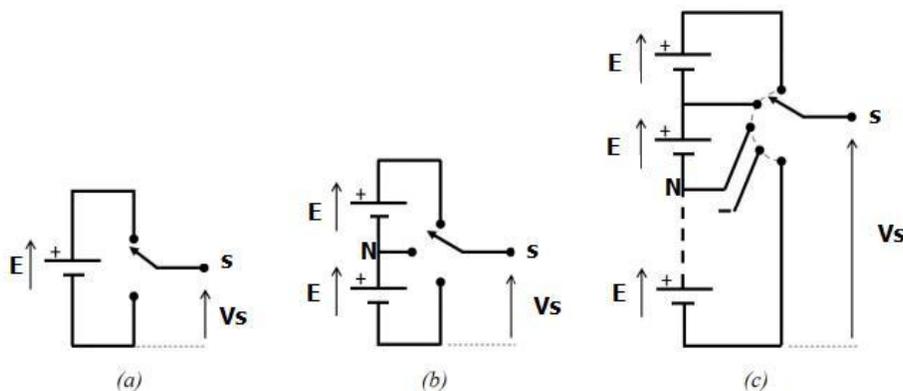
C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires [15].

### II-5 Principe de l'onduleur multi niveau

Pour des applications industrielles de moyenne et forte puissance, les tensions appliquées aux bornes des éléments en commutation deviennent très élevées. Pour des raisons liées à la technologie employée, la fréquence de commutation doit être maintenue à une valeur faible et l'utilisation de filtres est nécessaire pour l'obtention d'une puissance appropriée en sortie. [16].

Pour pallier à cet inconvénient, une nouvelle classe de convertisseurs de puissance est apparue, appelée onduleurs multiniveaux. Ces structures sont obtenues en montant en série des dispositifs de commutations comportant des éléments de stockage passifs et qui sont utilisés pour générer des tensions plus élevée et de meilleure qualité spectrale. [17].

La figure (II-4) montre le schéma de base de trois onduleurs multiniveaux, dont les semi-conducteurs sont remplacés par des interrupteurs idéaux à plusieurs positions. Les onduleurs étant alimentés par des tensions de valeurs identiques.



**Figure (II-4) :** Onduleur à niveaux multiples : a) à deux niveaux. b) à trois niveaux. c) à  $N$  niveaux

L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de sorties peut être augmenté, se rapprocher davantage de la sinusoïde et avec un taux minimum d'harmoniques, sans aucun ajout de nouveaux composants. Il faut seulement augmenter le nombre des sources de tensions continues. [18]

### II-6 Onduleur multiniveau de type NPC d'ordre supérieur

On se basant sur l'onduleur de tension de type NPC, on peut étendre l'étude à des niveaux supérieurs. Selon le nombre de niveaux, on distingue deux cas :

Si le nombre de niveaux est impair, le point neutre existe au milieu des condensateurs. Alors, la topologie NPC s'applique encore.

Si le nombre de niveaux est pair, le point neutre n'existe plus vu le nombre impair des condensateurs. La topologie qui s'applique dans ce cas, est celle à diodes de bouclage.

Pour un onduleur à  $N$  niveaux, le nombre des éléments constituant sa topologie, notamment les sources secondaires de tension continue  $S$ , les interrupteurs  $K$  et les diodes de bouclage  $D$  sont régis par les relations suivantes:

$$S = N - 1$$

$$K = 2(N - 1)$$

$$D = 2(N - 2)$$

Plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède plusieurs paliers. Ceci permet de mieux approcher la sinusoïde.

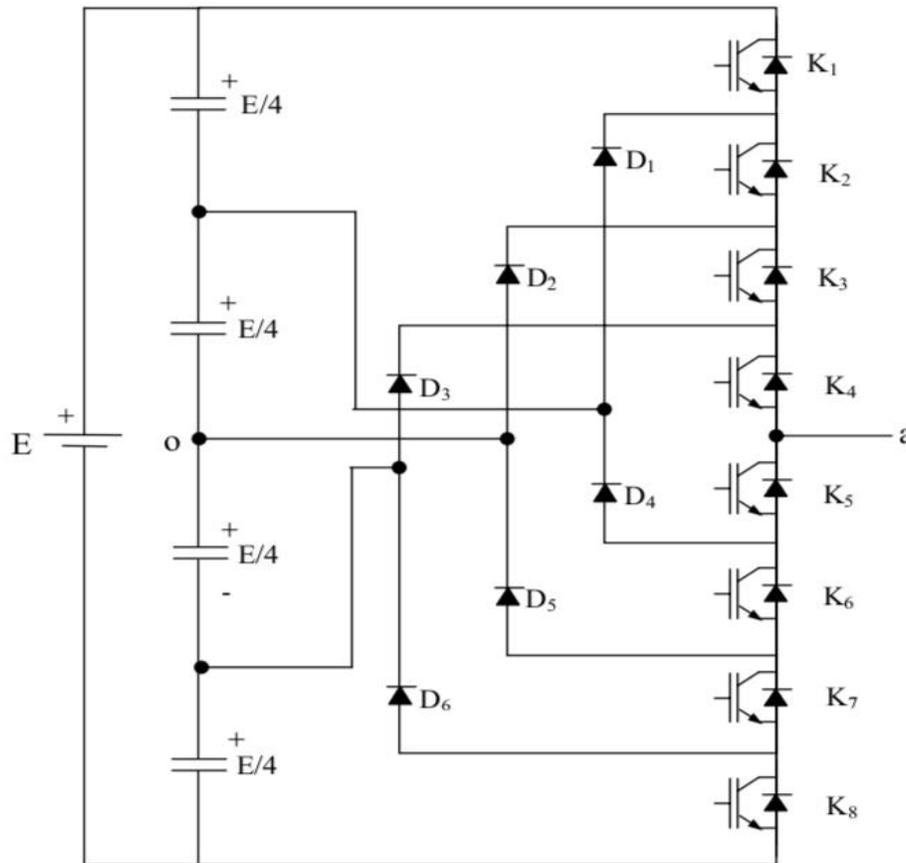
La tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance.

Dans cette étude on se limite à l'analyse des onduleurs multiniveaux de type NPC. Donc seul le nombre de niveaux impair est considéré. [19]

## II-6-1 Onduleur à cinq niveaux de type NPC

### II-6-1-1 Structure

La structure d'un bras d'onduleur de tension de type NPC à cinq niveaux est représenté par la figure (II-5). Le nombre de sources secondaires continues nécessaire pour cette topologie ( $S = 4$ ). Dans ce cas, quatre condensateurs se partagent la tension  $E$  pour donner quatre sources distinctes de tension  $E/4$ . Cette topologie contient huit interrupteurs à IGBT et six diodes de bouclage. [20]



**Figure (II-5) :** Structure d'un onduleur NPC à cinq niveaux

## II-6-2 Onduleur à sept niveaux de type NPC

### II-6-2-1 Structure

L'analyse de l'onduleur à sept niveaux se fait de façon similaire à l'onduleur à cinq niveaux. La figure (II-6) représente la structure d'un bras d'onduleur de tension à sept niveaux de type NPC. Elle est constituée de six sources secondaires de tension continue de valeur  $E/6$ , de douze interrupteurs à IGBT et de dix diodes de bouclage. [21]

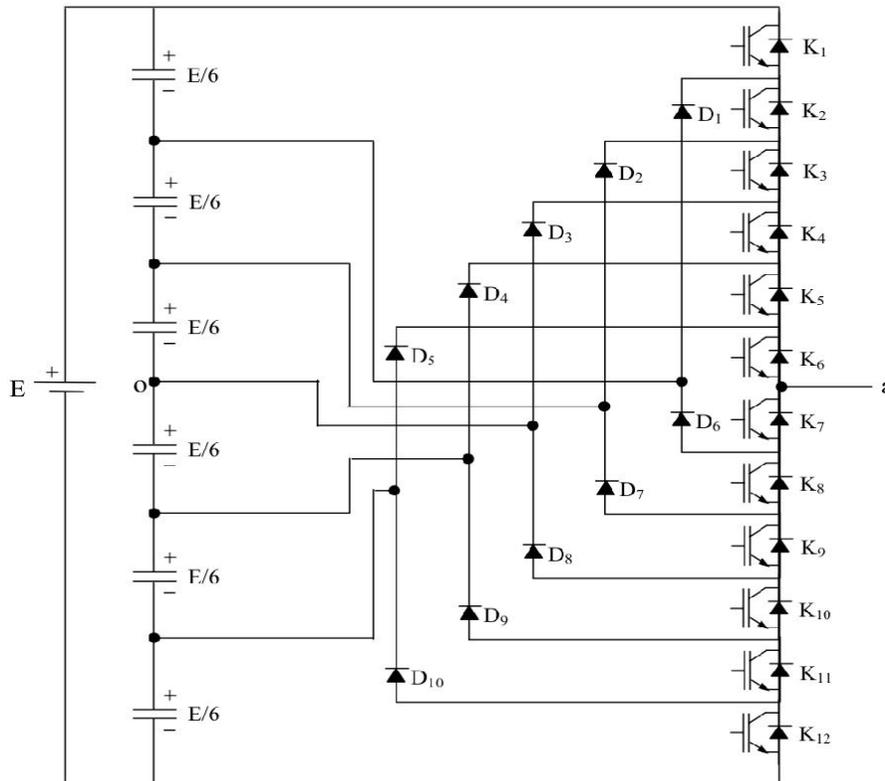


Figure (II-6) : Structure d'un onduleur NPC à sept niveaux

## II-7 Application des onduleurs multiniveaux

La discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelques Watts à plusieurs centaines de mégawatts). La structure de conversion multiniveaux, principale actrice de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes. Cette utilisation s'ouvre sur plusieurs applications. [22] [23] [24]

### II-7-1 La variation de vitesse des machines alternatives

La plus large application de ces convertisseurs est le secteur industriel qui fait largement appel aux entraînements électriques à vitesse variable. Ces entraînements exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue et un coût réduit

### II-7-2 Dans les réseaux électriques :

- Filtrage actif.
- Traction électrique.
- Les réseaux de bord des bâtiments maritimes.
- Générateur à base d'une source d'énergie renouvelable.

## II-8 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

### II-8-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. [25] Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue  $V_{dc}$ . A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ( $V_{dc}/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté "O". Ces dernier sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_1 = C_2$  c'est-à-dire  $V_{dc1} = V_{dc2}$ ). Le point « o » est connecté avec les deux diodes médianes ( $X_{k1}, X_{k2}$ ). La figure (II-7) : fournit une représentation schématique de cet onduleur. La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts [26] [27].

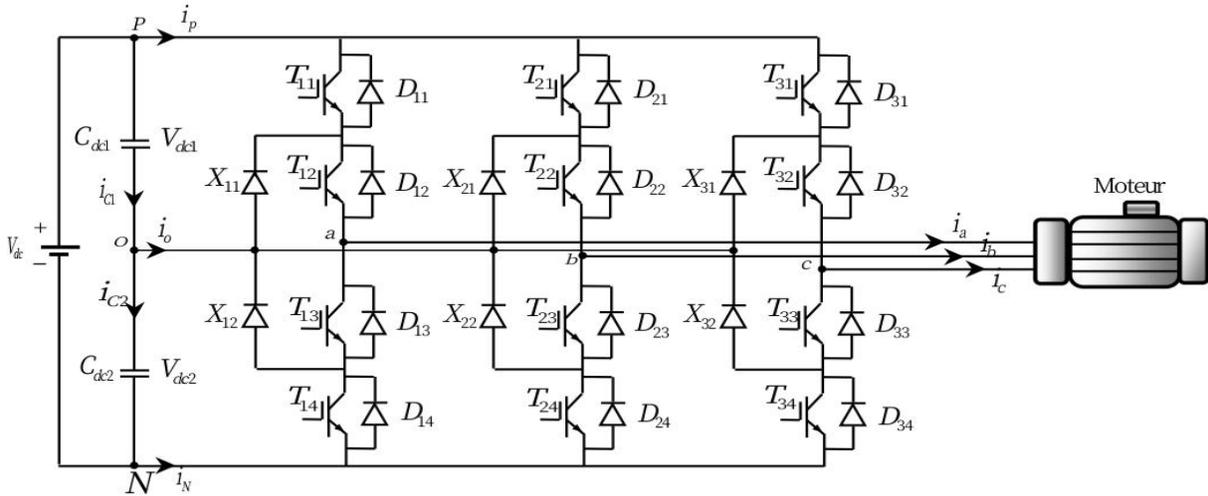


Figure (II-7) : Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux de structure NPC

**II-8-2 Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux :**

Pour décrire le principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la figure (II-8). Lorsque la source de tension continue est génératrice et la source alternative est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la source alternative vers la source de tension continue, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant [10]

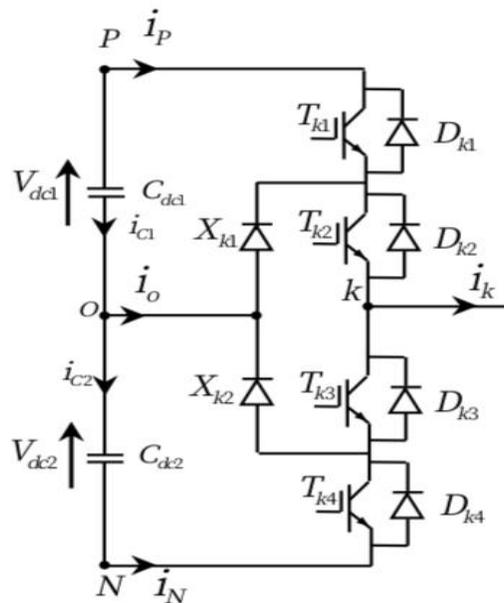


Figure (II-8) : Bras de l'onduleur à trois niveaux

Il faut déterminer les valeurs que peuvent prendre les tensions simples  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  entre les bornes  $a$ ,  $b$  et  $c$  de la charge et le point neutre. Cette tension est entièrement définie par l'état 0 ou 1 des quatre interrupteurs  $T_{k1}$ ,  $T_{k2}$ ,  $T_{k3}$ ,  $T_{k4}$  du bras tel que  $K = 1, 2, 3$ . Sur les  $2^4 = 16$  séquences possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, donc elles sont à éviter.

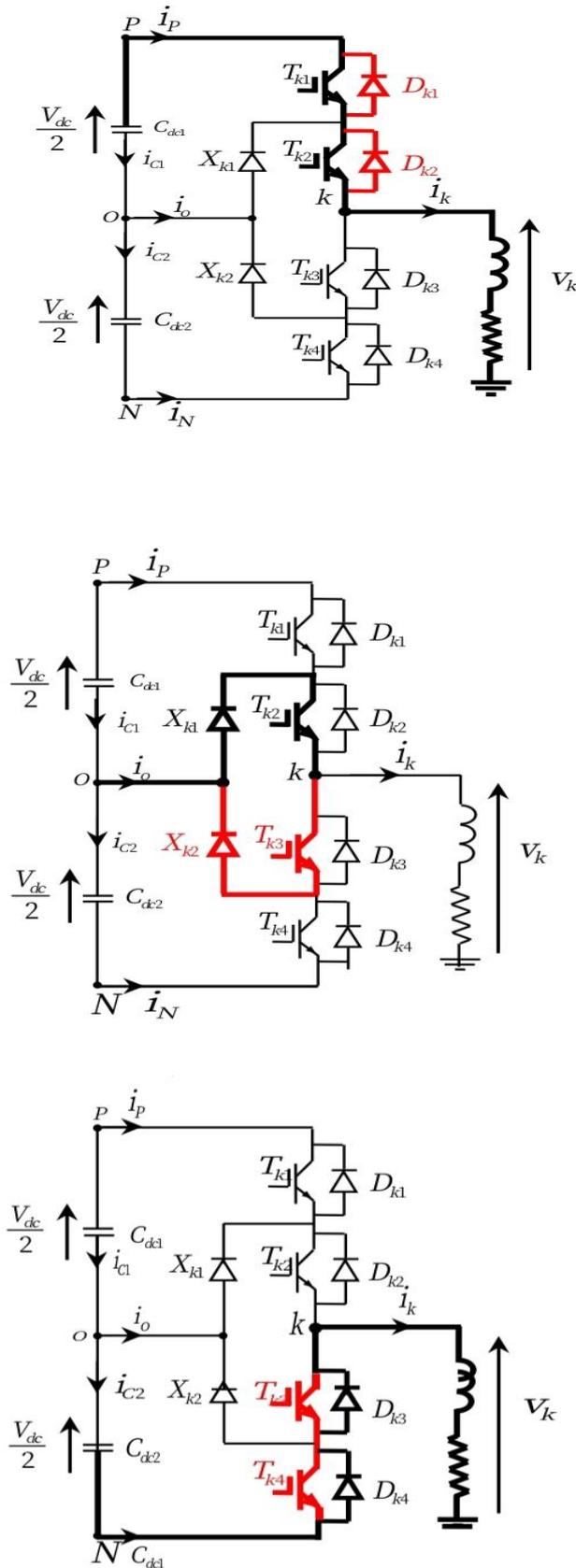
En effet, elles provoquent : Soient des court-circuit des sources de tension continue [28]

- court-circuit dc avec les séquences [1111], [1101], [1011] et [1001].
- court-circuit dc avec les séquences [1110], [1000] et [1010].
- court-circuit dc avec les séquences [0111], [0001] et [0101].
- soient la déconnexion de la source de courant alternatif pour la séquence [0000].
- soient encore, elles ne permettent pas d'assurer la connexion de la source de courant alternatif au point  $O$  pour les séquences [0100] et [0010].

Les trois configurations du bras du convertisseur correspondant aux trois séquences fonctionnelles c'est le même dans le cas d'une utilisation de cette structure en Onduleur, les niveaux de tensions en sortie réalisables sont dans le tableau suivant :

Etats de commutateurs	Tension de sortie	Interrupteurs rendus passants	Sens de courant	Le courant circule dans
$P$	$+V_{dc}/2$	$T_{k1}$ et $T_{k2}$	$i_p < 0$	$D_{K1}$ et $D_{K2}$
			$i_p > 0$	$T_{k1}$ et $T_{k2}$
$O$	$0$	$T_{k2}$ et $T_{k3}$	$i_0 < 0$	$T_{k1}$ et $D_{K6}$
			$i_0 > 0$	$T_{k2}$ et $D_{K5}$
$N$	$-V_{dc}/2$	$T_{k3}$ et $T_{k4}$	$i_N < 0$	$T_{k3}$ et $T_{k1}$
			$i_N > 0$	$D_{K3}$ et $D_{K4}$

**Tableau (II-2) :** Réalisation des différents niveaux pour l'onduleur NPC 3 niveaux



Séquences 1 : “Génération du niveau maximum”

Dans ce cas, les interrupteurs  $T_{k1}, T_{k2}$  sont passants et  $T_{k3}, T_{k4}$  sont bloqués comme le montre la Figure ci-contre.

La tension de sortie  $V_{ao} = V_{dc} / 2$

La tension appliquée aux interrupteurs  $T_{k3}$  et  $T_{k4}$  vaut  $V_{dc} / 2$

Séquences 2 : “Génération du niveau intermédiaire ”

Les interrupteurs  $T_{k2}, T_{k3}$  sont passants et  $T_{k1}, T_{k4}$  sont bloqués, dans ce cas le point "a" est relié directement au point "O" à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure ci-contre.

La tension de sortie  $V_{ao} = 0$

La tension appliquée aux interrupteurs  $T_{k1}, T_{k4}$  vaut  $+V_{dc} / 2$

Séquences 3 : “Génération du niveau minimum”

Dans ce cas, les interrupteurs  $T_{k1}, T_{k2}$  sont bloqués et  $T_{k3}, T_{k4}$  sont passants comme le montre la Figure ci-contre.

La tension de sortie  $V_{ao} = -V_{dc} / 2$

La tension appliquée aux interrupteurs  $T_{k1}$  et  $T_{k2}$  vaut  $+V_{dc} / 2$

Figure (II-9) : Les différentes configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux

### II-8-3 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

#### II-8-3-1 Commande complémentaires des onduleurs à trois niveaux

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension due à la conduction de plusieurs. On définit des commandes complémentaires, doivent être appliquées sur un bras de l'onduleur. [29]

$$\begin{cases} B_{x2} = \overline{B_{x1}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x4}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x3}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x3}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x4}} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Ou : étant le signal de commande du transistor  $T_{XS}$  du bras  $X$ .

Parmi ces commandes et celle qui nous permet d'avoir les trois tensions ( $V_{dc1}, 0, -V_{dc2}$ ) on adoptera la commande complémentaire optimale suivante :

$$\begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x3}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x4}} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Cette commande complémentaire permet de nous donner les cas d'excitation suivants :

$B_{x1}$	$B_{x2}$	$B_{x3}$	$B_{x4}$	$V_X$
1	1	0	0	$V_{dc1}$
0	1	0	1	<i>inconnue</i>
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc2}$

**Tableau (II-3) :** Tableau d'excitation associée à la commande complémentaire

L'application stricte des règles d'interconnexion des sources avec les interrupteurs, conduit aux conditions suivantes : à l'intérieur de chaque paire, les interrupteurs doivent toujours être dans des états différents, ce qui impose directement l'existence d'une commutation commandée et d'une commutation spontanée. Chacune de ces paires forme une cellule de commutation. Cette nouvelle cellule de commutation peut alors être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires d'où le nom onduleur à cellules imbriquées [10]

#### II-8-3-2 Fonction de connexion

La fonction de connexion  $F_{XS}$  traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur du bras  $X$  est défini par [30] :

$$F_{XS} = \begin{cases} 1 \text{ si } T_{XS}, D_{XS} : \text{on} \\ 0 \text{ si } T_{XS}, D_{XS} : \text{off} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs, du bras, on obtient :

$$\begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x3}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x4}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} F_{X1} = 1 - F_{X3} \\ F_{X2} = 1 - F_{X4} \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

Alors, la commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{13} \\ F_{12} = 1 - F_{14} \end{cases}, \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{23} \\ F_{22} = 1 - F_{24} \end{cases}, \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{33} \\ F_{32} = 1 - F_{34} \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

### II-8-3-3 Fonction de connexion des demi-bras

On définit en plus pour l'onduleur à trois niveaux, une fonction de connexion des demi-bras, qu'on note  $F_{X1}^b$  comme suit :

$$\begin{cases} F_{X1}^b = F_{X1}.F_{X2} \\ F_{X0}^b = F_{X3}.F_{X4} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

$F_{X1}^b$  est associée au demi-bras du haut (la paire  $(T_{X1}, T_{X2})$ ) et  $F_{X0}^b$  est associée au demi-bras du bas (la paire  $(T_{X3}, T_{X4})$ ).

Le système d'équation (II-6) montre que la fonction de connexion des demi-bras  $F_{Xm}^b$  vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés au demi-bras  $F_{Xm}^b$  sont tous fermés et ils sont nulles dans tous les autres cas [30].

