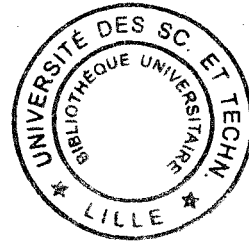


50376
1999
455

N° d'ordre : 2679



THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Hugues RALAIVAO RAJAONIMARIA

**COMMANDE DES STRUCTURES
MATRICIELLES MULTINIVEAUX**

APPLICATION AU CONVERTISSEUR N.P.C.

Soutenue le 16 Décembre 1999, devant la commission d'examen :

MM. G. MANESSE

Rapporteur

J.P. CAMBRONE

Rapporteur

C. ROMBAUT

Président

J.P. HAUTIER

Directeur de thèse

P. DELARUE

Examineur

B. FRANCOIS

Examineur

R. BAUSIERE

Examineur

TABLES DES MATIERES

Avant-Propos

Introduction générale.....	5
-----------------------------------	----------

CHAPITRE I

MODELISATION DES STRUCTURES MATRICIELLES MULTINIVEAUX

Introduction.....	8
1.1. Fonction de conversion.....	8
1.2. Fonctions multiniveaux d'une structure.....	11
1.2.1 Multiniveau de tension.....	11
1.2.2. Multiniveau de courant.....	12
1.3. Structure de mise en œuvre.....	12
1.4. Modèle de commande de la partie opérative globale.....	15
1.4.1 Causalités du bloc discontinu.....	16
1.4.2. Causalités du bloc continu.....	17
1.5. Convertisseur équivalent 2/3.....	19
1.5.1 Description.....	19
1.5.2. Modèle de la partie opérative.....	21
1.5.3. Graphe informationnel causal.....	22
1.6. Convertisseur équivalent 3/3.....	24
1.6.1. Description.....	24
1.6.2. Modèle de la partie opérative.....	26
1.6.3. Graphe informationnel causal.....	27
1.7. Modèle moyen de commande.....	30
1.7.1. Modèle aux connexions moyennes.....	30
1.7.2. Modèle aux conversions moyennes.....	34
1.8. Conclusion.....	36

CHAPITRE II

UNE STRATEGIE DE COMMANDE POUR LA STRUCTURE MATRICIELLE MULTINIVEAU AVEC POTENTIELS DISTRIBUES FIXES

Introduction.....	38
2.1. Objectif de la commande.....	38
2.2. Détermination de la structure de commande.....	39
2.2.1. Rappels sur les méthodes.....	39
2.2.2. Principes d'inversion.....	39
2.2.2.1. Relation rigide.....	39
2.2.2.2. Relation causale.....	40
2.2.2.3. Relation fonctionnelle multivariable.....	41
2.3. Architecture de la commande d'une structure 2/3.....	42
2.4. Générateur de conversion.....	45
2.4.1. Synthèse des commandes.....	45
2.4.2. Réglage en valeur moyenne de la tension modulée multiniveau.....	46
2.4.3. Détermination des paramètres homopolaires.....	48
2.4.3.1. Cas d'une composante fondamentale inférieure au demi-niveau.....	48
2.4.3.2. Modulation décalée.....	49
2.4.3.3. Modulation simultanée.....	51
2.5. Générateur de connexion.....	54
2.5.1. Détermination des composantes homopolaires	57
2.5.1.1. Modulation décalée.....	57
2.5.1.2. Modulation simultanée.....	58
2.5.1.3. Modulation en demi-niveau.....	59
2.5.2. Synthèse des résultats.....	60
2.6. Modulateur.....	61
2.6.1. Modulation décalée.....	61
2.6.2. Modulation simultanée.....	62
2.6.3. Modulation en demi-niveau.....	63
2.7. Contrôle de la tension alternative.....	63
2.8. Validation par simulation et essais expérimentaux.....	66
2.8.1. Modulation décalée.....	67
2.8.1.1. Etude en régime permanent.....	67
2.8.1.2. Etude en régime transitoire.....	68
2.8.2. Modulation simultanée.....	71
2.8.2.1. Etude en régime transitoire.....	71

2.8.2.2. Etude expérimentale en régime permanent.....	73
2.9. Conclusion.....	74

CHAPITRE III

UNE STRATEGIE DE COMMANDE POUR UNE STRUCTURE MATRICIELLE MULTINIVEAU AVEC POTENTIEL AUTOREGULE

Introduction.....	76
3.1. Position du problème.....	76
3.2. Commande de la structure 2/3.....	77
3.2.1. Analyse du système de commande et stratégie.....	77
3.2.2. Caractérisation des lois de commande.....	79
3.3. Générateur de conversion.....	80
3.4. Contrôle du point milieu.....	81
3.5. Validation	82
3.6. Conclusion.....	86

CHAPITRE IV

EXTENSION A L'ONDULEUR TRIPHASE N.P.C.

Introduction.....	88
4.1. Contrôle de la structure de puissance à potentiel distribué fixe.....	90
4.1.1. Objectif de la commande.....	90
4.1.2. Architecture de la commande d'une structure 3/3.....	90
4.1.3. Générateur de conversion.....	93
4.1.4. Modulateur.....	98
4.1.5. Générateur de connexion.....	98
4.1.5.1. Synthèses des fonctions génératrices de connexion.....	98
4.1.5.2. Commande simple.....	103
4.1.5.3. Commande suboptimale.....	105
4.1.5.4. Commande symétrique.....	107
4.1.6. Asservissement des courants.....	109
4.2. Commande de la structure avec potentiel autorégulé.....	113
4.2.1. Analyse du système de commande.....	113
4.2.2. Générateur de conversion	116

4.2.3. Modulateur	117
4.2.4. Générateur de connexion.....	118
4.2.5. Résultats de simulation.....	118
4.2.6. Conclusion.....	119
Conclusion générale.....	121
Références bibliographiques.....	125

AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein de l'Equipe Commande du L2EP (Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de puissance de Lille), sur le site de l'Ecole Centrale de Lille, sous la direction de Monsieur le Professeur J.P. HAUTIER, Responsable du Groupe Commande.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier Monsieur B. FRANCOIS, Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lille qui a dirigé ce travail, pour l'aide et les conseils qu'il m'a apportés durant ces années de recherche.

Je suis très reconnaissant envers Monsieur J.P. HAUTIER, Professeur à l'ENSAM de Lille et Responsable de l'équipe Commande, qui a su malgré ses nombreuses responsabilités, suivre de très près ce travail.

Je suis très honoré que Monsieur G. MANESSE, Professeur au Conservatoire National d'arts et Métiers de Paris (C.N.A.M.), et Monsieur J.P. CAMBRONNE, Professeur à l'Université Paul Sabatier, Toulouse, aient accepté la tâche de rapporteur malgré leurs nombreuses responsabilités, ainsi que le jugement scientifique qu'ils ont bien voulu porter sur ce travail.

Je remercie vivement Monsieur Christian ROMBAUT, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille et directeur du L2EP, pour avoir accepté d'examiner mon travail et de présider ce jury.

Mes remerciements s'adressent également à Monsieur P. DELARUE, Maître de Conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour sa participation au jury.

Toute ma reconnaissance également à Monsieur Robert BAUSIERE, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour avoir accepté de compter parmi les membres du jury.

Je remercie également les chercheurs et personnels de l'Ecole Centrale de Lille pour leur aide et aussi pour la bonne ambiance qui règne dans cet établissement.

Enfin, j'adresse mes plus vifs remerciements à ma famille et mes amis qui ont toujours su me soutenir dans les moments difficiles.

INTRODUCTION GENERALE

La demande d'équipements industriels de forte puissance est actuellement en fort accroissement. Les exemples, hormis la traction électrique, sont nombreux : la génération d'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne, le remplacement d'équipements lourds de ventilation et d'évacuation de gaz brûlés, etc...enfin, dans de nombreux cas où la vitesse variable est avantageuse face aux solutions classiques. Il n'est pas de notre propos de détailler les applications, mais plutôt de situer le contexte, à savoir que l'exigence en terme de puissance contrôlée trouve une pierre d'achoppement : les caractéristiques des composants semi-conducteurs, naturellement limitées en tension et en courant. C'est pour ces raisons que des solutions mettent en œuvre des associations de composants, [GUID, 93] voire de convertisseurs, [BART, 96], [HEMB, 96], sont actuellement en cours de développement : de plus, de telles associations apportent non seulement une augmentation de la puissance contrôlable grâce à une même augmentation du calibre global en tension ou en courant, mais également une qualité spectrale des ondes délivrées grâce à des stratégies de commande adaptées, [GOL, 98].

Parmi ces solutions, citons l'association de convertisseurs, [COMM, 93], les cellules imbriquées, [MEY, FOCH, 91], [MEY, FOCH, 92], les associations de composants de type Neutral Point Clamped, [FRA, 98], [ROJ, 95], [NAB, 81], etc..., ont le même objectif, mais sont a priori différentes tant dans leur concept que dans leurs performances. Il apparaît de plus en plus indispensable de concevoir un système de conversion de puissance d'énergie en associant intimement structure et commande. Dans ces conditions, il est tout aussi indispensable de disposer de modèle précis des structures envisagées afin d'en déduire la stratégie de commande la mieux adaptée. Ainsi, le besoin de formalisme est bien présent tant pour la phase de modélisation que pour celle de la conception de commande.

Des travaux récents ont permis d'avancer dans ce sens grâce à des propositions basées sur la notion de fonction de connexion d'un interrupteur, [GUI, 92], [FRA, 96], [DEG, 97]. D'autres laboratoires ont apporté des solutions particulières à des problèmes complexes de commande de convertisseur à cellules imbriquées, [GATEAU, 97] ou de modélisation, [BERKOUK, 96]. Dans cette dernière bibliographie, l'accent est mis plus en amont puisque l'auteur donne pour un convertisseur N.P.C. (Neutral Point Clamped), une description fonctionnelle complète par réseaux de Petri dont il déduit les divers modes de conversion.

Le travail décrit dans notre mémoire concerne donc la modélisation et la commande de convertisseurs multiniveaux à potentiel distribué. La version la plus classique est

incontestablement le convertisseur N.P.C. ; la bibliographie est abondante sur le sujet, mais il est apparu que le problème de la régulation des tensions distribuées était peu décrit. Il s'agit cependant d'un point fondamental caractérisant ce type de convertisseur qui, à l'image des cellules imbriquées, permet de délivrer des tensions commutées d'amplitude supérieure à celle du calibre des composants semi-conducteurs utilisés. Nous nous sommes donc posés, entre autres, ce problème des potentiels qui ne pouvaient se résoudre que sur la base d'un modèle fiable, donc validé expérimentalement.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation des structures à potentiel distribué. Grâce au formalisme développé au L2EP, [HAU, CAR 99] nous proposons un modèle généralisé sous forme de G.I.C. où apparaissent clairement les fonctions de connexion et les fonctions de conversion. Nous en avons déduit que tout convertisseur à potentiel distribué et, en particulier, la classique structure N.P.C. était fonctionnellement équivalent à une structure matricielle générique [FRAN, 96], [HAU, CAR, 99]. Dans ces conditions, le formalisme propre à ces dernières était donc directement applicable.

Le second chapitre porte sur la commande d'un onduleur monophasé N.P.C. à deux bras de commutation. Cette étude est restreinte puisque les sources de tension sont supposées régulées extérieurement. L'objectif était de valider la modélisation et de proposer des stratégies de modulation de largeur d'impulsion fondée sur la qualité spectrale d'une part, la limitation du nombre de commutations d'autre part, car, à l'origine d'un déclassement de l'équipement. L'ensemble des propositions est validé expérimentalement.

Le chapitre trois reprend les stratégies du précédent mais la régulation des potentiels d'alimentation est assurée par le convertisseur lui-même. Ce résultat, prévisible grâce au modèle, prouve que les fonctions de conversion d'un montage sont des grandeurs de réglage effectives même si elles sont liées.

Le quatrième chapitre est une application au convertisseur triphasé (trois bras de commutation avec distribution de deux potentiels). Il s'agit essentiellement d'une étude validant l'ensemble des propositions précédentes. En dépit de la difficulté apparente, l'architecture de convertisseur permet de contrôler en valeur instantanée les courants délivrés à la charge et le point milieu de la source.

CHAPITRE I

MODELISATION DES STRUCTURES MATRICIELLES MULTINIVEAUX

Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions des structures matricielles de convertisseurs capables de délivrer des ondes de tension (ou de courant) à plusieurs niveaux. La partie opérative de chaque structure est caractérisée par des fonctions de conversion qui déterminent les grandeurs de réglage des tensions et des courants modulés ; les modèles qui découlent de l'analyse sont présentés sous forme de Graphe Informationnel de Causalité. Cette représentation est particulièrement adaptée à la définition de la structure de commande développée par la suite.

1.1. Fonction de conversion

La figure 1.1 rappelle la structure matricielle d'une partie opérative formée de $n \times q$ interrupteurs idéaux. Les connexions représentées peuvent être réalisées au moyen de semi-conducteurs mono ou bicommandables (thyristor, fonction thyristor dual, transistor, transistor dual). Les hypothèses de l'étude sont :

- des connexions idéalisées (tension nulle à l'état fermé, courant nul à l'état ouvert),
- des changements d'état instantanés,
- une connexion et une seule est établie à un instant donné dans une cellule de commutation.

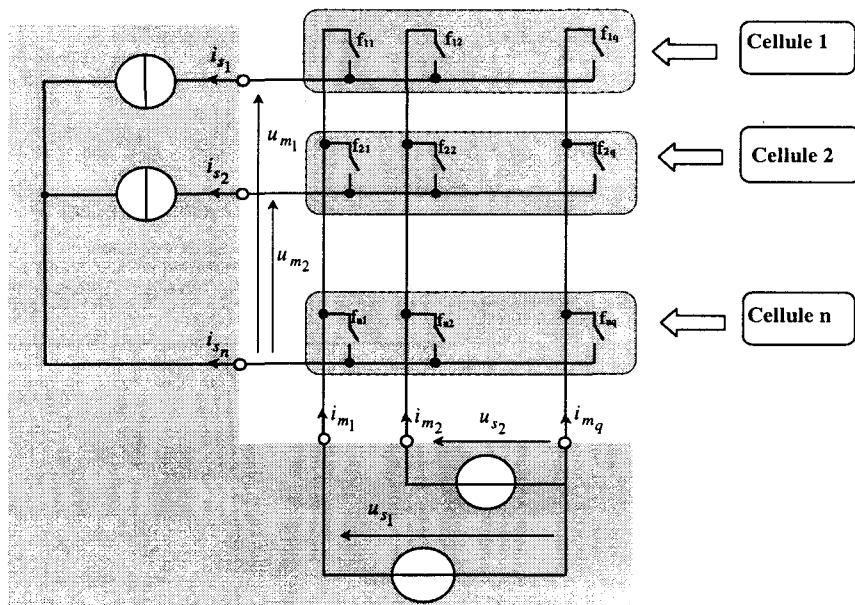


Figure 1.1 : Environnement de la matrice de connexion

Un interrupteur k ($k = \{1,2,3,\dots,q\}$) situé dans une cellule c ($c = \{1,2,3,\dots,n\}$) détermine une connexion f_{ck} dont l'état est donné par la fonction de connexion binaire f_{ck} . Par la suite, les deux notations sont confondues pour un souci de simplification de présentation.

De façon générale, l'état d'une connexion dépend :

- d'une commande externe (ordre appliqué à l'électrode de commande : base, grille ou gâchette),
- d'une commande interne (signe des grandeurs électriques relatives à la connexion désignée).

Dans l'ensemble de l'étude, seuls des interrupteurs bicommandables (transistors) sont mis en œuvre de sorte que le mode de fonctionnement est toujours inconditionnellement commandable ; en d'autres termes, les états des connexions sont directement déterminés par la commande externe [HAU, CAR, 99], [FRA, 96], [GUI, 92].

Notations :

Les grandeurs électriques propres à la connexion f_{ck} sont notées v_{ck} et i_{ck} . Les tensions u_{s_k} et les courants i_{s_c} désignent les grandeurs commutées ; les tensions u_{m_c} et les courants i_{m_k} désignent les grandeurs modulées.

"Par définition, les fonctions de conversion des grandeurs électriques correspondent aux fonctions de modulation remplies par le convertisseur en mode de conduction permanente, donc en régime de commutation pour toutes les cellules".

Dans les applications, les grandeurs électriques sont nécessairement des tensions et des courants ; ainsi, on montre que les grandeurs modulées sont liées aux grandeurs commutées par une relation de conversion caractéristique de la dimension choisie pour la structure :

$$[M] = [R_{cv}] [F_r] \quad (1.1)$$

avec :

- $[F_r]$: la matrice de connexion réduite telle que :

$$[F_r] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \cdot & f_{1,q-1} \\ f_{21} & f_{22} & \cdot & f_{2,q-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ f_{n1} & f_{n2} & \cdot & f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

- $[R_{cv}]$: la relation de conversion de dimension $(n-1) \times n$ telle que :

$$[R_{cv}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdot & -1 \\ 0 & 1 & 0 & \cdot & -1 \\ 0 & 0 & 1 & \cdot & -1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

- $[M]$: la matrice de conversion dont les éléments sont les fonctions de conversion. Cette matrice est de dimension $(n-1) \times (q-1)$. On a :

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \cdot & m_{1,q-1} \\ m_{21} & m_{22} & \cdot & m_{2,q-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ m_{n-1,1} & m_{n-1,2} & \cdot & m_{n-1,q-1} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

En exprimant les fonctions de conversion, la matrice $[M]$ peut être écrite comme :

$$[M] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{n1} & f_{12} - f_{n2} & \cdot & f_{1,q-1} - f_{n,q-1} \\ f_{21} - f_{n1} & f_{22} - f_{n2} & \cdot & f_{2,q-1} - f_{n,q-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ f_{n-1,1} - f_{n1} & f_{n-1,2} - f_{n2} & \cdot & f_{n-1,q-1} - f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

On constate qu'une fonction de conversion m_{ck} résulte toujours de la différence de deux fonctions de connexion. m_{ck} est donc une variable ternaire telle que $m_{ck} \in \{-1,0,1\}$. Les grandeurs modulées s'expriment alors en fonction des grandeurs commutées selon :

$$[U_m] = [M][U_s] \quad (1.6)$$

$$[I_m] = [M]^t \cdot [I_s] \quad (1.7)$$

avec :

$$[U_m] = [u_{m1} \quad u_{m2} \quad \dots \quad u_{m_{n-1}}]^t \quad (1.8)$$

$$[I_m] = [i_{m1} \quad i_{m2} \quad \dots \quad i_{m_{q-1}}]^t \quad (1.9)$$

$$[U_s] = [u_{s1} \quad u_{s2} \quad \dots \quad u_{s_{q-1}}]^t \quad (1.10)$$

$$[I_s] = [i_{s1} \quad i_{s2} \quad \dots \quad i_{s_{n-1}}]^t \quad (1.11)$$

Les connexions étant idéalisées, on vérifie le bilan de puissance instantanée :

$$p = [U_s]^t \cdot [I_m] = [U_m]^t \cdot [I_s] \quad (1.12)$$

1.2. Fonctions multiniveaux d'une structure

1.2.1. Multiniveau de tension

On considère une tension modulée issue de l'expression (1.6), soit :

$$u_{m_c} = m_{c1} \cdot u_{s1} + m_{c2} \cdot u_{s2} + m_{c3} \cdot u_{s3} + \dots + m_{c,q-1} \cdot u_{s_{q-1}} \quad (1.13)$$

avec $c = \{1, 2, 3, \dots, n-1\}$

Cette grandeur est elle-même la somme de $q-1$ tensions modulées à trois états. En développant les fonctions de conversion, la tension modulée s'écrit également :

$$u_{m_c} = (f_{c1} - f_{n1}) \cdot u_{s1} + (f_{c2} - f_{n2}) \cdot u_{s2} + \dots + (f_{c,q-1} - f_{n,q-1}) \cdot u_{s_{q-1}} \quad (1.14)$$

soit :

$$u_{m_c} = (f_{c1} \cdot u_{s1} + f_{c2} \cdot u_{s2} + \dots + f_{c,q-1} \cdot u_{s,q-1}) - (f_{n1} \cdot u_{s1} + f_{n2} \cdot u_{s2} + \dots + f_{n,q-1} \cdot u_{s,q-1}) \quad (1.15)$$

Sachant qu'une seule connexion est établie parmi les q de la cellule, on en déduit que chaque grandeur u_{m_c} peut prendre $q^2 - (q-1)$ niveaux distincts si les tensions commutées sont elles-mêmes distinctes. L'obtention de niveaux équirépartis est rendue possible si les amplitudes des tensions commutées préforment la répartition, soit si :

$$u_{s_k} = \frac{q-k}{q-1} \cdot u_{s_1} \quad (1.16)$$

avec $k = \{1, 2, 3, \dots, q-1\}$

Dans ces conditions, on montre, à partir de l'expression (1.15), que chaque tension modulée u_{m_c} prend au plus $2q-1$ niveaux équirépartis de valeur différentielle égale à $u_{s_1}/(q-1)$.

1.2.2. Multiniveau de courant

De la même manière, on considère maintenant un courant modulé donné par l'expression (1.7) :

$$i_{m_k} = m_{1k} \cdot i_{s_1} + m_{2k} \cdot i_{s_2} + \dots + m_{n-1,k} \cdot i_{s_{n-1}} \quad (1.17)$$

avec $k = \{1, 2, 3, \dots, q-1\}$

Ce courant est donc lui-même la somme de $n-1$ courants modulés à trois états. La même analyse que celle menée à propos des tensions conduit à des résultats identiques. Notamment, si les amplitudes des courants commutés sont distribuées selon la loi :

$$i_{s_c} = \frac{n-c}{n-1} \cdot i_{s_1} \quad (1.18)$$

avec $c = \{1, 2, 3, \dots, n-1\}$

alors, chaque courant modulé i_{m_k} prend au plus $2n-1$ niveaux équirépartis. Cette étude montre qu'un convertisseur matriciel est un générateur multiniveaux dès lors où les amplitudes des grandeurs commutées, telle que nous le définissons, préforment elles-mêmes les ondes modulées.

1.3. Structure de mise en œuvre

L'un des intérêts majeurs d'un convertisseur multiniveau est d'alimenter une charge par des tensions (courants) dont l'amplitude est souvent supérieure aux valeurs maximales admissibles par les composants [BART, 97]. Plusieurs familles répondent à ce critère ; dans ce travail, nous avons retenu les structures basées sur l'association des cellules avec mise en série de sources de tension. Un montage classique correspondant à une telle association est le

bras de commutation à distribution de potentiel encore désigné sous le vocable N.P.C. La figure 1.2 en donne les représentations pour une, deux, ..., $q-1$ sources de tension (forme généralisée).

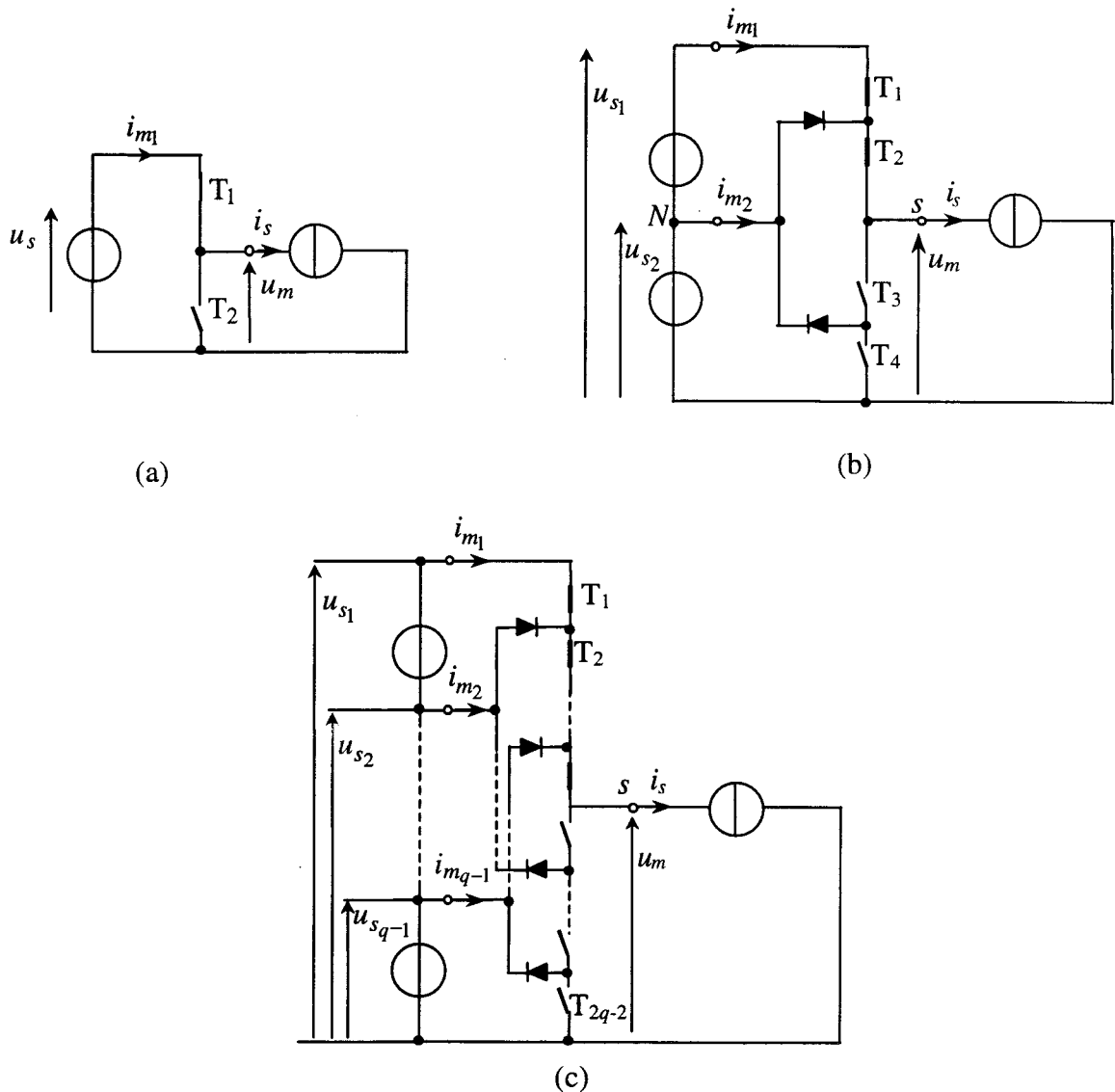


Figure 1.2 : Représentation de structure N.P.C

Partie opérative équivalente

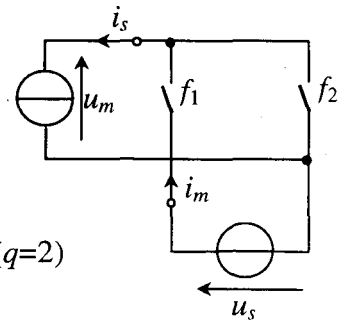
Par définition, la partie commande d'un convertisseur est formée des connexions réalisées par les interrupteurs, sans se soucier de leur directionnalité et de leur commandabilité. En effet, c'est au niveau de la partie commande qu'interviennent ces caractéristiques qui déterminent la commande interne du semi-conducteur. Dans l'étude que nous menons, nous choisissons d'emblée de mettre en œuvre des cellules bidirectionnelles en courant de sorte qu'un interrupteur T_k est réalisé par un transistor dual (transistor et diode en montage antiparallèle). Dès lors, le choix de la commande externe a une incidence directe sur

la structure de la partie opérative qui devient, comme nous allons le montrer, une structure équivalente à une cellule commutatrice de tension.

Pour distribuer les potentiels au point de sortie (repère s sur la figure 1.2), il convient d'établir les bonnes connexions entre les sources et ce même point. La figure 1.3 montre alors

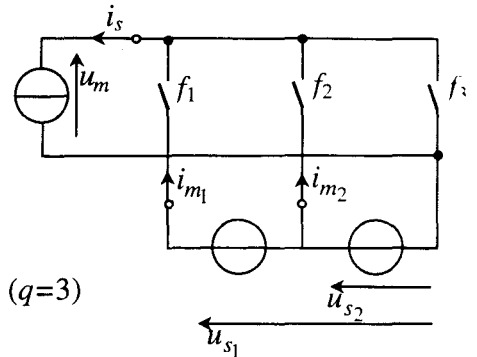
$B_1(T_1)$	$B_2(T_2)$	f_1	f_2
0	1	0	1
1	0	1	0

(a) : une source de tension ($q=2$)

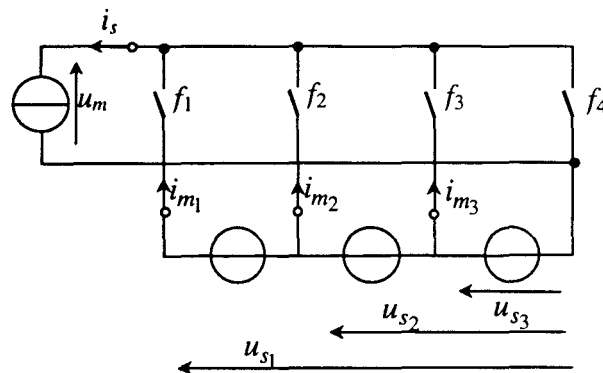


$B_1(T_1)$	$B_2(T_2)$	$B_3(T_3)$	$B_4(T_4)$	f_1	f_2	f_3
0	0	1	1	0	0	1
0	1	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	0

(b) : deux sources de tension ($q=3$)



$B_1(T_1)$	$B_2(T_2)$	$B_3(T_3)$	$B_4(T_4)$	$B_5(T_5)$	$B_6(T_6)$	f_1	f_2	f_3	f_4
0	0	0	1	1	1	0	0	0	1
0	0	1	1	1	0	0	0	1	0
0	1	1	1	0	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0	1	0	0	0



(c) : trois sources de tension ($q=4$)

Figure 1.3 : Représentation des relations entre les commandes externes appliquées aux convertisseurs et les connexions équivalentes.

les relations entre les commandes externes (B_k) appliquées aux transistors et les connexions équivalentes réalisées entre les sources. Ainsi, un tel bras de commutation apparaît bien comme une solution technologique à la matérialisation de la cellule commutatrice de tensions. Toutefois il convient de remarquer que le choix de la stratégie de commande conditionne l'architecture de la partie opérative équivalente. En effet, cette architecture n'est pas directement issue, hormis le cas d'une source unique, de la transposition de la structure du bras. Si des modes de commande différents sont envisagés, il faut alors détailler le réseau de Petri de la partie commande pour en déduire la nouvelle partie opérative équivalente.

Répartition des tensions aux bornes des interrupteurs

Lorsque les commandes externes correspondent aux valeurs des tableaux de la figure 1.3, on montre que la tension aux bornes d'un interrupteur ouvert est toujours égale à $u_{s1}/(1-q)$ dans le cas où les tensions commutées préforment la répartition (expression 1.16). C'est évidemment la propriété fondamentale de la structure que l'on ne retrouve pas avec la partie opérative équivalente. Cette remarque est sans incidence puisque l'objectif est de définir la commande globale en désignant, à tout instant, quelle doit être la connexion équivalente établie.

1.4. Modèle de commande de la partie opérative globale

La figure 1.4 montre comment sont matérialisées les sources. Des condensateurs associés en série définissent les potentiels distribués par le commutateur au dipôle inductif

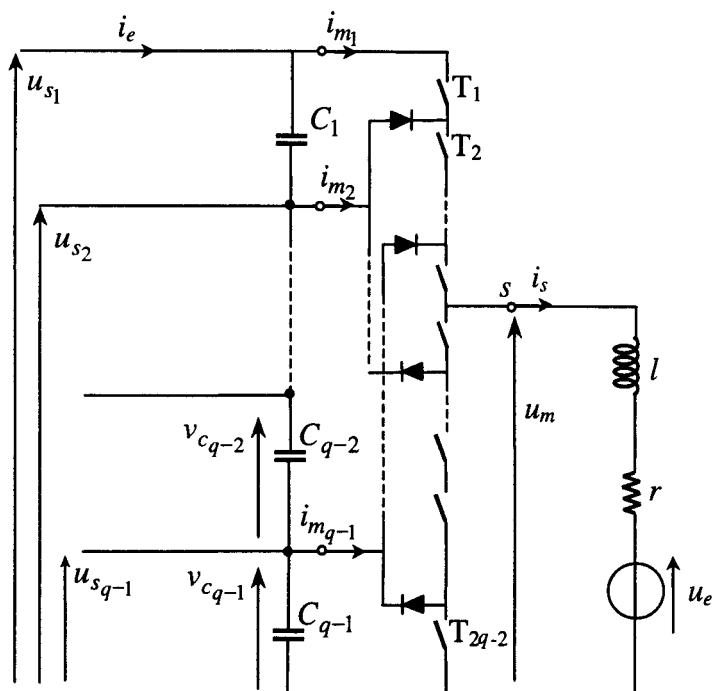


Figure 1.4: Matérialisation des sources

classique (r, l, u_e). Ce dipôle a un comportement de source instantanée de courant et u_e représente la f.e.m. d'une machine, d'un réseau, etc ... i_e représente le courant d'une source équivalente d'alimentation ou de charge puisque la modélisation est indépendante du sens de transfert de la puissance. La figure 1.5 donne, pour le bras généralisé à q interrupteurs idéalisés, le modèle qui découle du choix retenu pour les commandes externes. Il s'agit donc de la partie opérative globale équivalente en un bloc discontinu (les connexions) et en un bloc continu (les sources, les éléments dissipateurs et accumulateurs).

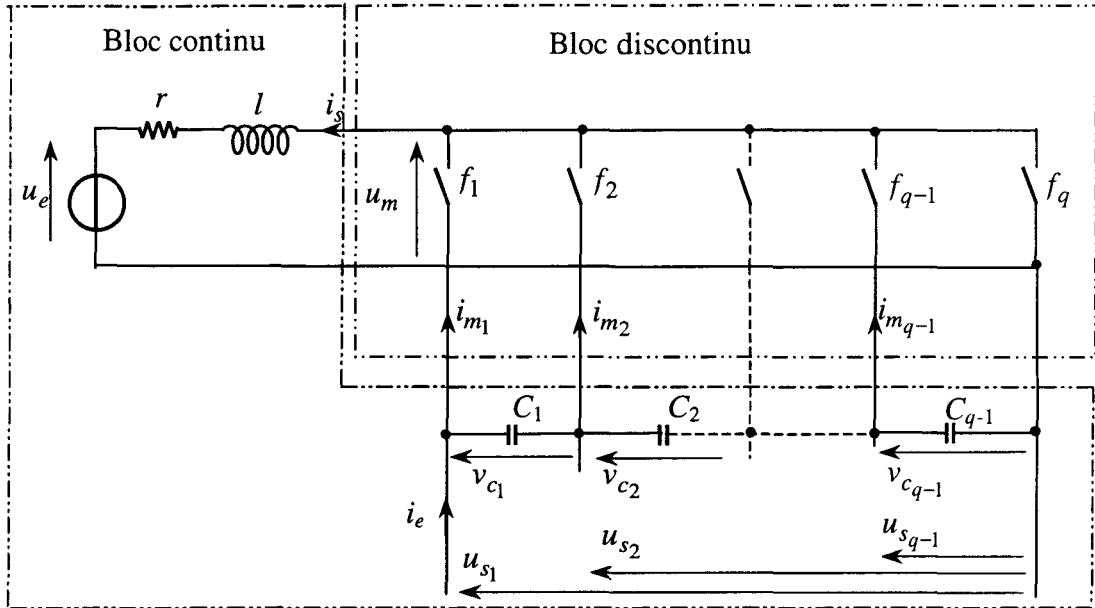


Figure 1.5 : Partie opérative globale équivalente

1.4.1. Causalités du bloc discontinu

En maintenant l'hypothèse d'une connexion toujours établie, il vient :

$$u_m = f_1 \cdot u_{s1} + f_2 \cdot u_{s2} + \dots + f_{q-1} \cdot u_{s_{q-1}}$$

soit

$$Rs \rightarrow u_m = u_{m1} + u_{m2} + \dots + u_{m_{q-1}}$$

avec

$$Ru_{m1} \rightarrow u_{m1} = f_1 \cdot u_{s1},$$

$$Ru_{m2} \rightarrow u_{m2} = f_2 \cdot u_{s2},$$

$$\vdots$$

$$Ru_{m_{q-1}} \rightarrow u_{m_{q-1}} = f_{q-1} \cdot u_{s_{q-1}}$$

$$Ri_{m1} \rightarrow i_{m1} = f_1 \cdot i_s$$

$$Ri_{m2} \rightarrow i_{m2} = f_2 \cdot i_s$$

$$\vdots$$

$$Ri_{m_{q-1}} \rightarrow i_{m_{q-1}} = f_{q-1} \cdot i_s$$

1.4.2. Causalité du bloc continu

La bobine se comporte comme une source de courant dont l'évolution temporelle est régie selon l'expression :

$$R_c \rightarrow l \cdot \frac{di_s}{dt} + r \cdot i_s = u_m - u_e$$

Chaque condensateur se comporte comme une source de tension. Les tensions qui apparaissent à leurs bornes sont déduites des relations suivantes :

$$R_{v1} \rightarrow C_1 \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} = i_e - i_{m1}$$

$$\begin{array}{c} \vdots \\ \vdots \\ R_{v2} \rightarrow C_2 \cdot \frac{dv_{c2}}{dt} = i_e - i_{m1} - i_{m2} \end{array}$$

$$R_{v_{q-1}} \rightarrow C_{q-1} \cdot \frac{dv_{c_{q-1}}}{dt} = i_e - i_{m1} - i_{m2} - \dots - i_{m_{q-1}}$$

Les tensions commutées, considérées comme des différences de potentiel par rapport au potentiel de la phase q , s'écrivent donc :

$$R_{u1} \rightarrow u_{s1} = v_{c1} + v_{c2} + \dots + v_{c_{q-1}}$$

$$R_{u2} \rightarrow u_{s2} = v_{c2} + v_{c3} + \dots + v_{c_{q-1}}$$

$$\begin{array}{c} \vdots \\ \vdots \\ R_{u_{q-2}} \rightarrow u_{s_{q-2}} = v_{c_{q-2}} + v_{c_{q-1}} \end{array}$$

$$R_{u_{q-1}} \rightarrow u_{s_{q-1}} = v_{c_{q-1}}$$

Ces diverses relations sont transcrites sous la forme du graphe informationnel de causalité de la figure 1.6 qui permet de déterminer une forme particulière du dispositif de commande. La relation R_f explicite le processeur définissant la connexion établie en fonction des ordres externes appliqués aux transistors comme nous l'avons montré sur les trois exemples donnés à la figure 1.3.

