

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Badji Mokhtar- Annaba  
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIORAT  
DEPARTEMENT D'ELECTROMECHANIQUE



جامعة باجي مختار- عنابة  
كلية علوم الهندسة  
قسم الإلكترونيات  
مخبر الأجهزة الكهرو ميكانيكية

LABORATOIRE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES (LSELM)

## THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

## DOCTORAT EN SCIENCES

Thème

COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN ONDULEUR  
MULTI-NIVEAUX

Option

ELECTROMECHANIQUE

Par

BENDAIKHA Abdelmalik

Soutenue le 17/01/2018

DEVANT LE JURY :

Président : HEROUS Lazher

Rapporteur : SAAD Salah

Examineur : BELHAMRA Ali

Examineur : BENSLIMANE Tarak

Examineur : ZELLOUMA Laid

Examineur : GHEMARI Zine

Pr Université-Badji-Mokhtar-Annaba

Pr Université-Badji-Mokhtar-Annaba

Pr Université-Badji-Mokhtar-Annaba

MCA Université de M'Sila

MCA Université d'El-Oued

MCA Université de M'Sila



## Dédicaces

---

*Je tiens à dédier ce modeste travail avant tout :*

*A mon très chère père, l'homme qui ma donné le désir d'apprendre et le savoir vivre.*

*A ma mère, ma fierté et mon bonheur.*

*A ma femme pour son soutient, sa patience et son aide pour me faciliter la tâche durant toute cette période et mes filles :Açyle, Loudjaine et Mayare , que dieu les gardent et les orientent sur le bon chemin.*

*A mes très chères frères et mes très chères sœurs.*

*A mes nièces et mes neveux.*

*A tous mes amis intimes : « Abdelhak, Salah, Mabrouk, Fouad, Walid, Saïd..... ».*

*A tous mes collègues de département de l'université de m'sila.*

*ET a tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.*



## Remerciements

---

À l'issue de ce travail, j'adresse mes sincères remerciements premièrement à dieu tout puissant qui m'a donné la santé, la volonté et la patience, je tiens à remercier très sincèrement : la première personne est mon directeur de thèse **Mr SAAD Salah**, Professeur à l'Université Badji Mokhtar, Annaba, Directeur du laboratoire de recherche des systèmes électromécaniques qui, sereinement, m'a orienté, corrigé et conseillé durant la réalisation de ce projet. Sa rigueur a été capitale dans l'atteinte des objectifs de ma thèse.

Je remercie aussi **Mr HEROUS Lazher**, Professeur à l'Université Badji Mokhtar, Annaba pour avoir accepté de présider le jury.

Je tiens également à adresser mes remerciements à **mon enseignant Mr BELHAMRA Ali**, Professeur à l'université Badji Mokhtar, Annaba, **Mr ZELLOUMA Laid**, Maître de conférences à l'université d'El-Ouad, **Mr BENSLIMANE Tarek**, Professeur à l'Université de M'Sila, **Mr GHEMARI Zine**, Maître de conférences à l'Université de M'Sila, de m'avoir fait l'honneur en acceptant de participer au jury.

A la famille proche qui a toujours eu confiance en moi et m'a soutenu jusqu'au bout. Sans elle, je n'aurais pu écrire ces quelques mots aujourd'hui.

J'admire le courage et le dévouement en toute circonstance des personnes qui m'ont entouré toutes ces années et j'aspire à leur apporter autant de choses qu'elles l'ont fait pour moi.

Je suis aussi redevable à tous les enseignants et personnel administratif du département génie électrique, faculté de technologie, Université de M'sila et du département électromécanique Université Badji Mokhtar Annaba, qui ont instauré un environnement d'entraide et de soutien tant au plan scientifique qu'au plan humain. Une pensée particulière est dédiée à Mr **Abdou, Defdaf, Berrabah, Belkhiri et Zouggar** pour leurs soutiens et collaborations étroites.

**BENDAIKHA Abdelmalik**

---

# Résumé

---

L'inconvénient principal des onduleurs est l'obtention de la tension alternative non sinusoïdale à leurs la sorties. Ce problème influe d'une manière négative sur le moteur qui est conçue pour fonctionner avec une tension alternative sinusoïdale, cela engendre des pertes additionnelles aux niveaux des bobines du moteur et le rendement devient faible.

Dans le but de faire une étude comparative entre un onduleur à deux niveaux et les onduleurs multi-niveaux, quatre algorithmes de commande basés sur l'MLI vectorielle (SVM) sont développés. Le schéma utilisé pour développer ces algorithmes de commande est basé sur la séquence symétrique à cause de la symétrie de l'onde de commutation.

Un moteur à cage est utilisé pour tester et valider ces algorithmes. Les résultats de simulation montrent que la meilleure réponse dynamique du moteur et une moindre distorsion harmonique des tensions et des courants est assuré lors de l'utilisation de l'onduleur à sept niveaux.

Mots-clés:

Onduleurs multiniveaux, MLI Vectorielle, SVPWM, Séquence symétrique, Temps de Réponse, Moteur asynchrone, Vitesse variable

# Abstract

---

Inverters main disadvantage is non-sinusoidal voltage at their outputs. This issue affects the AC motors operation designed to function with a sinusoidal alternating voltage. Non-sinusoidal voltage waveforms generate additional losses on motors windings and motors efficiency becomes very low.

In order to make a comparative study between two-level inverter and multilevel inverters, four space vector modulation (SVM) control algorithms are developed. The schemes used to develop these control algorithms are based on the symmetrical sequence because of the symmetry of the commutating wave.

A squirrel cage induction motor is used to test and validate these algorithms. Simulation results have showed that the best motor dynamic response and lower harmonic distortions of voltages and currents are obtained when seven-level inverter is used.

## Keywords

Multilevel Inverters, Vector MLI, SVPWM, Symmetric Sequence, Response Time, Asynchronous Motor, Variable Speed

# ملخص

العائق الرئيسي للموجات تجعل التوتر المتناوب ذو شكل غير جيبي عند المخرج. هذا المشكل يؤثر بصفة سلبية على المحركات المخصصة للعمل بالتوترات الجيبية، هذا العائق يولد ضياعات أخرى على مستوى وشائعها و يجعل المردود ضعيفا. من أجل القيام بمقارنة بين الموج ذو المستويين و الموجات متعددة المستويات، قمنا بتطوير أربعة خوارزميات تحكم مبنية على استعمال تعديل عرض النبضات الشعاعية وفق الطريقة المتناظرة بسبب تناظر موجة الانقطاع. من أجل اختبار هذه الخوارزميات، استعملنا محرك كهربائي ذو القفص السنجابي.

نتائج المحاكاة تبين أن أفضل استجابة ديناميكية من المحرك، وأقل معامل تشويه التوتر و التيار يكون مضمونا عند استخدام الموج ذو سبع مستويات.

## الكلمات المفتاحية:

موجات متعددة المستويات ، ناقلات MLI ، SVPWM ، متسلسلة متناظرة ، زمن الاستجابة ، المحرك غير المتزامن ، السرعة المتغيرة.

# Table des figures

## Chapitre I Etude théorique des onduleurs multiniveaux

FIG. I. 1 MISE EN SERIE ET EN PARALLELE DE PLUSIEURS COMPOSANTS SEMI CONDUCTEURS DE PUISSANCE.....	6
FIG. I. 2 BRAS D'UNE PHASE D'UN ONDULEUR DE TENSION. ....	7
FIG. I. 3 LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX. ....	8
FIG. I. 4 BRAS DE L'ONDULEUR A DIODE FLOTTANTE A N-NIVEAUX. ....	9
FIG. I. 5 ONDULEUR A CONDENSATEUR FLOTTANT A TROIS NIVEAUX.....	11
FIG. I. 6 BRAS D'ONDULEUR A CONDENSATEUR FLOTTANT .....	11
FIG. I. 7 BRAS D'UN ONDULEUR A CONDENSATEUR FLOTTANTE A N NIVEAUX .....	12
FIG. I. 8 STRUCTURE D'UN BRAS D'ONDULEUR EN CASCADE N NIVEAUX.....	13

## Chapitre II Les différents types de commandes des onduleurs

FIG. II. 1. LES DIFFERENTES COMMANDES DES ONDULEURS .....	17
FIG. II. 2. SCHEMA DE PRINCIPE DU CONTROLE PAR HYSTERESIS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR.....	19
FIG. II. 3. BANDE D'HYSTERESIS .....	20
FIG. II. 4. LE SCHEMA DE PRINCIPE DE L'MLI SINUSOÏDALE.....	20
FIG. II. 5. REPRESENTATION DANS LE PLAN (A, B) DES VECTEURS DE TENSION DE L'ONDULEUR .....	21
FIG. II. 6. LE SCHEMA DE PRINCIPE DE LA M.L.I VECTORIELLE. ....	21
FIG. II. 7. LA LARGEUR D'IMPULSION POUR SVM1 .....	23
FIG. II. 8. LA LARGEUR D'IMPULSION POUR SVM2 .....	24
FIG. II. 9. LA LARGEUR D'IMPULSION POUR SVM3 .....	24
FIG. II. 10. LA LARGEUR D'IMPULSION POUR SVM4 .....	25

## Chapitre III Commande par MLI vectorielle des différents onduleurs

FIG. III. 1. SCHEMA STRUCTURE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX. ....	27
FIG. III. 2. LES VECTEURS DE TENSION DE L'ONDULEUR DANS LE PLAN $(\alpha, \beta)$ .....	28
FIG. III. 3. REPRESENTATION DES VECTEURS DE TENSION D'ETAT DE L'ONDULEUR.....	31
FIG. III. 4. PROJECTION DES VECTEURS DE TENSION $(V_{AN}, V_{BN}, V_{CN})$ SUR LE PLAN $(\alpha, \beta)$ .....	31
FIG. III. 5. PROJECTION DU VECTEUR DE REFERENCE (SECTEUR 1) .....	32
FIG. III. 6. FORMES DES LARGEURS D'IMPULSIONS POUR LES SIX SECTEURS .....	34
FIG. III. 7. L'ANGLE DU VECTEUR DE REFERENCE.....	37

FIG. III. 8. LE DEPLACEMENT DU VECTEUR DE REFERENCE ENTRE LES SECTEURS EN FONCTION DU TEMPS.....	37
FIG. III. 9. LA LARGEUR D'IMPULSION DE L'INTERRUPTEUR SUPERIEUR DE LA BRANCHE 1 DE L'ONDULEUR .....	37
FIG. III. 10. LA TENSION SIMPLE $V_1$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX .....	38
FIG. III. 11. LA TENSION SIMPLE $V_2$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX .....	38
FIG. III. 12. LA TENSION SIMPLE $V_3$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX .....	38
FIG. III. 13. LA TENSION COMPOSEE $V_{12}$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX .....	38
FIG. III. 14. TRAJECTOIRE DU VECTEUR DE REFERENCE ET LE VECTEUR DE SORTIE .....	39
FIG. III. 15. LES TROIS COURANT STATORIQUES .....	39
FIG. III. 16. LE COURANT STATORIQUE $I_1$ DE LA PHASE 1 .....	39
FIG. III. 17. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DE COURANT $THD_{I_A}=0.01943=1.94\%$ . .....	39
FIG. III. 18. LE SPECTRE DU COURANT .....	40
FIG. III. 19. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DE TENSION $THD_{V_1}=0.5469=54.69\%$ . .....	40
FIG. III. 20. LE SPECTRE DE FREQUENCE DE LA TENSION .....	40
FIG. III. 21. LA COURBE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE .....	40
FIG. III. 22. LA COURBE DU COUPLE DU MOTEUR ASYNCHRONE .....	41
FIG. III. 23. SCHEMA REPRESENTATIF D'UN ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX A DIODES FLOTTANTES.....	42
FIG. III. 24. LES TROIS ETATS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	43
FIG. III. 25. DIAGRAMME VECTORIEL DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX .....	47
FIG. III. 26. DETERMINATION DES DEUX DISTANCES <b>A</b> ET <b>B</b> .....	48
FIG. III. 27. DETERMINATION DES TEMPS DE COMMUTATION DANS LA REGION N°1 .....	49
FIG. III. 28. PROJECTION DU VECTEUR DE REFERENCE (SECTEUR 1) .....	50
FIG. III. 29. DETERMINATION DES TEMPS DE COMMUTATION DANS LA REGION N°2 .....	51
FIG. III. 30. FONCTIONS LOGIQUES $F_{IJ}$ DANS LES QUATRE REGIONS DU PREMIER SECTEUR .....	54
FIG. III. 31. SCHEMA BLOC DE SIMULATION D'UN MOTEUR A CAGE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE .....	55
FIG. III. 32. LE DEPLACEMENT DU VECTEUR DE REFERENCE ENTRE LES REGIONS POUR L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	56
FIG. III. 33. LA TENSION SIMPLE $V_1$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX .....	56
FIG. III. 34. LA TENSION SIMPLE $V_2$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	56
FIG. III. 35. LA TENSION SIMPLE $V_3$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	57
FIG. III. 36. LA TENSION COMPOSE $V_{12}$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX .....	57
FIG. III. 37. TRAJECTOIRE DU VECTEUR DE REFERENCE ET DU VECTEUR DE SORTIE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	57
FIG. III. 38. LES COURANTS STATORIQUES DU MOTEUR ALIMENTE PAR L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX .....	58
FIG. III. 39. LE COURANT STATORIQUE $I_1$ DE LA PHASE 1 DU MOTEUR ALIMENTE PAR L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	58



FIG. III. 40. SPECTRE DU COURANT STATORIQUE $I_1$ DU MOTEUR ALIMENTE PAR L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX .....	58
FIG. III. 41. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DE COURANT $THDI_1=0.008711=0.87\%$ ...	58
FIG. III. 42. SPECTRE DE LA TENSION SIMPLE $V_1$ .....	59
FIG. III. 43. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DE TENSION $THDV_1=0.2843=28.43\%$ .....	59
FIG. III. 44. LA COURBE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A VIDE ET EN CHARGE.....	59
FIG. III. 45. LA COURBE DU COUPLE DU MOTEUR ALIMENTE PAR UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A VIDE ET EN CHARGE .....	59
FIG. III. 46. STRUCTURE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX A DIODES FLOTTANTE.....	61
FIG. III. 47. ETATS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX. ....	63
FIG. III. 48. EXEMPLES D'ETATS DE L'ONDULEUR A 5 NIVEAUX .....	64
FIG. III. 49. DIAGRAMME VECTORIEL DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX .....	67
FIG. III. 50. POSITION DES REGIONS DANS LE SECTEUR N°1.....	68
FIG. III. 51. DETERMINATION DES DEUX DISTANCES A ET B.....	69
FIG. III. 52. CALCUL DES TEMPS DE COMMUTATION POUR LA REGION N°9.....	70
FIG. III. 53. FONCTIONS LOGIQUES $F_{IJ}$ DANS LA REGION N°9 DU PREMIER SECTEUR .....	73
FIG. III. 54. LE DEPLACEMENT DU VECTEUR DE REFERENCE ENTRE LES REGIONS DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX .....	74
FIG. III. 55. LA TENSION SIMPLE $V_1$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX. ....	74
FIG. III. 56. LA TENSION SIMPLE $V_2$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX .....	75
FIG. III. 57. LA TENSION SIMPLE $V_3$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX .....	75
FIG. III. 58. LA TENSION COMPOSEE $V_{12}$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX .....	75
FIG. III. 59. TRAJECTOIRE DU VECTEUR DE REFERENCE ET DU VECTEUR DE SORTIE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX.....	75
FIG. III. 60. LES TROIS COURANTS STATORIQUES DU MOTEUR COMMANDE PAR UN ONDULEUR A CINQ NIVEAUX .....	76
FIG. III. 61. LE COURANT STATORIQUE $I_1$ DE LA PHASE 1 .....	76
FIG. III. 62. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DU COURANT $THDI_1=0.0039=0.39$ .....	76
FIG. III. 63. SPECTRE DU COURANT STATORIQUE .....	76
FIG. III. 64. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DE TENSION $THDV_1=0.1463=14.63\%$ .....	77
FIG. III. 65. SPECTRALE DE LA TENSION SIMPLE .....	77
FIG. III. 66. COURBE DE LA VITESSE DU MOTEUR A VIDE ET EN CHARGE .....	77
FIG. III. 67. LA COURBE DU COUPLE DU MOTEUR A VIDE ET EN CHARGE .....	77
FIG. III. 68. STRUCTURE DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX A DIODES FLOTTANTE .....	79
FIG. III. 69. ETATS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX.....	84
FIG. III. 70. EXEMPLES D'ETATS DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	86
FIG. III. 71. DIAGRAMME VECTORIEL DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX.....	91
FIG. III. 72. SECTEURS ET REGIONS DU DIAGRAMME VECTORIEL .....	92

FIG. III. 73. DESIGNATION DES ETATS $V_1$ , $V_2$ ET $V_3$ POUR LES DIFFERENTES REGIONS DU PREMIER SECTEUR.....	93
FIG. III. 74. PROCEDURE D'UTILISATION DES VECTEURS D'ETAT POUR LA REGION N°31 DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	95
FIG. III. 75. LARGEURS D'IMPULSIONS POUR LA REGION N°31 DU PREMIER SECTEUR DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	96
FIG. III. 76. LE DEPLACEMENT DU VECTEUR DE REFERENCE ENTRE LES REGIONS DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	97
FIG. III. 77. LA TENSION SIMPLE $V_1$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX.....	98
FIG. III. 78. LA TENSION SIMPLE $V_2$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	98
FIG. III. 79. LA TENSION SIMPLE $V_3$ A LA SORTIE DE 'L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	98
FIG. III. 80. LA TENSION COMPOSEE $V_{12}$ A LA SORTIE DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX.....	98
FIG. III. 81. TRAJECTOIRE DU VECTEUR DE REFERENCE ET DU VECTEUR DE SORTIE DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	99
FIG. III. 82. LES TROIS COURANT STATORIQUES DU MOTEUR ALIMENTE PAR UN 'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	99
FIG. III. 83. LE COURANT STATORIQUE $I_1$ DE LA PHASE 1 .....	99
FIG. III. 84. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DE COURANT $THDI_1=0.002528=0.25\%$ ....	100
FIG. III. 85. SPECTRE DE FREQUENCE DU COURANT ROTORIQUE .....	100
FIG. III. 86. LA DISTORSION TOTALE DES HARMONIQUES DE TENSION $THDV_1=0.0937=9.37\%$ .....	100
FIG. III. 87. SPECTRALE DE TENSION SIMPLE.....	100
FIG. III. 88. COURBE DE LA VITESSE DU MOTEUR ALIMENTE PAR UN ONDULEUR A SEPT NIVEAUX (PENDANT LE REGIME TRANSITOIRE, A VIDE, ET EN CHARGE) .....	101
FIG. III. 89. LA COURBE DU COUPLE DU MOTEUR ALIMENTE PAR UN ONDULEUR A SEPT NIVEAUX (PENDANT LE REGIME TRANSITOIRE, A VIDE, ET EN CHARGE) .....	<b>ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.</b>

# Liste des tableaux

## Chapitre I Etude théorique des onduleurs multiniveaux

TABLEAU. I. 1 ÉTATS POSSIBLES DE L'ONDULEUR A DIODES FLOTTANTES A (N-1) ETAGES. ....	9
TABLEAU. I. 2 ÉTATS POSSIBLES DE L'ONDULEUR A CELLULES IMBRIQUEES .....	12

## Chapitre II Les différents types de commandes des onduleurs

Aucun Tableau

## Chapitre III Commande par MLI vectorielle des différents onduleurs

TABLEAU. III. 1. CALCUL DES VECTEURS DE TENSIONS .....	30
TABLEAU. III. 2. DUREES DE FERMETURE DES INTERRUPTEURS PAR SECTEUR.....	35
TABLEAU. III. 3. LES PARAMETRES TECHNIQUES DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	36
TABLEAU. III. 4. ETATS D'UNS BRAS DE L'ONDULEUR (X =A, B OU C).....	44
TABLEAU. III. 5. LES ETATS DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	44
TABLEAU. III. 6. LES DIFFERENTS ETATS DE L'ONDULEUR ET LES COMPOSANTES $v_{\alpha}$ et $v_{\beta}$ DU VECTEUR DE TENSION .....	46
TABLEAU. III. 7. CALCUL DES TEMPS $T_1$ , $T_2$ ET $T_3$ . ....	53
TABLEAU. III. 8 DUREES DE FERMETURE DES INTERRUPTEURS DES DEMI-BRAS SUPERIEURS POUR LES QUATRE REGIONS DU 1 <sup>ER</sup> SECTEUR .....	55
TABLEAU. III. 9 LES ETATS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR. ....	60
TABLEAU. III. 10 ETATS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX (X =A,B OU C). ....	64
TABLEAU. III. 11. ETATS DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX ET LES COORDONNEES DU VECTEUR $V_{ref}$ DANS LE PLAN (A, B) .....	66
TABLEAU. III. 12. CALCUL DES TEMPS $T_1$ , $T_2$ ET $T_3$ .....	72
TABLEAU. III. 13. DUREES DE FERMETURE DES INTERRUPTEURS POUR LA REGION N° 09 DU PREMIER SECTEUR.....	74
TABLEAU. III. 14. ETATS D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX (X =1,2 OU 3) .....	85
TABLEAU. III. 15. ETATS DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX ET LES COORDONNEES DU VECTEUR $v_{ref}$ DANS LE PLAN ( $v_{\alpha}$ , $v_{\beta}$ ). ....	88
TABLEAU. III. 16. CALCUL DES TEMPS $T_1$ , $T_2$ ET $T_3$ POUR L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX.....	94
TABLEAU. III. 17. LARGEUR D'IMPULSIONS POUR LA REGION N°31 DU PREMIER SECTEUR DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX .....	97
TABLEAU. III. 18 LES RESULTATS DE SIMULATION OBTENUS POUR LES DIFFERENTS TYPES D'ONDULEURS .....	102

**Paramètres de la Machine asynchrone**

$L$	: Inductance propre d'une phase statorique.
$M$	: Mutuelle inductance entre phases du stator.
$R_s$	: Résistance statorique par phase.
$R_r$	: Résistance rotorique par phase.
$P$	: Nombre de paires de pôles.
$J$	: Moment d'inertie des parties tournantes.
$F$	: Coefficient de frottements.
$V_{dc}$	: Tension d'alimentation de l'onduleur.

**Repères**

$a,b,c$	: Axes liés aux enroulements triphasés.
$d, q$	: Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.
$\alpha, \beta$	: Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator.
$\delta$	: L'angle entre l'axe statorique et l'axe rotorique.
$\theta$	: L'angle instantanée du vecteur de référence.

**Grandeurs électriques**

$V_{sa,b,c}$	: Tension statorique phase a, b ou c .
$V_{ra,b,c}$	: Tension rotorique phase a, b ou c .
$V_{s\alpha,\beta}$	: Tension statorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$V_{r\alpha,\beta}$	: Tension rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$I_{sa,b,c}$	: Courant statorique phase a, b ou c .
$I_{ra,b,c}$	: Courant rotorique phase a, b ou c .
$I_{s\alpha,\beta}$	: Courant statorique dans le repère $\alpha, \beta$ .
$I_{r\alpha,\beta}$	: Courant rotorique dans le repère $\alpha, \beta$ .

**Grandeurs mécaniques**

$\Omega_r$	: Vitesse mécanique rotorique.
$\omega$	: Vitesse de rotation du référentiel choisi.
$\omega_s$	: Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$	: Pulsation électrique rotorique.
$C_{em}$	: Couple électromagnétique.
$C_r$	: Couple résistant.
$C_f$	: Couple de frottement.

**Significations des Abréviations Utilisées**

$f$	: Fréquence du signal de référence.
$f_m$	: Fréquence de modulation.
$T_m$	: Période de modulation.
$m$	: Taux ou indice de modulation de modulation.
$r$	: Coefficient de réglage.
$S_{ij}$	: $i^{\text{eme}}$ interrupteur de $j^{\text{eme}}$ bras.
$F_{1j}$	: Fonction de commutation.
$F_{c1j}$	: fonctions de connections
$T_1, T_2$ et $T_3$	: Les temps d'utilisation des vecteurs $V_1, V_2$ et $V_3$ .
$V_{\text{ref}}$	: Le vecteur de référence.
$V_{\text{max}}$	: Amplitude maximale du vecteur $V_{\text{ref}}$ .
THD	: La distorsion totale des harmoniques
MAS	: Machine asynchrone.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
SVM	: Space Vector Modulation.
NPC	: Neutral Point Clamped.
$s$	: Le numéro de secteur.
$r$	: Le numéro de région.

# Table des matières

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I Etude théorique des onduleurs multi-niveaux.....</b>	<b>5</b>
<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>5</b>
<b>I.2 Définition.....</b>	<b>6</b>
<b>I.3 Topologies Principales D'onduleurs Multi-niveaux.....</b>	<b>7</b>
I.3.1 Onduleur de tensions à diodes flottantes .....	8
I.3.2 Onduleur de tensions à condensateur flottants .....	10
I.3.3 Les Onduleurs Multi-niveaux en cascade .....	13
<b>I.4 Avantages et inconvénients des onduleurs multi-niveaux.....</b>	<b>14</b>
I.4.1 Avantages.....	14
I.4.2 Inconvénients .....	15
<b>I.5 Conclusion.....</b>	<b>15</b>
<b>Chapitre II Différents types de commandes des onduleurs.....</b>	<b>17</b>
<b>II.1 Introduction.....</b>	<b>17</b>
<b>II.2 Commande en pleine onde.....</b>	<b>18</b>
<b>II.3 Objectifs de l'MLI.....</b>	<b>18</b>
<b>II.4 Différentes stratégies de commande par modulation de la largeur d'impulsion (MLI).....</b>	<b>19</b>
II.4.1 Commande par hystérésis.....	19
II.4.2 Commande par MLI sinusoïdale .....	20
II.4.3 Modulation vectorielle.....	21
<b>II.5 Algorithmes de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) vectorielle.....</b>	<b>22</b>
II.5.1 Schémas de modulation.....	23
<b>II.6 Conclusion.....</b>	<b>25</b>
<b>Chapitre III Commande par MLI vectorielle des différents onduleurs.....</b>	<b>27</b>
<b>III.1 Introduction.....</b>	<b>27</b>
<b>III.2 onduleur à deux niveaux.....</b>	<b>27</b>
III.2.1 Vecteur de référence dans le repère stationnaire.....	31
III.2.2 Simulation numérique .....	36
III.2.3 Résultats de simulation.....	37
III.2.4 Interprétation des résultats.....	41

<b>III.3 Onduleur à trois niveaux</b> .....	42
III.3.1 Description de l'onduleur à trois niveaux .....	42
III.3.2 Fonctions de commutation de l'onduleur à trois niveaux .....	42
III.3.3 Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux .....	43
III.3.4 Etats de l'onduleur .....	44
III.3.5 Tensions de sortie.....	45
III.3.6 Vecteur tension de référence .....	45
III.3.7 Calcul des temps de commutation pour chaque région.....	49
III.3.8 Simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur à trois niveaux commandé par MLI Vectorielle (SVM) .....	55
III.3.9 Résultats de simulation.....	56
III.3.10Interprétation des résultats.....	60
<b>III.4 Onduleur à cinq niveaux</b> .....	60
III.4.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à cinq niveaux .....	61
III.4.2 Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux .....	62
III.4.3 Tension de sortie.....	65
III.4.4 Création du vecteur tension de référence .....	65
III.4.5 Détermination des secteurs et régions .....	68
III.4.6 Calcul des temps de commutation pour chaque région .....	70
III.4.7 Simulation numérique .....	74
III.4.8 Résultats de simulation.....	74
III.4.9 Interprétation des résultats.....	78
<b>III.5 Onduleur à sept niveaux</b> .....	78
III.5.1 Structure de l'onduleur à sept niveaux.....	78
III.5.2 Fonctions de commutation de l'onduleur à sept niveaux.....	80
III.5.3 Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux .....	80
III.5.4 Tension de sortie.....	86
III.5.5 Vecteurs de tension sortie et diagramme vectoriel.....	87
III.5.6 Vecteur tension de référence .....	92
III.5.7 Détermination des secteurs et régions .....	93
III.5.8 Calcul des temps de commutation pour chaque région .....	94
III.5.9 Simulation numérique .....	97
III.5.10Résultats de simulation.....	97
III.5.11Interprétation des résultats.....	101
<b>III.6 Conclusion</b> .....	102
<b>III.7 Conclusion générale</b> .....	103
<b>Bibliographie</b> .....	104
<b>Publications</b> .....	107

# Introduction générale

---

Le progrès incessant des systèmes de commande des moteurs électriques est du essentiellement, d'une part, à la demande croissante des moteurs présentant des couples et des vitesses importantes et d'autre part, l'apparition et le développement des composants semi-conducteurs de puissance pouvant satisfaire ces exigences et présentant une fréquence de commutation élevée sous des tensions et des courants très importants.

Les progrès réalisés dans le domaine de la microinformatique (microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle des associations convertisseur-machine plus performants et plus robustes[1].

Les applications industrielles des entraînements à vitesse variable exigent des performances de plus en plus élevées, une fiabilité maximale et un coût minimum. Il est à noter que l'utilisation des convertisseurs statiques, est du au développement des semi-conducteurs de puissance commandé à l'allumage et au blocage tel que les MOSFETs, IGBTs, GTOs.

L'utilisation des onduleurs classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car ces applications exigent des composants électroniques capables de supporter une forte tension inverse et un courant élevé[2].

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer. Le but de ces recherches est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi on évite les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. L'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être réalisée soit par modification du circuit de l'onduleur lui-même (topologie), soit par le choix de la stratégie de sa commande. Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées dans la littérature, telles que les onduleurs multiniveaux et les convertisseurs matriciels.

L'onduleur multiniveaux, permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs composant l'onduleur, et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées[2].



Les convertisseurs multiniveaux permettent d'avoir une onde sinusoïdale à partir de plusieurs niveaux de tension par bras de l'onduleur. Plus on augmente le nombre de niveaux, plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique.

L'association des onduleurs avec les machines à courant alternatif est rapidement devenue un standard dans l'industrie des systèmes d'entraînements à vitesse variable. Par ailleurs, le développement de la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) comme stratégie de commande des onduleurs de tension [3-7] a contribué au fonctionnement optimal des machines à courant alternatif.

Les onduleurs sont largement utilisés, surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement le moteurs à cage. La tension de sortie peut être constante ou variable à une fréquence constante ou variable. Une tension de sortie variable est obtenue en variant la tension d'entrée et maintenir le gain de l'onduleur constant.

La tension souhaitée (idéale) à la sortie de l'onduleur devait être sinusoïdale, mais la forme de cette onde en pratique n'est pas sinusoïdale, et très riche en harmoniques.

Ces harmoniques peuvent être minimisés ou réduits à l'aide des techniques d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs (modulation de largeur d'impulsion MLI (PWM en anglais)) ou plus récemment MLI vectorielle) [8-12].

L'introduction de la technique de modulation vectorielle (MV) en anglais space vector modulation (SVM) pour commander les convertisseurs contribue à la diminution des pertes par commutation des interrupteurs et minimise la distorsion harmonique [13].

La source de tension continue peut être une sortie d'un convertisseur statique (A/C), une batterie, une cellule solaire ou n'importe quelle source de tension continue. A la sortie d'un onduleur alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale.

Si la tension à filtrée est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus seront médiocres, d'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour résoudre ce problème.

Cette méthode présente plusieurs inconvénients tel que la distorsion élevée des harmoniques, une tension composée à la sortie limitée [8, 9, 13], (87% de la tension continue de l'onduleur), le temps de réponse du moteur est long, l'utilisation de trois tensions de références est difficile à implanter dans un DSP ou un Microcontrôleur.

Dans ce travail nous allons étudier les onduleurs de tension multiniveaux commandé en MLI vectorielle alimentant un moteur à cage. La commande MLI vectorielle permet d'éliminer la majorité des inconvénients cités ci-dessus. Quatre algorithmes de commande à modulation vectorielle (SVM) sont développés dans le but de faire une étude comparative entre un onduleur à deux niveaux et les onduleurs multiniveaux (trois, cinq et sept niveaux). Ces algorithmes de commande sont basés sur la modulation vectorielle avec la séquence symétrique [14] (SVM with symmetric sequence). Ces algorithmes sont testés pour vérifier leur fonctionnement sur un moteur à cage alimenté en premier lieu par un onduleur à deux niveaux lors du premier test, par un onduleur à trois niveaux lors du second test, par un onduleur à cinq niveaux lors du troisième test et par un onduleur à sept niveaux lors pendant le quatrième test.

Les résultats obtenus ont très encourageants. Le taux d'harmonique est réduit à un niveau minimal (THD) surtout pendant l'utilisation de l'onduleur à sept niveaux.

Pour atteindre les objectifs fixés nous présentons un travail de thèse structurée comme suit :

### **Chapitre 1:** Etude théorique des onduleurs multi-niveaux

Ce chapitre introduit les notions de base sur les onduleurs multi-niveaux concernées par notre travail de recherche. Dans cette partie, nous définissons le principe de fonctionnement de ces convertisseurs, ainsi que leurs modélisations mathématiques.

### **Chapitre 2 :** Différents types de commandes des onduleurs

Ce chapitre est consacré à la présentation des différentes commandes des onduleurs telle que la commande en pleine onde et les commandes MLI (MLI à bande d'hystérésis, MLI sinusoïdale et MLI vectorielle).

### **Chapitre 03 :** Commande par MLI vectorielle des différents onduleurs

Dans ce chapitre, nous présenterons une étude détaillée sur la commande MLI vectorielle appliquée aux onduleurs à deux niveaux, à trois niveaux, à cinq niveaux et à sept niveaux. Les résultats obtenus sont comparés et analysés.

Ce travail a été clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

*Chapitre I*  
*Etude théorique des onduleurs*  
*multi-niveaux*

# Chapitre I Etude théorique des onduleurs multi-niveaux

## I.1 Introduction

Les convertisseurs multi-niveaux ont ouvert une porte pour les progrès dans la technologie de conversion d'énergie électrique dans les applications de haute puissance et aussi pour des conceptions de puissance moyenne et basse. Ces convertisseurs présentent une faible distorsion harmonique, et une plus grande efficacité par rapport aux convertisseurs conventionnels (à deux niveaux). En effet, l'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et IGBT, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants.

Les onduleurs de tension sont capables de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative (DC/AC). Ils sont présents dans tous les domaines d'applications, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction est due, d'une part, au développement des composants semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions(MLI). Ainsi que les progrès réalisés dans le domaine de la micro-informatique [15].

Malgré leurs avantages, les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) présentent des limites liées d'une part à leur principe de fonctionnement, et d'autre part aux limites de la technologie de l'électronique de puissance utilisée dans ces convertisseurs. En effet, parmi les inconvénients de cette structure, on peut citer [16] :

- Mauvaise qualité de la tension de sortie (taux de distorsion harmonique est élevé).
- Rayonnement électromagnétique important dû aux échelons de tension délivrés dont l'amplitude est égale à la totalité de la tension continue.
- Pertes par conduction dans les semi-conducteurs qui dépendent du courant de charge. Pertes par commutation qui dépendent de la fréquence de commutation ce qui provoque leur échauffement.
- Leurs utilisation est limitée aux applications de faibles et de moyennes puissances et basse tension seulement (1.4kV, 1MVA).
- La détérioration prématurée des roulements causée par l'apparition des tensions homopolaires à l'arbre du moteur.

Les limites technologiques sont dues principalement aux limites des semi-conducteurs utilisés actuellement. Leur tenue en tension (la tension maximale qu'ils peuvent bloquer) limite la tension de l'étage continu du convertisseur et le courant maximal qu'ils peuvent couper ce qui limite la puissance disponible.

Pour résoudre ces problèmes, il est nécessaire de modifier la topologie du convertisseur. Des solutions ont été proposées telles que la mise en parallèle des semi-conducteurs, en assurant une bonne distribution du courant, ou de leur mise en série, en assurant un bon partage de la tension à leurs bornes lors des commutations. Dans les deux cas, ces montages sont sensibles aux différences de caractéristiques d'un composant à l'autre et nécessitent une synchronisation très précise des impulsions de commande des semi-conducteurs. En effet, un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension de sortie composée d'au moins trois niveaux.

Cette partie sera consacrée à la présentation des principales topologies d'onduleurs de tension multi-niveaux et leurs stratégies de commandes.

## I.2 Définition

L'onduleur multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux [17]. Le fonctionnement de ce type d'onduleur est basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mis en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions/courants plus élevées. La figure ci-dessus présente la mise en (série/ parallèle) d'un bras d'onduleur à trois niveaux [18].

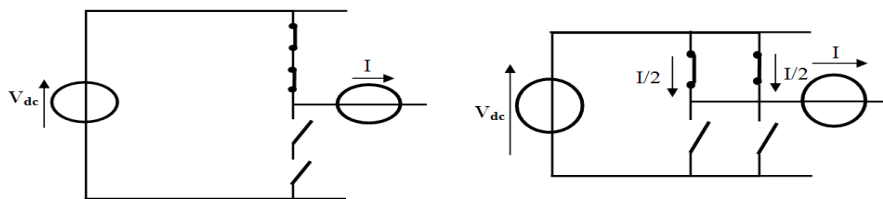


Fig. I. 1 Mise en série (à gauche) et en parallèle (à droite) de plusieurs composants semi-conducteurs de puissance.

L'onduleur de tension multi-niveaux permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension en forme d'escalier. Elle est obtenue par l'augmentation du nombre des interrupteurs composant l'onduleur, et par multiplication du nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées [2] .

La Fig. I.2 [18] montre un diagramme schématisé d'un seul bras d'onduleurs de différents niveaux dont l'action du semi-conducteur est représentée par un interrupteur idéal ayant plusieurs positions.

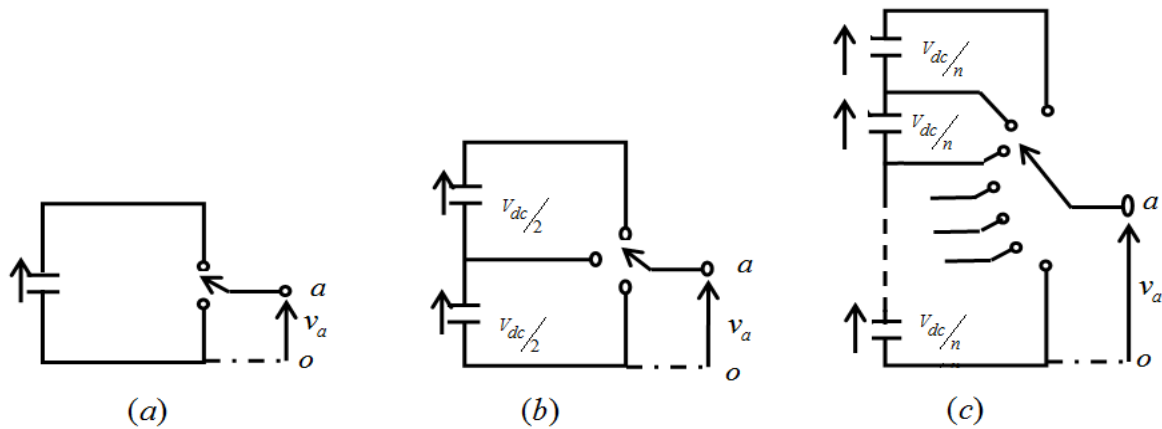


Fig. I. 2 Bras d'une phase d'un onduleur de tension. (a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux.

L'onduleur deux niveaux génère une tension de sortie pivotant entre deux valeurs (deux niveaux) tout en respectant la borne négative du condensateur (Fig. I.2.a), alors que l'onduleur trois niveaux génère trois tensions (Fig. I.2.b), et ainsi de suite pour l'onduleur N niveaux (Fig. I.2.c). En élevant le nombre de niveaux de l'onduleur, les tensions de sortie ont plusieurs niveaux induisant une forme d'onde de plus en plus proche d'une sinusoïde échantillonnée. Par conséquent, en comparant avec l'onde de la tension de sortie de l'onduleur deux niveaux, celles des onduleurs multi-niveaux ont un taux de distorsion plus réduit et donc une pollution harmonique minimale.

### I.3 Topologies Principales D'onduleurs Multi-niveaux

Le concept de convertisseur multi-niveaux peut être mis en œuvre par différentes structures reposant sur les associations de semi-conducteurs de puissance et pour certaines topologies de leurs connexions en série. La caractéristique commune de celle-ci sera sa capacité à fournir une forme d'onde qui puisse prendre plusieurs niveaux à la sortie du convertisseur [19]. La Fig.I.3 représente les topologies des onduleurs multi-niveaux les plus récentes.

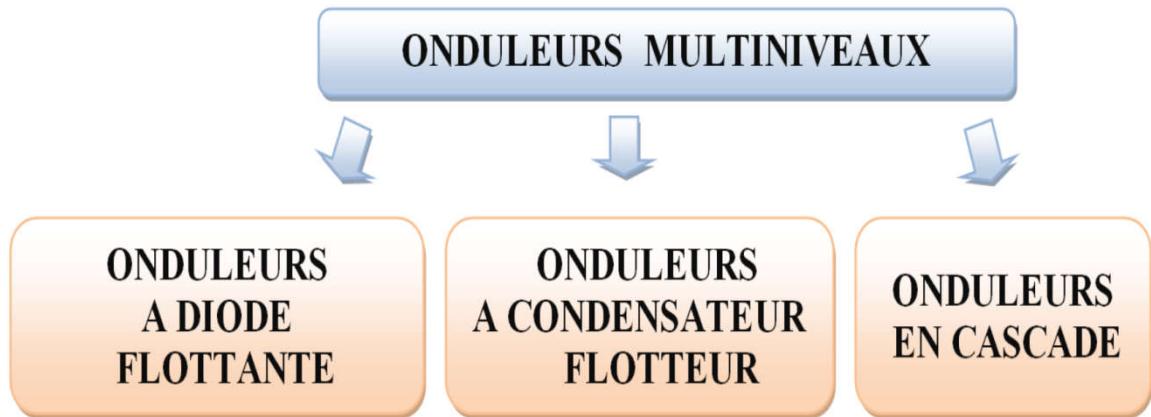


Fig. I. 3 Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.

Bien que cette partie ne soit en aucun cas une vue complète sur les topologies des onduleurs multi-niveaux mais elle couvre celles qui polarisent l'attention des chercheurs. En raison de l'intérêt suscité récemment par ces trois types de structures multiniveaux on va présenter leurs principales caractéristiques.

### I.3.1 Onduleur de tensions à diode flottante

La structure d'onduleur multi-niveaux à diodes flottantes a été introduite par AKIRA Nabae et H. Akagi en 1981. Cet onduleur a été aussi appelé onduleur clampé par le neutre, (neutral point clamped inverter, NPC, en anglais), lorsqu'il a été utilisé par la première fois dans la topologie à trois niveaux, dans laquelle le niveau de tension du point milieu était le point neutre. Ce type de technique a permis la mise en série des interrupteurs pour des applications de haute tension [19].

La Fig. II.4, présente le circuit électrique correspondant à un bras d'onduleur à N niveaux. Une série de N-1 condensateurs permet de créer un ensemble de N-2 points milieux capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de  $V_{dc}/(N-1)$ ,  $2V_{dc}/(N-1)$ , ... jusqu'à  $(N-2).V_{dc}/(N-1)$ . La répartition de la tension  $V_{dc}$  sur les différents interrupteurs en série est assurée par des diodes (clamps) connectées à un point milieu capacitif. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant sur les signaux de commande  $F_{1x}$ ,  $\overline{F_{1x}}$ ,  $\overline{F_{2x}}$ , ... ..  $F_{(N-1)x}$ ,  $\overline{F_{(N-1)x}}$  des interrupteurs de puissance.