### II-8-3-4 Fonction de conversion

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie. On désigne par  $(V_{an}, V_{bn}, V_{cn})$ , les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge, les tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu  $n$  de l'alimentation continue de l'onduleur. Les potentiels des nœuds  $(a, b, c)$  de l'onduleur triphasée à trois niveaux, avec  $(V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2)$  s'expriment comme suit [30] :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}.F_{12}.V_{dc1} - F_{13}.F_{14}.V_{dc2} = (F_{11}.F_{12} - F_{13}.F_{14})V_{dc}/2 \\ V_{bn} = F_{21}.F_{22}.V_{dc1} - F_{23}.F_{24}.V_{dc2} = (F_{21}.F_{22} - F_{23}.F_{24})V_{dc}/2 \\ V_{cn} = F_{31}.F_{32}.V_{dc1} - F_{33}.F_{34}.V_{dc2} = (F_{31}.F_{32} - F_{33}.F_{34})V_{dc}/2 \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

On constat d'après le système (II-8) que l'onduleur de tension trios niveaux est équivalent à deux niveaux en série. Les fonction de connexion des demi bras sont données par:

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}.F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}.F_{14} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}.F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}.F_{24} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}.F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}.F_{34} \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

En introduisant les expressions de ces dernières fonctions dans les tensions d'entrée, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b V_{dc1} - F_{10}^b V_{dc2} \\ V_{bn} = F_{21}^b V_{dc1} - F_{20}^b V_{dc2} \\ V_{cn} = F_{31}^b V_{dc1} - F_{30}^b V_{dc2} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{ab} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})V_{dc1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})V_{dc2} \\ U_{bc} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})V_{dc1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})V_{dc2} \\ U_{ca} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})V_{dc1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})V_{dc2} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = V_b = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = V_c = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

### II-8-3-5 Modèle de connaissance

En utilisant la fonction de connexion des demi-bas  $F_{ks}$ , on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (\text{II-12})$$

Les tensions simples de sortie sont présentes comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (\text{II-13})$$

Dans le cas ou ( $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$ ), la relation :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II-14})$$

Ou par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} \quad (\text{II-15})$$

La détermination des états de commutation peuvent être déterminés par les relations (II-16) et le tableau (II-4).

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad \text{(II-16)}$$

Où  $S_{(abc)} = F_{X1}^b - F_{X0}^b = F_{X1}.F_{X2} - F_{X3}.F_{X4}$  avec  $X = 1,2,3$ .

$F_{X1}$	$F_{X2}$	$F_{X1}^b$		$F_{X3}$	$F_{X4}$	$F_{X0}^b$		$F_{X1}^b$	$F_{X0}^b$	$S_X$	
0	0	0		0	0	0		0	0	0	$O$
0	1	0		0	1	0		0	1	-1	$N$
1	0	0		1	0	0		1	0	1	$P$
1	1	1		1	1	1		1	1	0	$O$

Tableau II-4 : Etat de commutation pour chaque bras

II-9 simulation de l'onduleur à trois niveaux

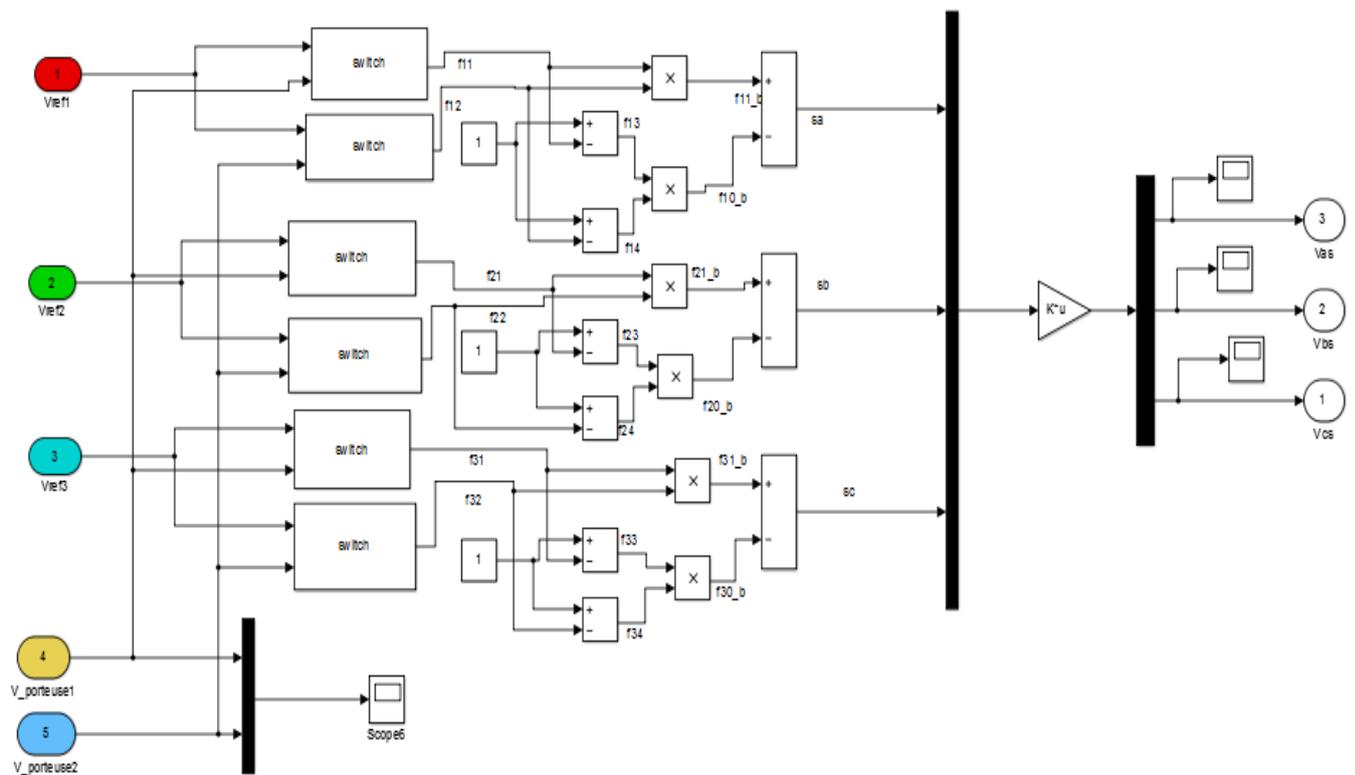


Figure (II-10) : diagramme sumilink de l'onduleur à 3 niveaux

II-9-1 Résultats de simulation

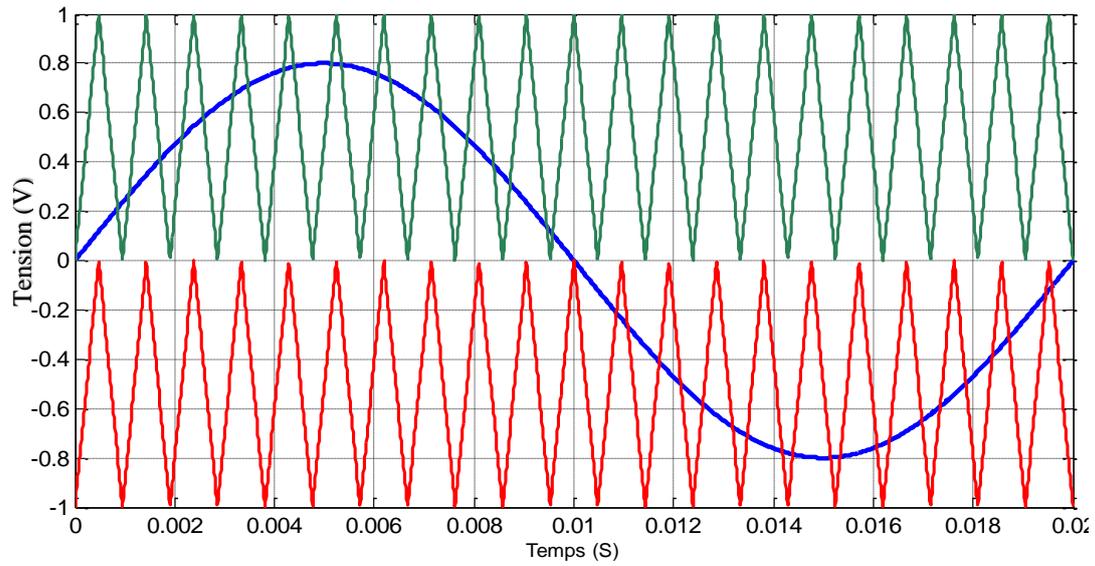
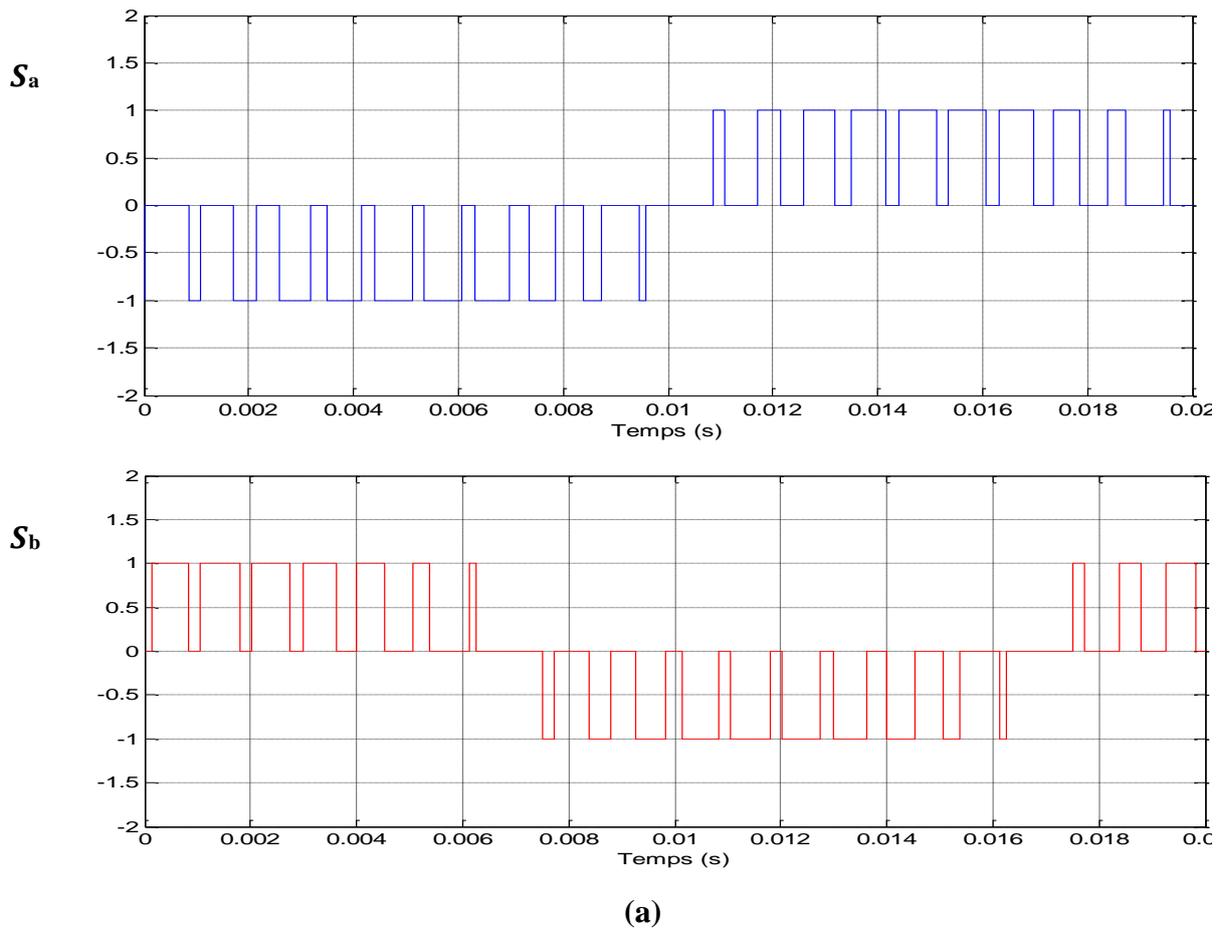
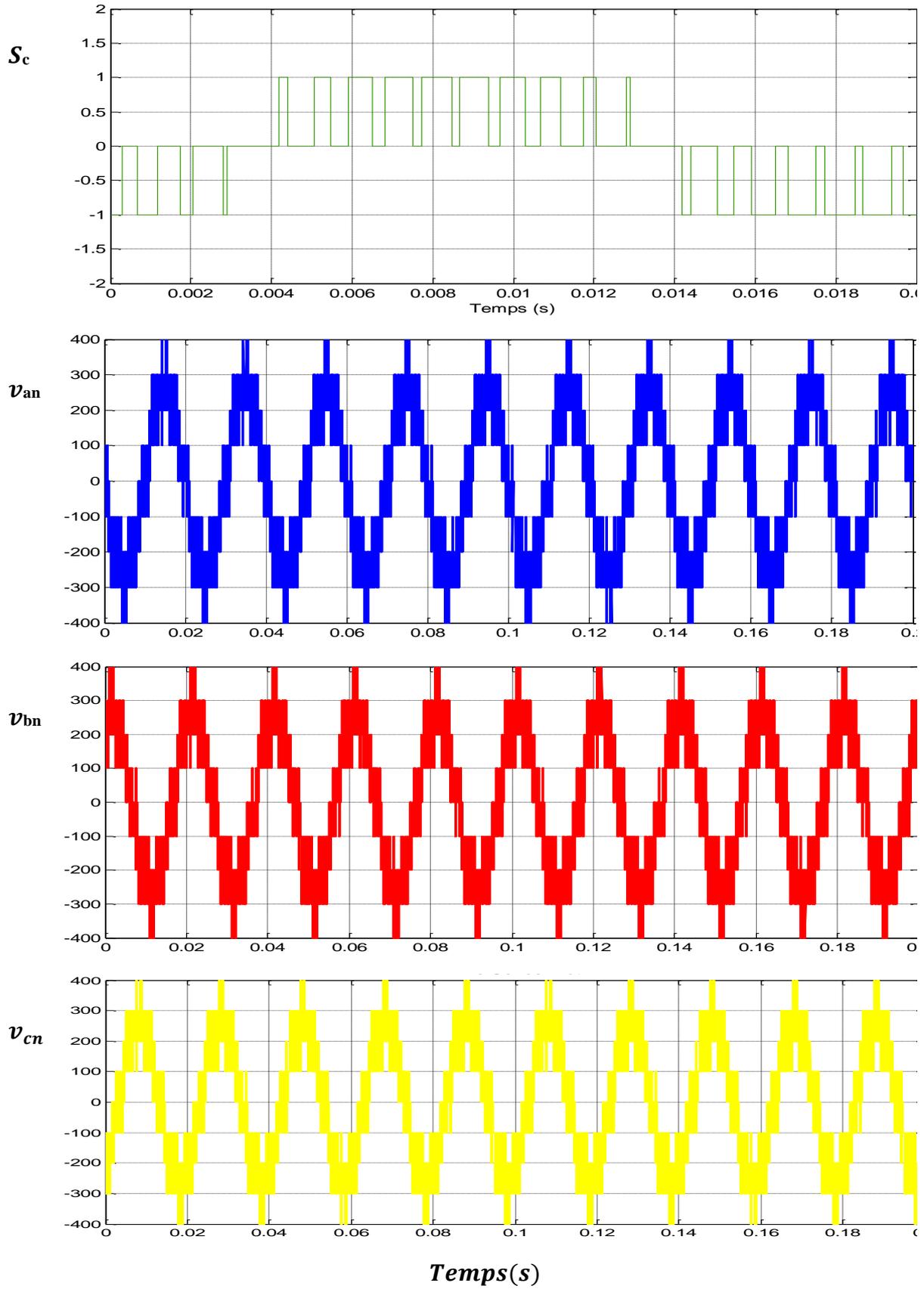
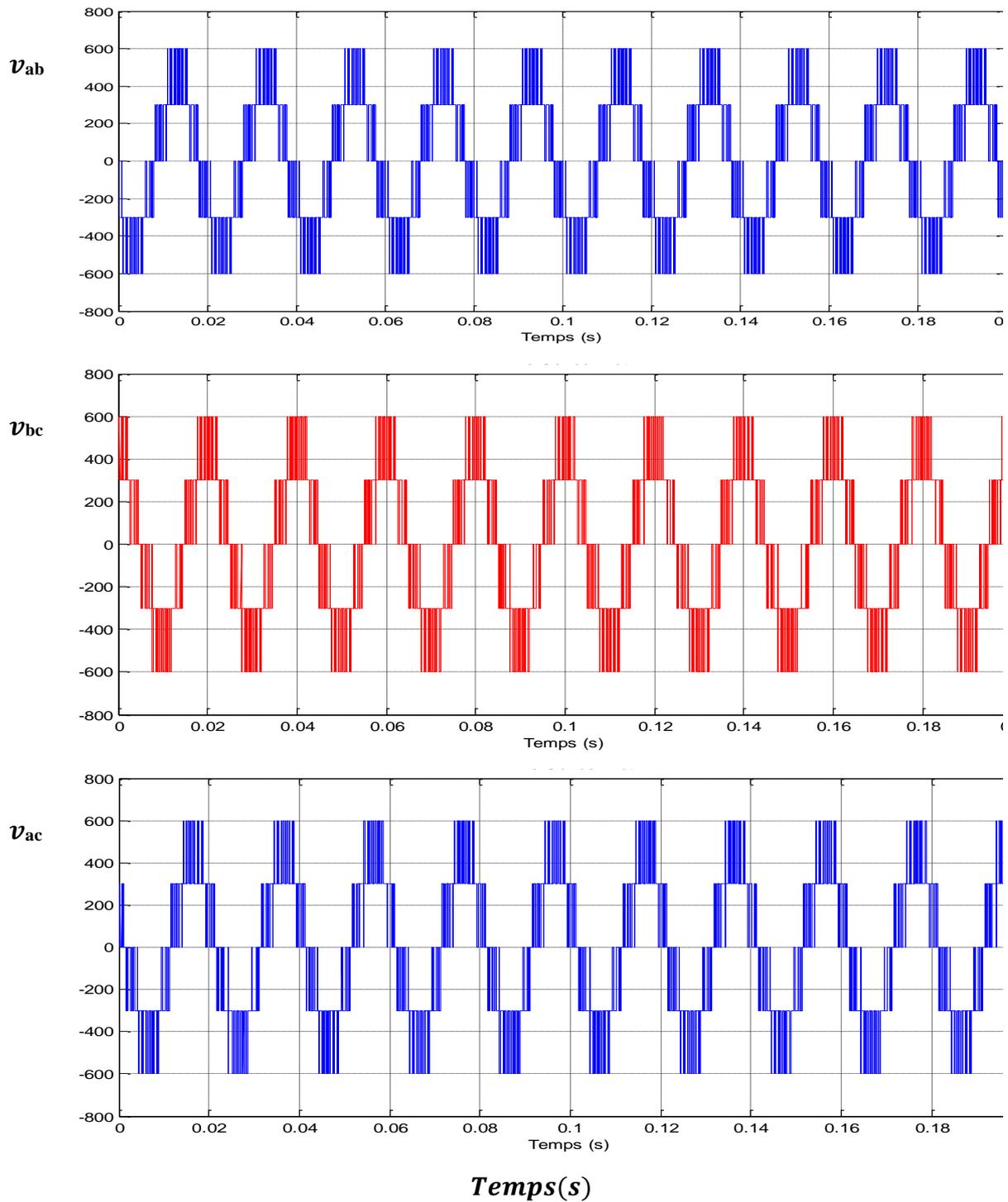


Figure (II-11) : la modulation sinusoïdale avec deux porteuses



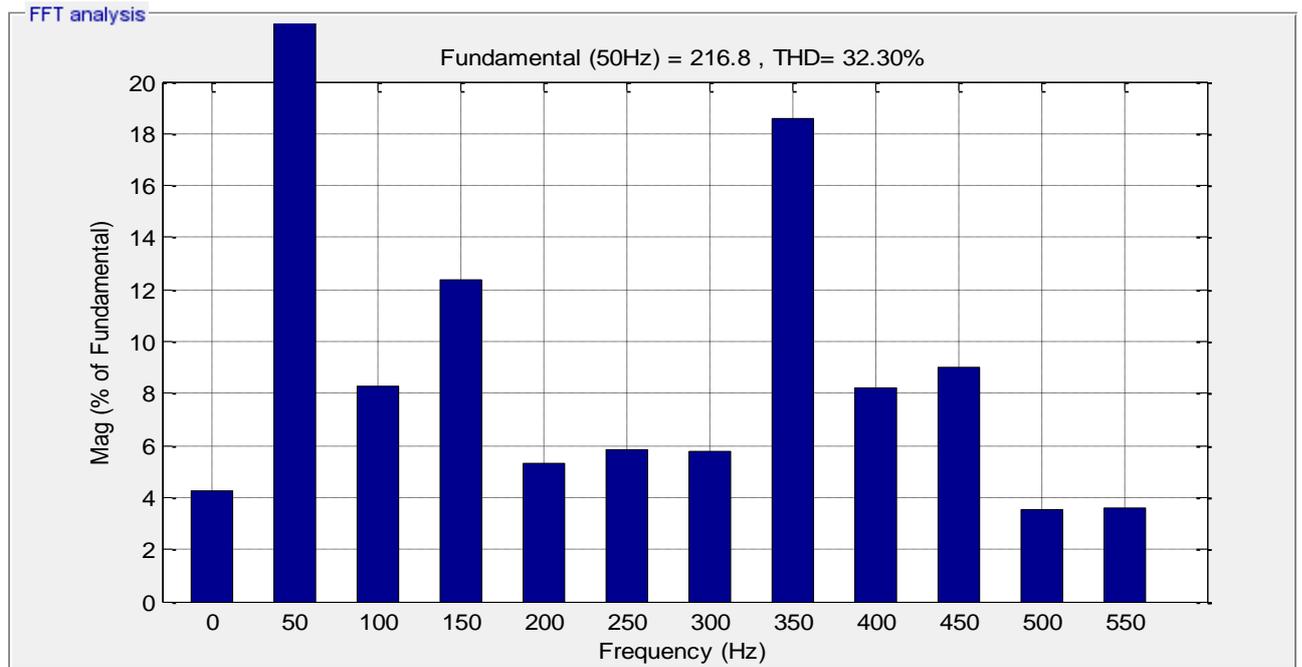


(b)



(c)

Figure (II-12) : principe de la commande MLI à deux porteuses et enveloppe de tension



**Figure (II-13) :** spectre d'harmonique de tension de sortie de l'onduleur

### II-9-2 Interprétation des résultats :

La forme d'onde des tensions délivrées par un onduleur à trois niveaux se rapproche à la forme sinusoïdale ce qui représente une nette amélioration dans la reconstitution des tensions de références de la source d'alimentation, ceci est justifié par l'analyse spectrale.

L'analyse spectrale des tensions délivrées par l'onduleur commandé en modulation de largeur d'impulsion à double porteuse d'indice de modulation  $m = 21$  donne un THD plus faible que celui d'un onduleur à deux niveaux, en plus les harmoniques sont repoussées vers des fréquences élevées ce qui facilite leurs filtrage.

### II-10 Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre des performances recherchées. Dans ce chapitre, on a présenté les différentes structures de base d'onduleurs de tension multiniveaux, leurs avantages et leurs inconvénients ont été exposés. Notre choix s'est limité sur une nouvelle structure topologique d'un onduleur multi niveaux de tension triphasé : l'onduleur à trois niveaux de type NPC. Le principe de fonctionnement, la détermination de son modèle mathématique en mode commandable a été élaboré en utilisant son modèle de connaissance et les fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras. La structure NPC à trois niveaux est plus avantageux que l'onduleur à deux niveaux, il est très utilisée, à cause de sa simplicité à mettre en œuvre et son accessibilité pour les applications envisagées avec les gammes de tension actuelle des semi-conducteurs.