On retrouve une association de modulateurs élémentaires délivrant chacun deux composantes modulées (une tension : u_{m_1}, u_{m_2}, \dots et un courant : i_{m_1}, i_{m_2}, \dots). La disposition est systématique et s'apparente sensiblement à celle propre au convertisseur multicellulaire [HAU, CAR, 99]. Les processeurs rigides (R_{u_1}, R_{u_2}, \dots) et causals (R_{v_1}, R_{v_2}, \dots) supportent ainsi les relations qui définissent les potentiels distribués. En revanche, par rapport à ce même convertisseur multicellulaire, on peut noter un couplage fort entre les tensions aux bornes des condensateurs, source de déséquilibre a priori, et donc d'une répartition inégale des potentiels. Cette remarque se confirme en observant les relations causales R_{v_1}, R_{v_2}, \dots ; si l'effet du courant i_{m_1} est le même sur les tensions $v_{c_{q-1}}$, aux bornes des condensateurs (**ceux-ci étant alors supposés de même capacité**), il en est différemment des autres courants modulés. Par exemple, le courant i_{m_k} n'a pas d'action sur les tensions $v_{c_{k-1}}, v_{c_{k-2}}, \dots, v_{c_1}$; il est alors nécessaire d'envisager sérieusement une régulation des potentiels sous peine de perdre le bénéfice de l'équipartition et de la qualité spectrale qui s'ensuit.

1.5. Convertisseur équivalent 2/3

1.5.1. Description

Par définition, dans le cadre de notre formalisme, une structure 2/3 est formée de deux cellules de trois interrupteurs comme le montre la figure 1.7.

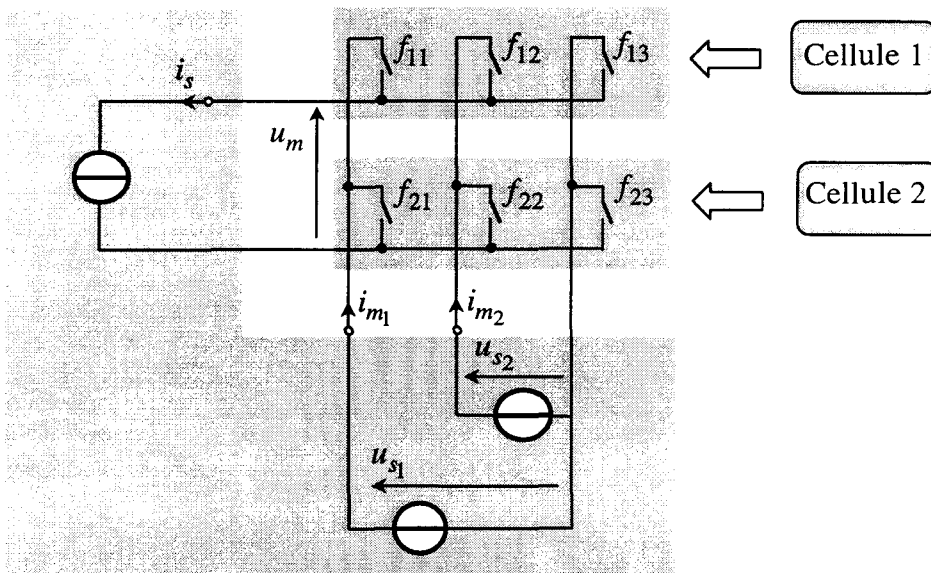


Figure 1.7: Représentation matricielle de la structure 2/3

Compte tenu du nombre de cellules de commutation $n=2$, la relation de conversion caractéristique est de dimension (1×2) et s'écrit :

$$[R_{cv}] = \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

et est associée à la matrice de connexion réduite :

$$[F_r] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Ces matrices permettent d'exprimer la matrice des fonctions de conversion :

$$[M] = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 \end{bmatrix} = [R_{cv}][F_r] \quad (1.21)$$

avec :

$$m_1 = f_{11} - f_{21} \text{ et } m_2 = f_{12} - f_{22} \quad (1.22)$$

En appliquant les relations (1.6) et (1.7), on déduit l'expression des grandeurs modulées en fonction des grandeurs commutées, soit :

$$\begin{cases} u_m = m_1 \cdot u_{s1} + m_2 \cdot u_{s2} \\ i_{m1} = m_1 \cdot i_s ; i_{m2} = m_2 \cdot i_s \end{cases} \quad (1.23)$$

Les fonctions de conversion sont définies sur le domaine : $\{-1,0,1\}$, et si, par hypothèse, les tensions de source u_{s1} et u_{s2} sont de signe constant, u_m est une somme de deux tensions à trois niveaux. Ceci est conforme à la loi du multiniveau de tension (1.13) qui est définie au paragraphe (1.2.1). Toutefois, les grandeurs m_1 et m_2 ne sont pas indépendantes puisque une seule connexion est établie à un instant donné dans chaque cellule de commutation (cf expression 1.15 pour $q = 3$). Le tableau 1.1 ci-après montre comment se définissent les sept niveaux possibles $(q^2 - (q-1))$ qui se réduisent à cinq $(2q-1)$ lorsque la tension u_{s2} est d'amplitude égale à la moitié de celle de u_{s1} .

f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{21}	f_{22}	f_{23}	m_1	m_2	u_m	u_m si $u_{s2} = 1/2.u_{s1}$
0	0	1	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	-1	$-u_{s2}$	$-\frac{1}{2}.u_{s1}$
0	0	1	1	0	0	-1	0	$-u_{s1}$	$-u_{s1}$
0	1	0	0	0	1	0	1	u_{s2}	$\frac{1}{2}.u_{s1}$
0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	-1	1	$-u_{s1} + u_{s2}$	$-\frac{1}{2}.u_{s1}$
1	0	0	0	0	1	1	0	u_{s1}	u_{s1}
1	0	0	0	1	0	1	-1	$u_{s1} - u_{s2}$	$\frac{1}{2}.u_{s1}$
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0

Tableau 1.1

1.5.2. Modèle de la partie opérative

La figure 1.8 représente le schéma matérialisant la structure 2/3 ; il s'agit donc d'un convertisseur à deux bras de commutation distribuant chacun les deux mêmes potentiels imposés par les tensions aux bornes des condensateurs. La source de courant est constituée par la bobine du filtre alimentant la charge.

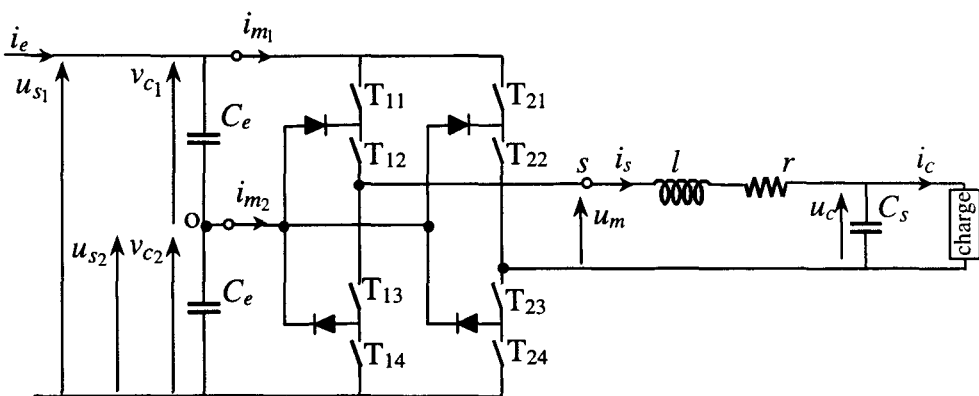


Figure 1.8 : Schéma électrique du convertisseur 2/3

Les équations régissant le fonctionnement de ce convertisseur peuvent être illustrées par un graphe informationnel causal présenté ci-après.

1.5.3. Graphe informationnel causal

Le modèle de commande naturel de cette structure est une forme particulière issue du modèle général représenté à la figure 1.6, auquel s'ajoutent la relation de conversion et celle propre au filtre. Le modèle G.I.C. est donné à la figure 1.9 et les relations caractéristiques des processeurs sont détaillées dans le tableau 1.2.

On distingue alors :

- Des relations explicitant le passage des fonctions de connexion aux fonctions de conversion, équation (1.22), représenté par les relations R_{m1} et R_{m2} .

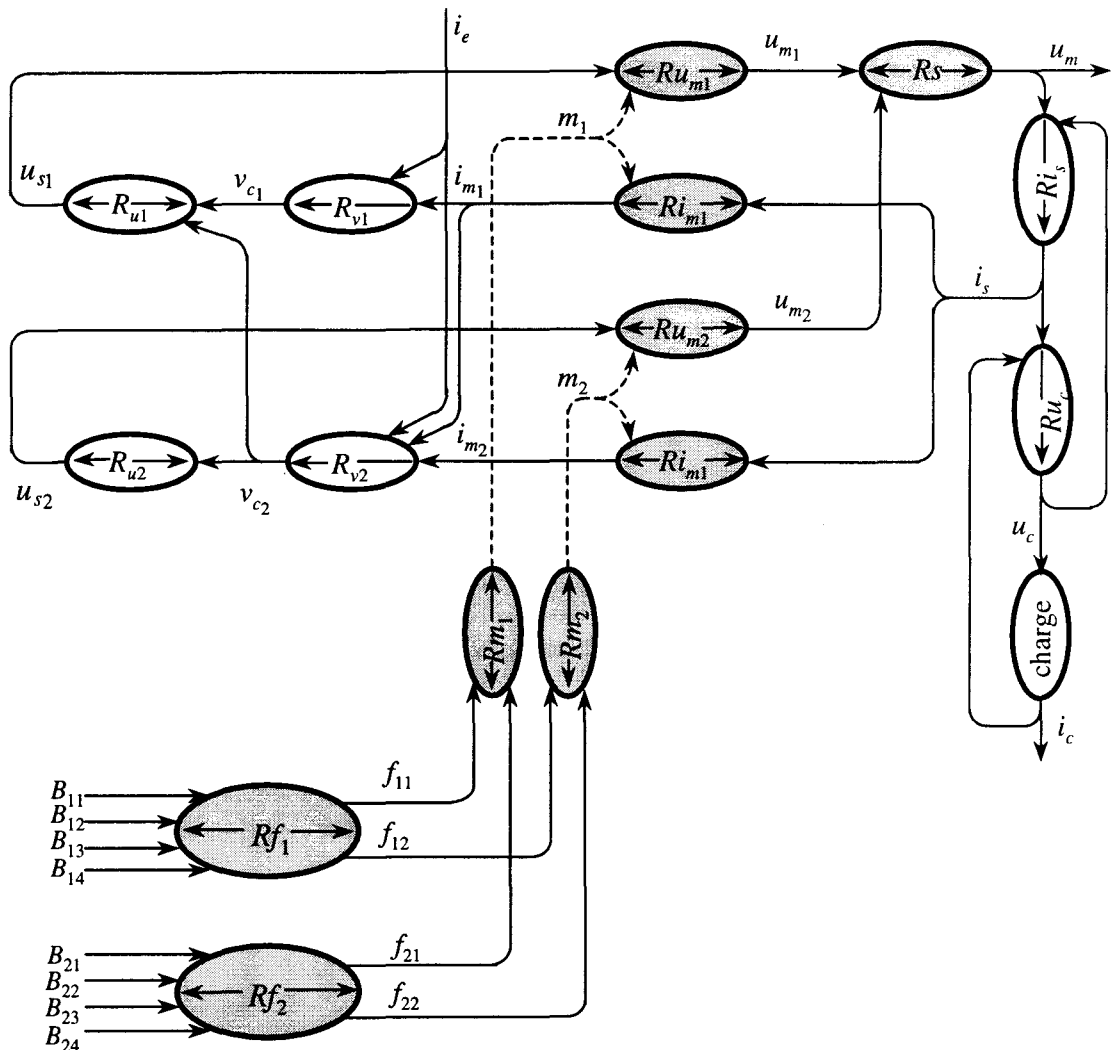


Figure 1.9 : G.I.C. de la structure 2/3

<i>Repère</i>	<i>Relations</i>	<i>Natures</i>
R_{u1}	$u_{s1} = v_{c1} + v_{c2}$	<i>Processeurs opérateurs</i>
R_{u2}	$u_{s2} = v_{c2}$	
R_{v1}	$C_e \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} = i_e - i_{m1}$	<i>Processeurs causals</i> (<i>Accumulateurs de tension</i>)
R_{v2}	$C_e \cdot \frac{dv_{c2}}{dt} = i_e - i_{m1} - i_{m2}$	
Ru_{m1}	$u_{m1} = m_1 \cdot u_{s1}$	<i>Processeurs opérateurs</i> (<i>Tensions modulées à trois niveaux</i>)
Ru_{m2}	$u_{m2} = m_2 \cdot u_{s2}$	
Rs	$u_m = u_{m1} + u_{m2}$	<i>Processeur opérateur</i> (<i>Tension modulée à cinq niveaux</i>)
Ri_{m1}	$i_{m1} = m_1 \cdot i_s$	<i>Processeurs opérateurs</i> (<i>Courants modulés</i>)
Ri_{m2}	$i_{m2} = m_2 \cdot i_s$	
Ri_s	$\left(r + l \cdot \frac{d}{dt} \right) i_s = u_m - u_c$	<i>Processeur causal</i> (<i>Accumulateur de courant</i>)
Ru_c	$C_s \cdot \frac{du_c}{dt} = i_s - i_c$	<i>Processeur causal</i> (<i>Accumulateur de tension</i>)
Rm_1	$m_1 = f_{11} - f_{21}$	<i>Relations de conversion</i>
Rm_2	$m_2 = f_{12} - f_{22}$	
Rf_1	$f_{11} = B_{11} \cdot B_{12} \cdot \overline{B_{13}} \cdot \overline{B_{14}}$ $f_{12} = \overline{B_{11}} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot \overline{B_{14}}$	<i>Relations de connexion</i>
Rf_2	$f_{21} = B_{21} \cdot B_{22} \cdot \overline{B_{23}} \cdot \overline{B_{24}}$ $f_{22} = \overline{B_{21}} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot \overline{B_{24}}$	

Tableau 1.2

- Des relations de modulation de courant définies par Ri_{m1} et Ri_{m2} ; ainsi que des relations de modulation de tension représentées par Ru_{m1} et Ru_{m2} .

- Une relation propre à la génération de la tension multiniveau représentée par la relation Rs .

- Des relations décrivant le comportement physique des filtres. Ainsi, les deux sources de tension sont en fait issues d'un diviseur capacitif qui permet de générer deux tensions liées entre elles : R_{v1} et R_{v2} .

- Le courant i_s est obtenu à partir de la relation Ri_s ; et la tension u_c est donnée par Ru_c .

- Des relations permettant d'obtenir deux tensions u_{s1} et u_{s2} ayant la même référence de potentiel (phase 3) à partir des tensions aux bornes des condensateurs : Ru_1 et Ru_2 .

- Des relations entre les connexions et les signaux qui sont envoyés sur les bases des transistors sont représentées par Rf_1 et Rf_2 .

1.6. Convertisseur équivalent 3/3

1.6.1. Description

Une structure 3/3 est composée de trois cellules de commutation à trois interrupteurs comme le montre la figure 1.10.

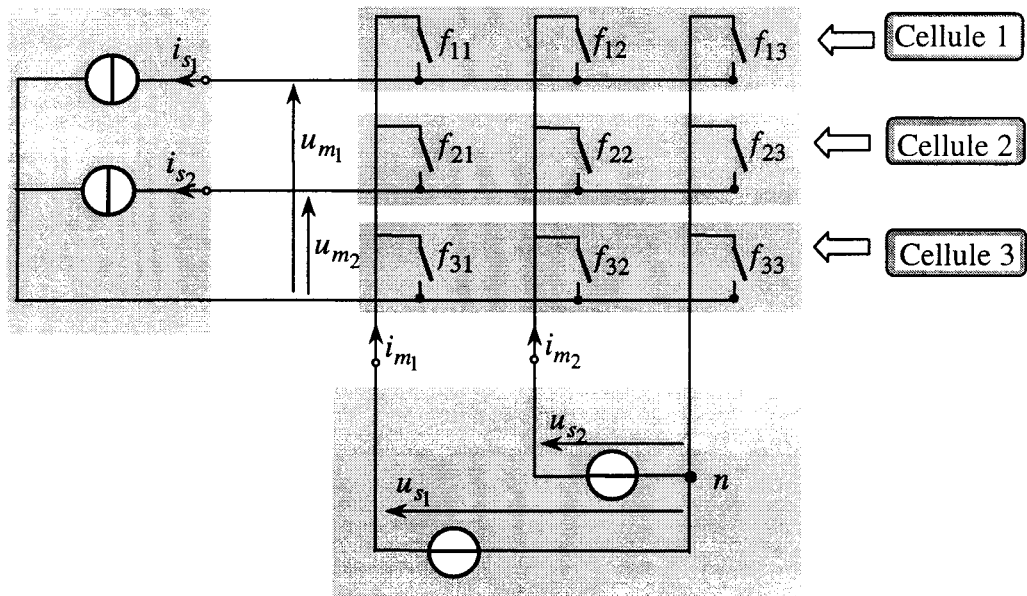


Figure 1.10: Représentation matricielle de la structure 3/3

Compte tenu du nombre de cellules $n=3$, la relation de conversion caractéristique est de dimension (2×3) et s'écrit :

$$[R_{cv}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

et est associée à la matrice de connexion réduite :

$$[F_r] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

La matrice de conversion se déduit donc :

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} = [R_{cv}][F_v] \quad (1.26)$$

avec

$$\begin{cases} m_{11} = f_{11} - f_{31} \text{ et } m_{12} = f_{12} - f_{32} \\ m_{21} = f_{21} - f_{31} \text{ et } m_{22} = f_{22} - f_{32} \end{cases} \quad (1.27)$$

En appliquant les relations (1.6) et (1.7), les grandeurs modulées peuvent s'exprimer en fonction des grandeurs commutées, selon :

$$\begin{cases} u_{m_1} = m_{11} \cdot u_{s_1} + m_{12} \cdot u_{s_2} \\ u_{m_2} = m_{21} \cdot u_{s_1} + m_{22} \cdot u_{s_2} \end{cases} \quad (1.28)$$

$$\begin{cases} i_{m_1} = m_{11} \cdot i_{s_1} + m_{21} \cdot i_{s_2} \\ i_{m_2} = m_{12} \cdot i_{s_1} + m_{22} \cdot i_{s_2} \end{cases} \quad (1.29)$$

On constate que chaque tension modulée (u_{m_1} et u_{m_2}) est une somme des deux tensions modulées à trois niveaux, ce qui est conforme à la loi du multiniveau de tension (eq. 1.13). Sachant que pour une cellule de commutation, une seule connexion est établie à un instant donné (cf. expression 1.15 pour $q = 3$), cela nous conduit à déterminer les combinaisons possibles pour délivrer des tensions multiniveaux. Etant donné que $q = 3$, et si, par hypothèse $u_{s_2} = \frac{1}{2} u_{s_1}$, le nombre de niveaux possibles est donc le même que pour la structure (2/3) (paragraphe 1.5.1) ; ces combinaisons sont regroupées dans le tableau 1.3.

f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{21}	f_{22}	f_{23}	f_{31}	f_{32}	f_{33}	m_{11}	m_{12}	m_{21}	m_{22}	u_{m_1}	u_{m_2}
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	-1	0	-1	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	0	1	0	0	1	1	0	0	-1	0	-1	0	$-u_{s_1}$	$-u_{s_1}$
0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	-1	0	0	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	0
0	0	1	0	1	0	1	0	0	-1	0	-1	1	$-u_{s_1}$	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	u_{s_1}
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	-1	1	-1	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	0	1	1	0	0	1	0	0	-1	0	0	0	$-u_{s_1}$	0
0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	0
0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	-1	0	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	1	0	0	0	1	1	0	0	-1	1	-1	0	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	$-u_{s_1}$
0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	1	0	0	-1	1	-1	1	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	u_{s_1}
0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	-1	0	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
0	1	0	1	0	0	1	0	0	-1	1	0	0	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	0
1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	u_{s_1}	0
1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	-1	0	-1	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1	0	0	$-u_{s_1}$
1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	u_{s_1}	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	-1	0	0	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	0
1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	-1	1	0	$-\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	u_{s_1}	u_{s_1}
1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	-1	1	-1	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$	$\frac{1}{2} \cdot u_{s_1}$
1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 1.3

1.6.2. Modèle de la partie opérative

Ce convertisseur est constitué de trois bras de commutation distribuant chacun les deux mêmes potentiels imposés par les tensions aux bornes des condensateurs. La source de

courant est souvent caractérisée par une charge triphasée équilibrée non représentée sur la figure 1.11 qui montre le schéma matérialisant la structure 3/3.

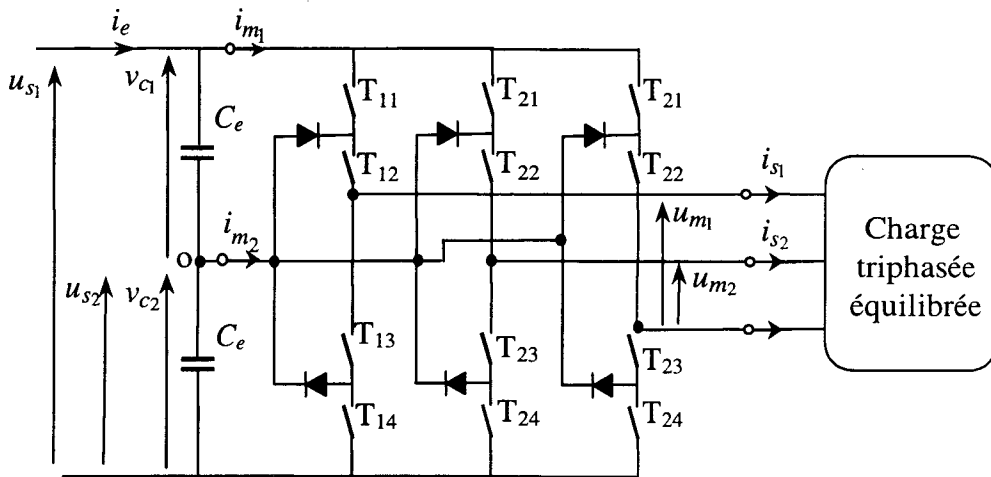


Figure 1.11 : Schéma électrique de la structure 3/3

1.6.3. Graphe informationnel causal

En ordonnant l'ensemble des relations propres à cette structure, on obtient le graphe informationnel de causalité (fig. 1.12). Les relations caractéristiques des processeurs sont détaillées dans le tableau 1.4. On distingue alors :

- Des relations entre les connexions et les signaux envoyés sur les bases des transistors représentées par Rf_1, Rf_2 et Rf_3 .

- Le passage des fonctions de connexion aux fonctions de conversion (relation 1.27) est explicité par les relations $Rm_{11}, Rm_{12}, Rm_{21}$ et Rm_{22} .

- Des relations de modulation de courant représentées par $Ri_{m11}, Ri_{m12}, Ri_{m21}$ et Ri_{m22} . Celles des courants issus du convertisseur sont définies par Ri_{m1} et Ri_{m2} .

- $Ru_{m11}, Ru_{m12}, Ru_{m21}$ et Ru_{m22} représentent les relations de modulation des tensions générant des ondes modulées à trois états.

- Les tensions modulées à cinq niveaux sont obtenues à partir des relations Rs_1 et Rs_2 .

- Des relations identiques à la structure 2/3 (R_{v1}, R_{v2}) décrivant le comportement physique du filtre d'entrée. Ce qui signifie que les deux sources de tension sont issues d'un diviseur capacitif qui permet de générer deux tensions de signe constant liées entre elles (v_{c1} et v_{c2}). Ainsi, la relation Ru_1 définit la tension u_{s1} et la relation Ru_2 donne la tension u_{s2} qui n'est autre que la tension v_{c2} .

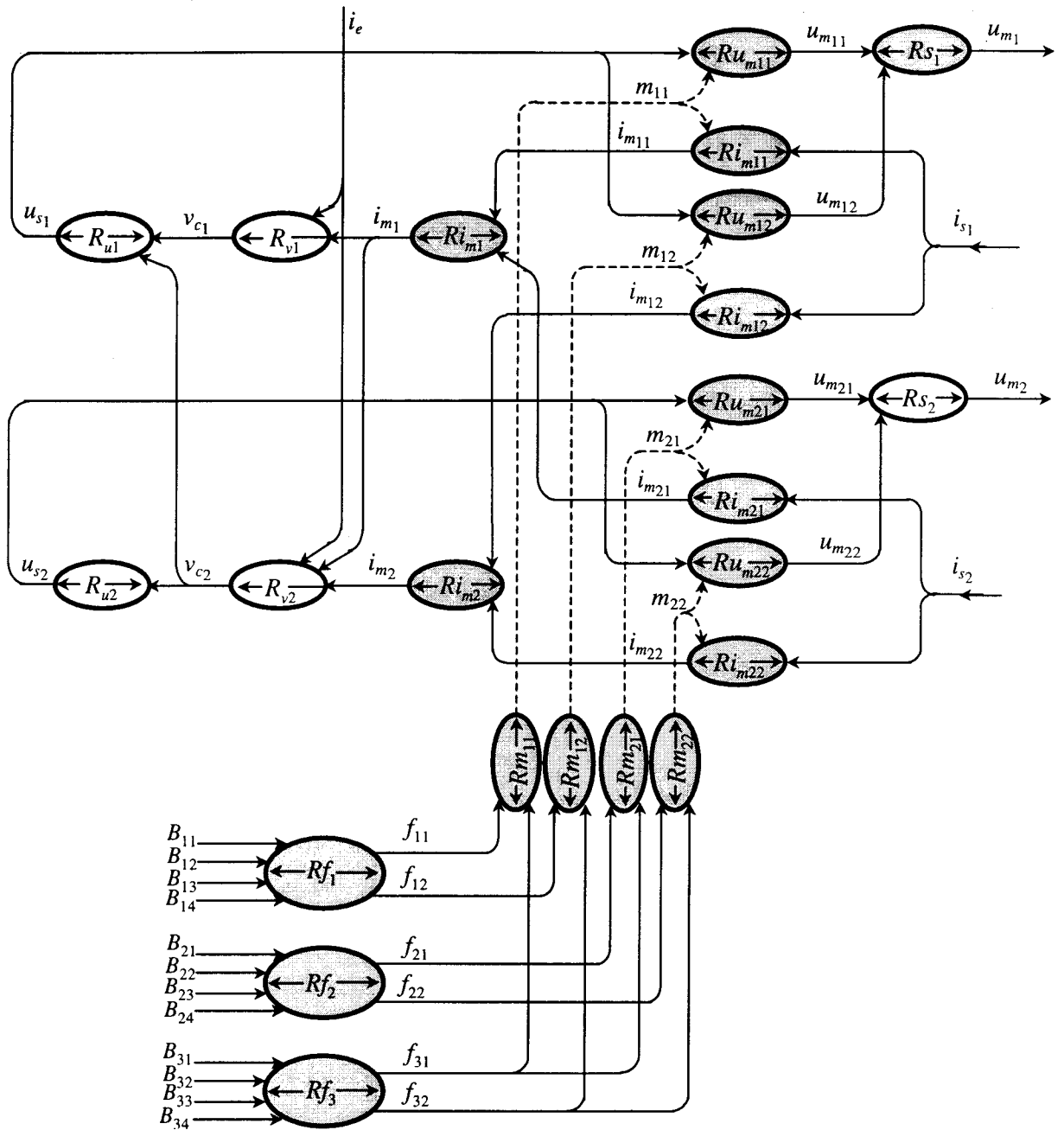


Figure 1.12 : G.I.C. de la structure 3/3

- Des relations décrivant le comportement des sources de courant : Ri_{s1} , Ri_{s2} . La plupart du temps, cette charge est un circuit triphasé inductif ($r, l, f.e.m.$), pouvant être considéré comme le modèle universel de la partie électrique d'une machine par exemple.

Repères	Relations	Natures
R_{u1}	$u_{s1} = v_{c1} + v_{c2}$	<i>Processeurs opérateurs</i>
R_{u2}	$u_{s2} = v_{c2}$	
R_{v1}	$C_e \cdot dv_{c1} / dt = i_e - i_{m1}$	<i>Processeurs causals</i> <i>(Accumulateurs de courant)</i>
R_{v2}	$C_e \cdot dv_{c2} / dt = i_e - i_{m1} - i_{m2}$	
Ru_{m11}	$u_{m11} = m_{11} \cdot u_{s1}$	<i>Processeurs opérateurs</i> <i>(Tensions modulées à trois niveaux)</i>
Ru_{m12}	$u_{m12} = m_{12} \cdot u_{s1}$	
Ru_{m21}	$u_{m21} = m_{21} \cdot u_{s2}$	
Ru_{m22}	$u_{m22} = m_{22} \cdot u_{s2}$	
$Rs1$	$u_{m1} = u_{m11} + u_{m12}$	<i>Processeurs opérateurs</i> <i>(Tensions modulées à cinq niveaux)</i>
$Rs2$	$u_{m2} = u_{m21} + u_{m22}$	
Ri_{m11}	$i_{m11} = m_{11} \cdot i_{s1}$	<i>Processeurs opérateurs</i> <i>(Courants modulés)</i>
Ri_{m21}	$i_{m21} = m_{21} \cdot i_{s2}$	
Ri_{m1}	$i_{m1} = i_{m11} + i_{m21}$	
Ri_{m12}	$i_{m12} = m_{12} \cdot i_{s1}$	
Ri_{m22}	$i_{m22} = m_{22} \cdot i_{s2}$	
Ri_{m2}	$i_{m2} = i_{m12} + i_{m22}$	
Ri_{s1}	$i_{s1} = f(u_{m1}, u_{m2})$	<i>Processeurs causals</i> <i>(Accumulateurs de courant)</i>
Ri_{s2}	$i_{s2} = f(u_{m1}, u_{m2})$	
Rm_{11}	$m_{11} = f_{11} - f_{31}$	<i>Relations de conversion</i>
Rm_{12}	$m_{12} = f_{12} - f_{32}$	
Rm_{21}	$m_{21} = f_{21} - f_{32}$	
Rm_{22}	$m_{22} = f_{22} - f_{32}$	
Rf_1	$f_{11} = B_{11} \cdot B_{12} \cdot \overline{B_{13}} \cdot \overline{B_{14}}$ $f_{12} = \overline{B_{11}} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot \overline{B_{14}}$	<i>Relations de connexion</i>
Rf_2	$f_{21} = B_{21} \cdot B_{22} \cdot \overline{B_{23}} \cdot \overline{B_{24}}$ $f_{22} = \overline{B_{21}} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot \overline{B_{24}}$	
Rf_3	$f_{31} = B_{31} \cdot B_{32} \cdot \overline{B_{33}} \cdot \overline{B_{34}}$ $f_{32} = \overline{B_{31}} \cdot B_{32} \cdot B_{33} \cdot \overline{B_{34}}$	

Tableau 1.4

1.7. Modèle moyen pour la conception du dispositif de commande

Le convertisseur comporte des grandeurs continues et des grandeurs discontinues. Pour concevoir un asservissement, il convient d'avoir un modèle homogène du système, c'est à dire, un modèle ne comportant que des grandeurs continues. Celui-ci est obtenu en considérant des grandeurs continues équivalentes aux grandeurs discontinues au sens de la conservation de la valeur moyenne. Celle-ci est calculée sur un intervalle de temps très petit (T_m). Le récepteur, de nature inductive, possède la caractéristique fréquentielle d'un filtre passe-bas. En effet, le ou les courants issus de ce récepteur varient de manière continue et sont très peu influencés par des discontinuités.

Deux modèles peuvent être appliqués :

- un modèle aux connexions moyennes,
- un modèle aux conversions moyennes.

1.7.1. Modèle aux connexions moyennes

Un modèle aux connexions moyennes signifie qu'un démodulateur est placé juste après les fonctions de connexion. Ceci permet de calculer la valeur moyenne de chaque fonction de connexion pendant une période de modulation.

On supposera que toute fonction de connexion change d'état une seule fois pendant la période de commutation ou de modulation, cette dernière est désignée par T_m . Alors, on définit la fonction génératrice de connexion selon :

$$Rg_{ck} \rightarrow f_{ckg}(q, t) = \frac{1}{T_m} \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} f_{ck}(t) . dt \quad (q=\{0,1,2,\dots\})$$

Cette fonction représente la valeur moyenne de la connexion établie sur la période de modulation comprise entre l'instant qT_m et $(q+1)T_m$ par l'interrupteur k situé dans la cellule c .

Lorsque la période T_m est infiniment petite, la notion de valeur moyenne instantanée de la connexion peut s'écrire sous la forme :

$$f_{ckg}(t) = \left(\frac{1}{T_m} \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} f_{ck}(\tau) d\tau \right)_{T_m \rightarrow 0} \quad (1.30)$$

Concernant la structure 2/3, le passage des fonctions de connexion aux fonctions de conversion est exprimé par :

$$\begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{21}) \\ (f_{12} - f_{22}) \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

devient, avec l'opérateur de valeur moyenne :

$$\begin{cases} m_{1g} = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} (f_{11}(\tau) - f_{21}(\tau)) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0} \\ m_{2g} = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} (f_{12}(\tau) - f_{22}(\tau)) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0} \end{cases} \quad (1.32)$$

Puisque la relation (1.31) est linéaire, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} m_{1g} = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(1+q)T_m} f_{11}(\tau) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0} - \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(1+q)T_m} f_{21}(\tau) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0} \\ m_{1g} = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(1+q)T_m} f_{12}(\tau) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0} - \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(1+q)T_m} f_{22}(\tau) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0} \end{cases} \quad (1.33)$$

Il vient ,

$$\begin{bmatrix} m_{1g} \\ m_{2g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11g} - f_{21g}) \\ (f_{12g} - f_{22g}) \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Appliquée sur chaque grandeur électrique, la notion de valeur moyenne instantanée conduit au graphe informationnel causal moyen du processus (fig. 1.13). Ce graphe découle du graphe informationnel de causalité (fig. 1.9) auquel s'ajoute un démodulateur permettant de calculer la valeur moyenne des fonctions de connexion sur la période de modulation T_m .

Les relations $Rg_{11}, Rg_{12}, Rg_{21}, Rg_{22}$ sont explicitées par les intégrales définies (Rg_{ck}) à la limite (1.30) et R_{cv} devient une relation entre fonctions génératrices. Ces relations sont considérées rigides puisque la sortie du processeur reste invariante et égale à la valeur moyenne de la connexion sur la période d'intégration. Cette dernière peut être également considérée comme une variable d'entrée utilisable comme grandeur de réglage, mais en

réalité, la période de modulation est implicitement définie par les durées relatives des états des commandes logiques B_{ck} appliquées aux transistors.

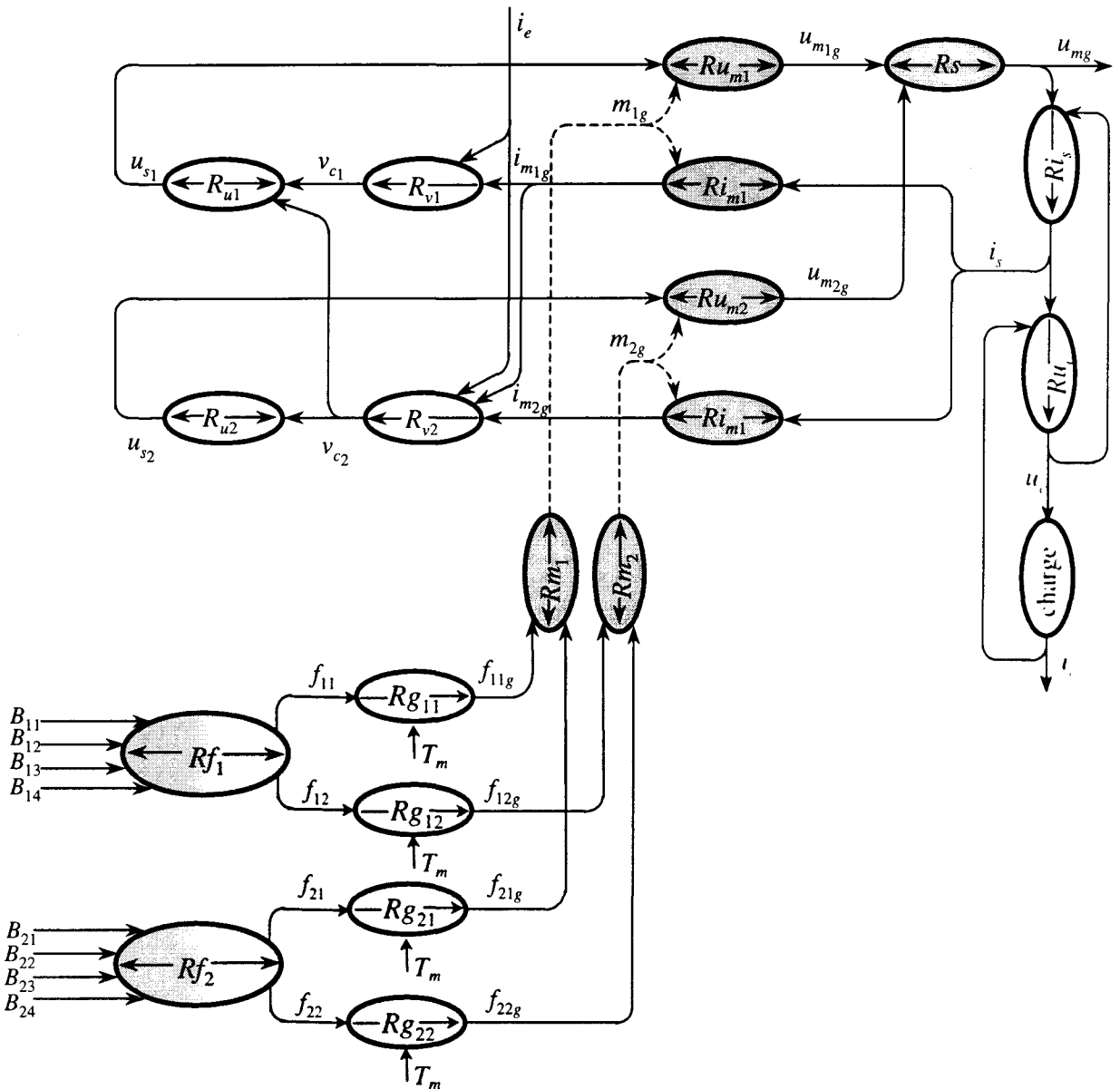


Figure 1.13 : G.I.C. aux connexions moyennes de la structure 2/3

En appliquant le même opérateur d'intégration à la structure 3/3, la relation (1.25) devient :

$$[F_{gr}] = \begin{bmatrix} f_{11g} & f_{12g} \\ f_{21g} & f_{22g} \\ f_{31g} & f_{32g} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Et, on obtient le G.I.C. aux connexions moyennes instantanées de la structure 3/3 comme le montre la figure 1.14.