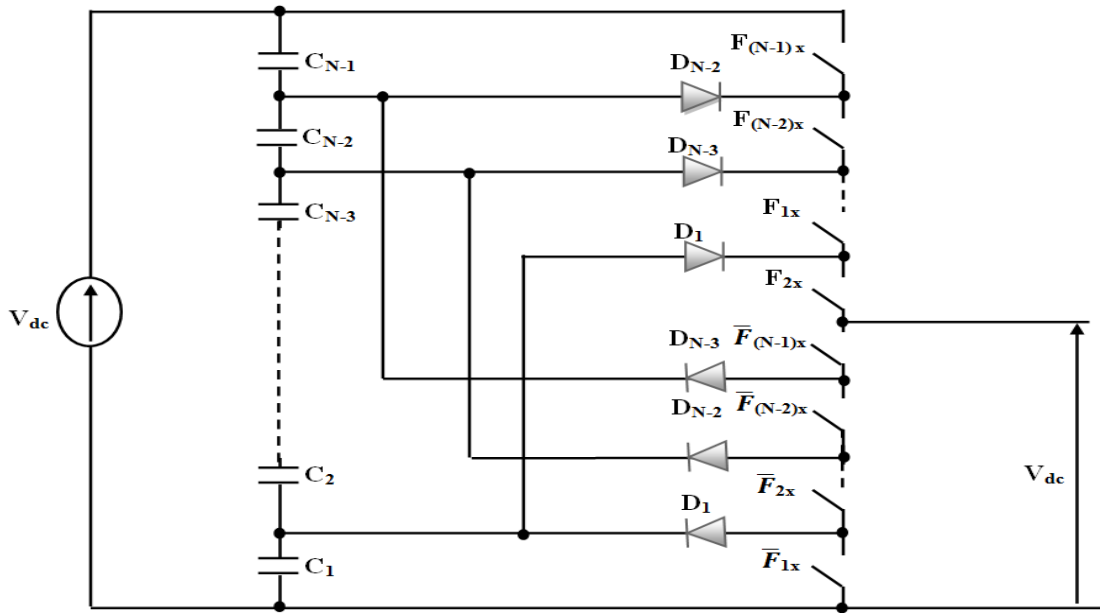


Fig. I. 4 Bras de l'onduleur à diode flottante à N-niveaux.

La commande de ces interrupteurs conduit à N états possibles. Ils permettent de générer N niveaux distincts comme résumé dans le tableau (I.1).

Tableau. I. 1 États possibles de l'onduleur à diodes flottantes à (N-1) étages avec  $(\Delta V_{dc} = V_{dc} / (N-1))$ .

$F_{(N-1)x}$	...	$F_{3x}$	$F_{2x}$	$F_{1x}$	$V_s$
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	$\Delta V_{dc}$
0	...	0	1	1	$2\Delta V_{dc}$
.	...	.	.	.	...
1	...	1	0	0	$(N-1) \Delta V_{dc}$
1	...	1	1	1	$(N) \Delta V_{dc}$

A cause de son caractère non modulaire et des difficultés que présente l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs particulièrement pour les basses fréquences, l'utilisation de cette structure ne paraît pas très adaptée pour la génération d'un grand nombre de niveaux souvent limitée dans la pratique à cinq. Concernant la comptabilisation du nombre de composants, actifs et passifs, un onduleur NPC à N-niveaux triphasé comporte :

- (N-1) condensateurs pour la création des points milieux capacitifs. Chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égale à  $V_{dc} / (N-1)$  et pour un courant égal au courant maximal de la charge.



- $6(N-1)$  interrupteurs de puissance du type semi-conducteur totalement commandables (diode en tête bêche).
- $6(N-2)$  diodes de clamping.
- Les onduleurs multi-niveaux à diodes flottantes présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont cités ci-dessous [20]:
- Une tension de sortie possédant une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur conventionnel.
- 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.
- Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur [21] :
- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très difficile, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et l'indice de modulation.
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes de clamp.
- L'inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres.
- Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux, ceci augmente le cout de réalisation. La complexité de leur structure et leur commande augmente et leur fiabilité relativement réduite.

### I.3.2 Onduleur de tensions à condensateur flottant

Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La Fig. I.5 illustre le convertisseur à trois niveaux à condensateurs flotteur.

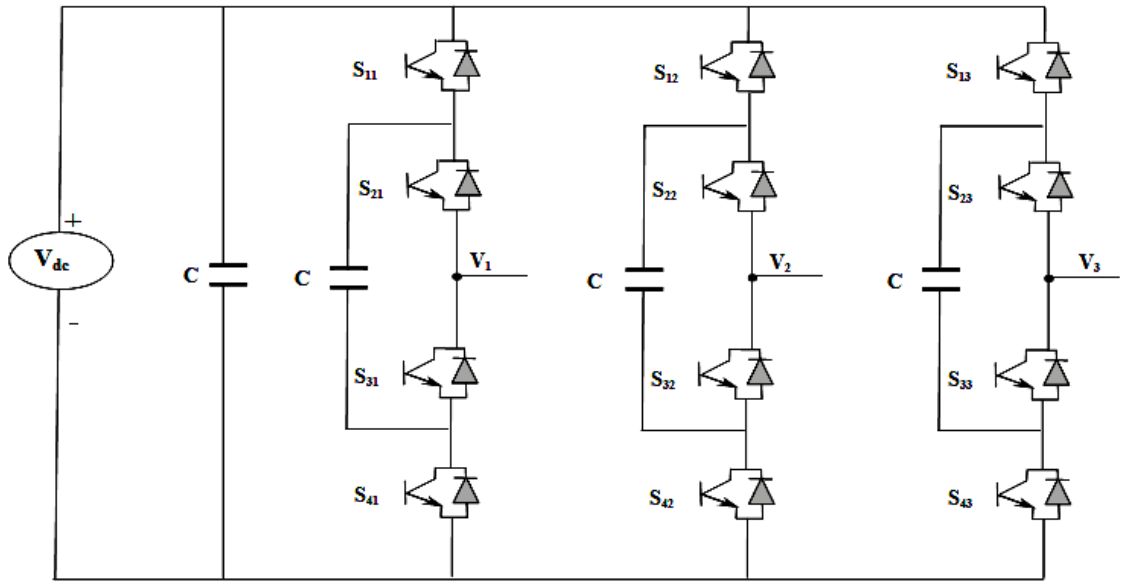


Fig. I. 5 Onduleur à condensateur flottants à trois niveaux.

Chaque bras de ces topologies peut être vu comme une cellule imbriquée où la production du voltage est synthétisée en connectant en série un nombre défini de condensateurs [20].

La figure suivante représente les deux manières de représentation d'un onduleur à condensateur flottants:

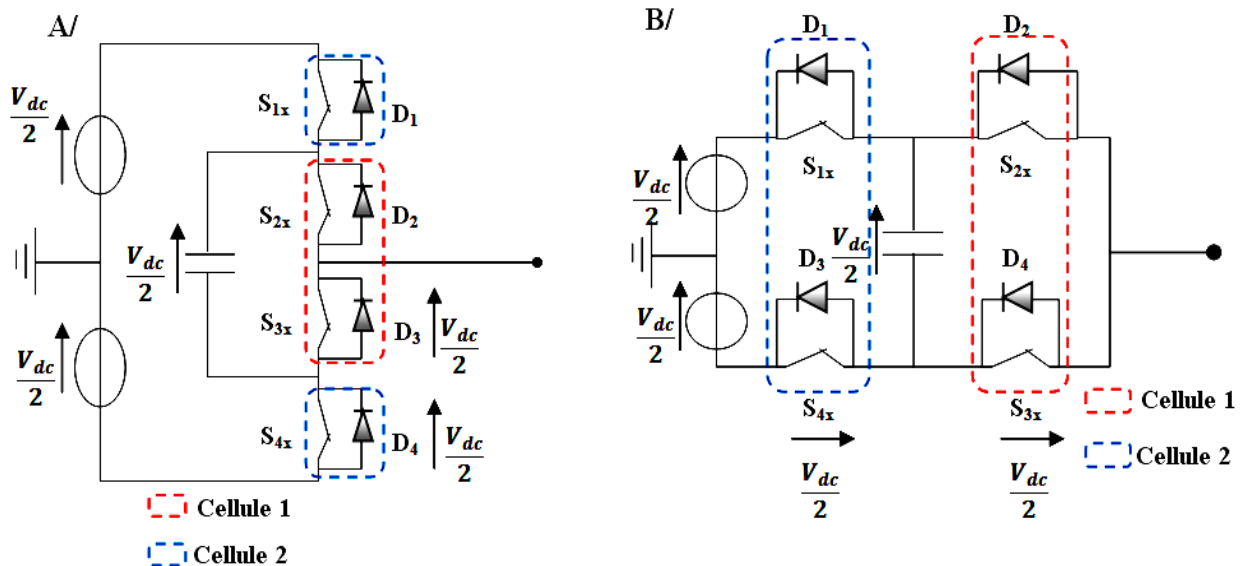


Fig. I. 6 Bras d'onduleur à condensateur flottants (a) représentation 1 (b) représentation 2

La Fig. I.7 illustre le schéma de principe en échelle d'un bras d'onduleur à N-niveaux. Cette structure est composée de **K** cellules imbriquées de commutation « séparées » les unes des autres par **K - 1** condensateurs flottants.

Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues, matérialisées par des condensateurs flottants  $C_1, C_2, \dots, C_{k-1}$ , en agissant sur les états logiques,  $F_{1x}, F_{2x}, \dots, F_{kx}$ , des cellules de commutation.

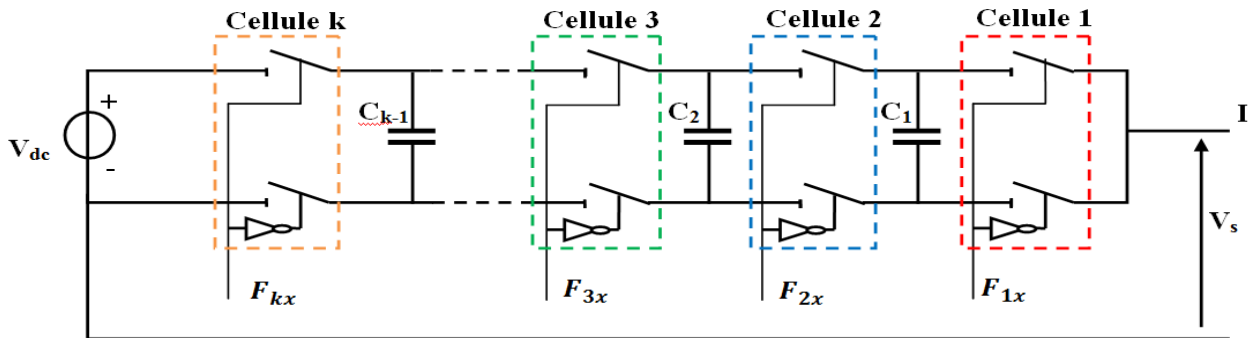


Fig. I. 7 Bras d'un onduleur à condensateur flottante à N -niveaux ( $k=N-1$ ) cellule possible

En effet, les interrupteurs de puissance sont associés deux à deux, formant des cellules de commutation pouvant être commandées séparément. D'après les règles d'interconnexion des sources, les deux interrupteurs de chaque cellule doivent être complémentaires [22].

Cet onduleur est capable de générer ( $N=k+1$ ) niveaux distincts. Il possède par conséquent ( $2^k=k-1$ ) états de commutation conduisant à des niveaux redondants. Une seule combinaison conduit au niveau (0) : toutes les cellules dans l'état bas. Les (k) combinaisons possibles pour lesquelles une seule cellule de commutation est dans l'état haut conduisent au niveau  $V_{dc} / k$ . Les  $C_2^k$  combinaisons pour lesquelles deux cellules de commutation sont l'état haut conduisent au niveau  $2.V_{dc} / k \dots$  Ainsi de suite, jusqu'au niveau  $V_{dc}$  qui ne peut être obtenu que lorsque toutes les cellules sont dans l'état haut. Quelques exemples d'états et des niveaux associés sont représentés au Tableau (I.2) [22].

Tableau. I. 2 États possibles de l'onduleur à cellules imbriquées à K cellules  $\Delta V_{dc} = V_{dc} / k$

$F_{kx}$	...	$F_{3x}$	$F_{2x}$	$F_{1x}$	$V_s$
0	...	0	0	0	0
0	...	0	0	1	$\Delta V_{dc}$
0	...	0	1	1	$2\Delta V_{dc}$
.	...	.	.	.	...
1	...	1	0	0	$(k-1) \Delta V_{dc}$
1	...	1	1	1	$k \Delta V_{dc}$

### I.3.3 Les Onduleurs Multi-niveaux en cascade

Les onduleurs multi-niveaux en cascade est une structure relativement nouvelle. Un onduleur multi-niveaux en cascade est tout simplement une connexion en série de plusieurs onduleurs monophasés. Les onduleurs multi-niveaux en cascade on introduit l'idée d'utiliser des sources DC séparées pour produire une onde de tension AC. Chaque onduleur monophasé est connecté à sa propre source en courant continu. Les sorties de chaque onduleur monophasé, est une onde de tension alternative [23,24].

Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tension. La Fig. I.8 a montre le circuit électrique de base d'une phase d'un onduleur N niveaux en cascade formée par l'association en série de  $(N-1) / 2$  ponts à deux niveaux. La tension  $V_s$  en sortie d'une telle structure est alors donnée par la somme des  $(N-1) / 2$  tensions en sortie de ces ponts. On voit alors que les contraintes en tension sont réparties sur les différents convertisseurs permettant ainsi de réduire le calibre en tension des interrupteurs.

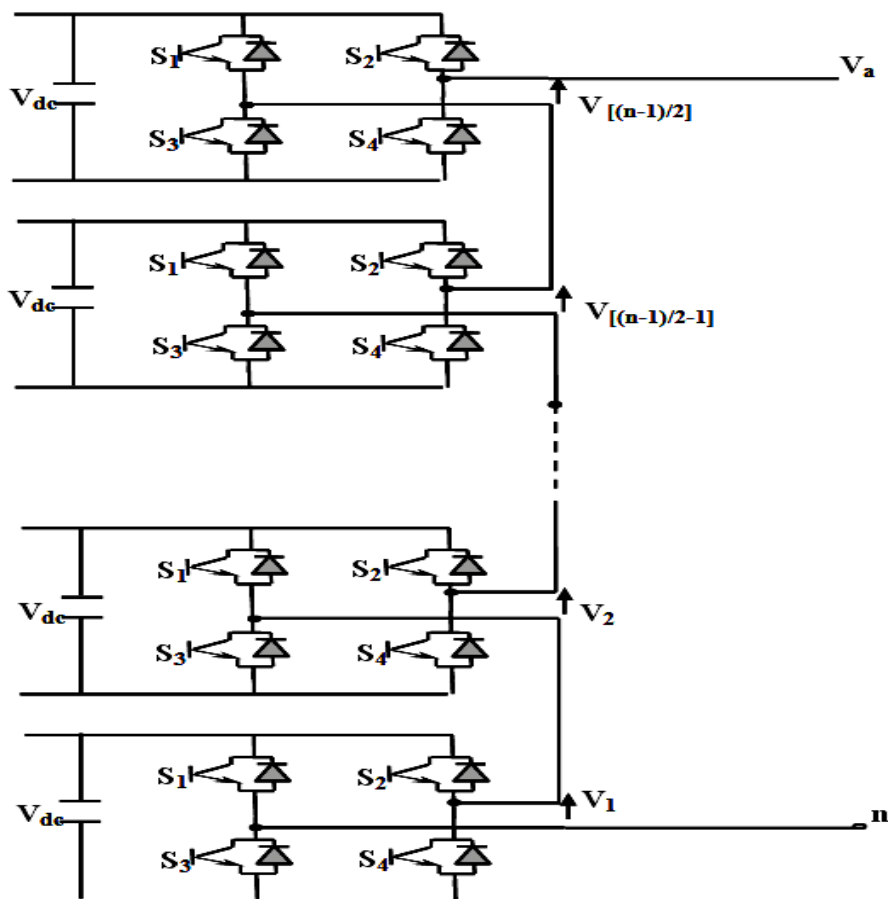


Fig. I. 8 Structure d'un bras d'onduleur en cascade  $n$  niveaux

Dans le montage de la Fig. I.8 les sorties alternatives des ponts d'onduleurs à deux niveaux sont directement connectées en série.

Naturellement, cela oblige à disposer de sources de tension continue isolées. Dans les applications où la source d'énergie est déjà distribuée par plusieurs modules DC, comme par exemple lorsque la source d'énergie électrique est constituée de plusieurs batteries, cette exigence est naturellement atteinte. Cependant, si on part d'un bus continu unique, la génération des sources continues isolées doit se faire à l'aide de convertisseurs DC/DC à isolement galvanique, ce qui pourra accroître considérablement le coût de l'équipement.

## **I.4 Avantages et inconvénients des onduleurs multi-niveaux**

### **I.4.1 Avantages**

Un convertisseur multi-niveau présente d'autres avantages que l'on peut résumer dans les points suivants [22]:

1- La résolution obtenue est plus élevée, le convertisseur est capable de générer plus que deux ou trois niveaux. Le réglage de la tension est plus fin, ce qui permet de réduire les contraintes imposées à la charge qui subit sans cela une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales. La taille des filtres passifs parfois nécessaires pour limiter ces sollicitations peut être réduite.

2- Dans le même temps, le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide.

3- La tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, c'est-à-dire à la valeur de tension bloquée par ses interrupteurs. Cela réduit d'autant les pertes par commutation. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés.

4 - En terme de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.

### **I.4.2 Inconvénients**

Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance de modules. Il ne faut toutefois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en termes de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement avec la diminution de la fiabilité. En effet, le nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules [7].

### **I.5 Conclusion**

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacune correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes structures de base des onduleurs de tension multi-niveaux avec leurs avantages et inconvénients. Notre étude sera focalisée sur les structures à NPC à cause de leur simplicité et leur souplesse de commande.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation des différentes commandes des onduleurs

*Chapitre II*  
*Différents types de commandes*  
*des onduleurs*

---

## Chapitre II Différents types de commandes des onduleurs

### II.1 Introduction

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative.

Les onduleurs de tension peuvent être commandés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur).

A fréquence élevée, Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur donc par la modulation de la largeur des impulsions (MLI) de contrôle de ces interrupteurs.

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par différents auteurs. Elles sont présentées ci-dessous sur la Fig. II.1:

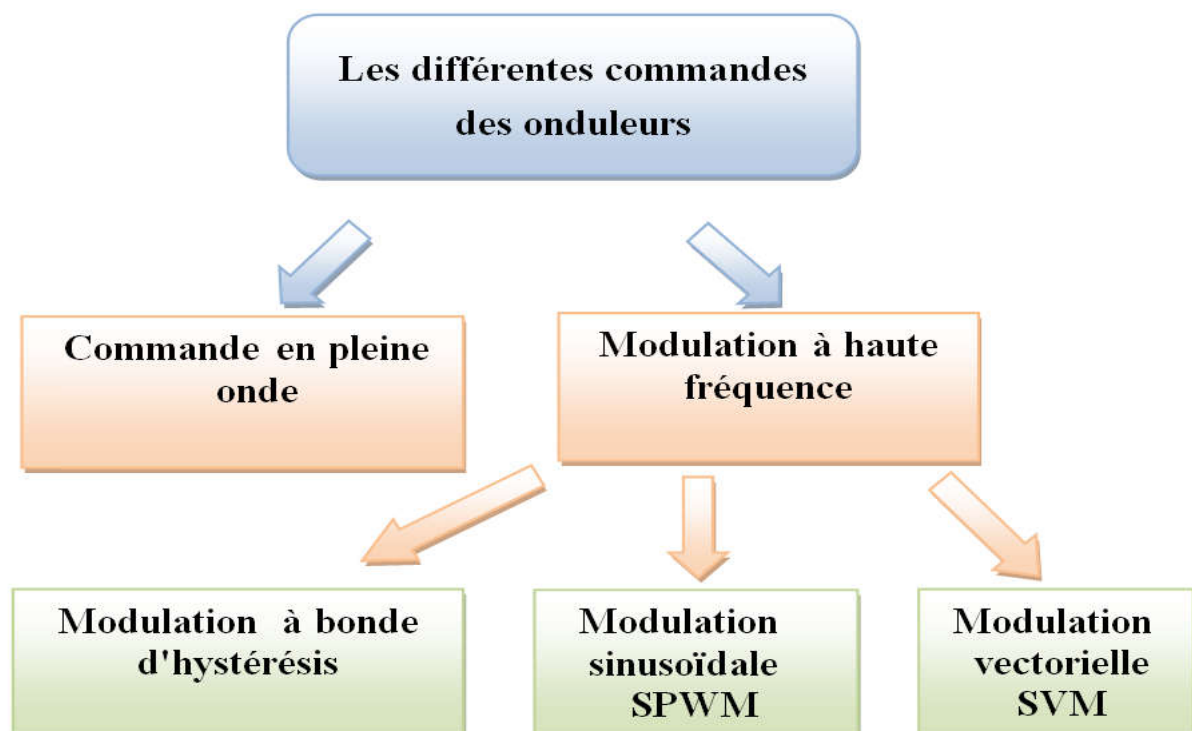


Fig. II. 1. Les différentes commandes des onduleurs



Ces différentes commandes sont basées sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties [25].

## II.2 Commande en pleine onde

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant [2] :

$$\text{Si } \begin{cases} \sin(\omega t) > 0 \Rightarrow s(t) = F_j = 1 \\ \sin(\omega t) < 0 \Rightarrow s(t) = F_j = 0 \end{cases}$$

$\sin(\omega t)$ : est le signal sinusoïdal.

$s(t)$ : est le signal carré résultant de la commande.

## II.3 Objectifs de l'MLI

Les principaux objectifs de l'MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants proche de la sinusoïde par le contrôle des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur une plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

Les paramètres essentiels de l'MLI sont :

- La fréquence de modulation :  $f_m$
- L'indice de modulation :  $m = \frac{f_m}{f}$

Où :

$f$ : est la fréquence du fondamentale des grandeurs de sortie de l'onduleur

- Le coefficient de réglage  $r$  :

$$r = \frac{\text{Valeur crête du fondamentale de la tension de la charge souhaitée}}{\text{Amplitude des créneaux de la tension de sortie}}$$

On cherche généralement à obtenir une valeur maximale de  $r$  la plus élevée possible.

## II.4 Différentes stratégies de commande par modulation de la largeur d'impulsion (MLI)

Il existe différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques  $F_j = (j=a, b, c)$ .

Nous parlerons généralement de l'MLI sinusoïdale, sinusoïdale à hystérésis et plus récemment l'MLI vectorielle.

Dans notre travail, nous présentons seulement les techniques de MLI dites en "boucle ouverte", qui ne nécessitent en entrée que la référence des tensions désirées, par opposition aux techniques dites en "boucle fermée" qui au contraire utilisent des informations provenant des capteurs de courant (contrôle par hystérésis) ou de vitesse.

### II.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, [7], [26].

L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence (Fig. II-4), à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence (Fig II. 2).

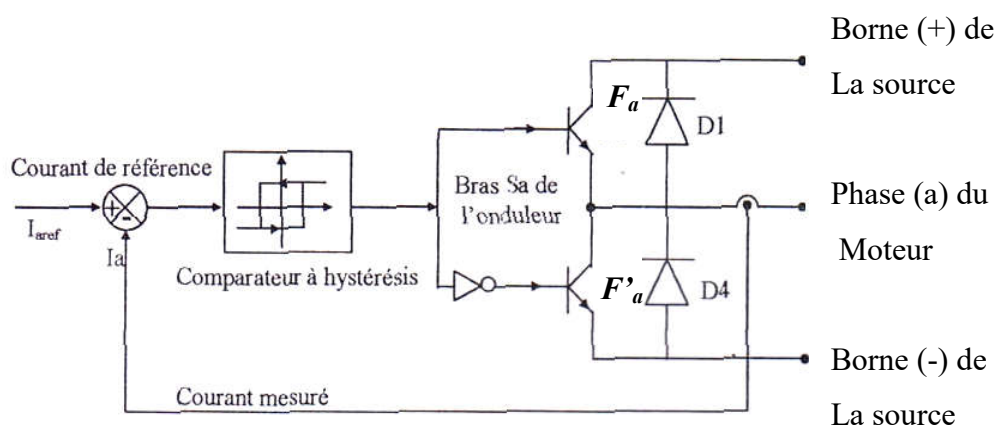


Fig. II. 2. Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

De ce fait, les conditions de commutation des trois interrupteurs statiques  $F_i$  ( $i=a, b, c$ ) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques correspondants à la façon suivante :

$$F_i = +1 \quad \text{si} \quad I_{i\text{ref}} - I_i > \Delta i.$$

$$F_i = -1 \quad \text{si} \quad I_{i\text{ref}} - I_i < \Delta i.$$

$$F_i = K_{i-1} \quad \text{si} \quad I_{i\text{ref}} = I_i.$$

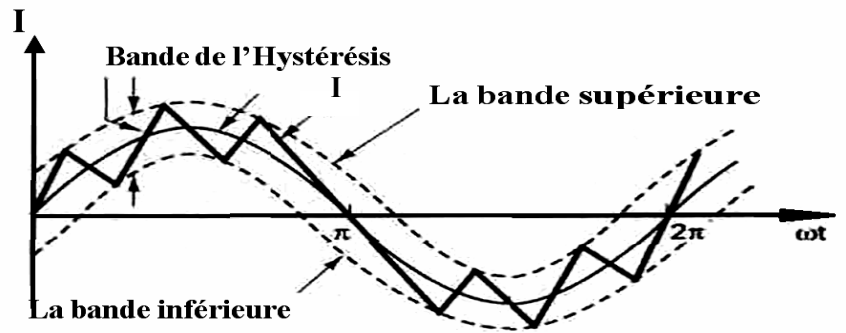


Fig. II. 3. Bande d'Hystérésis

Tels que :

$I_i$  ( $i = a, b, c$ ) sont les courants des phases statoriques ( $I_a, I_b, I_c$ ).

$I_{i\text{ref}}$  ( $i = a, b, c$ ) sont les courants de références issus des circuits de commande des trois bras.

$\Delta i$  : est la bande d'hystérésis, elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques de courant.

### II.4.2 Commande par MLI sinusoïdale

L'MLI Sinusoïdale utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence  $f_r$ , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence  $f_m$ , appelée la porteuse  $p$ , pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la Fig. II.4.

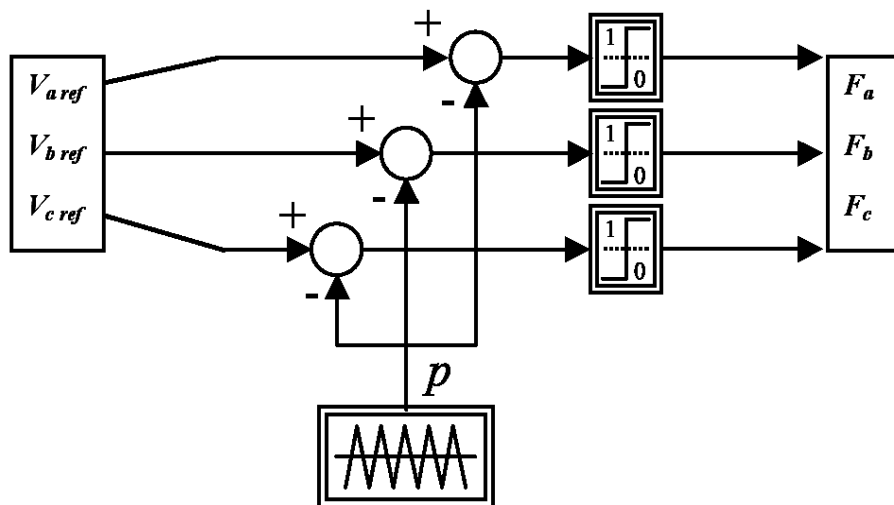


Fig. II. 4. Le schéma de principe de l'MLI sinusoïdale

### II.4.3 Modulation vectorielle

Au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (en anglais : **Space Vector Modulation** ou **SVM**) a été proposée.

Contrairement à l' **M.L.I** Sinusoïdale, la Modulation Vectorielle, dite "**Space Vector PWM**", ne dissocie pas le traitement des trois phases (un comparateur par phase). Les six vecteurs non nuls définissent six secteurs, un secteur étant caractérisé par des valeurs de la variable  $F$  ( $F_{ij}$  [avec:  $i$  numéro du bras,  $j$  numéro de l'interrupteur dans une bras] ) Fig. II.5.

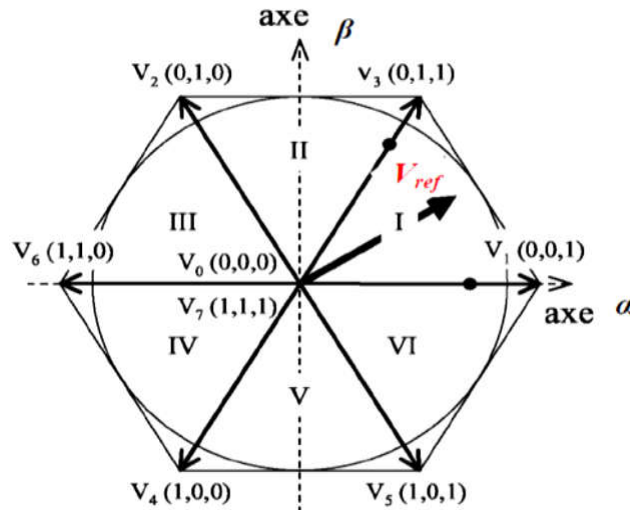


Fig. II. 5. Représentation dans le plan  $(\alpha, \beta)$  des vecteurs de tension de l'onduleur

L'M.L.I Vectorielle traite les signaux directement sur le plan diphasé repère stationnaire  $(\alpha, \beta)$ . Elle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur à deux niveaux ayant trois bras, il possède  $2^3 = 8$  modes de commutations possibles. Il peut donc générer 8 vecteurs différents de tension de sortie ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ ).

La représentation sur le plan  $(\alpha, \beta)$  de ces 8 vecteurs est donnée par la Fig. II.5, où les numéros de vecteurs correspondent au nombre binaire  $(F_a, F_b, F_c)$  qui donne l'état des interrupteurs (1 : fermé ; 0 : ouvert).

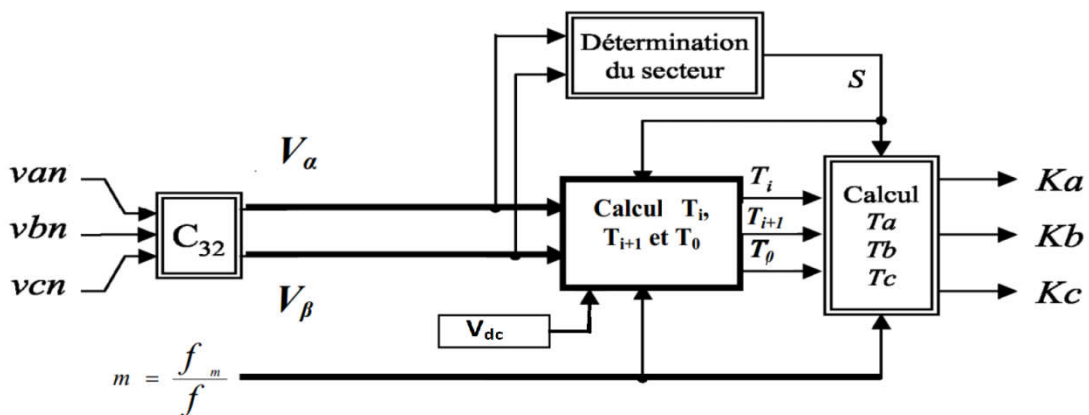


Fig. II. 6. Le schéma de principe de la M.L.I Vectorielle.

Cette technique est adéquate pour des applications de tension et de puissance élevées car elle diminue l'ondulation du courant et permet une implantation relativement simple dans les processeurs de signaux numériques.

Il y a plusieurs algorithmes utilisant l'MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [8].

Après la présentation des principales topologies des onduleurs multi-niveaux et les différentes techniques de modulation, et suite aux résultats obtenus pendant la réalisation du mémoire de magistère, ceci nous a permis de faire une comparaison des différentes techniques de commande de l'onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone à cage. Il on ressort de cette étude que la meilleure technique de commande est l'MLI vectorielle qui sera utilisé dans ce travail de thèse pour commander les onduleurs multi-niveaux. L'utilisation de cette technique avec les onduleurs multi-niveau va nous permettre de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage (tension inverse) des principaux semi-conducteurs de puissance.

Dans ce travail des algorithmes de commande basés sur l'MLI vectorielle pour commander les onduleurs de différents niveaux (onduleur à deux niveaux, à trois niveaux, à cinq niveaux et à sept niveaux) seront développés. Ces algorithmes seront testés successivement sur un moteur à cage pour évaluer leurs performances.

## **II.5 Algorithmes de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) vectorielle**

Les degrés de libertés que nous avons pour choisir un algorithme de modulation donné sont :

- 1) -Le choix du vecteur zéro si nous voudrions employer V7 (111) ou V8 (000) ou tous les deux en même temps.
- 2) - Séquencement des vecteurs.

Quatre algorithmes de modulation de la largeur d'impulsion (MLI) vectorielle (en anglais SVPWM) sont considérés, à savoir :

- 1) - La séquence alignée à droite (SVM1) (Right aligned sequence).
- 2) - La séquence symétrique (SVM2) (Symmetric Sequence ).
- 3) - La séquence alternante de vecteur nul (SVM3) (Alternating Zero Vector Sequence).
- 4)- La séquence non commuté de courant le plus élevé (SVM4) (Highest Current Not-Switched Sequence)

Les schémas de modulation décrivent le cas quand le vecteur de référence est dans le secteur n°1, tout les autres cas sont symétriques.

## II.5.1 Schémas de modulation

### II.5.1.a. La séquence alignée à droite (SVM1)

Cet algorithme d'une manière simple synthétise le vecteur de tension de sortie, au début du cycle de modulation  $T_m$  est on met en fonction tous les interrupteurs inférieurs (ou supérieurs) et les arrêter séquentiellement de sorte que le temps d'utilisation  $T_0$  du vecteur de tension nul soit divisé entre  $V_7$  (111) et  $V_8$  (000).

Ce schéma de commutation est illustré sur la Fig. II.7 pendant deux périodes de modulation.

La Fig. II.7 représente les signaux de déblocage des bras supérieurs de l'onduleur. Dans un cycle  $T_m$  de modulation, il y'a trois commutations des interrupteurs supérieurs et trois commutations des interrupteurs inférieurs.

L'exécution de la séquence alignée à gauche, où la séquence des vecteurs est exactement opposée à la séquence alignée à droite.

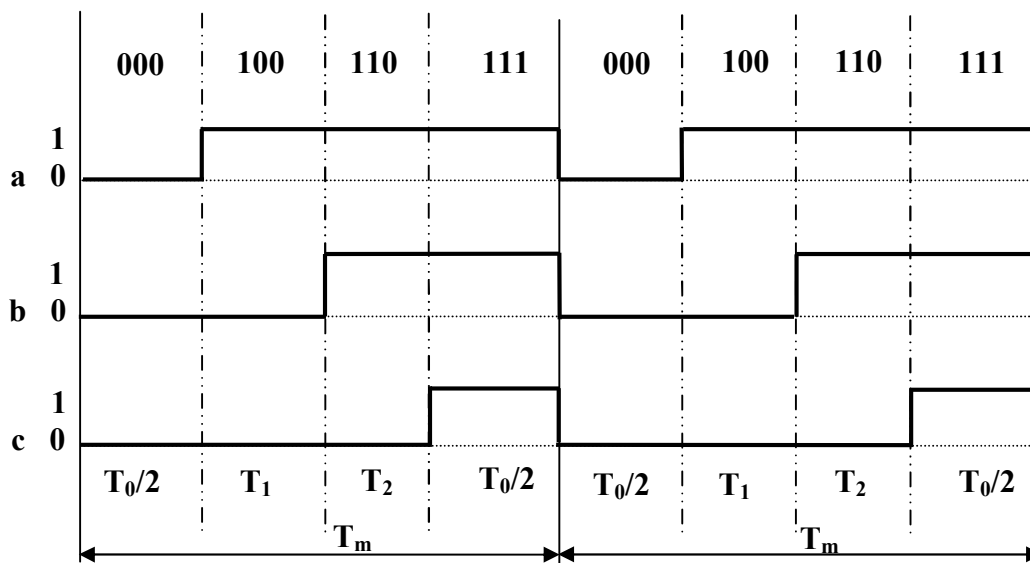


Fig. II. 7. La largeur d'impulsion pour SVM1

### II.5.1.b. Séquence symétrique (SVM2)

Pour avoir la symétrie dans la forme d'onde de commutation comme le montre la Fig. II.8. Le nombre de commutations dans une période de modulation est six.

Ce schéma a le même nombre de commutation que SVM1, trois interrupteurs ouverts et trois interrupteurs fermés. Les pertes due à l'ouverture et la fermeture sont similaire à celle de SVM1.

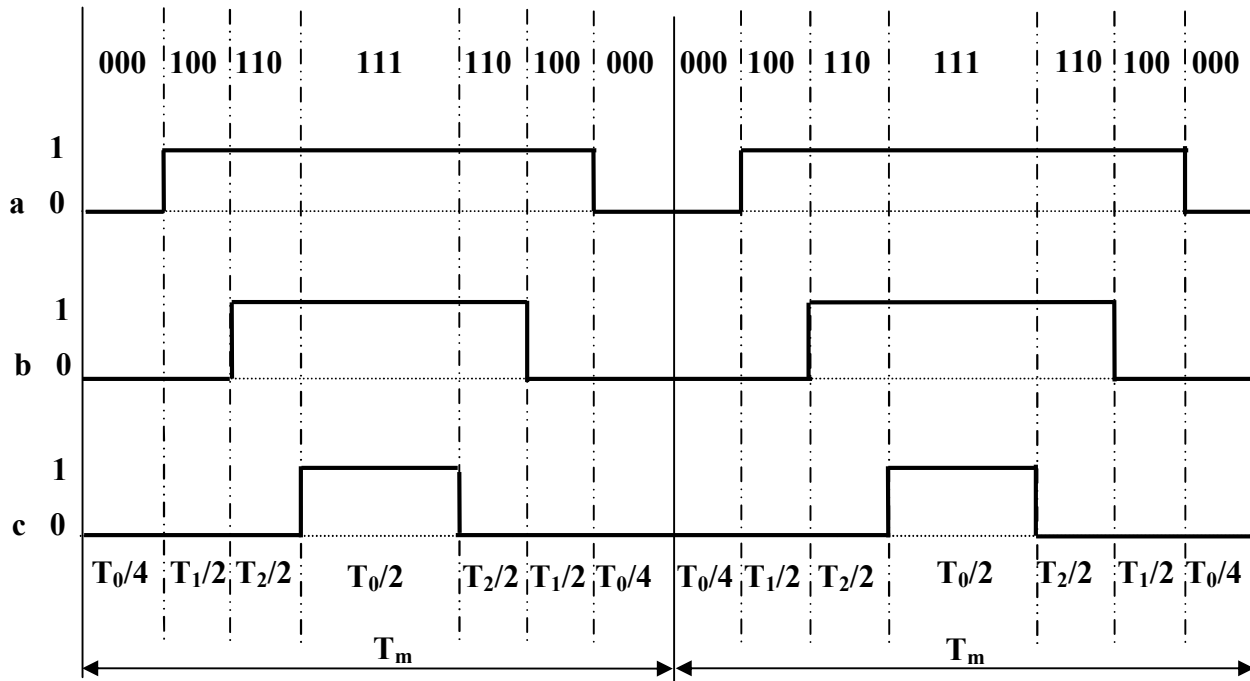


Fig. II. 8. La largeur d'impulsion pour SVM2

**II.5.1.c. Séquence alternante de vecteur nul (SVM3)**

Dans ce schéma, les vecteurs nuls  $V_7$  (111) et  $V_8$  (000) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de telle sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme montré sur la Fig. II.9.

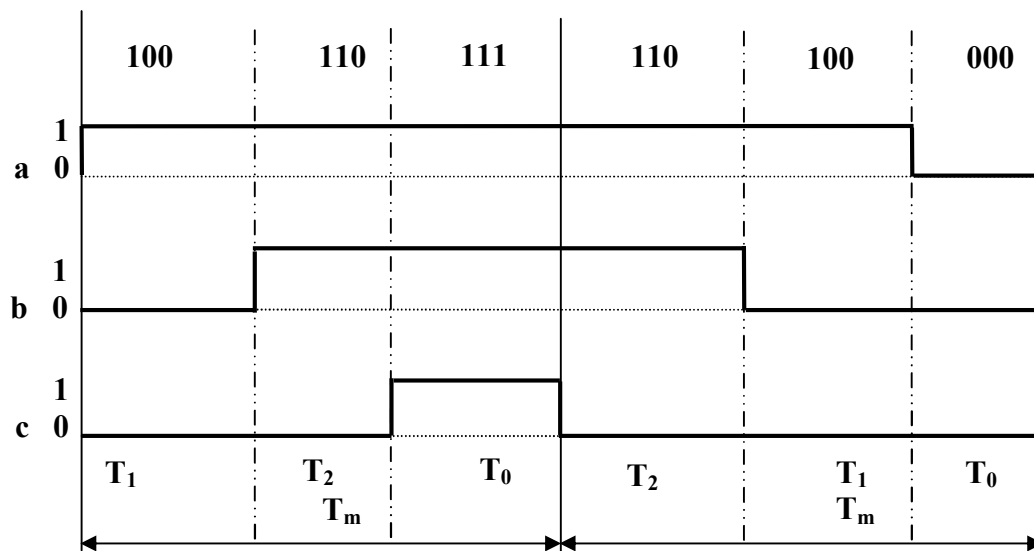


Fig. II. 9. La largeur d'impulsion pour SVM3

### II.5.1.d. Séquence non commuté de courant le plus élevé (SVM4)

Ce schéma, est basé sur l'effet que les pertes de commutations sont approximativement proportionnelles à l'amplitude du courant commuté et par conséquent il serait avantageux d'éviter de commuter les bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé.

C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation (**SSV**) adjacent différent dans l'état de commutation dans le même bras. Par conséquent, on utilise seulement un vecteur nul  $V_7$  (**111**) ou  $V_8$  (**000**) dans un secteur donné, un des bras ne doit pas être commuté, comme présenté dans la Fig. II.10.

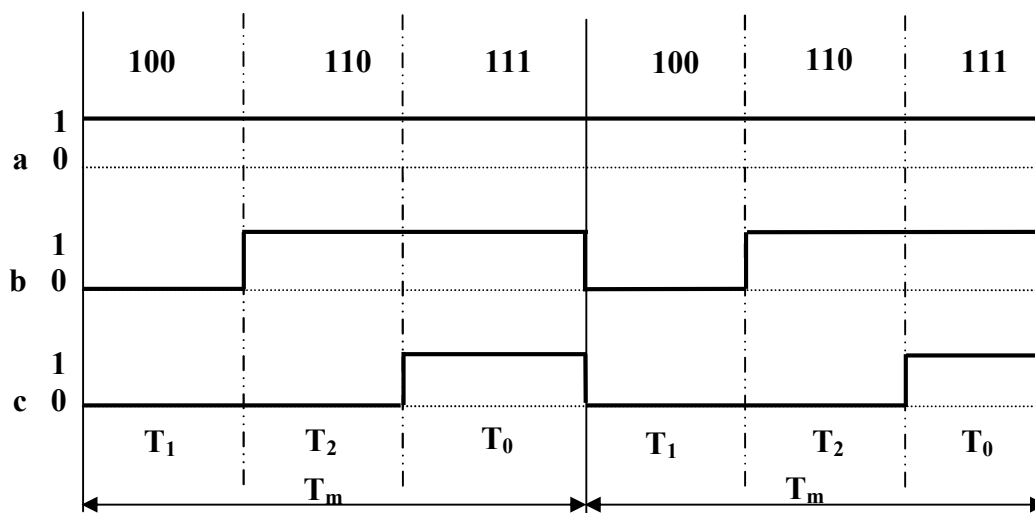


Fig. II. 10. La largeur d'impulsion pour SVM4

## II.6 Conclusion

Vue, les avantages de l'SVM2 (séquence symétrique) qui donne moins de pertes et une meilleure THD par rapport aux autres séquences, les algorithmes de commande qu'on va développer seront à la base de cette séquence.

Dans le but de faire une étude comparative entre les onduleurs à deux, à trois niveaux, à cinq et à sept niveaux, dans le prochain chapitre, nous allons modéliser les différents types d'onduleurs. Pour atteindre cet objectif quatre algorithmes basés sur la modulation vectorielle à séquence symétrique seront développés. A la fin ces algorithmes seront testés sur un moteur à cage pour évaluer leurs fonctionnement.