**Références bibliographiques :**

- [1] N. F. Mailah, S. M. Bashi, I. Aris, and N. Mariun, 'Neutral-Point-Clamped Multilevel Inverter Using Space Vector Modulation', p. 11.
- [2] R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, 'Neutral-Point-Clamped Inverter with Improved Voltage Waveform and Control Range', p. 8.
- [3] R. Naderi and K. Smedley, 'A new hybrid active neutral point clamped flying capacitor multilevel inverter', in 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, USA, Mar. 2015, pp. 794–798, doi: 10.1109/APEC.2015.7104440.
- [4] N. Celanovic, 'Space Vector Modulation And Control Of Multilevel Converters', Doctor Of Philosophy, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [5] H. Vahedi, K. Al-Haddad, and P.-A. Labbe, 'Balancing three-level neutral point clamped inverter DC bus using closed-loop space vector modulation: real-time implementation and investigation', IET Power Electron., vol. 9, no. 10, pp. 2076–2084, Aug. 2016, doi: 10.1049/iet-pel.2015.0226.
- [6] B. KAHIA, 'Commande MLI Vectorielle d'un Redresseur Triphasé à Trois Niveaux', Mémoire de Master, UNIVERSITE SETIF 1, 2013.
- [7] S. K. Peddapelli, Pulse Width Modulation: Analysis and Performance in Multilevel Inverters. Walter de Gruyter GmbH & Co KG, 2016.
- [8] T. Abdelkrim, E. M. Berkouk, K. Aliouane, and K. Benamrane, 'Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle', p. 7.
- [9] J. O. P. Pinto, 'A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive', IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 6, p. 9, 2000.
- [10] Houria Ben Zemammouch « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba.2010.
- [11] MANSOURI Abdallah «Commande des Onduleurs Multiniveaux», Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de MASTER, UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAFM'SILA.2016.
- [12] Faïçal Mnif « Etude et Réalisation des lois de commande par mode de Glissement et par approche Géométrique: Application à un Onduleur De Tension Monophasés », Thèse présente à l'université du Québec a Trois-Rivières Comme Exigence Pour l'obtention du Déplume de maitrise sciences appliquées en électronique industrielle, Université du Québec.1991.
- [13] Ammiche Abd ennour «Commande des onduleurs multiniveaux de tension à diode flottante » mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du Diplôme de master en génie électrique. Université de m'sila 2012/2013.

- [14] S. Singh, F. Li, C. Garrett, R. Thomas, « a study of sigma-delta modulation control strategies for multi-level voltage source inverters », 7<sup>th</sup> conference on power electronics and variable speed drives, pp.347-352, 1998.
- [15] A. Ilerede « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multi niveaux », thèse de doctorat Université de Toulouse, novembre 2011
- [16] L. Delmas, T. A. Meynard, and G. Gateau. Computed pwm for flying capacitors Multicell converters. In Proceedings of the 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, volume 2, pages 953–956, Ajaccio, France, 2004.
- [17] T. A. Maynard, M. Fadel, and N. Aouda. Modeling of multilevel converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 44(3):356 – 364, June 1997.
- [18] M. D. Manjrekar, P. Steimer, T. A. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High Power Applications", IEEE-IAS Conference, 1999.
- [19] Fang Zheng Peng, John W. Mckeever, Donald J. Adams, « A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N°6, pp. 1293-1298, November / December 1998.
- [20] K.V. Patil, R.M. Mathur, J. Jiang, S.H. Hosseini, « Distribution System Compensation Using a New Binary Multilevel Voltage Source Inverter », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, N°2, pp. 459-464, April 1999.
- [21] Subrata K. Mondal, Bimal K. Bose, Valentin Oleschuk, and Joao O. P. Pinto, « Space Vector Pulse Width Modulation of Three Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, N°2, pp.604-611, March 2003.
- [22] A. Sapin, J.-J. Simond: Investigation of the 3<sub>level</sub> unified power flow controller. EPE 2001, Graz.
- [23] J. Rodriguez, J.-S. Lai et F. Z. Peng, « Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications », Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 49, no 4, pp.724–738, Aug 2002.
- [24] N. Schibli: Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC–DC feeding. Thèse EPFL N° 2220, (2000), Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [25] Siriroj Sirisukprasert, “Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter”, Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute, September 1999.
- [26] B. K. Bose, “Power Electronics and AC Drives”, Edition Practice Hall, 1986.
- [27] L. M. Tolbert, “Multilevel converters for Large Electric Drives”, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.

[28] Kelaiaia Mounia Samira, « Amélioration de la Qualité d'Energie Délivrée Par Un Onduleur Multiniveaux Alimentant Une Machine Asynchrone A Cage » Thèse De Doctorat, Département d'Electrotechnique, 2007.

[29] J. P. Caron, J. P. Hautier, « Convertisseurs Statiques- Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.

[30] M.Chikouche, « Commande robuste d'une machine asynchrone à double alimentation sans capteur mécanique », thèse de doctorat, université de SIDI-BEL-ABBES, 2013

---

# Chapitre III

*commande directe du couple de la MAS*

---

**III-1 Introduction**

Le contrôle direct du couple appelé en anglais "Direct torque control" (DTC), a été proposé par Depenbrock et Takahashi dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle à la commande vectorielle [1] [2]. La première implantation de cette méthode de commande a été dans les systèmes de tractions du groupe ABB.

La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur [3]. La DTC présente une dynamique rapide du couple, une robustesse par rapport aux variations paramétriques, une simplicité de commande à faible coût de calcul et une élimination du bloc de modulation MLI, en le remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées du couple et du flux ainsi que la position du flux [4] [5]. Elle permet en plus un découplage entre le contrôle du flux et du couple. Ainsi, plusieurs travaux de recherches ont été développés pour l'application de cette technique aux machines synchrones. La première application de la DTC à la machine synchrone est apparue dans les années 90 [6].

Dans ce chapitre, nous présentons les principes du contrôle direct du couple, nous analysons en particulier la dynamique du système, le couplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Puis, nous développons l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple. Ensuite, nous élaborons le modèle des contrôleurs à hystérésis impliqués dans cette commande. Nous étudions d'autres structures de DTC telle que le décalage de zone et l'augmentation du nombre de zones.

En fin de chapitre, nous donnons les résultats de simulation qui mettent en évidence les performances de cette commande directe du couple (DTC).

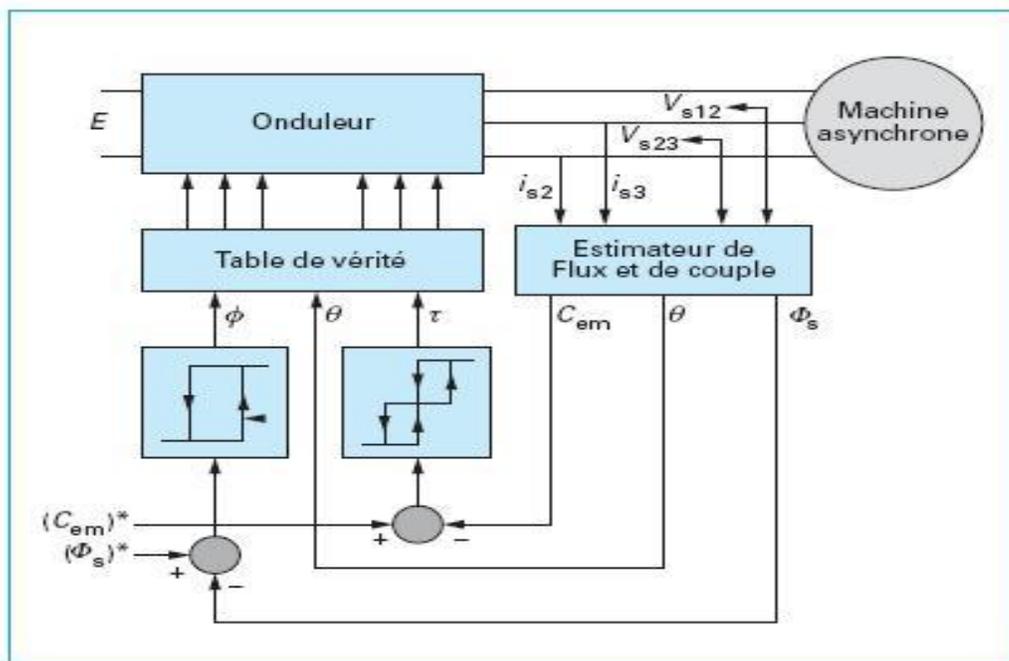
### III-2 Principe de la commande Directe de Couple

La Commande DTC a été proposée par Takahashi au milieu des années 80. Comparée à la commande vectorielle, la commande DTC est moins sensible aux variations paramétriques de la machine et permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple.

Le principe de cette commande est de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine. Dans ce cadre, deux comparateurs à hystérésis sont utilisés et qui permettent de comparer les valeurs estimées avec celles de références, ensuite on commande directement les états de l'onduleur à travers une table de sélection prédéfinie. [7]

Les principaux éléments constitutifs de la structure de commande DTC avec asservissement de vitesse sont les suivants :

- Deux estimateurs du couple et du flux statorique basés sur le modèle lié au stator.
- Une table de sélection du vecteur tension désiré du stator, établie en concordance avec les erreurs du flux et du couple engendré.
- Deux comparateurs à hystérésis l'un à deux niveaux destiné pour le contrôle du flux, l'autre à trois niveaux consacré au contrôle du couple électromagnétique.



**Figure (III-1) :** Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

### III-3 Les avantages et les inconvénients de la Commande DTC

Parmi les avantages de la Commande DTC on peut citer [8] [9] :

- Une excellente dynamique du couple.
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor de la machine.
- Absence d'utilisation des transformations de Park et de son inverse.
- Absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI.
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande.
- Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire.

Les inconvénients de la Commande DTC peuvent être résumés par les points suivants [8] [9] :

- L'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux.
- La fréquence de commutation n'est pas contrôlée.
- La nécessité d'utiliser des estimateurs de flux statorique et de couple.
- Un fonctionnement mal contrôlé à basse vitesse.
- Les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires.

### III-4 Stratégie de commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme proposé par TAKAHASHI [10] :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  ( $T_e \leq 50 U_s$ )
- Pour chaque période, on mesure les courants et les tensions de ligne. On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduit dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire  $Cflx$ .
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduit dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire  $Ccpl$ .

### III-5 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

Dans le cas d'un fonctionnement moteur–onduleur à deux niveaux, les tensions d'alimentation sont estimées en fonction de la tension du bus continu et des états de commutation des bras de l'onduleur, Telle que  $(S_a, S_b, S_c)$  représente l'état logique des trois interrupteurs. Ces états donnés

---

par le groupe  $(S_a, S_b, S_c)$  peuvent chacune prendre les valeurs : 1 ou 0. Ainsi, huit combinaisons différentes possibles comme le montre la Figure (III-2)

Ces huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tensions qui peuvent être appliqués aux bornes de la MAS. Tous les vecteurs sont actifs hormis les vecteurs qui sont nuls. L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction de différents vecteurs tensions, courant et flux, sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s \\ \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

$V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ , ce sont les projections du vecteur tension dans le repère orthogonal  $(\alpha, \beta)$ . Ce vecteur est produit par l'onduleur de tension triphasé qu'on suppose parfait.

Ce vecteur est fonction des états de commutation des bras d'onduleur  $(S_a, S_b, S_c)$  et peut écrire, en utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, sous la forme suivante: [11]

$$\begin{aligned} \bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + aS_b + a^2S_c) \\ a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{aligned} \quad (\text{III-2})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

En utilisant la transformée de Concordia, on peut lier les tensions réelles  $(V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$  tensions dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par la relation suivante [12]:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

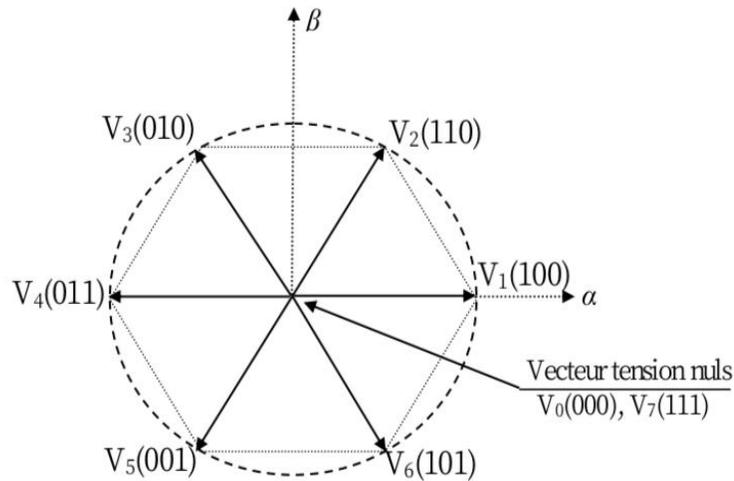
Le tableau (III-1) indique les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du point triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chaque de ces huit états, les vecteurs de tensions  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ , les composantes de Concordia  $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$  ainsi que le vecteur de référence  $\vec{V}_s$  représentatif de ces états.

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\vec{V}_s$
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

**Tableau (III-1) :** calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs

Deux de ces vecteurs  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  sont identiquement nuls, les six autres ont le même module égale à  $\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$ .

Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\frac{\pi}{3}$ . chacun des couples de vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  ( $i = 1, \dots, 6$ ) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone.



**Figure (III-2) :** Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

### III-6 Contrôle de flux et du couple électromagnétique :

#### III-6-1 Contrôle du flux statorique :

On se place dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator du MAS. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation (III-1) [13] [14]

En négligeant la chute de tension due à la résistance du stator pour simplifier l'étude (pour des grandes vitesses), on trouve :

$$\phi_s \approx \phi_{s0} + \int_0^t V_s dt \quad (\text{III-5})$$

Pendant la période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MAS reste constant, on peut écrire :

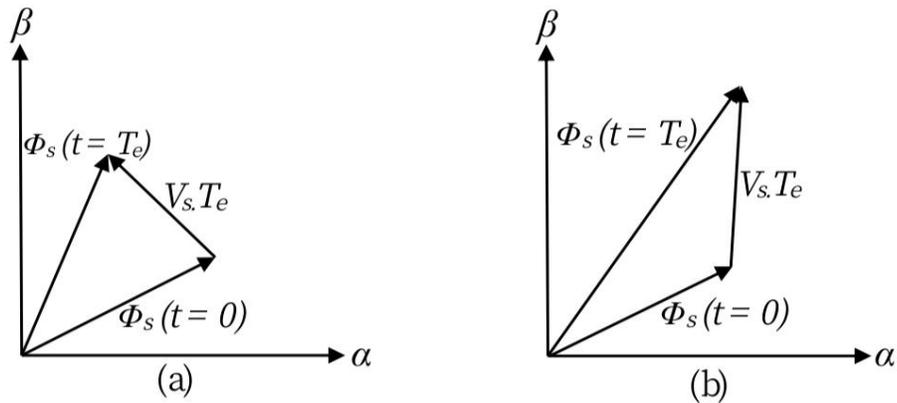
$$\begin{cases} \phi_s(k+1) = \phi_s(k) + V_s(k)T_e \\ \Delta\phi_s = V_s T_e \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

- $\phi_s(k)$  est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\phi_s(k+1)$  est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta\bar{\phi}_s$  est la variation du vecteur flux statorique ( $\phi_s(k+1) - \phi_s(k)$ ).
- $T_e$  est la période d'échantillonnage.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine [15] [16].

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique montre dans la figure (III-3).

Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante [15] [16].



**Figure (III-3) :** Application d'un vecteur tension statorique : (a) permet de diminuer le module du flux statorique, (b) permet d'augmenter le module du flux statorique

### III-7 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante :

$$C_{em} = K(\phi_s \wedge \phi_r) = K\|\phi_s\| \|\phi_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{III-7})$$

$K$  : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K = \frac{3pM_{sr}}{2(\sigma L_s L_r)}$$

$\phi_s$ : est le vecteur de flux statorique.

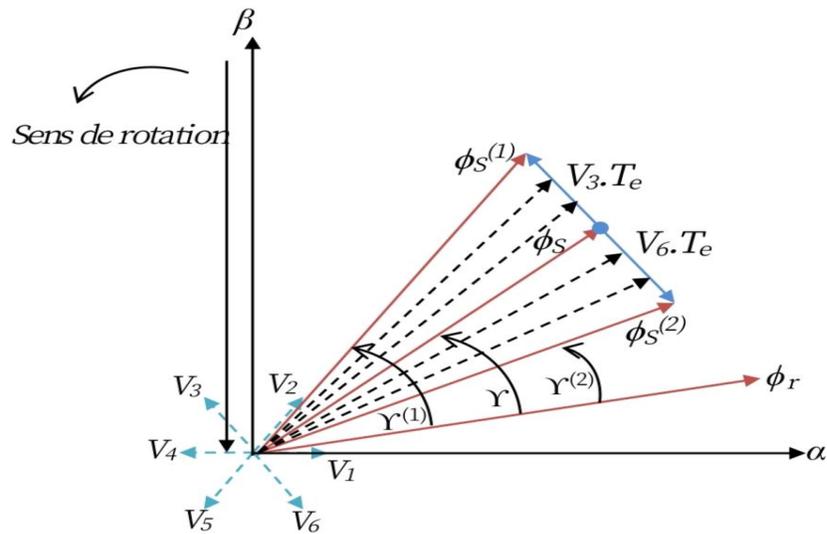
$\phi_r$ : est le vecteur de flux rotorique.

$\gamma$ : est le déphasage entre les deux flux.

En supposant que par son réglage, l'amplitude de  $\phi_s$  est maintenue dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de  $\phi_r$  sera aussi approximativement constante, lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation (III-7) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle  $\gamma$ .

Afin d'augmenter rapidement l'angle  $\gamma$  et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif.

En figure (III-4) on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard [17].



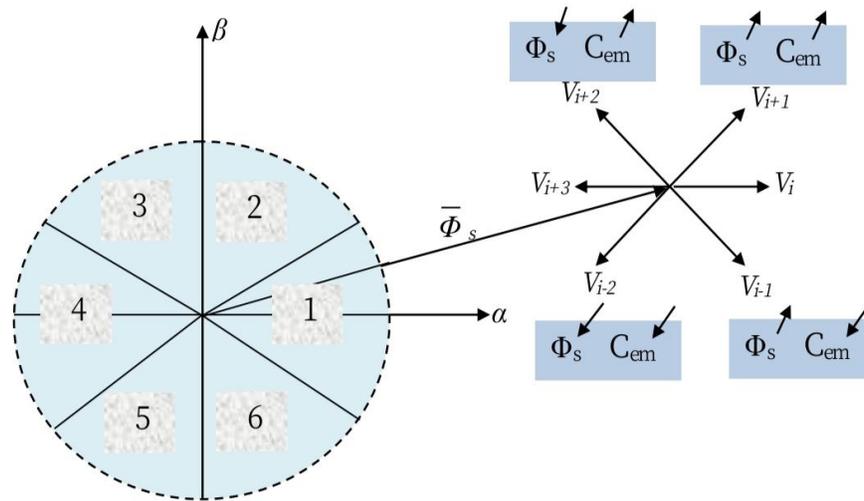
**Figure (III-4) :** Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension

### III-8 Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\phi_s$  de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple [18].

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (III-5). Lorsque le flux  $\phi_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [18] [19] :

- si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  et  $C_{em}$  croît.
- si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  et  $C_{em}$  décroît.
- si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  et  $C_{em}$  croît.
- si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\phi_s$  et  $C_{em}$  décroît.
- si  $V_0$  ou  $V_7$  est sélectionnée la rotation de  $\phi_s$  arrêtée.



**Figure (III-5) :** Choix du vecteur de tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ . En effet, en début de la zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\phi_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\phi_s$  alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i+2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\phi_s$  en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire [18].

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension statorique  $V_s$  à la sortie de l'onduleur est déduite des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur  $\phi_s$  [19].

Un estimateur de  $\phi_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [19]

### III-9 Les estimateurs

#### III-9-1 Estimation du flux statorique

A partir de la mesure des grandeurs statoriques courant et tension de la machine, on peut avoir une estimation du flux et l'équation suivantes de la démontre. [20]

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III-8})$$

les composantes de  $\phi_s$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$ :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

En connaissant  $V_s$ , on peut l'appliqué la transformation de Concordia :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III-10})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left( S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_a - \frac{1}{2}(V_b + V_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_c) \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Et de la même manière, on aura les valeurs de  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  à partir de la mesure des courants réels ( $I_{s(abc)}$ ).

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III-12})$$

Avec :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad \text{(III-13)}$$

Le module de flux statorique et de la phase sont données par les relations suivantes :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad \text{(III-14)}$$

L'angle  $\angle\phi_s$  entre le référentiel  $(\alpha, \beta)$  est le vecteur  $\phi_s$ , s'écrit comme suit :

$$\theta_s = \angle\phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad \text{(III-15)}$$

La position de  $\phi_s$  dans l'intervalle  $[0 \ 2\pi]$  est donnée par le tableau (III-2).

		$\theta_s$
$\phi_{s\alpha} > 0$	$\phi_{s\beta} > 0$	$\arctan(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha})$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$\arctan(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\phi_{s\alpha} < 0$		$\arctan(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha}) + \pi$
$\phi_{s\alpha} = 0$	$\phi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$3\pi/2$

**Tableau (III-2) :** position du flux statorique dans l'intervalle  $[0 \ 2\pi]$

### III-9-2 Estimation du couple

Une fois les deux composantes du flux sont obtenues, le couple peut être tiré facilement d'après la formule suivante : [20]

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad \text{(III-16)}$$

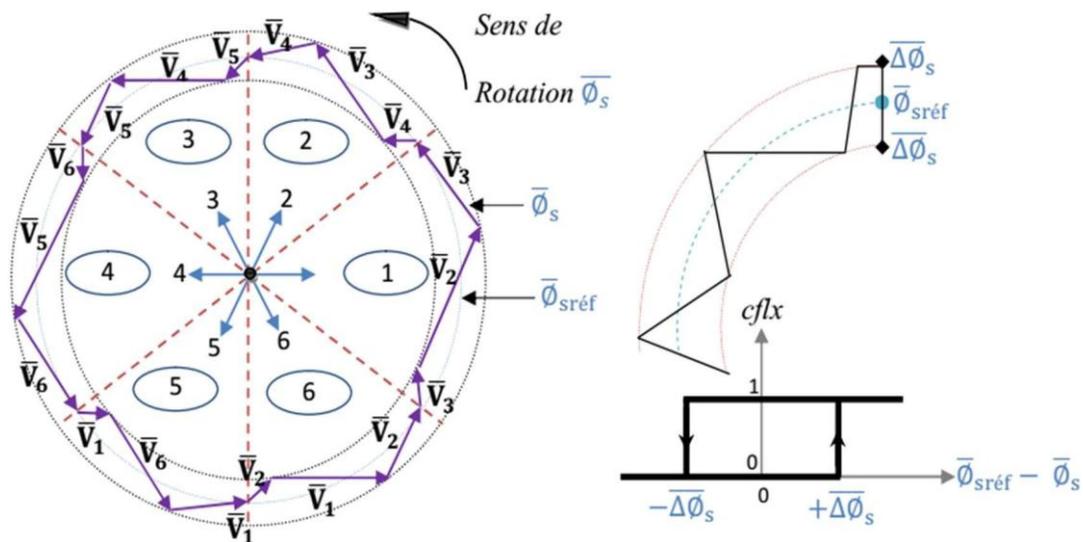
### III-10 Elaboration du Vecteur de Commande

#### III-10-1 Correcteur de Flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III-6). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\phi_s$ , afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne  $[Cflx]$ , indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [ $Cflx = 1$ ] ou diminuée [ $Cflx = 0$ ] de façon à le maintenir [21] :

$$|(\phi_s)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

Avec :  $(\phi_s)_{ref}$  est le flux de référence,  $\Delta\phi_s$  est la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.