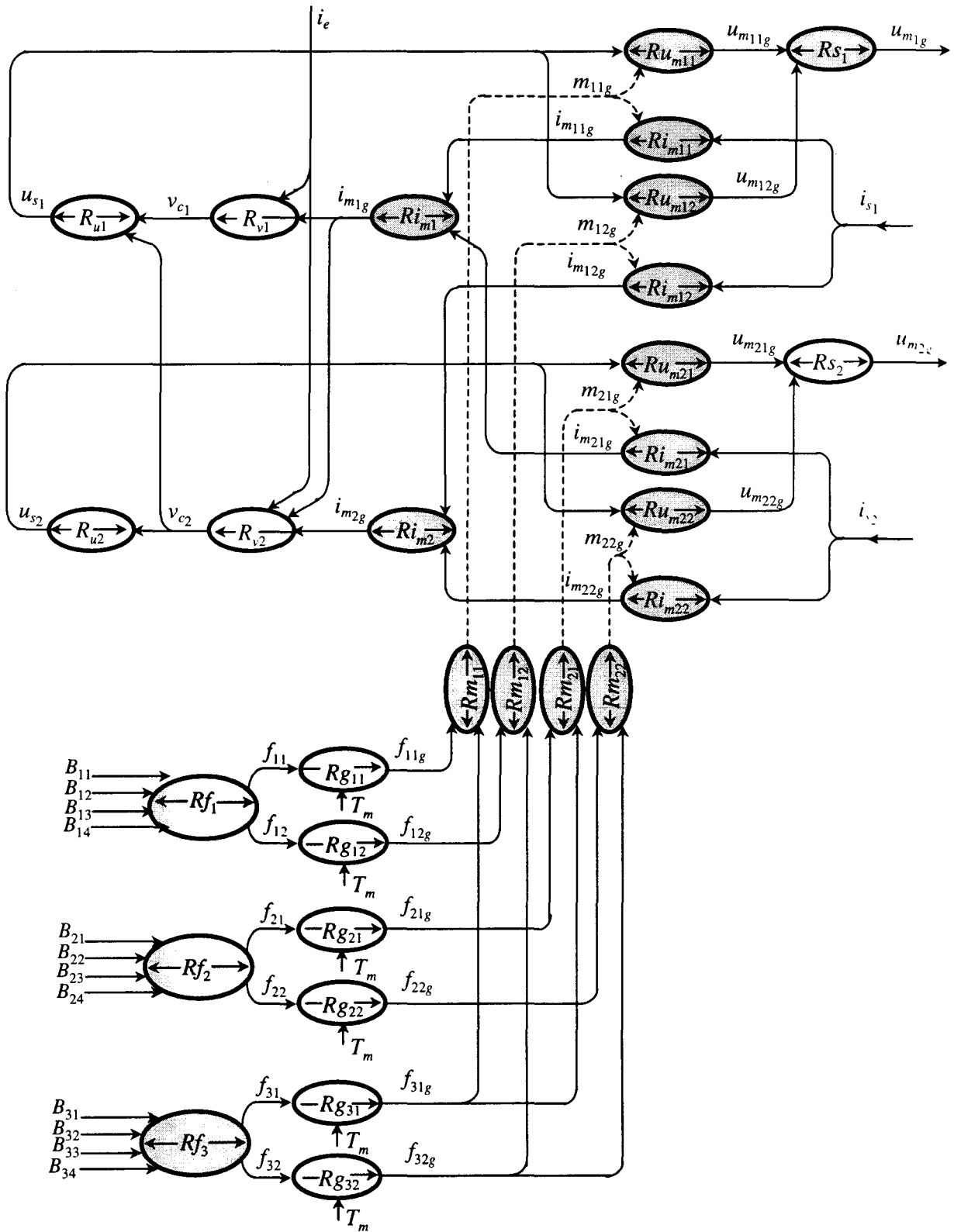


Figure 1.14 : G.I.C. aux connexions moyennes instantanées de la structure 3/3

1.7.2. Modèle aux conversions moyennes

Ce modèle consiste à appliquer l'opérateur de démodulation, non plus sur les fonctions de connexion, mais sur les fonctions de conversion :

$$Rg_{ck} \rightarrow m_{ckg}(q, t) = \left(\frac{1}{T_m} \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} m_{ck}(\tau) d\tau \right)_{T_m \rightarrow 0}$$

En appliquant l'opérateur (Rg_{ck}) aux relations (1.21) et (1.26), on a :

Pour $q = 3$ et $n = 2 \Rightarrow [M_g] = [m_{1g} \quad m_{2g}]$

Pour $q = 3$ et $n = 3 \Rightarrow [M_g] = \begin{bmatrix} m_{11g} & m_{12g} \\ m_{21g} & m_{22g} \end{bmatrix}$

Ces hypothèses conduisent aux modèles aux conversions moyennes que montrent les figures (1.15) pour la structure 2/3, et (1.16) pour la structure 3/3.

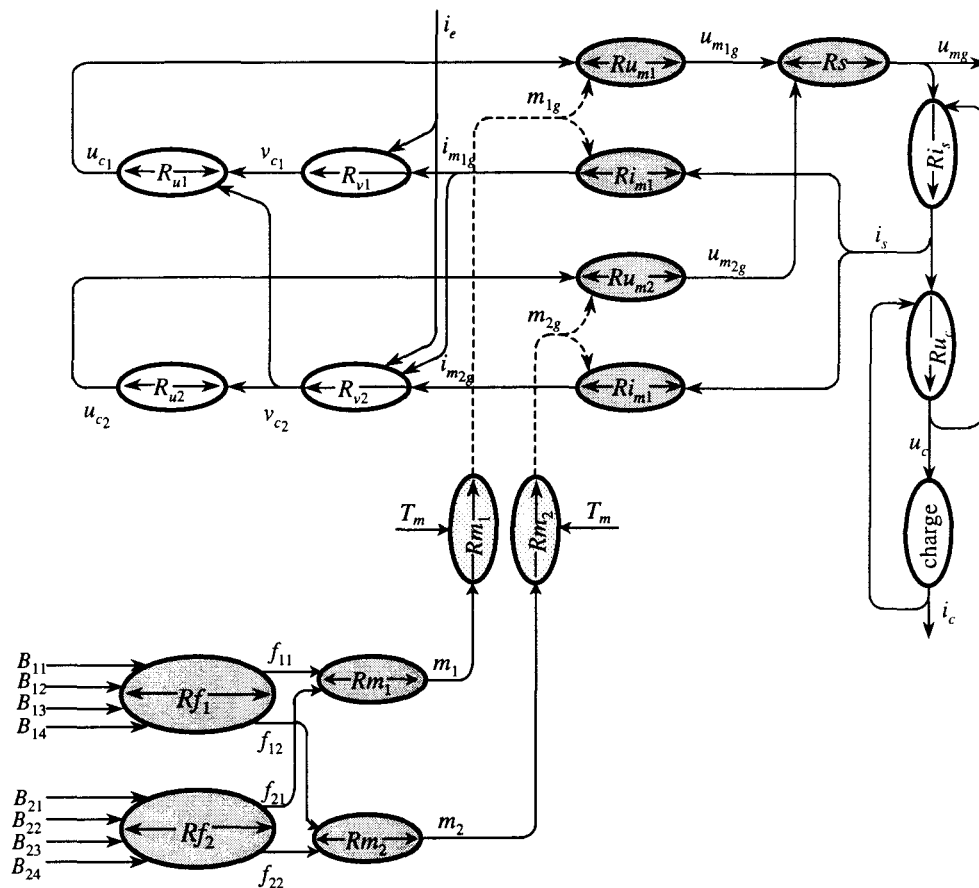


Figure 1.15 : G.I.C. aux conversions moyennes pour la structure 2/3

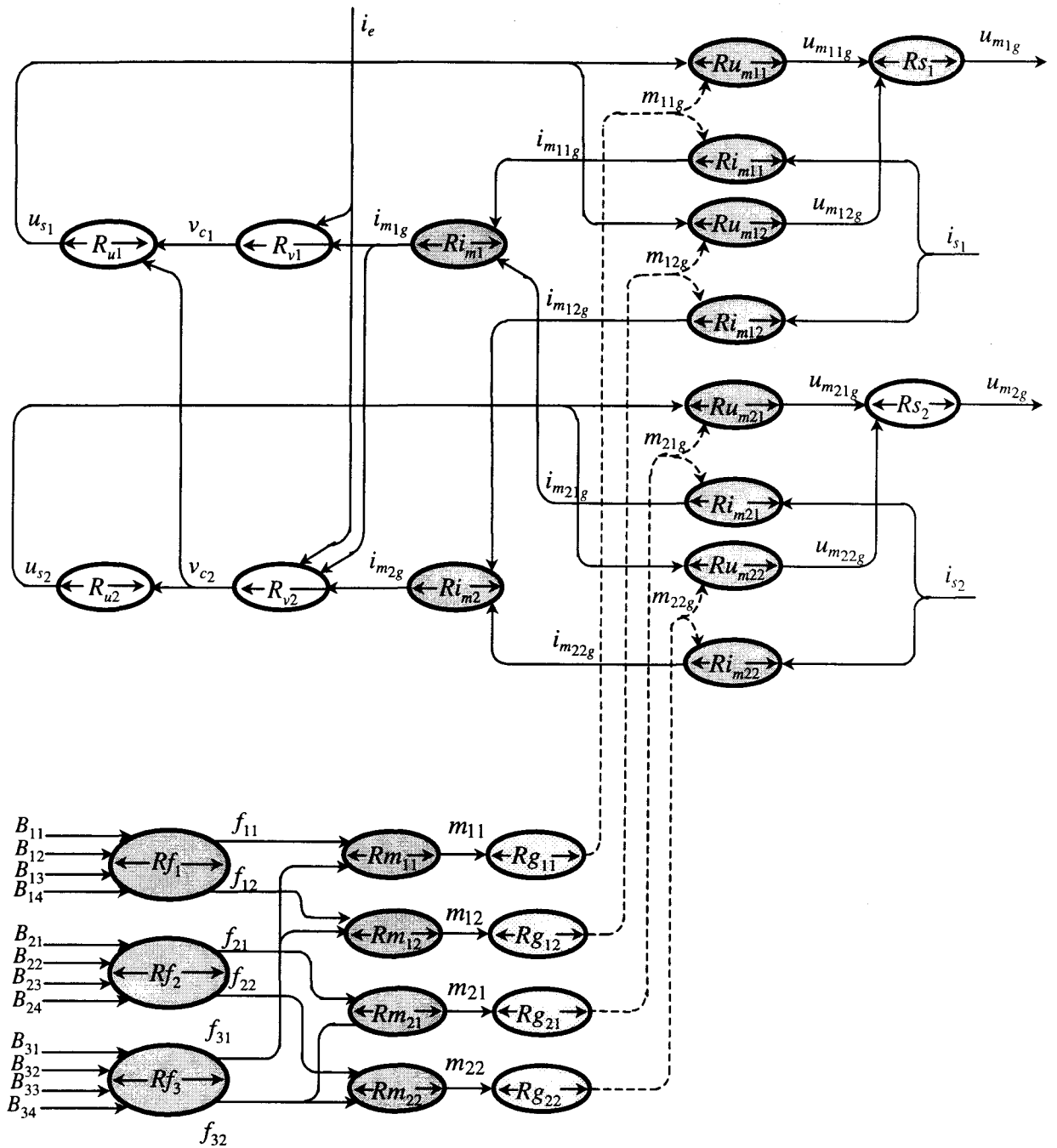


Figure 1.16 : G.I.C. aux conversions moyennes de la structure 3/3

Remarque :

Pour une simplification de notation, $m_{ckg} = m_{kg}$ avec $k = \{1,2\}$ pour la structure 2/3 puisque la matrice de conversion est de dimension $(n-1) \times n = (1 \times 2)$.

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un formalisme permettant de modéliser une structure matricielle multiniveaux d'ordre quelconque. L'application a été menée pour la modélisation des structures équivalentes 2/3 et 3/3 (respectivement à 8 et 12 semi-conducteurs bicommandables). Nous avons mis en évidence la distinction entre modèles instantanés de commande aux connexions moyennes et aux conversions moyennes, ce qui laisse supposer deux voies d'investigation pour synthétiser la commande.

CHAPITRE II

UNE STRATEGIE DE COMMANDE POUR LA STRUCTURE MATRICIELLE MULTINIVEAU AVEC POTENTIELS DISTRIBUES FIXES

Introduction

Les sources de tension continue sont réalisées à partir de deux alimentations stabilisées indépendantes, reliées en série afin d'obtenir un point milieu. La source de tension alternative est formée d'un filtre composé, d'une inductance l (de résistance r) et d'un condensateur de capacité C_s , sur lequel est connectée une charge quelconque (voir fig. 2.1).

Il existe dans la littérature de nombreuses solutions pour déterminer la commande des interrupteurs en M.L.I., [LOUIS], [HOLM, 92], [STE, 92]. Pour celle-ci, la technique du vecteur spatial instantané se révèle comme une solution globale efficace, [HAR, 93], [ZHA, 96], [LEE, 98]. Dans le même esprit, nous proposons deux stratégies qui découlent directement de l'analyse des fonctions de conversion réalisée au chapitre précédent.

Pour un onduleur de tension, l'étude ne se limite pas à la commande rapprochée des interrupteurs ; il faut également tenir compte de l'évolution souhaitée de la tension de sortie, en d'autres termes, du cahier des charges.

Nous allons, dans un premier temps, exposer des principes d'inversion. Suite à l'analyse du modèle de processus, nous déterminons le modèle du dispositif de commande. Ensuite, les deux types de modulation sont détaillés et, enfin, pour valider cette étude, des résultats de simulation ainsi que des résultats expérimentaux seront présentés et confrontés.

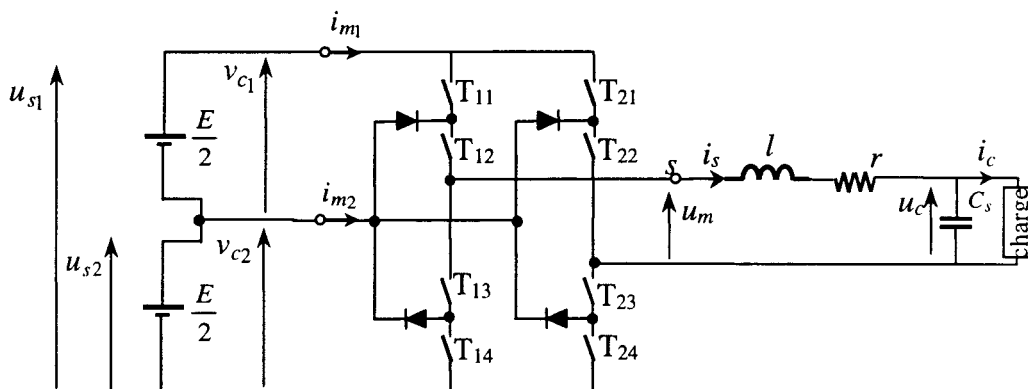


Figure 2.1 : Schéma électrique de convertisseur 2/3 à potentiel distribué fixe

2.1. Objectif de la commande

Pour ce convertisseur, on souhaite contrôler les semi-conducteurs de manière à ce que la tension alternative aux bornes de la charge suive une trajectoire fixée par l'utilisateur. Les fonctions de conversion correspondantes doivent être déterminées pour permettre au convertisseur de délivrer des ondes modulées. Pour une structure 2/3, il existe deux fonctions

de conversion permettant d'asservir la tension u_c . La stratégie de modulation de ces fonctions de conversion consiste alors à exploiter au maximum la possibilité du fonctionnement en demi niveau ($E/2, -E/2$).

2.2. Détermination de la structure de commande

2.2.1. Rappels sur les méthodes

Le modèle de la partie opérative d'une structure multiniveau est établie sous la forme d'un graphe informationnel de causalité comme nous l'avons défini au premier chapitre. L'inversion de ce graphe conduit à déterminer le modèle de la partie commande du convertisseur de manière systématique et structurée.

Il convient de préciser que les performances de la commande sont définie par rapport au modèle du processus. Il est donc évident que la démarche inclut les hypothèses de modélisation posées dans le chapitre précédent (connexions idéalisées, linéarité de la partie opérative continue).

2.2.2. Principes d'inversion

L'inversion d'une relation entrée-sortie d'un processeur élémentaire détermine sa relation de commande. Cette dernière consiste à permuter l'orientation des variables concernées et à déterminer le modèle mathématique inverse du processeur. En pratique, le principe de causalité naturelle oblige à réaliser cette opération avec des artifices différents selon la nature et la complexité du modèle mathématique. En effet, comme l'évolution des systèmes causals provient d'une intégration globale, vouloir imposer cette évolution suppose de pouvoir disposer de l'opération de dérivation qui, par essence, est une opération physiquement irréalisable, [HAU, CAR, 97].

Deux types de relation peuvent définir le modèle mathématique d'un processeur :

- les relations rigides,
- les relations causales.

2.2.2.1. Relation rigide

Une relation **rigide** est caractérisée par le fait qu'à une et une seule valeur donnée d'une grandeur d'entrée correspond une et une seule valeur de la grandeur de sortie. Cette relation est encore qualifiée de bijective. Dans ce cas, une relation inverse existe et détermine le processeur de commande. La grandeur d'entrée du processeur de commande est appelée

grandeur de référence et sera notée avec l'indice 'REF'. La grandeur générée par le processeur de commande est appelée **grandeur de réglage** et sera notée avec l'indice 'REG' comme le montre la figure 2.2.

$$\begin{aligned}
 R \rightarrow y = R(u), Rc \rightarrow u_{REG} = C(y) \\
 \text{Si } u = u_{REG} \text{ et } C = R^{-1} \text{ alors } y \rightarrow y_{REF}
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

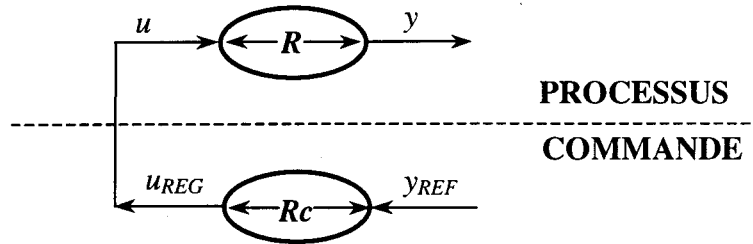


Figure 2.2 : Inversion d'une relation rigide

2.2.2.2. Relation causale

Lorsqu'à un instant donné, la valeur d'une grandeur de sortie dépend de la valeur de la grandeur d'entrée mais également de la durée pendant laquelle elle a été appliquée, alors la relation existant entre ces deux grandeurs est qualifiée de **causale**. Puisque l'accumulation énergétique rend l'évolution de la grandeur influencée dépendante du temps, une relation causale ne peut donc pas être bijective. L'inversion est alors réalisée **indirectement** en prenant en compte à tout instant la situation de la grandeur de sortie y par rapport à sa référence y_{REF} , soit l'écart $y_{REF} - y$. Le processeur de commande a pour rôle de minimiser cet écart et on retrouve ainsi le concept classique d'asservissement par élaboration d'une grandeur de réglage en boucle fermée. Il vient :

$$\begin{aligned}
 R \rightarrow y = R(u), Rc \rightarrow u_{REG} = C(y_{REF} - y) \\
 \text{Si } u = u_{REG} \text{ et } C \rightarrow \infty \text{ alors } y \rightarrow y_{REF}
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

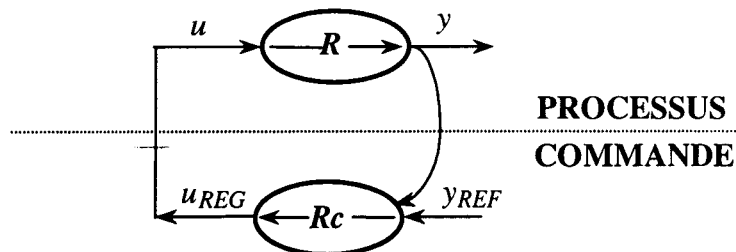


Figure 2.3 : Inversion d'une relation causale

La figure 2.3 présente l'inversion d'une relation causale. La causalité de la relation de commande est indéterminée, car chaque cas est particulier.

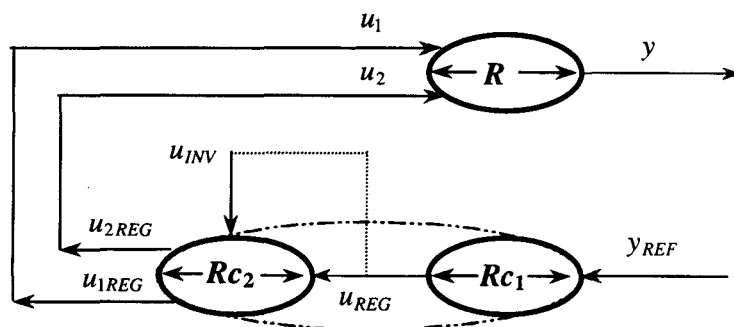
2.2.2.3. Relation fonctionnelle multivariable

La relation fonctionnelle multivariable, associée à un processeur à plusieurs entrées (u_1, u_2) , est définie comme une opération mathématique notée $(*)$ telle que la sortie y considérée s'écrit :

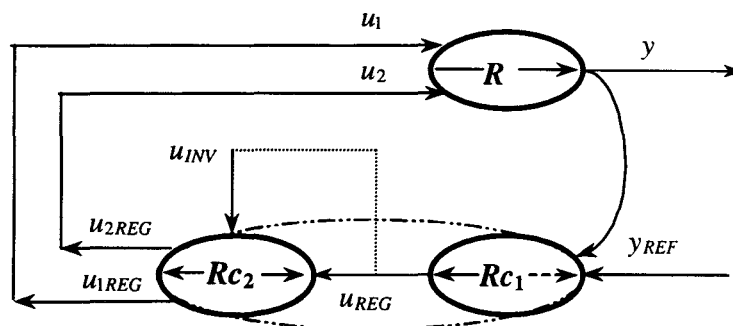
$$R \rightarrow y = R(u_1 * u_2) \quad (2.3)$$

Cette opération peut être une somme algébrique, un produit (comme une modulation) ou une fonction quelconque non linéaire.

La relation de commande Rc_1 est obtenue soit par inversion directe (fig. 2.4a) si le processeur est rigide, soit par inversion indirecte (fig. 2.4b) si le processeur est causal. Dans les deux cas, on obtient la grandeur de réglage globale u_{REG} respectivement définie par les



a : inversion directe



b : inversion indirecte

Figure 2.4 : Inversion des relations fonctionnelles multivariables

expressions (2.1) ou (2.2). Elle peut être considérée comme le résultat de l'opération fonctionnelle :

$$Rc_1 \rightarrow u_{REG} = u_{1REG} * u_{2REG} \quad (2.4)$$

L'effet des grandeurs influentes est donc reconstituée globalement dans la grandeur de réglage ainsi élaborée. Il résulte, de cette procédure, une singularité naturelle qui oblige à introduire une entrée supplémentaire (u_{INV}). La seconde relation de commande Rc_2 se décompose en deux sous-relations qui déterminent alors les deux grandeurs de réglage de la manière suivante :

$$Rc_2 \rightarrow \begin{cases} u_{1REG} = C2_1(u_{REG}, u_{INV}) \\ u_{2REG} = C2_2(u_{REG}, u_{INV}) \end{cases} \quad (2.5)$$

Il est difficile de proposer une solution générale pour la détermination de la grandeur d'entrée u_{INV} ; elle peut être indépendante ou être elle-même une fonction de la grandeur de réglage u_{REG} .

2.3. Architecture de la commande d'une structure 2/3

La figure 2.5 représente le graphe informationnel de causalité du système de commande déduit de celui du processus grâce à l'application systématique des principes précédents. L'inversion du modèle commence en partant de la grandeur à asservir et en remontant vers les grandeurs de réglage (les fonctions de conversion). La loi de commande obtenue a donc pour but d'asservir la tension u_c aux bornes du condensateur C_s à une référence notée u_{CREF} . A l'issue de cet asservissement, on obtient le courant de réglage i_{sREG} puis, on détermine la valeur moyenne instantanée de la tension modulée (u_{m8REG}). De cette dernière, deux tensions de réglage doivent être élaborées (u_{m18REG}, u_{m28REG}). Le **générateur de conversion** génère deux fonctions de conversion de réglage m_{18REG} et m_{28REG} . La connaissance de ces deux fonctions de conversion permet de déterminer les fonctions de connexion ; ceci est le rôle du **générateur de connexion**.

- Les relations Ru_c et Ri_s sont causales, c'est la méthode d'inversion indirecte qui s'applique, et on obtient les relations de commandes Rcu_c et Rci_s dans lesquelles \hat{u}_c , \hat{i}_s et \hat{i}_c représentent les mesures de u_c , i_s et i_c issues des capteurs ; C_u et C_i sont des algorithmes à choisir selon des critères de performance.

Le tableau 2.1 résume l'ensemble des lois de commande obtenues par inversion des relations du tableau 1.2 (chapitre I).

RELATIONS	PROCESSUS	COMMANDE
$Ru_c \Rightarrow Rcu_c$	$C_s \cdot \frac{du_c}{dt} = i_s - i_c$	$i_{sREG} = Ci \cdot (u_{cREF} - \hat{u}_c) + \hat{i}_c$
$Ri_s \Rightarrow Rci_s$	$r \cdot i_s + l \cdot \frac{di_s}{dt} = u_{mg} - u_c$	$u_{mgREG} = Cu \cdot (i_{sREG} - \hat{i}_s) + \hat{u}_c$
$Rs \Rightarrow Rcs$	$u_{m_g} = u_{m_{1g}} + u_{m_{2g}}$	$u_{mgREG} = u_{m_{1gREG}} + u_{m_{2gREG}}$ $u_{m_{1gREG}} = f(u_{mgREG}, u_{INV_s})$ $u_{m_{2gREG}} = f(u_{mgREG}, u_{INV_s})$
$Ru_{m1} \Rightarrow Rcu_{m1}$	$u_{m_{1g}} = m_{1g} \cdot u_{s1}$	$m_{1gREG} = \frac{u_{m_{1gREG}}}{\hat{u}_{s1}}$
$Ru_{m2} \Rightarrow Rcu_{m2}$	$u_{m_{2g}} = m_{2g} \cdot u_{s2}$	$m_{2gREG} = \frac{u_{m_{2gREG}}}{\hat{u}_{s2}}$
$Rm_1 \Rightarrow Rcm_1$	$m_{1g} = f_{11g} - f_{21g}$	$f_{11gREG} = (m_{1gREG}, u_{INV1})$ $f_{21gREG} = (m_{1gREG}, u_{INV1})$
$Rm_2 \Rightarrow Rcm_2$	$m_{2g} = f_{12g} - f_{22g}$	$f_{12gREG} = (m_{2gREG}, u_{INV2})$ $f_{22gREG} = (m_{2gREG}, u_{INV2})$
$Rg_{ck} \Rightarrow Rcg_{ck}$ $(c, k) = \{1, 2\}^2$	$f_{ckg} = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} f_{ck}(\tau) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0}$	(Voir modulateur)
$Rf_1 \Rightarrow Rcf_1$	$f_{11} = B_{11} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot B_{14}$ $f_{12} = \overline{B_{11}} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot \overline{B_{14}}$	$B_{11} = f_{11} \cdot \overline{f_{12}}, B_{12} = f_{11} \oplus f_{12},$ $B_{13} = f_{12} + \overline{f_{12}} \cdot f_{11}, B_{14} = \overline{f_{11}} \cdot f_{12}$
$Rf_2 \Rightarrow Rcf_2$	$f_{21} = B_{21} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot B_{24}$ $f_{22} = \overline{B_{21}} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot \overline{B_{24}}$	$B_{21} = f_{21} \cdot \overline{f_{22}}, B_{22} = f_{21} \oplus f_{22},$ $B_{23} = f_{22} + \overline{f_{22}} \cdot f_{21}, B_{24} = \overline{f_{21}} \cdot f_{22}$

Tableau 2.1

- Concernant le générateur de conversion, la relation Rs est univoque ; l'inversion de cette dernière nécessite une entrée supplémentaire (homopolaire) u_{INV_s} afin d'obtenir les deux tensions de réglages $u_{m_{1gREG}}$ et $u_{m_{2gREG}}$. Les deux relations Ru_{m1} et Ru_{m2} sont rigides, l'application de la méthode d'inversion directe donne les deux fonctions de conversion de réglage m_{1gREG} et m_{2gREG} .

- Le générateur de connexion fournit les quatre fonctions de connexion de réglage à partir des relations de commande Rcm_1 et Rcm_2 . Ces relations sont obtenues en appliquant l'inversion directe sur les relations univoques Rm_1 et Rm_2 , qui nécessitent également des

entrées homopolaires supplémentaires (u_{INV1}, u_{INV2}) qui permettent de définir une solution particulière.

- Le modulateur transforme la valeur moyenne des connexions en valeur binaire dont la durée d'application permet de vérifier l'équivalence de ces grandeurs en valeur moyenne. Ce bloc regroupe les relations $Rcg_{11}, Rcg_{12}, Rcg_{21}$ et Rcg_{22} qui sont obtenues par inversion des relations rigides $Rg_{11}, Rg_{12}, Rg_{21}$ et Rg_{22} .

- Les signaux envoyés sur les bases des transistors sont déterminés à partir des connexions obtenues par le générateur de connexion. Rcf_1 et Rcf_2 représentent les relations de commande entre les connexions f_{ck} et les ordres B_{ck} ; il s'agit en fait de fonctions d'adaptation des signaux avec isolation galvanique.

2.4. Générateur de conversion

Les fonctions de conversion dépendent de la tension modulée de réglage u_{mgREG} (Rcu_{m1} et Rcu_{m2}). Le signe de cette tension a un rôle important dans le choix des interrupteurs commandés durant une période d'évolution des grandeurs électriques.

2.4.1. Synthèse des commandes

En appliquant la relation (1.16) pour $q=3$, il vient $k = \{1,2\}$; on obtient ainsi les valeurs des amplitudes des sources de tension qui conduisent à une tension modulée en sortie sur cinq niveaux :

$$q=3, k=1 \Rightarrow u_{s1} = u_{s1}$$

$$q=3, k=2, \Rightarrow u_{s2} = \frac{1}{2} \cdot u_{s1}$$

Remarque : Une autre possibilité permet d'obtenir une tension multiniveau à cinq niveaux [RAL1, 99], avec :

$$u_{s2} = -u_{s1}$$

Pour cette étude, nous considérerons le cas où $u_{s2} = \frac{u_{s1}}{2}$.

La tension modulée étant elle-même générée à partir de la somme de deux tensions modulées, on considérera également sa référence comme une somme de deux autres tensions de références. Ces dernières dépendent directement de m_{1gREG} et de m_{2gREG} . Il vient :

$$u_{mgREG} = u_{m1gREG} + u_{m2gREG} \quad (2.6)$$

avec $u_{m1gREG} = m_{1gREG} \cdot u_{s1}$

et $u_{m2gREG} = m_{2gREG} \cdot u_{s2}$

En divisant u_{mgREG} par la tension u_{s1} , on obtient une grandeur réduite qui dépend linéairement des deux références de conversion :

$$\frac{u_{mgREG}}{u_{s1}} = m_{1gREG} + \frac{1}{2} m_{2gREG} \quad (2.7)$$

Si l'on considère la source de tension (u_{s1}) d'amplitude constante égale à E , alors l'amplitude de u_{mgREG} est au plus égale à E , donc le rapport u_{mgREG}/u_{s1} est défini sur le domaine de variation $[-1,1]$. En outre, il est à remarquer que chaque référence de conversion est définie sur ce même intervalle. Selon son amplitude, l'indice de tension u_{mgREG}/E peut être généré en utilisant soit m_{1gREG} , soit m_{1gREG} et m_{2gREG} simultanément, soit m_{2gREG} seule pour le domaine particulier :

$$-\frac{1}{2} < \frac{u_{mgREG}}{E} < \frac{1}{2}$$

2.4.2. Réglage en valeur moyenne de la tension modulée multiniveau

Le réglage de la tension modulée multiniveau consiste à rendre variable l'amplitude de sa composante fondamentale tout en réduisant les autres harmoniques qui la composent. L'évolution de la composante fondamentale n'est autre que celle de la valeur moyenne instantanée telle que nous l'avons définie au chapitre I (paragraphe 1.7.1) [GUI, 94], soit :

$$u_{mg}(t) = \left(\frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} u_m(t) dt \right)_{T_m \rightarrow 0} \quad (2.8)$$

Selon l'équation (2.7), cette dernière est également générée à partir de la somme de deux tensions de même fréquence fondamentale et notées u_{m1gREG} et u_{m2gREG} :

$$u_{mgREG} = u_{m1gREG} + u_{m2gREG}$$

La composante fondamentale de la tension multiniveau est donc réglable par deux tensions qualifiées d'élémentaires u_{m1gREG} et u_{m2gREG} qui dépendent de u_{mgREG} que l'on désire imposer. Afin de maintenir le principe de linéarité à ce niveau de commande, nous

avons choisi de décomposer la relation Rcs (tableau 2.1) en deux sous-relations (Rcs_1, Rcs_2) affectées à chaque tension élémentaire :

$$\begin{aligned} Rcs_1 &\rightarrow u_{m1gREG} = \alpha \cdot u_{mgREG} + u_{mgREG0} \\ Rcs_2 &\rightarrow u_{m2gREG} = (1 - \alpha) \cdot u_{mgREG} - u_{mgREG0} \end{aligned}$$

α est le facteur de répartition de la composante fondamentale et u_{mgREG0} une composante homopolaire d'optimisation telle que :

$$u_{INVs} = u_{mgREG0} + \alpha \cdot u_{mgREG} \quad (2.9)$$

Les deux tensions u_{m1gREG} et u_{m2gREG} s'expriment :

$$u_{m1gREG} = u_{INVs} \quad (2.10)$$

$$u_{m2gREG} = u_{mgREG} - u_{INVs} \quad (2.11)$$

Chaque tension élémentaire dépend d'une fonction de conversion qui apparaît en écrivant :

$$Ru_{m1} \rightarrow u_{m1g} = m_{1g} \cdot E$$

$$Ru_{m2} \rightarrow u_{m2g} = m_{2g} \cdot \frac{E}{2}$$

Donc, en utilisant les relations Rcs_1 et Rcs_2 , les références des fonctions de conversion dépendent de la référence du fondamental de la tension multiniveau selon :

$$m_{1gREG} = \alpha \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} + \beta \quad (2.12)$$

$$m_{2gREG} = 2 \cdot \left((1 - \alpha) \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - \beta \right) \quad (2.13)$$

avec $\beta = \frac{u_{mgREG0}}{E}$

La figure 2.6 donne le G.I.C. de cette loi de commande déduite de l'inversion du processus.

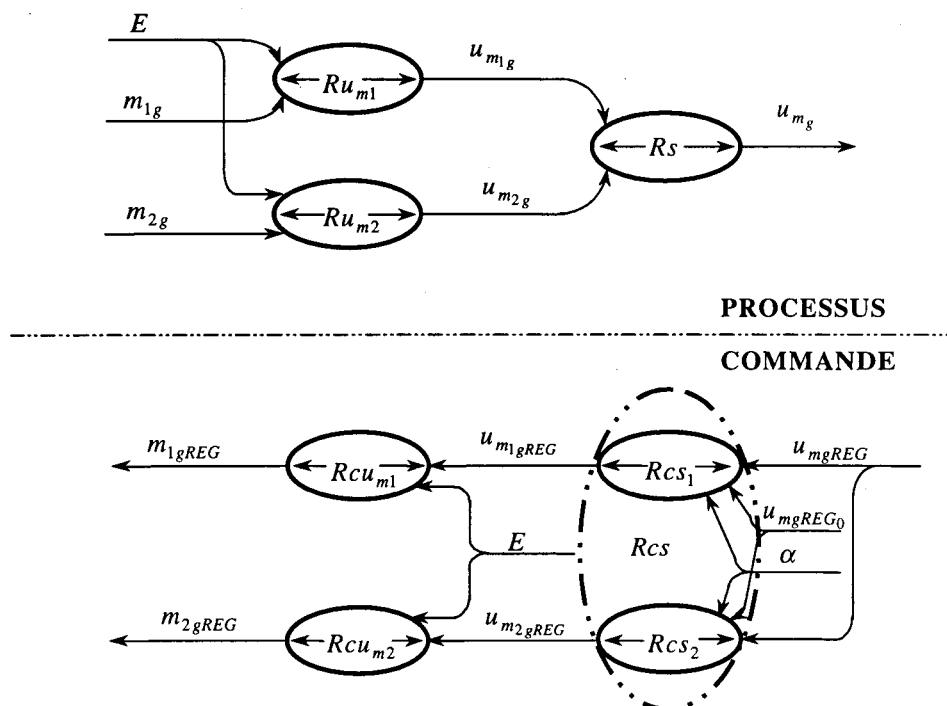


Figure 2.6 : Générateur de conversion

Nous recherchons maintenant des conditions sur le choix de α et β permettant, pour une onde donnée, d'aboutir a priori à la meilleur qualité spectrale possible pour un moindre nombre de commutations des interrupteurs.