*Chapitre III*  
*Commande par MLI vectorielle*  
*des différents onduleurs*

---

## Chapitre III Commande par MLI vectorielle des différents onduleurs

### III.1 Introduction

Pour obtenir un fonctionnement optimal d'une machine électrique, on doit l'alimenter à travers un convertisseur de puissance pour avoir une source de tension aussi proche que possible d'une forme sinusoïdale.

Dans le but de faire une étude comparative entre un onduleur à deux niveaux et les onduleurs multi-niveaux, quatre algorithmes de commande basés sur l'MLI vectorielle sont développés.

La méthode de génération des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur est proposée. Le schéma utilisé pour développer ces algorithmes de commande est basé sur la séquence symétrique (l'SVM2) à cause de la symétrie de l'onde de commutation.

### III.2 onduleur à deux niveaux

On suppose que la commande de chacune des trois branches de l'onduleur est complémentaire, ce qui permet de les remplacer par des interrupteurs statiques à deux positions [16] Fig.III. 1.

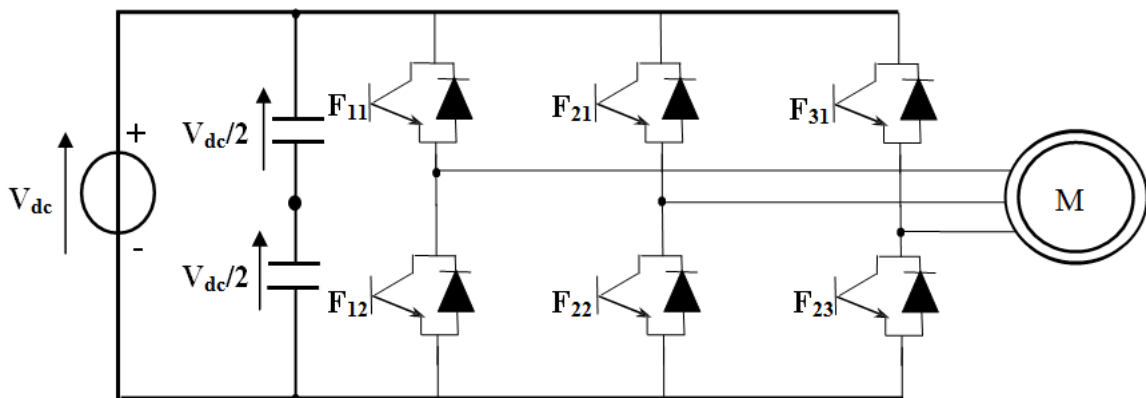


Fig. III. 1. Schéma Structure de l'onduleur à deux niveaux.

L'MLI vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des moteurs électriques pour obtenir des formes d'ondes sinusoïdales. Le principe de l'MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension  $V_{ref}$  à partir des huit vecteurs de tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé [11], [27-29].

Un vecteur de tension de référence  $V_{ref}$  d'une manière générale est évalué approximativement sur une période de modulation  $T_m$ . Ce dernier est estimé par l'application des vecteurs des tensions adjacentes et des vecteurs nuls  $V_8$  et  $V_7$ .

En s'appuyant sur la notion de vecteur tournant expliquée, on peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur de tension.

$$V_{ref0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_{1n0} + V_{2n0} \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + V_{3n0} \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{III. 1})$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande  $F_j$  ( $j=1, 2, 3$ ) telles que:

$F_j = 1$  si la phase N° 1 est connectée à la borne positive de la source continue  $V_{dc}$ .

$F_j = 0$  si la phase N° 1 est connectée à la borne négative de la source continue  $V_{dc}$ .

La même chose pour les autres phases.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases  $V_{in}$  en fonction des signaux de commande  $F_j$  tel que [30].

$$V_{in0} = F_j \cdot V_{dc} - V_{dc}/2 \quad (\text{III. 2})$$

On peut alors écrire:

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( F_1 + F_2 \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + F_3 \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{III. 3})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $F_1, F_2, F_3$ ) permettent de générer les huit positions du vecteur  $V_{ref}$  dont deux correspondent aux vecteurs nul comme le montre la Fig. III. 2.

$V_8 \Leftrightarrow (F_1, F_2, F_3) = (0,0,0)$  ,  $V_7 \Leftrightarrow (F_1, F_2, F_3) = (1,1,1)$

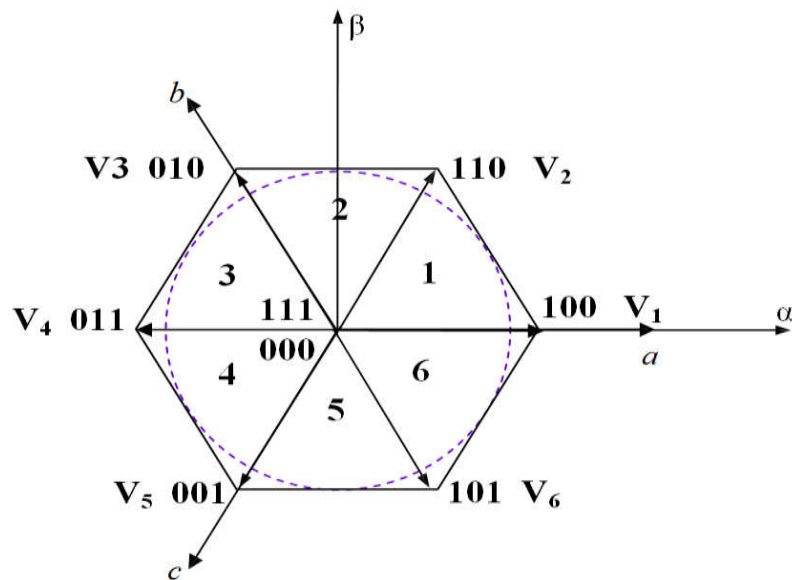


Fig. III. 2. Les vecteurs de tension de l'onduleur dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Les six vecteurs tensions non nuls peuvent être formulés par:

$$\bar{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot e^{j \cdot (i-1) \frac{\pi}{3}} \quad (i=1, 2, 3, 4, 5, 6) \quad (\text{III. 4})$$

L'amplitude maximale du vecteur  $\mathbf{v}_{\text{ref}}$  est:

$$V_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{dc} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{dc} \quad (\text{III. 5})$$

Les tensions entre phases sont données par :

$$V_{12} = V_{1n0} - V_{2n0}, V_{23} = V_{2n0} - V_{3n0}, V_{31} = V_{3n0} - V_{1n0}$$

Le moteur à cage constitue une charge triphasée en triangle ou en étoile avec un neutre isolé "n" d'où :

$$V_{1n} + V_{2n} + V_{3n} = 0 \quad (\text{III. 6})$$

Cette relation permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3}(V_{12} - V_{31}) \\ V_{2n} = \frac{1}{3}(V_{23} - V_{12}) \\ V_{3n} = \frac{1}{3}(V_{31} - V_{23}) \end{cases} \quad (\text{III. 7})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{1n} = \frac{1}{3}(2V_{1n0} - V_{2n0} - V_{3n0}) \\ V_{2n} = \frac{1}{3}(-V_{1n0} + 2V_{2n0} - V_{3n0}) \\ V_{3n} = \frac{1}{3}(-V_{1n0} - V_{2n0} + 2V_{3n0}) \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

L'utilisation de l'expression (III. 7) permet d'établir les équations instantanées des tensions en fonction des grandeurs de commandes.

$$\begin{pmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 9})$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [28]:

$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$V_{\text{ref}} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (\text{III. 11})$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\alpha}}{V_{\beta}}\right) = \omega \cdot t = 2\pi f t, \quad \text{où } f : \text{ est la fréquence fondamentale.} \quad (\text{III. 12})$$

A partir des coordonnées polaires et de la position angulaire, on déduit dans quel secteur (**s**) se situe le vecteur  $\mathbf{V}_{\text{ref}}$  de la manière suivante:

On détermine le secteur **s**:

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension  $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ . Le tableau suivant présente les différents états de l'onduleur [27-29], [31].

Tableau. III. 1. Calcul des vecteurs de tensions

F <sub>1</sub>	F <sub>2</sub>	F <sub>3</sub>	V <sub>1n</sub>	V <sub>2n</sub>	V <sub>3n</sub>	V <sub>α</sub>	V <sub>β</sub>	Vecteur V <sub>i</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	V <sub>8</sub> = 0
1	0	0	2 V <sub>dc</sub> /3	- V <sub>dc</sub> /3	- V <sub>dc</sub> /3	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$	0	V <sub>1</sub> = $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$
1	1	0	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	$\sqrt{\frac{1}{6}} V_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc}$	V <sub>2</sub> = $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	- V <sub>dc</sub> /3	2 V <sub>dc</sub> /3	- V <sub>dc</sub> /3	$-\sqrt{\frac{1}{6}} V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}} V_{dc}$	V <sub>3</sub> = $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	$-\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$	0	V <sub>4</sub> = $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$
0	0	1	- V <sub>dc</sub> /3	- V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	$-\sqrt{\frac{1}{6}} V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc}$	V <sub>5</sub> = $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	V <sub>dc</sub> /3	-2 V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	$\sqrt{\frac{1}{6}} V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc}$	V <sub>6</sub> = $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	V <sub>7</sub> = 0

On met : V<sub>8</sub> = V<sub>7</sub> = V<sub>0</sub> = 0

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (**α,β**) et illustrés par la Fig. III. 3 [3], [12], [32].

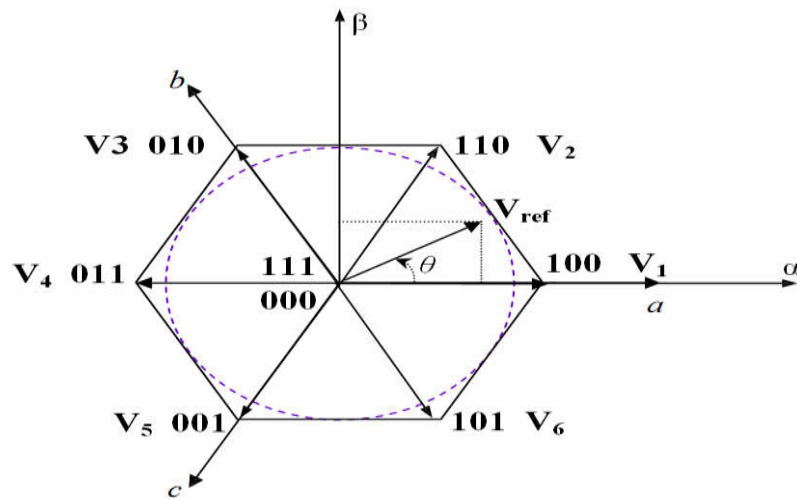


Fig. III. 3. Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur

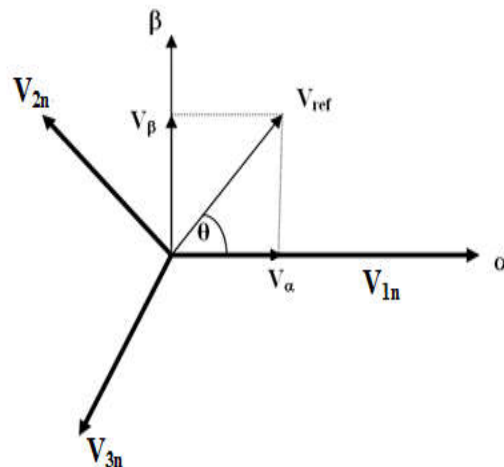
### III.2.1 Vecteur de référence dans le repère stationnaire

Par conséquent, la modulation vectorielle de largeur d'impulsion (MLIV) peut être mise en application suivant les étapes suivantes [29], [31].

- Détermination de  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle ( $\theta$ ).
- Détermination des durées d'utilisations des interrupteurs  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$ .
- Détermination des signaux de commutation de chaque interrupteur ( $F_{11}$ ,  $F_{21}$ ,  $F_{31}$  et  $F_{12}$ ,  $F_{22}$ ,  $F_{32}$ ).

#### 1- Détermination de $V_\alpha$ , $V_\beta$ , $V_{ref}$ et l'angle ( $\theta$ )

À partir de la Fig. III.4;  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle ( $\theta$ ) peuvent être déterminés comme suit:

Fig. III. 4. Projection des vecteurs de tension ( $V_{1n}$ ,  $V_{2n}$ ,  $V_{3n}$ ) sur le plan ( $\alpha, \beta$ )

Avec :

$$\begin{aligned} V_{1n} &= r \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos(\theta) \\ V_{2n} &= r \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{3n} &= r \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Où :  $r$  est le coefficient de réglage

$$\begin{aligned} V_{\alpha} &= V_{1n} - V_{2n} \cdot \cos(60) - V_{3n} \cdot \cos(60) \\ &= V_{1n} - \frac{1}{2} V_{2n} - \frac{1}{2} V_{3n} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

$$\begin{aligned} V_{\beta} &= 0 - V_{2n} \cdot \cos(30) + V_{3n} \cdot \cos(30) \\ &= -\frac{\sqrt{3}}{2} V_{2n} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{3n} \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Le vecteur de référence  $V_{ref}$  est évalué sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. En utilisant les huit vecteurs disponibles (Tableau III.1) [33].

La Fig. III.5 représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

2- Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit:

$$T_m = T_1 + T_2 + T_3 \quad (\text{III.17})$$

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_m} \cdot V_2 + \frac{T_3}{T_m} \cdot V_3 \quad (\text{III.18})$$

La détermination des instants  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  (Fig. III.5).

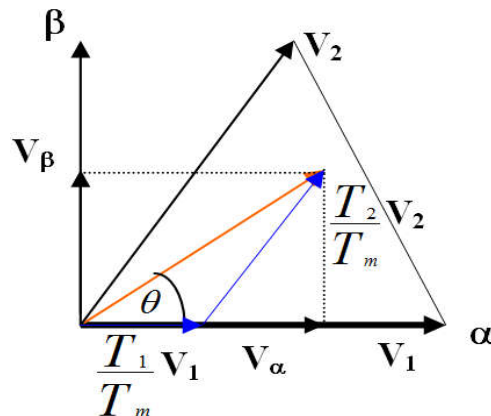


Fig. III. 5. Projection du vecteur de référence (secteur 1)

On a :

$$\bullet \int_0^{T_m} V_{\text{ref}} \cdot dt = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 \cdot dt$$

$$\Rightarrow T_m \cdot \vec{V}_{\text{ref}} = T_1 \cdot \vec{V}_1 + T_2 \cdot \vec{V}_2 + T_3 \cdot (\vec{V}_7 \text{ ou } \vec{V}_8) \quad (\text{III. 19})$$

$$\bullet T_m \cdot |V_{\text{ref}}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} \cos(60) \\ \sin(60) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 20})$$

Où ( $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ ), on aura :

$$\bullet T_1 = T_m \cdot \frac{|V_{\text{ref}}| \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3}-\theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})}}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}}} \quad (\text{III. 21})$$

$$\bullet T_2 = T_m \cdot \frac{|V_{\text{ref}}| \cdot \frac{\sin\theta}{\sin(\frac{\pi}{3})}}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}}} \quad (\text{III. 22})$$

Pour le reste de la période on applique le vecteur nul pendant  $T_3$  :

$$T_3 = T_0 = T_m - T_1 + T_2 \quad (\text{III. 23})$$

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents sera supérieures à la période de modulation cela produira des erreurs.

Pour éviter ceci il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous [32].

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } T_i + T_{i+1} \geq T_m \\ \quad \text{then} \\ \quad T_i = \frac{T_i}{T_i + T_{i+1}} \cdot T_m \\ \quad T_{i+1} = \frac{T_{i+1}}{T_i + T_{i+1}} \cdot T_m \\ \quad \text{else} \\ \quad T_i = T_i \\ \quad T_{i+1} = T_{i+1} \\ \quad \text{end} \end{array} \right. \quad (\text{III. 24})$$



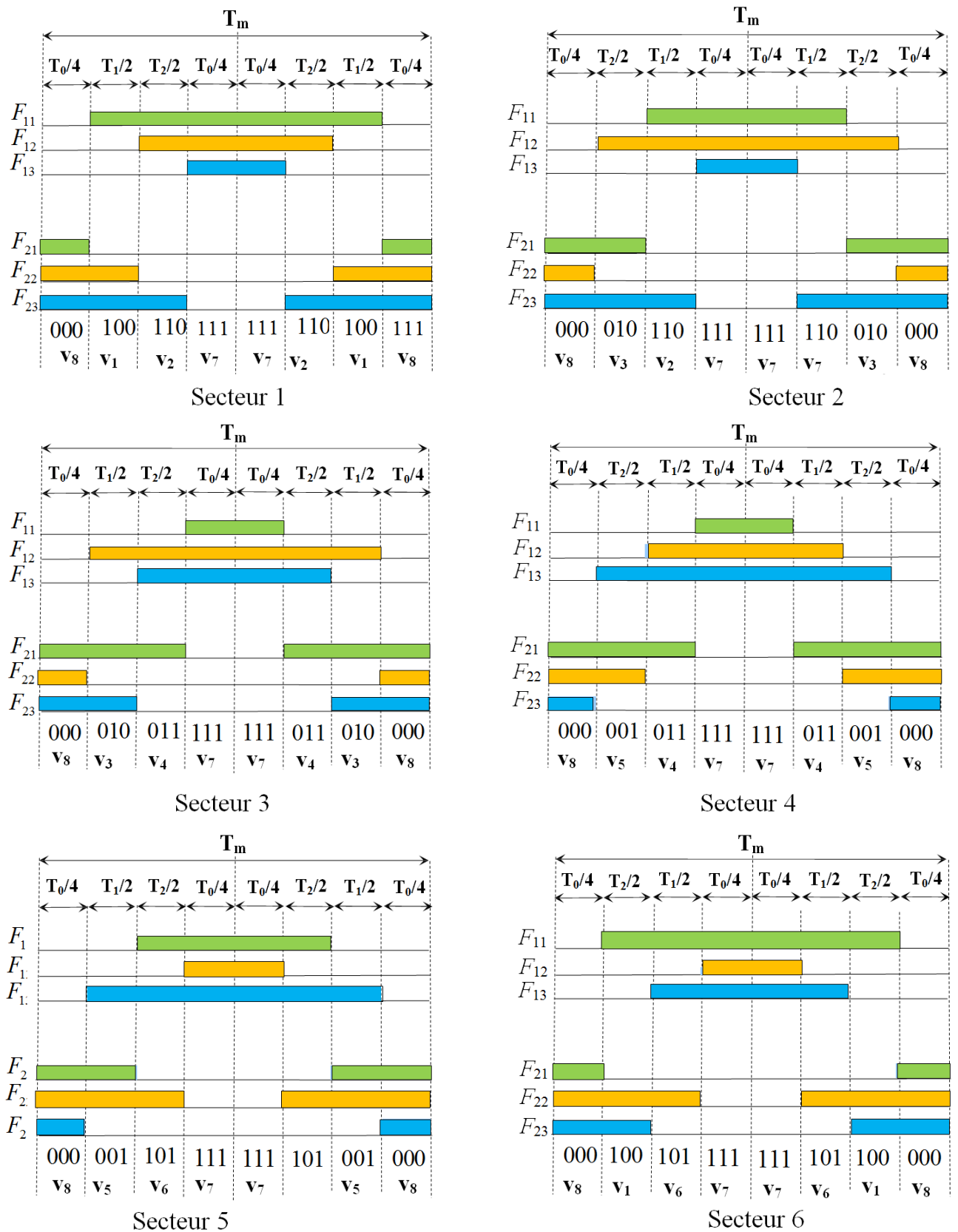


Fig. III. 6. Formes des largeurs d'impulsions pour les six secteurs

A partir de la Fig. III.6, on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage  $T_m$ , dans chacun des six secteurs.

Ces durées sont résumées dans le tableau III.2.

Tableau. III. 2. Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

Secteur	Interrupteur du haut $S_{11}, S_{12}$ et $S_{13}$	Interrupteur du bas $S_{21}, S_{22}$ et $S_{23}$
1	$S_{11} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{12} = T_2 + T_0 / 2$ $S_{13} = T_0 / 2$	$S_{21} = T_0 / 2$ $S_{22} = T_1 + T_0 / 2$ $S_{23} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_{11} = T_2 + T_0 / 2$ $S_{12} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{13} = T_0 / 2$	$S_{21} = T_1 + T_0 / 2$ $S_{22} = T_0 / 2$ $S_{23} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_{11} = T_0 / 2$ $S_{12} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{13} = T_2 + T_0 / 2$	$S_{21} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{22} = T_0 / 2$ $S_{23} = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_{11} = T_0 / 2$ $S_{12} = T_1 + T_0 / 2$ $S_{13} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_{21} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{22} = T_1 + T_0 / 2$ $S_{23} = T_0 / 2$
5	$S_{11} = T_2 + T_0 / 2$ $S_{12} = T_0 / 2$ $S_{13} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_{21} = T_1 + T_0 / 2$ $S_{22} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{23} = T_0 / 2$
6	$S_{11} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{12} = T_0 / 2$ $S_{13} = T_2 + T_0 / 2$	$S_{21} = T_0 / 2$ $S_{22} = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_{23} = T_1 + T_0 / 2$

### III.2.2 Simulation numérique

Dans le but d'appliquer la technique de commande MLI vectorielle pour commander un onduleur de tension triphasée à deux niveaux, un algorithme de commande a été développé comme suit :

Nous avons pris trois signaux de tensions sinusoïdales projetés sur les deux axes du plan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) par une transformation triphasé biphasé. A l'aide d'un sous programme ( $\alpha$  : axe des abscisses et  $\beta$  : axe des ordonnées), on aura les deux vecteur  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  qui donnent le vecteur de référence.

Un autre sous programme a été développé, ce dernier nous a permet de déterminer l'angle  $\theta$  du vecteur de référence  $V_{ref}$  par rapport à l'axe  $\alpha$ , à partir des vecteurs  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence.

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone à cage pour un coefficient de réglage  $r=0.886$ , l'indice de modulation  $m=0.96$  et la tension de la source continue  $V_{dc}=470$  V.

Les paramètres du moteur utilisé sont représentés sur le tableau (III. 3) [34].

Tableau. III. 3. Les paramètres techniques du moteur asynchrone

Les paramètres	La valeur
La puissance nominale	$P_n = 1.5$ Kw
Fréquence nominale	$F = 50$ Hz
Nombre de paire de pole	$P=2$
Tension d'alimentation	$u_n=220v/380v$
Courant nominal	$I_n = 6.2/3.7A$
Vitesse de rotation nominale	$n_n = 1420$ tr/min
Résistance statorique	$R_s = 4.85$ $\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805$ $\Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.2740$ H
Inductance rotorique	$L_r = 0.2740$ H
Inductance mutuelle	$M_{sr} = 0.2580$ H
Moment d'inertie	$J = 0.031$ Kgm <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	$f_t = 0$ Kg m <sup>2</sup> /s

### III.2.3 Résultats de simulation

Les résultats obtenus par les testes de simulation pour valider l'algorithme développé pour commander l'onduleur à deux niveaux sont illustrés ci-dessous :

NB :  $m$  étant L'indice de modulation,  $r$  : coefficient de réglage.

Pour  $m=0.8$ ,  $N=96$  :

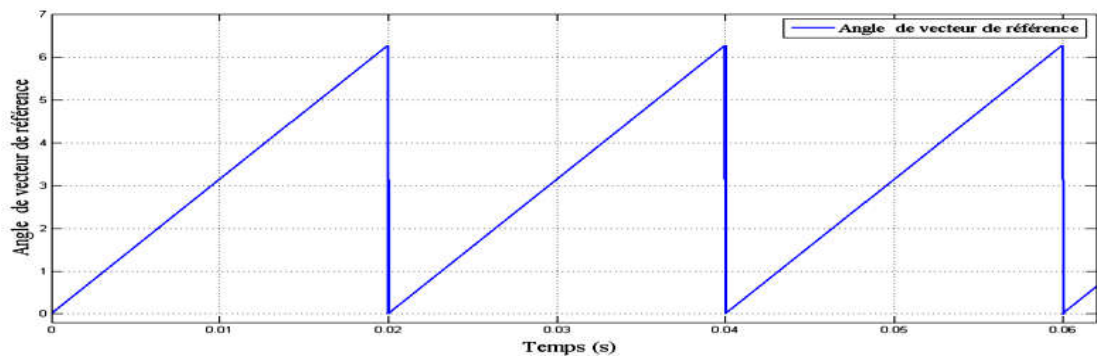


Fig. III. 7. L'angle du vecteur de référence

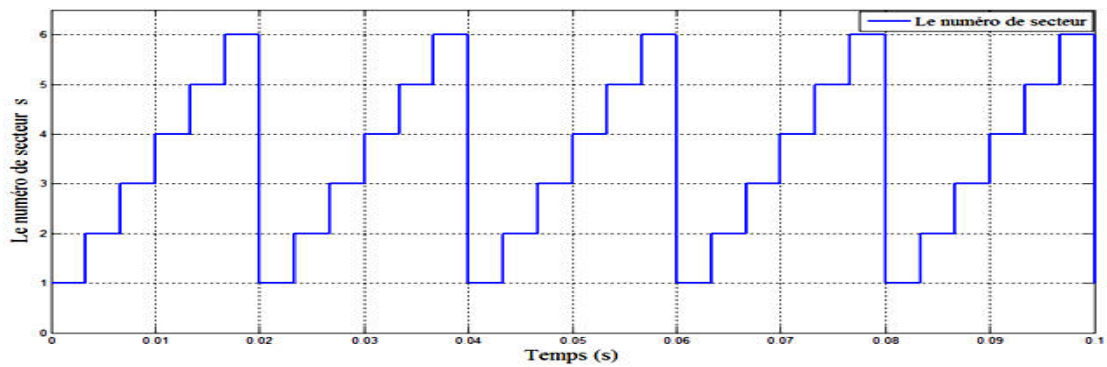


Fig. III. 8. Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs en fonction du temps

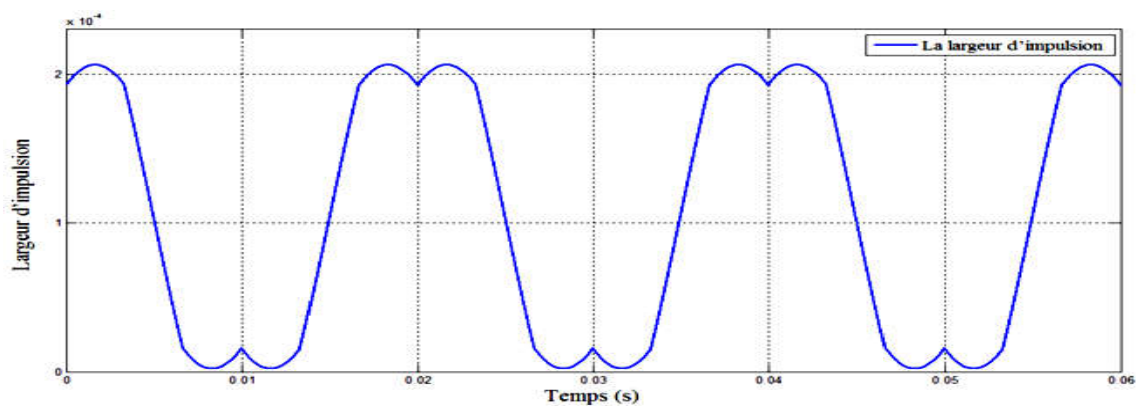
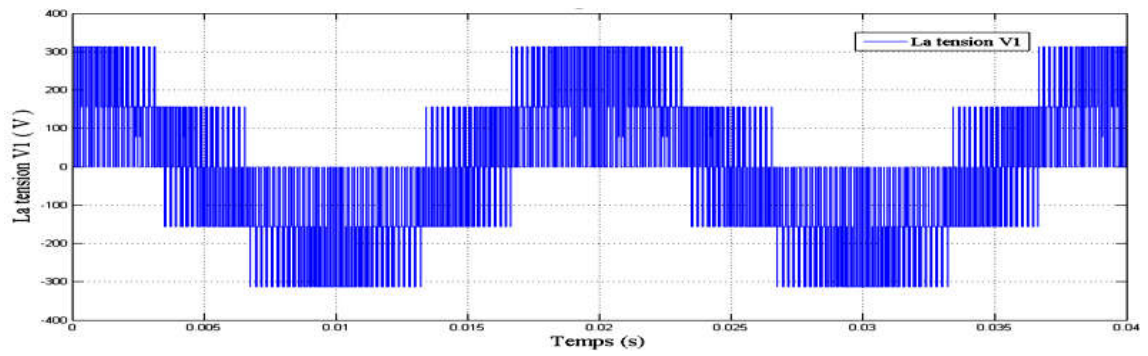
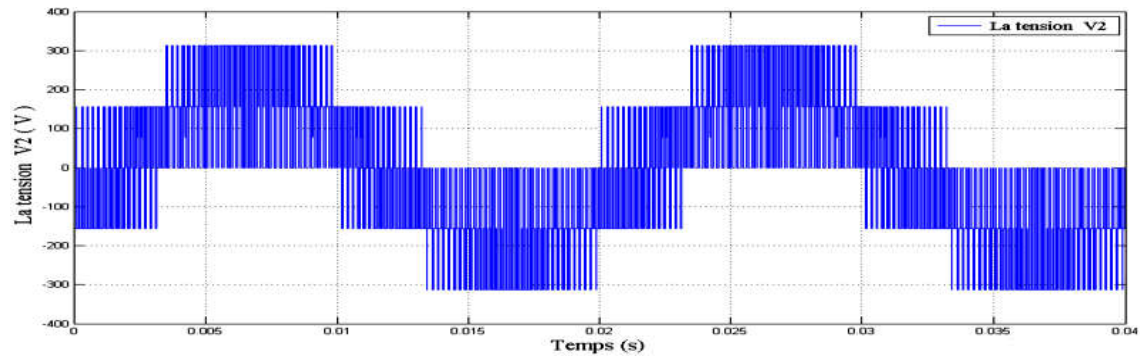
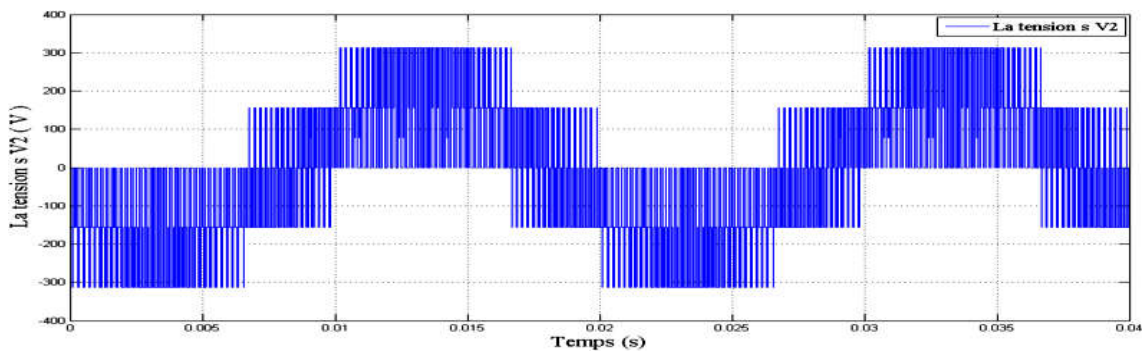
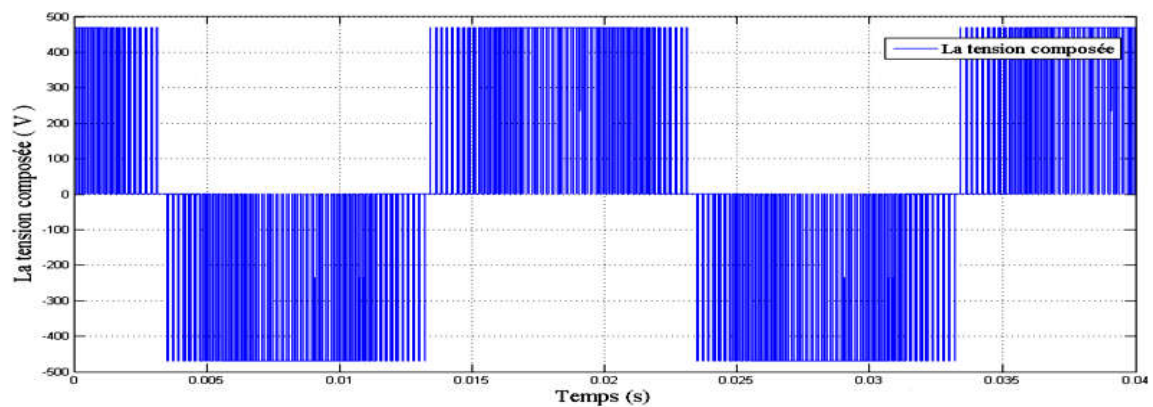


Fig. III. 9. La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche 1 de l'onduleur

Fig. III. 10. La tension simple  $V_1$  à la sortie de l'onduleur à deux niveauxFig. III. 11. La tension simple  $V_2$  à la sortie de l'onduleur à deux niveauxFig. III. 12. La tension simple  $V_3$  à la sortie de l'onduleur à deux niveauxFig. III. 13. La tension composée  $V_{12}$  à la sortie de l'onduleur à deux niveaux

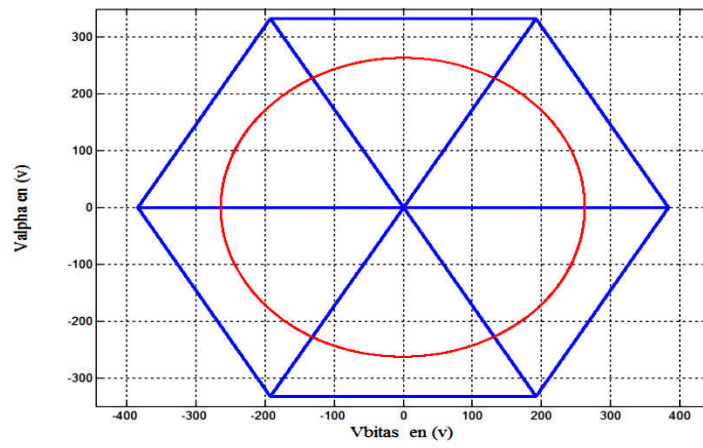


Fig. III. 14. Trajectoire du vecteur de référence et le vecteur de sortie

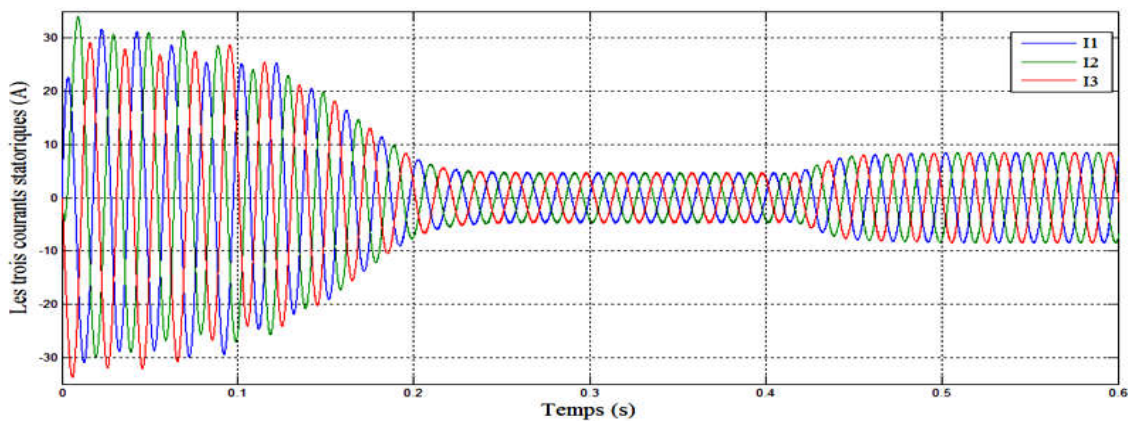


Fig. III. 15. Les trois courant statoriques

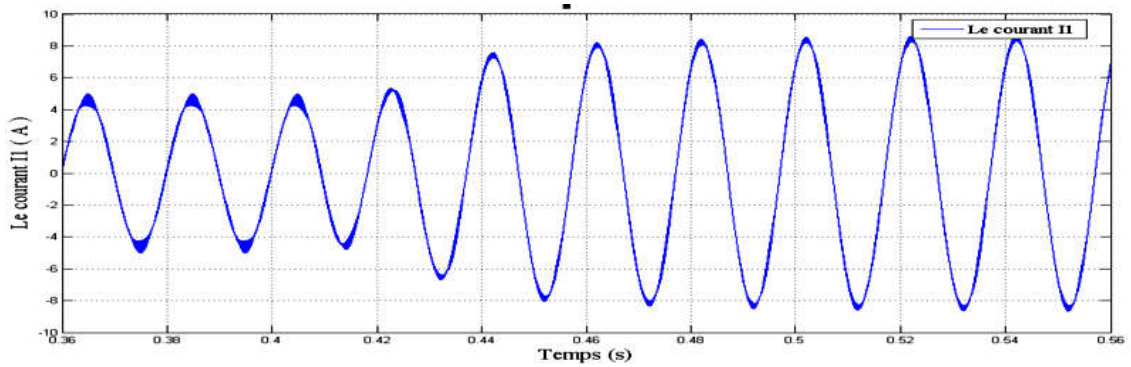


Fig. III. 16. Le courant statorique  $I_1$  de la phase 1

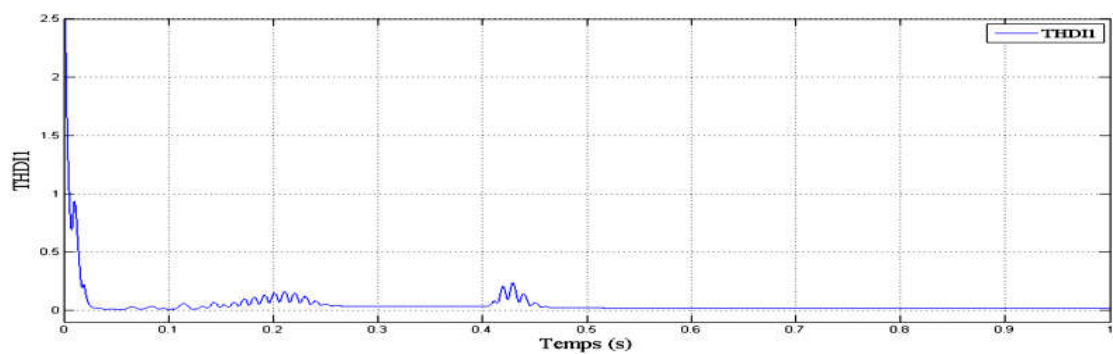


Fig. III. 17. La distorsion totale des harmoniques de courant  $THD_{Ia}=0.01943=1.94\%$ .

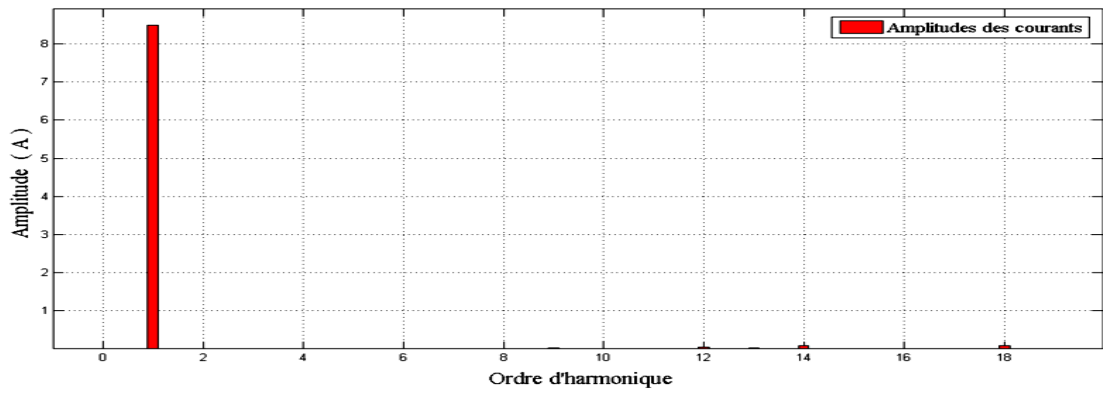


Fig. III. 18. Le spectre du courant

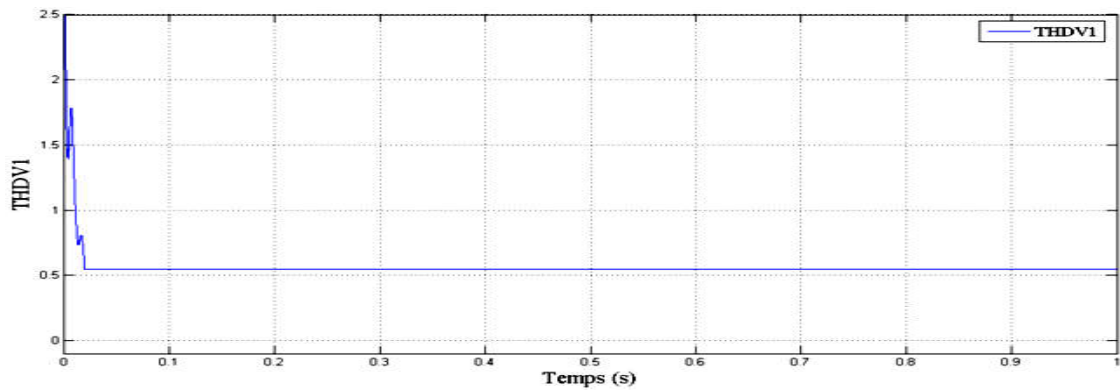


Fig. III. 19. La distorsion totale des harmoniques de tension  $THDV_1=0.5469=54.69\%$ .

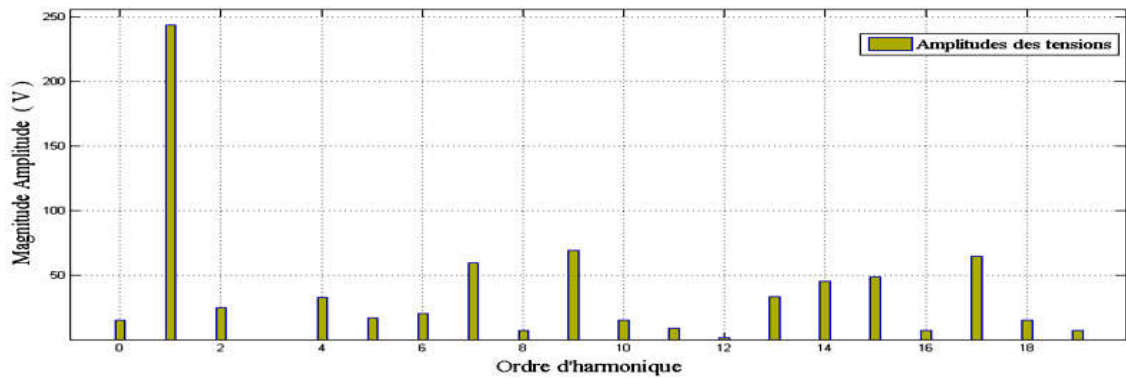


Fig. III. 20. Le spectre de fréquence de la tension

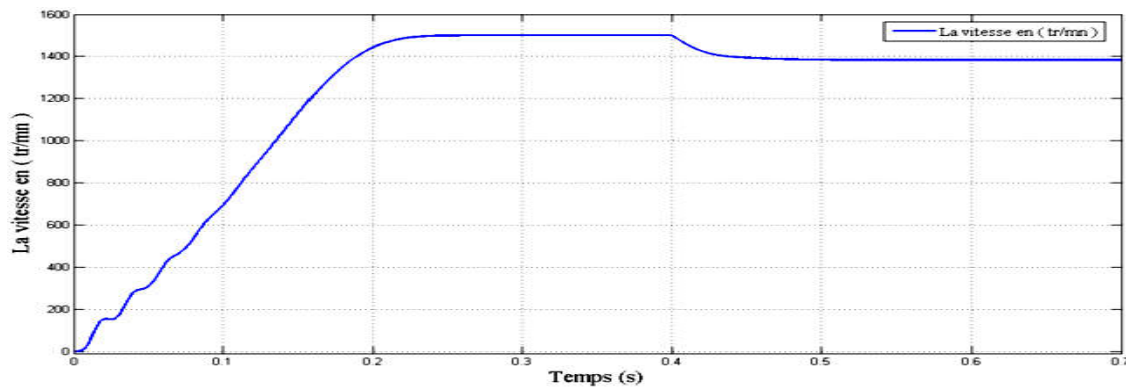


Fig. III. 21. La courbe de la vitesse du moteur asynchrone

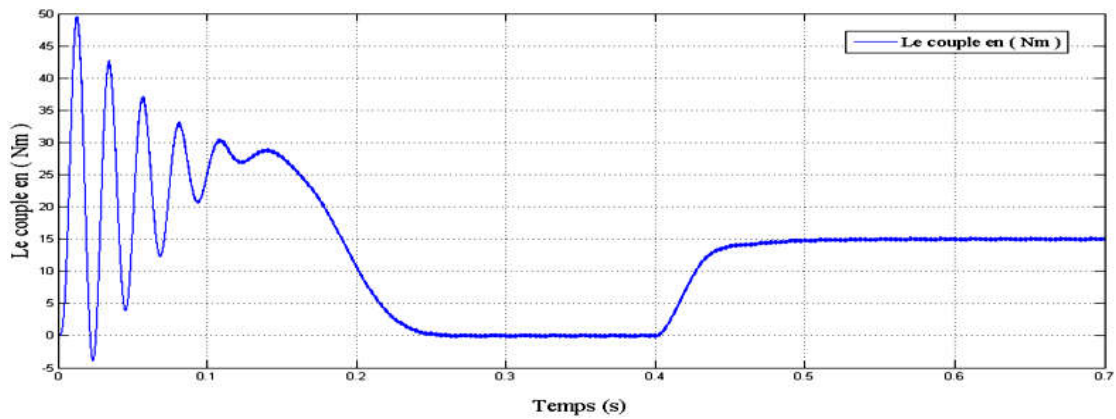


Fig. III. 22. La courbe du couple du moteur asynchrone.