**Figure (III-6) :** Correcteur du flux à hystérésis à deux niveaux et sélection des vecteurs de tensions

On peut écrire ainsi, en tenant compte de la dérivée du flux :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta\phi_s < \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 \quad \text{alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 \quad \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s > -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{array} \right.$$

### III-10-2 Correcteur du couple :

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du moteur, deux solutions sont à envisager :

#### III-10-2-1 Correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\phi_s$ , 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  $\phi_s$ , par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. [22].

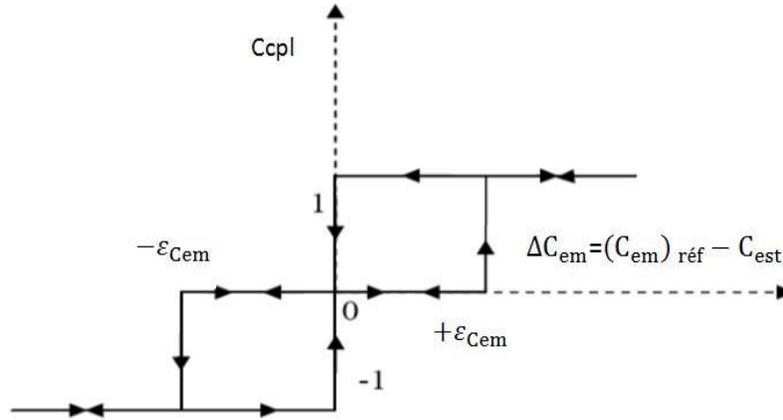
Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones, on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [23]

#### III-10-2-2 Correcteur à trois niveaux

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir l'erreur  $\varepsilon_{cem}$  (l'écart qui existe entre le couple estimé  $C_{est}$  et sa valeur de référence  $(C_{em})_{ref}$  dans une bande d'hystérésis de largeur  $\Delta C_{em}$ )

$$|(C_{em})_{ref} - C_{est}| \leq \Delta C_{em}$$

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (1, 0, -1), permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est représenté par la figure (III-7), tels que  $ccpl$  représente l'état de sortie du comparateur  $\varepsilon_{cem}$  et la limite de la bande d'hystérésis. [22] [24] [25].



**Figure (III-7) :** Correcteur de couple à trois niveaux

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \varepsilon_{cem} > \Delta C_{em} & \text{alors } ccpl = 1 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} \text{ et } \frac{d\varepsilon_{cem}}{dt} > 0 & \text{alors } ccpl = 0 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} \text{ et } \frac{d\varepsilon_{cem}}{dt} < 0 & \text{alors } ccpl = 1 \\ \text{si } -\varepsilon_{cem} > \Delta C_{em} & \text{alors } ccpl = -1 \\ \text{si } -\Delta C_{em} \leq \varepsilon_{cem} < 0 \text{ et } \frac{d\varepsilon_{cem}}{dt} > 0 & \text{alors } ccpl = 0 \\ \text{si } -\Delta C_{em} \leq \varepsilon_{cem} < 0 \text{ et } \frac{d\varepsilon_{cem}}{dt} < 0 & \text{alors } ccpl = -1 \end{array} \right.$$

En introduisant l'écart  $\Delta C_{em}$ , entre le couple de référence et celui estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (III-7), celui-ci génère la valeur  $ccpl = 1$  pour augmenter le couple,  $ccpl = -1$  pour le réduire, et  $ccpl = 0$  pour le maintenir constant dans la bande  $\Delta C_{em}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, [22] [26].

### III-11 Elaboration de la table de commutation

#### III-11-1 Stratégie de commutation dans la DTC

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la commutation des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. [13] [27]

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux  $\phi_s$  et du couple électromagnétique  $C_{em}$ . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants. [27]

### III-11-2 Table de commutation

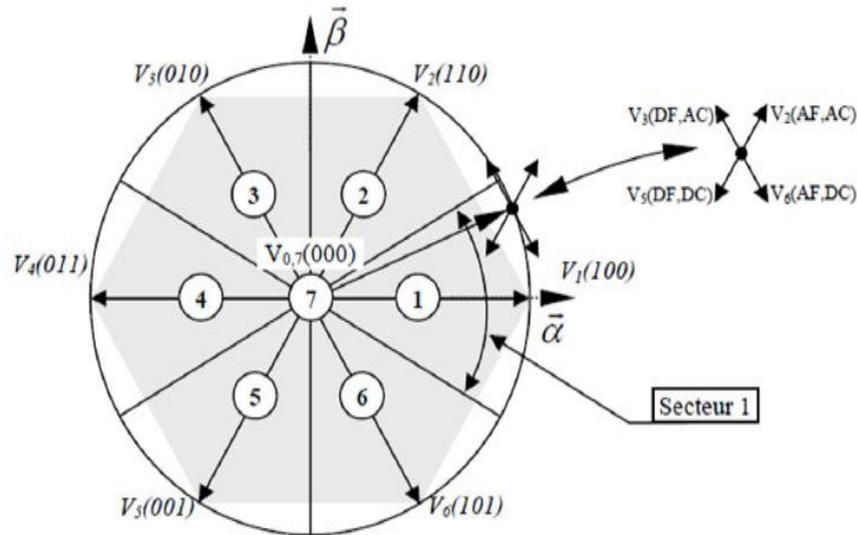
La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables ( $cflx$ ) et ( $ccpl$ ), et de secteur  $S_i$  de la position de flux  $\phi_s$ . Elle se présente donc sous la forme suivante :

$S_i$		1	2	3	4	5	6	Correcteur
$cflx = 1$	$ccpl = 1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	2 niveaux
	$ccpl = 0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	
	$ccpl = -1$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	3 niveaux
$cflx = 0$	$ccpl = 1$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	2 niveaux
	$ccpl = 0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	
	$ccpl = -1$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	3 niveaux

**Tableau (III-3) :** Table de commutation de la structure de DTC

Les séquences nulles  $V_0$  et  $V_7$ , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart, ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande :

$$-\varepsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} < \varepsilon_{cem}$$



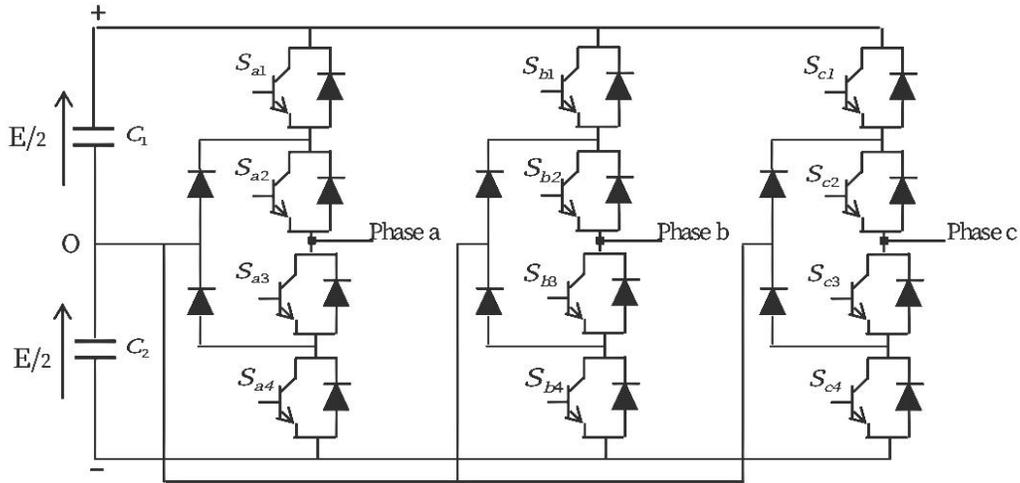
**Figure (III-8) :** Partition du plan complexe en six secteurs angulaires  $S_{i=1...6}$

Le code  $V_6$  (1 0 1) signifie :

$\left\{ \begin{array}{l} 1: \text{interrupteur supérieur du } 1^{\text{er}} \text{ bras fermé;} \\ 0: \text{interrupteur supérieur du } 2^{\text{eme}} \text{ bras ouvert;} \text{ et} \\ 1: \text{interrupteur supérieur du } 3^{\text{eme}} \text{ bras fermé.} \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} \text{AF: augmenter le flux;} \\ \text{AC: augmenter le couple;} \\ \text{DF: diminuer le flux;} \\ \text{DC: diminuer le couple;} \end{array} \right.$
---	---

### III-12 Amélioration de la commande DTC par Application d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC

Dans le contrôle direct du couple conventionnel (à deux niveaux de tension) les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation sans distinguer entre une erreur très grande ou relativement petite. Par ailleurs l'état de commutation choisie pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple et du flux et la même que dans le fonctionnement normal. Cela implique évidemment une réponse médiocre, les performances du système peuvent être amélioré si on sélectionne un vecteur tension selon la valeur de l'erreur du couple et du flux ainsi que la position du flux dans l'espace de son évolution [22] [23] [28].



**Figure (III-9) :** onduleur à trois niveaux à structure NPC

Par combinaison des quatre interrupteurs (considérés parfaits) d'un même bras, on peut imposer à la phase trois niveaux de tensions différentes :

$$(1100) \Rightarrow +\frac{E}{2}$$

$$(0110) \Rightarrow 0$$

$$(0011) \Rightarrow -\frac{E}{2}$$

On définit alors trois grandeurs booléennes de commande  $S_i (i = a, b, c,)$  telles que

$$S_i = 1 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0011)$$

$$S_i = 0 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0110)$$

$$S_i = -1 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (1100)$$

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ( $V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$ ), alors :

Où  $V_{sabc}$  est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par l'équation (III-3)

En considérant le vecteur tension statorique  $V_s$  exprimée dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$  s'écrit en fonction des tensions simples dans l'équation (III-2).

### III-12-1 Construction de la table de commutation

#### III-12-1-1 Sélection du vecteur tension

Le choix du vecteur tension à appliquer durant la période dépend de la variation du module et de sens de rotation de flux statorique, de l'évolution souhaité pour le couple et également de la position de flux statorique. Ainsi, l'effet de chaque vecteur tension sur le flux et le couple pour une position donnée.

La sélection d'un vecteur tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, dépend des sorties du correcteur à hystérésis du flux, du correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position du vecteur flux.

#### III-12-1-2 Table de commutation :

La table de commutation de la DTC d'une MAS alimentée par onduleur de tension à trois niveaux avec 12 secteurs (amélioration classique) est donnée par le tableau ci-dessous : [29] [30] [31]

$S_i$		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$cflx = 1$	$ccpl = 1$	$V_1$	$V_4$	$V_5$	$V_8$	$V_9$	$V_{12}$	$V_{13}$	$V_{16}$	$V_{17}$	$V_{20}$	$V_{21}$	$V_{24}$
	$ccpl = 0$	$V_{25}$	$V_0$	$V_{26}$									
	$ccpl = -1$	$V_{21}$	$V_{24}$	$V_1$	$V_4$	$V_5$	$V_8$	$V_9$	$V_{12}$	$V_3$	$V_{16}$	$V_{17}$	$V_{20}$
$cflx = 0$	$ccpl = 1$	$V_9$	$V_{12}$	$V_{13}$	$V_{16}$	$V_{17}$	$V_{20}$	$V_{21}$	$V_{24}$	$V_1$	$V_4$	$V_5$	$V_8$
	$ccpl = 0$	$V_{26}$	$V_0$	$V_{25}$									
	$ccpl = -1$	$V_{13}$	$V_{16}$	$V_{17}$	$V_{20}$	$V_{21}$	$V_{24}$	$V_1$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_9$	$V_{12}$

**Tableau (III-4) :** Table de commutation de la structure de DTC à trois niveaux

Un comparateur à hystérésis de flux à deux niveaux (figure III-6) et un comparateur à hystérésis de couple à trois niveaux (figure III-7) peuvent être utilisés dans le contrôle de ce type d'onduleur.

De ce fait, et contrairement à l'onduleur à deux niveaux qui ne peut fournir que 8 vecteurs de tension dont deux nuls, l'onduleur à trois niveaux peut produire 27 vecteurs de tension dont trois nuls sont représentés dans la figure (III-10) [29] [30] [31].

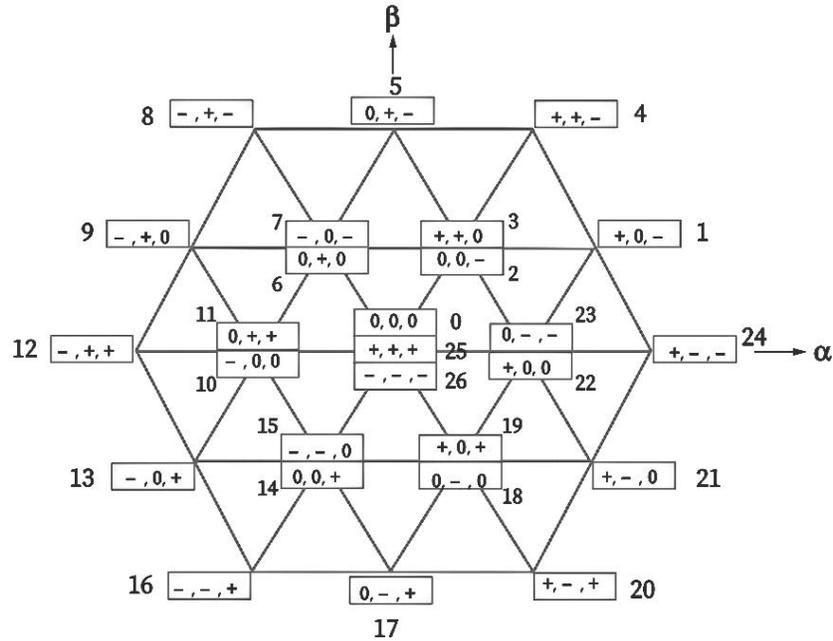


Figure (III-10) : Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à trois niveaux de tension.

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la MAS pilotée par un onduleur 3-niveaux de tension à structure NPC, nous devons élaborer deux tableaux de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur.

L'expression du vecteur de tension de l'onduleur correspondant aux 19 vecteurs de tension différents peut se décomposer en quatre groupes, comme le montre le tableau (III-5).

Tension nulle	$V_0(0\ 0\ 0)$	$V_{25}(1\ 1\ 1)$	$V_{26}(-1\ -1\ -1)$
Demi-tension	$V_3(1\ 1\ 0)$	$V_7(-1\ 0\ -1)$	$V_{11}(0\ 1\ 1)$
	$V_2(0\ 0\ -1)$	$V_6(0\ 1\ 0)$	$V_{10}(-1\ 0\ 0)$
Tension intermédiaire	$V_1(1\ 0\ -1)$	$V_5(0\ 1\ -1)$	$V_9(-1\ 1\ 0)$
	$V_4(1\ 1\ -1)$	$V_8(-1\ 1\ -1)$	$V_{12}(-1\ 1\ 1)$
Pleine tension	$V_3(1\ 1\ 0)$	$V_7(-1\ 0\ -1)$	$V_{11}(0\ 1\ 1)$
	$V_2(0\ 0\ -1)$	$V_6(0\ 1\ 0)$	$V_{10}(-1\ 0\ 0)$
	$V_1(1\ 0\ -1)$	$V_5(0\ 1\ -1)$	$V_9(-1\ 1\ 0)$
	$V_4(1\ 1\ -1)$	$V_8(-1\ 1\ -1)$	$V_{12}(-1\ 1\ 1)$
	$V_3(1\ 1\ 0)$	$V_7(-1\ 0\ -1)$	$V_{11}(0\ 1\ 1)$
	$V_2(0\ 0\ -1)$	$V_6(0\ 1\ 0)$	$V_{10}(-1\ 0\ 0)$
	$V_1(1\ 0\ -1)$	$V_5(0\ 1\ -1)$	$V_9(-1\ 1\ 0)$
	$V_4(1\ 1\ -1)$	$V_8(-1\ 1\ -1)$	$V_{12}(-1\ 1\ 1)$
	$V_3(1\ 1\ 0)$	$V_7(-1\ 0\ -1)$	$V_{11}(0\ 1\ 1)$
	$V_2(0\ 0\ -1)$	$V_6(0\ 1\ 0)$	$V_{10}(-1\ 0\ 0)$
	$V_1(1\ 0\ -1)$	$V_5(0\ 1\ -1)$	$V_9(-1\ 1\ 0)$
	$V_4(1\ 1\ -1)$	$V_8(-1\ 1\ -1)$	$V_{12}(-1\ 1\ 1)$

Tableau (III-5) : Répartition en 4 groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à 3-niveaux

La construction du tableau de commutation (Tableau III-6), se base effectivement sur le choix du vecteur de tension statorique appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique ainsi que la valeur du couple électromagnétique.

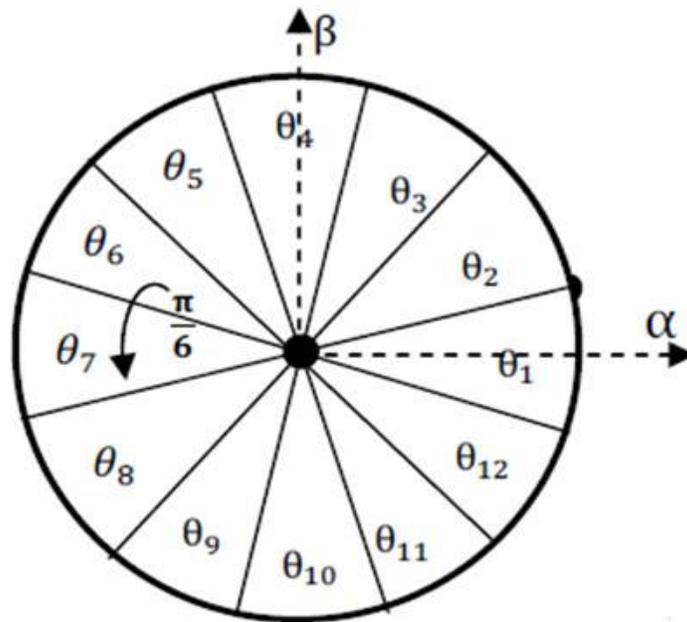
$\vec{V}_s$	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$ V_s \angle\theta$
$\vec{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	$0+j0$
$\vec{V}_{25}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$0+j0$
$\vec{V}_{26}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$0+j0$
$\vec{V}_{23}$	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	0	$\frac{E}{3}e^{j0}$
$\vec{V}_3$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_7$	$-\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_{11}$	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	0	$\frac{E}{3}e^{j\pi}$
$\vec{V}_{15}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_{19}$	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$\vec{V}_{22}$	$\frac{E}{2}$	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	0	$\frac{E}{3}e^{j0}$
$\vec{V}_2$	0	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_6$	0	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_{10}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	0	$\frac{E}{3}e^{j\pi}$

$\vec{V}_{14}$	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_{18}$	0	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$\vec{V}_1$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{3E}{4}\right)$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$
$\vec{V}_5$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{\pi}{2}}$
$\vec{V}_9$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{3E}{4}\right)$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{3E}{4}\right)$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{5\pi}{6}}$
$\vec{V}_{13}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{3E}{4}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{7\pi}{6}}$
$\vec{V}_{17}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{3\pi}{2}}$
$\vec{V}_{21}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{3E}{4}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$
$\vec{V}_{24}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{3\pi}{2}}$
$\vec{V}_4$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_8$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_{12}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	0	$\frac{2E}{3}e^{j\pi}$
$\vec{V}_{16}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_{20}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Tableau (III-6) : Calcul des vecteurs de tension

Dans la structure précédente, la position du flux est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en six secteurs symétriques. Par ailleurs, nous allons étudier une structure améliorée du contrôle et ceci en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs  $\theta = (1 : 12)$  symétriques dans l'espace d'évolution du flux statorique ,(Figure III-11) Ainsi nous établissons une table de commutation avec plus de règles et le vecteur tension sera plus optimal [24][32][33].

$$-\frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(i) \leq \frac{\pi}{12} + (\theta - 1)\frac{\pi}{6}$$



**Figure (III-11) :** secteur d'évolution du vecteur flux statorique

Pour améliorer la commande, Un comparateur à hystérésis de couple à cinq niveaux  $(2,1,0,1,-1,-2)$ , permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est représenté par la figure (III-12), et nous avons proposé un nouveau tableau de commutation sont illustré dans le tableau (III-7) :

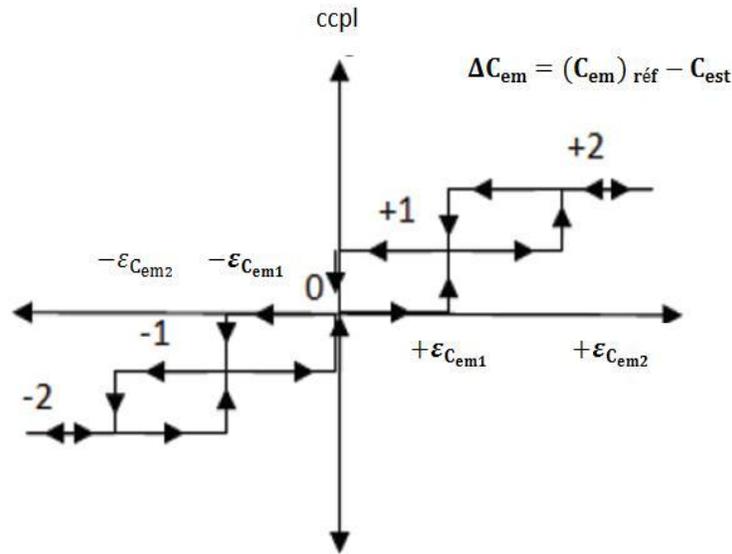


Figure (III-12) : Bloc hystérésis à 5-niveaux

On peut écrire alors, avec la dérivée du couple :

{	si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em2}}$		alors $ccpl = 2$
	si $\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}}$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$		alors $ccpl = 1$
	si $\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em2}}$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$		alors $ccpl = 2$
	si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{C_{em1}}$		alors $ccpl = 1$
	si $0 \leq \Delta C_{em} < \varepsilon_{C_{em1}}$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$		alors $ccpl = 0$
	si $0 \leq \Delta C_{em} < \varepsilon_{C_{em1}}$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$		alors $ccpl = 1$
	si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em1}}$		alors $ccpl = -1$
	si $-\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} < 0$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$		alors $ccpl = 0$
	si $-\varepsilon_{C_{em1}} \leq \Delta C_{em} < 0$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$		alors $ccpl = -1$
	si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{C_{em2}}$		alors $ccpl = -2$
	si $-\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}}$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0$		alors $ccpl = -1$
	si $-\varepsilon_{C_{em2}} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em1}}$ et $\frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0$		alors $ccpl = -2$

cflx	ccpl	$S_i$											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	2	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$
	1	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_{14}$									
	-1	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$
	-2	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$
0	2	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$
	1	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_{14}$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_{14}$									
	-1	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$
	-2	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$
-1	2	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$
	1	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_2$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_{14}$									
	-1	$V_5$	$V_{25}$	$V_6$	$V_{26}$	$V_1$	$V_{21}$	$V_2$	$V_{22}$	$V_3$	$V_{23}$	$V_4$	$V_{24}$
	-2	$V_{19}$	$V_{25}$	$V_{20}$	$V_{26}$	$V_{15}$	$V_{21}$	$V_{16}$	$V_{22}$	$V_{17}$	$V_{23}$	$V_{18}$	$V_{24}$

Tableau (III-7) : table de commutation pour un onduleur à trois niveaux

### III-12-2 Structure générale du contrôle direct de couple

La structure du contrôle direct du couple est résumée ci-dessous, (figure III-13) :

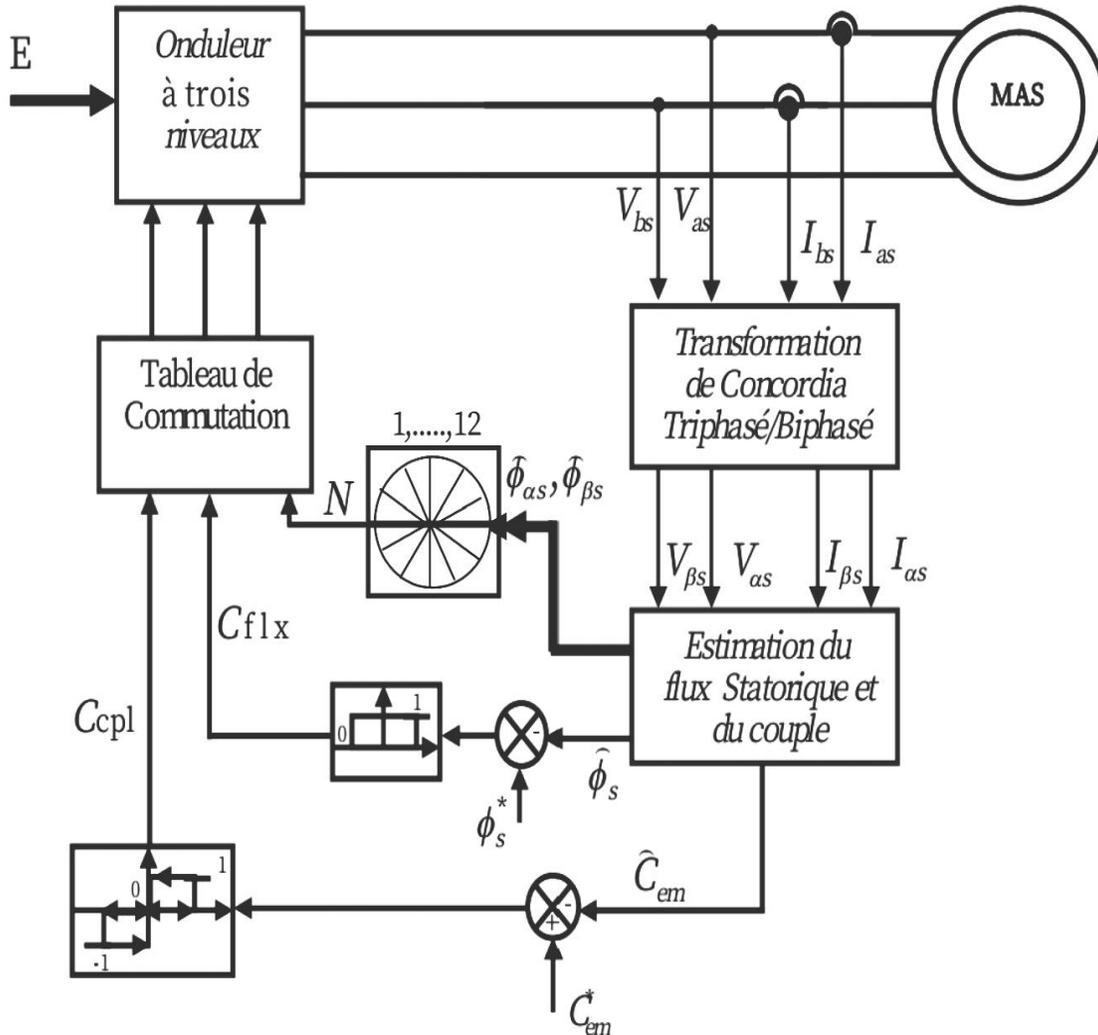


Figure (III-13) : La structure du contrôle direct du couple.