2.4.3. Détermination des paramètres homopolaires

2.4.3.1. Cas d'une composante fondamentale inférieure au demi-niveau

Lorsque l'amplitude de la référence de la composante fondamentale est inférieure à un demi-niveau de tension, la référence de conversion correspondant à l'application d'un 'plein niveau' doit être annulée afin d'obtenir des harmoniques, à la fréquence de modulation, d'amplitude moindre. On obtient alors :

$$m_{1gREG} = 0 \quad (2.14)$$

et

$$m_{2gREG} = 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} \quad (2.15)$$

Ceci conduit à l'annulation des paramètres α et β :

$$\alpha = \beta = 0$$

Lorsque l'amplitude de la référence du fondamental est compris entre le demi-niveau et le plein niveau, $1/2 \leq |u_{mgREG}/E| \leq 1$, alors deux cas sont à distinguer selon que l'on veuille

imposer, deux références de conversion de même signe ou de signe opposé. Ces deux cas sont maintenant étudiés.

2.4.3.2. Modulation décalée

Lorsque les références de conversion sont de même signe, les fonctions de conversion générées sont des impulsions unitaires de même signe. Or l'examen du tableau 1.1 (chapitre I) montre qu'il ne peut exister de configurations telles qu'à un instant donné, on a :

$$\{m_1(t), m_2(t)\} = \{1, 1\} \text{ ou } \{m_1(t), m_2(t)\} = \{-1, -1\}.$$

Pour générer deux impulsions de même signe au cours d'une période de modulation, ces dernières doivent donc être obligatoirement décalées dans le temps de manière à faire apparaître des configurations physiquement réalisables (fig. 2.7).

$$\{m_1(t), m_2(t)\} = \{1, 0\} \text{ puis } \{m_1(t), m_2(t)\} = \{0, 1\}$$

ou

$$\{m_1(t), m_2(t)\} = \{-1, 0\} \text{ puis } \{m_1(t), m_2(t)\} = \{0, -1\}$$

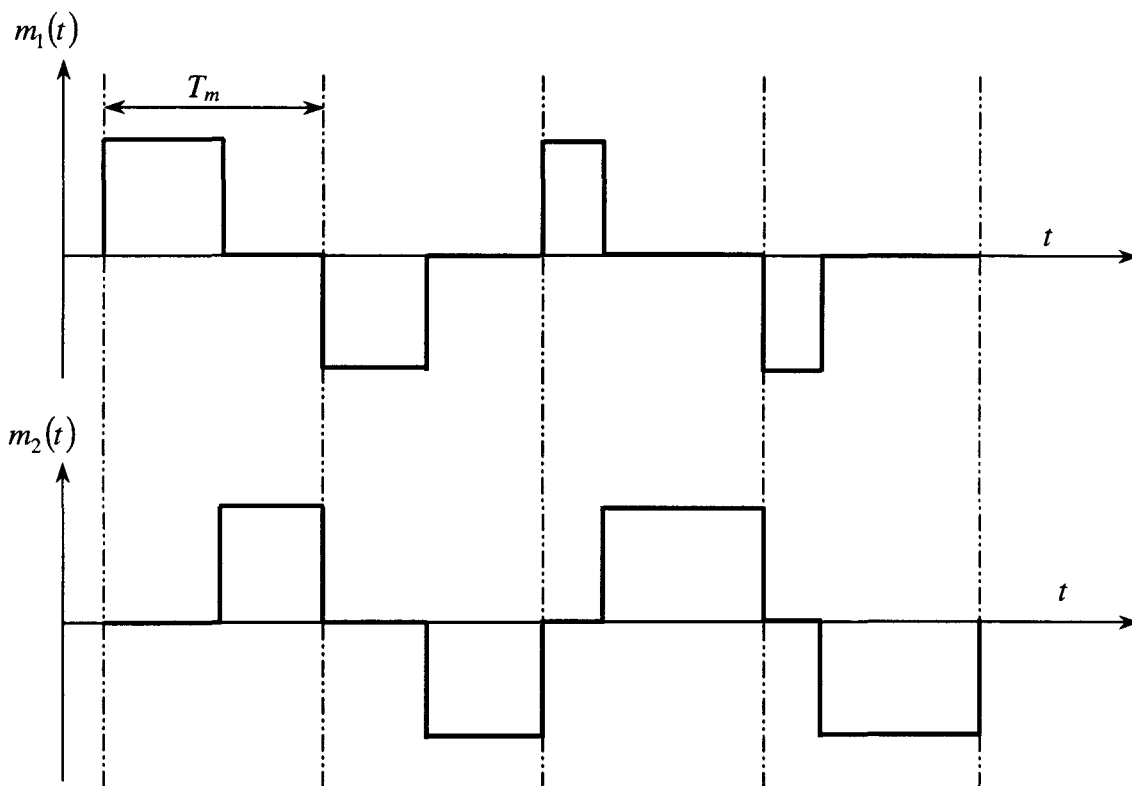


Figure 2.7 : Génération de deux fonctions de conversion par modulation décalée

Etant donné que la stratégie vise à maximiser la durée du demi-niveau, les références des conversions doivent être déterminée pour qu'aucune conversion nulle ($m_1(t) = m_2(t) = 0$) n'apparaisse au cours de la période de modulation. Le module de la somme des fonctions génératrices de conversion doit donc être unitaire :

$$|m_{1gREG} + m_{2gREG}| = 1 \quad (2.16)$$

Sachant que $\frac{u_{mgREG}}{E} = (m_{1gREG} + \frac{1}{2}m_{2gREG})$, ces deux relations ((2.7), (2.16)) permettent de déduire les expressions de ces fonctions de conversion :

$$\text{- pour } \frac{1}{2} \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 1$$

$$m_{1gREG} = 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - 1 \text{ et } m_{2gREG} = 2 - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} \quad (2.17)$$

$$\text{- pour } -1 \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq -\frac{1}{2}$$

$$m_{1gREG} = 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} + 1 \text{ et } m_{2gREG} = -2 - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} \quad (2.18)$$

En tenant compte du signe du rapport $\frac{u_{mgREG}}{E}$, ces relations peuvent être généralisées sous la forme suivante :

$$m_{1gREG} = 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - s \quad (2.19)$$

$$m_{2gREG} = 2 \cdot \left(-\frac{u_{mgREG}}{E} + s \right) \quad (2.20)$$

où s représente le signe du rapport $\frac{u_{mgREG}}{E}$.

Par identification avec les relations (2.12) et (2.13), on trouve alors les valeurs des paramètres α et β .

$\alpha = 2 \text{ et } \beta = -s$

2.4.3.3. Modulation simultanée

Pour que le fondamental de la tension modulée soit compris entre le demi-niveau et le plein niveau, on peut également générer deux références de conversion de signe opposé. L'examen du tableau 1.1 nous montre que les fonctions de conversion peuvent être générées simultanément puisque les configurations $\{m_1(t), m_2(t)\} = \{-1, 1\}$ et $\{m_1(t), m_2(t)\} = \{1, -1\}$ sont physiquement réalisables (fig. 2.8). On constate également que la fonction de conversion m_1 reste égale à 1 ou -1 selon le signe de la tension u_m . En valeur moyenne instantanée, on a donc :

$$m_{1gREG} = s$$

En tenant compte de la relation (2.7) : $\frac{u_{mgREG}}{u_{s1}} = m_{1gREG} + \frac{1}{2}m_{2gREG}$, on détermine l'expression de la référence de conversion que l'on souhaite maximiser :

$$m_{2gREG} = 2 \left(\frac{u_{mgREG}}{E} - m_{1gREG} \right) \quad (2.21)$$

Pour que les deux références de conversion soient de signe opposé, il faut que $|m_{1gREG}| \geq \left| \frac{u_{mgREG}}{E} \right|$.

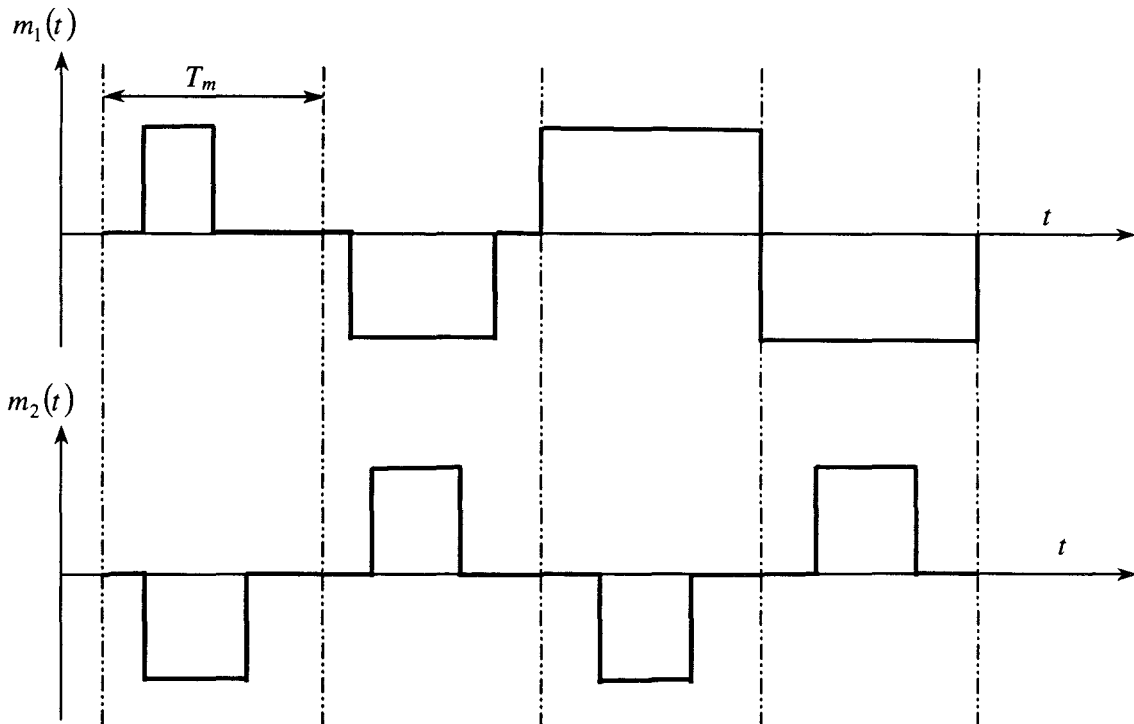


Figure 2.8 : Génération de deux fonctions de conversion par modulation simultanée

Par identification avec les relations (2.11) et (2.12), on retrouve les valeurs des paramètres α et β :

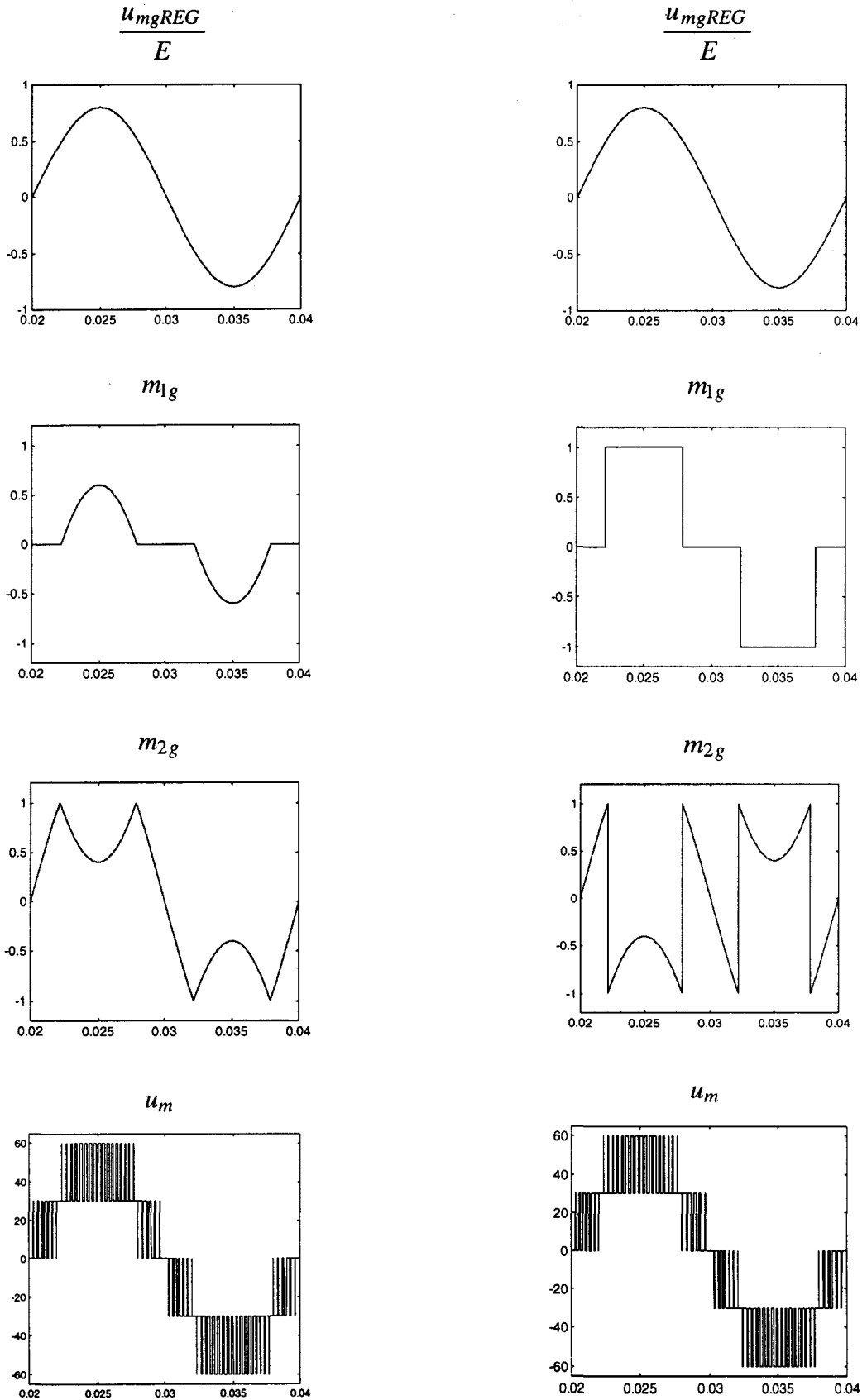
$$\alpha = 0 \text{ et } \beta = s$$

Le tableau 2.2 résume l'ensemble des relations et les valeurs paramétriques trouvées.

	$0 \leq \left \frac{u_{mgREG}}{E} \right \leq \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} \leq \left \frac{u_{mgREG}}{E} \right \leq 1$	
		<i>Modulation décalée</i>	<i>Modulation simultanée</i>
m_{1gREG}	0	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - s$	s
m_{2gREG}	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$2 \cdot s - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$-2 \cdot s + 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$
α	0	2	0
β	0	$-s$	s

Tableau 2.2

La figure 2.9 donne une illustration des résultats obtenus sur les fonctions de conversion et la tension modulée selon les choix des paramètres (α, β) et du type de modulation. On constate qu'on obtient la même forme d'onde en appliquant les deux types de modulation (fig. 2.9a, fig. 2.9b). La modulation simultanée a quelques avantages comparée à la modulation décalée, puisque la fonction de conversion m_{1gREG} est maintenue constante, égale à s , lorsque la tension de réglage $(u_{mgREG}/E) \geq 1/2$. Dès lors, le nombre de commutations diminue fortement.



(a) : Modulation décalée

(b) : Modulation simultanée

Figure 2.9 : Représentation de la tension modulée u_m selon les références des conversions

2.5. Générateur de connexion

Les références des conversions étant fixées par les relations du tableau 2.2, il reste à déterminer les valeurs moyennes instantanées des fonctions de connexion. Les relations Rm_1 et Rm_2 représentent la liaison entre les fonctions de connexion et les fonctions de conversion. Sous forme matricielle, cette dernière s'écrit :

$$[m_1 \quad m_2] = [1 \quad -1] \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\text{Sachant que } \begin{cases} f_{13} = 1 - f_{11} - f_{12} \\ f_{23} = 1 - f_{21} - f_{22} \end{cases},$$

A partir de ces relations, nous pouvons écrire :

$$(f_{13} - f_{23}) = -(m_1 + m_2) \quad (2.23)$$

En ajoutant cette relation dans la relation (2.22), nous pouvons mettre en évidence la matrice de connexion :

$$[m_1 \quad m_2 \quad -(m_1 + m_2)] = [1 \quad -1] \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

A partir des références de conversions en valeurs moyennes, nous pouvons déduire la relation entre la matrice de référence de connexion et la matrice de référence de conversion par l'expression suivante :

$$[m_{1gREG} \quad m_{2gREG} \quad -(m_{1gREG} + m_{2gREG})] = [1 \quad -1] \begin{bmatrix} f_{11gREG} & f_{12gREG} & f_{13gREG} \\ f_{21gREG} & f_{22gREG} & f_{23gREG} \end{bmatrix}$$

Cette relation peut encore être écrite sous la forme :

$$[m_{1gREG} \quad m_{2gREG}] \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} = [1 \quad -1] \begin{bmatrix} f_{11gREG} & f_{12gREG} & f_{13gREG} \\ f_{21gREG} & f_{22gREG} & f_{23gREG} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

En utilisant les matrices de passage $[N]=\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$ et $[E]=\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$, on obtient

l'expression matricielle suivante :

$$[M_{gREG}]^t \cdot [N] = [E][F_{gREG}]^t \quad (2.26)$$

$[M_{gREG}]^t$ est une matrice de conversion de réglage qui est définie comme :

$$[M_{gREG}]^t = \begin{bmatrix} m_{1gREG} & m_{2gREG} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$[F_{gREG}]^t$ est une matrice de connexion de réglage qui contient les fonctions de connexion de réglage :

$$[F_{gREG}]^t = \begin{bmatrix} f_{11gREG} & f_{12gREG} & f_{13gREG} \\ f_{21gREG} & f_{22gREG} & f_{23gREG} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Le système (2.26) est linéaire, de variables connues et contenues dans $[M_{gREG}]^t \cdot [N]$ et de variables inconnues et contenues dans $[F_{gREG}]^t$. Etant donné que la matrice $[E]$ n'est pas une matrice carrée, celle-ci ne possède pas d'inverse et, par conséquent, le système n'a pas de solution exacte (au sens de la linéarité). Il n'existe donc pas de relation linéaire permettant de déterminer $[F_{gREG}]^t$ à partir de $[M_{gREG}]^t$. La résolution de ce système au sens des moindres carrés donne une infinité de solutions qui peut être écrite selon, [ROT, 95] :

$$[F_{gREG}]^t = [E]^+ \cdot [M_{gREG}]^t \cdot [N] + ([I] - [E][E]^+)[U_{INV}]^t \quad (2.29)$$

Où $[E]^+$, de dimension (2×1) , est la matrice pseudo inverse de $[E]$ qui est définie par :

$$[E]^+ = ([E]^t \cdot [E]^{-1} \cdot [E]^t) \quad (2.30)$$

D'où :

$$[E]^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}^t \quad (2.31)$$

La matrice $([I] - [E][E]^+)[U_{INV}]^t$ correspond à la composante homopolaire génératrice [CAM, 96]. Celle-ci a la même dimension que la matrice génératrice de connexion.

La matrice de connexion est donc la somme de deux matrices :

- une matrice $[F_{MgREG}]^t = [E]^+ \cdot [M_{gREG}]^t \cdot [N]$ qui dépend des fonctions de conversion,
- une matrice $[F_{U_{INV}}] = ([I] - [E][E]^+)[U_{INV}]^t$ qui est une matrice quelconque permettant d'assurer le maintien des fonctions génératrices de connexion en valeurs moyennes à l'intérieur de leurs bornes [CAM, 96].

La matrice $[F_{MgREG}]$ a donc pour expression :

$$[F_{MgREG}]^t = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} m_{1gREG} & m_{2gREG} & (-m_{1gREG} - m_{2gREG}) \\ -m_{1gREG} & -m_{2gREG} & (m_{1gREG} + m_{2gREG}) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Par identification, les deux lignes de la matrice $[F_{MgREG}]^t$ correspondent aux cellules de commutation du convertisseur. On constate que la somme des tensions pour une cellule issue de cette matrice est nulle. Cette somme est rendue unitaire par détermination correcte des composantes homopolaires regroupées dans la matrice $[U_{INV}]$:

$$[U_{INV}] = \begin{bmatrix} u_{INV1} & u_{INV1} \\ u_{INV2} & u_{INV2} \\ u_{INV3} & u_{INV3} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Des nouveaux paramètres de réglage apparaissent. La somme de u_{INV1} , u_{INV2} , u_{INV3} doit être égale à un. Cette contrainte nous conduit à réduire le nombre de paramètres de réglage, celui-ci passe de trois à deux, le troisième étant déduit à partir de la connaissance des deux autres selon :

$$u_{INV3} = 1 - u_{INV1} - u_{INV2} \quad (2.34)$$

Les fonctions de connexion sont donc exprimées selon :

$$\begin{aligned} f_{11gREG} &= \frac{1}{2} \cdot m_{1gREG} + u_{INV1}, & f_{21gREG} &= -\frac{1}{2} \cdot m_{1gREG} + u_{INV1} \\ f_{12gREG} &= \frac{1}{2} \cdot m_{2gREG} + u_{INV2}, & f_{22gREG} &= -\frac{1}{2} \cdot m_{2gREG} + u_{INV2} \\ f_{13gREG} &= 1 - f_{11gREG} - f_{12gREG}, & f_{23gREG} &= 1 - f_{21gREG} - f_{22gREG} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Le tableau 2.2 est maintenant complété par les fonctions génératrices de connexion ainsi trouvées (tableau 2.3).

	$0 \leq \left \frac{u_{mgREG}}{E} \right \leq \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} \leq \left \frac{u_{mgREG}}{E} \right \leq 1$	
		<i>Modulation décalée</i>	<i>Modulation simultanée</i>
m_{1gREG}	0	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - 1 \cdot s$	$1 \cdot s$
m_{2gREG}	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$2 \cdot s - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$-2 \cdot s + 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$
α	0	2	0
β	0	-s	s
f_{11g}	u_{INV1}	$\frac{u_{mgREG}}{E} - \frac{1}{2} \cdot s + u_{INV1}$	$\frac{1}{2} \cdot s + u_{INV1}$
f_{12g}	$\frac{u_{mgREG}}{E} + u_{INV2}$	$s - \frac{u_{mgREG}}{E} + u_{INV2}$	$-s + \frac{u_{mgREG}}{E} + u_{INV2}$
f_{21g}	u_{INV1}	$-\frac{u_{mgREG}}{E} + \frac{1}{2} \cdot s + u_{INV1}$	$-\frac{1}{2} \cdot s + u_{INV1}$
f_{22g}	$-\frac{u_{mgREG}}{E} + u_{INV2}$	$-s + \frac{u_{mgREG}}{E} + u_{INV2}$	$s - \frac{u_{mgREG}}{E} + u_{INV2}$

Tableau 2.3

2.5.1. Détermination des composantes homopolaires

Pour simplifier leur détermination, les trois cas correspondant aux fonctionnements en demi-niveau, modulation décalée et modulation simultanée sont analysés.

2.5.1.1. Modulation décalée

On rappelle que pour un tel fonctionnement, les fonctions de connexion sont de même signe (paragraphe 2.4.3.2) au cours de la période de modulation. Les configurations des différentes fonctions sont regroupées dans le tableau 2.4. On s'aperçoit que les interrupteurs correspondant aux fonctions f_{21} et f_{22} demeurent ouverts lorsque la tension modulée est positive, f_{11} et f_{12} restent ouverts à leur tour lorsque la tension modulée est négative.

f_{11}	f_{12}	f_{21}	f_{22}	m_1	m_2	$\frac{u_m}{u_{s1}}$
0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0.5
1	0	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	-1	-0.5
0	0	1	0	-1	0	-1

Tableau 2.4 : Modulation décalée

En tenant compte de cette spécificité, les valeurs moyennes instantanées s'écriront donc

:

$$\text{- si } \frac{u_{mgREG}}{E} \geq 0 \Rightarrow f_{21g} = 0 \text{ et } f_{22g} = 0$$

$$\text{- si } \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 0 \Rightarrow f_{11g} = 0 \text{ et } f_{12g} = 0$$

En reprenant les expressions qui se trouvent dans le tableau 2.3, nous pouvons déduire les expressions de u_{INV1} et u_{INV2} . La connaissance de ces dernières conduit directement à la déduction de f_{11g} et f_{12g} si $(u_{mgREG}/E) \geq 0$, ou f_{21g} et f_{22g} si $(u_{mgREG}/E) \leq 0$.

2.5.1.2. Modulation simultanée

Pour un tel fonctionnement, les fonctions de conversion sont de signe opposé au cours de la période de modulation. Les configurations concernant cette modulation sont regroupées dans le tableau 2.5.

f_{11}	f_{12}	f_{21}	f_{22}	m_1	m_2	$\frac{u_m}{u_{s1}}$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	-1	0.5
1	0	0	0	1	0	1
0	1	1	0	-1	1	-0.5
0	0	1	0	-1	0	-1

Tableau 2.5

On s'aperçoit que lorsque la tension modulée est positive, les fonctions de connexion f_{12} et f_{21} restent nulle.

- Si $\frac{1}{2} \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 1$, on fixera les composantes homopolaires u_{INV1} et u_{INV2} pour obtenir en valeur moyenne $f_{12g} = 0$ et $f_{21g} = 0$. On a :

$$u_{INV1} = \frac{1}{2} \cdot s$$

$$u_{INV2} = s - \frac{u_{mgREG}}{E}$$

En remplaçant u_{INV1} et u_{INV2} par leurs expressions, nous obtenons celles de f_{11g} et f_{22g} à partir des relations du tableau 2.3.

Lorsque la tension modulée est négative, ce sont les fonctions de connexion f_{11g} et f_{22g} qui sont nulles.

- Si $-1 \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq -\frac{1}{2}$, on fixera les composantes homopolaires pour obtenir $f_{11g} = 0$ et $f_{22g} = 0$. Il vient :

$$u_{INV1} = -\frac{1}{2} \cdot s$$

$$u_{INV2} = \frac{u_{mgREG}}{E} - s$$

Ces dernières conduisent à la déduction de f_{12g} et f_{21g} à partir du tableau 2.3.

2.5.1.3. Modulation en demi-niveau

Seul le signe 's' a une influence sur le choix des interrupteurs en commutation. Dans ce domaine d'étude, on exploite au maximum la fonction de conversion m_{2g} en annulant la fonction de conversion m_{1g} au cours de la période de modulation. On choisit les deux interrupteurs de la dernière colonne (f_{13} et f_{23}) pour réaliser le court-circuit ($m_{1g} = m_{2g} = 0$). Dans ce cas, nous pouvons noter que les deux interrupteurs de la première colonne sont ouverts durant ce domaine de variation. Ceci conduit à dire que u_{INV1} est égale à 0.

soit :

$$m_{1g} = 0 \Rightarrow f_{11g} = 0 \text{ et } f_{21g} = 0 \Rightarrow u_{INV1} = 0$$

- Si $0 \leq (u_{mgREG}/E) \leq 1/2$, d'après le tableau 1.1, la fonction f_{22} est toujours égale à 0 et donc en valeur moyenne $f_{22g} = 0$. Maintenant, on reprend l'expression de f_{22g} dans le tableau 2.3, et on obtient la composante homopolaire u_{INV2} qui permet en même temps de déduire la fonction de connexion f_{12g} .

- Si $-1/2 \leq (u_{mgREG}/E) \leq 0$, c'est f_{12g} qui est égale à 0. Ceci permet de définir l'expression de u_{INV2} , qui donne la fonction de connexion f_{22g} .

2.5.2. Synthèse des résultats

Le tableau 2.6 regroupe les expressions des fonctions en appliquant 'la modulation décalée' et le tableau 2.7 regroupe les expressions des fonctions en choisissant 'la modulation simultanée'.

	$0 \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq \frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2} \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 0$	$\frac{1}{2} \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 1$	$-1 \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq -\frac{1}{2}$
m_{1gREG}	0	0	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - 1$	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} + 1$
m_{2gREG}	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$2 - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$-2 - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$
α	0	0	2	2
β	0	0	-1	1
f_{11g}	0	0	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - 1$	0
f_{12g}	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	0	$2 - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	0
f_{21g}	0	0	0	$-2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E} - 1$
f_{22g}	0	$-2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	0	$2 + 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$
u_{INV1}	0	0	$\frac{u_{mgREG}}{E} - \frac{1}{2}$	$-\frac{u_{mgREG}}{E} - \frac{1}{2}$
u_{INV2}	$\frac{u_{mgREG}}{E}$	$-\frac{u_{mgREG}}{E}$	$1 - \frac{u_{mgREG}}{E}$	$1 + \frac{u_{mgREG}}{E}$

Tableau 2.6 : Modulation décalée

	$0 \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq \frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2} \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 0$	$\frac{1}{2} \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 1$	$-1 \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq -\frac{1}{2}$
m_{1gREG}	0	0	1	-1
m_{2gREG}	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$-2 \cdot s + 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$-2 \cdot s + 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$
α	0	0	0	0
β	0	0	1.s	1.s
f_{11g}	0	0	1	0
f_{12g}	$2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	0	0	$2 + 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$
f_{21g}	0	0	0	1
f_{22g}	0	$-2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	$2 - 2 \cdot \frac{u_{mgREG}}{E}$	0
u_{INV1}	0	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$
u_{INV2}	$\frac{u_{mgREG}}{E}$	$-\frac{u_{mgREG}}{E}$	$1 - \frac{u_{mgREG}}{E}$	$1 + \frac{u_{mgREG}}{E}$

Tableau 2.7 : Modulation simultanée

2.6. Modulateur

Le choix du modulateur utilisé dépend du mode de modulation, et le court-circuit ($m_{1g} = m_{2g} = 0$) se fait avec les deux interrupteurs de la troisième colonne f_{13g} et f_{23g} .

2.6.1. Modulation décalée

Pour réaliser une modulation décalée, la condition (2.16), $|m_{1gREG} + m_{2gREG}| = 1$, doit être vérifiée. Les deux fonctions de conversion doivent être complémentaires et de même signe. On constate également que :

- si $\frac{1}{2} \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq 1$, f_{11} et f_{12} sont complémentaires, et f_{21} et f_{22} restent nulles ;
- si $-1 \leq \frac{u_{mgREG}}{E} \leq -\frac{1}{2}$, f_{21} et f_{22} sont complémentaires, et f_{11} et f_{12} demeurent nulles.

La complémentarité des deux fonctions de connexion entraîne :

$$f_{n2} = 1 - f_{n1} \text{ avec } n = \{1,2\}.$$

Ceci peut être réalisé en utilisant deux porteuses dissymétriques en dent de scie calées à gauche et à droite, [DEL, 96].

La figure 2.10 présente une méthode d'élaboration de ce type.

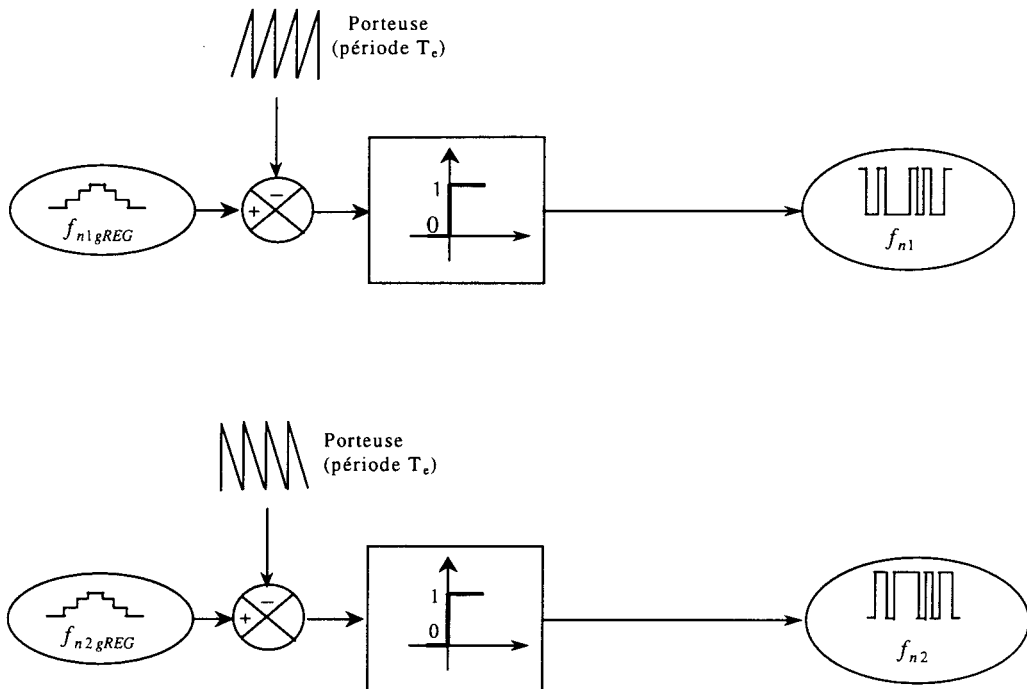


Figure 2.10 : Elaboration des fonctions de connexion dans une cellule de commutation

Dans ce cas, la troisième connexion f_{n3} reste nulle.

2.6.2. Modulation simultanée

La modulation simultanée n'exige pas un type de modulateur particulier puisqu'une connexion sur trois, selon le tableau 2.7, reste ouverte durant une demi-période des grandeurs électriques pour une cellule de commutation. Les deux autres sont alors complémentaires. Comme le court-circuit se fait avec les deux interrupteurs de la dernière colonne, on réalise la complémentarité avec f_{13} pour la première cellule, et avec f_{23} pour la deuxième cellule.

Dans ce cas, on réalise le modulateur avec une porteuse triangulaire symétrique, puisque si la synchronisation entre la modulante et la porteuse est assurée, les impulsions sont centrées ce qui améliore le spectre des fonctions de connexion.

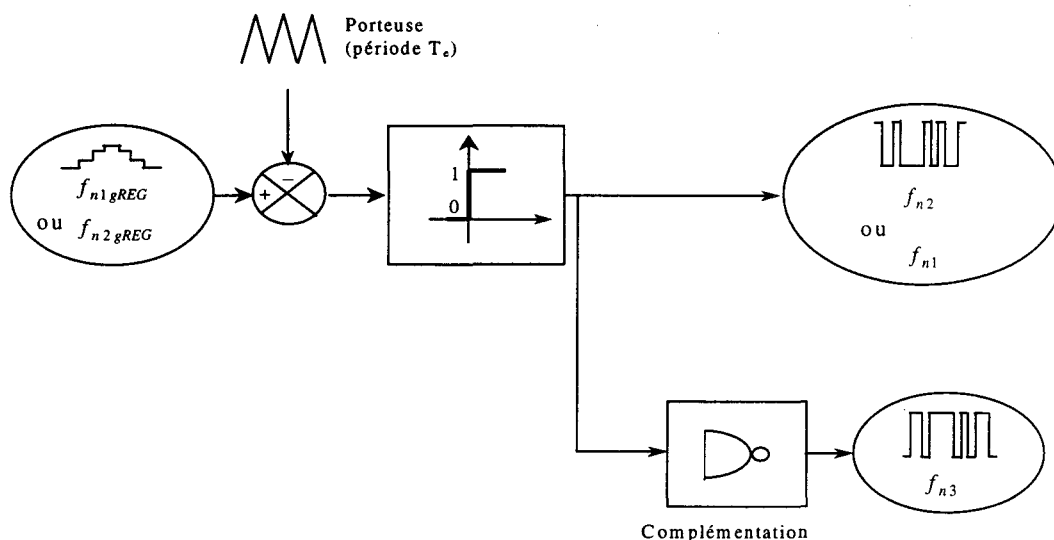


Figure 2.11 : Elaboration des fonctions de connexion en utilisant une porteuse triangulaire symétrique

2.6.3. Modulation en demi-niveau

Pour une question de facilité, on utilise deux porteuses dissymétriques en dent de scie lorsque la modulation en pleine onde est réalisée avec une modulation décalée. Sinon, on préfère une porteuse triangulaire classique.

2.7. Contrôle de la tension alternative

Le contrôle de la tension u_c conduit au contrôle du courant commuté i_s en suivant la chaîne d'inversion du graphe informationnel de causalité (fig. 2.5). La figure 2.12 représente le filtre du second ordre utilisé pour extraire la fréquence fondamentale de la tension multiniveau qui a été représentée sous la forme d'un générateur équivalente de tension.

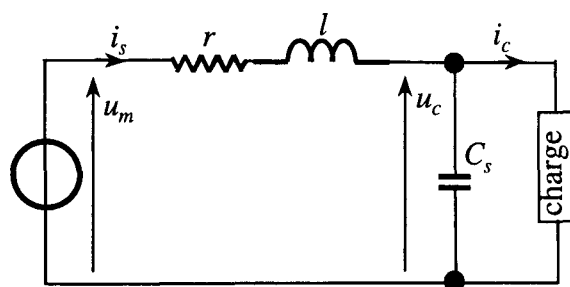


Figure 2.12 : Partie alternative

Le G.I.C. de cette partie est représenté à la figure 2.13 et découle du graphe montré à la figure 2.5, en considérant que la matrice d'interrupteurs est de gain équivalent unitaire

($u_m = u_{mREG}$). L'évolution temporelle de la tension u_c dépend à la fois du courant issu de la charge et du courant i_s .

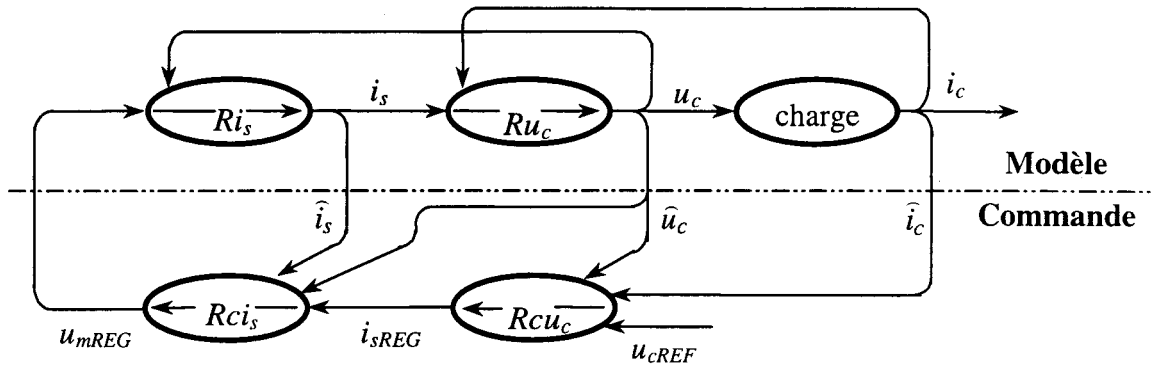


Figure 2.13 : G.I.C. de la partie alternative

Les équations régissant ce filtre r , l et C_s sont détaillées dans le tableau 2.1. L'objectif est de déterminer les correcteurs nécessaires pour obtenir une tension sinusoïdale u_c de valeur efficace constante quelle que soit la charge connectée. D'après le G.I.C. de la figure 2.13, les lois de commande s'écrivent :

$$\begin{aligned} Rcu_c \rightarrow i_{sREG} &= Cu(u_{cREF} - \hat{u}_c) + \hat{i}_c \\ Rci_s \rightarrow u_{mREG} &= Ci(i_{sREG} - \hat{i}_s) + \hat{u}_c \end{aligned}$$

On considère les capteurs comme idéalisés de sorte que : $\hat{u}_c = u_c$, $\hat{i}_s = i_s$; la mesure du courant de charge peut être ou non réalisée, ce qui suppose soit $\hat{i}_c = i_c$ ou $\hat{i}_c = 0$. Dans ces conditions, une simple action proportionnelle suffit pour C_i alors que C_u est déterminé par une action proportionnelle et intégrale. On obtient :

$$\begin{aligned} C_i(s) &= K \\ C_u(s) &= \left(K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \right) \end{aligned}$$

où s représente l'opérateur de Laplace.