### III.2.4 Interprétation des résultats

A partir des résultats obtenus on constate que :

- La valeur de THD pour la tension est (54.69%) correspond à l'indice de modulation  $m=0.96$  et le coefficient de réglage  $r=0.886$ .
- La valeur de THD pour le courant est (1.94%) correspond à l'indice de modulation  $m=0.96$  et le coefficient de réglage  $r=0.886$ .
- La tension simple possède trois niveaux et la tension composée possède deux niveaux de tension.
- Le courant au démarrage est égal approximativement à 5 fois le courant nominal (le courant mesuré en A).
- Le couple suit sa référence, après disparition du premier régime transitoire le couple tend vers le couple résistant (à vide  $C_r=0$ ). à l'instant  $t=0.4s$  on applique un couple de 15N.m. On constate que le moteur répond normalement à cette charge et la courbe ne contient pas de fluctuations (oscillations).
- L'utilisation de ce type d'onduleur engendre des oscillations sur le couple, qui se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1500 tr/mn à vide, et au voisinage de 1400 tr/mn pour  $C_r=15Nm$  en charge.



### III.3 Onduleur à trois niveaux

On a choisi ce type d'onduleur (à diodes flottantes) puisque cette structure est la plus utilisée à cause de sa simplicité comparativement aux autres types des onduleurs multi-niveaux.

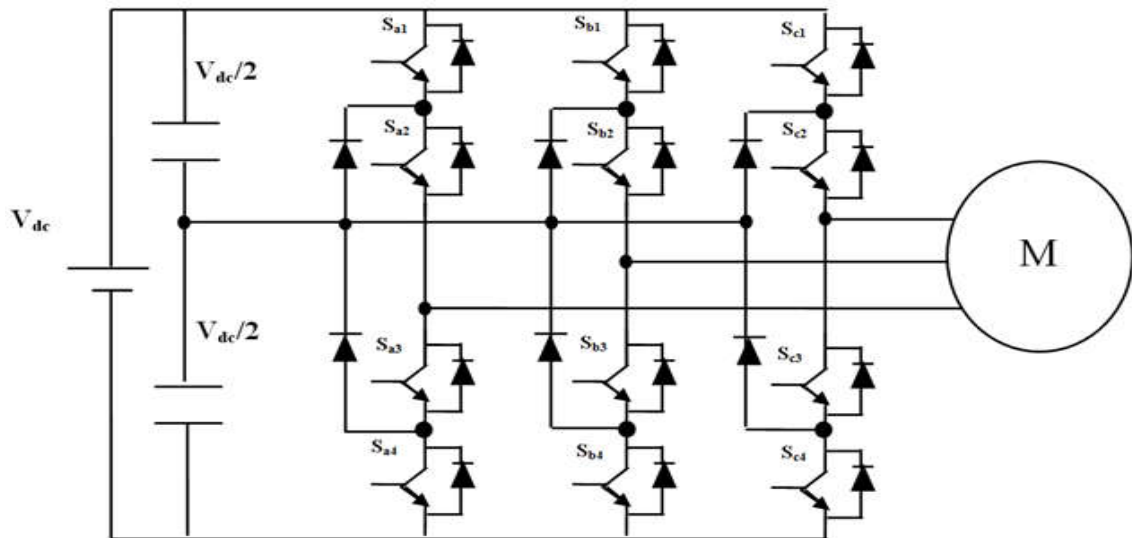


Fig. III. 23. Schéma représentatif d'un onduleur de tension à trois niveaux à diodes flottantes

#### III.3.1 Description de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux (Fig. III. 23) est composé de trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs du même bras. On suppose que la tension  $V_{dc}$  est divisée en égalité entre les deux capacités [2]:

$$U_{c1} = U_{c2} = V_{dc}/2.$$

#### III.3.2 Fonctions de commutation de l'onduleur à trois niveaux

On définit une fonction de commutation  $S_{ij}$  ( $i = 1, 2, 3, 4$   $j = 1, 2, 3$ ), Pour chaque interrupteur, de la manière suivante [2]:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III. 25})$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \text{ avec } i = 3, 4 \text{ et } j = 1, 2, 3 \quad (\text{III. 26})$$

### III.3.3 Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Pendant le fonctionnement de cet onduleur, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles (Fig. II.24) [2]:

**Etat 2:** Les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $\frac{V_{dc}}{2}$ .

**Etat 1:** Les deux interrupteurs du milieu  $S_{2x}$  et  $S_{3x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités  $S_{1x}$  et  $S_{4x}$  sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est 0.

**Etat 0:** Les deux interrupteurs du bas  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut  $S_{1x}$  et  $S_{2x}$  sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est  $-\frac{V_{dc}}{2}$ .

La concordance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau III. 4 [4].

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \\ F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \\ F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \end{cases} \quad j = 1,2,3 \quad (\text{III. 27})$$

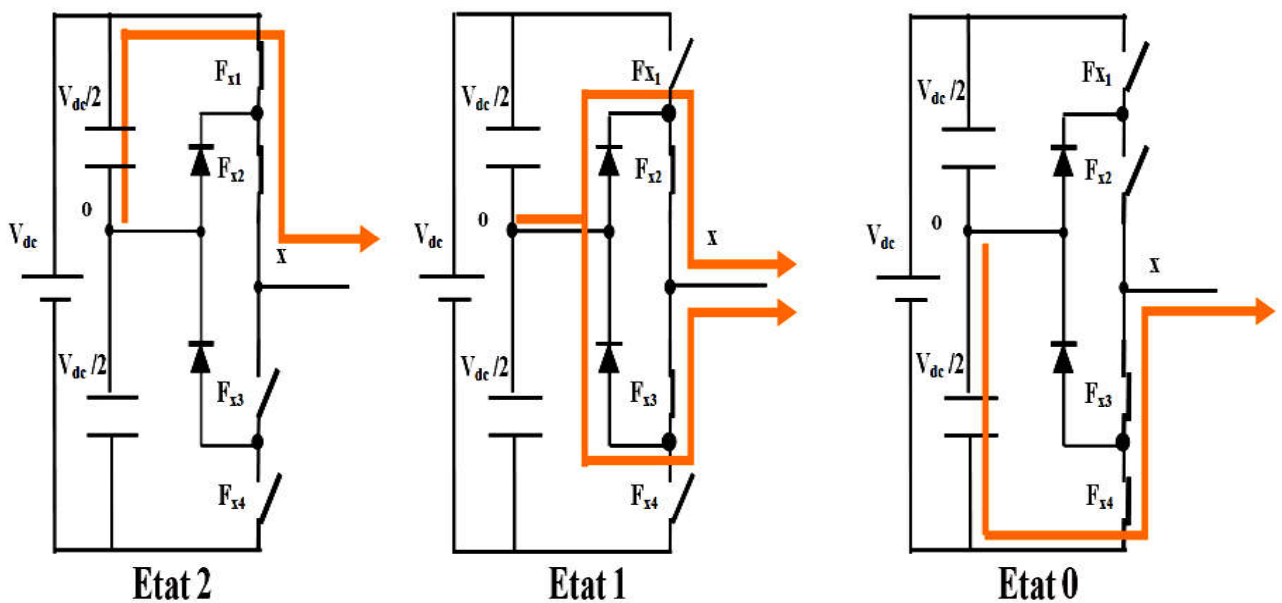


Fig. III. 24. Les trois états d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Tableau. III. 4. Etats d'uns bras de l'onduleur (x =1, 2 ou 3).

Etat du bras	Etat d'interrupteurs du bras				Tension de sortie $V_{xo}$
	$F_{1x}$	$F_{2x}$	$F_{3x}$	$F_{4x}$	
2	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
1	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

### III.3.4 Etats de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a  $3^3=27$  états possibles. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras.

Par exemple, l'état **012** indique que le premier bras est à l'état **0**, le deuxième est à l'état **1**, et le troisième est à l'état **2**. Le tableau ci-dessous présente la répartition des différents vecteurs d'états par secteurs.

Tableau. III. 5. Les états de l'onduleur à trois niveaux

Secteur	1	2	3	4	5	6
<b>Région 1</b>	0 0 0	2 2 2	0 0 0	2 2 2	0 0 0	2 2 2
	1 0 1	2 2 1	0 1 0	1 2 2	0 0 1	2 1 2
	1 1 0	1 2 1	0 1 1	1 1 2	1 0 1	2 1 1
	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1	1 1 1
	2 1 1	1 1 0	1 2 1	0 1 1	1 1 2	1 0 1
	2 2 1	0 1 0	1 2 2	0 0 1	2 1 2	1 0 0
	2 2 2	0 0 0	2 2 2	0 0 0	2 2 2	0 0 0
<b>Région 2</b>	1 0 0	2 2 1	0 1 0	1 2 2	0 0 1	2 1 2
	1 1 0	1 2 1	0 1 1	1 1 2	1 0 1	2 1 1
	2 1 0	1 2 0	0 2 1	0 1 2	0 1 2	2 0 1
	2 1 1	1 1 0	1 2 1	0 1 1	1 1 0	1 0 1
	2 2 1	0 1 0	1 2 2	0 0 1	2 1 2	1 0 0
<b>Région 3</b>	1 0 0	2 2 1	0 1 0	1 2 2	0 0 1	2 1 2
	2 0 0	2 2 0	0 2 0	0 2 2	0 0 2	2 0 2
	2 1 0	1 2 0	0 2 1	0 1 2	1 0 2	2 0 1
	2 1 1	1 1 0	1 2 1	0 1 1	1 1 2	1 0 1
<b>Région 4</b>	1 1 0	1 2 1	0 1 1	1 1 2	1 0 1	2 1 1
	2 1 0	1 2 0	0 2 0	0 1 2	1 0 2	2 0 1
	2 2 0	0 2 0	0 2 2	0 0 2	2 0 2	2 0 0
	2 2 1	0 1 0	1 2 2	0 0 1	2 1 2	1 0 0

### III.3.5 Tensions de sortie

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (**o**) sont exprimées par:

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{v_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{v_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 28})$$

A un instant donné, une seule des trois fonctions de connections des bras prend la valeur 1. Ainsi, on peut avoir trois niveaux de tension pour chacune des tensions  $v_{10}$ ,  $v_{20}$  et  $v_{30}$ .

Les tensions composées entre les phases de la charge sont:

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{v_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{v_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 29})$$

Les tensions simples de sortie par rapport au neutre de la charge dans le cas d'une charge équilibrée sont:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} \\ 2F_{c12} - F_{c13} - F_{c11} & 2F_{c22} - F_{c23} - F_{c21} & 2F_{c32} - F_{c33} - F_{c31} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{v_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{v_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 30}) \end{aligned}$$

### III.3.6 Vecteur tension de référence

Toujours de la même manière et à partir des tensions de référence triphasées, on définit le vecteur tension de référence:

Le tableau III. 6 représente les différents états de l'onduleur et les composantes  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  du vecteur de tension de sortie correspondant à chaque état.

Tableau. III. 6. Les différents états de l'onduleur et les composantes  $v_{\alpha}$  et  $v_{\beta}$  du vecteur de tension

Etat de l'onduleur	$v_{\alpha i}$	$v_{\beta i}$
222, 111,000	0	0
211,100	$1/2V_{dc}$	0
200	$V_{dc}$	0
210	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4 V_{dc}$
221,110	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$
220	$3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4 V_{dc}$
120	0	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$
121 ,010	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4 V_{dc}$
020	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$
021	$-3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4 V_{dc}$
122,011	$-1/2V_{dc}$	0
022	$-V_{dc}$	0
012	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4 V_{dc}$
112,001	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4 V_{dc}$
002	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2 V_{dc}$
102	0	$-\sqrt{3}/2 V_{dc}$
212,101	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4 V_{dc}$
202	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2 V_{dc}$
201	$3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4 V_{dc}$

Ce vecteur peut prendre dix-huit positions dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  suivant les états de l'onduleur. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur (Fig III. 25). Ils sont rangés sur deux hexagones: douze positions sur l'hexagone externe (correspondant aux états **200, 210,220,120,020, 120, 022, 012, 002, 102, 202 et 201**), six positions sur l'hexagone interne (correspondant aux états **(211-100), (221-110), (121-010), (122-011), (112-001) et (212-101)**), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondant aux états **222, 111 et 000**. Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux états distincts. Ces états sont appelés états redondants ou vecteurs redondants qui nous donne la même tension aux bornes d'un bras.

Les positions discrètes du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires, les sommets de ces secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel

et les apex de l'hexagone externe. Chaque secteur est composé de quatre régions triangulaires, on a ainsi **24** régions dans la totalité du diagramme vectoriel.

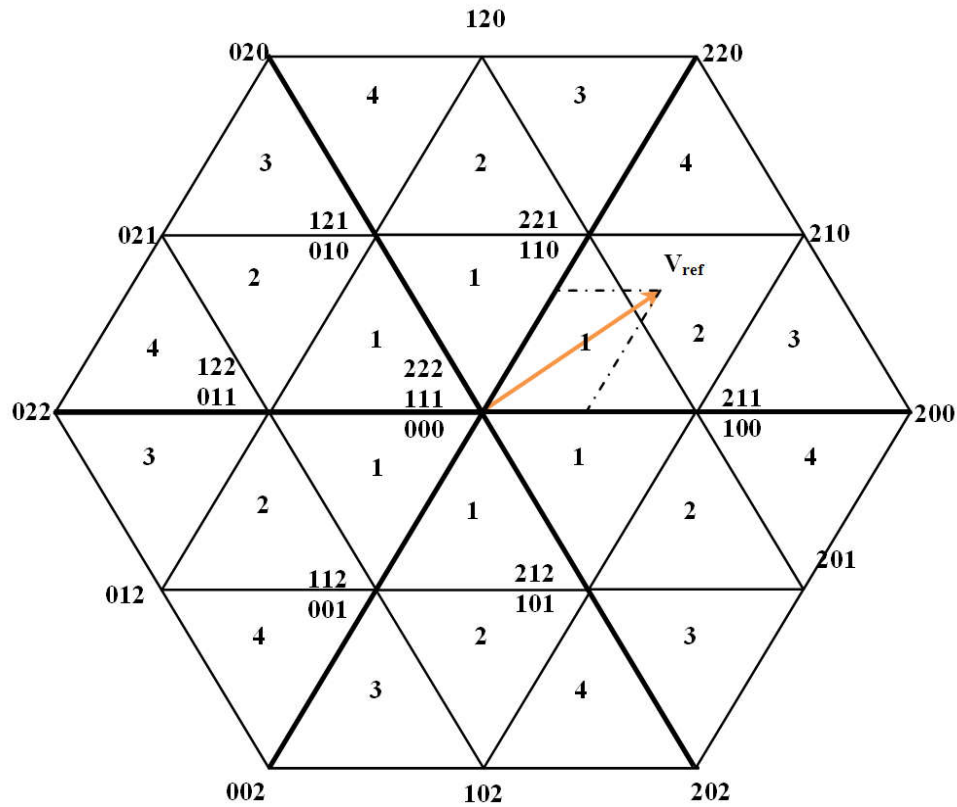


Fig. III. 25. Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux

A partir des coordonnées polaires et de la position angulaire, on déduit dans quel secteur ( $s$ ), et dans quelle région ( $r$ ) se situe le vecteur  $\mathbf{v}_{\text{ref}}$ . Donc la situation et la position du vecteur de référence  $\mathbf{v}_{\text{ref}}$  est déterminée de la manière suivante:

- On détermine les secteur  $s$ :

$$s = \begin{cases} 1 \text{ si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 \text{ si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 \text{ si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 \text{ si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 \text{ si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 \text{ si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{III. 31})$$

Pour les régions il existe deux méthodes pour leurs déterminations:

- En utilisant les deux distances **a** et **b** :

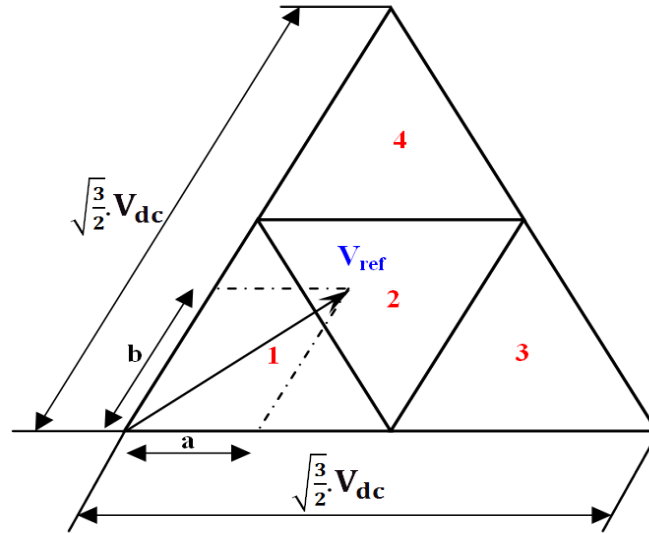


Fig. III. 26. Détermination des deux distances **a** et **b**

$$\begin{cases} a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_{\text{ref}} \cdot \sin\theta \\ b = v_{\text{ref}} \cdot \left( \cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

On déduit les régions :

$$\begin{cases} \text{si } a < 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}; \text{ et } b < 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \text{ et } (a + b) < 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}; r = 1. \\ \text{si } a > 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}; r = 2. \\ \text{si } a < 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}; \text{ et } b < 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \text{ et } (a + b) > 0.5 \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}; r = 3. \\ \text{si } a > 0.5 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}; r = 4. \end{cases} \quad (\text{III. 33})$$

- En utilisant les équations cartésiennes des droites ( $v_{\beta}$  en fonction de  $v_{\alpha}$ ) entourant la région.

$$\begin{cases} \text{Si } V_{\beta} \geq \sqrt{\frac{1}{8}} V_{dc}; r = 4. \\ \text{Sinon si } V_{\beta} \leq -\sqrt{3} \cdot V_{\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}; r = 1. \\ \text{Sinon si } V_{\beta} \geq \sqrt{3} \cdot V_{\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc}; r = 2. \\ \text{Sinon } r = 3. \end{cases}$$

Pour avoir un signal de tension moins riche en harmoniques, on impose au vecteur de tension de référence de se localiser à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone externe.

### III.3.7 Calcul des temps de commutation pour chaque région

La détermination des temps de commutation se fait de la même manière dans tous les secteurs et se distingue d'une région à une autre dans le même secteur, de ce fait, on va présenter la méthode de calcul pour la première région du premier secteur.

- **Région N°1**

Lors du passage du vecteur de référence  $V_{ref}$  à travers la région N°1, on doit reconstituer ce vecteur en utilisant les vecteurs d'états de cette région comme suivant **(000, 100, 110, 111, 211, 221, 222)** pour la première demi-période de modulation ( $\frac{T_m}{2}$ ) et les appliqués pour la deuxième demi-période de cette façon **(222, 221, 211, 111, 110, 100, 000)**

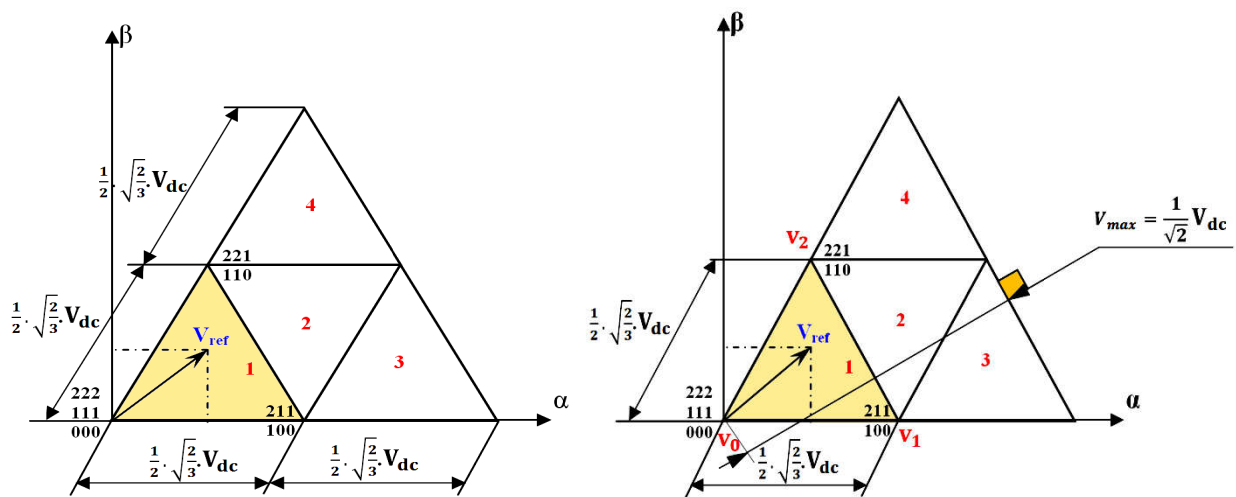


Fig. III. 27. Détermination des temps de commutation dans la région N°1

- Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit:

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0 \quad (III. 34)$$

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_m} \cdot V_2 + \frac{T_0}{T_m} \cdot V_0 \quad (III. 35)$$

La détermination des instants  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  (Fig III. 28) [28], [29].



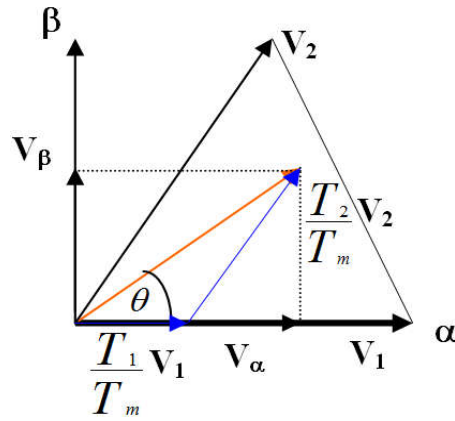


Fig. III. 28. Projection du vecteur de référence (secteur 1)

On a :

$$\bullet \int_0^{T_m} V_{\text{ref}} = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 \cdot dt$$

$$\Rightarrow T_m \cdot \vec{V}_{\text{ref}} = T_1 \cdot \vec{V}_1 + T_2 \cdot \vec{V}_2 + T_3 \cdot (\vec{V}_7 \text{ ou } \vec{V}_8) \quad (\text{III. 36})$$

$$\Rightarrow T_m \cdot |V_{\text{ref}}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{\text{dc}} \begin{bmatrix} \cos(60) \\ \sin(60) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 37})$$

Où ( $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ ), on aura :

$$\begin{cases} V_{\text{ref}} \cdot \cos(\theta) = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_{\text{dc}} \cdot \frac{T_1}{T_m} + \frac{1}{2\sqrt{6}} \cdot V_{\text{dc}} \cdot \frac{T_2}{T_m} \\ V_{\text{ref}} \cdot \sin(\theta) = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{6}} \cdot V_{\text{dc}} \cdot \frac{T_2}{T_m} \end{cases} \quad (\text{III. 38})$$

Ce qui nous donne

$$\boxed{T_2 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \cdot \sin(\theta)} \quad (\text{III. 39})$$

$$\text{Si on pose: } K = \frac{2\sqrt{2}|V_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \Rightarrow T_2 = T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) \quad (\text{III. 40})$$

On remplace  $T_2$  dans l'équation (III.38), on aura:

$$T_m \cdot V_{\text{ref}} \cdot \cos(\theta) = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_{\text{dc}} \cdot T_1 + \frac{1}{2\sqrt{6}} \cdot V_{\text{dc}} \cdot T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) \quad (\text{III. 41})$$

$$\Rightarrow T_1 = T_m \cdot \frac{\sqrt{6}|V_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \cos(\theta) - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\theta) \right)$$

$$\Rightarrow T_1 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) - \frac{1}{2} \cdot \sin(\theta) \right)$$

$$\Rightarrow T_1 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \sin \frac{\pi}{3} \cos(\theta) - \cos \frac{\pi}{3} \cdot \sin(\theta) \right)$$

$$\Rightarrow \boxed{T_1 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \cdot \sin \left( \frac{\pi}{3} - \theta \right)} \quad (\text{III. 42})$$

Ainsi on peut déduire  $T_0$  de cette façon:

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0 \quad \Rightarrow \quad T_0 = T_m - T_1 - T_2$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow T_0 &= T_m - T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) \\ \Rightarrow T_0 &= T_m \cdot \left(1 - \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right) \end{aligned} \quad (\text{III. 43})$$

- **Région N°2**

Lors du passage du vecteur de référence  $V_{ref}$  à travers la région N°2, on détermine le vecteur  $V_{ref}$  en utilisant les vecteurs d'états de cette région comme suivant **(100, 110, 210, 211, 221)** pour la première demi-période de modulation ( $\frac{T_m}{2}$ ) et les appliqués pour la deuxième demi-période de la façon suivante **(221, 211, 210, 110, 100)**.

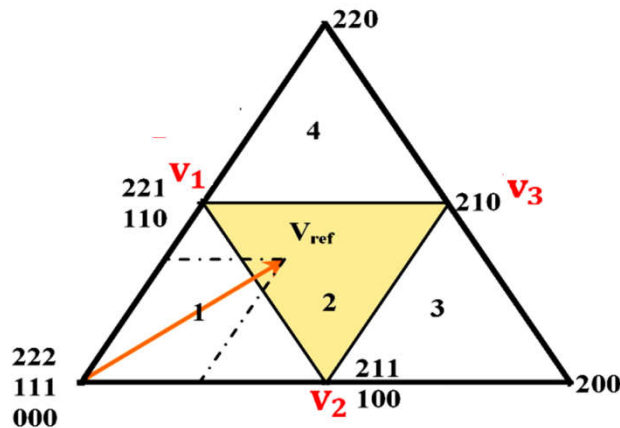


Fig. III. 29. Détermination des temps de commutation dans la région N°2

On a:

$$\begin{aligned} T_m \cdot \overrightarrow{V_{ref}} &= T_1 \cdot \overrightarrow{V_1} + T_2 \cdot \overrightarrow{V_2} + T_3 \cdot \overrightarrow{V_3} \\ \Rightarrow T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} &= T_3 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(30) \\ \sin(30) \end{bmatrix} + T_1 \cdot \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(60) \\ \sin(60) \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \Rightarrow T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} &= T_3 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} + T_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \Rightarrow T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \cos(\theta) &= T_3 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc} + T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{6}} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} \\ \Rightarrow T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \sin(\theta) &= T_3 \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{dc} + T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{dc} \\ \Rightarrow T_3 + T_1 &= T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) \end{aligned} \quad (\text{III. 44})$$

Avec  $T_2 = T_m - T_1 - T_0$

$$\Rightarrow T_2 = T_m \cdot \left(1 - \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta)\right) \Rightarrow \boxed{T_2 = T_m \cdot (1 - K \cdot \sin(\theta))} \quad (\text{III. 45})$$

On a :

$$\begin{aligned}
T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \cos(\theta) &= T_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} + T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{6}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc} \\
\Rightarrow T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \cos(\theta) &= T_m \cdot \left( 1 - \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} + T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{6}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc} \\
\Rightarrow T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \cos(\theta) &= T_m \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} - \frac{2|V_{ref}|}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\theta) \right) + T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{6}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc} \\
\Rightarrow T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \cos(\theta) + T_m \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} |V_{ref}| \cdot \sin(\theta) &= T_m \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} V_{dc} + T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{6}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc} \\
\Rightarrow T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \cos(\theta) + T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\theta) &= T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{6}} + T_1 \cdot \frac{2\sqrt{2}}{2\sqrt{6}} + T_3 \cdot \sqrt{3} \\
\Rightarrow T_m \cdot K \cdot \cos(\theta) + T_m \cdot K \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \sin(\theta) &= T_m \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} + T_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} + T_3 \cdot \sqrt{3} \\
\Rightarrow T_m \cdot K \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta) + T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) &= T_m + \frac{1}{2} \cdot T_1 + \frac{3}{2} \cdot T_3 \tag{III. 46}
\end{aligned}$$

$$\text{On a: } T_3 + T_1 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) \Rightarrow T_3 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) - T_1 \tag{III. 47}$$

On remplace l'équation (III .47) dans (III .46), on aura :

$$\boxed{T_1 = T_m \cdot \left( 1 + K \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \right)} \tag{III. 48}$$

En utilisant la relation (III .44) , nous pouvons écrire :

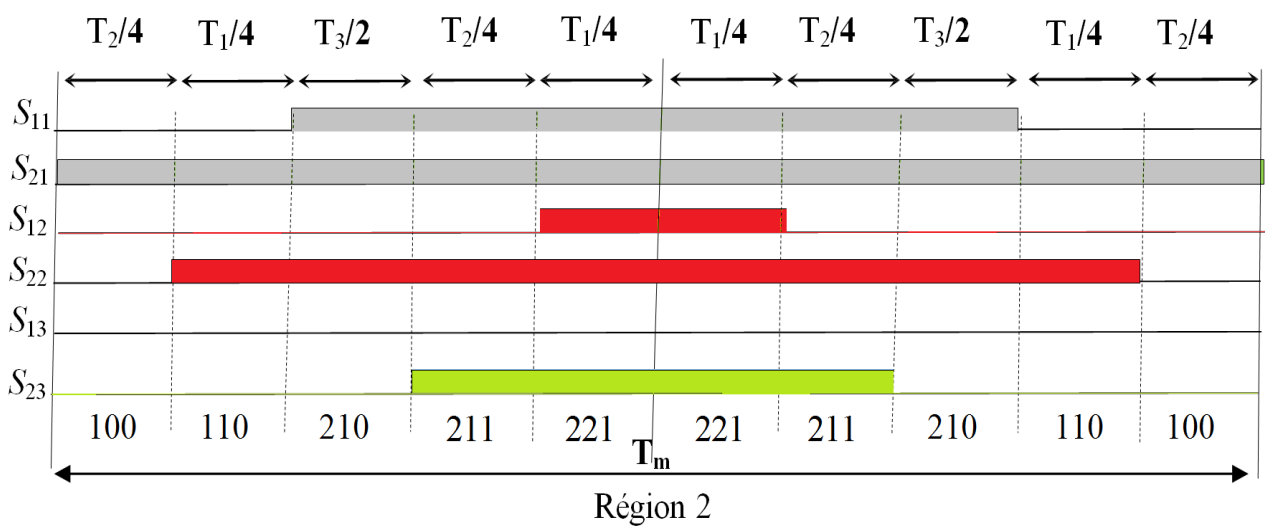
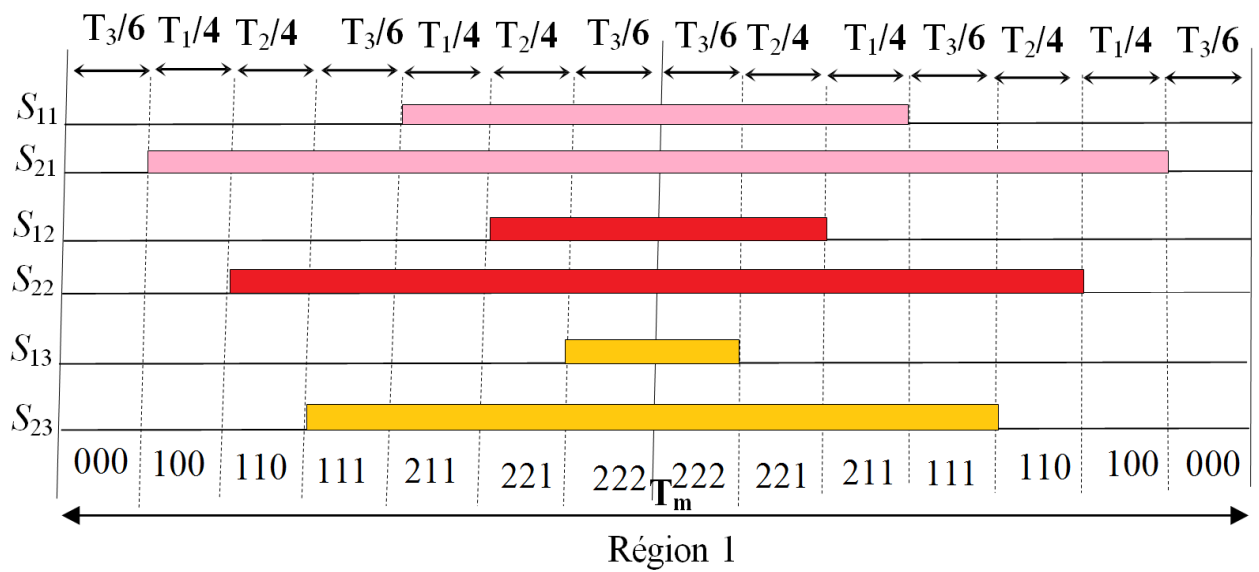
$$\begin{aligned}
T_3 &= T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) - T_1 \\
\Rightarrow T_3 &= T_m \cdot K \sin(\theta) - T_m \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K \cdot \cos(\theta) + \frac{1}{2} \cdot K \cdot \sin(\theta) \right) \\
\Rightarrow T_3 &= T_m \cdot K \sin(\theta) - T_m + T_m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K \cdot \cos(\theta) - \frac{1}{2} \cdot T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) \\
\Rightarrow T_3 &= T_m \cdot \left( T_m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K \cdot \cos(\theta) + \frac{1}{2} \cdot T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) - 1 \right) \\
\Rightarrow T_3 &= T_m \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K \cdot \cos(\theta) + \frac{1}{2} \cdot K \cdot \sin(\theta) - 1 \right) \\
\Rightarrow \boxed{T_3 = T_m \cdot \left( K \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1 \right)} & \tag{III. 49}
\end{aligned}$$

On utilise la même procédure de calcul pour déduire les temps de commutation des régions N°3 et N°4. Les temps  $T_1$  ,  $T_2$  et  $T_0$  ou  $T_3$  sont donnés par le tableau (II. 7) avec  $K = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ref}}{V_{dc}}$ .

Tableau. III. 7. Calcul des temps  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$ .

Région	$T_1$	$T_2$	$T_0$ ou $T_3$
1	$T_m \cdot k \cdot \sin((\pi/3) - \theta)$ ;	$T_m \cdot k \cdot \sin(\theta)$	$T_m \cdot (1 - k \cdot \sin((\pi/3) + \theta))$
2	$T_m \cdot (1 + k \cdot \sin(\theta - (\pi/3)))$	$T_m \cdot (1 - k \cdot \sin(\theta))$	$T_m \cdot (k \cdot \sin((\pi/3) + \theta) - 1)$
3	$T_m \cdot k \cdot \sin((\pi/3) - \theta)$	$T_m \cdot (k \cdot \sin(\theta) - 1)$ ;	$T_m \cdot (2 - k \cdot \sin((\pi/3) + \theta))$
4	$T_m \cdot (k \cdot \sin((\pi/3) - \theta) - 1)$	$T_m \cdot k \cdot \sin(\theta)$	$T_m \cdot (2 - k \cdot \sin(\pi/3 + \theta))$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur et ensuite on détermine les largeurs d'impulsions (durées des fermetures des interrupteurs) correspondant selon la (Fig. III.30).



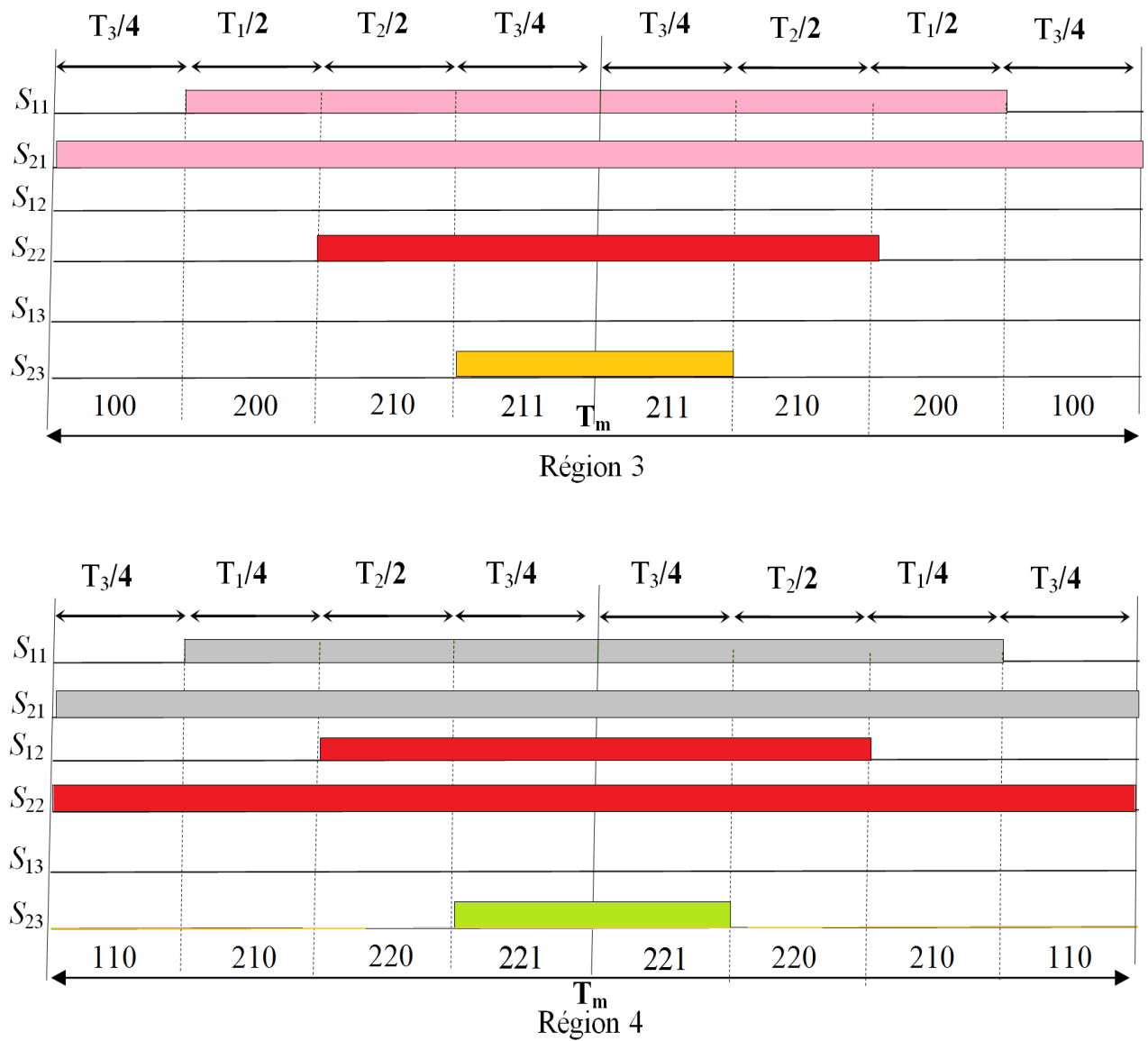


Fig. III. 30. Fonctions logiques  $F_{ij}$  dans les quatre régions du premier secteur

A partir de la Fig.III.30, on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période de modulation  $T_m$ , dans chacun des six secteurs. Les durées de fermeture des interrupteurs pour une région, sont différentes d'un secteur à un autre. Les interrupteurs des demi-bras inférieurs sont complémentaires avec ceux des demi-bras supérieurs. Comme exemple, les durées de fermeture des interrupteurs des demi-bras supérieurs pour les quatre régions du premier secteur, sont résumées dans le tableau (III.8).

Tableau. III. 8 Durées de fermeture des interrupteurs des demi-bras supérieurs pour les quatre régions du 1<sup>er</sup> secteur

Région	Demi-bras sup N°1	Demi-bras sup N°2	Demi-bras sup N°3
1	$S_{11}=T_1 /2 +T_2 /2+ T_3 /3$ $S_{21}=T_1 +T_2+ 2.T_3 /3$	$S_{12}= T_2 /2+ T_3 /3$ $S_{22}=T_1/2 +T_2+ 2.T_3 /3$	$S_{13}= T_3 /3$ $S_{23}=T_1/2 +T_2/2+ 2.T_3 /3$
2	$S_{11}=T_1 /2 +T_2 /2+ T_3$ $S_{21}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{12}=T_1/2$ $S_{22}=T_1 +T_2/2+ T_3$	$S_{13}= 0$ $S_{23}=T_1/2 +T_2 /2$
3	$S_{11}=T_1 +T_2 + T_3 /2$ $S_{21}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{12}=0$ $S_{22}=T_2 +T_3/2$	$S_{13}= 0$ $S_{23}= T_3 /2$
4	$S_{11}=T_1 +T_2 + T_3 /2$ $S_{21}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{12}=T_2+ T_3/2$ $S_{22}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{13}= 0$ $S_{23}= T_3 /2$

### III.3.8 Simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur à trois niveaux commandé par MLI Vectorielle (SVM)

Le schéma bloc sous SUMULINK de l'algorithme MLI vectorielle implanté pour commander l'onduleur de tension à trois niveaux est donné par la Fig. III. 31.