### III-13 Régulateur de vitesse

La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence. Dans une régulation en cascade, avec un régulateur *PI* sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure(III-14) [20] [21].

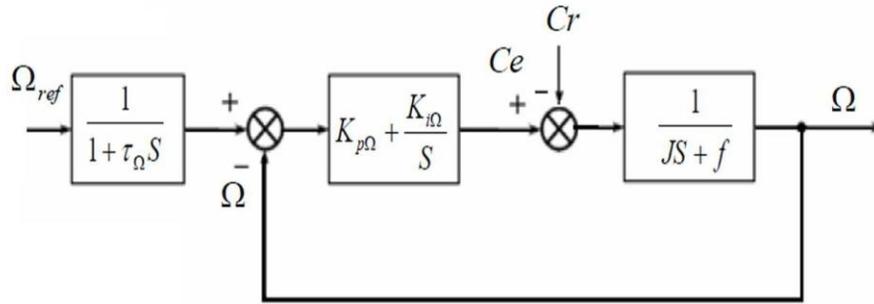


Figure (III-14) : Schéma –bloc de régulation de vitesse

### III-13-1 Structure de commande IP

La commande des machines électriques à l'aide des régulateurs *PI* dimensionnés par les méthodes de compensation des pôles ou de placement des pôles, présente les inconvénients suivants :

1. La méthode de placement des pôles permet d'imposer n'importe quelle dynamique à la boucle fermée, néanmoins elle présente l'inconvénient d'introduire un zéro (non contrôlable) qui peut modifier la dynamique imposée.
2. La méthode de compensation des pôles permet de remédier à ce problème, mais elle ne permet d'imposer qu'une dynamique du premier ordre, de plus le comportement de la régulation vis-à-vis du couple résistant est médiocre, car la dynamique du rejet du couple résistant n'est pas imposée par le régulateur [34] [35] [36].

donc la commande *IP* permet de remédier à tous ces inconvénients.

La structure du régulateur Intégral proportionnelle schématisé par la figure (III-15), est une association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur.

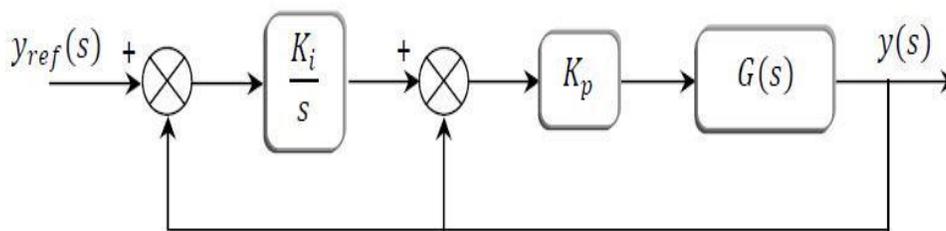


Figure (III-15) : Schéma de commande utilisant la structure *IP*

Lorsque  $G(s)$  est du premier ordre, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_i K_p G_0 / \tau}{s^2 + \left( \frac{1 + K_p G_0}{\tau} \right) s + \left( \frac{K_i K_p G_0}{\tau} \right)}$$

L'application de la méthode de placement des pôles permet de calculer des paramètres  $K_p$  et  $K_i$ .

La fonction de transfert en boucle fermée, peut être mise sous la forme d'un modèle de second ordre standard, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{1 + K_p G_0}{\tau} = 2\varepsilon\omega_n \\ \frac{K_i K_p G_0}{\tau} = \omega_n^2 \end{cases}$$

Les coefficients du régulateur sont alors calculés par les relations :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\varepsilon\omega_n\tau - 1}{G_0} \\ K_i = \frac{\omega_n^2 \tau}{2\varepsilon\omega_n\tau - 1} \end{cases}$$

III-14 simulation de la DTC

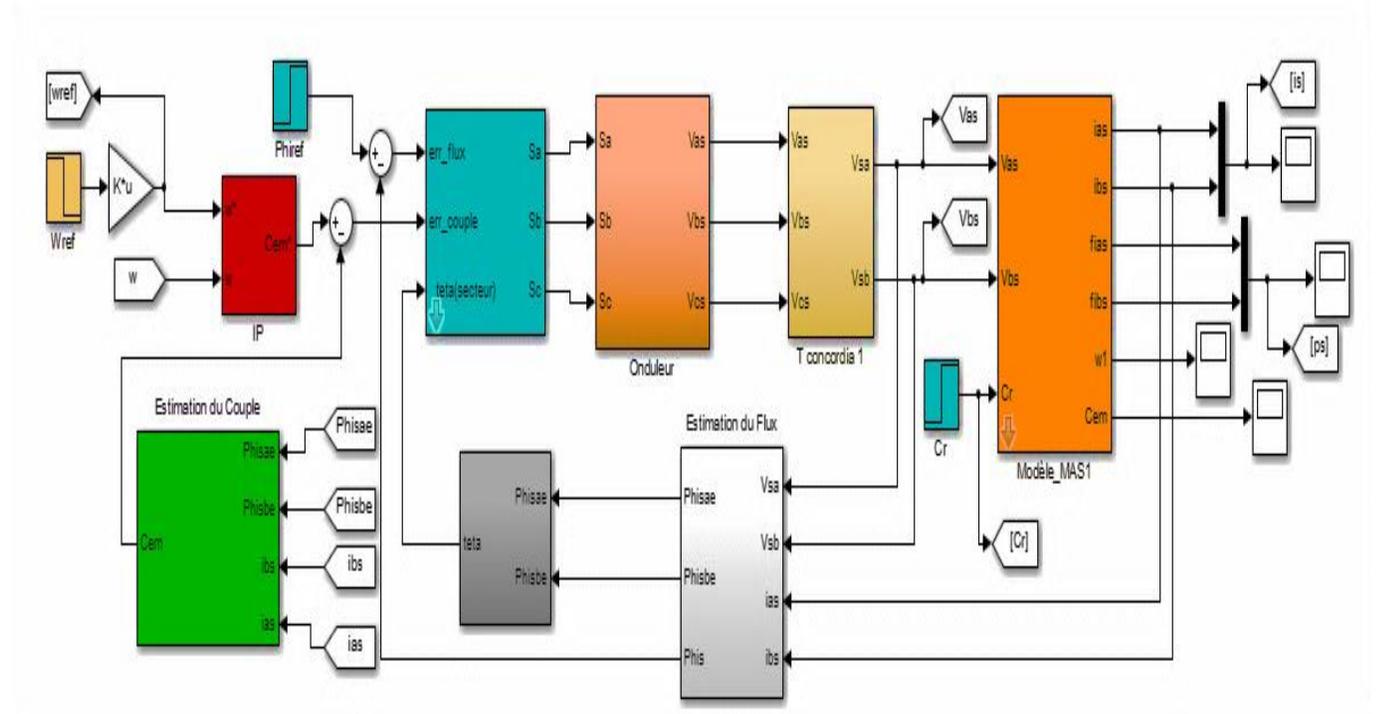
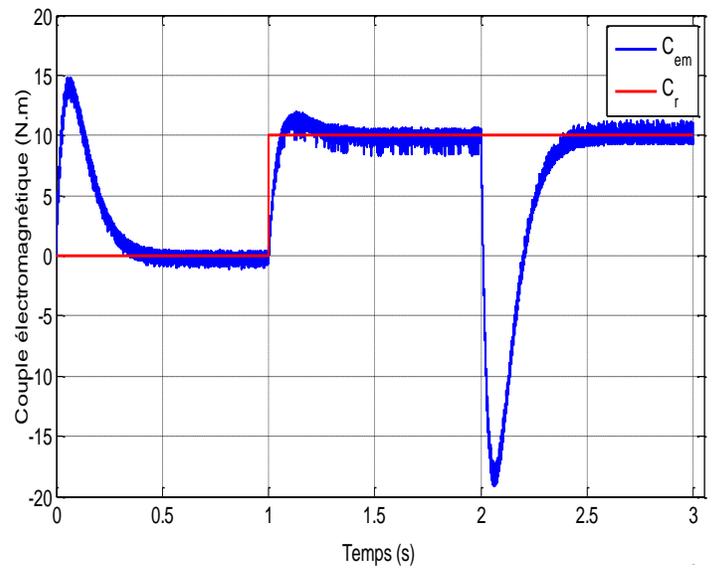
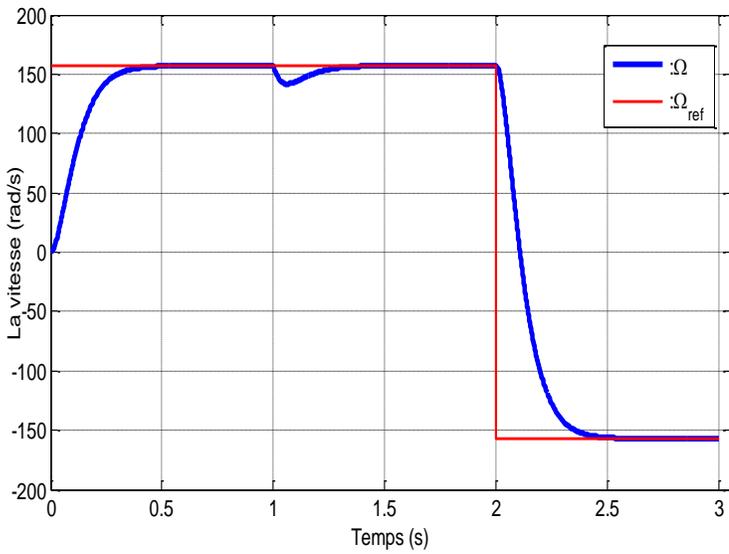
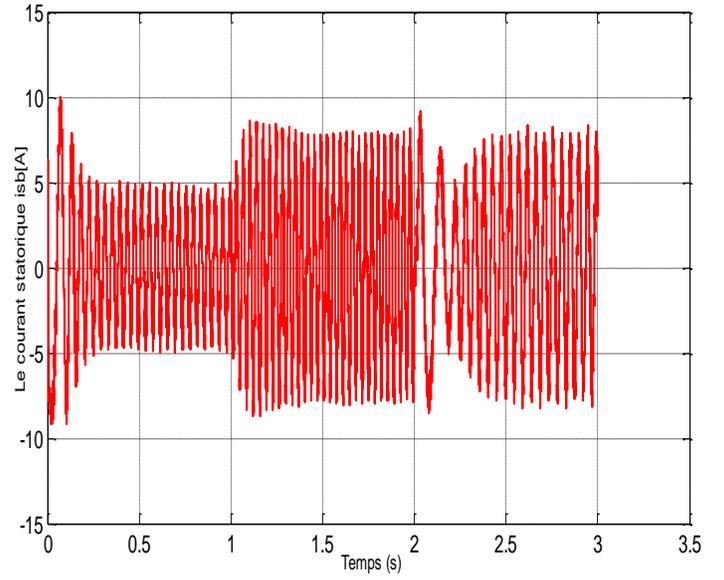
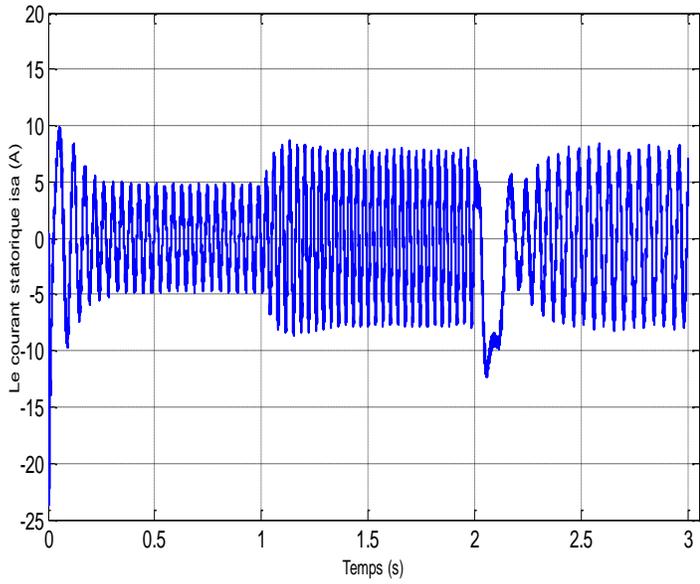
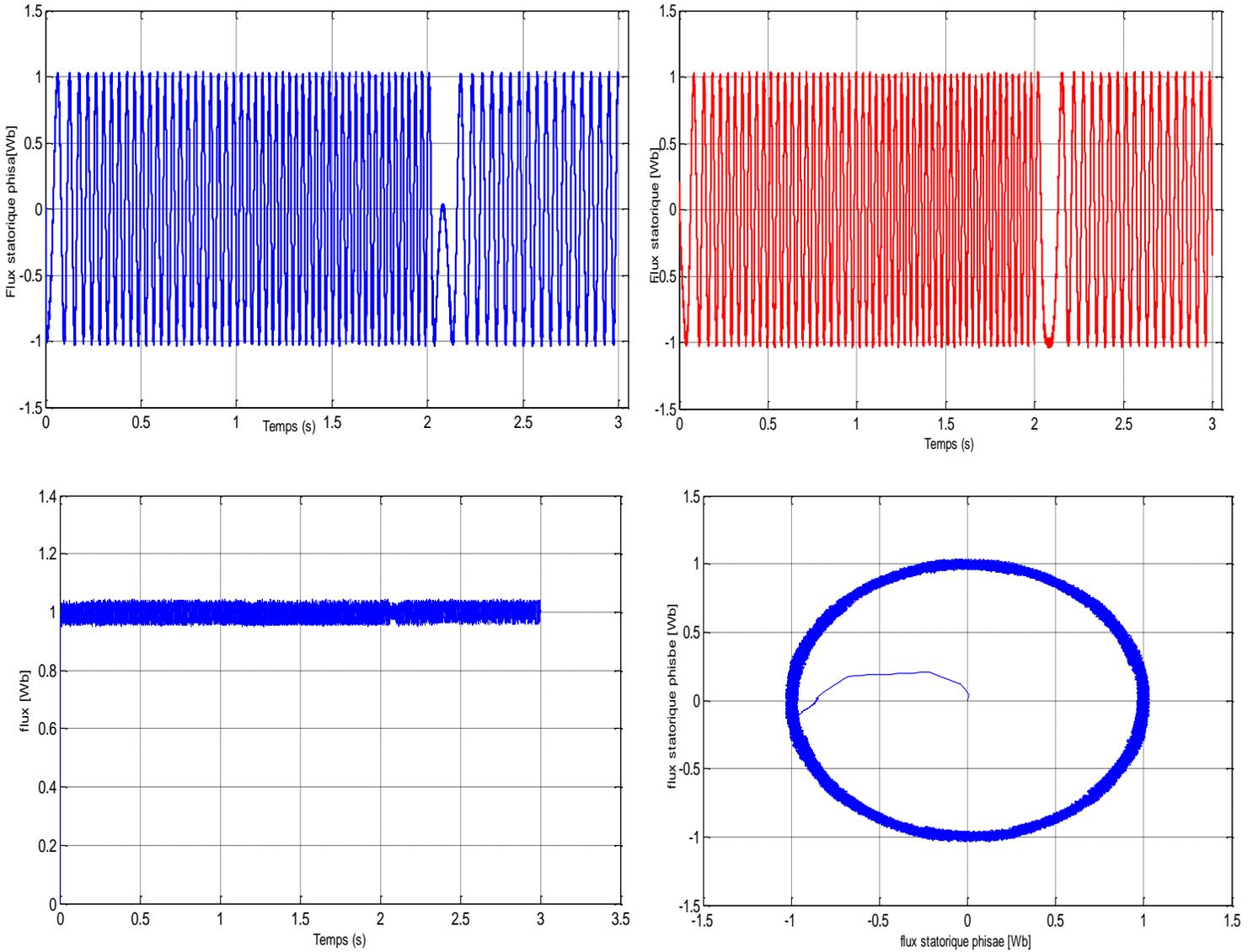


Figure (III-16) : modèle simulink de structure générale de contrôle direct de couple

III-14-1 Résultats de simulation



(a)



(b)

Figure (III-17) : résultats de simulations pour la commande DTC associé avec MAS

**III-14-2 Interprétation de résultats :**

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine asynchrone, est simulé sous l’environnement Matlab/Simulink réalisé dans la figure (III-17) :

- Pour le courant statorique ( $\alpha, \beta$ ), on peut également observer l’établissement rapide du courant de ligne durant la phase de transition. On remarque que les courants statoriques suite la variation de charge dans les trois phases présentent une allure sinusoïdale bruitée et hachées.

- Pour le couple, on remarque une bonne performance du couple qui suit précisément sa valeur de référence, cette précision dépend de la poursuite de la charge. En plus la DTC 3-niveaux est moins sensible «ce qui est évident par le rejet rapide de perturbation.
- Pour la vitesse on peut dire que la réponse de la vitesse à un échelon de  $160 \text{ rad/sec}$  montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement. La dynamique de vitesse est très rapide avec un temps de réponse court
- Pour le flux statorique à un peu de mal pour s'établir en régime transitoire, mais dès la fixation de ce dernier autour de sa valeur de référence il ne la quitte plus, aussi l'allure du flux statorique est indépendante de celle du couple électromagnétique, ça signifie le bon découplage entre la partie électrique et la partie mécanique de la machine
- Pour le module de flux statorique «il reste constant et égale à la valeur de référence ( $1 \text{ Wb}$ ) avec présence des ondulations dépassant la bande à hystérésis.
- Pour la trajectoire du flux rotorique dans le repère biphasé  $(\alpha, \beta)$ , montre une forme circulaire légèrement ondulée

### III-15 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliqué au moteur asynchrone. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MAS alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension avec une boucle de réglage de vitesse par un régulateur *IP*.

L'application de la DTC associée à un onduleur à trois niveaux avec la MAS apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique, rencontrés dans l'association à un onduleur à deux niveaux. Le contrôle du couple obtenu est très performant, La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle tout ça sent la nécessité d'un capteur mécanique pour la connaissance de la position du rotor.

**Référence bibliographiques**

- [1] M.DEPENBROCK, «Direct self-control (DSC) of inverters-fed induction machine», IEEE Transactions on power Electronics, volume3 (4), 1988.
- [2] I.TAKAHASHI, T. NOGUCHI, « A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor», IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22(5), 1986.
- [3] R.SADOUNI, « Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC », thèse de doctorat, Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017.
- [4] K.HARTANI, « Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage », thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O. Oran, Algérie, 2007.
- [3] R. SADOUNI, « Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC », thèse de doctorat, Sidi Bel Abbes, Algérie, 2017.
- [5] A. MOUALDIA « Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne », thèse de doctorat, ENP-Alger, 2014.
- [6] M.F. RAHMAN, L.ZHONO, W.Y.HU, K.W.LIN, «Analysis of Direct Torque Control in permanent magnet synchronous motor drivers» IEEE Trans, on Power Electronic, vol 12, pp 528-536, May 1997.
- [7] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor,"IEEE Transaction on Industrial Application., vol. 25, pp. 257–264 Mar./Apr. 1989.
- [8] M. O. Hamiti, "Réduction des Ondulations de Couple d'une Machine Synchrone à Réductance Variable. Approches par la Structure et par la Commande". Thèse de Doctorat en Génie Electrique de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 15 Juin 2009.
- [9] A. Maria, "Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents". Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Novembre 2004.

- [10] S. Arezki, « contribution au contrôle direct de couple (DTC) d'un machin asynchrone à cage alimenté par un onduleur multiniveaux », Mémoire de Magister de l'université M'hamed Bougara Boumerdes, 2009.
- [11] Y.A. Chapuis, Contrôle direct du couple d'une machine synchrone par l'orientation de son flux statorique, Thèse de doctorat, l'I.N.P de Grenoble, Grenoble, France, 1996.
- [12] B. Robyns, B. François, F. Degobert et J. P. Hautier – « Commande vectorielle de la machine asynchrone, désensibilisation et optimisation par la logique floue », Editions Technip, France, Juillet 2007.
- [13] T. Riad, « Contribution à la commande directe de couple du la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'université Mentouri Constantin, 02/06/2008.
- [14] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à inductions double alimentes », thèse de doctorat, Université de Batna 02/06/2010.
- [15] B. Fouad, « Commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'université Badji Mokhtar- Annaba, 23 / 02 / 2016.
- [16] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile » Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010
- [17] A. Martins, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée », Thèse de Doctorat de l'institut nationale polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [18] A. Ahmed, « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage », Mémoire de Magister de l'université Mohamed Khider – Biskra, 27/10/2011.
- [19] D. Yacin, « contrôle de la fréquence de commutation des hystérisis utilisé dans les commande d'une machine à induction », Mémoire de Magister de l'université de Batna, 20/11/2007.
- [20] MOKHTARI BACHIR, " Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neuro Floue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des

Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2002.