Les trois paramètres K , K_p et K_i sont réglés simultanément en appliquant le critère de Naslin, [HAU, CAR, 97], [DEL, 96].

Mise en équations

La fonction de transfert de la boucle de courant s'écrit :

$$Ti_s(s) = C_i(s) \frac{1}{r + l.s} \quad (2.36)$$

Comme l'effet de la tension u_c est compensé, le courant i_s est lié à sa référence au travers de la fonction de transfert en poursuite :

$$Tbi_s(s) = \frac{i_s(s)}{i_{sREG}(s)} = \frac{K}{l.s + r + K} \quad (2.37)$$

On en déduit la fonction de transfert de la boucle de tension :

$$Tu_c(s) = C_u(s) Tbi_s(s) \frac{1}{C_s.s} \quad (2.38)$$

soit

$$Tbu_c(s) = \frac{u_c(s)}{u_{cREF}(s)} K \cdot \frac{K_p.s + K_i'}{l.C_s.s^3 + (r + K)C_s.s^2 + K.K_p.s + K.K_i'} \quad (2.38)$$

avec $K_i' = K_p.K_i$

Le polynôme caractéristique s'écrit alors :

$$P_c(s) = l.C_s.s^3 + (r + K)C_s.s^2 + K.K_p.s + K.K_i' \quad (2.39)$$

Et, sous forme normalisée, on fait apparaître quatre coefficients :

$$P_c(s) = a_3.s^3 + a_2.s^2 + a_1.s + a_0$$

On définit les deux coefficients caractéristiques de Naslin :

$$\alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0.a_2} \quad \text{et} \quad \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_1.a_2} \quad (2.40)$$

La pulsation caractéristique ω_0 est liée à deux coefficients :

$$\omega_0 = \frac{a_0}{a_1} \quad (2.41)$$

Afin de répondre au critère de Naslin, il faut résoudre le système suivant :

$$\{\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha ; \omega_0 = \text{cte}\} \quad (2.42)$$

Généralement α est compris entre 2 et 2.4 selon l'amortissement désiré, ω_0 représente alors la dynamique souhaitée (environ deux fois la bande passante pour α voisin de 2 d'après, [HAU, CAR, 97]).

La résolution du système (2.42) nous conduit à la solution suivante :

$$\begin{cases} K = \alpha^2 . l . \omega_0 - r \\ K_p = \frac{\alpha^3 . l . C_s . \omega_0^2}{\alpha^2 . l . \omega_0 - r} \\ K_i = \frac{\alpha^3 . l . C_s . \omega_0^3}{\alpha^2 . l . \omega_0 - r} \end{cases} \quad (2.43)$$

2.8. Validations par simulation et essais expérimentaux

Cette dernière partie est consacrée à l'étude en simulation des stratégies de commande précédentes pour quelques points de fonctionnement. Une analyse est également menée en cas de variation de charge et de variation de tension alternative de références.

Plusieurs essais expérimentaux confirment les résultats de simulation trouvés dans les mêmes conditions et valident ainsi toute la démarche suivie dans ce chapitre. Les relevés présentés ci-après sont réalisés dans les conditions invariantes suivantes :

- tension continue $E=60V$
- capacité des condensateurs du filtre d'entrée : $C_e = 1500\mu F$
- filtre de sortie : $l = 10mH$, $C_s = 15\mu F$ et $r = 0.5\Omega$.
- concernant les correcteurs, leurs réglages sont effectués avec $\alpha = 2.2$ et $\omega_0 = 1200 \text{ rad/s}$, on obtient alors :

$$\begin{cases} K = 96.3 \\ K_i = 132.68 \\ K_p = 0.0663 \end{cases}$$

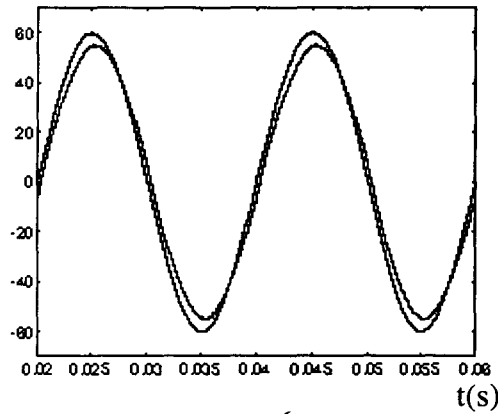
Nous présentons maintenant des résultats avec les deux types de modulation : décalée et simultanée. Sachant que la fréquence de modulation est choisie égale à 3kHz.

2.8.1. Modulation décalée

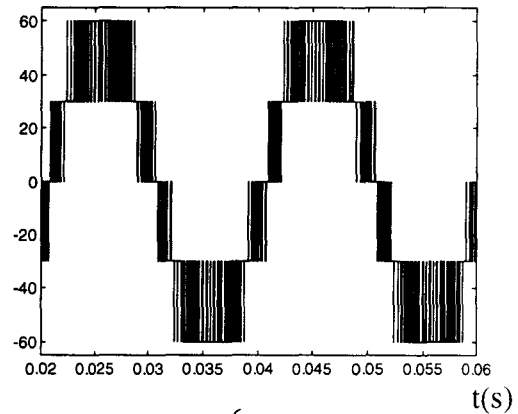
2.8.1.1. Etude en régime permanent

La figure 2.14 représente les résultats obtenus en simulation pour les conditions suivantes : $r_c = 126\Omega$, $u_{cREF} = 60.\sin(2 * 50\pi t)$, $\hat{i}_c = 0$ (pas de compensation).

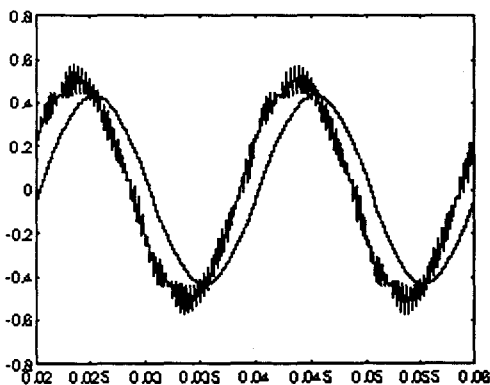
On peut alors constater la qualité globale de la commande et du fonctionnement ; on constate également une erreur entre la tension de sortie u_c et la tension de référence u_{cREF} (voir fig. 2.14a) qui est due au fait que le courant circulant dans la charge n'est pris en compte dans la commande. Le courant circulant dans le condensateur C_s n'est pas négligeable ($\cong 0.3A$ de valeur crête) devant les courants i_s et i_c , c'est pourquoi ces deux courants ne sont pas tout à fait superposés (voir fig. 2.14b). L'analyse spectrale de la tension modulée (voir fig. 2.14c, 2.14d) confirme la qualité de la forme d'onde trouvée pour u_c .



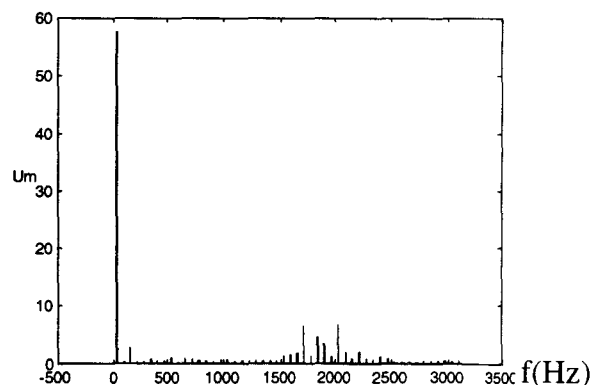
(a) : u_c et u_{cREF} $\left\{ \begin{array}{l} 1\text{car} = 20V \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{array} \right.$



(c) : u_m $\left\{ \begin{array}{l} 1\text{car} = 20V \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{array} \right.$



(b) : i_s et i_c $\left\{ \begin{array}{l} 1\text{car}=0.2A \\ 1\text{car}=5\text{ms} \end{array} \right.$ t(s)



(d) : Analyse spectrale de u_m $\left\{ \begin{array}{l} 1\text{car} = 10V \\ 1\text{car} = 500\text{Hz} \end{array} \right.$

Figure 2.14 : Résultats de simulation en régime permanent

Les résultats expérimentaux présentés à la figure 2.15, obtenus dans les mêmes conditions, valident l'ensemble de la démarche de modélisation et de commande.

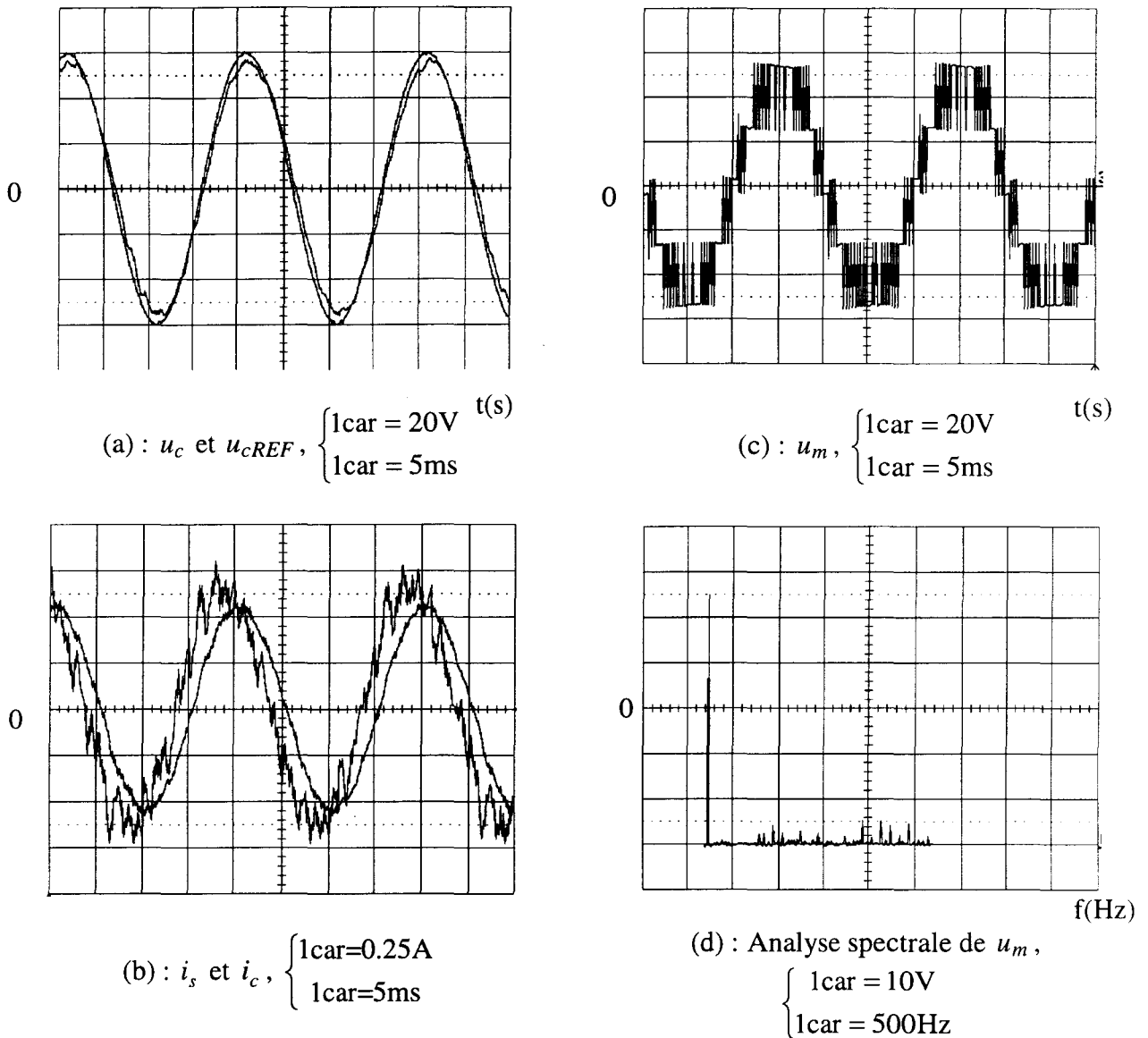


Figure 2.15 : Résultats expérimentaux

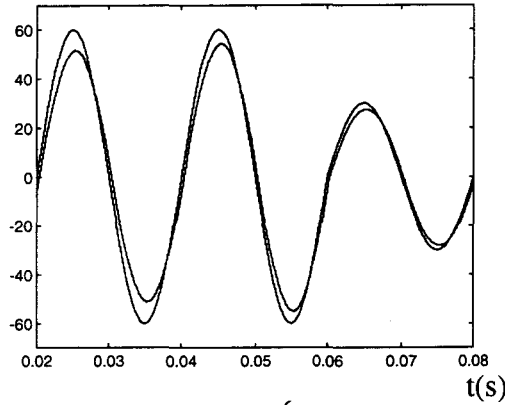
2.8.1.2. Etude en régime transitoire

Nous observons les performances de la commande dans les conditions suivantes :

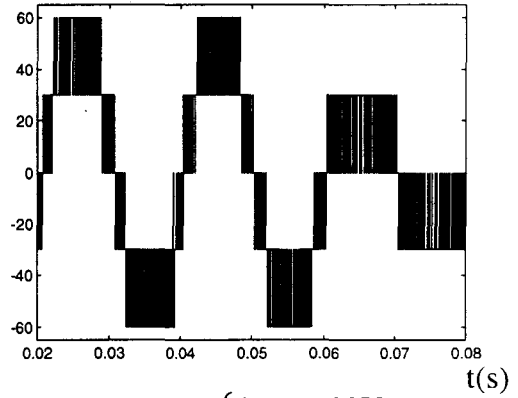
- Pour $t \leq 40\text{ms}$: $r_c = 75\Omega$, $u_c = 60\sin(2\pi 50t)$
- Pour $40\text{ms} \leq t \leq 60\text{ms}$: $r_c = 126\Omega$, $u_c = 60\sin(2\pi 50t)$
- Pour $t \geq 60\text{ms}$: $r_c = 126\Omega$, $u_c = 30\sin(2\pi 50t)$

La figure 2.16 représente alors les résultats obtenus par simulation. On constate le parfait suivi de la référence quelles que soient les valeurs de r_c et de u_{cREF} (voir fig. 2.16a). De même, les courants i_s et i_c restent sensiblement égaux (voir fig. 2.16b). L'évolution de la

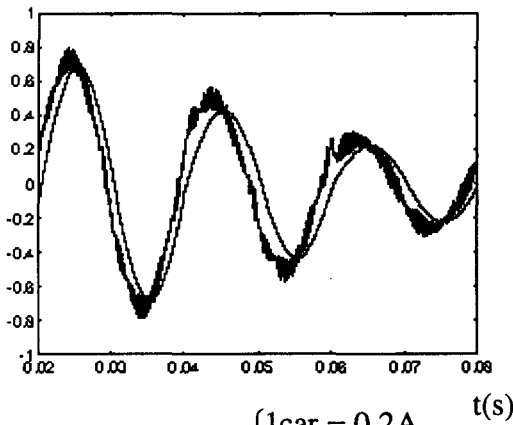
tension modulée permet d'observer le passage en fonctionnement trois niveaux lorsque la référence est diminuée de moitié, ce qui est logique au regard de la stratégie retenue (voir fig. 2.16c). De façon concomitante, on peut observer, au même instant, que la fonction de conversion m_{1gREG} s'annule (voir fig. 2.16d), et que le réglage n'est plus assuré que par m_{2gREG} (voir fig. 2.16e).



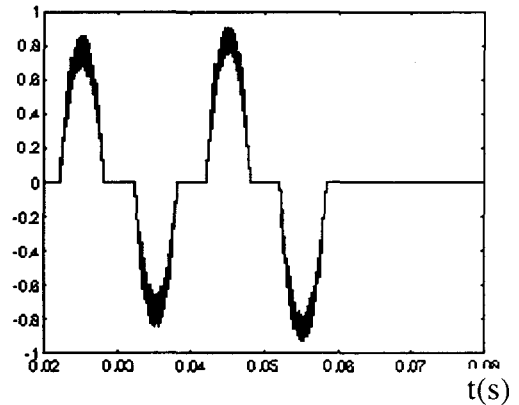
(a) : u_c et u_{cREF} , $\begin{cases} 1car = 20V \\ 1car = 10ms \end{cases}$



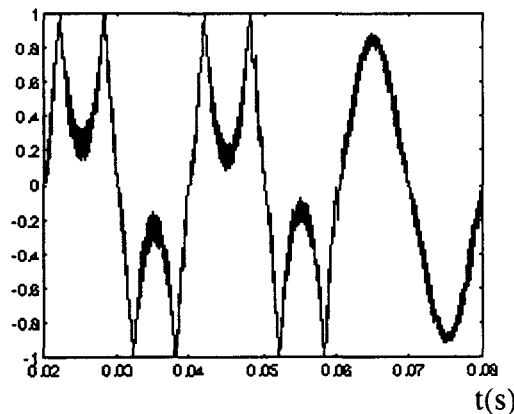
(c) : u_m , $\begin{cases} 1car = 20V \\ 1car = 10ms \end{cases}$



(b) : i_c et i_s , $\begin{cases} 1car = 0.2A \\ 1car = 10ms \end{cases}$



(d) : m_{1g} , $\begin{cases} 1car = 0.2 \\ 1car = 10ms \end{cases}$



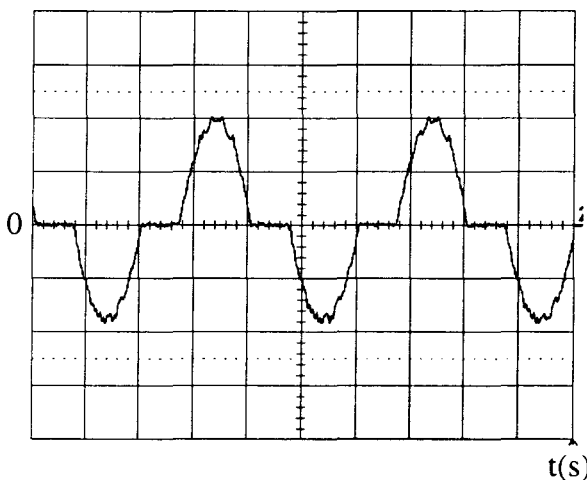
(e) : m_{2g} , $\begin{cases} 1car = 0.2 \\ 1car = 10ms \end{cases}$

Figure 2.16 : Résultats de la simulation en régime transitoire.

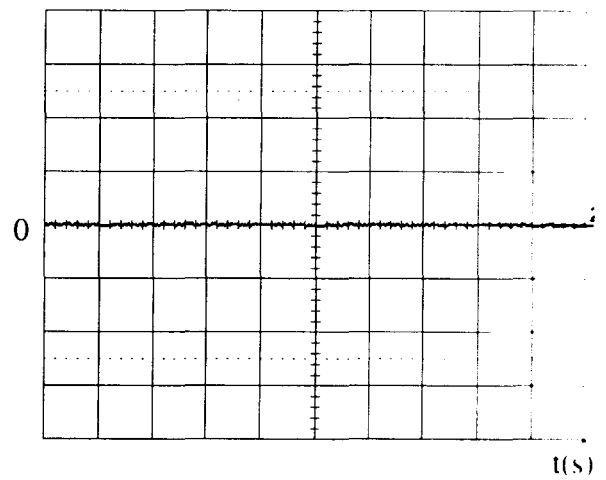
La figure 2.17 permet de comparer les résultats expérimentaux obtenus sur les fonctions génératrices de conversion (grandeurs de réglage) dans les conditions suivantes :

- $u_{cREF} = 60\sin(2\pi 50t)$: figures 2.18a et 2.18b
- $u_{cREF} = 30\sin(2\pi 50t)$: figures 2.18c et 2.18d

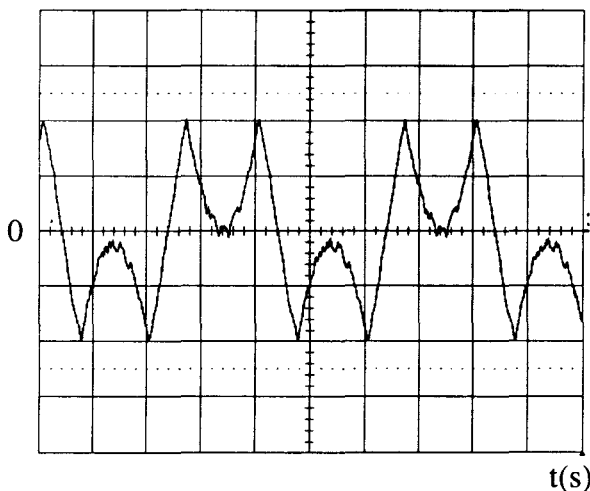
On constate la parfaite correspondance avec la programmation donnée au tableau 2.2. La figure 2.18 donne les résultats observés aux figures 2.17c et 2.17d, les évolutions relevées expérimentalement de la tension de sortie et de la tension modulée qui ne présente que trois niveaux.



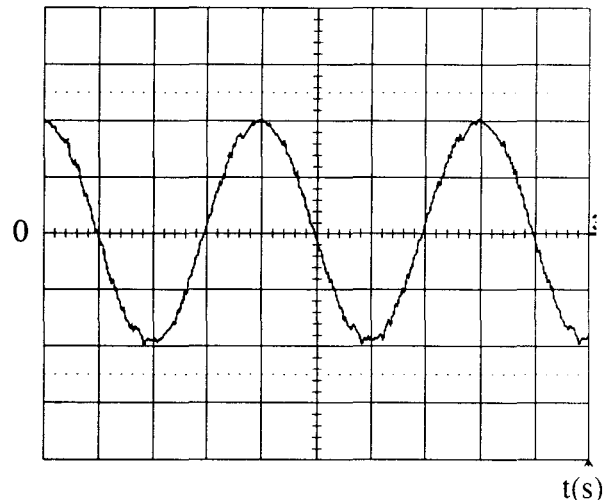
(a) : m_{1gREG} en plein onde, $\begin{cases} l_{car} = 0.5 \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$



(c) : m_{1gREG} en demi-niveau, $\begin{cases} l_{car} = 0.5 \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$



(b) : m_{2gREG} en plein onde, $\begin{cases} l_{car} = 0.5 \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$



(d) : m_{2gREG} en demi-niveau, $\begin{cases} l_{car} = 0.5 \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$

Figure 2.17 : Fonctionnement de la commande

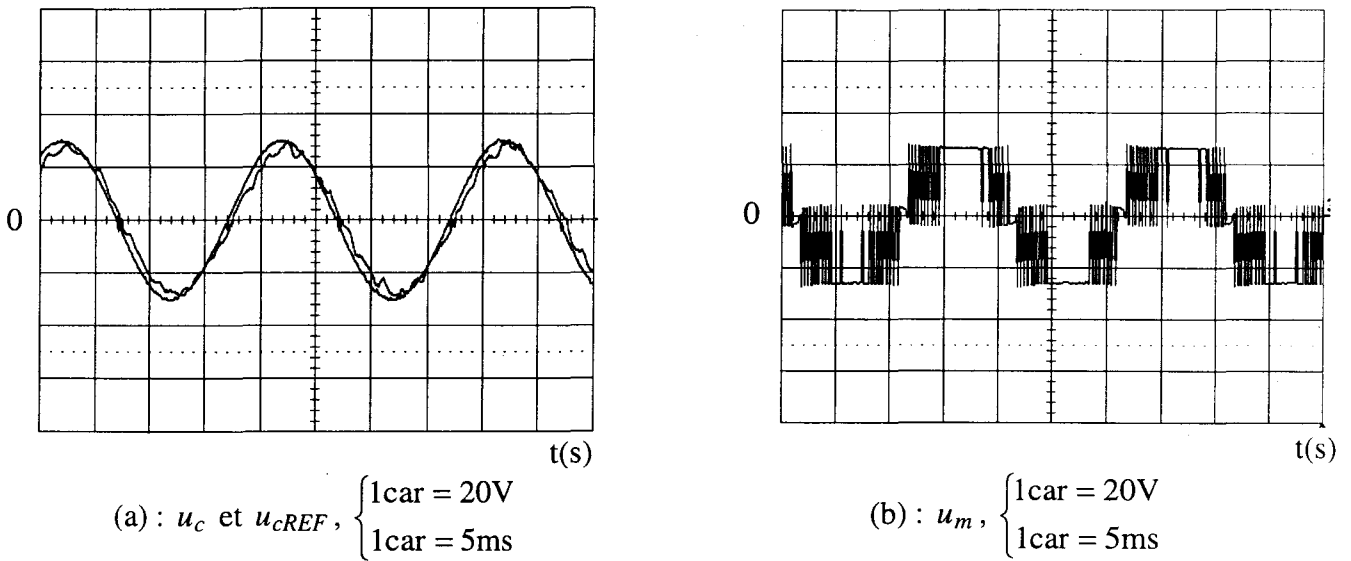


Figure 2.18 : Résultats expérimentaux en fonctionnement demi-niveau

2.8.2. Modulation simultanée

2.8.2.1. Etude en régime transitoire

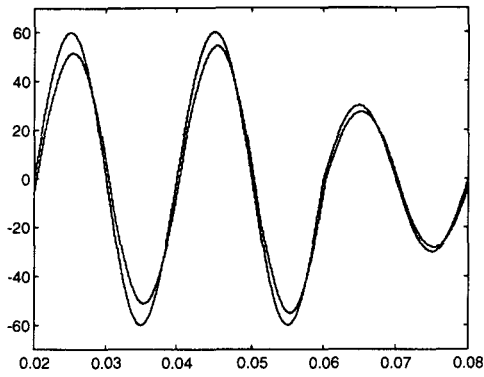
La figure 2.19 représente les résultats obtenus en simulation dans les conditions suivantes : $r_c = 126\Omega$, $u_{cREF} = 60 \cdot \sin(2 \cdot 50\pi t)$, $\hat{i}_c = 0$ (absence de compensation).

Nous observons les performances de la commande en faisant varier la charge et la référence aux instants :

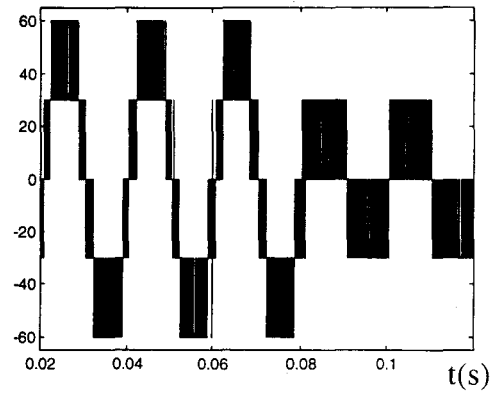
- Pour $t \leq 40ms$: $r_c = 75\Omega$, $u_c = 60 \sin(2\pi 50t)$
- Pour $40ms \leq t \leq 60ms$: $r_c = 126\Omega$, $u_c = 60 \sin(2\pi 50t)$
- Pour $t \geq 60ms$: $r_c = 126\Omega$, $u_c = 30 \sin(2\pi 50t)$

Les évolutions des tensions et des courants sont sensiblement identiques à celles observées avec la modulation décalée dans les mêmes conditions. Les différences se situent évidemment sur l'allure des fonctions génératrices de conversion (voir fig. 2.19d et fig. 2.19e) pour lesquelles on vérifie la programmation définie au tableau 2.2.

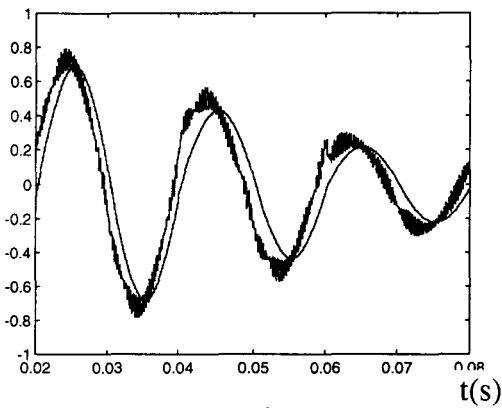
D'une part, selon la valeur de la référence, on peut constater le changement de stratégie de la loi de commande même des interrupteurs. D'autre part, on remarque le suivi correct de la grandeur de référence lorsque la charge est modifiée. Ces résultats prouvent la qualité globale de la commande ainsi réalisée.



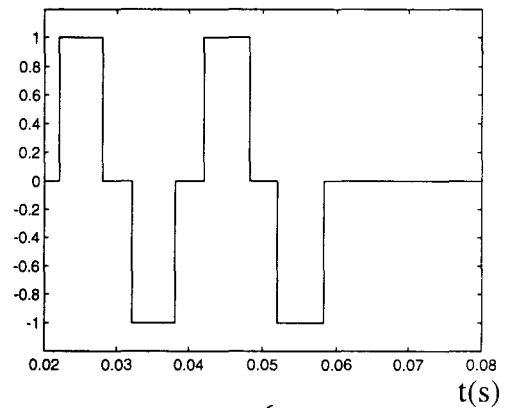
(a) : u_c et u_{cREF} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 10\text{ms} \end{cases}$



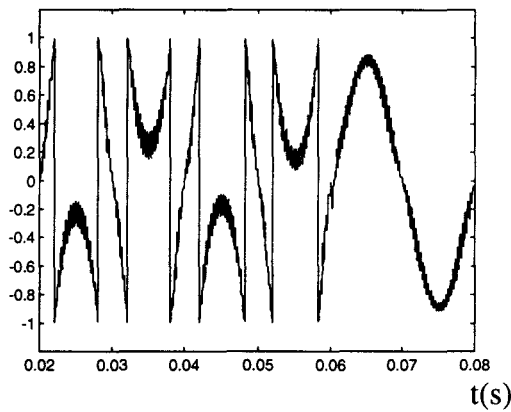
(c) : u_m , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 10\text{ms} \end{cases}$



(b) : i_c et i_s , $\begin{cases} 1\text{car} = 0.2\text{A} \\ 1\text{car} = 10\text{ms} \end{cases}$



(d) : m_{1gREG} , $\begin{cases} 1\text{car} = 0.2 \\ 1\text{car} = 10\text{ms} \end{cases}$



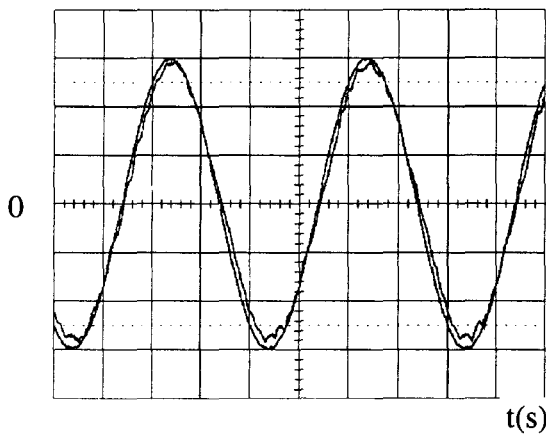
(e) : m_{2gREG} , $\begin{cases} 1\text{car} = 0.2 \\ 1\text{car} = 10\text{ms} \end{cases}$

Figure 2.19 : Résultats de simulation correspondant à une modulation simultanée.

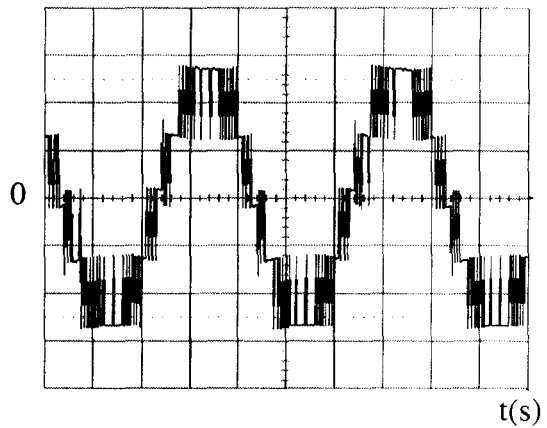
2.8.2.2. Etude expérimentale en régime permanent

La figure 2.20 représente les résultats expérimentaux obtenus dans les conditions suivantes : $r_c = 126\Omega$, $u_{cREF} = 60.\sin(2 * 50\pi t)$, $\hat{i}_c = 0$ (absence de compensation).

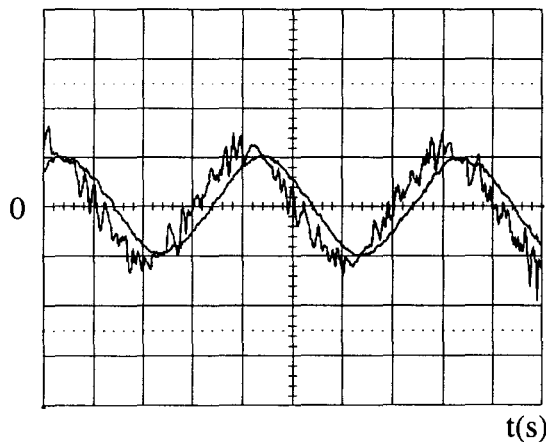
Ces résultats sont à comparer avec ceux obtenus en modulation décalée (voir fig. 2.15 et 2.17). On s'aperçoit que les grandeurs sont contrôlées avec les mêmes performances, la différence fondamentale se situe évidemment (p.67) au niveau des fonctions de conversion. L'observation de m_{1gREG} (voir fig. 2.20c) révèle, (par rapport à la fig. 2.17) une diminution du nombre de commutation ; toutefois, la qualité spectrale est conservée (voir fig. 2.20c), ce qui signifie une optimisation dans l'utilisation du convertisseur.



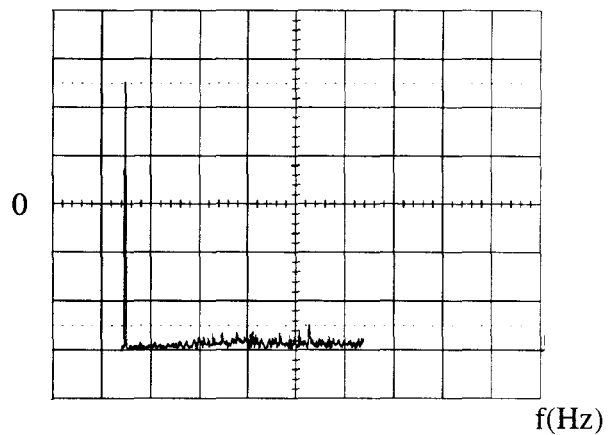
(a) : u_c et u_{cREF} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



(d) : u_m , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



(b) : i_c et i_s , $\begin{cases} 1\text{car}=0.5\text{A} \\ 1\text{car}=10\text{ms} \end{cases}$



(e) : Analyse spectrale de u_m , $\begin{cases} 1\text{car} = 10\text{V} \\ 1\text{car} = 500\text{Hz} \end{cases}$

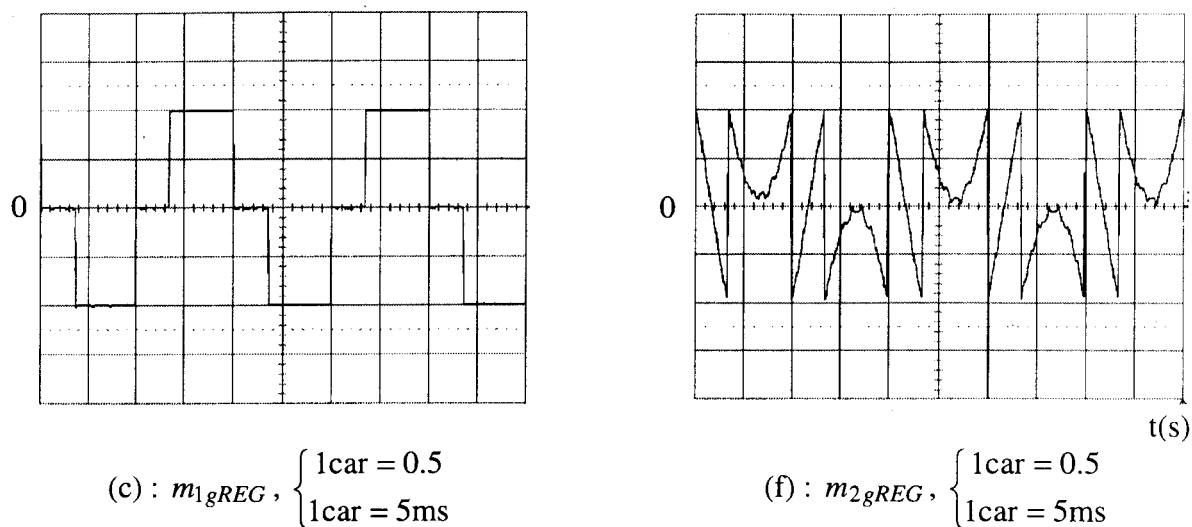


Figure 2.20 : Résultats expérimentaux

2.9. Conclusion

Ce chapitre met en évidence l'efficacité du modèle de commande qui est obtenu par inversion du graphe informationnel de causalité du processus. La connaissance de la nature de chaque relation du processus permet de déterminer la relation de commande

L'objectif de la commande est bien atteint puisque la tension aux bornes du condensateur C_s poursuit bien sa référence u_{cREF} , et on obtient également une tension modulée variant sur cinq niveaux.