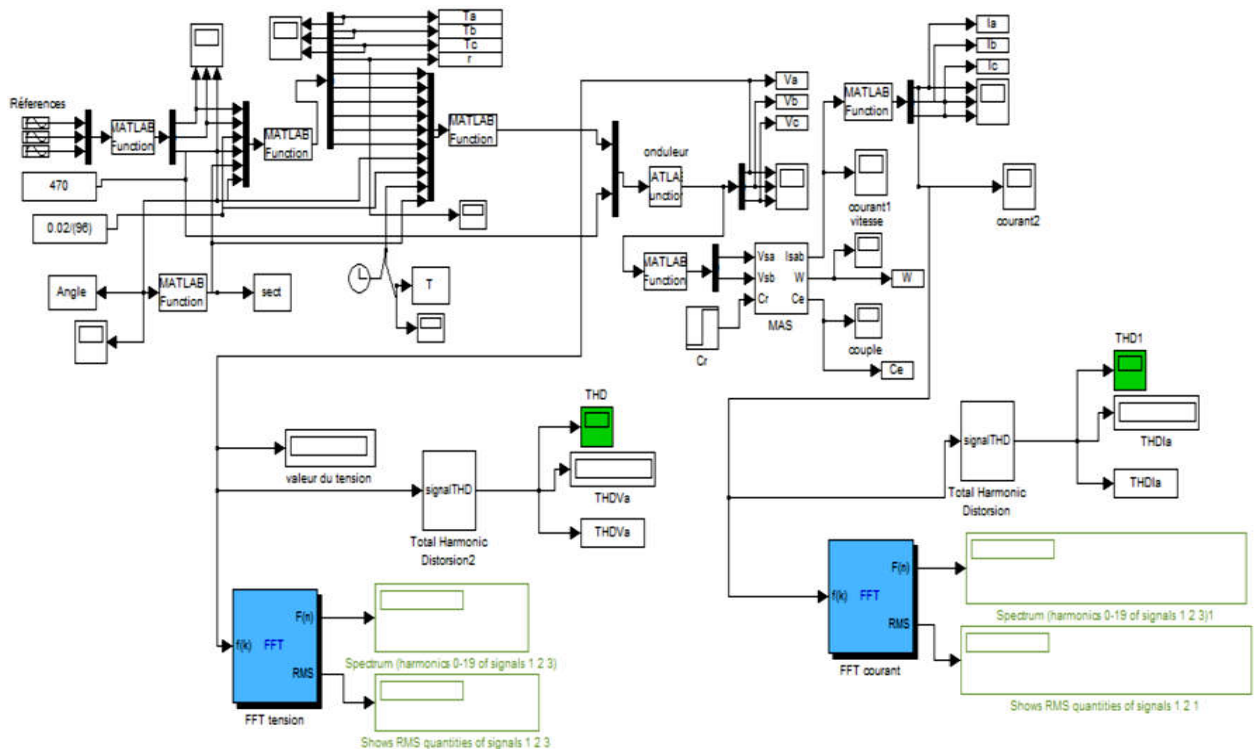


Fig. III. 31. Schéma bloc de simulation d'un moteur à cage alimenté par un onduleur à trois niveaux commandé par MLI Vectorielle

### III.3.9 Résultats de simulation

Les résultats obtenus par les testes de simulation pour valider l'algorithme développé pour commander l'onduleur à trois niveaux sont illustrés ci-dessous :

Pour :  $r=0.886$ ,  $m = 96$

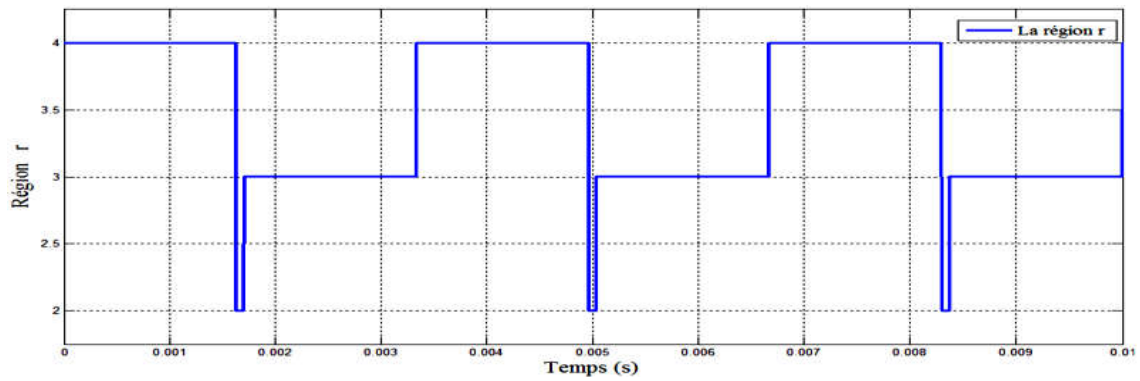


Fig. III. 32. Le déplacement du vecteur de référence entre les régions pour l'onduleur à trois niveaux

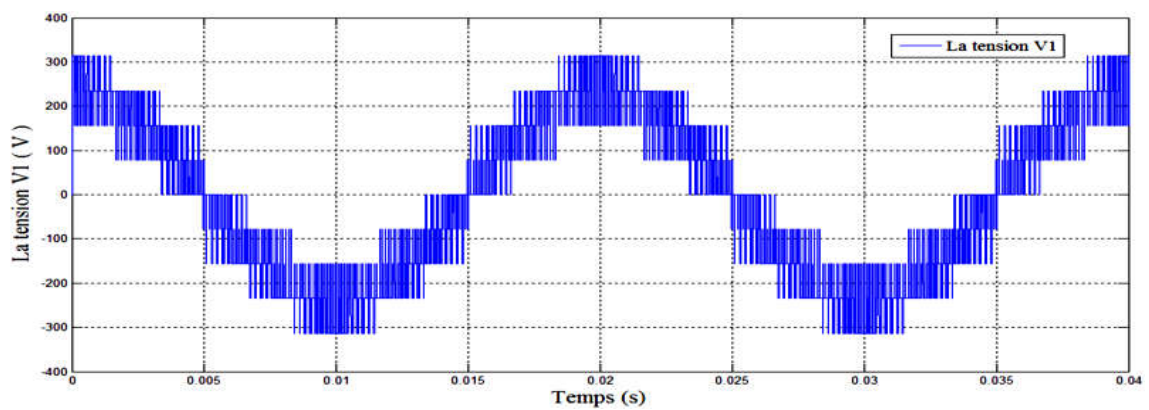


Fig. III. 33. La tension simple  $V_1$  à la sortie de l'onduleur à trois niveaux

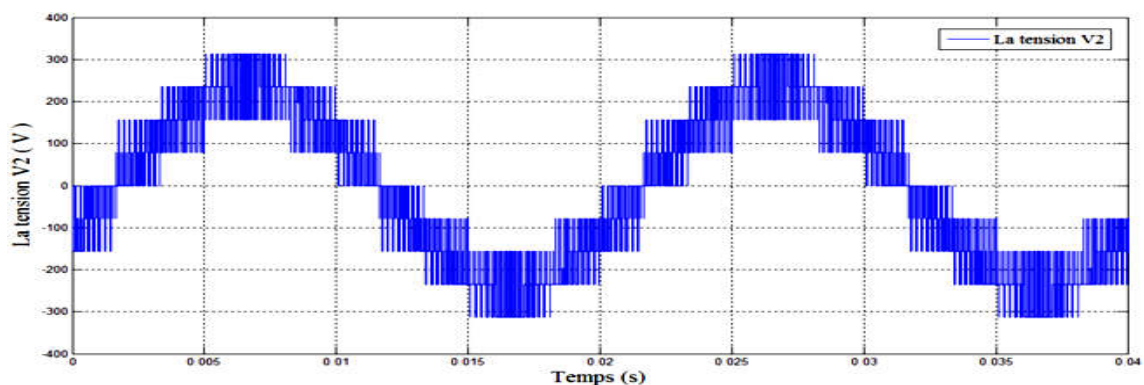


Fig. III. 34. La tension simple  $V_2$  à la sortie de l'onduleur à trois niveaux

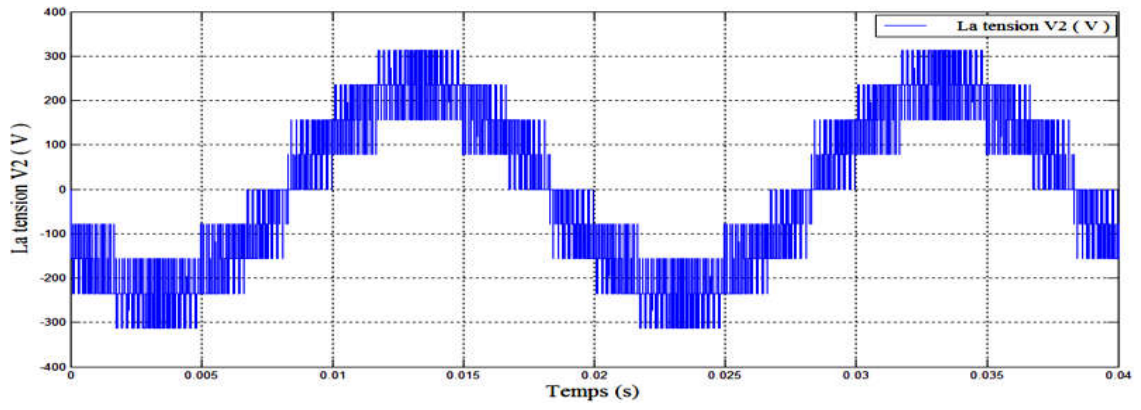


Fig. III. 35. La tension simple  $V_2$  à la sortie de l'onduleur à trois niveaux

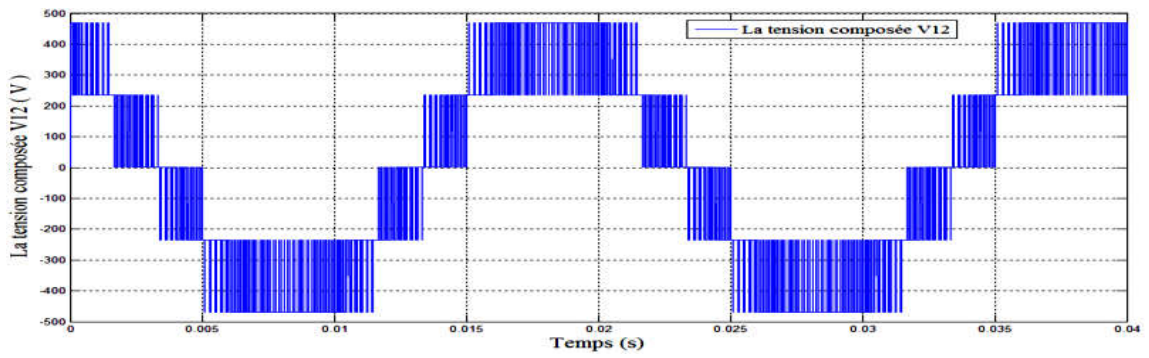


Fig. III. 36. La tension composé  $V_{12}$  à la sortie de l'onduleur à trois niveaux

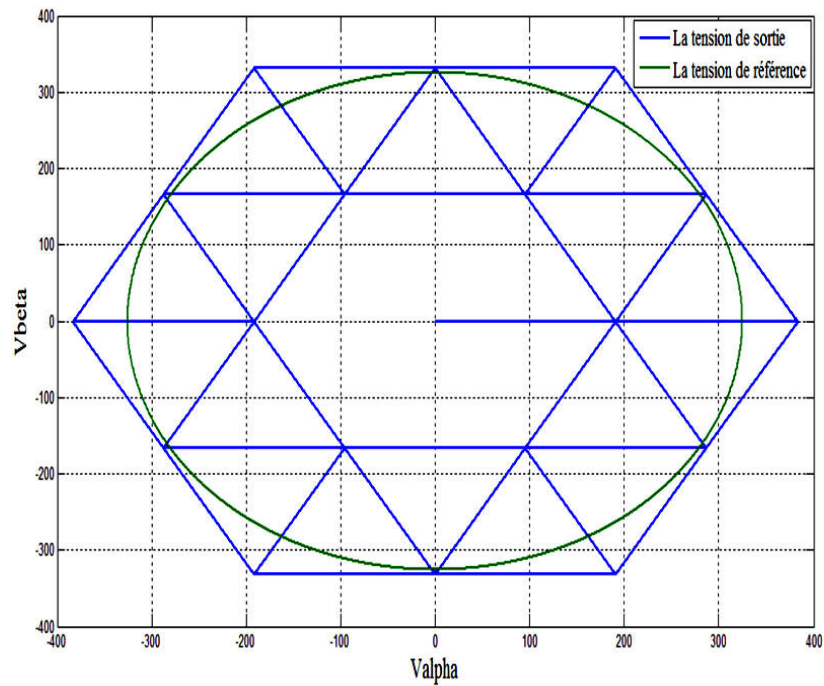


Fig. III. 37. Trajectoire du vecteur de référence et du vecteur de sortie de l'onduleur à trois niveaux



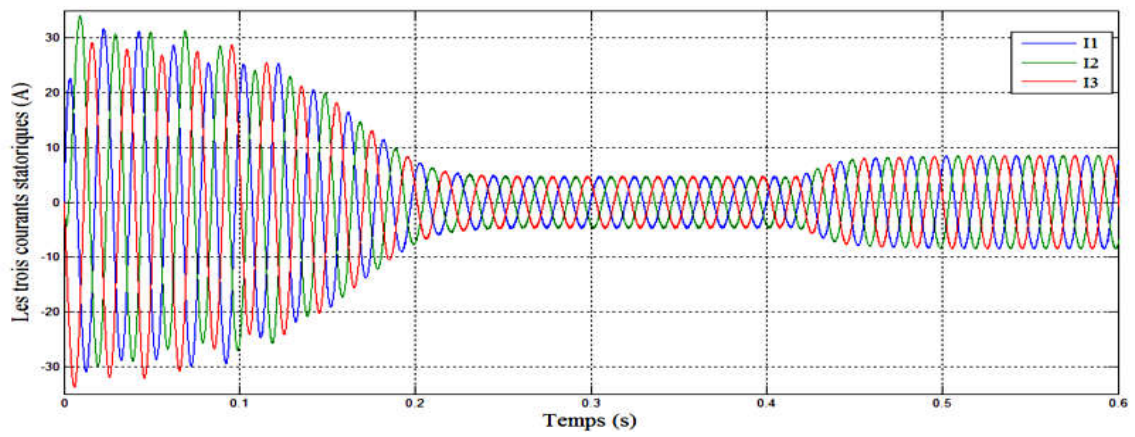


Fig. III. 38. Les courants statoriques du moteur alimenté par l'onduleur à trois niveaux

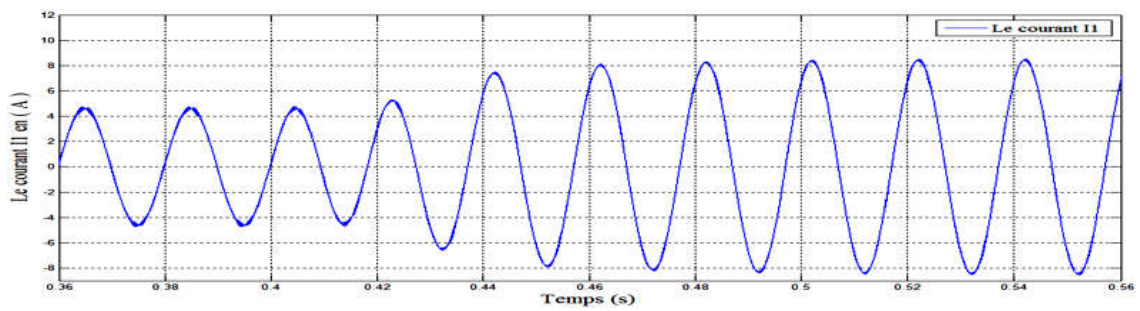


Fig. III. 39. Le courant statorique  $I_1$  de la phase 1 du moteur alimenté par l'onduleur à trois niveaux

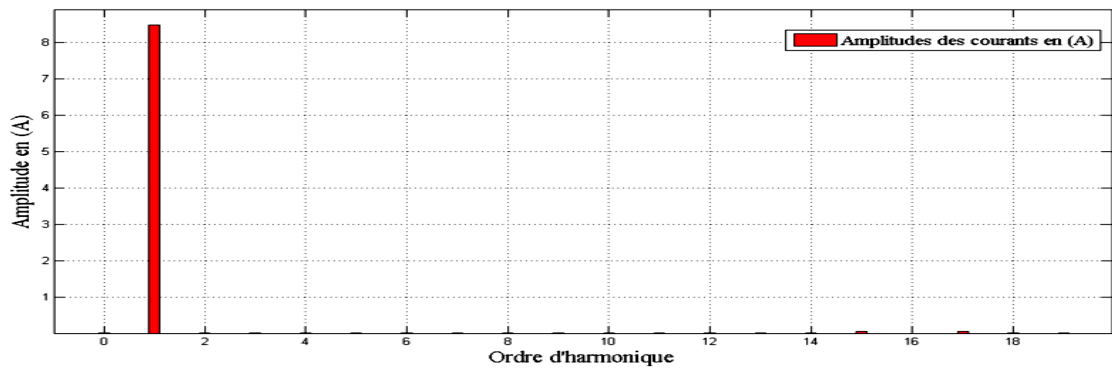


Fig. III. 40. Spectre du courant statorique  $I_1$  du moteur alimenté par l'onduleur à trois niveaux

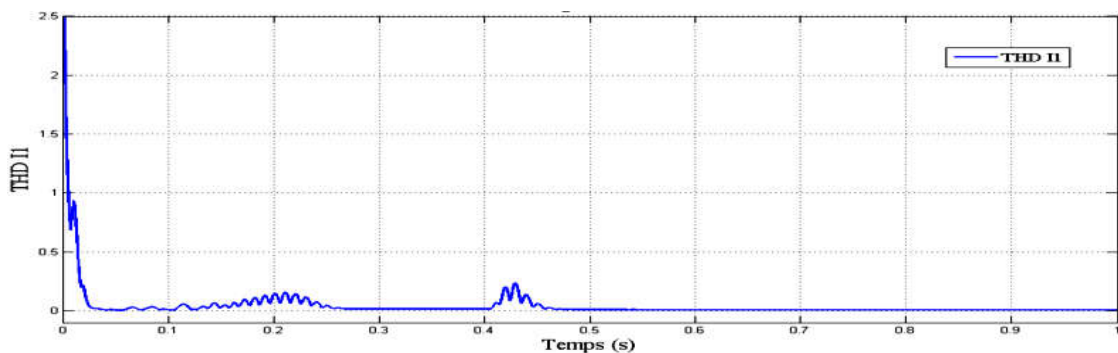


Fig. III. 41. La distorsion totale des harmoniques de courant  $THDI_1 = 0.008711 = 0.87\%$

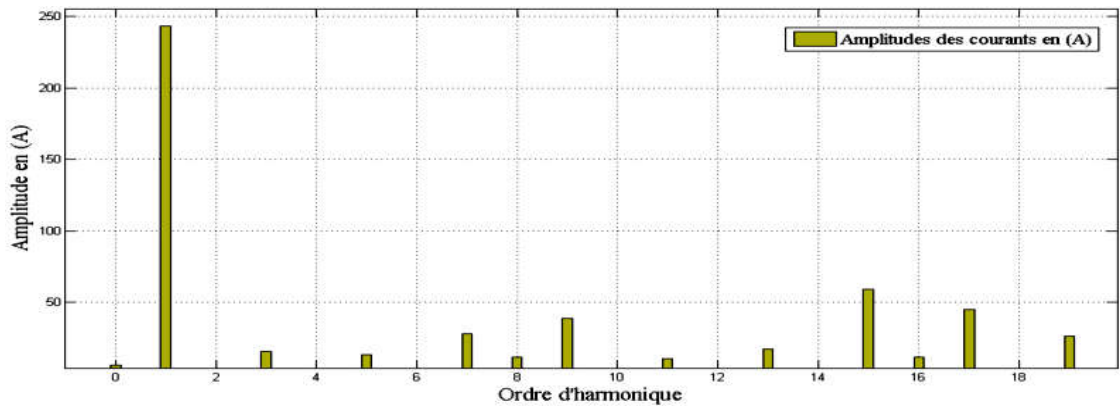


Fig. III. 42. Spectre de la tension simple  $V_1$

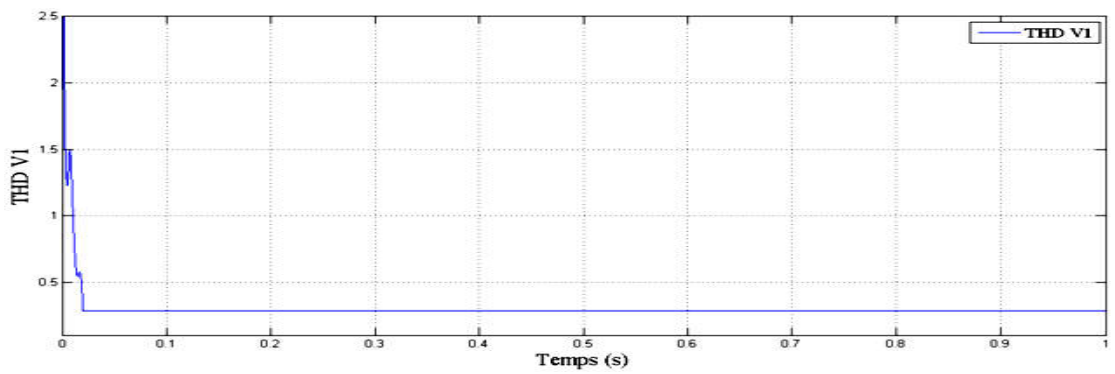


Fig. III. 43. La distorsion totale des harmoniques de tension  $THDV_1=0.2843=28.43\%$

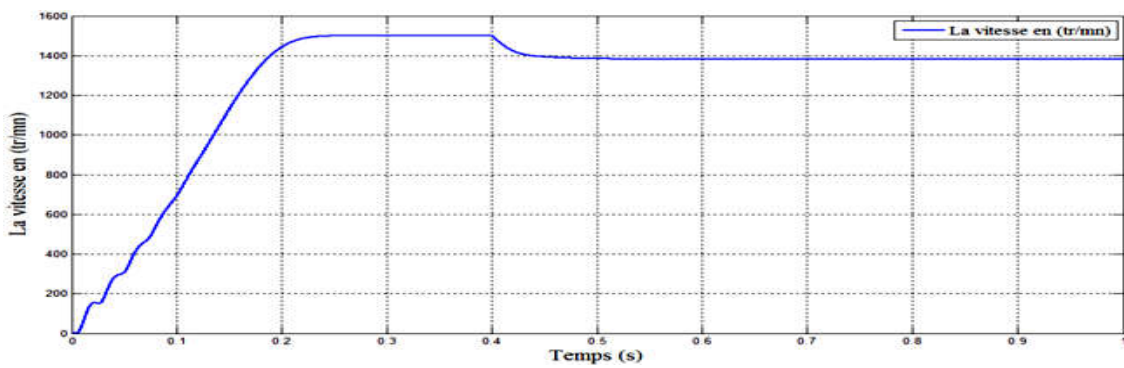


Fig. III. 44. La courbe de la vitesse du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux à vide et en charge

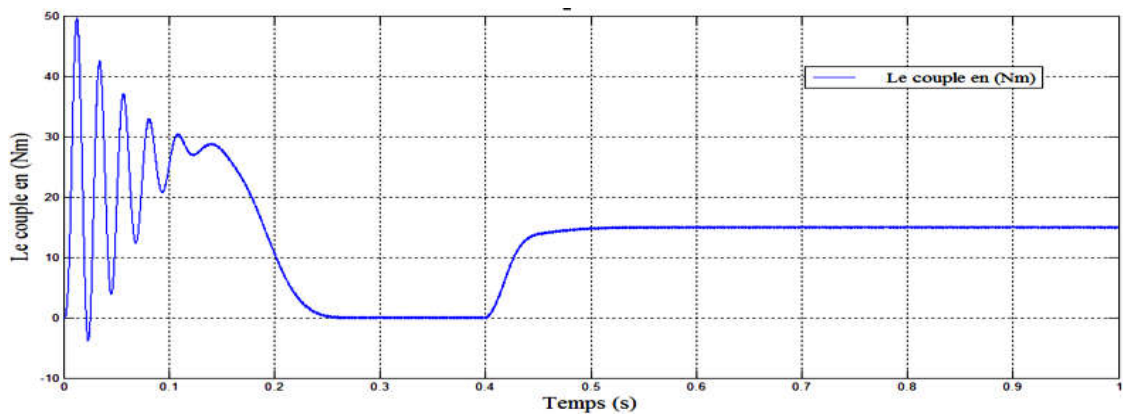


Fig. III. 45. La courbe du couple du moteur alimenté par un onduleur à trois niveaux à vide et en charge

### III.3.10 Interprétation des résultats

A partir des résultats obtenus on constate que :

- La valeur du THD de la tension de la phase A est (28.17%) pour un indice de modulation  $m=96$  et un coefficient de réglage  $r=0.886$ .
- La valeur du THD du courant de la phase 1 est (1.573 %) pour un indice de modulation  $m=96$  et un coefficient de réglage  $r=0.886$ .
- La tension simple possède neuf niveaux de tension et la tension composée possède cinq niveaux de tension.

### III.4 Onduleur à cinq niveaux

L'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est composé de trois bras symétriques constitué chacun de 8 interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est 6 par bras assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras [10].

Chaque bras est relié à une alimentation continue  $V_{dc}$ , divisée en quatre parties égales en utilisant quatre condensateurs.

Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras:  $\left(\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, 0, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{2}\right)$ .

La concordance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée dans le tableau III. 9 [10].

Tableau. III. 9 Les états d'un bras de l'onduleur.

Etat	S <sub>1x</sub>	S <sub>2x</sub>	S <sub>3x</sub>	S <sub>4x</sub>	S <sub>5x</sub>	S <sub>6x</sub>	S <sub>7x</sub>	S <sub>8x</sub>	V <sub>0x</sub>
4	1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}/2$
3	0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{dc}/4$
2	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc}/2$

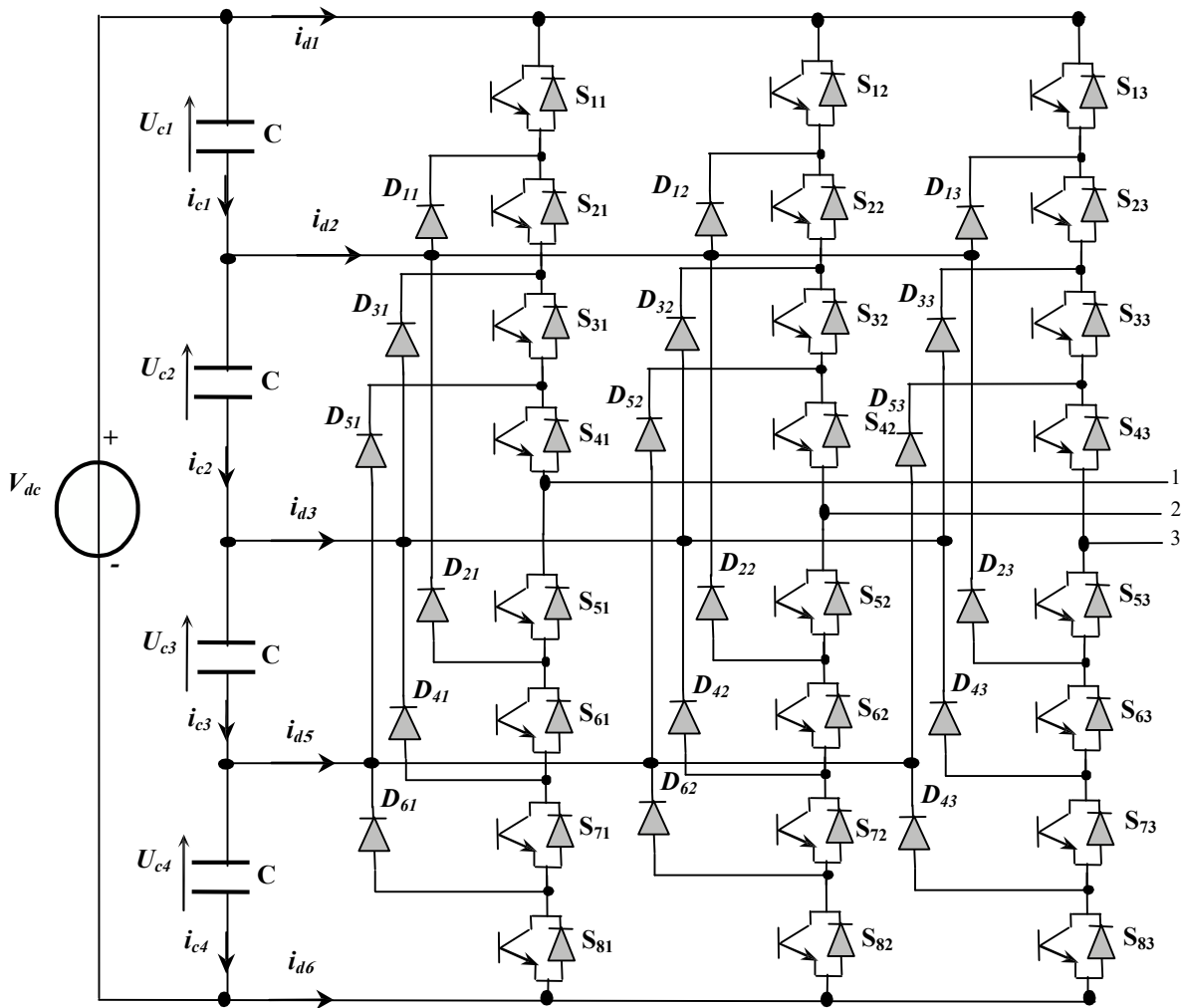


Fig. III. 46. Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante

### III.4.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à cinq niveaux

Pour chaque interrupteur  $S_{ij}$  ( $i = \overline{1-8}$  et  $j = 1,2,3$ ), on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  de la manière suivante :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{(III. 50)}$$

Les interrupteurs des demi- bras inférieurs sont complémentaires aux interrupteurs des demi- bras supérieurs:

$$F_{ij} = 1 - F_{(\overline{i-4})j} \text{ avec } i = \overline{5-8} \text{ et } j = 1,2,3 \quad \text{(III. 51)}$$

### III.4.2 Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux

Pour un bras on peut avoir l'un des cinq états possibles suivants (Fig. III.47) [2]:

**Etat 4:** Les quatre interrupteurs du demi- bras supérieur  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi- bras inférieur  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$ .

Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

**Etat 3:** Les quatre interrupteurs  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$ ,  $S_{4x}$  et  $S_{5x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{4}$ .

Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{1x}$  ou par le transistor  $S_{5x}$  et la diode de clamp  $D_{2x}$  s'il est négatif.

**Etat 2:** Les quatre interrupteurs  $S_{3x}$ ,  $S_{4x}$ ,  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = 0$ .

Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{3x}$  ou par les transistors  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  et la diode de clamp  $D_{4x}$  s'il est négatif.

**Etat 1:** Les quatre interrupteurs  $S_{4x}$ ,  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$  et  $S_{7x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{4}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{4x}$  et la diode de clamp  $D_{5x}$  ou par les transistors  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$  et  $S_{7x}$  et la diode de clamp  $D_{6x}$  s'il est négatif.

**Etat 0:** Les quatre interrupteurs du demi bras inférieur  $S_{5x}$ ,  $S_{6x}$ ,  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les quatre interrupteurs du demi bras supérieur  $S_{1x}$ ,  $S_{2x}$ ,  $S_{3x}$  et  $S_{4x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{2}$ .

Si le courant de charge  $i_x$  est négatif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est positif.

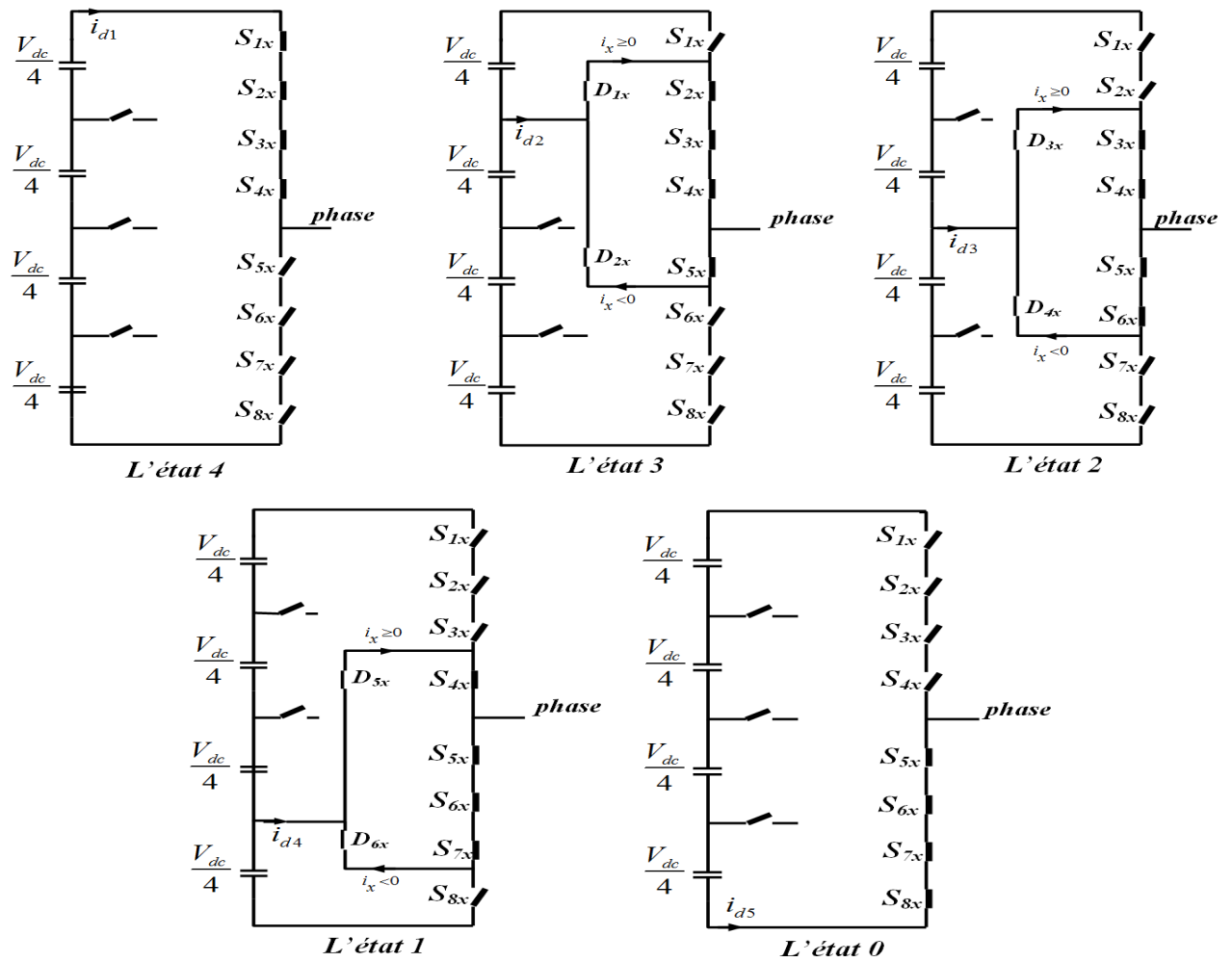


Fig. III. 47. Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.

Le tableau III. 10 résume la correspondance entre les états de chaque bras, les états de ses interrupteurs et sa tension de sa sortie.

Pour chaque bras de l'onduleur, on définit cinq fonctions de connexions, chacune associée à un des cinq états du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \\ F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \\ F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \\ F_{c4j} = F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \\ F_{c5j} = F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \end{cases} \quad j = 1,2,3 \quad (III. 52)$$

Tableau. III. 10 Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux ( $x = 1, 2$  ou  $3$ ).

Etat	$F_{1x}$	$F_{2x}$	$F_{3x}$	$F_{4x}$	$F_{5x}$	$F_{6x}$	$F_{7x}$	$F_{8x}$	$v_{xo}$
<b>4</b>	1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc} / 2$
<b>3</b>	0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{dc} / 4$
<b>2</b>	0	0	1	1	1	1	0	0	0
<b>1</b>	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc} / 4$
<b>0</b>	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc} / 2$

Les trois bras de l'onduleur peuvent prendre indépendamment un des cinq états **4**, **3**, **2**, **1** ou **0**, donc l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à  $5^3$ , soit 125 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau III.10.

A titre d'exemple les états **421** et **213** sont illustrés par la Fig. III.48.

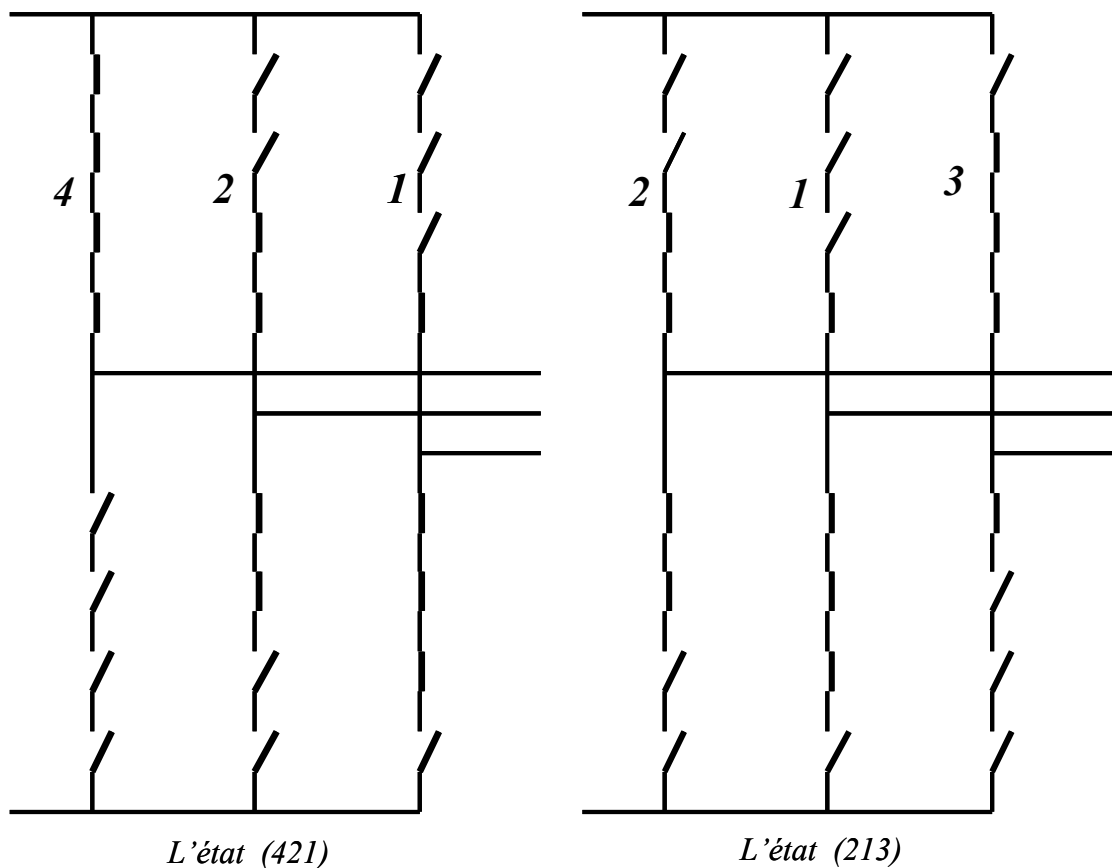


Fig. III. 48. Exemples d'états de l'onduleur à 5 niveaux

### III.4.3 Tension de sortie

Les tensions triphasées de sortie de l'onduleur à cinq niveaux par rapport au point neutre de la source (o) sont exprimées comme suit:

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} & F_{c41} & F_{c51} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} & F_{c42} & F_{c52} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} & F_{c43} & F_{c53} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 53})$$

Les tensions composées entre les bras de l'onduleur sont:

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} & F_{c41} - F_{c42} & F_{c51} - F_{c52} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} & F_{c42} - F_{c43} & F_{c52} - F_{c53} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} & F_{c43} - F_{c41} & F_{c53} - F_{c51} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 54})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 55})$$

A partir des relations (III.54) et (III.55), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} & 2F_{c41} - F_{c42} - F_{c43} & 2F_{c51} - F_{c52} - F_{c53} \\ 2F_{c12} - F_{c13} - F_{c11} & 2F_{c22} - F_{c23} - F_{c21} & 2F_{c32} - F_{c33} - F_{c31} & 2F_{c42} - F_{c43} - F_{c41} & 2F_{c52} - F_{c53} - F_{c51} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} & 2F_{c43} - F_{c41} - F_{c42} & 2F_{c53} - F_{c51} - F_{c52} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 56})$$

### III.4.4 Création du vecteur tension de référence

Selon la même procédure, le vecteur de référence, peut être repérer par les deux composantes ( $V_\alpha$  et  $V_\beta$ ). Ce vecteur s'opère en utilisant la matrice de Concordia.

Le vecteur de référence  $V_{ref}$  est toujours évalué sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs d'états de l'onduleur.



La Fig.III. 48 représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1, région N°09.

- Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit:

Le tableau (III.11) représente les différents vecteurs d'états de l'onduleur et leurs composantes  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  correspondant.