[21] DISSA ABDENNOUR, " Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie

[22] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, Angelo Tani «FOC and DTC: Two viable Schemes for induction Motor Torque control »,IEEE Transactions on power Electronics, Vol.17, NO.5, Septembre 2002.

[23] Yuttana Kumsuwan, Suttichai Premru de epreechacharn, Hamid A. Toliyat «Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux », Chiang Mai University, 50200, Thailand, Texas A&M University, College Station, TX 77843-3128, USA. Elsevier 27 February 2008.

[24] C. Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC : Commande des moteurs Asynchrones-1 », Edition HERMES Science Europe, Paris 2000.

[25] James N. Nash, Member, IEEE «Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder », IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 33, NO. 2, March/April 1997.

[26] Jawad Faiz, M.B.B Shaifian «Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors» electric power systems Research 60 (2001) 63-75. University of Tabriz Iran.

[27] REZGUI SALAH EDDINE, " Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS ", Thèse De Doctorat En Automatique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009

[28] R.Zaimeddine, E.M. Berkouk «Enhanced Direct Torque control Using a Three\_Level Voltage Source Inverter», Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece Article No. 63 Year of Publication: 2005 ISBN: 960-8457-29-7.

- [29] X. Roboan, "Variateur de vitesse pour machine asynchrone, Contrôle de la vitesse sans capteur mécanique", Thèse Doctorat de L'INPT, Toulouse.1991.
- [30]. N.Schibili, T.Nguyen, A.Rufer, "Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors", IEEE trans. On Power Elect. Vol. 13 N°.5, 1998.
- [31] D.Casadei, Profumo, G.Serra, A.Tani, "FOC and DTC: Tox Viable Schemes For Induction Motors Torque Control", IEEE trans.Power Electronics. On PE, Vol.17, N°.5, Sept 2002.
- [32] Iqbal MESSAIF, El madjid BERKOUK, Nadia SAADIA «Nouvelle table de commande pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension »CGE'05, 16-17 avril 2007, EMP Bordj-El-Bahri, ALGER
- [33] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi « A new neutral-point-clamped PWM inverter», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, pp. 518-523, September/October 1980
- [34] J.P Corriou « Commande des procédés » l'Ecole ENSIG de Nancy Edition Lavoisier.
- [35] B El-Kebir « systèmes asservis » édition de l'école polytechnique de Montréal 1995.
- [36] A Lokriti, Y Zidani « Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique oriente d'une machine asynchrone » 8e Conférence Internationale de Modélisation et Simulation - MOSIM'10 - 10 au 12 mai 2010- Hammamet-Tunisie.

---

# Chapitre IV

*Commande sans capteur mécanique par un OMG*

---

**IV-1 Introduction**

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent, de plus en plus, vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande par la logique floue, la commande adaptative et la commande à structure variable (CSV), dans la bibliographie du génie électrique, porte le nom de commande par mode de glissement. Les commandes à structures variables sont réputées pour être des commandes robustes vis-à-vis des variations paramétriques et peu gourmandes en temps de calcul. [1].

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov [2], puis par d'autres collaborateurs comme Utkin, à partir des résultats des études du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au Etats Unies par Slotine [3] qu'au Japon par Young, Harashima et Hashimoto. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de Chattering qui nécessite une forte oscillation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler (parfois non accessible) et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système [1].

En effet, ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt (1980), caractérisées par une grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance, que la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. Ce type de contrôle possède des avantages incontestables, telles que, la robustesse vis-à-vis les variations des paramètres.

Dans ce chapitre, nous présenterons le concept général de la commande sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par l'utilisation d'un observateur de type mode glissant basé sur le modèle de la machine. La commande utilisée reste la DTC classique.

## IV-2 Commande sans capteur mécanique

La commande avec capteur mécanique présente l'avantage de sa simplicité. En contrepartie, elle offre également des inconvénients. Tout d'abord, le coût du capteur et de son installation (notamment, s'il s'agit de la rénovation d'une ancienne installation, sans capteur) peut être significatif par rapport à celui de la machine. Le capteur est une source supplémentaire de défaillances, d'autant plus qu'étant accouplé à la machine, il est exposé à des sollicitations mécaniques et thermiques. Enfin, à cause de l'échantillonnage temporel et de la quantification des mesures de position, l'estimation de vitesse est ainsi affectée d'un bruit qui peut fortement perturber la commande. Pour ces raisons, au cours des années passées, de multiples travaux ont proposé des techniques de commande sans capteur mécanique [4].

Pour pallier les difficultés liées à l'utilisation de capteurs dédiés, le flux est évalué à partir des grandeurs facilement mesurables (courants, tensions). Il peut être reconstitué par :

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte,
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées [5].

### IV-2-1 Définition d'un Estimateur [6]

Les estimateurs sont des circuits ou des algorithmes fonctionnant en boucle ouverte, ils sont basés sur la résolution directe des équations de la machine représentée sous forme de modèle de PARK, ce qui leur permet d'être rapides, cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine. Ils sont peu robustes aux variations de ses paramètres (résistances statorique et rotorique,...etc.). Le schéma de principe d'un tel estimateur est présenté par la Figure (IV-1). Ayant comme entrées les entrées du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus. La reconstruction du vecteur d'état ne fait pas, ici, appel à la mesure de la sortie  $y(t)$ .

On distingue généralement deux types d'estimateurs :

- Estimateurs de flux
- Estimateurs de vitesse

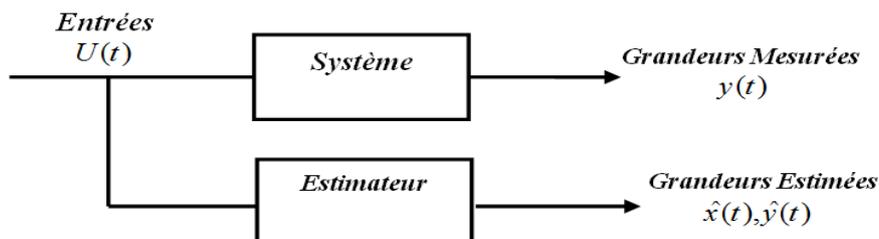


Figure (IV-1) : Schéma de principe d'un estimateur

**IV-2-1-1 Estimateurs de flux statorique [7]**

Ces estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques avec la température et la fréquence.

L'utilisation d'un estimateur simple de flux se heurte cependant à un problème majeur relatif à l'intégration en boucle ouverte. En effet, afin d'obtenir le flux statorique dans le cas de la DTC, il convient de procéder au calcul suivant [8],[9] :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_s - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_s - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

Deux problèmes subsistent, à savoir :

- Le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température.
- Le second est celui de l'intégration effectuée en boucle ouverte. En effet, surtout à basse vitesse, L'existence d'un offset, aussi petit que possible, génère une rampe qui vient s'ajouter au signal flux. Cet offset est désastreux en commande.

L'angle entre les deux vecteurs de flux statorique est définie par :

$$\bar{\theta}_s = \arctan \frac{\bar{\Phi}_{s\beta}}{\bar{\Phi}_{s\alpha}} \quad (\text{IV-2})$$

Une fois les deux composantes du flux sont obtenues, le couple peut être tiré facilement d'après la formule suivant [8][9] :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{IV-3})$$

**IV-2-1-2 Estimateurs de flux rotorique [4] [6] [10] [11]**

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes :

- Estimateur de flux basé sur un modèle en courant,
- Estimateur de flux basé sur une méthode d'élimination,
- Estimateur de flux basé sur un modèle en tension,
- Estimateur de flux d'ordre complet.

Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone.

Une étude détaillée de la dynamique de ces estimateurs dans, conclut que les méthodes d'estimation du flux proposées ci-dessus, ont toutes un ou deux des inconvénients liés aux problèmes suivants :

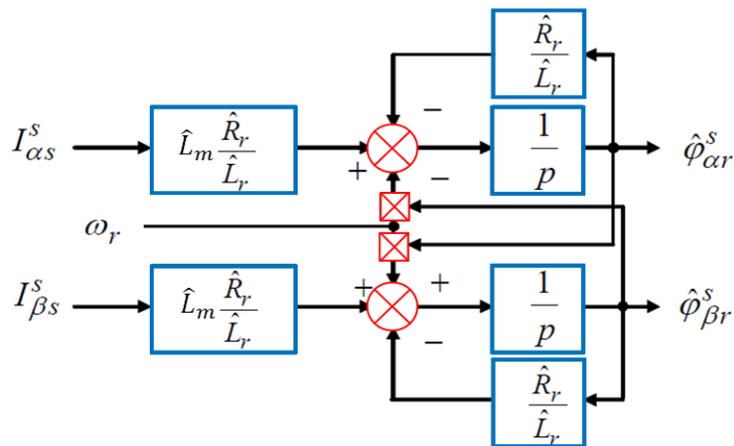
- ✓ La nécessité de connaître la vitesse.
- ✓ La sensibilité à la variation des paramètres de la machine asynchrone.

Pour essayer de résoudre le dernier problème, certains chercheurs ont proposé l'identification en ligne des paramètres. Pourtant, l'adaptation en ligne des paramètres, en plus de sa complexité, ne rend pas la technique d'estimation parfaitement indépendante de la variation de ces paramètres. De plus, ces techniques d'estimation dépendent de l'excitation fondamentale de la machine, ce qui pose toujours problème pour les basses vitesses jusqu'à l'arrêt.

**IV-2-1-2-1 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant [4] [10]**

A partir des équations (IV-4), nous déduisons que le flux rotorique  $\phi_{r,\alpha\beta}$  peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la figure (IV-2), est basé sur un modèle dit en courant

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \hat{\phi}_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad \text{(IV-4)}$$



**Figure (IV-2) :** Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant

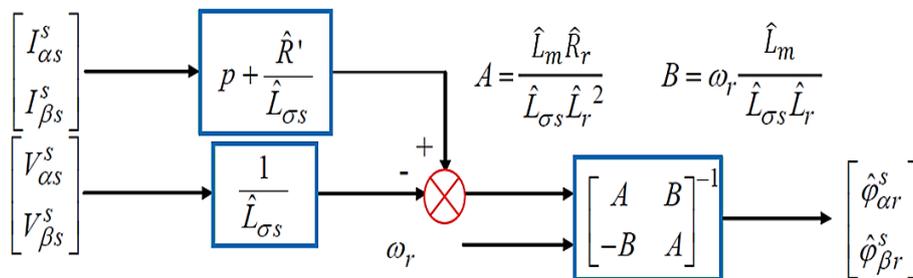
Un des principaux problèmes est que l'estimation dépend de la vitesse du rotor pour estimer le flux. Il faut donc un capteur de vitesse.

**IV-2-1-2-2 Estimation du flux rotorique par une méthode d'élimination** [4] [10]

Cette méthode dépend des tensions et courants statoriques ainsi que de la vitesse de la machine pour estimer le flux rotorique. Nous obtenons l'estimateur en regroupant et en arrangeant les équations (IV-5) :

$$\begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{s\beta} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \end{cases} \quad (IV-5)$$

Le schéma du principe de cette méthode, appelée la méthode d'élimination dans est présenté sur la figure (IV-3) :



**Figure (IV-3) :** Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur la méthode d'élimination

Cette méthode a deux inconvénients. Premièrement, elle requiert la connaissance de la vitesse de la machine asynchrone (même problème que pour le modèle en courant).

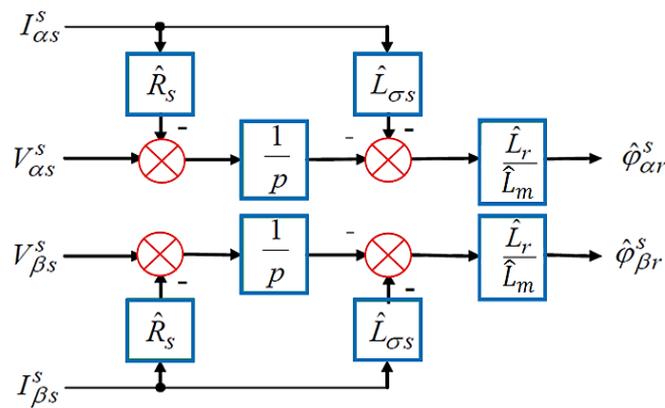
Deuxièmement, les courants statoriques sont dérivés, ce qui rend cette méthode sensible aux bruits sur les courants statoriques mesurés, en particulière à ceux dus aux commutations de la MLI.

**IV-2-1-2-3 Estimation de flux rotorique par un modèle en tension** [4] [10]

L'estimateur du flux rotorique basé sur un modèle en tension (figure IV-4), dont les entrées sont les courants et les tensions statoriques mesurés est développé à partir des équations (IV-6) et (IV-7). L'avantage de cet estimateur en boucle ouverte par rapport aux précédents est qu'il ne repose pas sur la vitesse de la machine asynchrone.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \hat{\phi}_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \hat{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (IV-6)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (IV-7)$$

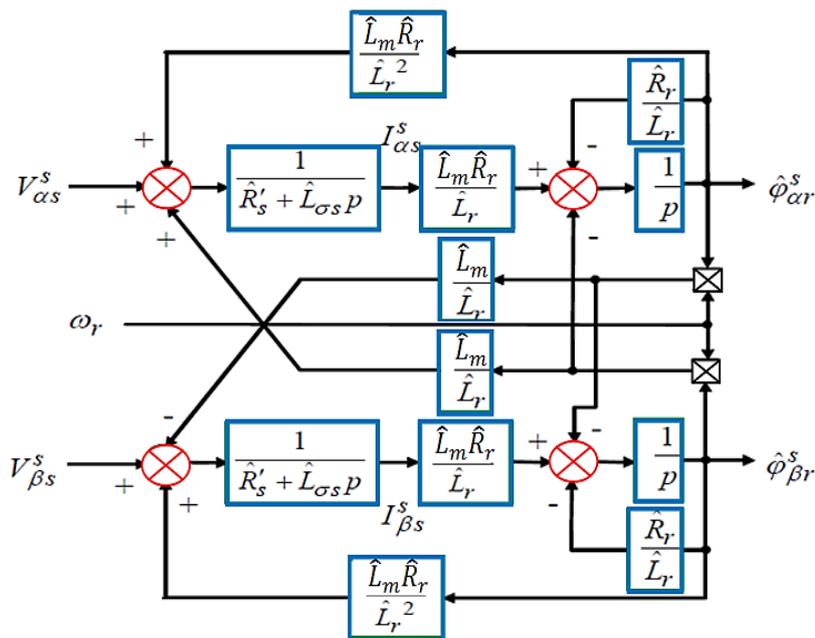


**Figure (IV-4) :** Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension

Comme le modèle en tension est un intégrateur sans retour d'état, il est sensible aux décalages (offset) sur les mesures surtout dans le domaine des basses fréquences. C'est pourquoi, en pratique, nous remplaçons l'intégrateur pur par un filtre passe bas afin de garantir la stabilité. Malheureusement, le filtre passe bas produit une erreur d'estimation dans le domaine des basses fréquences et limite ainsi l'estimation à un domaine où les fréquences sont supérieures à sa fréquence de coupure. On peut également recourir à des méthodes de correction automatique d'offset.

**IV-2-1-2-4 Estimateur de flux rotorique d'ordre complet [4] [10]**

L'estimateur de flux rotorique d'ordre complet peut être obtenu à partir des équations d'état de la machine asynchrone (IV-4) et (IV-5).



**Figure (IV-5) :** Estimateur de flux d'ordre complet en boucle ouverte

Les entrées de cet estimateur sont les tensions statoriques mesurées et la vitesse du rotor. Les courants statoriques sont introduits dans l'estimateur comme grandeurs d'état estimées. Donc l'estimateur de flux rotorique d'ordre complet n'est qu'un estimateur des courants statoriques couplé à un estimateur basé sur le modèle en courant.

Par conséquent, cet estimateur n'apporte pas plus d'améliorations en comparaison avec celui basé sur le modèle en courant.

#### IV-2-1-3 Estimateurs de flux et de vitesse [6]

Les estimateurs déjà cités dans la section précédente peuvent être améliorés pour estimer la vitesse de la machine asynchrone. Ces techniques se divisent en quatre catégories :

- Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux,
- Techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.e.m),
- Utilisation de deux estimateurs de flux dans un système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS),
- Estimation de la vitesse par un filtre de Kalman.

##### IV-2-1-3-1 Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux [6] [10]

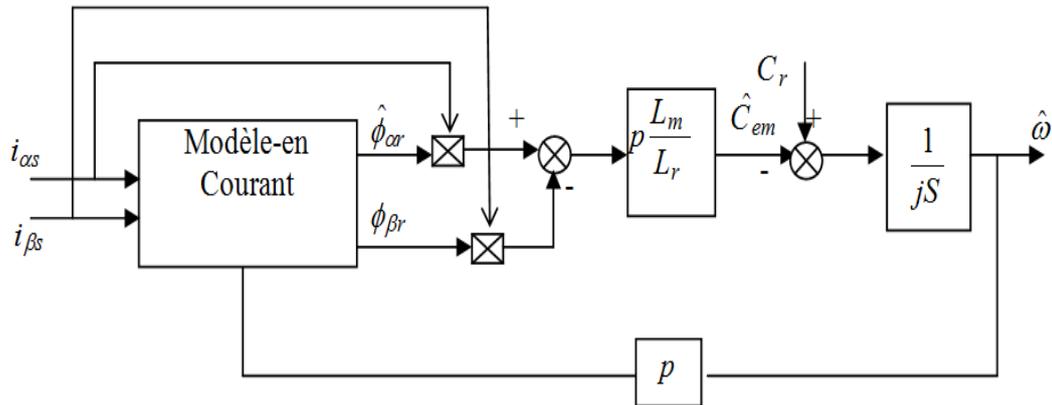
Comme la quasi-totalité des estimateurs de flux rotorique requièrent la mesure de la vitesse de rotation, nous pouvons employer l'équation du couple électromagnétique et l'équation mécanique pour modéliser un estimateur de vitesse à partir des courants statoriques et du flux rotorique.

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{IV-8})$$

$$C_{em} - C_r = jS\omega \quad (\text{IV-9})$$

$S = \frac{d}{dt}$  : Opérateur de Laplace

Le modèle en courant estime les deux composantes du flux, la vitesse sera estimée par les équations (IV-8) et (IV-9), cette vitesse est réintroduite dans l'un des estimateurs du flux rotorique mentionnés ci-dessus à la place de la vitesse mesurée (de préférence, en utilisant le modèle en courant car cet estimateur ne dépend pas des tensions statoriques dont la valeur efficace est faible à basse vitesse Figure (IV-6).



**Figure (IV-6) :** Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique additionné à un modèle en courant

Le problème majeur de l'estimation de la vitesse en ajoutant le modèle mécanique est que nous estimons la vitesse à partir des grandeurs électriques seules. La qualité de l'estimation se dégrade alors dès qu'une perturbation apparaît, surtout à basse vitesse et à l'arrêt.

#### IV-2-1-3-2 Techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice

D'autres techniques d'estimation de la vitesse de rotation du rotor à base d'observateurs ont été proposées. En général, ces méthodes donnent la vitesse rotorique à partir de l'estimation de la fréquence statorique et de la fréquence de glissement, la fréquence statorique est estimée à partir de la dérivée de la fonction « Arctg » de l'angle du flux statorique. Ensuite, après avoir écrit les équations de la machine dans un référentiel lié au rotor, nous pouvons estimer la fréquence de glissement en calculant la dérivée de la fonction « Arctg » de l'angle du flux rotorique. Dans la plupart des cas, le problème principal posé par ces techniques est l'utilisation de l'intégration pour obtenir soit le flux statorique soit le flux rotorique. Et, puisque le gain de la fonction intégrale à basse fréquence est très grand voire infini à la fréquence zéro, ces techniques échouent en basse vitesse [10].

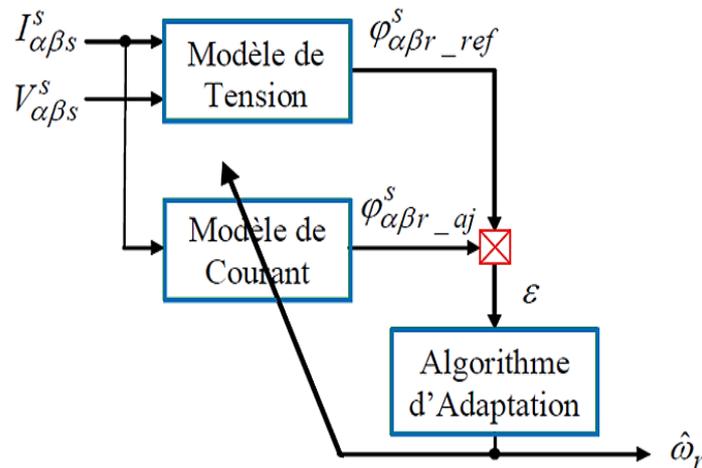
#### IV-2-1-3-3 Estimation de la vitesse par un système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) [10]

La méthode dite MRAS (Model Reference Adaptive System) est l'une des meilleures techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [12], [13].

Introduite par LANDAU, est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le premier est appelé « modèle de référence » ou « modèle de tension » l'autre sera nommé « modèle adaptatif ». Ou « Ajustable » ou « modèle de courant », Le modèle de référence ne doit

pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement.

Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. Comme illustré sur la Figure (IV-7).



**Figure (IV-7) :** Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS. Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable de sortie Y, tels que :

- MRAS basé sur le flux rotorique,
- MRAS basé sur l'estimation de la f.e.m
- MRAS basée sur la puissance réactive instantanée,

La technique MRAS souffre des mêmes problèmes que les modèles qui la composent (modèle en courant et modèle en tension), on peut relever en particulier sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine. C'est pourquoi, quelques chercheurs ont proposé des techniques d'adaptation en ligne de la résistance statorique, ou l'adaptation en ligne de la résistance rotorique en plus de la technique MRAS. Puisque le modèle en courant est sensible à la constante de temps rotorique et que son adaptation en même temps que l'on estime la vitesse est difficile, plusieurs techniques ont été proposées pour résoudre ce problème. Par exemple, ajouter des composantes alternatives de faible amplitude et faible fréquence aux courants statoriques ou attendre pour que la vitesse de la machine se stabilise pendant une période de temps ensuite l'adaptation de la vitesse est arrêtée pendant le temps d'adaptation de la constante de temps rotorique.

**IV-2-1-3-4 Estimation de la vitesse par un filtre de Kalman :**

Une des méthodes utilisées pour l'estimation du flux rotorique ou de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF). Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés [10].

**IV-2-1-4 Limites d'utilisation des estimateurs [6]**

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations de Park définie soit en régime statique ou dynamique. Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques.