CHAPITRE III

UNE STRATEGIE DE COMMANDE POUR LA STRUCTURE MATRICIELLE AVEC POTENTIEL DISTRIBUE AUTOREGULE

Introduction

La structure de puissance de l'onduleur étudié dans ce chapitre est représentée à la figure 3.1. Cette dernière repose sur l'utilisation, non plus de deux alimentations stabilisées, mais de deux condensateurs faisant office de sources de tension. L'équilibrage du diviseur capacitif est une contrainte supplémentaire et a suscité quelques publications [ROJ, 95], [FRA, 98], [RAL2, 99]. L'avantage de ce type de montage est de n'utiliser qu'un générateur de tension contrairement à celui présenté au chapitre précédent ; il correspond ainsi à la version industrielle du processus global.

Outre l'asservissement de la tension alternative u_c , nous montrerons que le système de commande doit maintenant supporter la stabilisation des deux tensions apparaissant aux bornes des condensateurs C_e . Dans un premier temps, nous évoquons les différentes contraintes sous-jacentes à cet onduleur ainsi que les objectifs que doit satisfaire le système de commande. La conception de ce dernier est ensuite abordée. Le troisième paragraphe sera consacré à la conception du générateur de conversion. Le générateur de connexion et l'asservissement de la tension u_c sont identiques à ceux utilisés pour le système de commande de l'onduleur vu dans le chapitre précédent. Le contrôle délicat du point milieu fera l'objet de l'étude présentée dans le quatrième paragraphe. Enfin, des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés pour illustrer et valider cette étude.

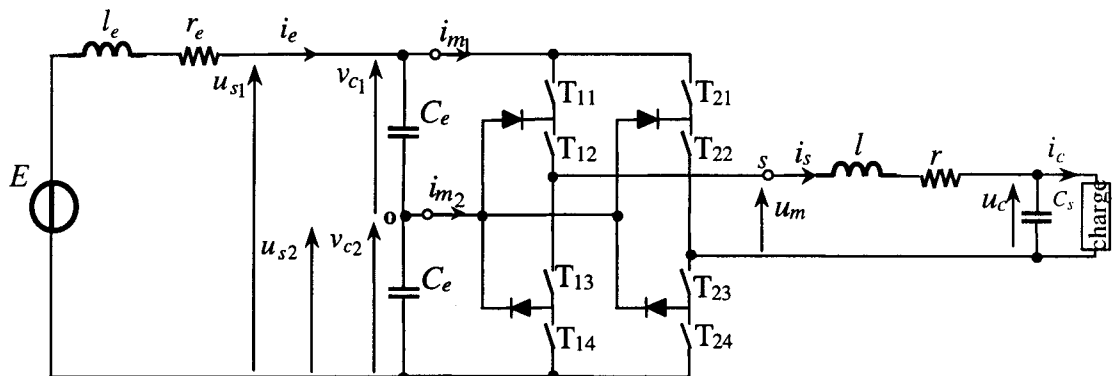


Figure 3.1: Structure de l'onduleur multiniveau à source de tension capacitive.

3.1. Position du problème

Pour obtenir deux tensions, un diviseur capacitif est réalisé au moyen de deux condensateurs mis en série et directement relié au convertisseur statique. Ce diviseur capacitif est connecté à l'unique source de tension par l'intermédiaire d'une bobine présentant une inductance l_e et une résistance r_e . Avec une telle structure, la stabilisation des deux tensions aux bornes des condensateurs à une valeur identique est une contrainte additionnelle qui doit être réalisée par un pilotage adéquat des semi-conducteurs. Un double asservissement doit

donc être implanté dans la structure de commande. Le premier consiste à asservir la tension u_c aux bornes du condensateur C_s à une référence u_{cREF} quel que soit le type de la charge connectée, et le deuxième consiste à stabiliser le potentiel au point milieu du diviseur capacitif.

3.2. Commande de la structure 2/3

3.2.1. Analyse du système de commande - stratégie

L'analyse effectuée sur la structure de puissance précédente peut être reconduite exceptée pour le système d'alimentation qui est maintenant constitué d'un diviseur capacitif, d'une bobine et d'une source de tension. Le graphe informationnel de causalité se trouve donc enrichi des relations (Rv_1, Ru_1, Rv_2 et Ru_2), puisque nous reprenons celui de la figure 1.13 (chapitre I), (fig. 3.2). Les grandeurs de sortie à contrôler sont la tension u_c , les tensions u_{s1} et u_{s2} . Etant donné que la structure de puissance ne possède que deux fonctions de conversion de réglage, deux grandeurs parmi ces trois peuvent être asservies en valeur instantanée. La tension u_{s2} sera stabilisée à la demi-amplitude de la tension u_{s1} , cette dernière demeurant libre d'évoluer. Le graphe informationnel de causalité du système de commande de l'onduleur de tension étudié est obtenu par inversion du modèle aux connexions moyennes (fig. 3.2).

- La tension v_{c1} dépend du courant issu de la bobine et d'un courant modulé. Cette relation causale, notée Rv_1 , peut être inversée indirectement, et la relation de commande Rcv_1 est ainsi obtenue.

- Concernant le générateur de conversion, les relations Rim_1 et Rs sont rigides, c'est la méthode d'inversion directe qui s'applique. On obtient alors les relations de commande $Rcim_1$ et Rc_s ; la fonction de réglage m_{1gREG} est obtenue par linéarisation.

- La relation Rou_{m1} est une estimation de la tension modulée de réglage u_{m1gREG} à partir de la fonction de conversion de réglage m_{1gREG} . La tension de réglage u_{m2gREG} résulte donc de la différence entre u_{mgREG} et u_{m1gREG} . La division de u_{m2gREG} par u_{s2} donne la fonction de conversion m_{2gREG} .

- On utilise le même le générateur de connexion que pour l'onduleur avec potentiel distribué fixe (chap II), décrit par la relation (2.35).

Stratégie

La figure 3.2 montre que seuls i_e et i_{m1g} agissent sur la tension v_{c1} . Par contre, i_e , i_{m1g} et i_{m2g} agissent sur la tension v_{c2} . C'est pourquoi l'asservissement de la tension v_{c1} est réalisé par intermédiaire de la fonction de conversion m_{1gREG} . Il est à noter que l'utilisation

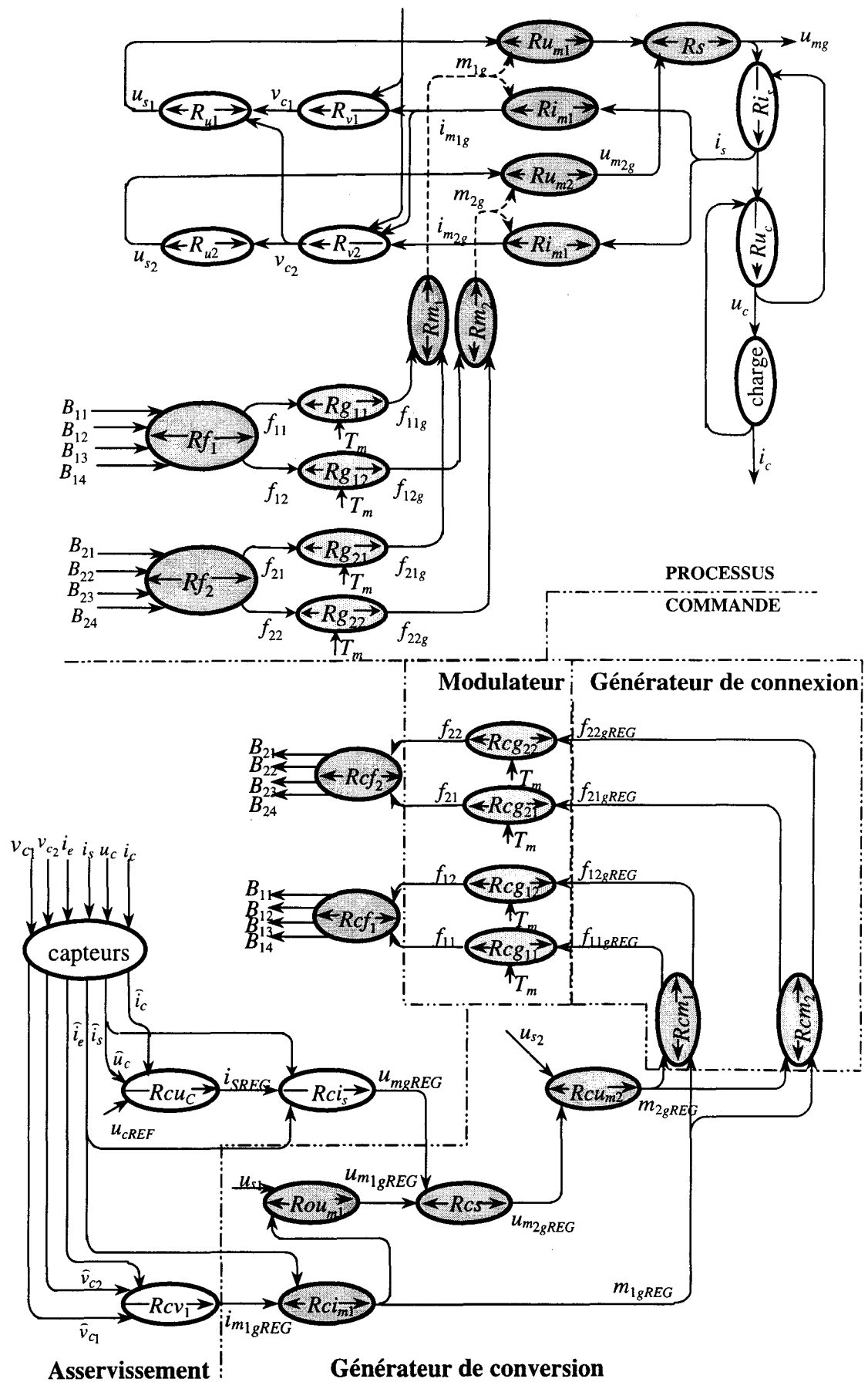


Figure 3.2 : G.I.C. du dispositif de commande

d'une modulation en demi-niveau provoque l'annulation de cette fonction de conversion (relation 2.12). En conséquence, le courant modulé (i_{m1g}) se trouve également annulé. Le condensateur C_e ne se charge plus que par le courant i_e et, donc, sa tension à ses bornes (v_{c1}) n'est plus contrôlable. C'est pourquoi, on applique la modulation simultanée si les deux fonctions de conversion sont de signe différents, sinon, la modulation décalée.

3.2.2. Caractérisation des lois de commande

L'ensemble des lois obtenues par inversion des relations du tableau 1.2 est regroupé dans le tableau 3.1.

RELATIONS	PROCESSUS	COMMANDE
$Ru_c \Rightarrow Rcu_c$	$C_s \cdot \frac{du_c}{dt} = i_s - i_c$	$i_{sREG} = C_u(u_{cREF} - \hat{u}_c) + \hat{i}_c$
$Ri_s \Rightarrow Rci_s$	$r \cdot i_s + l \frac{di_s}{dt} = u_{mg} - u_c$	$u_{mgREG} = C_i(i_{sREG} - \hat{i}_s) + \hat{u}_c$
$Rv_{v1} \Rightarrow Rcv_{v1}$	$C_e \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} = i_e - i_{m1g}$	$i_{m1gREG} = -C_v(v_{c1REF} - \hat{v}_{c1}) + i_e$
$Ri_{m1} \Rightarrow Rci_{m1}$	$i_{m1g} = m_{1g} \cdot i_s$	$m_{1gREG} = \frac{i_{m1gREG}}{\hat{i}_s}$
$Ru_{m1} \Rightarrow Rou_{m1}$	$u_{m1g} = m_{1g} \cdot u_{s1}$	$u_{m1gREG} = m_{1gREG} \cdot \hat{u}_{s1}$
$Rs \Rightarrow Rcs$	$u_{mg} = u_{m1g} + u_{m2g}$	$u_{m2gREG} = u_{mgREG} - u_{m1gREG}$
$Ru_{m2} \Rightarrow Rcu_{m2}$	$u_{m2g} = m_{2g} \cdot u_{s2}$	$m_{2gREG} = \frac{u_{m2gREG}}{\hat{u}_{s2}}$
$Rm_1 \Rightarrow Rcm_1$	$m_{1g} = f_{11g} - f_{21g}$	$f_{11gREG} = \frac{1}{2} m_{1gREG} + u_{INV1}$ $f_{21gREG} = -\frac{1}{2} m_{1gREG} + u_{INV1}$
$Rm_2 \Rightarrow Rcm_2$	$m_{2g} = f_{12g} - f_{22g}$	$f_{12gREG} = \frac{1}{2} m_{2gREG} + u_{INV1}$ $f_{22gREG} = -\frac{1}{2} m_{2gREG} + u_{INV1}$
$Rg_{ck} \Rightarrow Rcg_{ck}$ $(c, k) = \{1, 2\}^2$	$f_{ckg} = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} f_{ck}(\tau) d\tau \right]_{T_m \rightarrow 0}$	(Voir modulateur)
$Rf_1 \Rightarrow Rcf_1$	$f_{11} = \overline{B_{11} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot B_{14}}$ $f_{12} = \overline{B_{11} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot B_{14}}$	$B_{11} = \overline{f_{11} \cdot f_{12}}, B_{12} = \overline{f_{11} \oplus f_{12}},$ $B_{13} = \overline{f_{12} \cdot f_{12} \cdot f_{11}}, B_{14} = \overline{f_{11} \cdot f_{12}}$
$Rf_2 \Rightarrow Rcf_2$	$f_{21} = \overline{B_{21} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot B_{24}}$ $f_{22} = \overline{B_{21} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot B_{24}}$	$B_{21} = \overline{f_{21} \cdot f_{22}}, B_{22} = \overline{f_{21} \oplus f_{22}},$ $B_{23} = \overline{f_{22} \cdot f_{22} \cdot f_{21}}, B_{24} = \overline{f_{21} \cdot f_{22}}$

Tableau 3.1

Nous rappelons que la méthode de détermination des composantes homopolaires u_{INV1} et u_{INV2} décrite au paragraphe 2.5.1.2 est ici utilisée pour générer une modulation simultanée. L'application de cette méthode conduit au tableau 3.2 qui regroupe les fonctions de connexion ainsi que les composantes homopolaires.

	$u_{mgREG} \geq 0$	$u_{mgREG} \leq 0$
f_{11gREG}	m_{1gREG}	0
f_{12gREG}	0	m_{2gREG}
f_{13gREG}	$1 - m_{1gREG}$	$1 - m_{2gREG}$
f_{21gREG}	0	$-m_{1gREG}$
f_{22gREG}	$-m_{2gREG}$	0
f_{23gREG}	$1 + m_{2gREG}$	$1 + m_{1gREG}$
u_{INV1}	$\frac{1}{2} \cdot m_{1gREG}$	$-\frac{1}{2} \cdot m_{1gREG}$
u_{INV2}	$-\frac{1}{2} \cdot m_{2gREG}$	$\frac{1}{2} \cdot m_{2gREG}$

Tableau 3.2

3.3. Générateur de conversion

Nous rappelons que le générateur de conversion est destiné à créer les grandeurs de réglage m_{1gREG} et m_{2gREG} respectivement à partir de la référence du courant de réglage i_{m1gREG} et de la tension u_{mgREG} . Sachant que Ri_{m1} est une relation rigide, cette relation est réversible, ceci nous conduit à déduire l'expression de la fonction de conversion de réglage m_{1gREG} à partir de la connaissance de i_{m1gREG} (Rci_{m1}).

Nous rappelons que la tension multiniveau modulée peut être décrite par l'expression suivante (chapitre II, expression (2.7)) :

$$u_{mgREG} = u_{m1gREG} + u_{m2gREG}$$

avec : $u_{m1gREG} = m_{1gREG} \cdot u_{s1}$ et $u_{m2gREG} = m_{2gREG} \cdot u_{s2}$

La tension modulée u_{m1gREG} peut être estimée à partir de la relation d'estimation notée ROu_{m1} . La connaissance de u_{mgREG} et u_{m1gREG} mène à la déduction de la tension modulée de réglage u_{m2gREG} (Rc_s) (fig. 3.2, tableau 3.1). Etant donné que la relation Ru_{m2} est rigide, on obtient la fonction de conversion m_{2gREG} par inversion directe (Ru_{m2}).

3.4. Contrôle du potentiel milieu 'O'

Pour l'étude du filtre d'entrée, une représentation simplifiée du convertisseur est obtenue en remplaçant la matrice d'interrupteurs par un ensemble de deux générateurs de courant modulé équivalent (fig. 3.3). Le G.I.C. correspondant à ce schéma électrique est représenté à la figure 3.4.

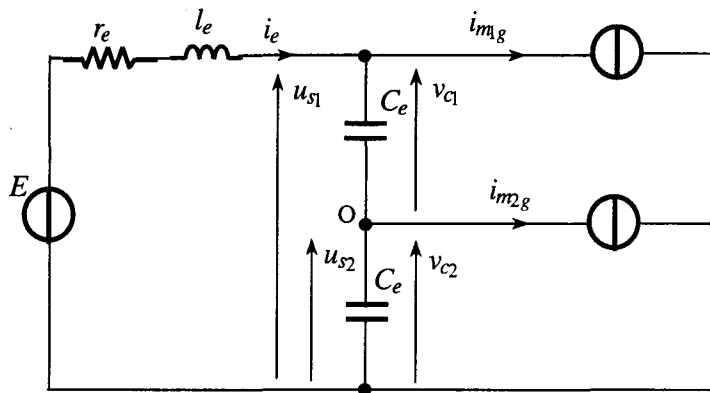


Figure 3.3 : Schéma électrique du filtre

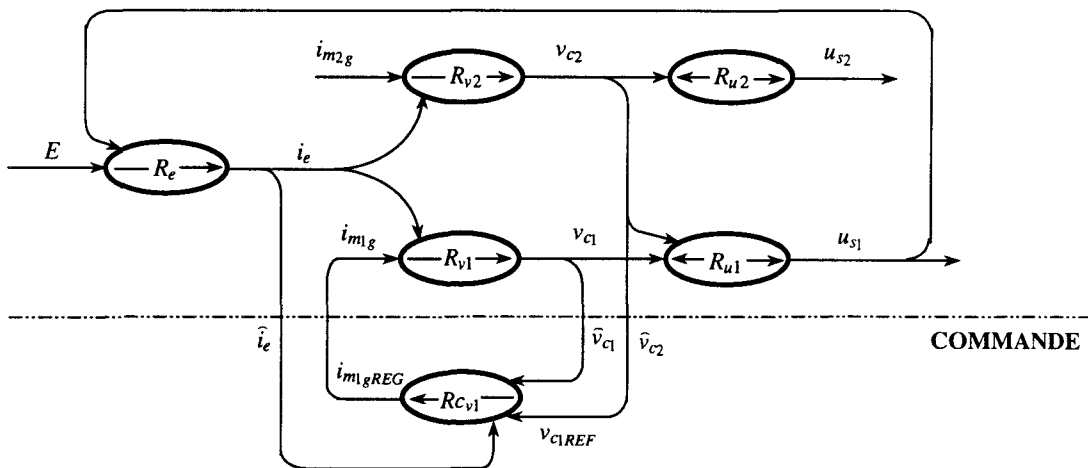


Figure 3.4 : G.I.C de la partie continue

La caractéristique de chaque relation est détaillée dans le tableau 3.1. La tension capacitive v_{c1} est asservie en utilisant la relation :

$$R_{Cv1} \rightarrow i_{m1gREG} = -C_v(v_{c1REF} - \hat{v}_{c1}) + \hat{i}_e$$

avec : $v_{c1REF} = \hat{v}_{c2}$

Le choix de cette référence assure un maintien quasi naturel du point milieu O au demi-niveau de u_{s1} soit $u_{s1} = 2.u_{s2}$.

Puisque la transmittance de la boucle de tension est un simple intégrateur, alors l'algorithme C_v choisi est un gain K_v .

Mise en équations

Les capteurs sont supposés idéalisés et dans l'hypothèse où $i_{mg} = i_{mgREG}$, on déduit des relations R_{v1} et $R_{c_{v1}}$ (tableau 3.1) :

$$C_e \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} = -i_e + C_v(v_{c1REF} - v_{c1}) + i_e$$

Pour l'algorithme C_v , une simple action proportionnelle de gain K_v suffit puisque le courant i_e est compensé. Il vient :

$$Tbv_{c1}(s) = \frac{v_{c1}(s)}{v_{c1REF}(s)} = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (3.1)$$

avec $\tau = \frac{C_e}{K_v}$.

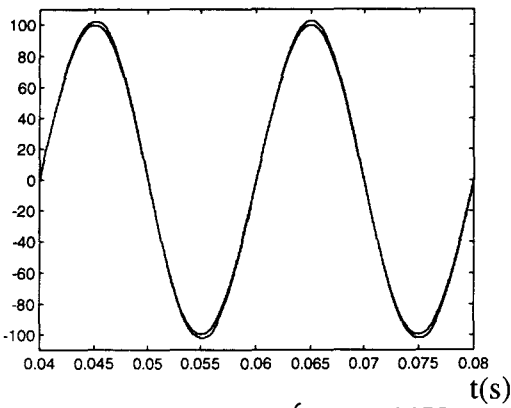
3.5. Validations

L'étude est validée à la fois par simulation et par expérience ; toutes deux menées dans les conditions suivantes :

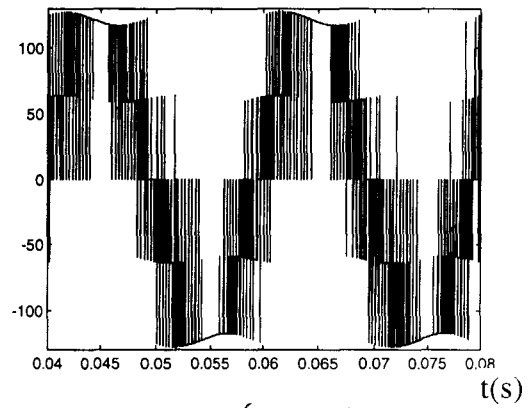
- $r_c = 5\Omega$, $l = 5\text{ms}$, $C_s = 47\mu\text{F}$
- $r_e = 10\Omega$, $l_e = 20\text{mH}$, $E = 100\text{V}$, $C_e = 1500\mu\text{F}$, $K_v = 2$

L'asservissement de la tension de sortie u_c , détermine la fonction u_{mgREG} . Cette partie est la même que celle définie au chapitre II (voir paragraphe 2.7). La référence principale a pour expression $u_{cREF} = 100\sin(2\pi 50t)$ et la charge est de nature résistive ($r_c = 24\Omega$). La figure 3.5 présente les résultats simulés obtenus en régime permanent non perturbé. On constate l'efficacité globale de la stratégie : la tension u_c suit parfaitement sa référence, le potentiel d'alimentation est correctement distribué puisqu'à tout instant $v_{c1} \neq v_{c2}$. L'analyse spectrale révèle la même qualité d'onde que celle obtenue au chapitre précédent. La figure 3.6 présente les résultats expérimentaux correspondants. Les formes d'onde sont en quasi parfaites correspondances avec celles de la simulation ; toutefois, on peut constater une légère distorsion de la tension u_c et, également, des distorsions sur les formes des courants i_s et i_c . Ces dégradations peuvent être dues aux hypothèses posées à propos du convertisseur ; notamment sur le gain unitaire entre les variables de réglage et les entrées correspondantes ; et sur le fait que les dynamiques des modulateurs et des interfaces sont négligées. Dans ces conditions, les fluctuations de l'alimentation sont imparfaitement compensées et, de plus,

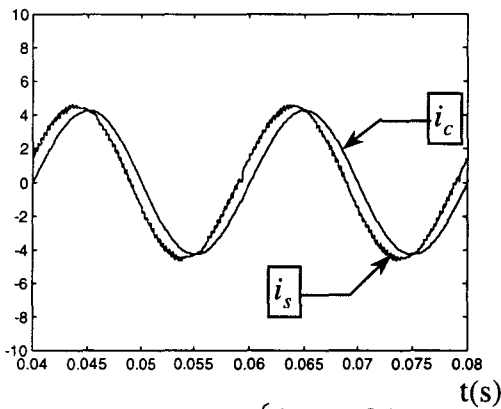
comme la bande passante de l'asservissement de la tension est assez réduite (environ 400Hz), il subsiste les quelques effets observés.



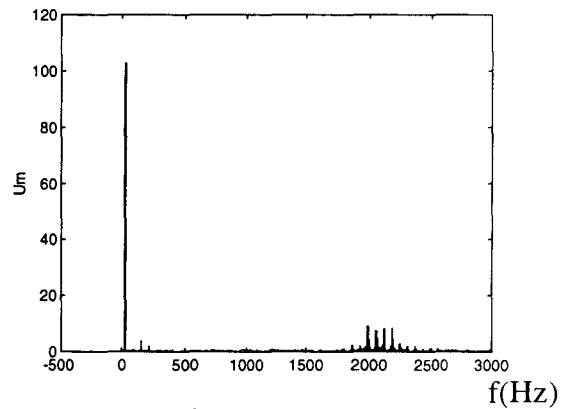
(a) : u_c et u_{cREF} , $\begin{cases} l_{car} = 20V \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$



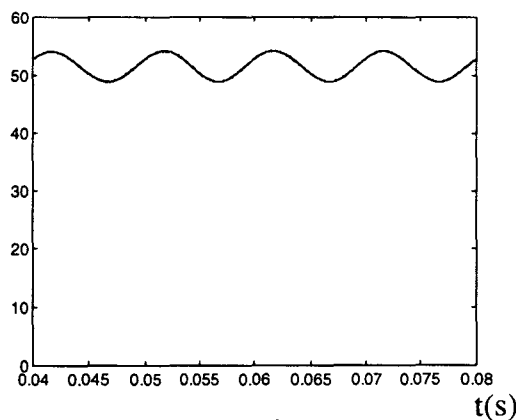
(c) : u_m , $\begin{cases} l_{car} = 20V \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$



(b) : i_s et i_c , $\begin{cases} l_{car} = 2A \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$

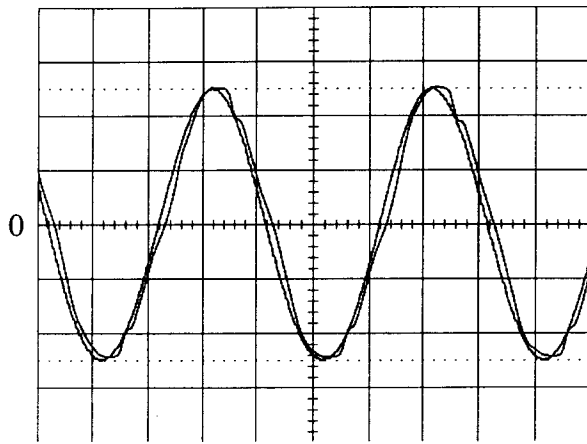


(d) : Analyse spectrale de u_m , $\begin{cases} l_{car} = 20V \\ l_{car} = 500Hz \end{cases}$

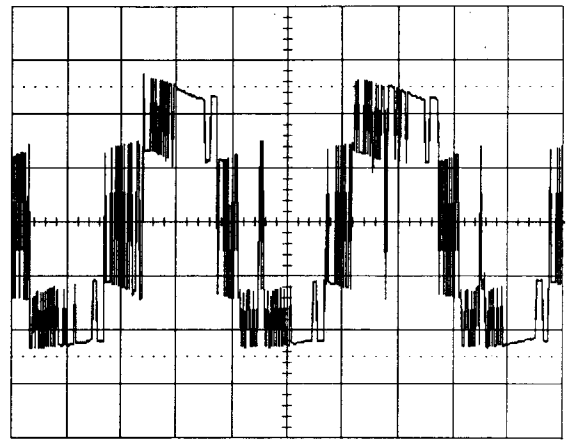


(e) : v_{c1} et v_{c2} , $\begin{cases} l_{car} = 10V \\ l_{car} = 5ms \end{cases}$

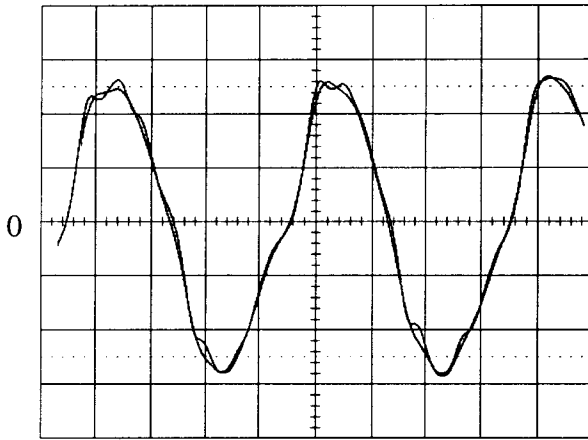
Figure 3.5 : Résultats obtenus par simulation



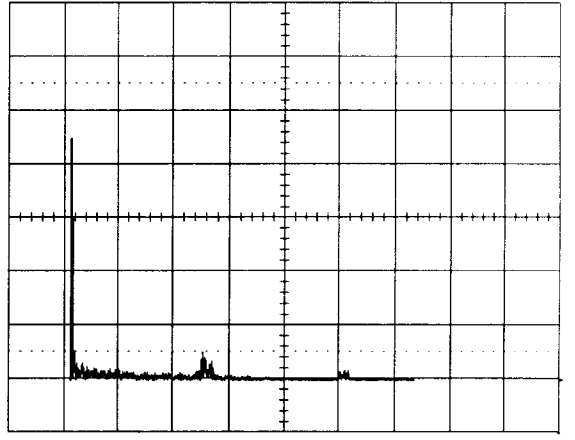
(a) : u_c et u_{cREF} , $\begin{cases} 1\text{car} = 40\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



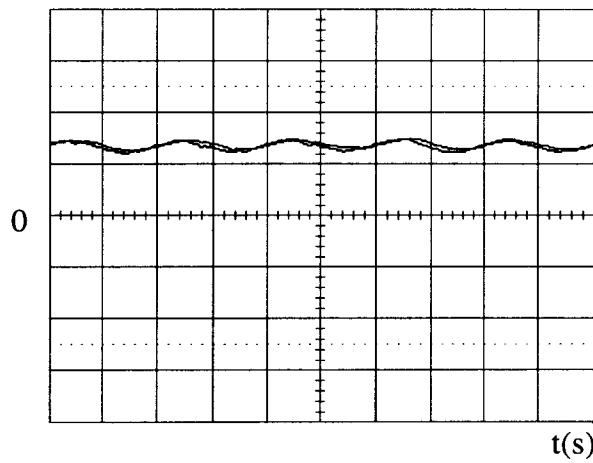
(c) : u_m , $\begin{cases} 1\text{car} = 40\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



(b) : i_s et i_c , $\begin{cases} 1\text{car} = 2.5\text{A} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



(d) : Analyse spectrale de u_m , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 1000\text{Hz} \end{cases}$



(e) : v_{c1} et v_{c2} , $\begin{cases} 1\text{car} = 40\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$

Figure 3.6 : Résultats expérimentaux

On observe également les performances de la commande en faisant varier la charge, celle-ci passe de 24Ω à 15Ω , et en diminuant de moitié l'amplitude de la référence u_{cREF} . De légères variations apparaissent transitoirement sur les tensions v_{c1} et v_{c2} selon la valeur de la charge et l'amplitude de la référence, cependant, ces tensions restent bien stabilisées globalement.

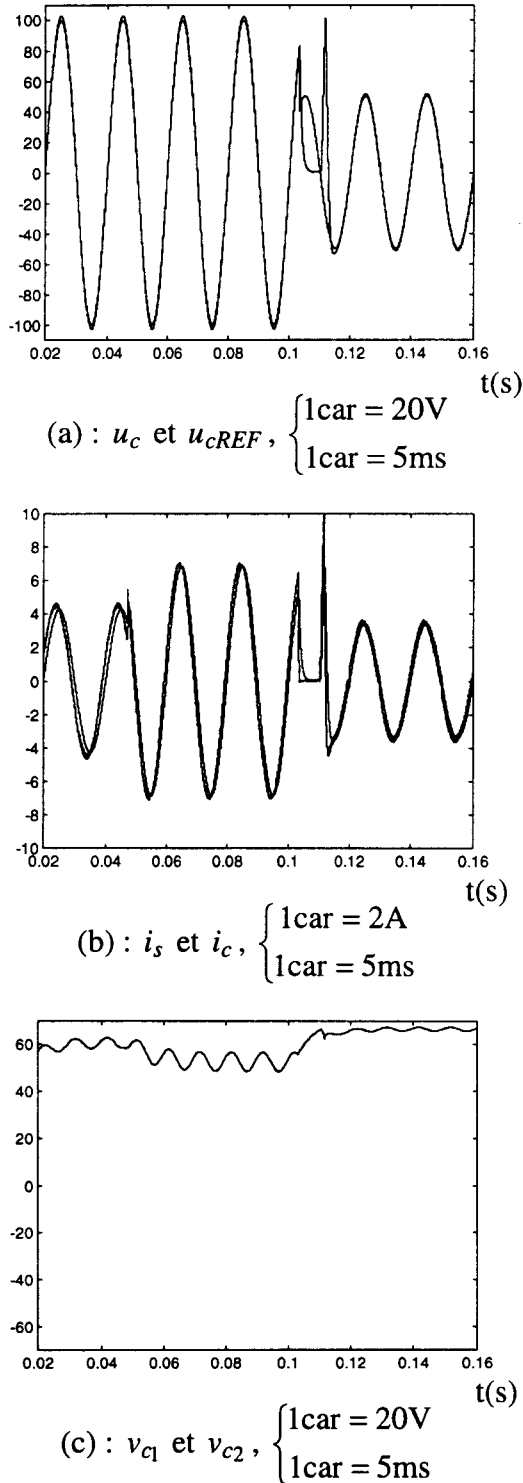


Figure 3.7 : Performances de la commande par simulation

3.6. Conclusion

Nous avons vu lors de cette étude que le nombre de grandeurs de sortie pouvant être contrôlées dépend du nombre de fonctions de conversion. Pour un onduleur multiniveau 2/3, ce dernier est inférieur au nombre de grandeurs de sortie. Or, cette différence n'a pas d'incidence sur l'asservissement puisque les deux tensions issues du diviseur capacitif sont liées entre elles. Dès lors, le fait de choisir v_{c2} comme référence de la tension v_{c1} , revient à réguler le potentiel milieu **O**.

On constate que la tension u_c aux bornes du condensateur C_s suit parfaitement sa référence u_{cREF} quelle que soit la commande appliquée. La différence entre ces deux types de commande se trouve au niveau du générateur de conversion. Dans le cas d'une commande avec potentiel distribué fixe (chapitre II), l'accès direct au générateur de conversion permet d'imposer les fonctions de conversion désirées ; en revanche, la commande avec potentiel distribué autorégulé génère indirectement les fonctions de conversion à partir des correcteurs.

CHAPITRE IV
EXTENSION
A L'ONDULEUR TRIPHASE N.P.C.

Introduction

Nous appliquons les mêmes stratégies de commande (commande pour la structure avec potentiel distribué fixe et autorégulé) à la structure 3/3 équivalente. Ce chapitre est divisé en deux parties dont la première est consacrée à la commande avec potentiel distribué fixe (fig. 4.1). et la deuxième est réservée à la commande avec potentiel distribué autorégulé (fig. 4.2). Des résultats de simulation seront présentés pour valider cette étude.

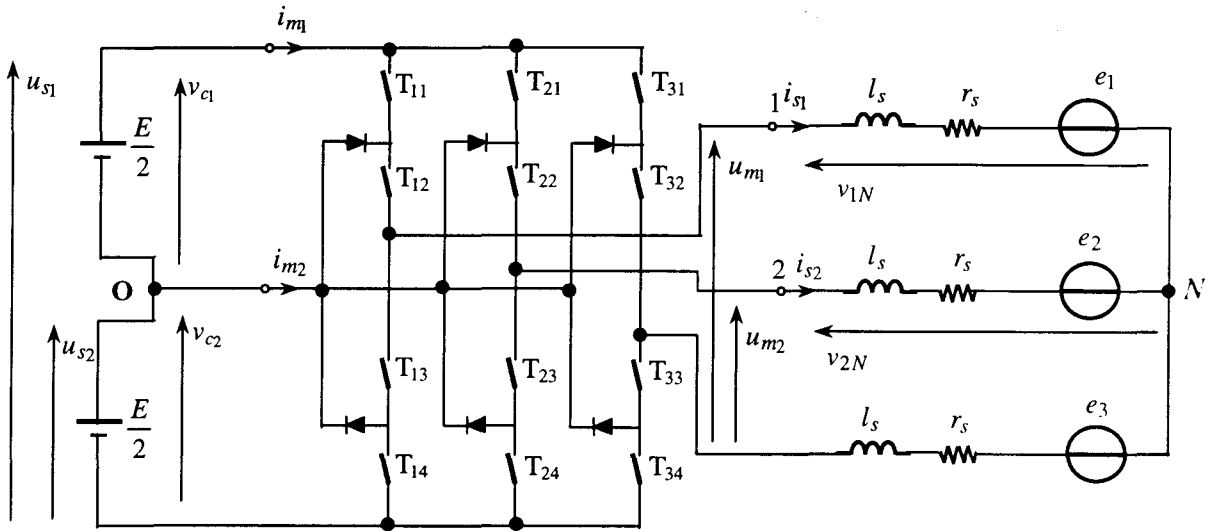


Figure 4.1 : Structure de puissance de l'onduleur triphasé multiniveau à potentiel distribué fixe

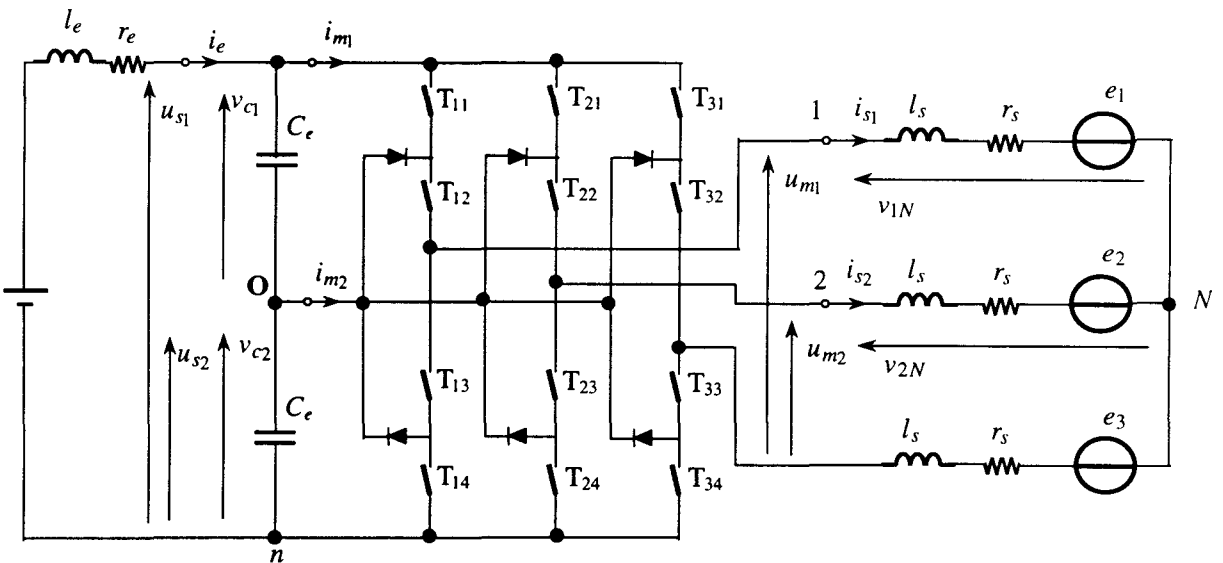


Figure 4.2 : Structure de puissance de l'onduleur triphasé multiniveau à potentiel autorégulé

Dans le chapitre II, deux types de modulation (modulation décalée et simultanée) ont été proposés pour déterminer les fonctions de conversion. Ensuite, les fonctions de connexion ont

été déduites à partir de la connaissance de ces fonctions de conversion selon la relation 2.26 (paragraphe 2.5). La même démarche est reconduite pour la commande à potentiel distribué fixe, mais l'étude s'arrête au niveau du générateur de conversion. Nous n'avons pu déterminer ni le facteur de répartition α ni la composante homopolaire β . En conséquence, les fonctions de conversion ne peuvent en être déduites.