Tableau. III. 11. Etats de l'onduleur à cinq niveaux et les coordonnées du vecteur  $V_{ref}$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$

Etat de l'onduleur	$V_{\alpha x}$	$V_{\beta x}$	Etat de l'onduleur	$V_{\alpha x}$	$V_{\beta x}$
444, 333, 222, 111,000	0	0	324, 213,102	0	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$
443, 332, 221,110	$1 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$	314,203	$1 / 8V_{dc}$	$-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
442, 331,220	$1 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$	304	$1 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 2V_{dc}$
441,330	$3 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$	244, 133,022	$-1 / 2V_{dc}$	0
440	$1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$	243, 132,021	$-3 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$
434, 323, 212,101	$1 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	242, 131,020	$-1 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$
433, 322, 211,100	$1 / 4V_{dc}$	0	241,130	$-1 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
432, 321,210	$3 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$	240	0	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$
431,320	$1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$	234, 123,012	$-3 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$
430	$5 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$	224, 113,002	$-1 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$
424, 313,202	$1 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$	214,103	$-1 / 8V_{dc}$	$-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
423, 313,202	$3 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	204	0	$-\sqrt{3} / 2V_{dc}$
422, 311,200	$1 / 2V_{dc}$	0	144,033	$-3 / 4V_{dc}$	0
421,310	$5 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$	143,032	$-5 / 8V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$
420	$3 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$	142,031	$-1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$
414,303	$3 / 8V_{dc}$	$-3\sqrt{3} / 8V_{dc}$	141,030	$-3 / 8V_{dc}$	$3\sqrt{3} / 8V_{dc}$
413,302	$1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$	140	$-1 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$
412,301	$5 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	134,023	$-5 / 8V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$
411,300	$3 / 4V_{dc}$	0	124,013	$-1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$

410	$7/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	114,003	$-3/8V_{dc}$	$-3\sqrt{3}/8V_{dc}$
404	$1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	104	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
403	$5/8V_{dc}$	$-3\sqrt{3}/8V_{dc}$	044	$-V_{dc}$	0
402	$3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	043	$-7/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
401	$7/8V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	042	$-3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
400	$V_{dc}$	0	041	$-5/8V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$
344, 233, 122,011	$-1/4V_{dc}$	0	040	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
343, 232, 121,010	$-1/8V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	034	$-7/8V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
342, 231,120	0	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	024	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
341,230	$1/8V_{dc}$	$3\sqrt{3}/8V_{dc}$	014	$-5/8V_{dc}$	$-3\sqrt{3}/8V_{dc}$
340	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	004	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
334, 223, 112,001	$-1/8V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$			

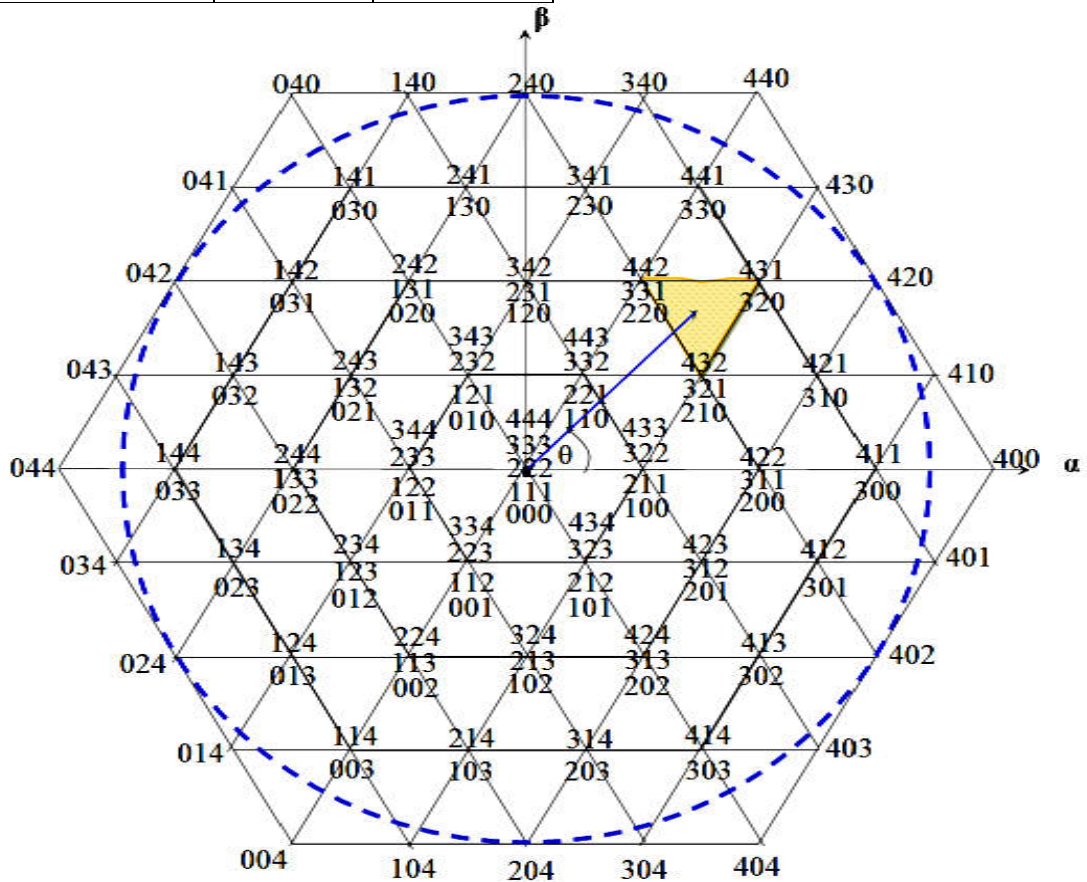


Fig. III. 49. Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux

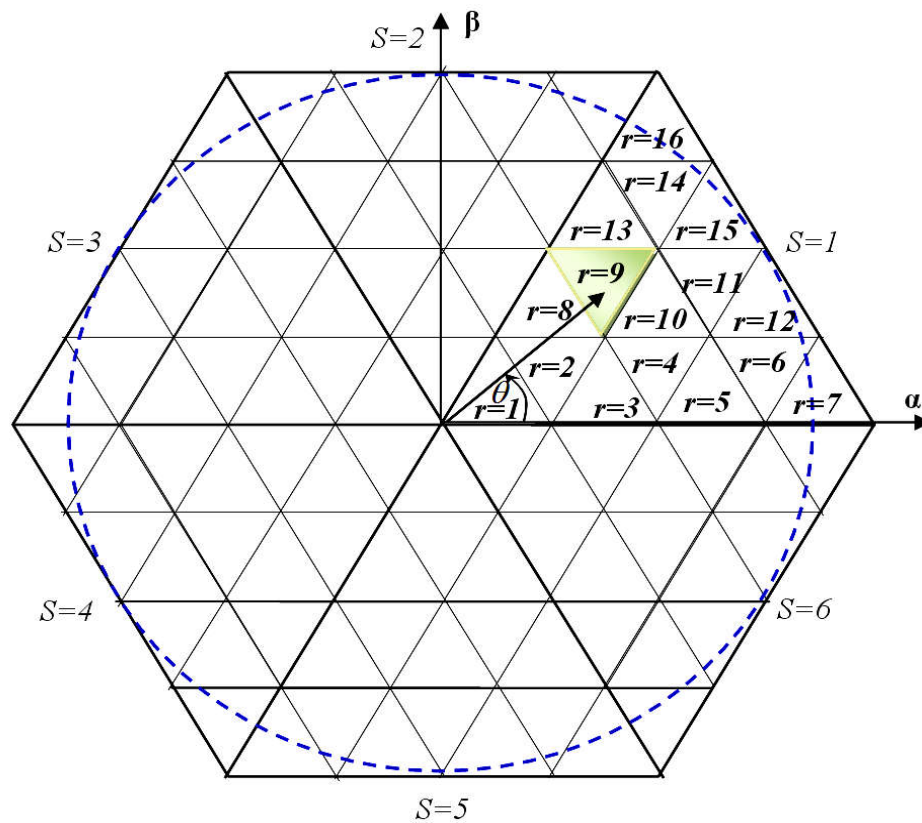


Fig. III. 50. Position des régions dans le secteur N°1

### III.4.5 Détermination des secteurs et régions

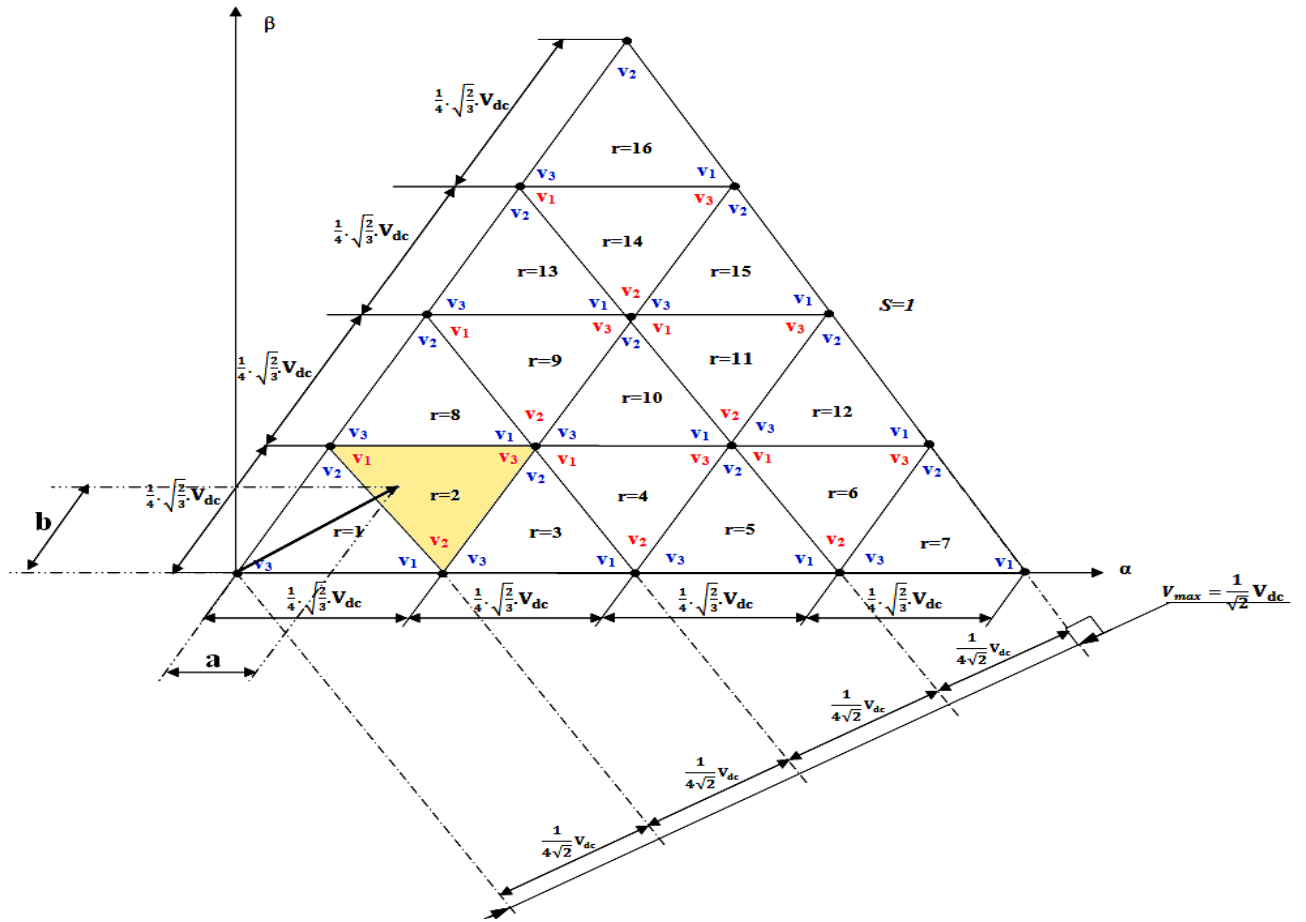
De la même manière que l'onduleur à trois niveaux, soit à partir des coordonnées polaires et de la position angulaire ou soit on utilisant les équations cartésiennes des droites ( $\mathbf{v}_\beta$  en fonction de  $\mathbf{v}_\alpha$ ) entourantes la région, on déduit dans quel secteur ( $s$ ), et dans quelle région ( $r$ ) se situe le vecteur  $\mathbf{v}_{\text{ref}}$  de la manière suivante:

- on détermine les secteurs  $s$ :

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{III. 57})$$

On va représenter juste la première et la deuxième région du premier secteur:

- En utilisant les deux distances  $\mathbf{a}$  et  $\mathbf{b}$  :

Fig. III. 51. Détermination des deux distances  $a$  et  $b$ 

$$\begin{cases} a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{\text{ref}} \cdot \sin\theta \\ b = V_{\text{ref}} \cdot \left( \cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) \end{cases} \quad (\text{III. 58})$$

On déduit les régions comme suit :

$$\text{Si } a \leq \left(\frac{1}{4}\right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\text{dc}} \quad \text{et } b \leq \left(\frac{1}{4}\right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\text{dc}} \quad \text{et } (a+b) \leq \left(\frac{1}{4}\right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\text{dc}}; \quad r=1.$$

$$\text{Si } a \leq \left(\frac{1}{4}\right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\text{dc}} \quad \text{et } b \leq \left(\frac{1}{4}\right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\text{dc}} \quad \text{et } (a+b) > \left(\frac{1}{4}\right) \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{\text{dc}}; \quad r=2.$$

- En utilisant les équations cartésiennes des droites ( $v_\beta$  en fonction de  $v_\alpha$ ) entourant la région.

$$\text{Si } V_\beta \leq -\sqrt{3} \cdot V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{8}} V_{\text{dc}}; \quad r = 1.$$

$$\text{Si } V_\beta < -\frac{1}{4\sqrt{2}} V_{\text{dc}} \quad \text{et } V_\beta > -\sqrt{3} \cdot V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{8}} V_{\text{dc}} \quad \text{et } V_\beta > \sqrt{3} \cdot V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{8}} V_{\text{dc}}, \quad r = 2.$$

### III.4.6 Calcul des temps de commutation pour chaque région

• La détermination des temps de commutation se fait de la même manière dans tous les secteurs et il est différent d'une région à l'autre dans le même secteur, de ce fait, on va présenter la méthode de calcul pour la **neuvième région** du premier secteur.

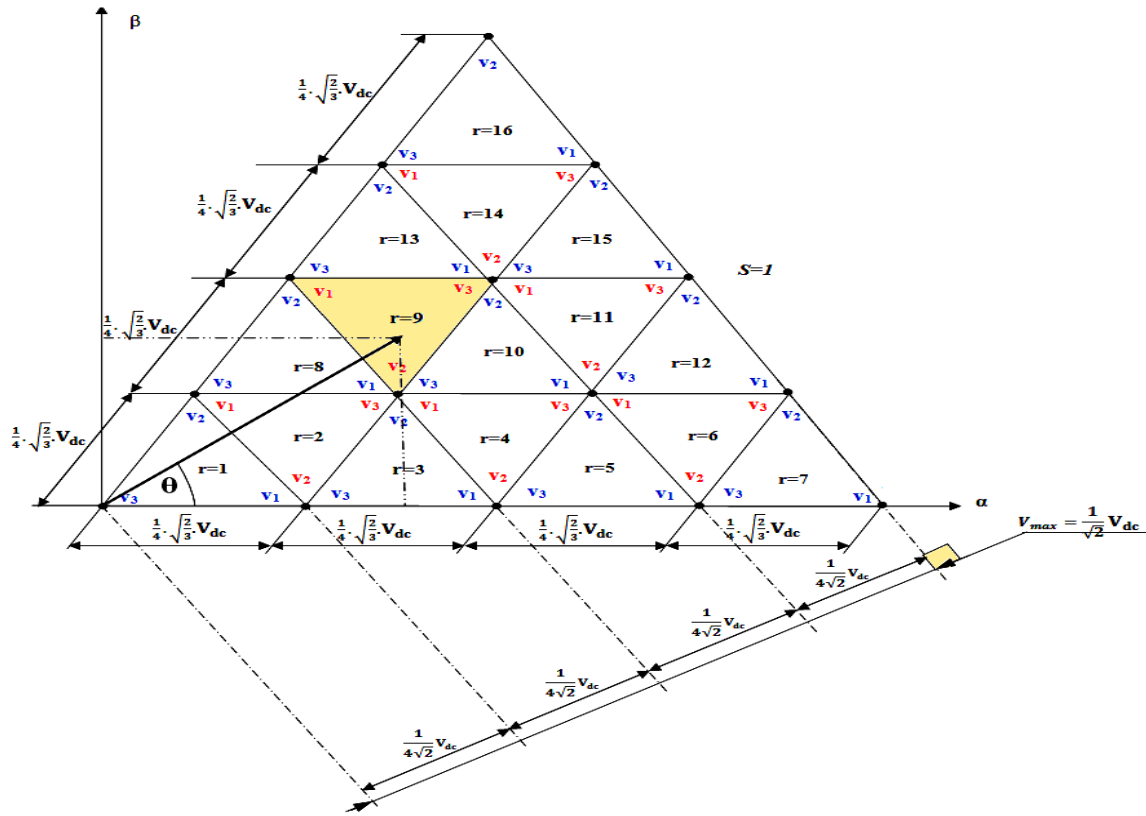


Fig. III. 52. Calcul des temps de commutation pour la région N°9

• **Région N°9**

Lors du passage du vecteur de référence  $V_{ref}$  à travers la région N°9, on doit reconstituer ce vecteur en utilisant les vecteurs d'états de cette région comme suit : (210, 220, 320, 321, 331, 431, 432, 442) pour la première demi-période de modulation ( $\frac{T_m}{2}$ ) et les appliqués pour la deuxième demi-période de la manière suivante : (442, 432, 431, 331, 321, 320, 220, 210).

Le calcul des temps de commutation se fait comme suit:

On a:

$$\int_0^{T_m} V_{ref} = \int_0^{T_1} V_1 \cdot dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 \cdot dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 \cdot dt \tag{III. 59}$$

et  $T_m \cdot \vec{V}_{ref} = T_1 \cdot \vec{V}_1 + T_2 \cdot \vec{V}_2 + T_3 \cdot \vec{V}_3$

On peut écrire:

$$T_m \cdot |V_{ref}| \cdot (\cos\theta + j \cdot \sin\theta) = T_1 \cdot \frac{1}{4} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{3}{8} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} + j \cdot \left( T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{1}{4\sqrt{2}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{dc} \right)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \cos(\theta) = T_1 \cdot \frac{1}{4} \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{3}{8} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \\ T_m \cdot |V_{ref}| \cdot \sin(\theta) = T_1 \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{1}{4\sqrt{2}} V_{dc} + T_3 \cdot \frac{1}{2\sqrt{2}} V_{dc} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \cos(\theta) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot T_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_2 + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_3 \\ T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) = T_1 + \frac{1}{2} \cdot T_2 + T_3 \end{cases}$$

Avec

$$\Rightarrow T_3 + T_1 = T_m \cdot \frac{2\sqrt{2}|V_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \sin(\theta) \quad (\text{III. 60})$$

$$\text{Avec } T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

$$\text{et } K = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{V_{dc}}$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} T_m \cdot K \cdot \cos(\theta) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot T_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot T_2 + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_3 \\ T_m \cdot K \cdot \sin(\theta) = T_1 + \frac{1}{2} \cdot T_2 + T_3 \\ T_m = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases}$$

On a un système de trois équations à trois inconnus (T1, T2 et T3), sa résolution nous donne les solutions suivantes:

$$\boxed{\begin{cases} T_1 = T_m \cdot \left(1 + 2 \cdot K \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right) \\ T_2 = 2 \cdot T_m \cdot (1 - K \cdot \sin(\theta)) \\ T_3 = 2 \cdot T_m \cdot \left(K \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1\right) \end{cases}} \quad (\text{III. 61})$$

Par la même méthode, on déduit les temps de commutation de toutes les régions. Les temps  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$  ou  $T_3$  sont donnés par le tableau II.12: avec  $K = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_{ref}}{V_{dc}}$ .

Tableau. III. 12. Calcul des temps  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$ .

Régions	Les temps $T_1$ , $T_2$ et $T_3$	Régions	Les temps $T_1$ , $T_2$ et $T_3$
<b>Région 1</b>	$T_1=2.T_m.k.\sin((\pi/3)-\theta).$ $T_2=2.T_m.k.\sin(\theta).$ $T_3=T_m.(1-2.k.\sin((\pi/3)+\theta)).$	<b>Région 09</b>	$T_1=T_m*(1+2.k.\sin(\alpha-(\pi/3))).$ $T_2=T_m.(2-2.k.\sin(\alpha)).$ $T_3=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)+\alpha)-2).$
<b>Région 2</b>	$T_1=T_m.(1+2.k.\sin(\alpha-(\pi/3))).$ $T_2=T_m.(1-2.k.\sin(\alpha)).$ $T_3=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)+\alpha)-1).$	<b>Région 10</b>	$T_1=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)-\alpha)-1).$ $T_2=T_m.(2.k.\sin(\alpha)-1).$ $T_3=T_m.(3-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$
<b>Région 3</b>	$T_1=T_m.(3.k.\sin((\pi/3)-\alpha)-1).$ $T_2=3.T_m.k.\sin(\alpha).$ $T_3=T_m.(2-3.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$	<b>Région 11</b>	$T_1=T_m.(2+2.k.\sin(\alpha-(\pi/3))).$ $T_2=T_m.(2-2.k.\sin(\alpha)).$ $T_3=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)+\alpha)-3).$
<b>Région 4</b>	$T_1=T_m.(2+2.k.\sin((\alpha-\pi/3))).$ $T_2=T_m.(1-2.k.\sin(\alpha)).$ $T_3=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)+\alpha)-2).$	<b>Région 12</b>	$T_1=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)-\alpha)-2).$ $T_2=T_m.(2.k.\sin(\alpha)-1).$ $T_3=T_m.(4-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$
<b>Région 5</b>	$T_1=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)-\alpha)-2).$ $T_2=2.T_m.k.\sin(\alpha).$ $T_3=T_m.(3-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$	<b>Région 13</b>	$T_1=T_m.2.k.\sin((\pi/3)-\alpha).$ $T_2=T_m.(3.k.\sin(\alpha)-2).$ $T_3=T_m.(3-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$
<b>Région 6</b>	$T_1=T_m.(3+2.k.\sin((\alpha-\pi/3))).$ $T_2=T_m.(1-2.k.\sin(\alpha)).$ $T_3=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)+\alpha)-3).$	<b>Région 14</b>	$T_1=T_m.(1+2.k.\sin(\alpha-(\pi/3))).$ $T_2=T_m.(3-2.k.\sin(\alpha)).$ $T_3=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)+\alpha)-3).$
<b>Région 7</b>	$T_1=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)-\alpha)-3).$ $T_2=2.T_m.k.\sin(\alpha).$ $T_3=T_m.(4-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$	<b>Région 15</b>	$T_1=T_m.(2.k.\sin((\pi/3)-\alpha)-1).$ $T_2=T_m.(2.k.\sin(\alpha)-2).$ $T_3=T_m.(4-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$
<b>Région 8</b>	$T_1=2.T_m.k.\sin((\pi/3)-\alpha).$ $T_2=2.T_m.k.\sin(\alpha).$ $T_3=T_m.(2-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$	<b>Région 16</b>	$T_1=T_m.2.k.\sin((\pi/3)-\alpha).$ $T_2=T_m.(2.k.\sin(\alpha)-3).$ $T_3=T_m.(4-2.k.\sin((\alpha+\pi/3))).$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur et à partir de la Fig. II.49, on déduit les largeurs d'impulsions (durées des fermeture des interrupteurs) des six interrupteurs durant la période de modulation  $T_m$ , dans chacun des six secteurs.

Les durées de fermeture des interrupteurs pour une région sont différentes d'un secteur à l'autre. Les interrupteurs des demis-bras inférieurs sont complémentaires avec ceux des demis-bras supérieurs.

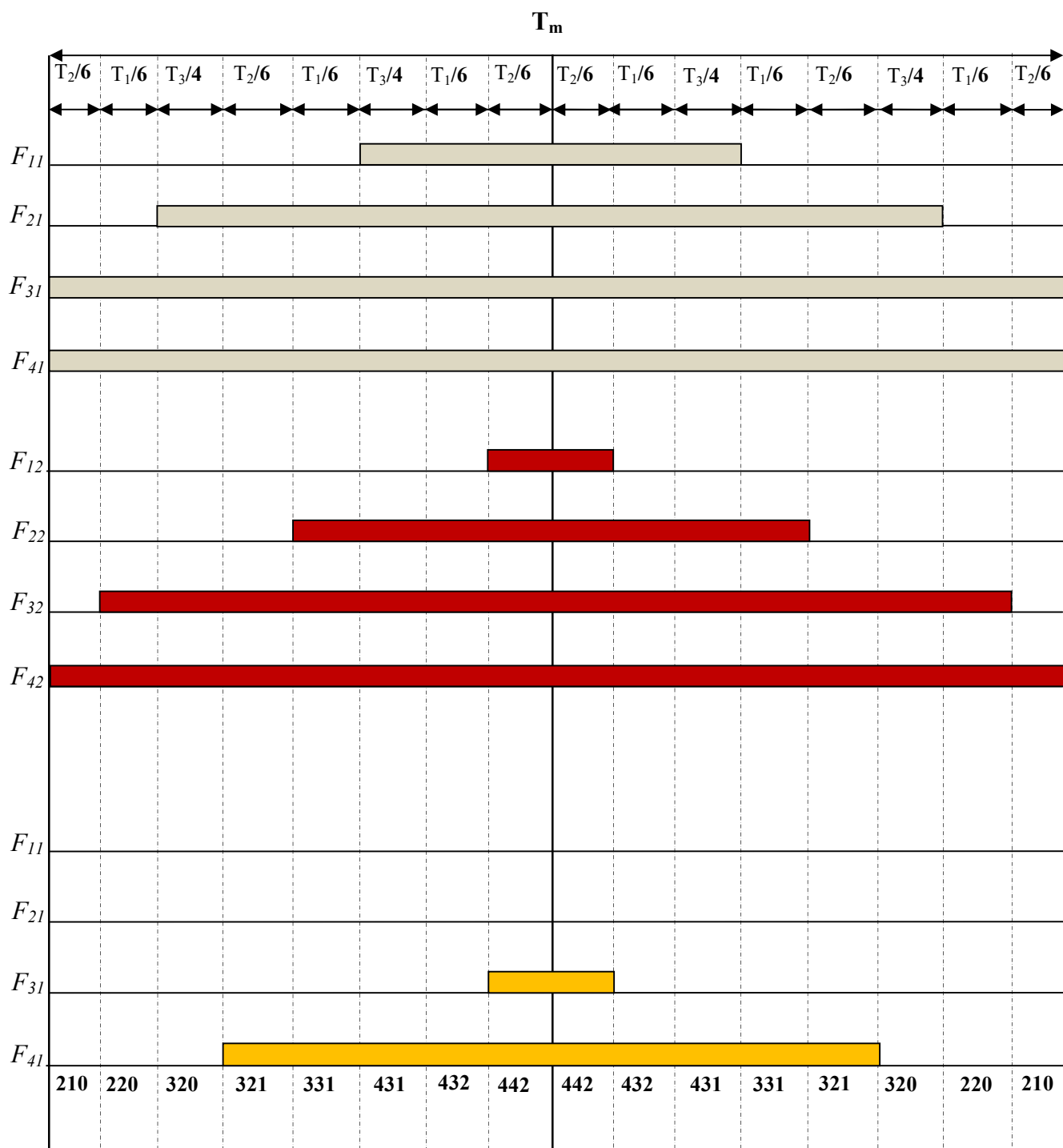


Fig. III. 53. Fonctions logiques  $F_{ij}$  dans la région N°9 du premier secteur

A titre d'exemple, les durées de fermeture des interrupteurs des demis-bras supérieurs pour la région N° 09 du premier secteur, sont résumées dans le tableau III.13.



Tableau. III. 13. Durées de fermeture des interrupteurs pour la région N° 09 du premier secteur.

Région	Demis-bras sup N°1	Demis-bras sup N°2	Demis-bras sup N°3
09	$S_{11}=T_1 /2 +T_2 /2+ T_3 /2$	$S_{12}=T_1 /3$	$S_{13}=0$
	$S_{21}=2.T_1 /3 +2.T_2 /3+ T_3$	$S_{22}=2.T_1 /3 +T_2 /3+ T_3/2$	$S_{23}=0$
	$S_{31}=T_1 /2 +T_2 /2+ T_3$	$S_{32}=T_1 +2.T_2 /3+ T_3$	$S_{33}=T_1 /3+T_2 /3$
	$S_{41}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{42}=T_m$	$S_{43}=2.T_1 /3+2.T_2 /3+ T_3/2$

### III.4.7 Simulation numérique

La charge connecté à l'onduleur à cinq niveaux est toujours la même (moteur asynchrone) ayant les mêmes caractéristiques. La tension continue à l'entrée de l'onduleur est de 470 V.

Les testes de simulation sont effectués pour un coefficient de réglage  $r=0.886$ , un indice de modulation  $m=96$ , et un algorithme à MLI vectorielle pour un onduleur à cinq niveaux.

### III.4.8 Résultats de simulation

Les résultats obtenus par les testes de simulation pour valider l'algorithme développé pour commander l'onduleur à cinq niveaux sont illustrés ci-dessous:

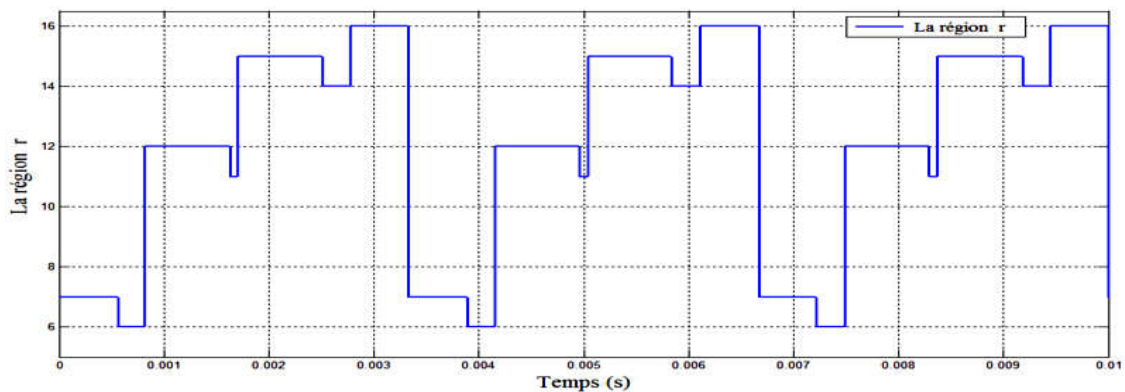
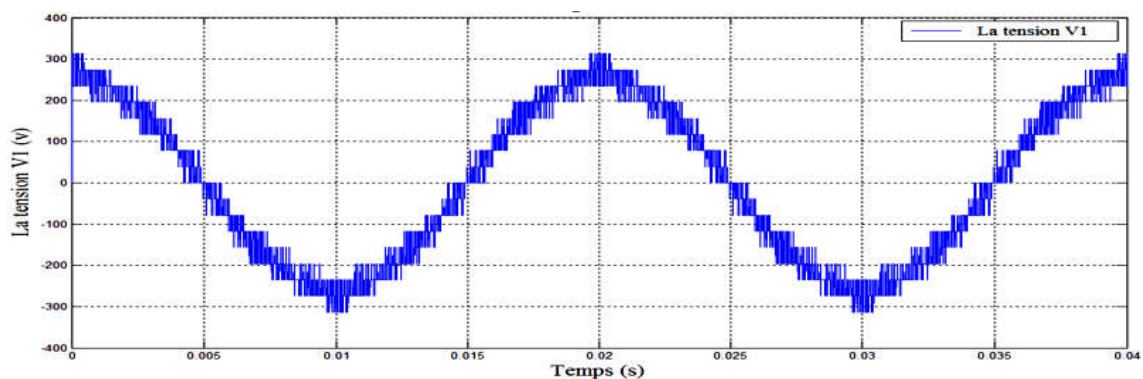


Fig. III. 54. Le déplacement du vecteur de référence entre les régions de l'onduleur à cinq niveaux

Fig. III. 55. La tension simple  $V_1$  à la sortie de l'onduleur à cinq niveaux.

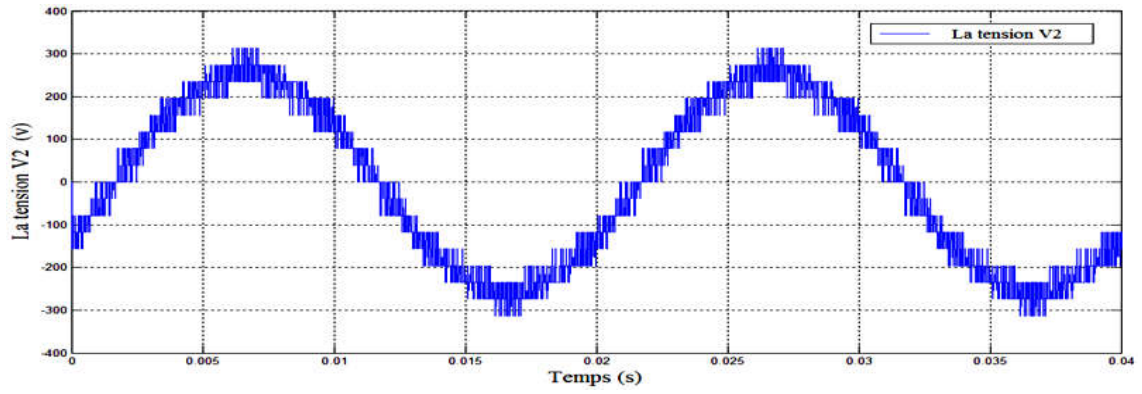


Fig. III. 56. La tension simple  $V_2$  à la sortie de l'onduleur à cinq niveaux

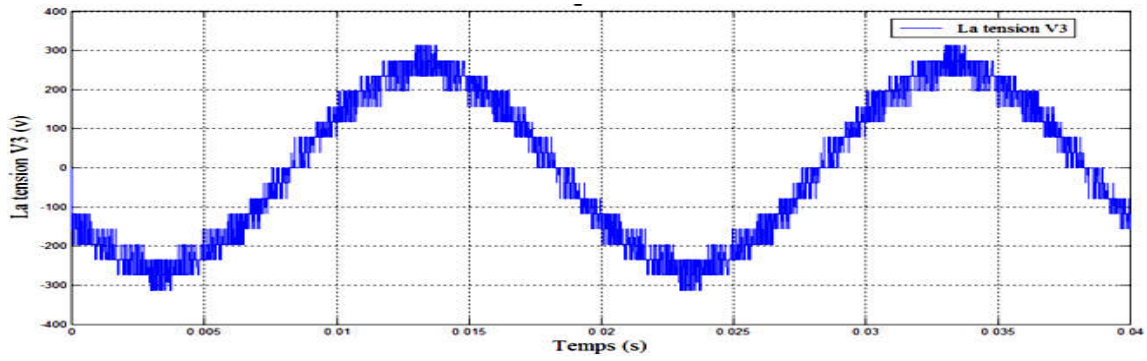


Fig. III. 57. La tension simple  $V_3$  à la sortie de l'onduleur à cinq niveaux

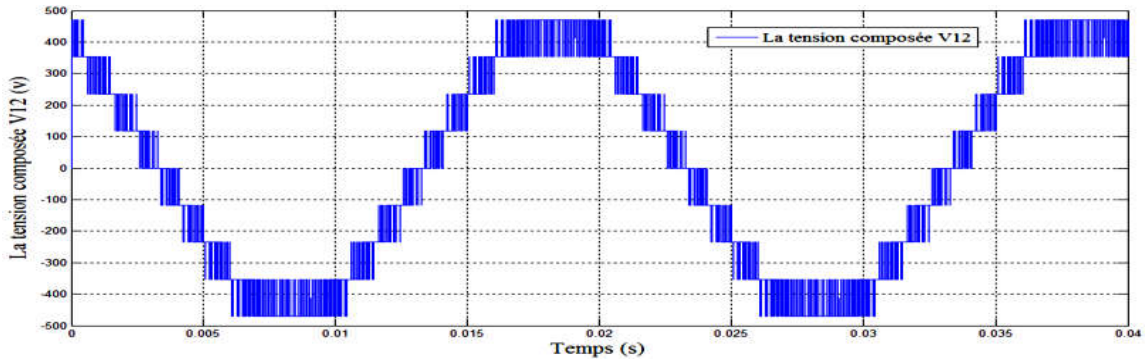


Fig. III. 58. La tension composée  $V_{12}$  à la sortie de l'onduleur à cinq niveaux

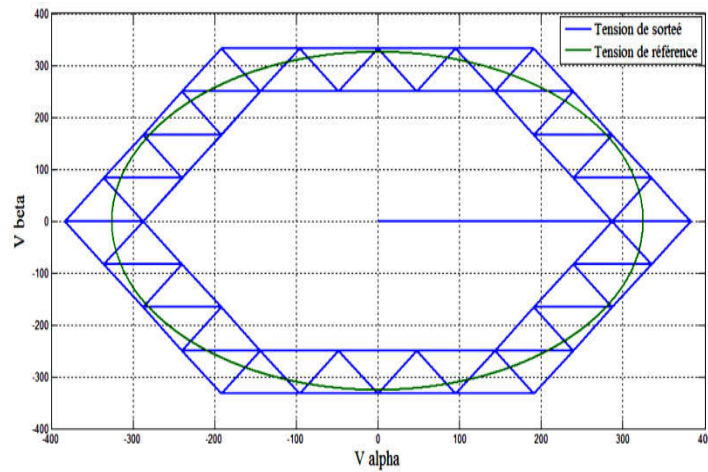


Fig. III. 59. Trajectoire du vecteur de référence et du vecteur de sortie de l'onduleur à cinq niveaux

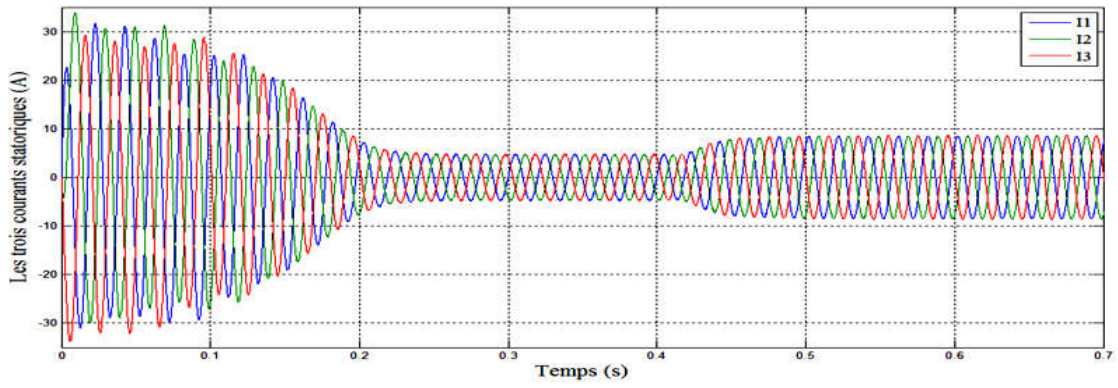


Fig. III. 60. Les trois courants statoriques du moteur commandé par un onduleur à cinq niveaux

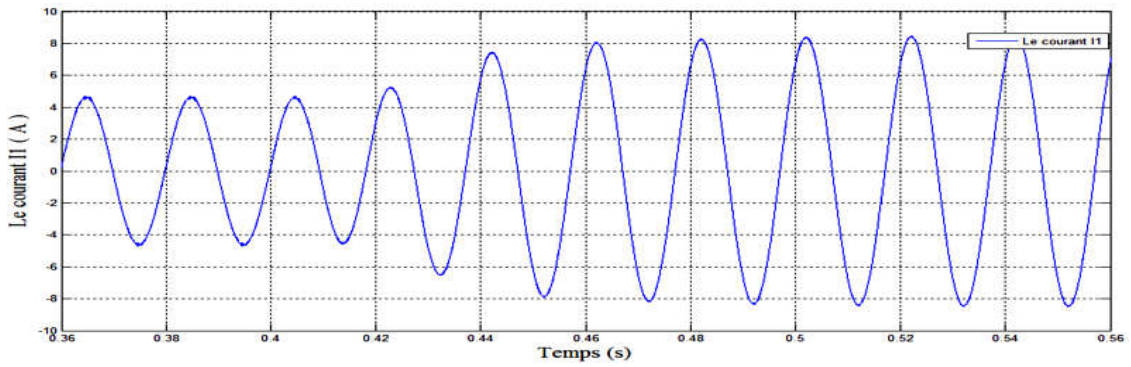


Fig. III. 61. Le courant statorique  $I_1$  de la phase 1

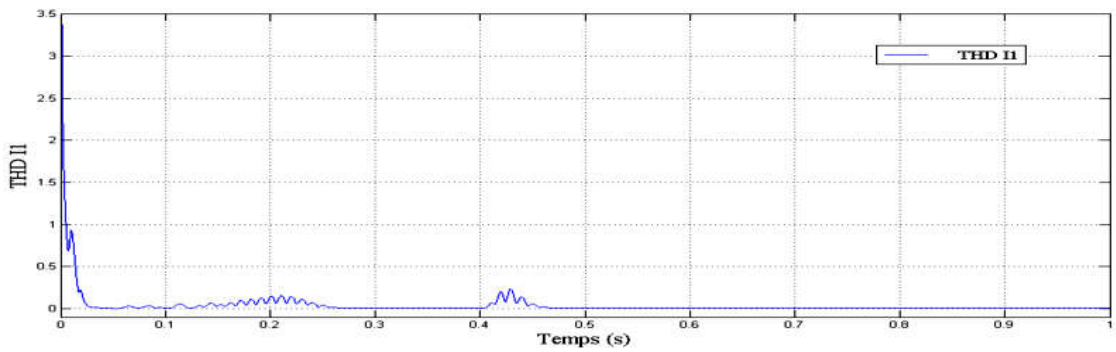


Fig. III. 62. La distorsion totale des harmoniques du courant  $THDI_1 = 0.0039 = 0.39$

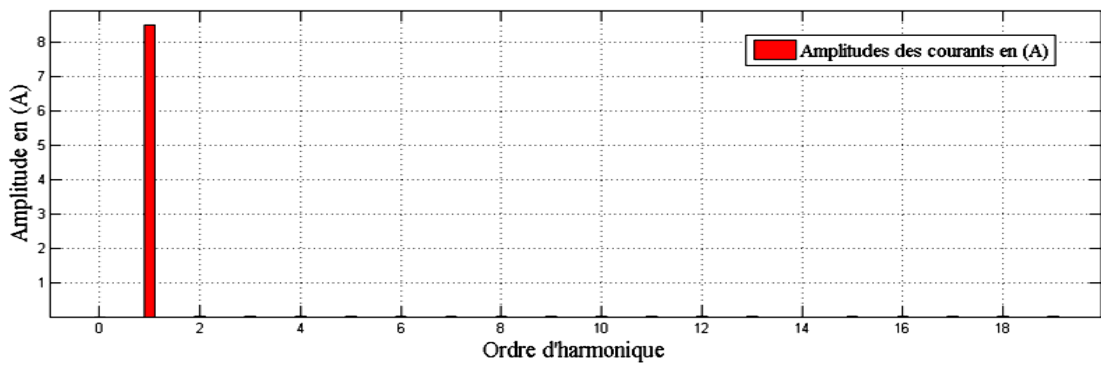


Fig. III. 63. Spectre du courant statorique

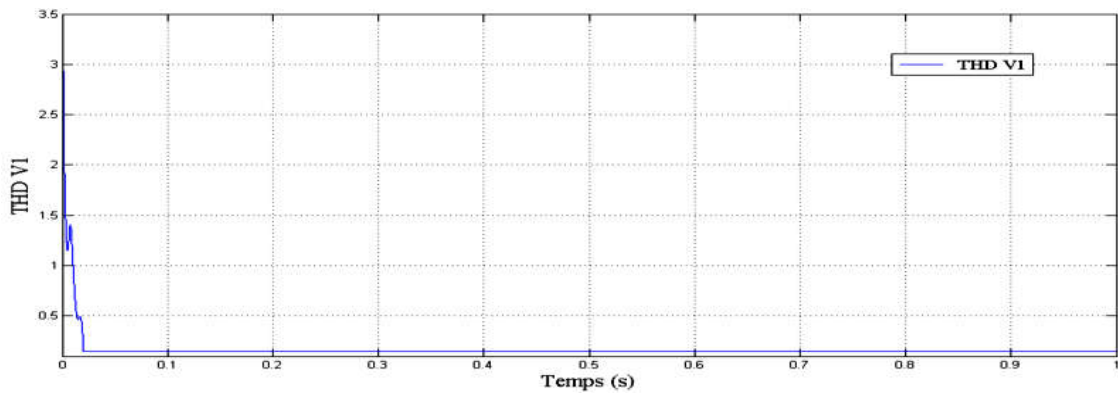


Fig. III. 64. La distorsion totale des harmoniques de tension  $THDV_1=0.1463=14.63\%$

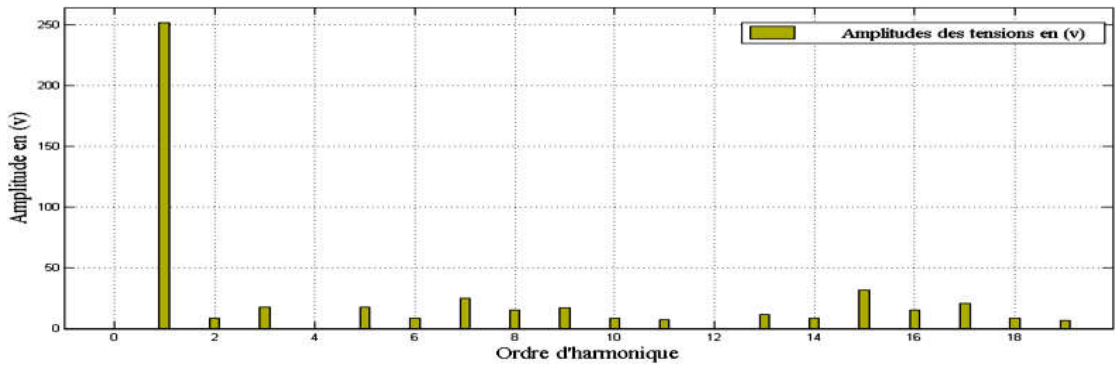


Fig. III. 65. Spectrale de la tension simple

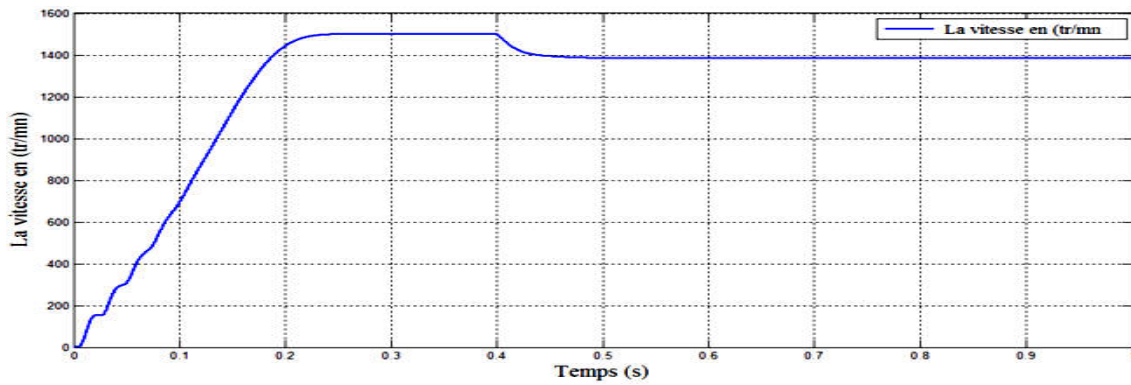


Fig. III. 66. Courbe de la vitesse du moteur à vide et en charge

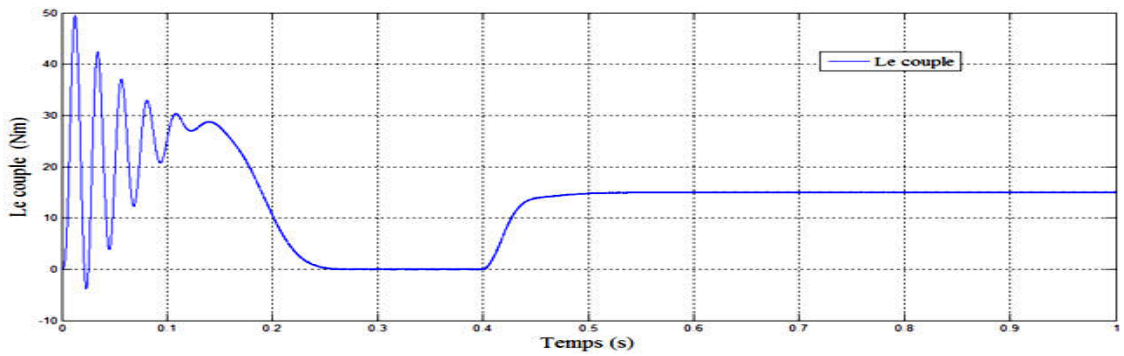


Fig. III. 67. La courbe du couple du moteur à vide et en charge

### III.4.9 Interprétation des résultats

La valeur du THD de la tension de la phase A est (14.76%) pour un indice de modulation  $m=96$  et un coefficient de réglage  $r=0,886$ .