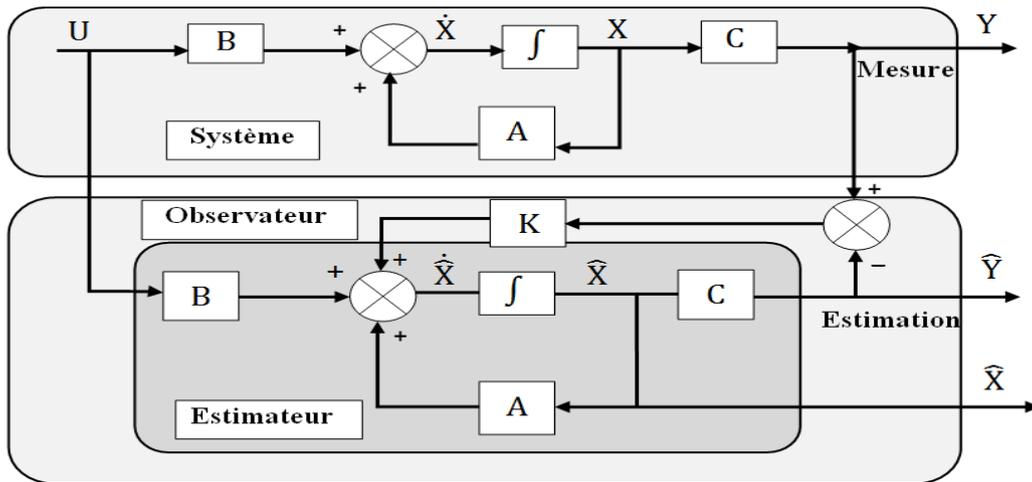
Et comme toute structure fonctionnant en boucle ouverte, les estimateurs ne permettent aucune correction des erreurs de mesure ou d'estimation. Ces constatations justifient les efforts achevés par les concepteurs pour réaliser des estimateurs en boucle fermée «observateurs ».

**IV-2-2 Structure d'un observateur [6]**

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la Figure (IV-8). L'observation se fait en deux étapes : la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèle proche du système (modèle mathématique du système). Ensuite, la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain  $K$ . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés dynamiques du système dont on veut effectuer l'observation des états.

Les différentes grandeurs sont :

- Un vecteur d'entrée  $U$  du système réel et de l'observateur
- Un vecteur d'état  $X$  constitué des grandeurs à observer
- Un vecteur de sortie  $Y$  ayant les composants mesurables (courants)



**Figure (IV-8) :** Schéma Fonctionnel d'un Observateur

Cet observateur est défini par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad \text{(IV-10)}$$

$(y(t) - \hat{y}(t))$ : La différence entre la sortie mesurée et la sortie reconstruite par l'observateur.

On peut réécrire l'équation d'observateur de la manière suivante :

$$\dot{\hat{x}} = (A - KC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Ky(t) \quad \text{(IV-11)}$$

La matrice  $K$  est appelée matrice de gain et doit être choisie de manière à ce que l'erreur sur l'état converge exponentiellement vers 0, soit  $e = (\hat{x} - x) \longrightarrow 0$  quand  $(t \longrightarrow \infty)$ . Pour cela, il faut et il suffit que la matrice gain  $K$  soit choisie pour que la matrice  $(A - KC)$  ait toutes ses valeurs propres dans le demi-plan gauche.

#### IV-2-2-1 Classification des observateurs

Pour classifier les observateurs, on prend en compte plusieurs considérations :

1. La nature du système considéré,
2. L'environnement du système considéré,
3. La dimension du vecteur d'état à estimer.

**IV-2-2-1-1 En fonction de la nature du système considéré****IV-2-2-1-1-1 Observateurs pour les systèmes linéaires**

Sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche. Ces observateurs peuvent intervenir dans les systèmes non linéaires (cas de la machine asynchrone) avec des gains fixes.

**IV-2-2-1-1-2 Observateurs pour les systèmes non linéaires**

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté. On peut citer par exemple les observateurs à structure variables à titre d'exemple : les observateurs à grand gain et les observateurs types modes glissant.

**IV-2-2-1-2 En fonction de l'environnement considéré****IV-2-2-1-2-1 Observateurs de type déterministes**

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger et l'observateur par mode de glissement.

**IV-2-2-1-2-2 Observateurs de type Stochastique**

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

**IV-2-2-1-3 En fonction de la dimension du vecteur d'état****IV-2-2-1-3-1 Observateurs d'ordre complet**

Ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

**IV-2-2-1-3-2 Observateur d'ordre réduit**

Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables. Ils nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet pour les mêmes types d'observateurs.

### IV-2-2-2 Observateur de type mode glissant

L'observation à l'aide des modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre  $n$  à converger vers une variété  $S$  de dimension  $(n - m)$  dite surface de glissement.  $m$  Étant la dimension du vecteur de mesure. L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre  $(n - m)$ . Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ . A partir de leurs valeurs initiales  $e(0)$ , ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes:

- Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures)  $e_y = y - \hat{y}$  sont nulles. Cette étape, qui généralement est très dynamique, est appelée mode d'atteinte.
- Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce dernier mode est appelé mode de glissement [14] [15].

#### IV-2-2-2-1 Principe de l'observateur par modes de glissement

L'observateur à modes glissants a une approche différente par rapport aux autres observateurs. Il utilise une simple fonction « signe » pour déterminer si le vecteur d'état et de mesure sont proches [16] [17]. La notion de gain intervient également pour donner du poids à cette fonction « signe » suivant les dynamiques des grandeurs observées et la qualité de la mesure.

Considérons un système d'état non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) & x \in \mathfrak{R}^n \\ y = h(x) & y \in \mathfrak{R}^m \end{cases} \quad \text{(IV-12)}$$

L'observateur à modes glissants est défini avec la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + G \Gamma_s \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \end{cases} \quad \text{(IV-13)}$$

Où :  $G$  : est la matrice gains de dimension  $(n \times m)$ .

$\Gamma_s$  : est un vecteur de dimension  $(m \times 1)$  défini par :  $\Gamma_s = \text{sign}[(y_1 - \hat{y}_1), \dots, (y_p - \hat{y}_p)]$

Nous définissons également les vecteurs relatifs aux erreurs d'observation tel que :

$e = x - \hat{x}$  : est le vecteur d'état des erreurs d'observation

$S = e_y = y - \hat{y}$  : est la surface de glissement

La Figure (IV-9) illustre le principe d'un observateur de type modes glissants.

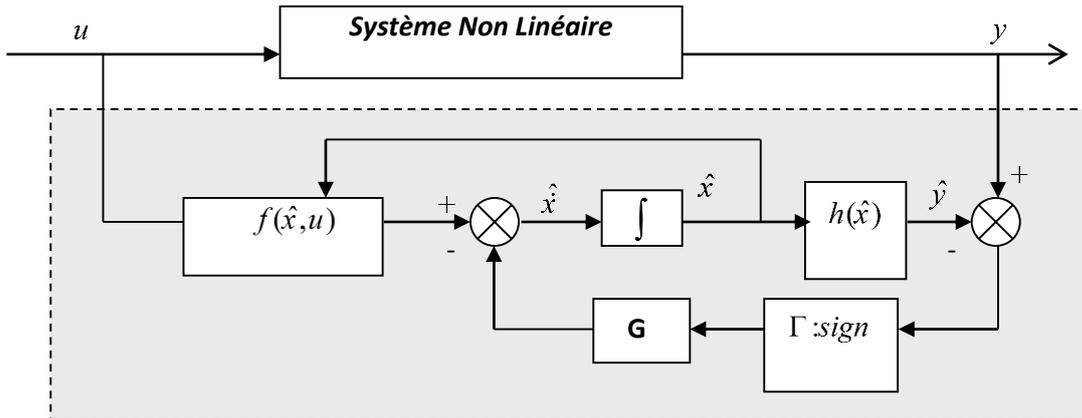


Figure (IV-9) : Schéma fonctionnel d'un Observateur à mode glissant

L'étude de la stabilité et de la convergence pour de tels observateurs, est basée sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov [18]

Notre choix de ce type d'observateurs se justifie par les bonnes propriétés qui peuvent être obtenues et parmi lesquelles nous citerons :

- Une convergence en temps fini vers la surface de glissement  $S(x) = y - \hat{y} = 0$  si les conditions d'attractivité vers cette surface sont vérifiées.
- Une réduction de dimension du système d'observation à  $n - m$  états avec  $n$  la dimension de l'état  $x$ , et  $m$  la dimension du vecteur de sortie.

Comme la fonction *sign* est équivalente à un grand gain au voisinage de l'origine, nous obtenons une certaine robustesse vis-à-vis d'erreurs de modèle et de perturbations bornées

L'exploitation de ces propriétés, et l'utilisation d'observateurs à modes glissant à structures particulières, nous permettent d'obtenir des dynamiques d'erreurs d'observation plus simple et plus facilement stabilisables.

#### IV-2-2-2-2 Choix de fonction de commutation

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign (figure (IV-10)). La représentation de cette fonction est donnée comme suit :

$$U_n = K_x \text{sign}(S(x))$$

$$\forall x \in \mathbb{R}, \text{sign}(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x < 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \\ 1 & \text{si } x > 0 \end{cases}$$

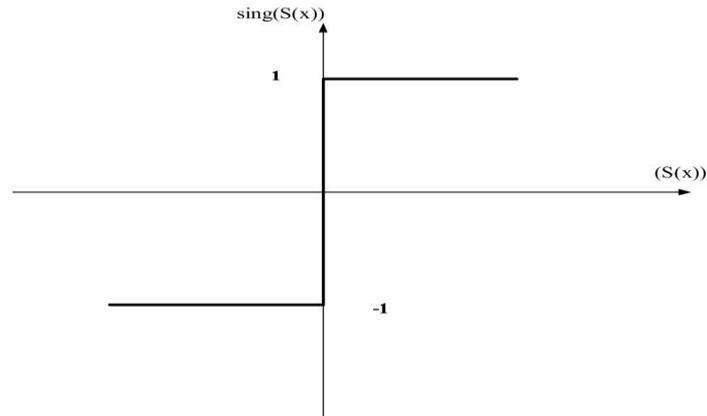


Figure (IV-10) : Fonction *sign* (non linéarité tout ou rien).

#### IV-2-2-2-3 Phénomène du broutement (chattering) :

Pour un moteur asynchrone alimenté par un actionneur fonctionnant en commutation, les grandeurs d'entrée de l'observateur du flux présentent par définition des discontinuités importantes. Il est alors logique de se tourner vers les techniques d'observation à structure variable, pour lesquelles la théorie des modes glissants est ici employée pour effectuer la synthèse de l'observateur.

Même si cette approche est très prometteuse, il reste à résoudre les problèmes pratiques liés à la sensibilité aux bruits de mesure, aux dynamiques négligées et aux phénomènes de chattering. La figure (IV-11) montre un exemple d'adaptation de la fonction de commutation standard [19]. Donc un réglage par mode glissant peut généralement se faire par une commande de type relais ou de type adouci.

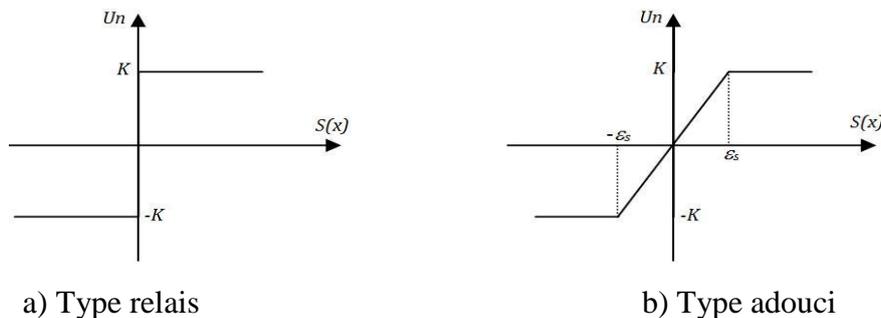


Figure (IV-11) : Formes de la fonction de commutation

L'utilisation de la commande de type relais peut provoquer le phénomène de Chattering. Ce phénomène appelé aussi 'broutement' est un sérieux obstacle pour les applications de la commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement de système.

Pour cela, la commande adoucie est préférable au type relais, elle consiste à remplacer la fonction de commutation par une fonction de saturation adéquate qui filtre les composantes de haute fréquence. Cette fonction de saturation est exprimée par la relation suivante :

$$U_n = \begin{cases} \frac{K}{\varepsilon_s} S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon_s \neq 0 \\ K \operatorname{sign}(S(x)) & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV-14})$$

Dans notre cas, nous pouvons choisir  $\varepsilon_s$  égale à la largeur de la bande d'hystérésis de flux.

### IV-3 Synthèse d'un observateur de type mode glissant pour l'estimation de la vitesse

L'observateur de type mode glissant peut-être introduit dans une boucle de commande par DTC du MAS, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma de la figure (IV-12) illustre une structure générale d'un OMG associé à un bloc de commande par DTC. [20]

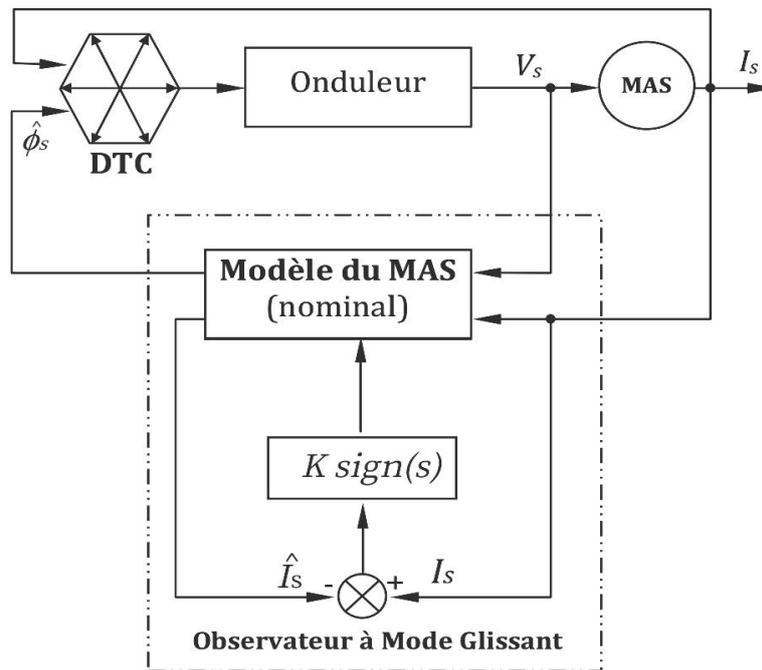


Figure (IV-12) : Structure d'un observateur à mode glissant associé à la DTC

L'observateur choisi est basé sur le modèle de la machine dans un référentiel lié au rotor, tournant avec une vitesse de rotor  $\omega_r$  donné par le système d'équations (IV-15) dont le vecteur d'état est constitué par les courants statoriques et les flux statoriques. Ce modèle est le suivant :

$$\frac{d}{dt} \underline{\phi}_s = -R_s \underline{i}_s - j\omega_r \underline{\phi}_s + \underline{V}_s \quad (\text{IV-15})$$

$$\frac{d}{dt} \underline{i}_s = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) \underline{i}_s - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right) \underline{\phi}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{V}_s \quad (\text{IV-16})$$

où  $\underline{V}_s$  est le vecteur de tension statorique.  $R_s$  et  $R_r$  sont les résistances statorique et rotorique.  $L_s, L_r$  et  $L_m$  sont les inductances du stator, du rotor et de magnétisation

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} ; T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Les deux équations précédents contiennent le terme ( $j\omega_r \underline{\phi}_s$ ) qui constitue la force contre-électromotrice induite dans le rotor. Ce terme est considéré comme une perturbation.

Les équations de l'observateur de type mode glissant en introduisant les termes de correction sont données par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{s\alpha} = -R_s \underline{i}_{s\alpha} - j\omega_r \underline{\phi}_{s\alpha} + \underline{V}_{s\alpha} - K \text{sign}(s) \\ \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{s\beta} = -R_s \underline{i}_{s\beta} - j\omega_r \underline{\phi}_{s\beta} + \underline{V}_{s\beta} - K \text{sign}(s) \end{cases} \quad (\text{IV-17})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \underline{i}_{s\alpha} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) \underline{i}_{s\alpha} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right) \underline{\phi}_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{V}_{s\alpha} - \frac{1}{\sigma L_s} K \text{sign}(s) \\ \frac{d}{dt} \underline{i}_{s\beta} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) \underline{i}_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right) \underline{\phi}_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{V}_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} K \text{sign}(s) \end{cases} \quad (\text{IV-18})$$

où  $K$  est le gain de l'observateur, et le vecteur de correction  $\mathbf{v}$  est la sortie d'un régulateur  $PI$  à mode glissant.

$$S = (K'_p + K'_i/s)(\underline{i}_s - \hat{\underline{i}}_s) \quad (\text{IV-19})$$

Où  $s = \frac{d}{dt}$ ,  $K'_p$  et  $K'_i$  sont les gains du régulateur  $PI$ , et  $S$  est la surface de glissement définie par :

$$S = e_y = y - \hat{y} \text{ où } S = [S_1 \ S_2] = [e_{s\alpha} \ e_{s\beta}] = [\underline{i}_{s\alpha} - \hat{\underline{i}}_{s\alpha} \ \underline{i}_{s\beta} - \hat{\underline{i}}_{s\beta}]$$

Le régulateur *PI* a été inclus afin d'imposer la dynamique désirée pour l'erreur d'estimation de courant.

La condition de stabilité pour l'estimation du courant obtenue à partir de l'analyse de Lyapunov exige que le gain de l'observateur soit suffisamment grand, de manière à dominer la perturbation. c'est-à-dire  $K > \max(|\omega_r \phi_s - \frac{e_{\phi s}}{T_r}|)$

Pour tout point de fonctionnement. La force contre-électromotrice est toujours bornée, et une valeur de  $K \geq 250$  était adéquate pour le moteur utilisé. Certaines améliorations peuvent être envisagées pour minimiser la réponse de l'observateur et minimiser l'effet de chatterring est d'utiliser la fonction *atanh* ou la fonction *sat* (saturation) à la place de la fonction *sign*.

### IV-3-1 Estimation de la vitesse

L'algorithme permettant d'estimer la vitesse rotorique est donné par :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\phi_r^2} \left( \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} \hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} \hat{\phi}_{r\beta} \right) - \frac{R_s \hat{C}_{em}}{P \phi_r^2} \quad (\text{IV-20})$$

Où :  $\hat{\phi}_{r\alpha}, \hat{\phi}_{r\beta}$  : flux rotorique estimé

$\hat{C}_{em}$  : couple électromagnétique estimé

$P$  : nombre de paires de poles

$\phi_r$  : module de flux rotorique

Cependant, le calcul de la dérivée du flux rotorique est sensible au bruit, la vitesse estimée doit être filtrée en utilisant un filtre passe-bas afin d'être utilisable dans cet algorithme de commande.

### IV-3-2 Estimation du flux rotorique :

Les flux rotoriques peuvent être substitués à partir des flux statorique en utilisant la relation suivante :

$$\hat{\phi}_r = \frac{L_r \hat{\phi}_s - L_s L_r \sigma i_s}{M_0}$$

Où :

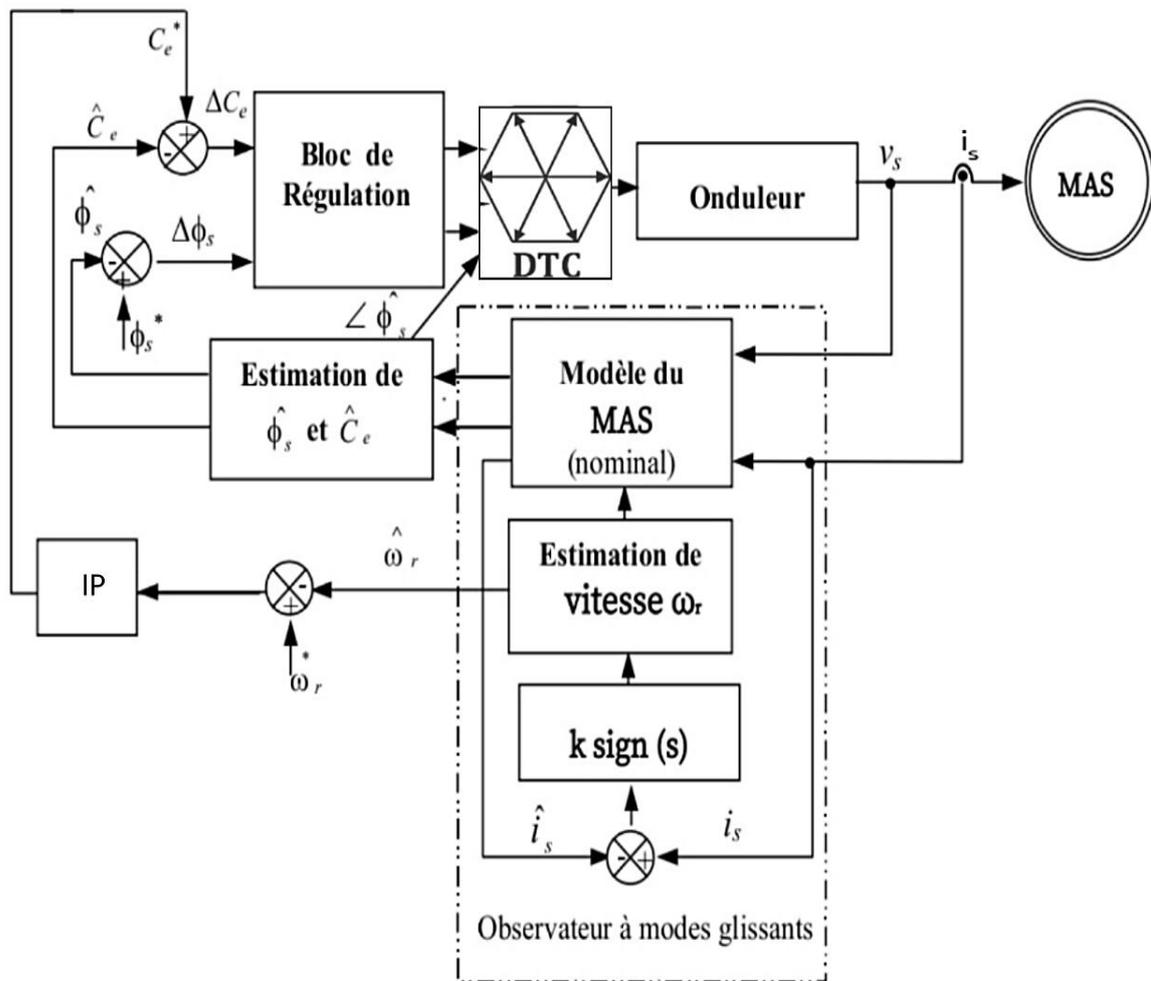
$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = \frac{L_r \hat{\phi}_{s\alpha} - L_s L_r \sigma i_{s\alpha}}{M_{sr}} \\ \hat{\phi}_{r\beta} = \frac{L_r \hat{\phi}_{s\beta} - L_s L_r \sigma i_{s\beta}}{M_0} \end{cases}$$

$M_0$  : inductance mutuelle stator-rotor.

## IV-3-3 Structure générale

Dans cette partie d'étude, nous allons examiner une DTC munie d'une boucle de réglage de la vitesse par un IP, et associée à un OMG sans capteur mécanique.