Suite à ce problème, une stratégie est menée pour déterminer les fonctions de connexion à partir des tensions simples de réglage en appliquant la loi des mailles. Les résultats obtenus s'avèrent satisfaisants.

Concernant la commande à potentiel distribué autorégulé, le diviseur capacitif est le même que dans le cas de l'onduleur monophasé étudié dans le chapitre III. Du côté du récepteur, une charge triphasée considérée équilibrée est connectée à la sortie du convertisseur. Une structure 3/3 présente quatre fonctions de conversion ($m_{11}, m_{12}, m_{21}, m_{22}$), (relation 1.26, paragraphe 1.6.1), et quatre grandeurs de sortie ($v_{c1}, v_{c2}, i_{s1}, i_{s2}$) à contrôler. Cependant, ce chapitre montre que trois grandeurs, au plus, peuvent être asservies. Dans le cas d'une commande à potentiel distribué fixe, étant donné que les potentiels v_{c1} et v_{c2} sont fixés par une source à point milieu stabilisé, il reste deux grandeurs à contrôler (i_{s1}, i_{s2}).

Dans le chapitre I, deux dispositifs de commande sont présentés (modèle aux connexions moyennes (fig. 1.14 et fig.1.15), aux conversions moyennes (fig. 1.15 et fig. 1.16), (paragraphe 1.7), pour chaque structure. Dans les chapitres II et III, nous avons déterminé les G.I.C. du dispositif de commande par inversion des G.I.C. aux connexions moyennes. Dans ce chapitre, pour la commande avec potentiel distribué autorégulé, le G.I.C. du modèle de commande est obtenu par inversion du modèle aux conversions moyennes (fig. 1.16). Cela facilite la détermination des fonctions de connexion sans se soucier de la composante homopolaire $[U_{INV}]$ (relation 2.26).

4.1. Contrôle de structure de puissance à potentiel distribué fixe

4.1.1. Objectif de la commande

Nous rappelons que l'onduleur est alimenté par deux sources de tension stabilisées reliées en série afin d'obtenir un potentiel milieu (fig. 4.1). L'objectif du système de commande est d'asservir les courants i_{s1} et i_{s2} , le troisième courant étant déduit des deux autres.

4.1.2. Architecture de la commande d'une structure 3/3

La figure 4.3 rappelle la structure matricielle 3/3 équivalente au convertisseur multiniveaux.

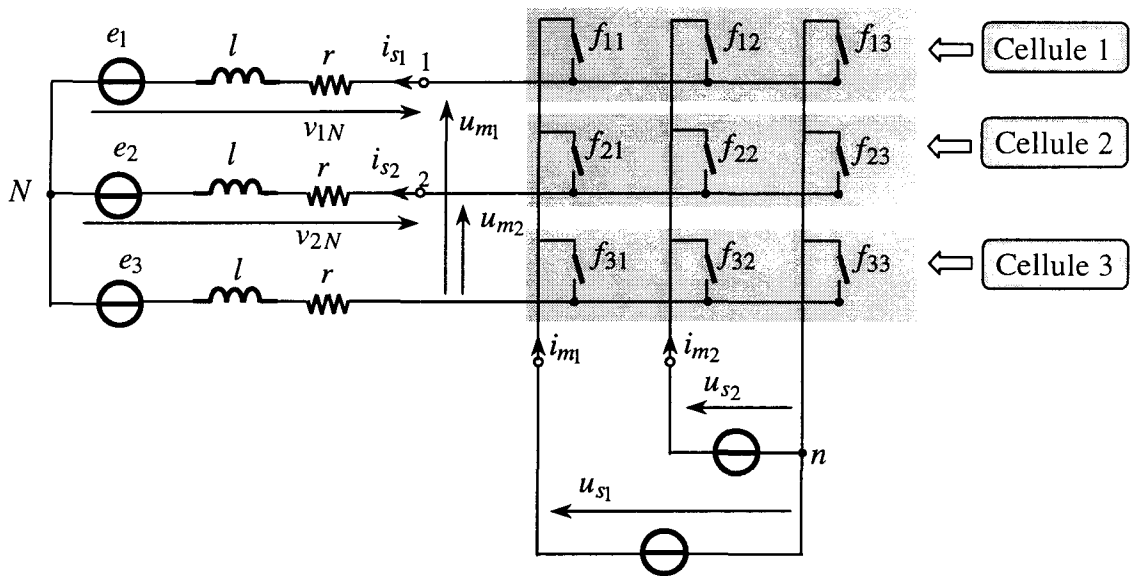


Figure 4.3 : Représentation matricielle de la structure 3/3

Le modèle du dispositif de commande est déduit par inversion du G.I.C. aux connexions moyennes donné à la figure 1.14 (chapitre I). Ce modèle met en évidence quatre fonctions de conversion définies à partir des fonctions de connexion (relations $Rm_{11}, Rm_{12}, Rm_{21}, Rm_{22}$). Afin de faciliter la présentation de la méthode suivie, nous supposons que la charge triphasée est équilibrée. Il apparaît ainsi un couplage entre les tensions. Ces dernières sont utilisées pour le réglage des courants i_{s1} et i_{s2} .

En tenant compte de la nature de chaque processeur, on détermine les processeurs de commande en appliquant la méthode d'inversion directe pour les processeurs de nature rigide, et la méthode d'inversion indirecte pour les processeurs de nature causale.

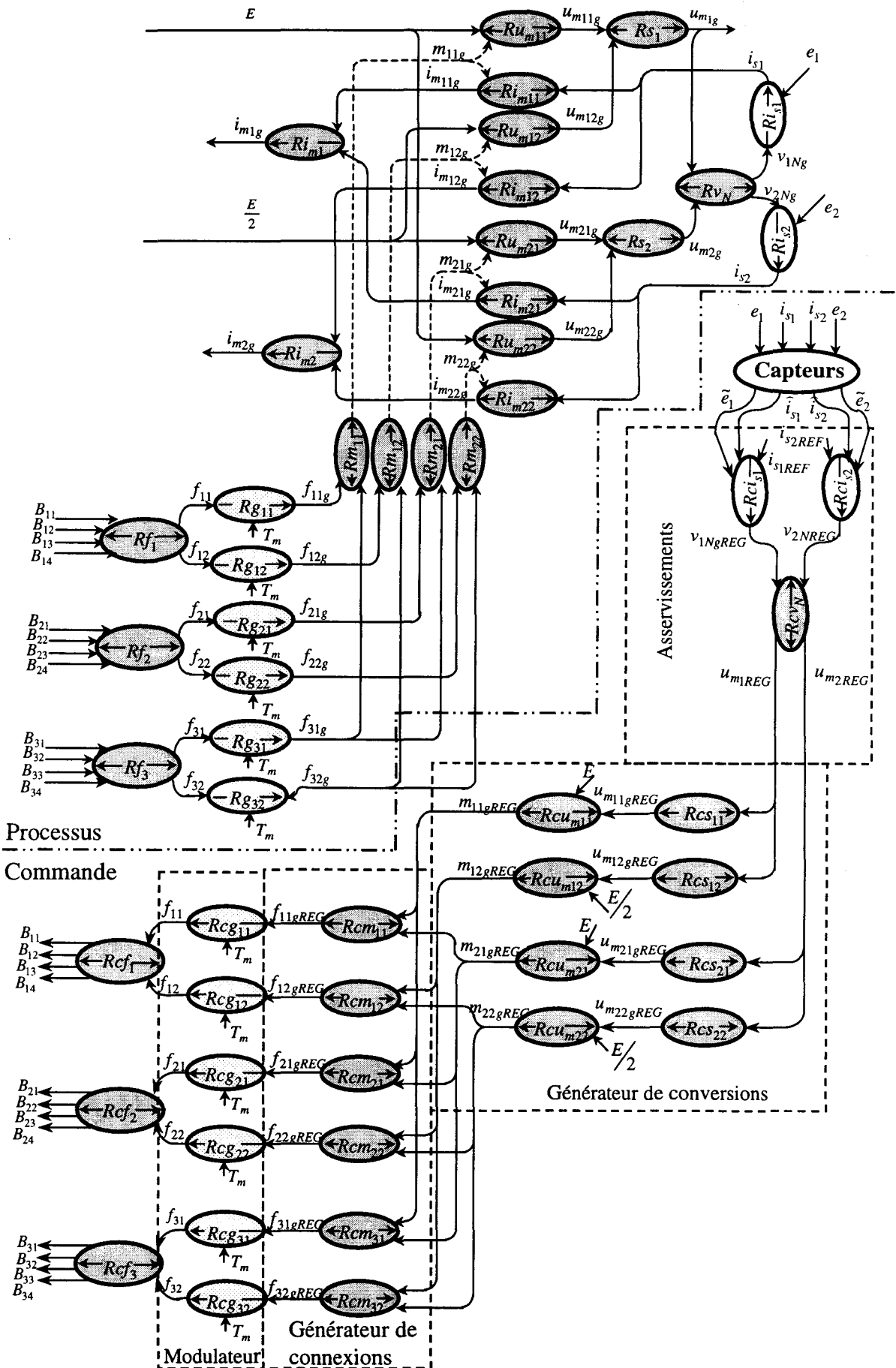


Figure 4.4 : G.I.C. du système de commande

RELATIONS	PROCESSUS	COMMANDES
$Ris_1 \Rightarrow Rcis_1$	$\left(r + l \cdot \frac{d}{dt}\right) i_{s1} = v_{1N} - e_1$	$v_{1NREG} = C_i \cdot (i_{s1REF} - \hat{i}_{s1}) + \tilde{e}_1$
$Ris_2 \Rightarrow Rcis_2$	$\left(r + l \cdot \frac{d}{dt}\right) i_{s2} = v_{2N} - e_2$	$v_{2NREG} = C_i \cdot (i_{s2REF} - \hat{i}_{s2}) + \tilde{e}_2$
$Rv_N \Rightarrow Rcv_N$	$\begin{pmatrix} v_{1N} \\ v_{2N} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} u_{m1gREG} \\ u_{m2gREG} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1NgREG} \\ v_{2NgREG} \end{pmatrix}$
$Rs_1 \Rightarrow Rcs_1$	$u_{m1g} = u_{m11g} + u_{m12g}$	$u_{m11gREG} = f(u_{m1gREG}, u_{INV s1})$ $u_{m12gREG} = f(u_{m1gREG}, u_{INV s1})$
$Rs_2 \Rightarrow Rcs_2$	$u_{m2g} = u_{m21g} + u_{m22g}$	$u_{m21gREG} = f(u_{m2gREG}, u_{INV s2})$ $u_{m22gREG} = f(u_{m2gREG}, u_{INV s2})$
$Ru_{m11} \Rightarrow Rcu_{m11}$	$u_{m11g} = m_{11} \cdot E$	$m_{11gREG} = \frac{u_{m11gREG}}{E}$
$Ru_{m12} \Rightarrow Rcu_{m12}$	$u_{m12g} = m_{12} \cdot E$	$m_{12gREG} = 2 \cdot \frac{u_{m12gREG}}{E}$
$Ru_{m21} \Rightarrow Rcu_{m21}$	$u_{m21g} = m_{21} \cdot E$	$m_{21gREG} = \frac{u_{m21gREG}}{E}$
$Ru_{m22} \Rightarrow Rcu_{m22}$	$u_{m22g} = m_{22} \cdot E$	$m_{22gREG} = 2 \cdot \frac{u_{m22gREG}}{E}$
$\begin{cases} Rm_{11} \\ Rm_{21} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Rcm_{11} \\ Rcm_{21} \end{cases}$	$m_{11g} = (f_{11g} - f_{31g})$ $m_{21g} = (f_{21g} - f_{31g})$	$f_{11gREG} = f(m_{11gREG}, m_{21gREG}, m_{INV1})$ $f_{21gREG} = f(m_{11gREG}, m_{21gREG}, m_{INV1})$ $f_{31gREG} = f(m_{11gREG}, m_{21gREG}, m_{INV1})$
$\begin{cases} Rm_{12} \\ Rm_{22} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Rcm_{12} \\ Rcm_{22} \end{cases}$	$m_{12g} = (f_{12g} - f_{32g})$ $m_{22g} = (f_{22g} - f_{32g})$	$f_{12gREG} = f(m_{12gREG}, m_{22gREG}, m_{INV2})$ $f_{22gREG} = f(m_{12gREG}, m_{22gREG}, m_{INV2})$ $f_{32gREG} = f(m_{12gREG}, m_{22gREG}, m_{INV2})$
$Rg_{ck} \Rightarrow Rcg_{ck}$ $c = \{1, 2, 3\},$ $k = \{1, 2\}$	$f_{ckg} = \left[\frac{1}{T_m} \int_{q \cdot T_m}^{(q+1) \cdot T_m} f_{ck}(\tau) d\tau \right]$	(voir modulateur)
$Rf_1 \Rightarrow Rcf_1$	$f_{11} = \overline{B_{11} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot B_{14}}$ $f_{12} = \overline{B_{11} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot B_{14}}$	$B_{11} = \overline{f_{11} \cdot f_{12}}, B_{12} = f_{11} \oplus f_{12},$ $B_{13} = f_{12} + \overline{f_{12} \cdot f_{11}}, B_{14} = \overline{f_{11} \cdot f_{12}}$
$Rf_2 \Rightarrow Rcf_2$	$f_{21} = \overline{B_{21} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot B_{24}}$ $f_{22} = \overline{B_{21} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot B_{24}}$	$B_{21} = f_{21} \cdot \overline{f_{22}}, B_{22} = f_{21} \oplus f_{22},$ $B_{23} = f_{22} + \overline{f_{22} \cdot f_{21}}, B_{24} = \overline{f_{21} \cdot f_{22}}$
$Rf_3 \Rightarrow Rcf_3$	$f_{31} = \overline{B_{31} \cdot B_{32} \cdot B_{33} \cdot B_{34}}$ $f_{32} = \overline{B_{31} \cdot B_{32} \cdot B_{33} \cdot B_{34}}$	$B_{31} = f_{31} \cdot \overline{f_{32}}, B_{32} = f_{31} \oplus f_{32},$ $B_{33} = f_{32} + \overline{f_{32} \cdot f_{31}}, B_{34} = \overline{f_{31} \cdot f_{32}}$

Tableau 4.1

Le bloc correspondant au générateur de conversion fournit les quatre fonctions de conversion de réglage m_{11gREG} , m_{12gREG} , m_{21gREG} et m_{22gREG} . A partir de la connaissance de

ces dernières, on détermine les fonctions de connexion de réglage à l'aide du bloc générateur de connexion et du modulateur. La figure 4.4 présente le graphe informationnel de causalité du système de commande de la structure 3/3 et le tableau 4.1 résume l'ensemble des lois de commande.

4.1.3. Générateur de conversion

Les niveaux de tension, disponibles à travers les sources, sont déterminés en appliquant la relation (1.16). Pour $q = 3$, on obtient $k = \{1,2\}$ et les sources de tension sont liées entre elles selon :

$$\begin{aligned} q = 3, k = 1 &\Rightarrow u_{s1} = u_{s1} \\ q = 3, k = 2 &\Rightarrow u_{s2} = \frac{1}{2} \cdot u_{s1} \end{aligned}$$

En suivant une méthode similaire à celle utilisée dans le chapitre II (paragraphe 2.4.1), on considère que chaque tension multiniveau modulée est la somme de deux tensions élémentaires modulées sur trois niveaux par une fonction de conversion. Etant donné que nous avons un système triphasé, nous considérerons donc deux tensions modulées multiniveaux (la troisième étant déduite par la connaissance des deux autres) :

$$u_{m1gREG} = u_{m11gREG} + u_{m12gREG} \quad (4.1)$$

$$u_{m2gREG} = u_{m21gREG} + u_{m22gREG} \quad (4.2)$$

En divisant les tensions de référence par une mesure de la source de tension u_{s1} (considérée de valeur constante E), on fait apparaître quatre fonctions de conversion de réglage :

$$\frac{u_{m1gREG}}{E} = m_{11gREG} + \frac{1}{2} \cdot m_{12gREG} \quad (4.3)$$

$$\frac{u_{m2gREG}}{E} = m_{21gREG} + \frac{1}{2} \cdot m_{22gREG} \quad (4.4)$$

Les tensions multiniveaux (u_{m1}, u_{m2}) , de valeur moyenne instantanée (u_{m1g}, u_{m2g}) sont donc générées à partir des valeurs moyennes instantanées des quatre fonctions de conversion $(m_{11gREG}, m_{12gREG}, m_{21gREG}, m_{22gREG})$.

De la même façon qu'au chapitre II, paragraphe 2.4.2, une loi linéaire reposant sur l'addition de deux tensions paramétrées est utilisée pour la synthèse des deux tensions modulées de réglage u_{m1gREG} et u_{m2gREG}

Pour la tension u_{m1gREG} , on a :

$$RCS1 \rightarrow \begin{cases} RCS11 \rightarrow u_{m1gREG} = \alpha_1 u_{m1gREG} + u_{m1gREG0} \\ RCS12 \rightarrow u_{m2gREG} = (1 - \alpha_1) u_{m1gREG} - u_{m1gREG0} \end{cases}$$

Pour la tension u_{m2gREG} , on a :

$$RCS2 \rightarrow \begin{cases} RCS21 \rightarrow u_{m21gREG} = \alpha_2 u_{m2gREG} + u_{m2gREG0} \\ RCS22 \rightarrow u_{m22gREG} = (1 - \alpha_2) u_{m2gREG} - u_{m2gREG0} \end{cases}$$

Avec α_1 et α_2 des facteurs de répartition, $u_{m1gREG0}$ et $u_{m2gREG0}$ des composantes homopolaires d'optimisation telles que :

$$Rinv_{s1} \rightarrow u_{INV_{s1}} = \alpha_1 u_{m1gREG} + u_{m1gREG0}$$

$$Rinv_{s2} \rightarrow u_{INV_{s2}} = \alpha_2 u_{m2gREG} + u_{m2gREG0}$$

Les quatre tensions u_{m1gREG} , u_{m2gREG} , $u_{m21gREG}$ et $u_{m22gREG}$ s'expriment selon :

$$u_{m1gREG} = u_{INV_{s1}} \quad (4.5)$$

$$u_{m2gREG} = u_{m1gREG} - u_{INV_{s1}} \quad (4.6)$$

$$u_{m21gREG} = u_{INV_{s2}} \quad (4.7)$$

$$u_{m22gREG} = u_{m2gREG} - u_{INV_{s2}} \quad (4.8)$$

En effectuant une linéarisation dynamique par mesure de la source de tension ($u_{s1} = E$), nous pouvons déduire les fonctions génératrices de conversion de réglage (voir tableau 4.1, Rcu_{m11} , Rcu_{m12} , Rcu_{m21} et Rcu_{m22}).

En remplaçant u_{m1gREG} , u_{m2gREG} , $u_{m21gREG}$ et $u_{m22gREG}$ par leurs expressions, on obtient :

$$m_{11gREG} = \frac{u_{m1gREG}}{E} = \alpha_1 \cdot \frac{u_{m1gREG}}{E} + \beta_1 \quad (4.9)$$

$$m_{12gREG} = 2 \cdot \frac{u_{m2gREG}}{E} = 2 \cdot (1 - \alpha_1) \cdot \frac{u_{m1gREG}}{E} - 2 \cdot \beta_1 \quad (4.10)$$

$$m_{21gREG} = \frac{u_{m21gREG}}{E} = \alpha_2 \cdot \frac{u_{m2gREG}}{E} + \beta_2 \quad (4.11)$$

$$m_{22gREG} = 2 \cdot \frac{u_{m22gREG}}{E} = 2 \cdot (1 - \alpha_2) \cdot \frac{u_{m2gREG}}{E} - 2 \cdot \beta_2 \quad (4.12)$$

avec

$$\beta_1 = \frac{u_{m1gREG0}}{E} \text{ et } \beta_2 = \frac{u_{m2gREG0}}{E}$$

La figure 4.5 ci-après représente le générateur de conversion ainsi obtenu.

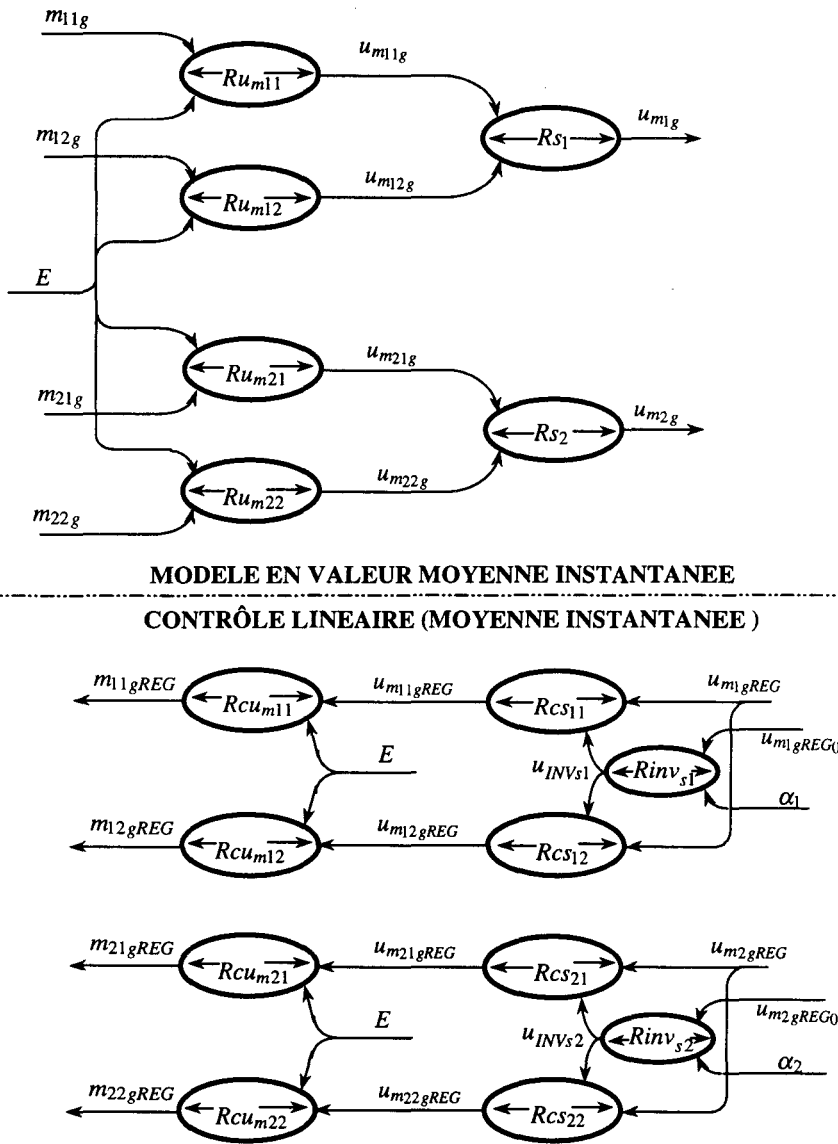


Figure 4.5 : Générateur de conversion

Cependant, dans le but d'obtenir une répartition spectrale identique sur les deux tensions modulées en multiniveau, nous imposons :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \text{ et } \beta_1 = \beta_2 = \beta$$

Ceci conduit aux expressions suivantes :

$$m_{11gREG} = \alpha \cdot \frac{u_{m1gREG}}{E} + \beta \quad (4.13)$$

$$m_{12gREG} = 2 \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{u_{m1gREG}}{E} - 2 \cdot \beta \quad (4.14)$$

$$m_{21gREG} = \alpha \cdot \frac{u_{m2gREG}}{E} + \beta \quad (4.15)$$

$$m_{22gREG} = 2 \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{u_{m2gREG}}{E} - 2 \cdot \beta \quad (4.16)$$

Cas d'une modulation en demi-niveau

Nous avons vu, dans le chapitre II (paragraphe 2.4.3.1, p.42), que lorsque l'amplitude de la tension modulée de référence est inférieure à un demi-niveau de tension, la référence de conversion correspondant à l'application d'un 'plein niveau' doit être annulée. Dans le cas d'une structure 3/3, cela revient à annuler m_{11gREG} et m_{21gREG} , on obtient alors :

$$m_{12gREG} = 2 \cdot \frac{u_{m1gREG}}{E} \quad (4.17)$$

et

$$m_{22gREG} = 2 \cdot \frac{u_{m2gREG}}{E} \quad (4.18)$$

Ceci conduit à l'annulation des paramètres α et β :

$\alpha = \beta = 0$

Dans le chapitre II (paragraphe 2.4.3), nous avons proposé deux types de modulation (modulation décalée et modulation simultanée), lorsque l'amplitude de la référence est comprise entre le demi-niveau et le plein niveau ($1/2 \leq |u_{mgREG}/E| \leq 1$). Dans le cas d'un onduleur 3/3, la même méthode est donc reconduite, mais en prenant compte les deux références de tension modulée u_{m1gREG} et u_{m2gREG} .

Modulation décalée

Pour réaliser une modulation décalée, les deux conditions suivantes doivent être vérifiées à tout instant :

$$|m_{11} + m_{12}| = 1 \quad (4.19)$$

$$|m_{21} + m_{22}| = 1 \quad (4.20)$$

Or, le tableau 1.4 (voir chapitre I) montre qu'à un instant donné, on peut avoir des configurations conflictuelles comme celle représentée au tableau 4.2.

$\frac{u_{m1}}{E}$	$\frac{u_{m2}}{E}$	m_{11}	m_{12}	m_{21}	m_{22}
-1	-0.5	-1	0	-1	1

Tableau 4.2

Le tableau 4.2 montre que la condition (4.20) n'est pas vérifiée, puisque $|m_{21} + m_{22}| = 0$. Ce qui fait que, ce type de modulation n'est pas applicable à tout instant à la structure 3/3. Il faut donc envisager l'utilisation d'une modulation simultanée.

Modulation simultanée

Ce type de modulation est applicable à partir du moment où les deux fonctions de conversion de réglage propres à chaque tension modulée sont de signe contraire ((m_{11gREG} et m_{12gREG}) ou (m_{21gREG} et m_{22gREG})). Le tableau 4.3a regroupe les configurations possibles pour la tension modulée u_{m1} et le tableau 4.3b pour la tension u_{m2} en tenant compte de la condition citée ci-dessus.

$\frac{u_{m1}}{E}$	m_{11}	m_{12}
0.5	1	-1
1	1	0
-0.5	-1	1
-1	-1	0

Tableau 4.3(a)

$\frac{u_{m2}}{E}$	m_{21}	m_{22}
0.5	1	-1
1	1	0
-0.5	-1	1
-1	-1	0

Tableau 4.3(b)

Afin de réaliser une modulation simultanée, les quatre signaux doivent être générés de manière à créer les configurations reportées dans les deux tableaux 4.3a et 4.3b. Or l'examen du tableau 1.4 montre que certaines configurations des tableaux 4.3a et 4.3b ne peuvent exister et sont regroupées dans le tableau 4.4.

$\frac{u_{m1}}{E}$	$\frac{u_{m2}}{E}$	m_{11}	m_{12}	m_{21}	m_{22}
0.5	1	1	-1	1	0
-0.5	0.5	-1	1	1	-1
1	0.5	1	0	1	-1
0.5	-0.5	1	-1	-1	1

Tableau 4.4

La solution retenue consiste alors à appliquer une modulation décalée lorsque les deux fonctions de conversion (m_{c1gREG} , m_{c2gREG}) correspondant à chaque tension modulée de réglage ($u_{m_{c1gREG}}$) sont de même signe, sinon, on applique la modulation simultanée.

Cependant, les investigations menées jusqu'à présent ne permettent pas de déterminer α et β lors de l'application de ces deux types de modulation. Nous présentons donc maintenant une méthode permettant de déterminer directement les fonctions de connexion à partir de la connaissance des tensions simples de réglage.

Les fonctions de connexion à états binaires seront obtenues par modulation des fonctions génératrices de connexion (valeur moyenne instantanée).

4.1.4. Modulateur

Pour une cellule de commutation c , il suffit donc de comparer les fonctions de connexion f_{c1g} et f_{c3g} avec une porteuse triangulaire symétrique (voir paragraphe 2.6.2) afin de définir les états logiques correspondants. La troisième connexion f_{c2} étant déduite à partir de la connaissance des deux autres, puisque la commutation se fait avec les interrupteurs de la deuxième colonne.

4.1.5. Générateur de connexion

4.1.5.1. Synthèse des fonctions génératrices de connexion

La fonctionnalité du générateur de connexion est de déterminer les fonctions de connexion (états des interrupteurs) qui permettent de générer les fonctions de conversion correspondant aux fonctions génératrices de conversion de réglage. La relation 2.26 (chapitre II, paragraphe 2.5) détermine les fonctions génératrices de connexion à partir des fonctions génératrices de conversion dans la mesure où celles-ci sont connues, ce qui n'est malheureusement pas le cas ici.

Une autre stratégie est donc menée pour déterminer ces fonctions génératrices de connexion directement à partir des tensions simples. Après l'examen du tableau 4.5, on constate que :

- pour la 1^{ère} cellule de commutation :

$$f_{11} = 0 \text{ si } v_{1N} < 0 \text{ et } f_{13} = 0 \text{ si } v_{1N} > 0$$

- pour la 2^{ème} cellule de commutation :

$$f_{21} = 0 \text{ si } v_{2N} < 0 \text{ et } f_{23} = 0 \text{ si } v_{2N} > 0$$



- par déduction, pour la 3^o cellule de commutation, on trouve :

$$f_{31} = 0 \text{ si } v_{3N} < 0 \text{ et } f_{33} = 0 \text{ si } v_{3N} > 0$$

De manière générale :

$f_{c1} = 0 \text{ si } v_{cN} < 0$ et $f_{c3} = 0 \text{ si } v_{cN} > 0$	(4.21)
--	--------

avec $c \in \{1,2,3\}$

D'après le schéma électrique (fig. 1.10), en appliquant la loi des mailles, on trouve :

$$v_{cn} = f_{c1} \cdot u_{s1} + f_{c2} \cdot u_{s2}$$

L'indice de tension modulée simple s'écrit :

$$\frac{v_{cn}}{E} = f_{c1} + \frac{1}{2} \cdot f_{c2}$$

Or, on veut imposer $v_{cN} = v_{cNREG}$. Sachant que, $v_{cN} = v_{cn} + v_{nN}$, il faut donc imposer l'indice de tension simple modulée égal à :

$$\frac{v_{cnREG}}{E} = \frac{v_{cNREG}}{E} + \frac{v_{NnREG}}{E}$$

En identifiant avec l'expression précédente, on obtient l'égalité suivante:

$$f_{c1gREG} + \frac{1}{2} \cdot f_{c2gREG} = \frac{v_{cNgREG}}{E} + \frac{v_{NngREG}}{E}$$

En prenant en compte la contrainte $f_{c2gREG} = 1 - f_{c1} - f_{c3gREG}$, l'égalité a pour expression :

$f_{c1gREG} - f_{c3gREG} = 2 \cdot \frac{v_{cNgREG}}{E} + 2 \cdot \frac{v_{NngREG}}{E} - 1$	(4.22)
---	--------

f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{21}	f_{22}	f_{23}	f_{31}	f_{32}	f_{33}	m_{11}	m_{12}	m_{21}	m_{22}	$\frac{u_{m1}}{E}$	$\frac{u_{m2}}{E}$	$\frac{v_{1N}}{E}$	$\frac{v_{2N}}{E}$
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	-1	0	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{2}{3}$	$-\frac{2}{3}$
0	0	1	0	0	1	1	0	0	-1	0	-1	0	-1	-1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$
0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$
0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	-1	0	0	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$
0	0	1	0	1	0	1	0	0	-1	0	-1	1	-1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0
0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	-1	1	-1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$
0	0	1	1	0	0	1	0	0	-1	0	0	0	-1	0	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$
0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$
0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	-1	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$
0	1	0	0	0	1	1	0	0	-1	1	-1	0	$-\frac{1}{2}$	-1	0	$-\frac{1}{2}$
0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}^x$	$\frac{2}{3}$
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	1	0	0	-1	1	-1	1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{2}{3}$	$-\frac{2}{3}$
0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	$\frac{1}{2}$	1	0	$\frac{1}{2}$
0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	-1	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$
0	1	0	1	0	0	1	0	0	-1	1	0	0	$-\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$
1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$
1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	-1	0	-1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1	0	0	-1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$
1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0
1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	-1	0	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$
1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	-1	1	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$
1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$
1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	-1	1	-1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{2}{3}$
1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 4.5

A partir des relations 4.21 et 4.22, on peut déterminer les fonctions de connexion selon les règles suivantes :

- si $\frac{v_{cNgREG}}{E} \geq 0$, on a :

$$f_{c3gREG} = 0 \text{ et } f_{c1gREG} = 2 \cdot \frac{v_{cNgREG}}{E} + 2 \cdot \frac{v_{NngREG}}{E} - 1$$

- si $\frac{v_{cNgREG}}{E} \leq 0$, on a :

$$f_{c1gREG} = 0 \text{ et } f_{c3gREG} = - \left(2 \cdot \frac{v_{cNgREG}}{E} + 2 \cdot \frac{v_{NngREG}}{E} - 1 \right)$$

On constate alors que les fonctions de connexion dépendent des signes des tensions simples de réglage. En introduisant la fonction suivante :

$$s_c = 1 \text{ si } \frac{v_{cNgREG}}{E} \geq 0, \text{ si non, } s_c = 0,$$

et en posant :

$$Rv_{INV} \rightarrow v_{INV} = 2 \cdot \frac{v_{NngREG}}{E} - 1$$

on obtient :

$$\begin{aligned} Rf_{c1} &\rightarrow f_{c1gREG} = \left(2 \cdot \frac{v_{cNgREG}}{E} + v_{INV} \right) s_c \\ Rf_{c3} &\rightarrow f_{c3gREG} = \left(2 \cdot \frac{v_{cNgREG}}{E} + v_{INV} \right) (s_c - 1) \\ Rf_{c2} &\rightarrow f_{c2gREG} = 1 - f_{c1gREG} - f_{c3gREG} \end{aligned} \quad (4.23)$$

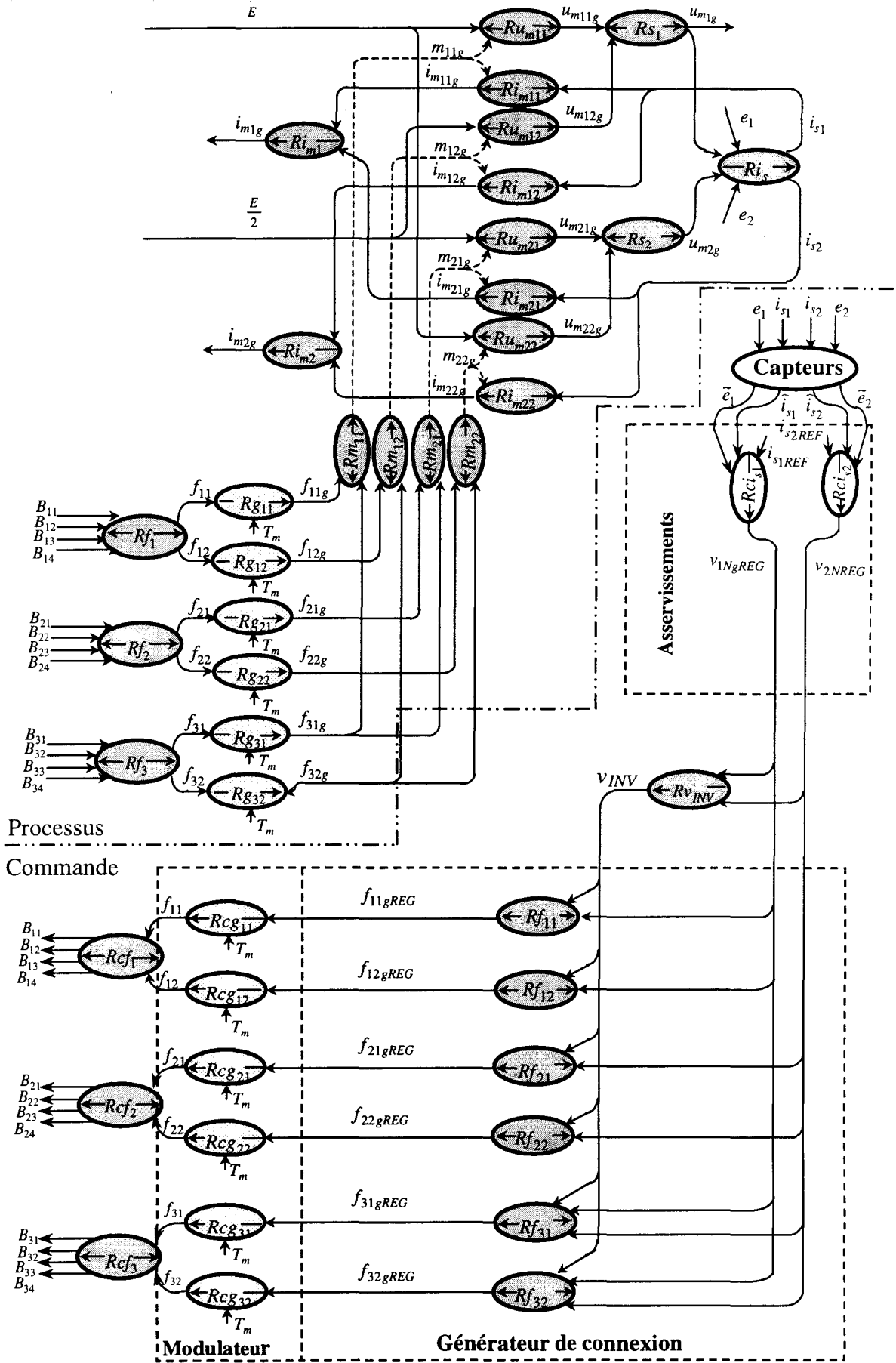


Figure 4.6 : G.I.C. du système de commande

Compte tenue de la relation 4.23, le G.I.C. du système de commande est modifié (fig. 4.6). Le bloc générateur de conversion est supprimé ; les fonctions génératrices de connexion sont à déterminer directement à partir des tensions simples de réglage issues de l'asservissement.