La valeur du THD du courant de la phase A est 1.09%, pour un indice de modulation  $m=96$  et le coefficient de réglage  $r=0,886$ .

La tension simple possède dix-sept niveaux de tension et la tension composée possède neuf niveaux de tension, ainsi sa forme est plus proche de la forme sinusoïdale.

## III.5 Onduleur à sept niveaux

Pour aborder l'étude de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes on va se basé sur les études faites précédemment sur les onduleurs à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux.

### III.5.1 Structure de l'onduleur à sept niveaux

La structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes est représentée sur la Fig. III.67 Ce dernier se compose de trois bras symétriques constitué chacun de **12** interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture du circuit inductif de sa charge. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable  $S_{ij}$  ( $i=1, \dots, 12$  et  $j=1, 2$  ou  $3$ ) et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est **10** par bras ( $D_{kj}$ ,  $k=1, \dots, 10$ ) assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras. Chaque bras est relié à une alimentation continue  $V_{dc}$ , ces six générateurs sont égaux  $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_{c5} = U_{c6} = \frac{V_{dc}}{6}$ .

Cet onduleur est dit à sept niveaux car il délivre sept niveaux de tension par bras  $\left( \frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, \frac{V_{dc}}{6}, 0, -\frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{2} \right)$ .

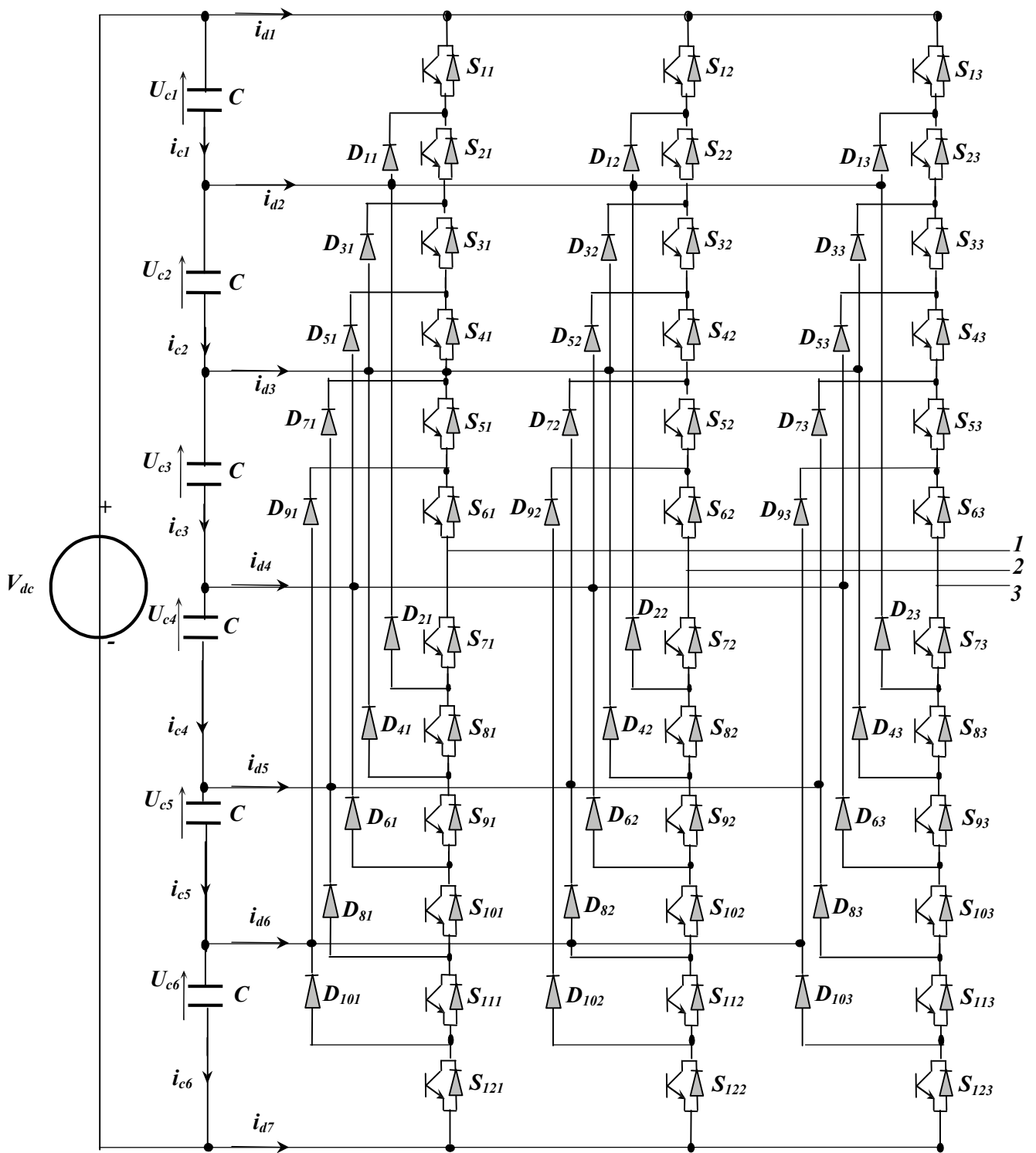


Fig. III. 68. Structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottante

### III.5.2 Fonctions de commutation de l'onduleur à sept niveaux

Pour chaque interrupteur  $S_{ij}$  ( $i = \overline{1-12}$   $j = 1,2,3$ ), on définit une fonction de commutation  $F_{ij}$  de la manière suivante :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III. 62})$$

Les interrupteurs des demis-bras inférieurs sont complémentaires aux interrupteurs des demis-bras supérieurs:

$$F_{ij} = 1 - F_{(\overline{i-6})j} \text{ avec } i = \overline{7-12} \text{ et } j = 1,2,3 \quad (\text{III. 63})$$

### III.5.3 Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux

Chaque bras de l'onduleur peut avoir un des sept états possibles suivants la Fig. III.68:

**Etat 6:** Les six interrupteurs du demi-bras supérieur  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$  et  $S_{6x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les six interrupteurs du demi-bras inférieur  $S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$  et  $S_{12x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{2}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est négatif.

**Etat 5:** Les six interrupteurs  $S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}$  et  $S_{7x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les six interrupteurs  $S_{1x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$  et  $S_{12x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{4}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$  et  $S_{6x}$  et la diode de clamp  $D_{1x}$  ou par le transistor  $S_{7x}$  et la diode de clamp  $D_{2x}$  s'il est négatif.

**Etat 4:** Les six interrupteurs  $S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}$  et  $S_{8x}$  sont fermés, tandis que les six interrupteurs  $S_{1x}, S_{2x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$  et  $S_{12x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = \frac{V_{dc}}{6}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$  et  $S_{6x}$  et la diode de clamp  $D_{3x}$  ou par les transistors  $S_{7x}$  et  $S_{8x}$  et la diode de clamp  $D_{4x}$  s'il est négatif.

**Etat 3:** Les six interrupteurs  $S_{4x}, S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}, S_{8x}$  et  $S_{9x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les six interrupteurs  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{10x}, S_{11x}$  et  $S_{12x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est  $V_{x0} = 0$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{4x}, S_{5x}$  et  $S_{6x}$  la diode de clamp  $D_{5x}$  ou par les transistors  $S_{7x}, S_{8x}$  et  $S_{9x}$  et la diode de clamp  $D_{6x}$  s'il est négatif.

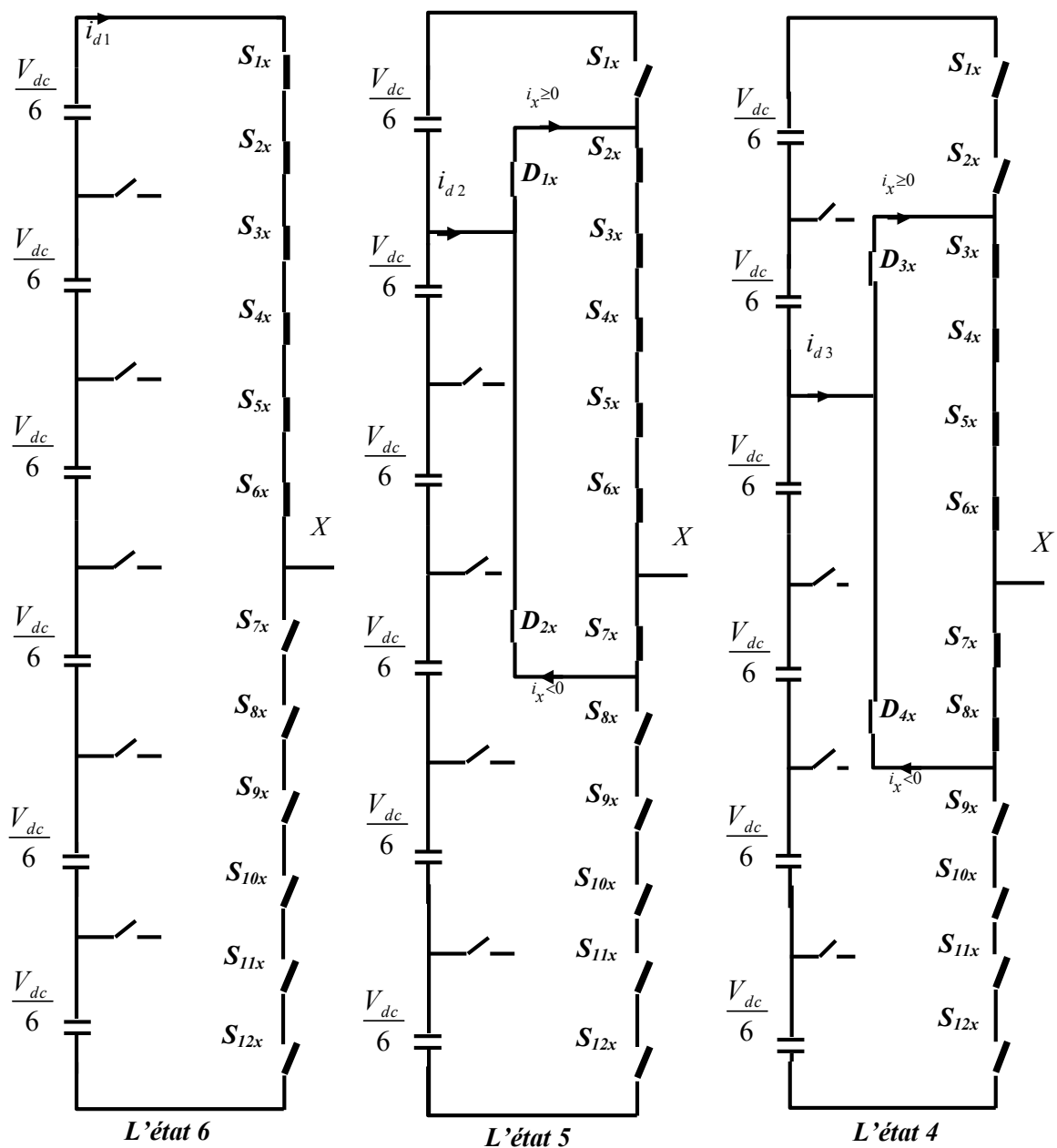
**Etat 2:** Les six interrupteurs  $S_{5x}, S_{6x}, S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}$  et  $S_{10x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les six interrupteurs  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{11x}$  et  $S_{12x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{6}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{5x}$  et  $S_{6x}$  la diode de clamp  $D_{7x}$  ou par les transistors  $S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}$  et  $S_{10x}$  et la diode de clamp  $D_{8x}$  s'il est négatif.

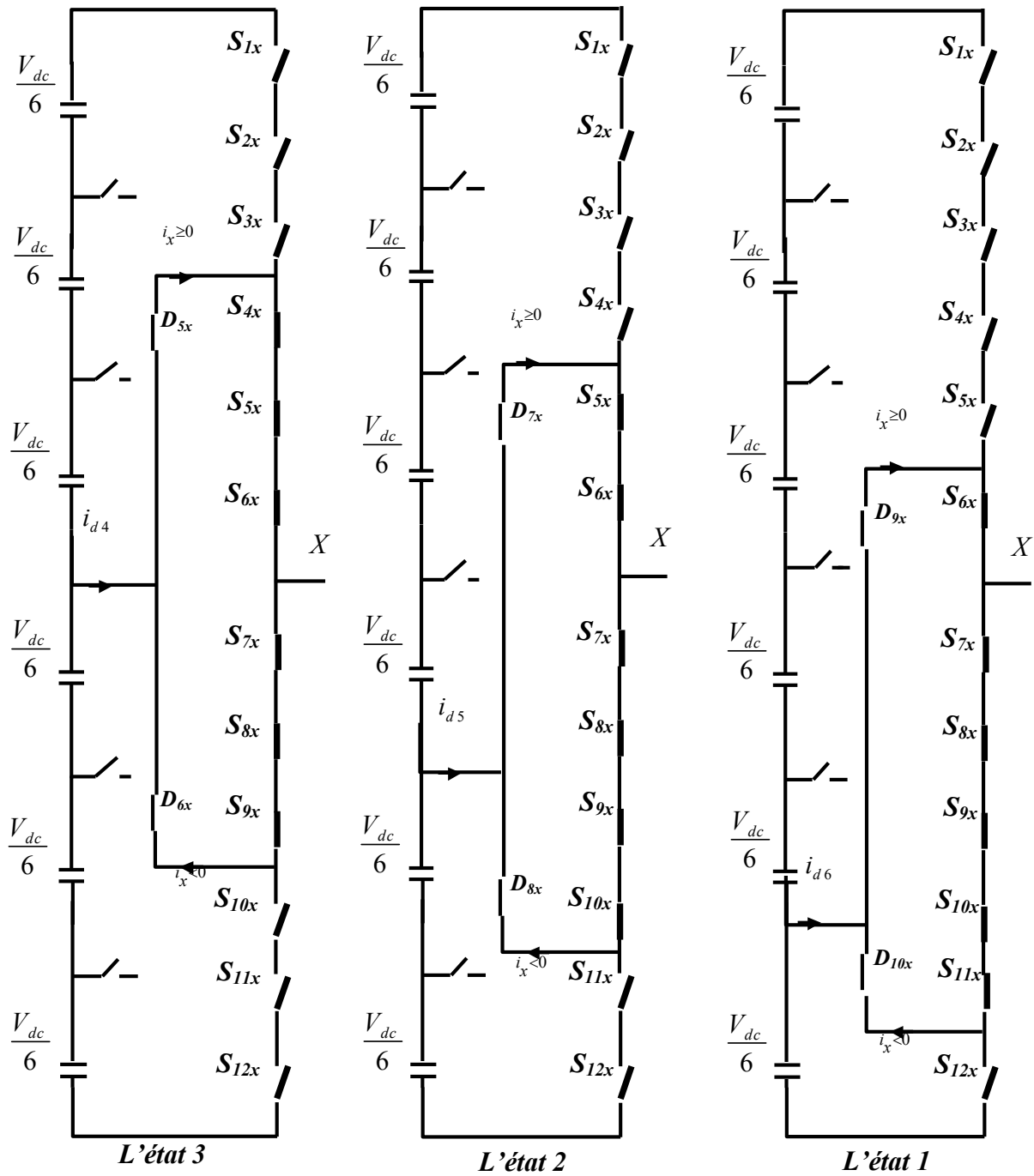
**Etat 1:** Les six interrupteurs  $S_{6x}, S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}$  et  $S_{11x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les six interrupteurs  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$  et  $S_{12x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{4}$ . Si le courant de charge  $i_x$  est positif, il passera par les transistors  $S_{6x}$  la diode de clamp  $D_{9x}$  ou par les transistors  $S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}$  et  $S_{11x}$  et la diode de clamp  $D_{10x}$  s'il est négatif.

**Etat 0:** Les six interrupteurs du demi-bras inférieur  $S_{7x}, S_{8x}, S_{9x}, S_{10x}, S_{11x}$  et  $S_{12x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont fermés, tandis que les six interrupteurs du demi-bras supérieur  $S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}, S_{5x}$  et  $S_{6x}$  ( $x=1, 2$  ou  $3$ ) sont ouverts. La tension de sortie du bras par rapport au point (o) est alors  $V_{x0} = -\frac{V_{dc}}{2}$ .

Si le courant de charge  $i_x$  est négatif, il passera par les transistors, ou par les diodes antiparallèles s'il est positif.







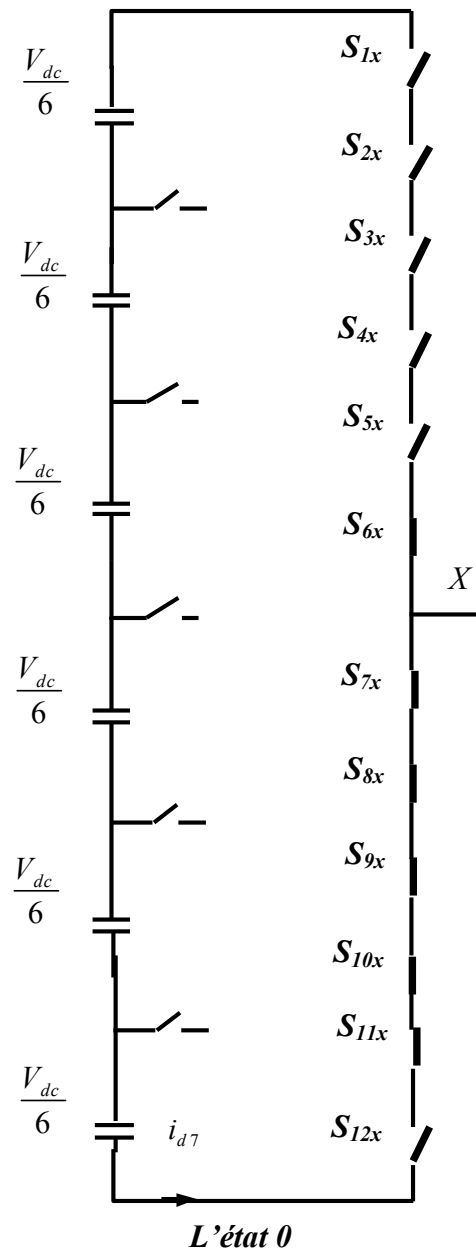


Fig. III. 69. Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux

Le tableau III.14 résume la correspondance entre les états de chaque bras, les états de ses interrupteurs et sa tension de sortie. Pour chaque bras de l'onduleur, on définit sept fonctions de connexions, chacune associée à un des sept états du bras :

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \\ F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \\ F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \\ F_{c4j} = F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \\ F_{c5j} = F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \cdot F_{10j} \\ F_{c6j} = F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \cdot F_{10j} \cdot F_{11j} \\ F_{c7j} = F_{7j} \cdot F_{8j} \cdot F_{9j} \cdot F_{10j} \cdot F_{11j} \cdot F_{12j} \end{cases} \quad j = 1,2,3 \quad (\text{III. 64})$$

Tableau. III. 14. Etats d'un bras de l'onduleur à sept niveaux (x =1,2 ou 3)

Etat	F <sub>1x</sub>	F <sub>2x</sub>	F <sub>3x</sub>	F <sub>4x</sub>	F <sub>5x</sub>	F <sub>6x</sub>	F <sub>7x</sub>	F <sub>8x</sub>	F <sub>9x</sub>	F <sub>10x</sub>	F <sub>11x</sub>	F <sub>12x</sub>	v <sub>xo</sub>
<b>6</b>	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	V <sub>dc</sub> / 2
<b>5</b>	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	V <sub>dc</sub> / 4
<b>4</b>	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	V <sub>dc</sub> / 6
<b>3</b>	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
<b>2</b>	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	-V <sub>dc</sub> / 6
<b>1</b>	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	-V <sub>dc</sub> / 4
<b>0</b>	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	-V <sub>dc</sub> / 2

Chacun des trois bras de l'onduleur peut prendre indépendamment les sept états **6, 5,4, 3, 2,1** ou **0**, l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à **7<sup>3</sup>**, soit **343** états.

Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau III.14. A titre d'exemple les états **621** et **432** sont représentés par la Fig. III.70.

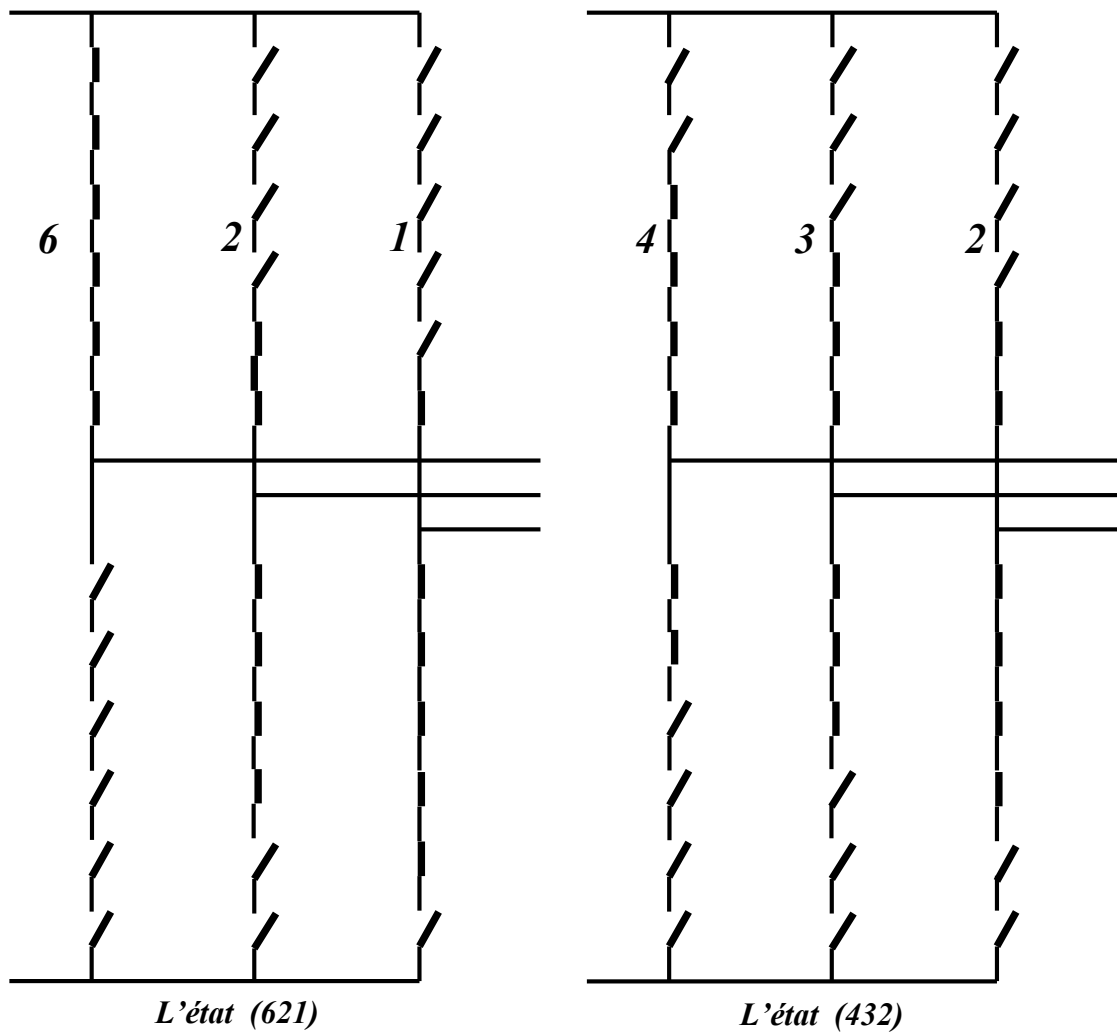


Fig. III. 70. Exemples d'états de l'onduleur à sept niveaux

### III.5.4 Tension de sortie

Les tensions triphasées de sortie de l'onduleur à sept niveau par rapport au point neutre de la source (o) sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} & F_{c41} & F_{c51} & F_{c61} & F_{c71} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} & F_{c42} & F_{c52} & F_{c62} & F_{c72} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} & F_{c43} & F_{c53} & F_{c63} & F_{c73} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{3} \\ \frac{V_{dc}}{6} \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{6} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad \text{(III. 65)}$$

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{10} - v_{20} \\ v_{20} - v_{30} \\ v_{30} - v_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} - F_{c12} & F_{c21} - F_{c22} & F_{c31} - F_{c32} & F_{c41} - F_{c42} & F_{c51} - F_{c52} & F_{c61} - F_{c62} & F_{c71} - F_{c72} \\ F_{c12} - F_{c13} & F_{c22} - F_{c23} & F_{c32} - F_{c33} & F_{c42} - F_{c43} & F_{c52} - F_{c53} & F_{c62} - F_{c63} & F_{c72} - F_{c73} \\ F_{c13} - F_{c11} & F_{c23} - F_{c21} & F_{c33} - F_{c31} & F_{c43} - F_{c41} & F_{c53} - F_{c51} & F_{c63} - F_{c61} & F_{c73} - F_{c71} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{3} \\ \frac{V_{dc}}{6} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{6} \\ -\frac{V_{dc}}{3} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 66})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 67})$$

A partir des relations (II.65) et (II.66), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \quad (\text{III. 68})$$

$$\begin{pmatrix} 2F_{c11} - F_{c12} - F_{c13} & 2F_{c21} - F_{c22} - F_{c23} & 2F_{c31} - F_{c32} - F_{c33} & 2F_{c41} - F_{c42} - F_{c43} & 2F_{c51} - F_{c52} - F_{c53} & 2F_{c61} - F_{c62} - F_{c63} & 2F_{c71} - F_{c72} - F_{c73} \\ 2F_{c12} - F_{c13} - F_{c11} & 2F_{c22} - F_{c23} - F_{c21} & 2F_{c32} - F_{c33} - F_{c31} & 2F_{c42} - F_{c43} - F_{c41} & 2F_{c52} - F_{c53} - F_{c51} & 2F_{c62} - F_{c63} - F_{c61} & 2F_{c72} - F_{c73} - F_{c71} \\ 2F_{c13} - F_{c11} - F_{c12} & 2F_{c23} - F_{c21} - F_{c22} & 2F_{c33} - F_{c31} - F_{c32} & 2F_{c43} - F_{c41} - F_{c42} & 2F_{c53} - F_{c51} - F_{c52} & 2F_{c63} - F_{c61} - F_{c62} & 2F_{c73} - F_{c71} - F_{c72} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{3} \\ \frac{V_{dc}}{6} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{6} \\ -\frac{V_{dc}}{3} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix}$$

Les trois tensions simples peuvent, comme toute grandeur triphasée être décomposées en deux grandeurs ( $v_\alpha$  et  $v_\beta$ ). Cette transformation s'opère en utilisant la matrice de Concordia, telle que :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1n} \\ v_{2n} \\ v_{3n} \end{pmatrix} \quad (\text{III. 69})$$

### III.5.5 Vecteurs de tension sortie et diagramme vectoriel

A partir des tensions de sortie  $v_{10}$ ,  $v_{20}$ , et  $v_{30}$  on définit le vecteur tension de référence :

$$V_{\text{ref}0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_{1n0} + V_{2n0} \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + V_{3n0} \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \right) = v_\alpha + jv_\beta$$

Le tableau II.15 représente les différents états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie correspondant à chaque état.

$$V_{\text{ref}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( F_1 + F_2 \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + F_3 \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \right)$$

Tableau. III. 15. Etats de l'onduleur à sept niveaux et les coordonnées du vecteur  $v_{ref}$  dans le plan  $(v_\alpha, v_\beta)$ .

Etat de l'onduleur	$v_\alpha$	$v_\beta$	Etat de l'onduleur	$v_\alpha$	$v_\beta$
000, 111, 222, 333,444,555,666	0	0	464, 353, 242,131,020	$-1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
665, 554, 443, 332, 221, 110	$1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	463, 352, 241, 130	$-1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
664, 553, 442, 331, 220	$1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	462, 351, 240	0	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
663,552,441,330	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	461,350	$1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
662,551,440	$1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	460	$1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
661, 550	$5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	456,345,234,123,012	$-3/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
660	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	446,335,224,113,002	$-1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
656,545,434,323,212,101	$1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	436,325,214,103	$-1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
655,544,433,322,211,100	$1/6V_{dc}$	0	426,315,204	0	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$
654,543,432,321,210	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	416,305	$1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
653,542,431,320	$1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	406	$1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
652,541,430	$5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	366,255,144,033	$-1/2V_{dc}$	0
651,540	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	365,254,143,032	$-5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$
650	$7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	364,253,142,031	$-1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
646,535,424,313,202	$1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	363,252,141,030	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
654,534,423,312,,201	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	362,251,140	$-1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
644,533,422,311,200	$1/3V_{dc}$	0	361,250	$-1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
643,532,421,310	$5/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	360	0	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
642,531,420	$1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	356,245,134,023	$-5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
641,530	$7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	346,235,124,013	$-1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
640	$2/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	336,225,114,003	$-1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
636,525,414,303	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	326,215,104	$-1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$
635,524,413,302	$1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	316,205	$-1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
634,523412,301	$5/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	306	0	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$

<b>633,522,411,300</b>	$1 / 2V_{dc}$	<b>0</b>	<b>266,155,044</b>	$-2 / 3V_{dc}$	<b>0</b>
<b>632,521,410</b>	$7 / 12V_{dc}$	$\sqrt{3} / 12V_{dc}$	<b>265,154,043</b>	$-7 / 12V_{dc}$	$\sqrt{3} / 12V_{dc}$
<b>631,520</b>	$2 / 3V_{dc}$	$\sqrt{3} / 10V_{dc}$	<b>264,153,042</b>	$-1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 10V_{dc}$
<b>630</b>	$3 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$	<b>263,152,041</b>	$-5 / 12V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$
<b>626,515,404</b>	$1 / 3V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 6V_{dc}$	<b>262,151,040</b>	$-1 / 3V_{dc}$	$\sqrt{3} / 6V_{dc}$
<b>626,514,403</b>	$5 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	<b>261,150</b>	$-1 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$
<b>624,513,402</b>	$1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 10V_{dc}$	<b>260</b>	$-1 / 6V_{dc}$	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$
<b>623,512,401</b>	$7 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 12V_{dc}$	<b>256,145,034</b>	$-7 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 12V_{dc}$
<b>622,511,400</b>	$2 / 3V_{dc}$	<b>0</b>	<b>246,135,024</b>	$-1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 10V_{dc}$
<b>621,510</b>	$3 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 12V_{dc}$	<b>236,125,014</b>	$-5 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$
<b>620</b>	$5 / 6V_{dc}$	$\sqrt{3} / 10V_{dc}$	<b>226,115,004</b>	$-1 / 3V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 6V_{dc}$
<b>616,505</b>	$5 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$	<b>216,105</b>	$-1 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$
<b>615,504</b>	$1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 6V_{dc}$	<b>206</b>	$-1 / 6V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 2V_{dc}$
<b>614,503</b>	$7 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	<b>166,055</b>	$-5 / 6V_{dc}$	<b>0</b>
<b>613,502</b>	$2 / 3V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 10V_{dc}$	<b>165,054</b>	$-3 / 4V_{dc}$	$\sqrt{3} / 12V_{dc}$
<b>612,501</b>	$3 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 12V_{dc}$	<b>164,053</b>	$-2 / 3V_{dc}$	$\sqrt{3} / 10V_{dc}$
<b>611,500</b>	$5 / 6V_{dc}$	<b>0</b>	<b>163,052</b>	$-7 / 12V_{dc}$	$\sqrt{3} / 8V_{dc}$
<b>610</b>	$11 / 12V_{dc}$	$\sqrt{3} / 12V_{dc}$	<b>162,051</b>	$-1 / 2V_{dc}$	$\sqrt{3} / 6V_{dc}$
<b>606</b>	$1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 2V_{dc}$	<b>161,050</b>	$-5 / 12V_{dc}$	$\sqrt{3} / 4V_{dc}$
<b>605</b>	$7 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$	<b>160</b>	$-1 / 3V_{dc}$	$\sqrt{3} / 2V_{dc}$
<b>604</b>	$2 / 3V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 6V_{dc}$	<b>156,045</b>	$-3 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 12V_{dc}$
<b>603</b>	$3 / 4V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$	<b>146,035</b>	$-2 / 3V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 10V_{dc}$
<b>602</b>	$5 / 6V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 10V_{dc}$	<b>136,025</b>	$-7 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 8V_{dc}$
<b>601</b>	$11 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 12V_{dc}$	<b>126,015</b>	$-1 / 2V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 6V_{dc}$
<b>600</b>	$V_{dc}$	<b>0</b>	<b>116,005</b>	$-5 / 12V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 4V_{dc}$
<b>566,455,344,233,122,011</b>	$-1 / 6V_{dc}$	<b>0</b>	<b>106</b>	$-1 / 3V_{dc}$	$-\sqrt{3} / 2V_{dc}$



<b>565,454,343,232,121,010</b>	$-1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$	<b>066</b>	$-V_{dc}$	<b>0</b>
<b>564,453,342,231,120</b>	<b>0</b>	$\sqrt{3}/10V_{dc}$	<b>065</b>	$-11/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$
<b>563,452,341,230</b>	$1/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$	<b>064</b>	$-5/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/10V_{dc}$
<b>562,451,340</b>	$1/6V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$	<b>063</b>	$-3/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/8V_{dc}$
<b>561,450</b>	$1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$	<b>062</b>	$-2/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/6V_{dc}$
<b>560</b>	$1/3V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$	<b>061</b>	$-7/12V_{dc}$	$\sqrt{3}/4V_{dc}$
<b>556,445,334,223,112,001</b>	$-1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$	<b>060</b>	$-1/2V_{dc}$	$\sqrt{3}/2V_{dc}$
<b>546,435,324,213,102</b>	<b>0</b>	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$	<b>056</b>	$-11/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/12V_{dc}$
<b>536,425,314,203</b>	$1/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$	<b>046</b>	$-5/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/10V_{dc}$
<b>526,415,304</b>	$1/6V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$	<b>036</b>	$-3/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/8V_{dc}$
<b>516,405</b>	$1/4V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$	<b>026</b>	$-2/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/6V_{dc}$
<b>506</b>	$1/3V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$	<b>016</b>	$-7/12V_{dc}$	$-\sqrt{3}/4V_{dc}$
<b>466,355,244,133,022</b>	$-1/3V_{dc}$	<b>0</b>	<b>006</b>	$-1/2V_{dc}$	$-\sqrt{3}/2V_{dc}$
<b>465,354,243,132,021</b>	$-1/4V_{dc}$	$\sqrt{3}/12V_{dc}$			

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan ( $\mathbf{v}_\alpha$ ,  $\mathbf{v}_\beta$ ). Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel ou l'hexagone de commutation illustré sur la Fig.III.71. On distingue **126** positions discrètes, distribuées sur six hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur de tension de sortie sont créées respectivement par un, deux, trois, quatre, cinq ou six états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est générée par sept états redondants. On distingue ainsi **36** positions à une seule redondance, **30** positions à deux redondances, **24** positions à trois redondances, **18** positions à quatre redondances, **12** positions à cinq redondances et **6** positions à six redondances.

Les **127** positions du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires. Chaque secteur est composé de **36** régions triangulaires (Fig III.71), on a ainsi **216** régions triangulaires dans le diagramme vectoriel complet.

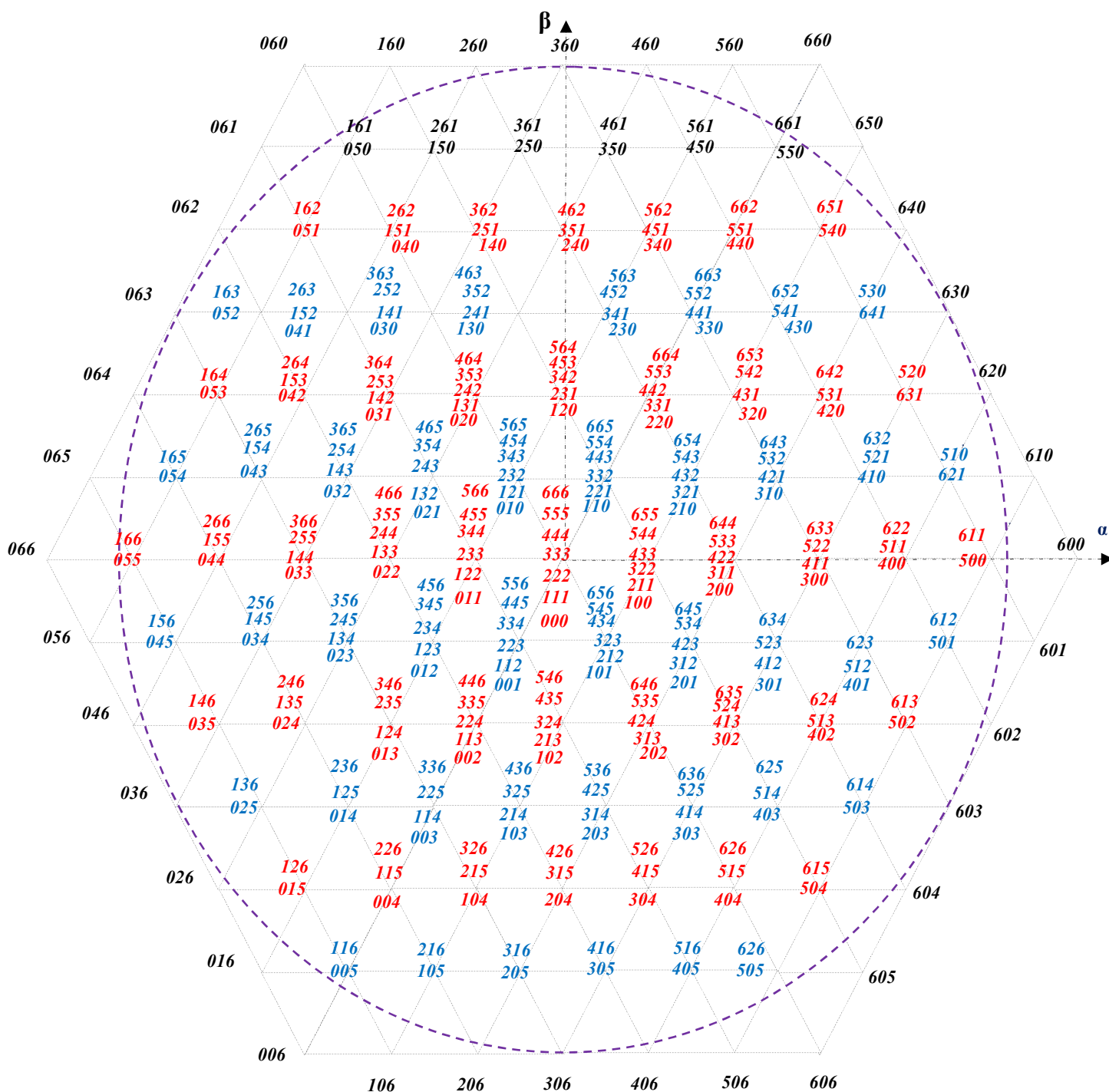


Fig. III. 71. Diagramme vectoriel de l'onduleur à sept niveaux

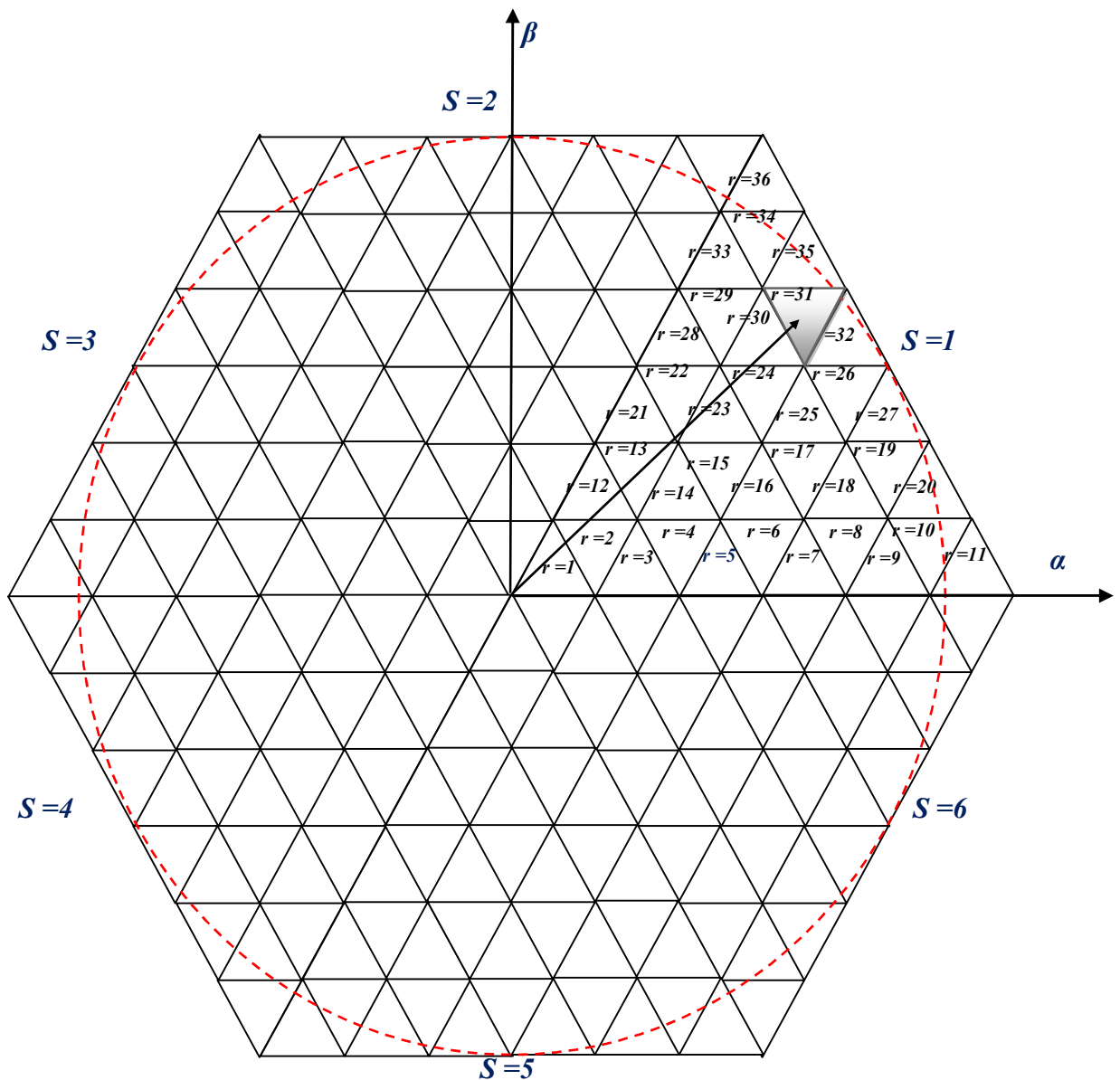


Fig. III. 72. Secteurs et régions du diagramme vectoriel

### III.5.6 Vecteur tension de référence

Toujours de la même procédure, le vecteur de référence, peut être repérer par les deux composantes ( $V_\alpha$  et  $V_\beta$ ). Ce vecteur s'opère en utilisant la matrice de Concordia.

Le vecteur de référence  $V_{ref}$  est toujours évalué sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs d'états de l'onduleur suivant le tableau III. 15.

La Fig. III.72 représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur N°1, région N°31. Les vecteurs  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  utilisés pour approximer le vecteur  $V_{ref}$  dépendent de sa position dans le diagramme vectoriel.

Comme exemple, le vecteur  $V_{ref}$  représenté sur le diagramme vectoriel de la Fig. III.71 se situe dans la région  $r = 31$  du secteur  $s = 1$ . Ainsi, le vecteur  $V_1$  est généré par un des deux états redondants 651 ou 540 (appelé état  $V_1$ ), le vecteur  $V_2$  est généré par un des deux états redondants 641 ou 530 (appelé état  $V_2$ ), et le vecteur  $V_3$  est généré par l'état 530 (appelé état  $V_3$ ).