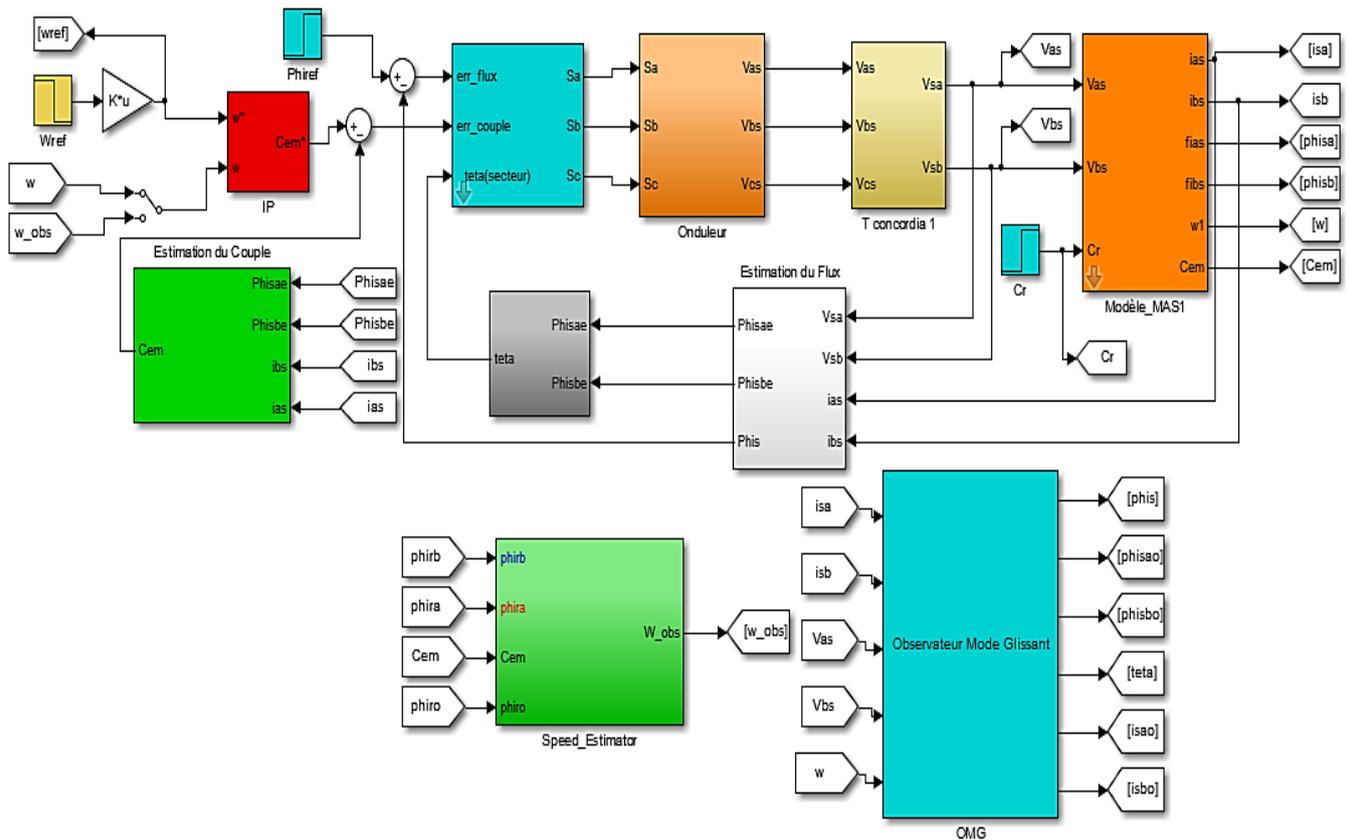
Notre système à étudier qui est constitué d'un observateur à mode glissant de courant, de flux statoriques et de la vitesse rotorique d'un MAS commandé par DTC, peut être schématisé comme suit :



**Figure (IV-13) :** Schéma de principe de la commande sans capteur mécanique d'un MAS avec un observateur de type mode glissant

**IV-3-4 Schéma bloc de simulation de la MAS avec l'observateur de type mode glissant sans capteur mécanique**

Les performances de réglage avec l'algorithme d'observation proposé sont évaluées par la simulation numérique avec une commande directe du couple (DTC). La figure (IV-14) montre le schéma bloc de la simulation ou figure le bloc d'estimation de la vitesse rotorique  $\hat{\omega}$  et le bloc d'observation et ce pour assurer une commande sans capteur mécanique .



**Figure (IV-14) :** Schéma bloc de simulation MAS-DTC-OMG sans capteur mécanique

**IV-3-5 Résultats de Simulation**

Pour évaluer la capacité de réglage de notre structure de commande sans capteur de vitesse, nous avons effectué un essai de simulation sur notre machine asynchrone à cage de puissance 1,5 kW dont les paramètres (voir Annexe A). Dans cette étude, par simulation, nous considérons que tous les paramètres du moteur sont connus Les estimations délivrées par l'observateur sont comparées avec les variables réels. Cet essai concerne la robustesse vis-à-vis la perturbation de la charge avec inversion du sens de rotation de la machine

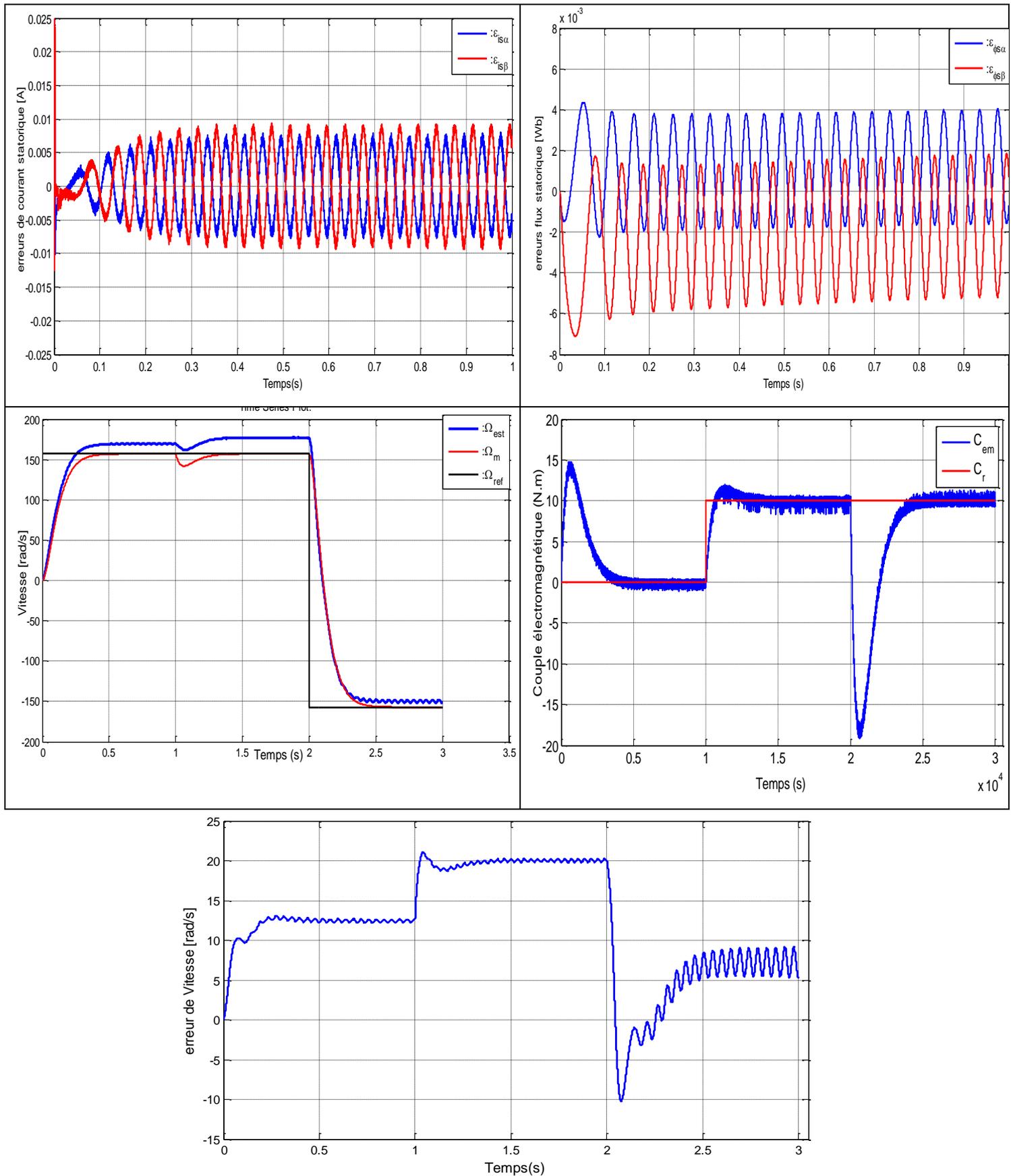


Figure (IV-15) : performances de la commande sans capteur mécanique avec un OMG

**IV-3-6 Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation de la figure (IV-15) montrent que la vitesse estimée atteint rapidement sa référence à faible dépassement avec une bonne poursuite lors de l'inversion du sens de rotation, comme on peut remarquer que les erreurs sur les flux et les courants estimés sont faibles ce qui montre que la convergence est atteinte en un temps faible avec une stabilité du système et ce grâce aux bonnes performances de l'observateur utilisé dans la commande sans capteur mécanique de la machine.

**IV-4 Conclusion**

La commande sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. Pour aboutir à l'estimation de la vitesse nous avons utilisé un observateur basé sur la technique des modes glissants. Cette technique est exploitée dans la commande DTC afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine asynchrone triphasée, associée à un régulateur classique de type (IP).

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que les techniques d'estimation ou d'observation étudiées sont valables pour les conditions nominales, allant même à satisfaire les fonctionnements en variation de la vitesse. D'autre part l'observateur de type mode glissant utilisé possède une bonne robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, permettant ainsi d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit.

**Références bibliographiques**

- [1] V. I. Utkin, "Sliding mode in control and optimization", Springer-Verlag, Berlin, 1992
- [2] A.F. Filippov, "differential equations with discontinuous right-hand side", *Matematicheskii Sbornik*, Vol.51, No.01, pp. 99-128, 1960.
- [3] J.J. Slotine, J.K. Hedrick, E.A.Mizawa, "on sliding observer for nonlinear systems" *J.Dynam syst. Measur. Contr.*, Vol01, pp, 239/245, 1985.
- [4] Mezouar AEK, «Décomposition Et Réduction De Modèles Des Procédés Electromécaniques : Application A La Commande Des Machines Asynchrones», Thèse De Doctorat, Université Djilali Liabes De Sidi-Bel-Abbes, Decembre 2006.
- [5] Benamor Messaoud, «Commande Par DTC De La Machine A Induction Sans Capteur De Vitesse Utilisation Du Filtre De Kalman Pour L'estimation De La Vitesse», Mémoire De Magister, Université De Batna, Juin 2012
- [6] Tarras Taher, «Synthèse Des Techniques D'observation Sans Capteur Mécanique En Vue De La Commande De La Machine Asynchrone», Thèse De Doctorat, Université Djilali Liabes Sidi-Bel-Abbès, 2013
- [7] A.Kerrache, A.Korichi, «Commande DTC\_SVM Prédictive D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique», Mémoire De Master, Université Kasdi Merbah Ourgla, Juin 2013
- [8] A.Dissa , «Contrôle Directe Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire », Thèse De Magistère, Université De Batna, Algerie.
- [9] S.Rezgui , «Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone :Commande Vectorielle Sans Capteur Mécaniques SVP/WM, Mode Glissent,MRAS», Thèse De Doctorat, Université Mentouri De Constantine, Algerie, 2009B.
- [10] I.Alrouh, «Contribution A La Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone», Thèse De Doctorat, Université Henri Poincaré,Nancy-I, 2004
- [11] Degner , M.W, «Flux,Position And Velocity Estimation In AC Machines Using Carrier Signal Injection»,Thèse De Doctorat, Departement Of Mechanical Engineering, University Of Wisconsin ,Madison,1998
- [12] Haron A.R, Idris N.R.N, «Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives Using Matlab/Simulink», Power and Energy Conference, IEEE International Vol.,pp.411-415, Novembre 2006

- [13] M.Rashed, A.F Stronach, «A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation», IEEE Proc.Electr.Power Appl., Vol.151, No.6, Novembre 2004
- [14] J.Slotinee, Hedrick.J.K, «On sliding Observers for non linear systems», American Control Conferences, 1987
- [15] Boukhelifa. A, «Les éléments doptimisation du pilotage dune Machine Asynchrone en vue dun Contrôle Vectoriel» Thèse de Doctorat, ENP, 2007
- [16] Asseu.K.P.O, «Contribution à la commande et à lestimation des flux et constants rotorique de la MAS», Thèse CEGELY, Lyon, INSA de Lyon, 2000
- [17] Djemai. M, Barbot.J.P, Glumineau.A et Boisliveau.R «Observateurs à modes glissants pour la MAS-Etude expérimentale»-APII-JESA, vol 36, no 5, pp. 657-667,2002.
- [18] Zhiwen Ma, Trillion Zheng, Fei lin, Xiaojie You «A New Sliding-mode Current Controller for Field Oriented Controlled Induction MotorDrives», Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication Nov. 2005.
- [19] C. Carlos, "Commande des Moteurs Asynchrones, Vol.1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC " , Édition Hermes Science Europe 2000
- [20] Cristian Lascu, Ion Boldea, and Frede Blaabjerg, "A Class of Speed-Sensorless Sliding-Mode Observers for High-Performance Induction Motor Drives", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 9, SEPTEMBER 2009.

---

# Conclusion générale

---

### **Conclusion générale**

L'obtention de hautes performances statique et dynamique avec une machine asynchrone demande des commandes complexes qui nécessitent notamment la connaissance des paramètres et des états de la machine. Or certains de ces derniers tel que le flux ou la vitesse sont difficilement accessibles. Par conséquent, leur estimation s'impose.

Les estimateurs se définissent comme des capteurs logiciels ou des calculateurs permettent de reconstituer l'état interne à partir des données accessibles qui sont la commande et la mesure.

Les estimateurs présentent l'inconvénient de ne permettent aucune correction sur l'état mesuré, de fait ils sont remplacés par des structures plus robustes qui sont les observateurs, qui présentent l'avantage d'assurer à travers leurs boucles de retour et essentiellement leurs gains une correction de l'état.

Les observateurs sont classifiés selon la nature du système (linéaire ou non linéaire), l'environnement (déterministe ou stochastique) ou la dimension du vecteur d'état.

Dans ce travail nous avons commencé par étudier une modélisation du moteur asynchrone en utilisant la transformation de Park qui permet une simplification du modèle essentiellement l'élimination de la dépendance de la matrice des inductances à la position angulaire.

Pour faire fonctionner le moteur dans les entraînements à vitesses variables, Nous avons choisis un onduleur à deux niveaux commandé par la technique MLI (sinus –triangle). Les résultats de simulation de l'association (onduleur-machine) montre l'influence de l'application des perturbations des charges sur l'état de la machine comme l'augmentation du glissement qui peut affecter le rendement de la machine par l'augmentation des pertes rotoriques, Ainsi le flux rotorique de la machine est aussi affecté, d'où la nécessité de choisir une commande adaptée et performante.

D'autre part, malgré les avantages de la technique de commande MLI, le taux harmonique de distorsion THD des tensions délivrées reste assez élevé, un onduleur d'ordre élevé a été utilisé, il s'agit de l'onduleur à trois niveaux de type NPC ( Neutral point clamped ) ,les résultats de simulation montrent une nette amélioration dans la minimisation du contenu harmonique des tensions.

La commande directe du couple (DTC) est présentée comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique FOC, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, La DTC, est aussi compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite pas l'utilisation des régulateurs de courants, ni une commande par modulation de largeur

d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisque lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation.

Dans le domaine des moyennes et faibles puissances, la suppression du capteur mécanique peut présenter un grand intérêt technico-économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Toutefois, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles d'un capteur physique.

Afin de remplacer le capteur mécanique et avoir les performances souhaitées, nous avons choisis d'utiliser un observateur basé sur une classification non linéaire, il s'agit d'un observateur de type mode glissant, basé sur l'erreur d'estimation du courant et le flux statorique estimé. Quand le courant estimé converge vers le courant réel, le flux estimé converge vers le flux réel et la vitesse estimée converge vers la vitesse réelle. Les performances de la commande développée ont été mises en évidence par des changements de consigne, et par l'application de perturbations de la charge. Les résultats obtenus ont montré d'une part une parfaite commande sans capteur de la vitesse, un bon suivi de la consigne et une bonne prise en charge des perturbations.

En conclusion, et compte tenu des résultats obtenus, on peut établir que le OMG basé sur le flux et le courant statorique est une solution satisfaisante pour remplacer le capteur mécanique.

---

# Annexe A

## Grandeurs Nominales de la Machine Asynchrone :

Puissance nominale	1.5 kW
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Vitesse nominale	$Nn = 1420 \text{trs} / \text{mn}$
Tension nominale	220/380 V
Intensité nominale	6.31 / 3,64 A
Rendement	0,78

## Paramètres Electriques de la Machine Asynchrone :

Résistance statorique $R_s$	4.85 $\Omega$
Résistance rotorique $R_r$	3.805 $\Omega$
Inductance statorique $L_s$	0.274 H
Inductance rotorique $L_r$	0.274 H
Inductance mutuelle $L_m$	0.258 H

## Paramètres mécaniques de la machine asynchrone :

Moment d'inertie $J$	0.031 $\text{kg.m}^2$
Coefficient de frottement $f$	0.001136 $\text{kg.m}^2 / \text{s}$

# Annexe B

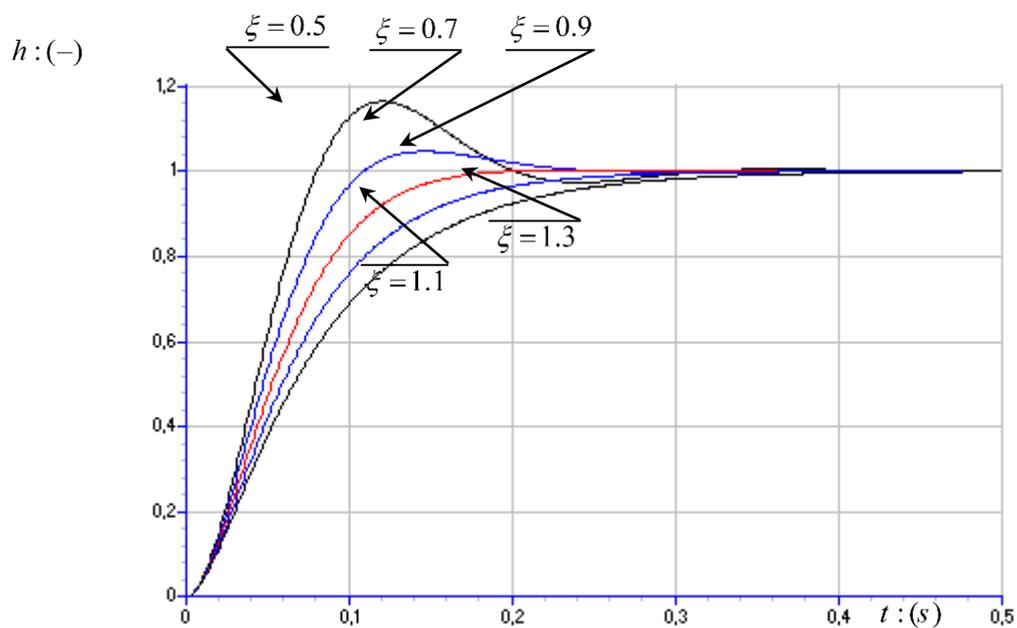
## Réponse d'un système du second ordre en fonction de son coefficient d'amortissement.

Pour la plupart des systèmes de commande, les performances dynamiques désirées en boucle fermée sont spécifiées à partir de la fonction de transfert suivante, du modèle du second ordre :

$$H(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot s + \omega_0^2}$$

en fonction de son gain  $K$ , de sa pulsation propre  $\omega_0$  et de son amortissement  $\xi$ .

Les réponses d'un tel système du second ordre, en fonction de son amortissement  $\xi$ , sont représentées sur la figure (B-1).



**Figure (B-1) :** Réponse temporelle d'un système du second ordre,

en fonction de son amortissement (exemple simulé pour  $\omega_0 = 30 \text{rd/s}$  et  $K = 1$ ).

# Annexe C

## Etude de la stabilité par la théorie de Lyapunov ( stabilité au sens de Lyapunov)

**C.1. Définition :** En mathématiques et en automatique, la notion de **stabilité de Lyapunov** (ou, plus correctement, de *stabilité au sens de Lyapunov*) apparaît dans l'étude des systèmes dynamiques. Si tout mouvement d'un système issu d'un voisinage d'un point d'équilibre  $x_e$  demeure au voisinage de ce point, alors  $x_e$  est dit stable (au sens de Lyapunov). Si de plus tout mouvement de ce type converge vers  $x_e$ , alors  $x_e$  est asymptotiquement stable

### C.2. Notion de stabilité

Un point d'équilibre  $x = 0$  d'un système  $\dot{x} = f(x)$  est dit stable si

$$\forall R > 0, \exists r > 0 / \|x(0)\| \leq r \Rightarrow \|x(t)\| \leq R \quad (\text{C.1})$$

La stabilité implique que la trajectoire peut être gardée proche de l'origine en initialisant suffisamment proche de lui.

### C.3. Stabilité asymptotique

Un point d'équilibre  $x = 0$  est asymptotiquement stable si :

Il est stable

$$\exists r > 0 / \|x(0)\| \leq r \Rightarrow \|x(t)\| \leq 0 \quad \text{quand } t \rightarrow \infty \quad (\text{C.2})$$

La stabilité asymptotique implique que le point d'équilibre est stable, et en plus, en initialisant le système suffisamment proche de l'origine, l'état du système converge vers zéro quand le temps  $t$  tend vers l'infini.

### C. 3. Fonction de Lyapunov

Une fonction  $V(x)$  associée au système  $\dot{x} = f(x)$  est dite de Lyapunov si elle vérifie les conditions suivantes :

- $V(x)$  est définie positive  $V(x) > 0$  Les dérivées partielles de  $V(x)$  suivant les états  $x_i$  sont continues

- Sa dérivée par rapport au temps est semi-défini négative  $\dot{V}(x) < 0$

#### C.4. Utilisation des fonctions de Lyapunov pour l'étude de la stabilité

L'état d'équilibre  $x = 0$  est globalement asymptotiquement stable s'il existe une fonction continuellement dérivable  $V(x)$  à dérivées partielles continues tel que :

- $V(0) = 0$
- $V(x)$  est défini positive ( $V(x) > 0, \forall x \neq 0$ )
- $\dot{V}(x)$  est semi défini négatif.
- $\dot{V}(x) \rightarrow -\infty$  quand  $t \rightarrow \infty$

#### Exemple

Soit :  $\ddot{x} - \varepsilon \dot{x} + x = 0$  dont on veut connaître la stabilité ?

Passage en équation d'état avec :  $x_1 = x, x_2 = \dot{x}$

$$\text{Ainsi: } \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 + \varepsilon x_1^2 x_2 \end{cases}$$

Ce système possède un point d'équilibre à  $(x_1, x_2) = (0, 0)$

Analysons la stabilité de ce système avec cette fonction de Lyapunov:

$$V(x_1, x_2) = \frac{x_1^2 + x_2^2}{2}$$

Dérivant  $V(x)$  on trouve:

$$\dot{V}(x_1, x_2) = \frac{\partial V}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial V}{\partial x_2} \dot{x}_2 = x_1 \dot{x}_1 + x_2 \dot{x}_2$$

$$\text{Ensuite: } \dot{V}(x_1, x_2) = x_1 x_2 - x_1 x_2 + \varepsilon x_1^2 x_2^2$$

$$\text{Donc } \dot{V}(x_1, x_2) = \varepsilon x_1^2 x_2^2$$

Ainsi,  $V(x)$  est une fonction définie positive qui est strictement décroissante le long de toutes les trajectoires possibles si  $\varepsilon < 0$ .

En vertu de la théorie de Lyapunov, le système est globalement stable :

- si  $\varepsilon = 0$ .
- Il est globalement asymptotiquement stable si  $\varepsilon < 0$ .
- Sinon, il est globalement instable.