La désignation des états  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  pour les différentes régions du secteur 1 est indiquée sur la Fig. III.73. On désigne les états des cinq autres secteurs de la même façon.

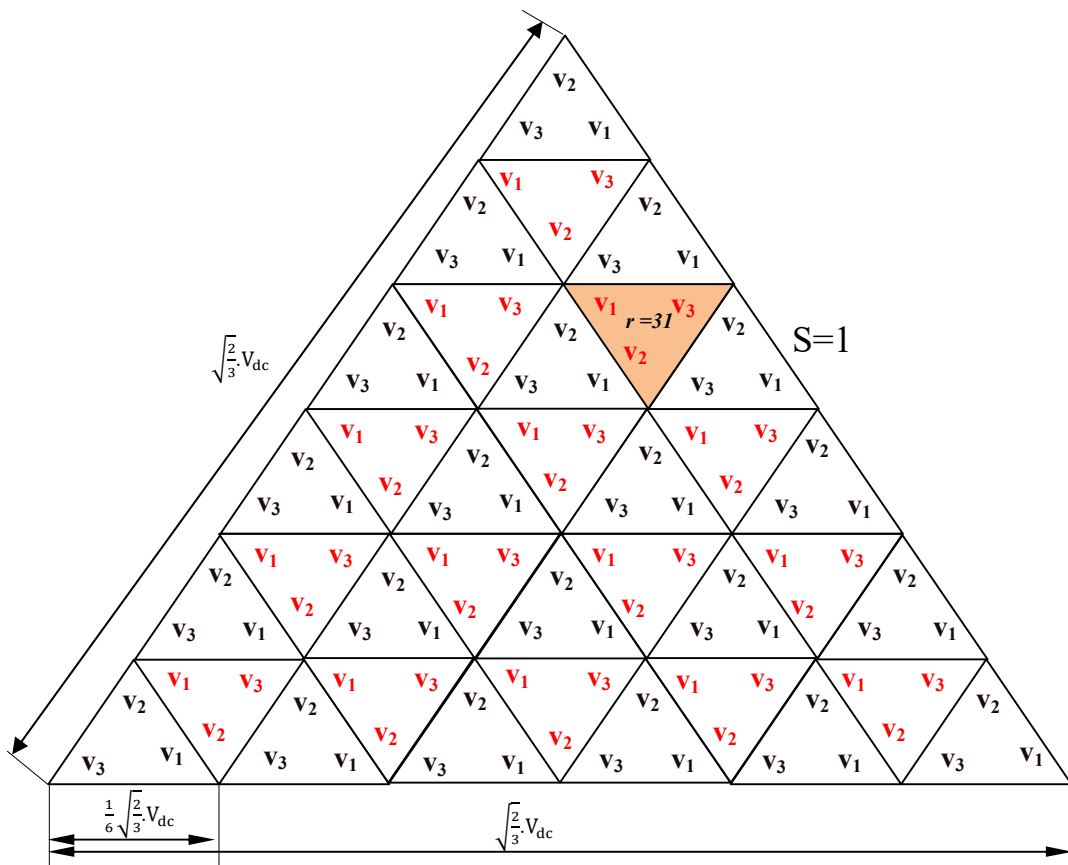


Fig. III. 73. Désignation des états  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  pour les différentes régions du premier secteur

### III.5.7 Détermination des secteurs et régions

De la même manière que l'onduleur à trois niveaux et cinq niveaux, à partir des coordonnées polaires et de la position angulaire ou en utilisant les équations cartésiennes des droites ( $v_\beta$  en fonction de  $v_\alpha$ ) entourant la région, on déduit dans quel secteur ( $s$ ), et dans quelle région ( $r$ ) se situe le vecteur  $v_{ref}$ .



Ainsi, pendant chaque période de modulation  $T_m$ , et dans chaque région du diagramme vectoriel, les états  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  seront appliqués durant les fractions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$ , respectivement. La séquence des états et le choix entre les redondances de chaque état peuvent être effectués selon le critère de minimisation des harmoniques et des pertes.

Une séquence des états  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  qui vérifient les exigences du premier critère consiste à :

- Appliquer les trois états dans un ordre donné durant la première demi-période, puis dans l'ordre inverse durant la deuxième demi période.
- De diviser le temps approprié à chaque état sur toutes les redondances.
- D'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage.
- Et d'inverser l'ordre de succession des états par alternance entre les six secteurs. **530, 540, 640, 641, 651.**

Lors du passage du vecteur de référence  $V_{ref}$  à travers la région N°31, on doit reconstituer ce vecteur en utilisant les vecteurs d'états de cette région comme suit : **(530, 540, 640, 641, 651)** pour la première demi-période de modulation ( $\frac{T_m}{2}$ ) et les appliqués pour la deuxième demi-période de la manière suivante : **(651, 641, 640, 540, 530).**

Par exemple, si le vecteur de référence se situ dans la région N°31 du secteur, pendant la période d'échantillonnage, on applique successivement les états suivants :

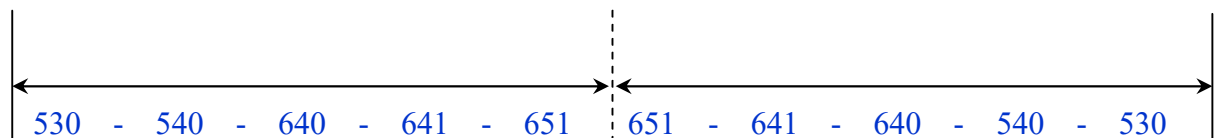


Fig. III. 74. Procédure d'utilisation des vecteurs d'état pour la région N°31 de l'onduleur à sept niveaux

Les largeurs d'impulsions associées aux demis-bras supérieurs qui correspondent à cette séquence des états, est indiquée à la Fig. III.74. Les largeurs d'impulsions des interrupteurs des demis-bras inférieurs se déduisent par complémentarité. Chaque interrupteur change son état deux fois seulement durant la période modulation.

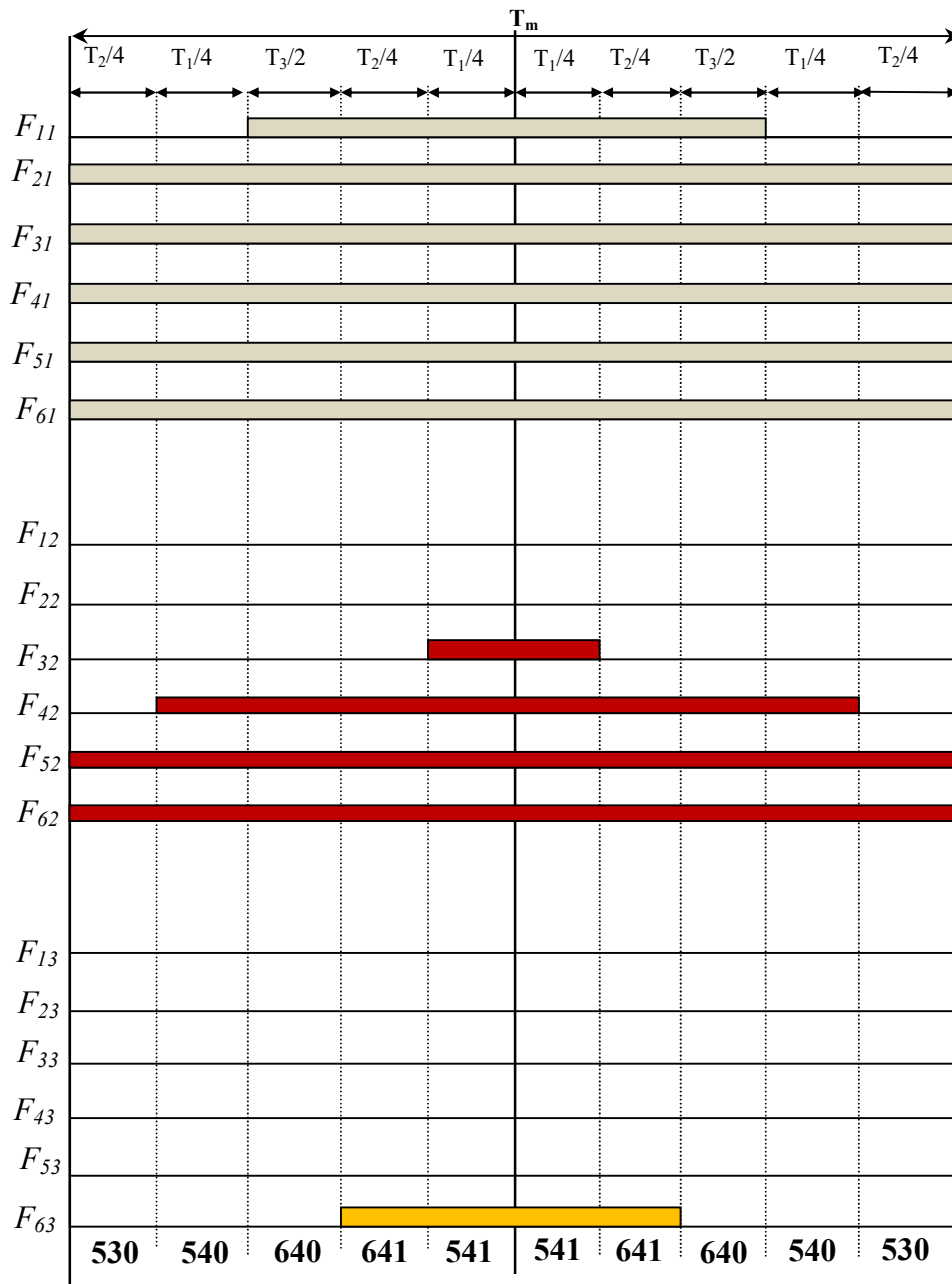


Fig. III. 75. Largeurs d'impulsions pour la région N°31 du premier secteur de l'onduleur à sept niveaux

A partir de la Fig. III.74, on déduit les durées de fermeture des interrupteurs durant la période de modulation  $T_m$ . Comme exemple (région N°31 du premier secteur), les durées de fermeture des interrupteurs des demis-bras supérieurs sont résumées dans le Tableau III. 14.

Tableau. III. 17. Largeur d'impulsions pour la région N°31 du premier secteur de l'onduleur à sept niveaux

Région	Demis- bras sup N°1	Demis- bras sup N°2	Demis -bras sup N°3
31	$S_{11}=T_1 /2 +T_2 /2+ T_3$	$S_{12}=0$	$S_{13}=0$
	$S_{21}= T_1 +T_2+ T_3$	$S_{22}=T_1 /2$	$S_{23}=0$
	$S_{31}= T_1 +T_2+ T_3$	$S_{32}=T_1 +T_2 /2+ T_3$	$S_{33}=0$
	$S_{41}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{42}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{43}=0$
	$S_{51}= T_1 +T_2+ T_3$	$S_{52}= T_1 +T_2+ T_3$	$S_{53}=0$
	$S_{61}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{62}=T_1 +T_2+ T_3$	$S_{63}= T_1 /2 +T_2 /2$

### III.5.9 Simulation numérique

La charge connecté à l'onduleur à cinq niveaux est toujours la même (moteur asynchrone) ayant les mêmes caractéristiques. La tension continue à l'entrée de l'onduleur est de 470 V.

Les testes de simulation sont effectués pour un coefficient de réglage  $r=0.886$ , un indice de modulation  $m=96$ , et un algorithme de commande à base de l'MLI vectorielle pour un onduleur à sept niveaux.

### III.5.10 Résultats de simulation

Les résultats obtenus par les testes de simulation pour valider l'algorithme développé pour commander l'onduleur à sept niveaux sont illustrés ci-dessous:

Pour :  $r=0.886$ ,  $m = 96$

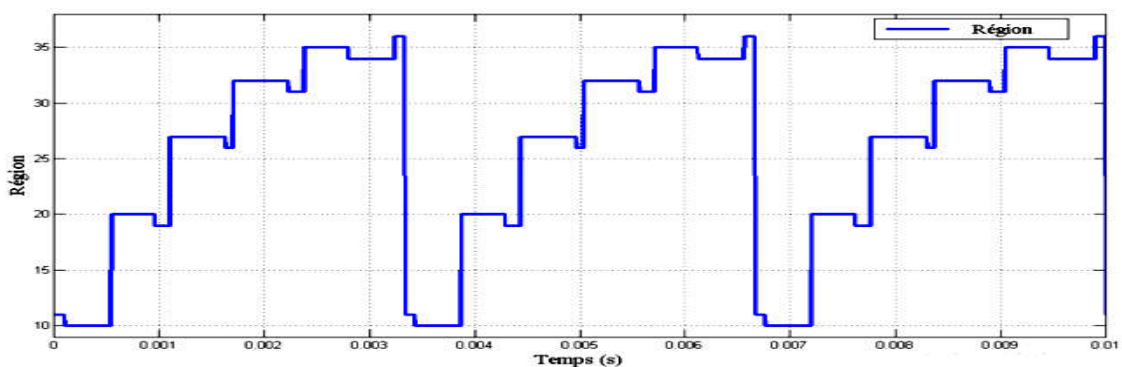
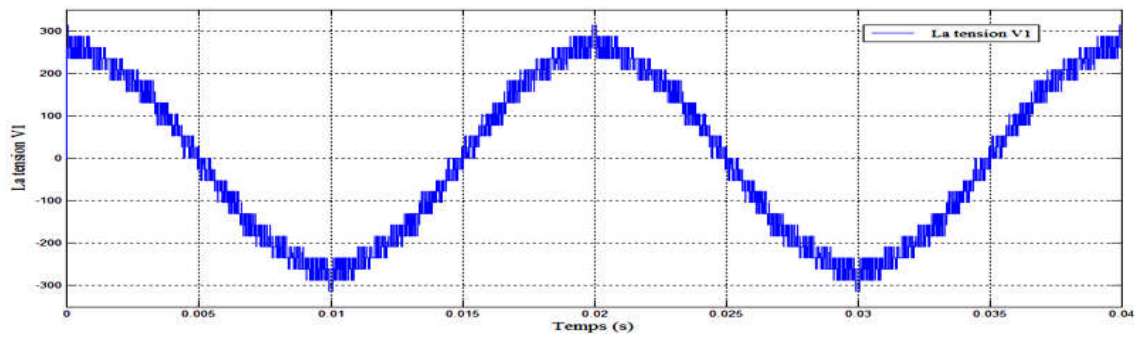
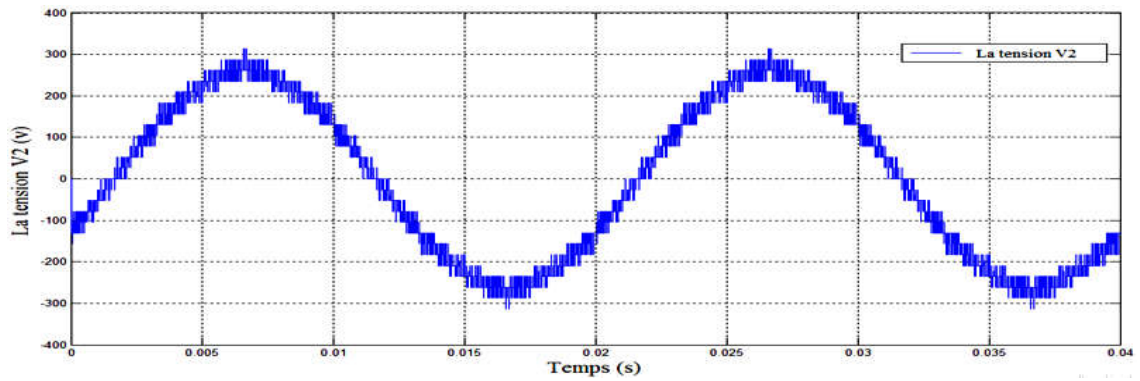
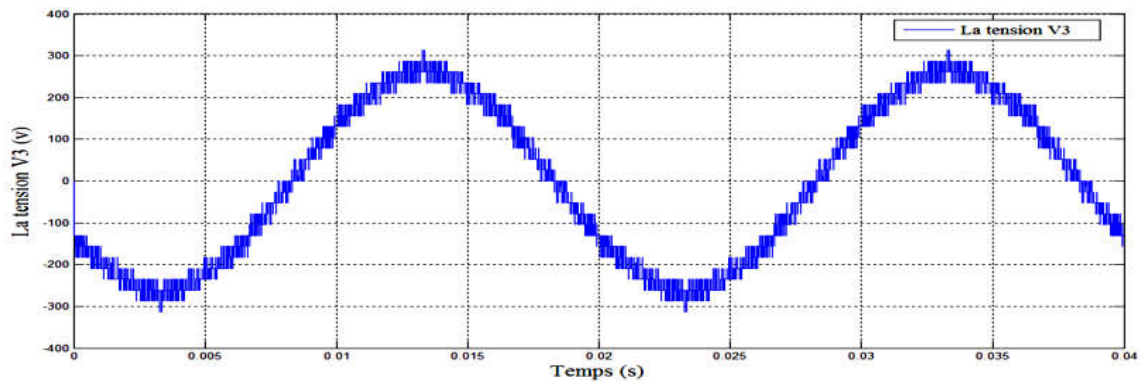
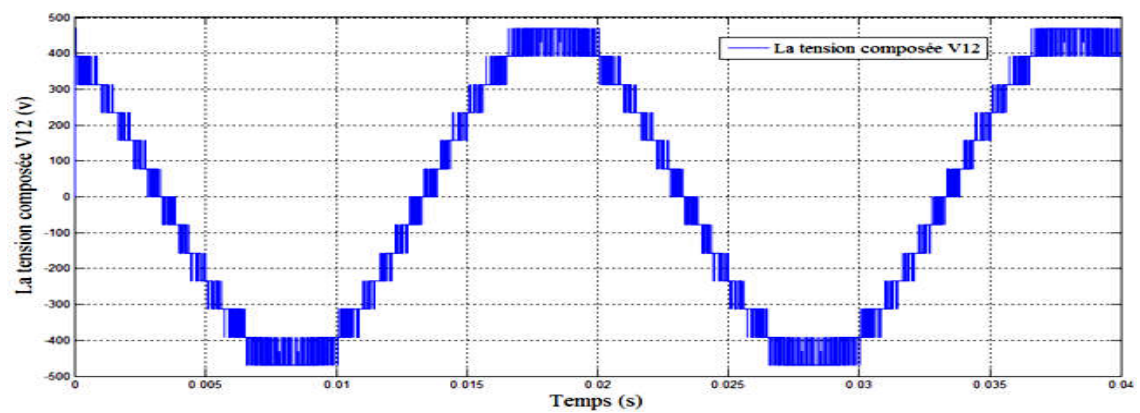


Fig. III. 76. Le déplacement du vecteur de référence entre les régions de l'onduleur à sept niveaux



Fig. III. 77. La tension simple  $V_1$  à la sortie de l'onduleur à sept niveauxFig. III. 78. La tension simple  $V_2$  à la sortie de l'onduleur à sept niveauxFig. III. 79. La tension simple  $V_3$  à la sortie de l'onduleur à sept niveauxFig. III. 80. La tension composée  $V_{12}$  à la sortie de l'onduleur à sept niveaux

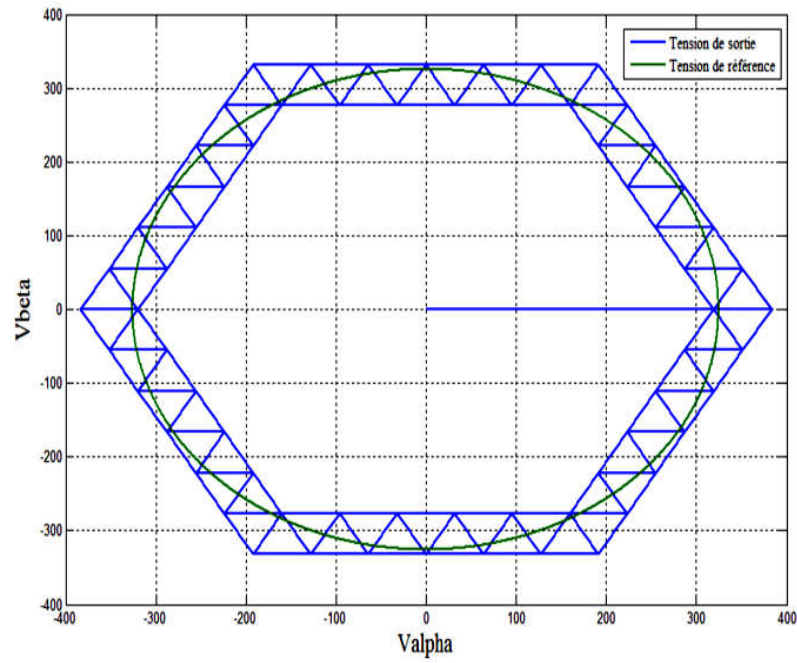


Fig. III. 81. Trajectoire du vecteur de référence et du vecteur de sortie de l'onduleur à sept niveaux

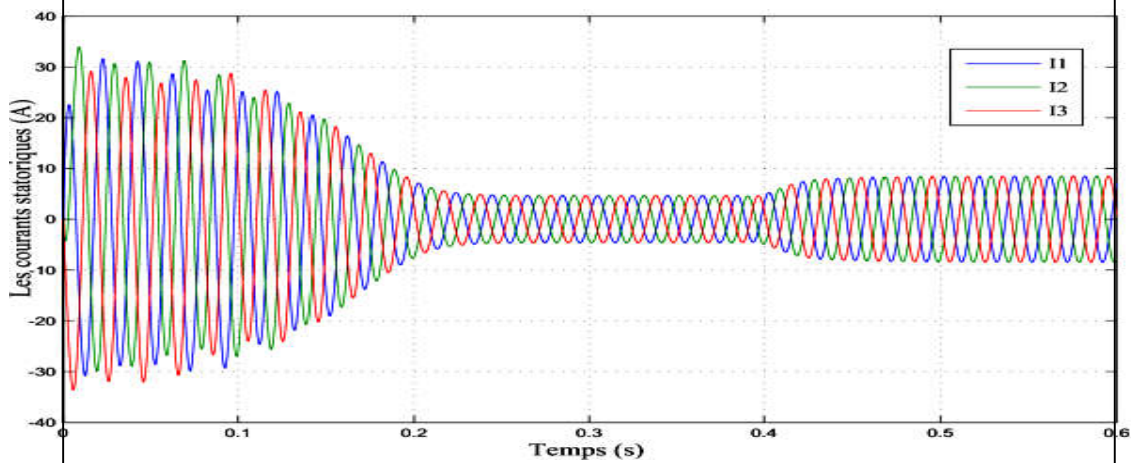


Fig. III. 82. Les trois courant statoriques du moteur alimenté par un 'onduleur à sept niveaux

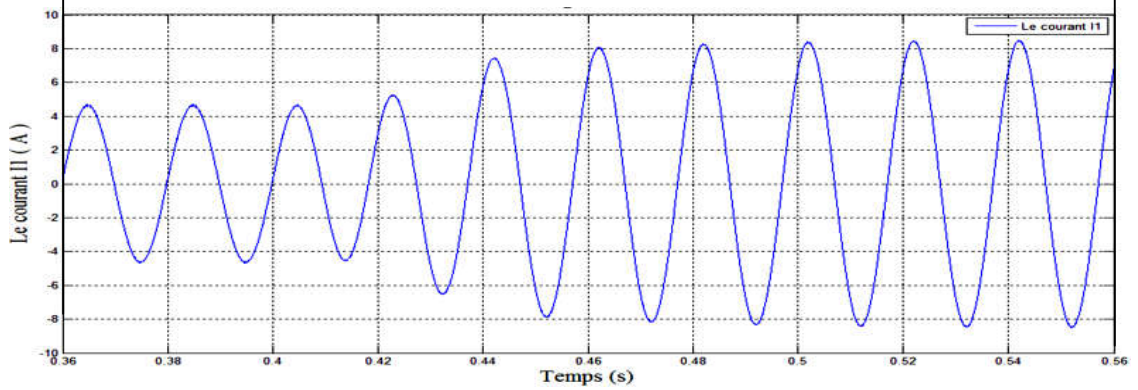


Fig. III. 83. Le courant statorique  $I_1$  de la phase 1

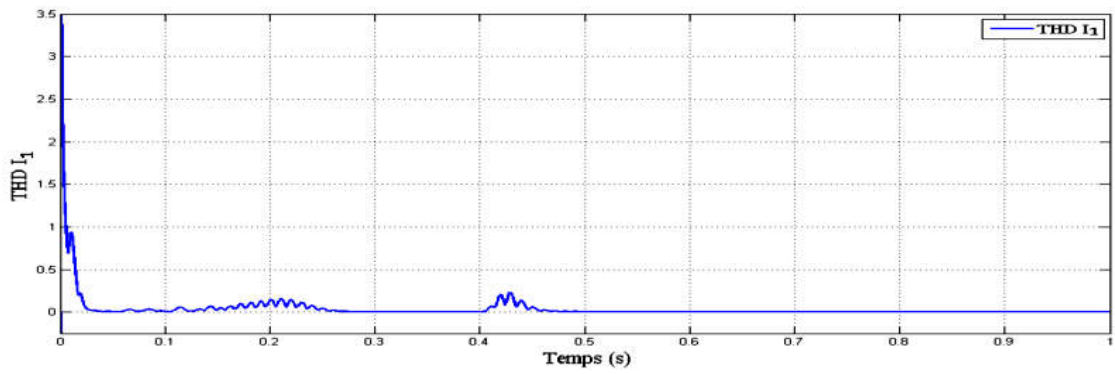


Fig. III. 84. La distorsion totale des harmoniques de courant  $THDI_1=0.002528=0.25\%$

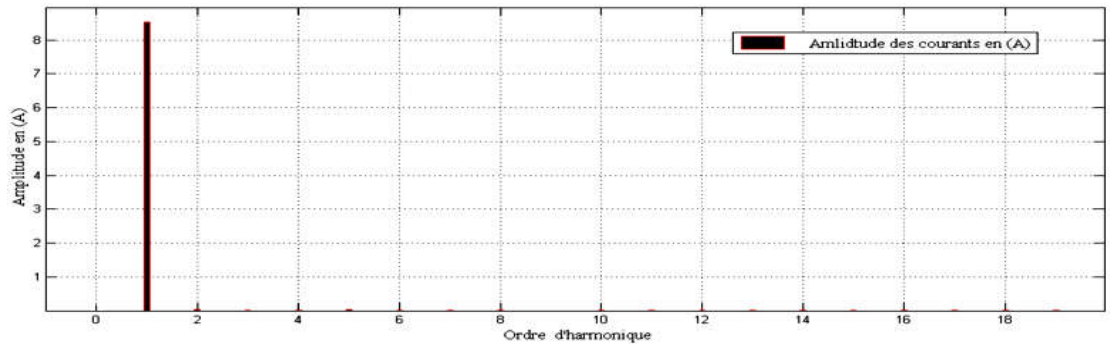


Fig. III. 85. Spectre de fréquence du courant rotorique

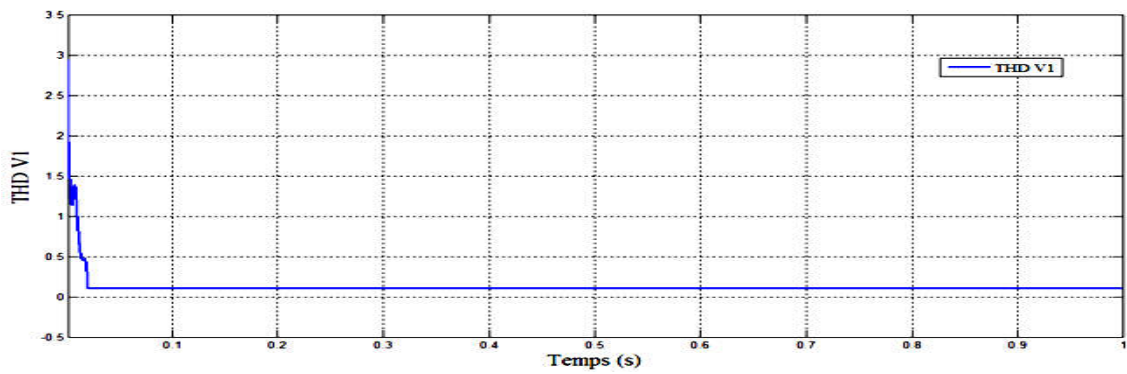


Fig. III. 86. La distorsion totale des harmoniques de tension  $THDV_1=0.0937=9.37\%$

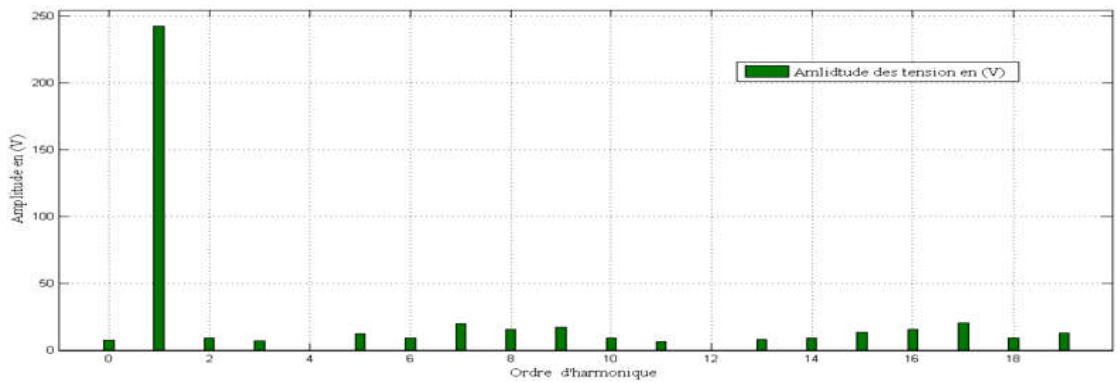


Fig. III. 87. Spectrale de tension simple

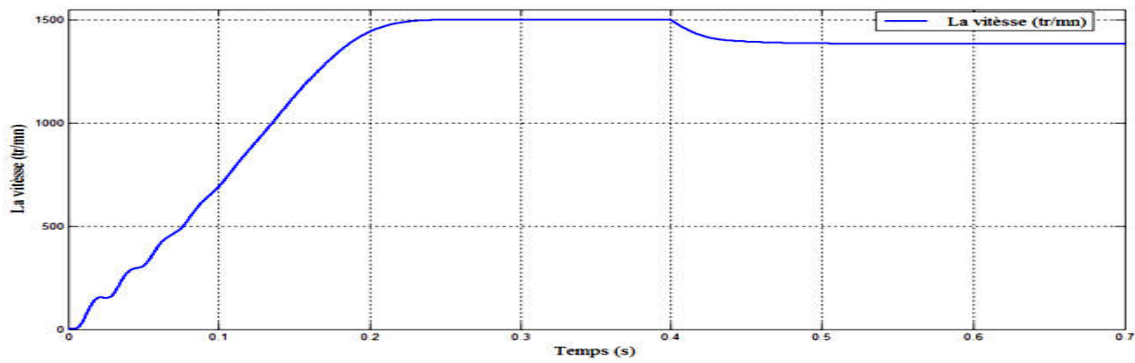


Fig. III. 88. Courbe de la vitesse du moteur alimenté par un onduleur à sept niveaux (pendant le régime transitoire, à vide, et en charge)

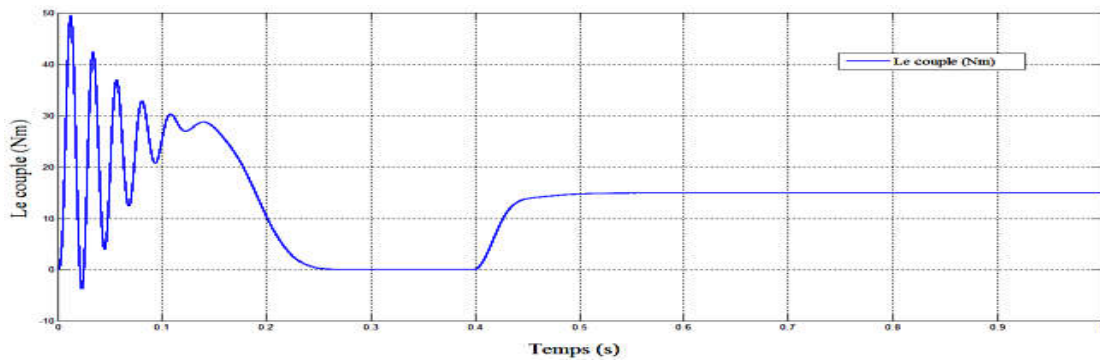


Fig. III. 89. La courbe du couple du moteur alimenté par un onduleur à sept niveaux (pendant le régime transitoire, à vide, et en charge)

### III.5.11 Interprétation des résultats

A partir des résultats obtenus, on constate que le temps de réponse du couple et la vitesse ainsi les ondulations du couple sont meilleurs lorsque le moteur est alimenté par un onduleur à sept niveaux.

Les ondes de courant et de tension contiennent moins d'harmoniques par rapport aux cas précédents. La valeur de distorsion totale des harmoniques du courant est  $\text{THD}\% = 0.25\%$  et la valeur de distorsion totale des harmoniques de tension est  $\text{THD}\% = 9.37\%$ , ces valeurs sont réduites à des valeurs très acceptable et répondant aux normes IEEE (5% pour les harmoniques de courant et 10% pour les harmoniques de tension).

On remarque l'augmentation du THD lors du passage d'un régime permanent à un autre. La tension simple possède (25) niveaux et la tension composée possède (13) niveaux de tension.

Le tableau (III. 18), résume les résultats de simulation obtenus pour les différents types d'onduleurs.

Tableau. III. 18 Les résultats de simulation obtenus pour les différents types d'onduleurs

Niveau d'onduleur	THD du courant En %	THD de tension En %	Temps du régime transitoire (s)		Nombre de niveaux tension	
			Démarrage à vide	Après application de la charge	Tension simple	Tension composée
2	1.94	54.69	0.26	0.11	3	2
3	1.57	28.17	0.26	0.11	9	5
5	1.09	14.76	0.26	0.11	17	9
7	0.25	9.37	0.26	0.11	25	13

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé les différents types d'onduleurs, ainsi on a développé quatre algorithmes basés sur la modulation vectorielle à séquence symétrique. Ces algorithmes sont testés sur un moteur à cage pour vérifier leurs fonctionnements.

Nous avons remarqué que la qualité des ondes de sorties des onduleurs sont améliorés dans le cas des onduleurs multi-niveaux par rapport à l'onduleur à deux niveaux. Néanmoins, l'algorithme de la modulation vectorielle se complique de plus en plus pour les onduleurs de niveaux plus élevés.

Donc les onduleurs multi-niveaux permettent l'alimentation de la machine asynchrone avec une tension élevée et avec moins de distorsion harmonique.

## III.7 Conclusion générale

Dans les systèmes de commande à puissance élevée, l'utilisation des onduleurs à deux niveaux a montré ses limites, les interrupteurs ne supportent pas des fortes tensions inverses. Pour contourner et remédier ces problèmes, les onduleurs multi-niveaux ont été choisis comme le convertisseur de puissance préféré.

Dans le but de faire une étude comparative entre les onduleurs à deux niveaux, à trois niveaux, à cinq niveaux et à sept niveaux commandés par MLI vectorielle alimentant un moteur asynchrone à cage, On a développé dans ce travail quatre algorithmes de commande basé sur l'MLI vectorielle pour chaque type d'onduleur.

Suivant les formes et les valeurs du THD% des courants statoriques et des tensions à la sortie de l'onduleur, on constate que la qualité des ondes du courant et de la tension de sortie s'améliore en passant d'un onduleur à faible niveau à un onduleur de niveau élevé. On remarque aussi que le régime transitoire dure moins et les temps de réponses du moteur par rapport au couple et la vitesse sont rapides montrant une bonne régulation de la vitesse et un couple avec moins d'oscillations. Il est à noter aussi que l'onduleur à sept niveaux, attire plus d'attention, vu ses résultats meilleurs par rapport aux autres types d'onduleurs. Par ce travail nous avons mis en évidence l'efficacité des onduleurs multi-niveaux et leurs rôles très importants dans la réduction des harmoniques du courant statorique et de tension appliquée la machine asynchrone.

On a constaté que la modulation vectorielle se complique dans le cas des onduleurs à niveaux élevés, à cause de l'augmentation exponentielle du nombre des états que peut prendre le vecteur tension de sortie de l'onduleur.

Concernant les futurs travaux, il est recommandé d'aborder la DTC-SVM, d'étudier et réaliser des tests expérimentaux sur les onduleurs multiniveaux de tension commandés par la SVM et DTC-SVM, en implantant ces algorithmes dans un DSP ou un arduino, afin de valider les résultats de simulation.

# Bibliographie

1. **Abdelaziz, Talha.** « *Etude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à de l'onduleur à sept niveaux à structure npc. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de Doctorat,. Ecole Nationale Polytechnique , El-Harrach, Alger : 2004.
2. **Lalili, Djafer.** « *MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux* », Thèse de Doctorat,. Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, El-Harrach Alger : 2009.
3. **Sang Kyoon Kim, Young Sam Kim and Young Ahn Kwon.** « *Improved Performance of Sensorless Induction Motor Drive Based on Variable Link Voltage* », *SICE Annual Conference in Fukui, August 4-6, 2003* , Fukui University, Japan. : IEEE .
4. **Rashid, Muhammed Harunur.** « *Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications* » (second Edition ). Upper Saddle River, New Jersey. USA .: Prentice Hall, 21 mai 1993. 978-0136789963.
5. **Aaron S. Tint, (Ph.D).** « *Simulation for Low Total Harmonic Distortion PWM Inverter with Adaptive Switching Controls* ». Sr. Algorithm/Firmware Engineer, Celerity Group. Inc. Yorba Linda, CA, December 20, 2004.
6. **J holtz, Fellow,.** « *Pulse width Modulation for Electronic Power Conversion* », *Wuppertal University — Germany. Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, Aug. 1994, pp. 1194 - 1214.*
7. **Alali, Mohamad Alaa Eddin.** « *Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)* », Thèse de Doctorat en Génie électrique, Université Louis Pasteur – Strasbourg I. Septembre 2002.
8. Application Note , « *An Introduction to Space Vector Modulation using NEC's 8-bit Motor Control Microcontrollers* », Document No. U16699EE1V1AN00, NEC Corporation 2004, Printed in Germany,.  
<http://tec.icbuy.com/uploads/2010/7/1/U16699EE1V1AN00.pdf>.
9. *Fairchild Semiconductor*, « *Motor Drive System Using SVM Inverter* », *Application Note 9019, October, 2001.*  
<http://d3i5bpxkxvwmz.cloudfront.net/articles/2011/12/20/motor-driver-system-1324428696.pdf>.
10. **Arbind Kumar, student member IEEE, B.G. fernandes et K. Chatterjee.** « *SVPWM-DTC of open-end winding induction motor drive with complete elimination of common mode voltage, Department of Electrical Engineering, Indian Institute of technology Bombay* ».
11. **Hind Djeghloud, Hocine Benalla.** « *Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter* », 5eme Conférence internationale sur la technologie et l'automatisation ICTA'05, Institut d'éducation technologique Alexander de Thessalonique, Grèce, 15-16 octobre 2005.
12. **Ned Mohan, Waldemar Sulkowski, Philip Jose, Ted Brekken.** « *Including Voltage Space Vector PWM in Undergraduate Courses* » .  
[http://www.ece.umn.edu/groups/PowerElectronics\\_Drives/svpwm.pdf](http://www.ece.umn.edu/groups/PowerElectronics_Drives/svpwm.pdf).

13. **M. Yaïchi 1, M.K. Fellah, A. Neçaibia, A. Mammeri.** « *Structure des onduleurs multiniveaux asymétriques, "Applications aux systèmes photovoltaïques" »*, *Revue des Energies Renouvelables ICESD'11 Adrar (2011) 133 – 143.*
14. **Bendaikha, Abdelmalik.** « *Commande par MLI vectorielle d'un onduleur Alimentant un moteur a cage*», *Mémoire de Magister en Electromécanique, Université badji mokhtar. Annaba : Février 2007.*
15. **T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane et T. Benslimane.** « *Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle »*. *Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°2 (2011) 211 – 217.*
16. **DJeghloud, Hind.** « *filtrage actif de puissance »*, *Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine. 2007.*
17. **Amaia Lopez De Heredia Bermeo, A.** « *commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension »*, *Thèse de Doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble Cidae (Mondragon, Espagne),.*
18. **José Rodríguez, Senior Member, IEEE, Jih-Sheng Lai, Senior Member, IEEE, and Multilevel Inverters.** « *A Survey of Topologies, Controls, and Applications »*, *IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 4, august 2002.*
19. **Benmansour, Khelifa.** « *Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride, Thèse Doctorat , Université de Cergy Pontoise (Spécialité Automatique) »*, 2009.
20. **KHadidja, Yakoub.** « *réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction »*, *Mémoire de Magistère, Université de batna, 2005.*
21. **Manguelle, Joseph SONG.** « *Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques Alimentés Par Transformateurs Multi-Secondaires Basse-Fréquence: Réactions Au Réseau D'alimentation »*, *Thèse Doctorat N° 3033,2004.*
22. **Mariéthoz, Jean-Sébastien.** « *Etude Formelle Pour La Synthèse De Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques: Topologies, Modulation Et Commande »*, *Thèse Doctorat N° 3188, 2005.*
23. **Ouahid, Bouakaz.** « *Contribution à l'analyse des onduleurs multi-niveaux fonctionnement symétrique et asymétrique »*, *Mémoire de Magister En Electrotechnique, Université de Batna, 2005.*
24. **Boucheritte, Wafa.** « *Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV Connectés au réseau*», *Mémoire de Magister en Electrotechnique, Option Energies renouvelables, Université Mohamed Khider. Biskra ,2013.*
25. **Farid Khoucha, Abdelkader Khoudiri, Mohamed Benbouzid, Abdelaziz Kheloui.** « *Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone / onduleur multiniveaux asymétrique pour un véhicule électrique. Européen Journal of Electrical Engineering »*, *Lavoisier, 2011, 14 (2-3), pp.237-254. filtrage actif de puissance .*
26. **Zelloma, Laid.** « *Filtrage actif parallèle du courant généré par un pont redresseur triphasé non commandé »*, *Thèse de magistère, Département de l'électrotechnique, Université de Annaba 2006.*
27. **Akin, Bilal.** « *State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors »*, *Approval of the graduate school of natural and applied sciences of the middle east technical university, thesis for the degree of Master of Science. AUGUST-2003 .*



28. **Canudas de Wit, Carlos.** « *Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones* », Volume 1, HERMES Science Europe Ltd, 2000, pp. 183-213. .
29. **Roff, Christopher.** *Application Note: « Space Vector Pulse-Width-Modulation For use with Inverters »*, Department of Computer and Electrical Engineering Michigan State University East Lansing, MI, March 30, 2005.
30. **Taibi, S.** *Thèse de magistère, « Commande vectorielle du moteur à induction »*. Université de Batna, février 2001.
31. **Jean Bonal, Guy Séguier.** « *Entraînements à vitesse variable (Vol. 2) , Rappels d'électronique de puissance et de d'automatique, Les variateurs de électroniques de vitesse »*, Technique et Documentation, Décembre 1998.
32. **S. L. Capitaneanu, b. De fornel, m. Fadel, j. Faucher,A. Almeida.** « *Graphical and Algebraic Synthesis for PWM Methods* », EPE journal vol 11 n°3 – aout 2001.
33. **Keliang Zhou and Danwei Wang, IEEE Member.** « *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM* », IEEE transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 1, february 2002.
34. **Guedouani, Rabia.** « *Etude et Commande des Différentes Cascades Redresseurs de Tension Triphasé MLI-onduleur de tension à cinq Niveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone de Forte Puissance* », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique. Alger , 2009.

# Publications

---

1. **Bendaikha Abdelmalik, Saad salah, Berrabah fouad**, « *Comparative Study Of The Multilevel Inverters Controlled By Space Vector Pulse Width Modulation* », *The Mediterranean Journal of Electronics and Communications*, Vol. 12, No. 2, April 2016, pp. 88-99.
2. **Bendaikha Abdelmalik, Saad Salah**, « *Comparative Study of Five-Level and Seven-Level Inverter Controlled by Space Vector Pulse Width Modulation* », *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, Vol. 8, No. 2, June 2017, pp. 755-766.