Un paramètre de réglage v_{INV} apparaît. Plusieurs types de commande sont envisageables avec ce nouveau paramètre [CAM, HDR, 96]. Mais, nous ne présenterons que trois possibilités :

- $v_{INV} = 0$,
- la commande suboptimale, et
- la commande symétrique.

4.1.5.2. Commande simple $v_{INV} = 0$

Si on impose $v_{INV} = 0$ dans la relation de commande (4.23), on impose directement les tensions simples aux bornes de la charge :

$$v_{1ngREG} = v_{1NgREG} + \frac{1}{2}.E$$

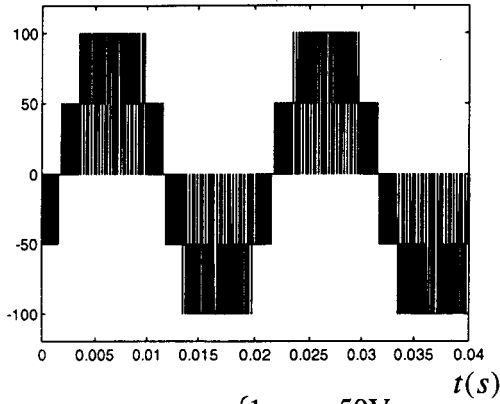
$$v_{2ngREG} = v_{2NgREG} + \frac{1}{2}.E$$

$$v_{3ngREG} = v_{3NgREG} + \frac{1}{2}.E$$

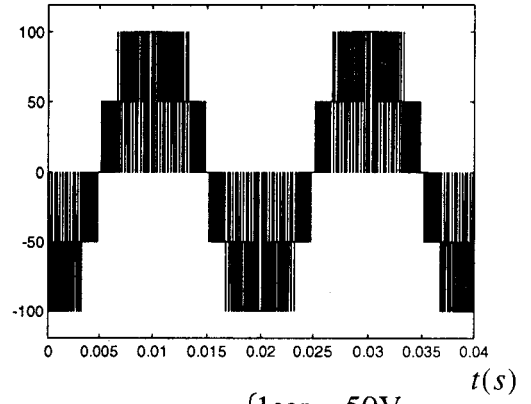
En tenant compte de cette hypothèse, on obtient les nouvelles relations définissant les fonctions de connexion :

$$\begin{aligned}
 f_{c1gREG} &= 2 \cdot \frac{v_{cNgREG}}{E} \cdot s_c \\
 f_{c3gREG} &= 2 \cdot \frac{v_{cNgREG}}{E} \cdot (s_c - 1) \\
 f_{c2gREG} &= 1 - f_{c1gREG} - f_{c3gREG}
 \end{aligned}
 \tag{4.24}$$

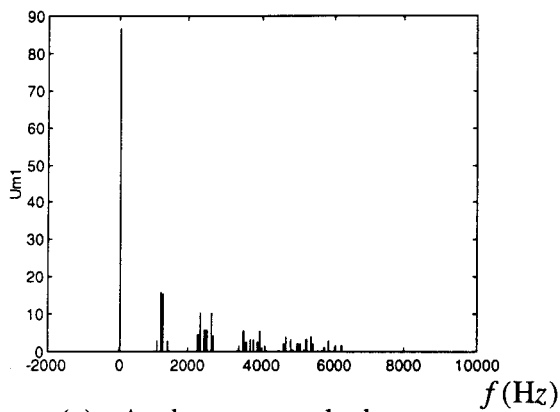
Pour illustrer cette analyse, les évolutions temporelles des tensions modulées u_{m1} et u_{m2} sont représentées (fig. 4.7a et fig. 4.7b). On constate que l'on obtient bien deux tensions



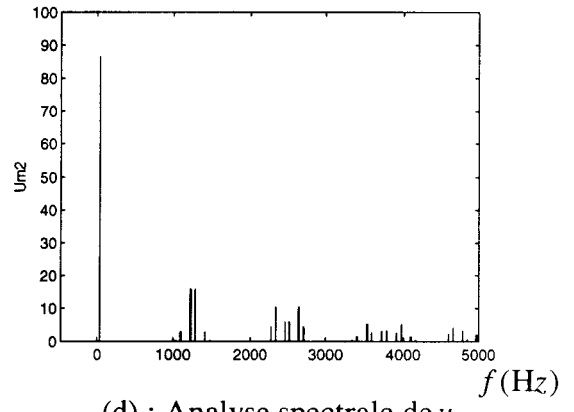
(a) : u_{m1} , $\begin{cases} 1\text{car} = 50\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



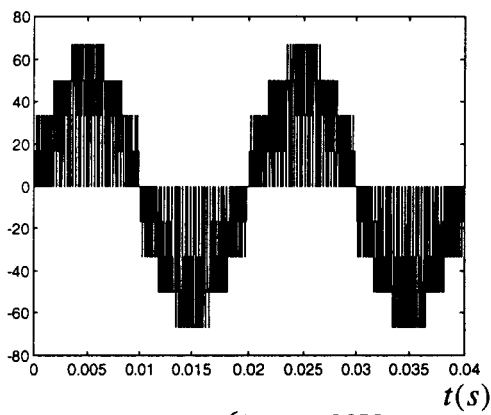
(b) : u_{m2} , $\begin{cases} 1\text{car} = 50\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



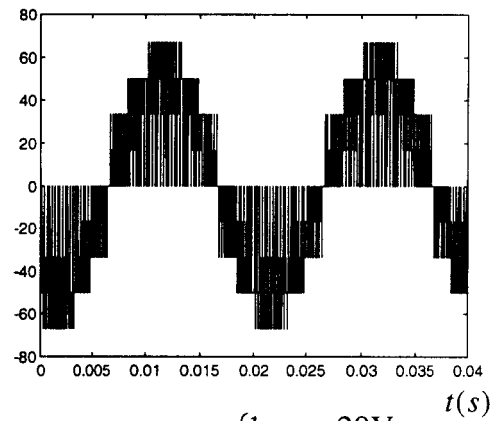
(c) : Analyse spectrale de u_{m1} , $\begin{cases} 1\text{car} = 10\text{V} \\ 1\text{car} = 2000\text{Hz} \end{cases}$



(d) : Analyse spectrale de u_{m2} , $\begin{cases} 1\text{car} = 10\text{V} \\ 1\text{car} = 2000\text{Hz} \end{cases}$



(e) : v_{1N} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



(f) : v_{2N} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$

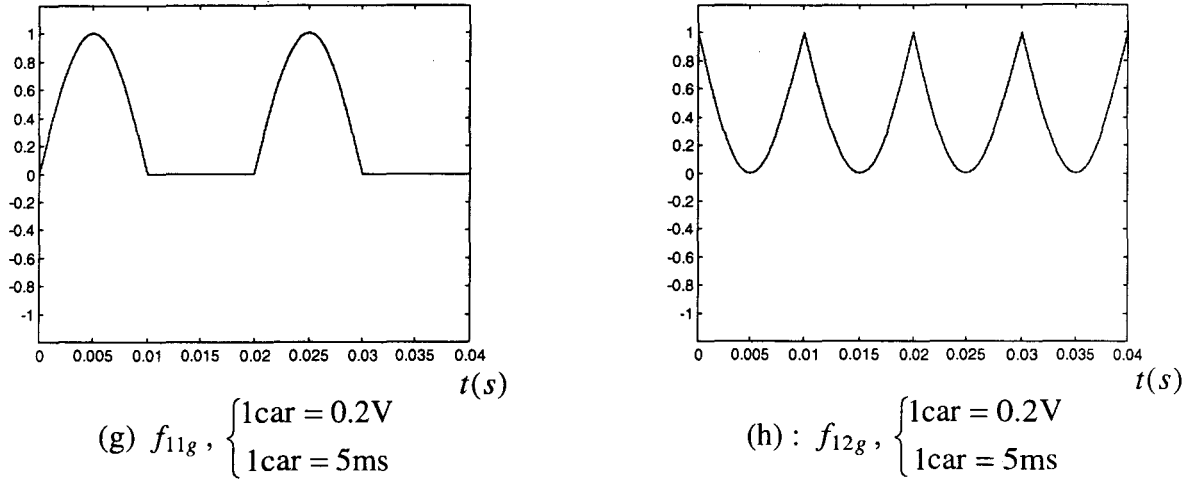


Figure 4.7 : Elaboration de la commande simple

modulées variant sur cinq niveaux et déphasées de $2\pi/3$. Ensuite, nous montrons également les tensions simples obtenues v_{1N} et v_{2N} (fig. 4.7e et fig. 4.7f), puis f_{11gREG} et f_{12gREG} (fig. 4.7g et fig. 4.7h). Pour que les fonctions de connexion soient comprises entre 0 et 1, les tensions simples de réglage sont d'amplitude égale à $E/2$, et l'amplitude du fondamental des tensions modulées est égale à $\sqrt{3}.E/2$ (fig. 4.7c et 4.7d).

4.1.5.3. Commande suboptimale

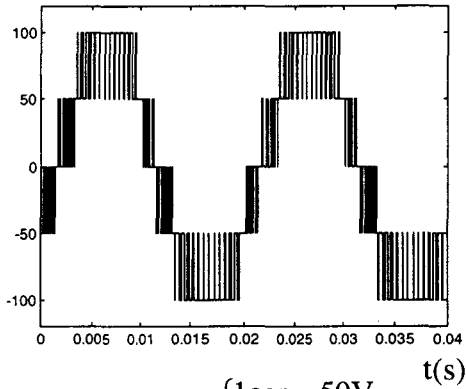
Une commande suboptimale consiste à injecter dans les fonctions de connexion de réglage une composante homopolaire sinusoïdale. Des études ont montré que, pour un onduleur triphasé alimentant trois sources de courant, cette composante homopolaire est une sinusoïde de fréquence égale à trois fois la fréquence fondamentale des grandeurs électriques (fig. 4.8i). Ce principe est ici testé pour un onduleur multiniveau qui alimente trois sources de courant. Grâce à cette démarche, l'amplitude des tensions simples de réglage peut être augmentée de $2/\sqrt{3}$ afin de rendre l'amplitude du fondamental des tensions modulées u_{m1} et u_{m2} égal à E . On obtient alors un rendement meilleur que dans le cas où cette composante est nulle.

Cette composante est définie par l'expression [CAM, HDR, 96] :

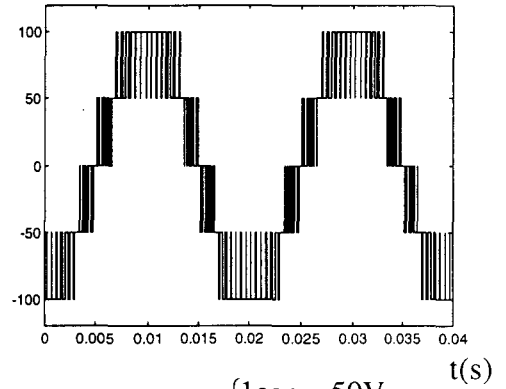
$$v_{INV}.E = \text{pos}(\sup(v_{1NgREG}, v_{2NgREG}, v_{3NgREG}) - E) + \text{neg}(\inf(v_{1NgREG}, v_{2NgREG}, v_{3NgREG}) + E) \quad (4.25)$$

La figure 4.8, ci-après, permet de visualiser l'influence de l'injection de l'harmonique trois. On constate une amélioration au niveau des formes d'onde des tensions modulées u_{m1} et

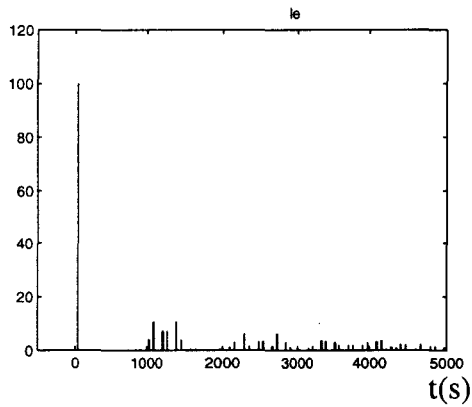
u_{m2} (fig. 4.8a et 4.8b), ainsi que des tensions modulées simples v_{1n} et v_{2n} (fig. 4.8e et fig. 4.8f). Les analyses spectrales confirment l'intérêt de l'injection de l'harmonique trois (fig. 4.8c et 4.8d). L'observation de f_{11gREG} et f_{12gREG} (fig. 4.8g et fig. 4.8h), révèle une diminution du nombre de commutations.



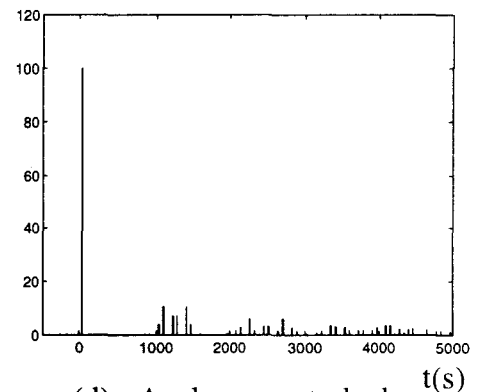
(a) : u_{m1} , $\begin{cases} 1\text{car} = 50\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



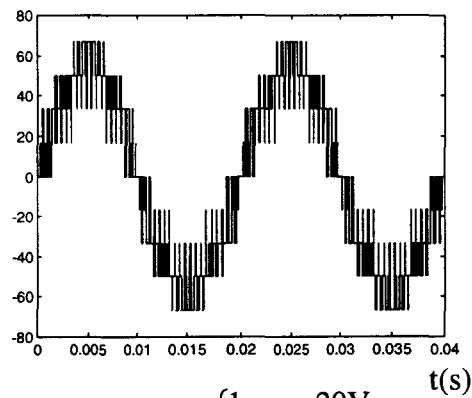
(b) : u_{m2} , $\begin{cases} 1\text{car} = 50\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



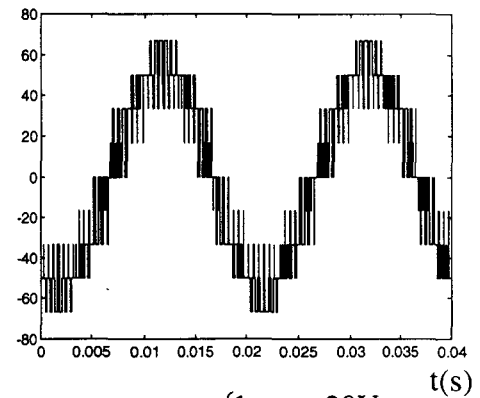
(c) : Analyse spectrale de u_{m1} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 1000\text{Hz} \end{cases}$



(d) : Analyse spectrale de u_{m2} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 1000\text{Hz} \end{cases}$



(e) : v_{1n} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



(f) : v_{2n} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$

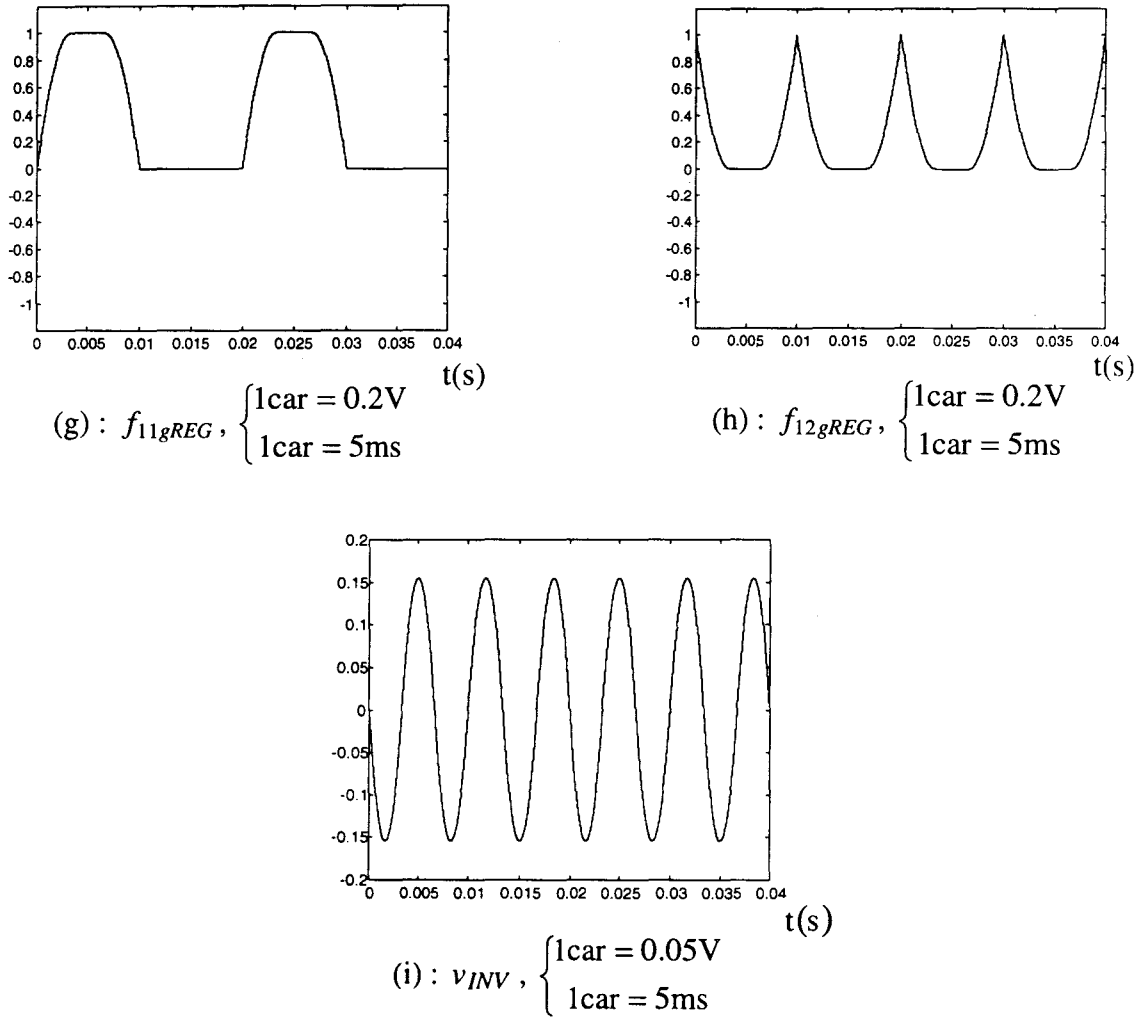


Figure 4.8 : Elaboration de la commande suboptimale

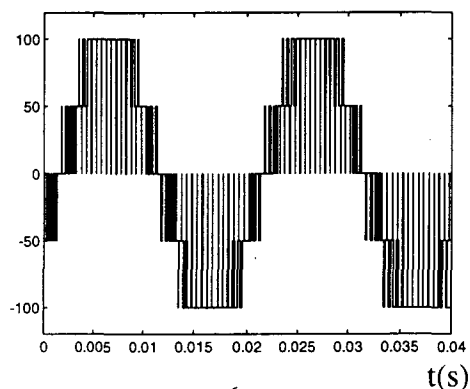
4.1.5.4. Commande symétrique

Cette commande consiste à injecter un signal triangulaire symétrique de fréquence trois fois supérieure à celle des grandeurs électriques (fig. 4.9i). Celle-ci permet également d'améliorer l'amplitude du fondamental des tensions modulées u_{m1} et u_{m2} . Cette amplitude passe de $\sqrt{3}.E/2$ à E (fig. 4.9c et fig. 4.9d), puisque celle des tensions simples de réglage est de $E/\sqrt{3}$. Cette fois, la composante homopolaire est définie par la relation suivante :

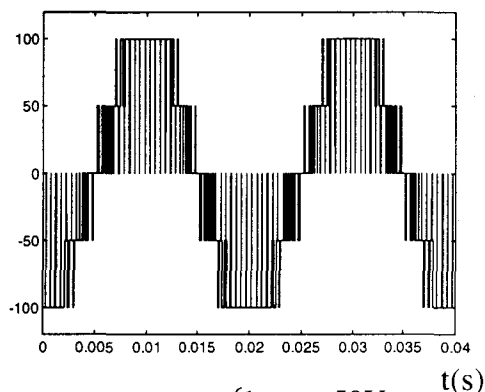
$$v_{NngREG}.E = \frac{1}{2} \left[\begin{array}{l} \text{sup}(v_{1NgREG}, v_{2NgREG}, v_{3NgREG}) \\ + \text{inf}(v_{1NgREG}, v_{2NgREG}, v_{3NgREG}) \end{array} \right] \quad (4.26)$$

La figure 4.9 illustre cette méthode. La qualité des formes d'onde des tensions modulées u_{m1} et u_{m2} (fig. 4.9a et 4.9b) ainsi que les tensions simples v_{1N} et v_{2N} (fig. 4.9e et fig. 4.9f) est moins bonne que celle obtenue avec une commande suboptimale. Le nombre de

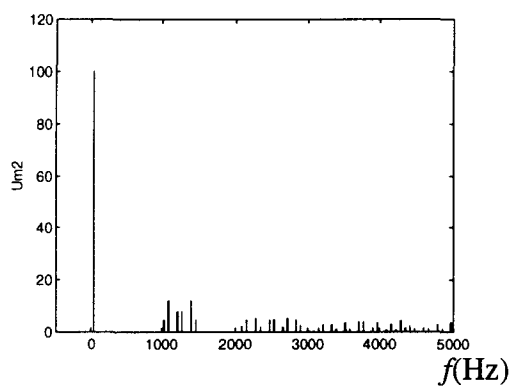
commutations n'est pas diminué par rapport à celui de la commande suboptimale (fig. 4.9g et fig. 4.9h)



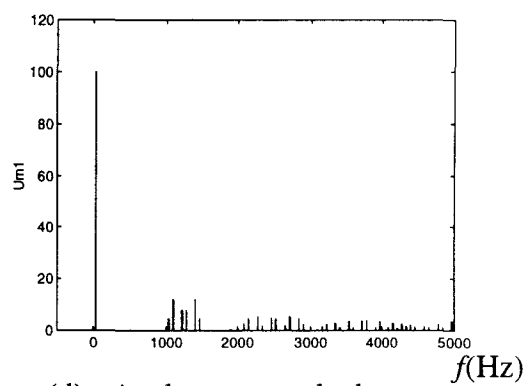
(a) : u_{m1} , $\begin{cases} 1\text{car} = 50\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



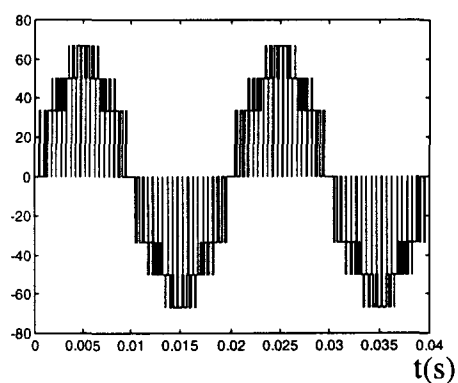
(b) : u_{m2} , $\begin{cases} 1\text{car} = 50\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



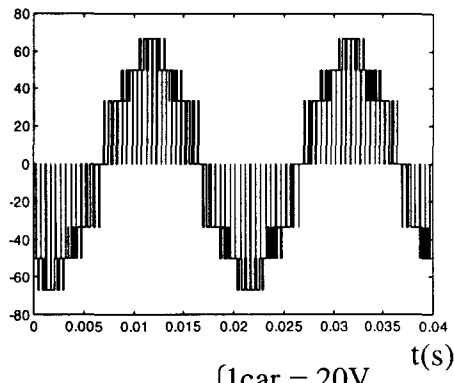
(c) : Analyse spectrale de u_{m1} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 1000\text{Hz} \end{cases}$



(d) : Analyse spectrale de u_{m2} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 1000\text{Hz} \end{cases}$



(e) : v_{1N} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$



(f) : v_{2N} , $\begin{cases} 1\text{car} = 20\text{V} \\ 1\text{car} = 5\text{ms} \end{cases}$

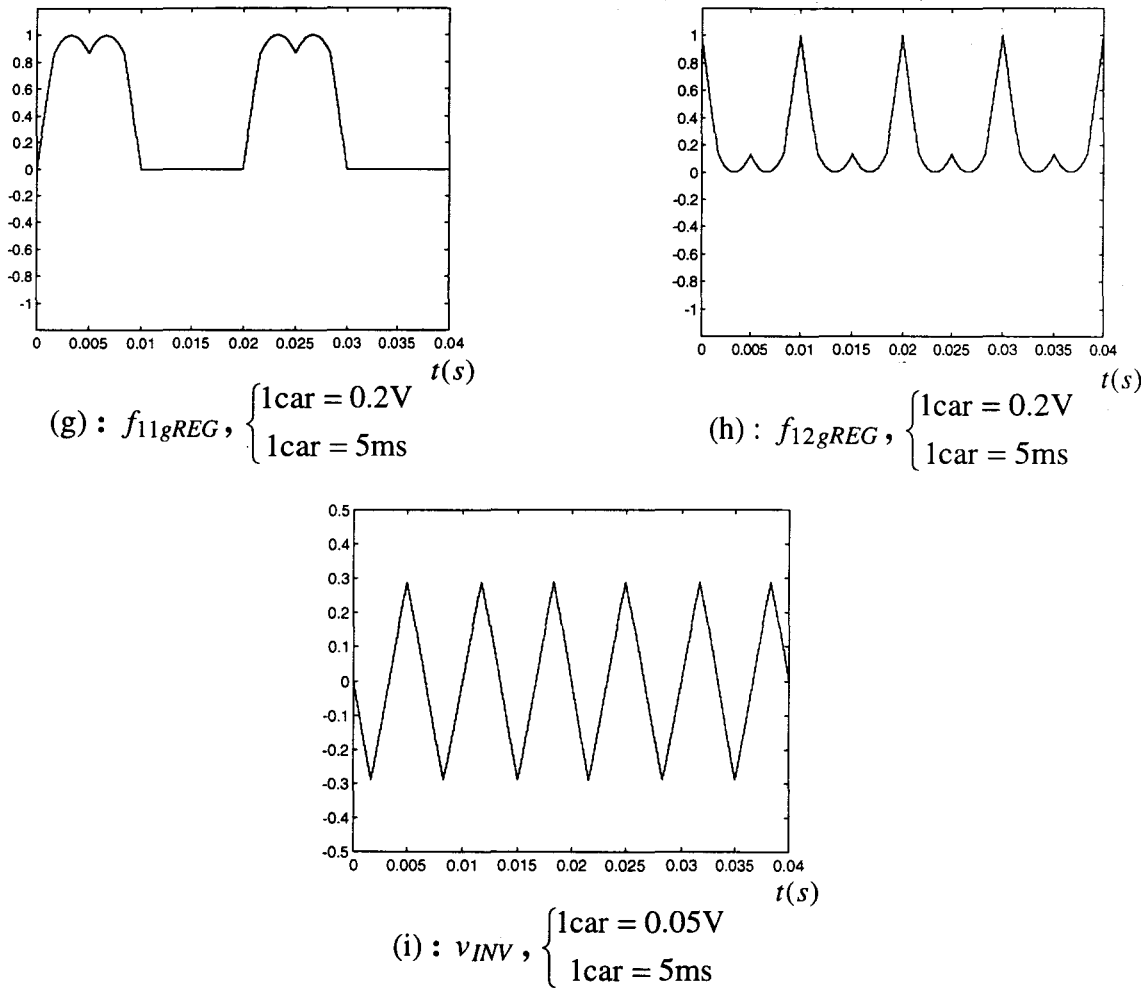


Figure 4.9 : Elaboration de la commande symétrique.

On constate alors que l'injection d'une composante homopolaire améliore effectivement l'amplitude du fondamental des tensions modulées. La commande suboptimale a quelques avantages par rapport à la commande symétrique puisque le fait de maintenir une connexion à l'état unitaire pendant une durée $\Delta t = \pi/3$ réduit le nombre de commutations. Pour la suite de cette première partie, on utilisera la commande suboptimale.

4.1.6. Asservissement des courants

La finalité du dispositif de commande est d'asservir les courants de source i_{s1} et i_{s2} à leur référence respective i_{s1REF} et i_{s2REF} . Le convertisseur est représenté par une source de tension triphasée équivalente (fig. 4.10). Le graphe informationnel de causalité simplifié de cette partie est représenté sur la figure 4.11.

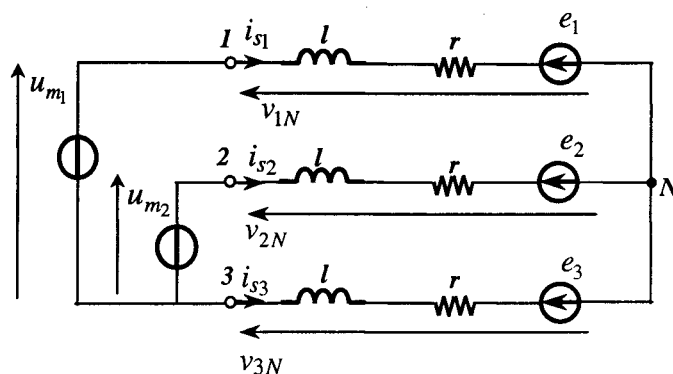


Figure 4.10 : Schéma électrique équivalent de l'onduleur multiniveau relié à une charge triphasée

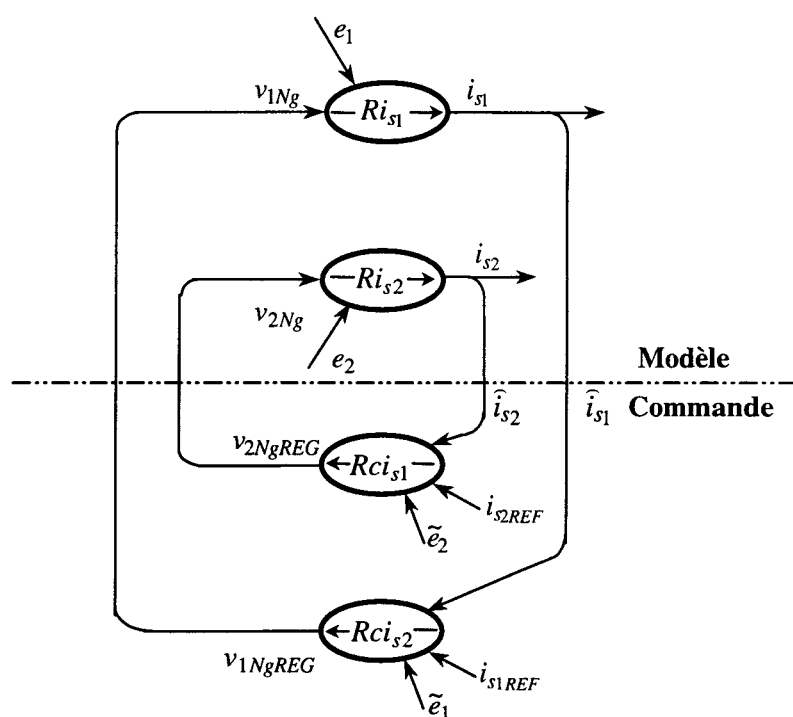


Figure 4.11 : G.I.C. de la partie alternative

Les équations régissant les grandeurs alternatives sont détaillées dans le tableau 4.1. Les lois de commande sont définies selon :

$$Rci_{s1} \rightarrow v_{1NgREG} = C_i(i_{s1REF} - \hat{i}_{s1}) + \tilde{e}_1$$

$$Rci_{s2} \rightarrow v_{2NgREG} = C_i(i_{s2REF} - \hat{i}_{s2}) + \tilde{e}_2.$$

La transmittance de la boucle fermée de courant est du premier ordre, le correcteur choisi est un simple gain K .

Afin de valider cette étude, des simulations ont été effectuées en régime permanent. La figure 4.12 représente les résultats obtenus dans les conditions suivantes : $r = 5\Omega$, $l = 20\text{mH}$, f.e.m. sinusoïdales e_1 et e_2 de valeur crête égale à 50V, $K = 100$.

On constate la qualité globale de la commande et du fonctionnement. Les formes d'onde de u_{m1} et v_{1N} (fig. 4.12a et fig. 4.12b) obtenues avec ce système de commande confirment la stratégie de commande choisie. Les courants de ligne i_{s1} et i_{s2} restent parfaitement superposés à leur référence respective i_{s1REF} et i_{s2REF} (fig. 4.12c et fig. 4.12d).

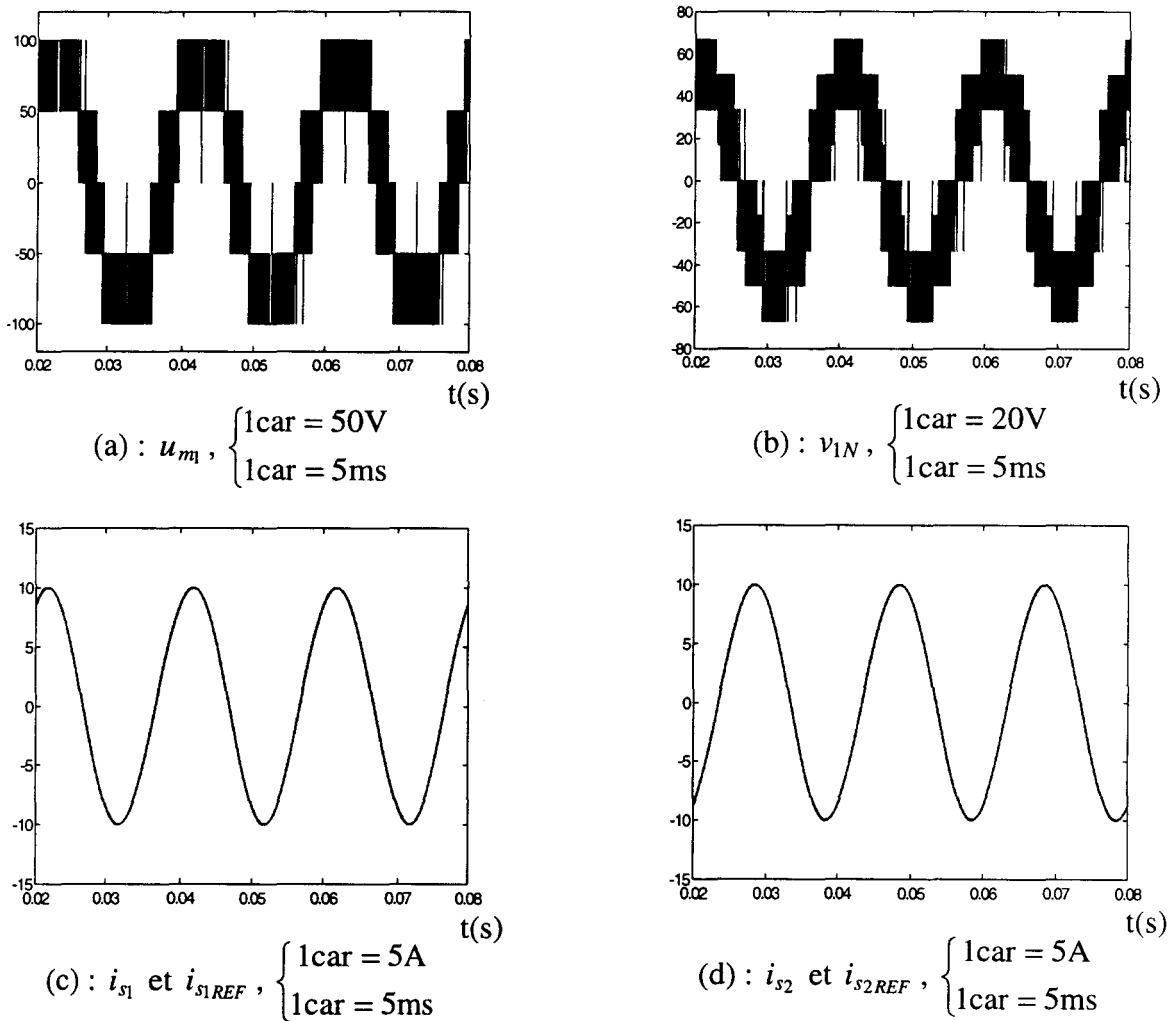


Figure 4.12 : Evolution temporelle des grandeurs propres à l'asservissement des courants

Les performances de la commande sont maintenant étudiées en faisant varier l'amplitude des courants de référence à $t = 60\text{ms}$, puis l'amplitude des f.e.m. e_1 et e_2 à $t = 100\text{ms}$. Cette dernière passe de 30V à 50V, et celle des courants passe de 5A à 10A. Les courants i_{s1} et i_{s2} de ligne restent toujours superposés à leur référence respective (fig. 4.13a)

et fig. 4.13b). On constate une variation des formes d'onde de u_{m1} et v_{1N} (fig. 4.13c et fig. 4.13d).

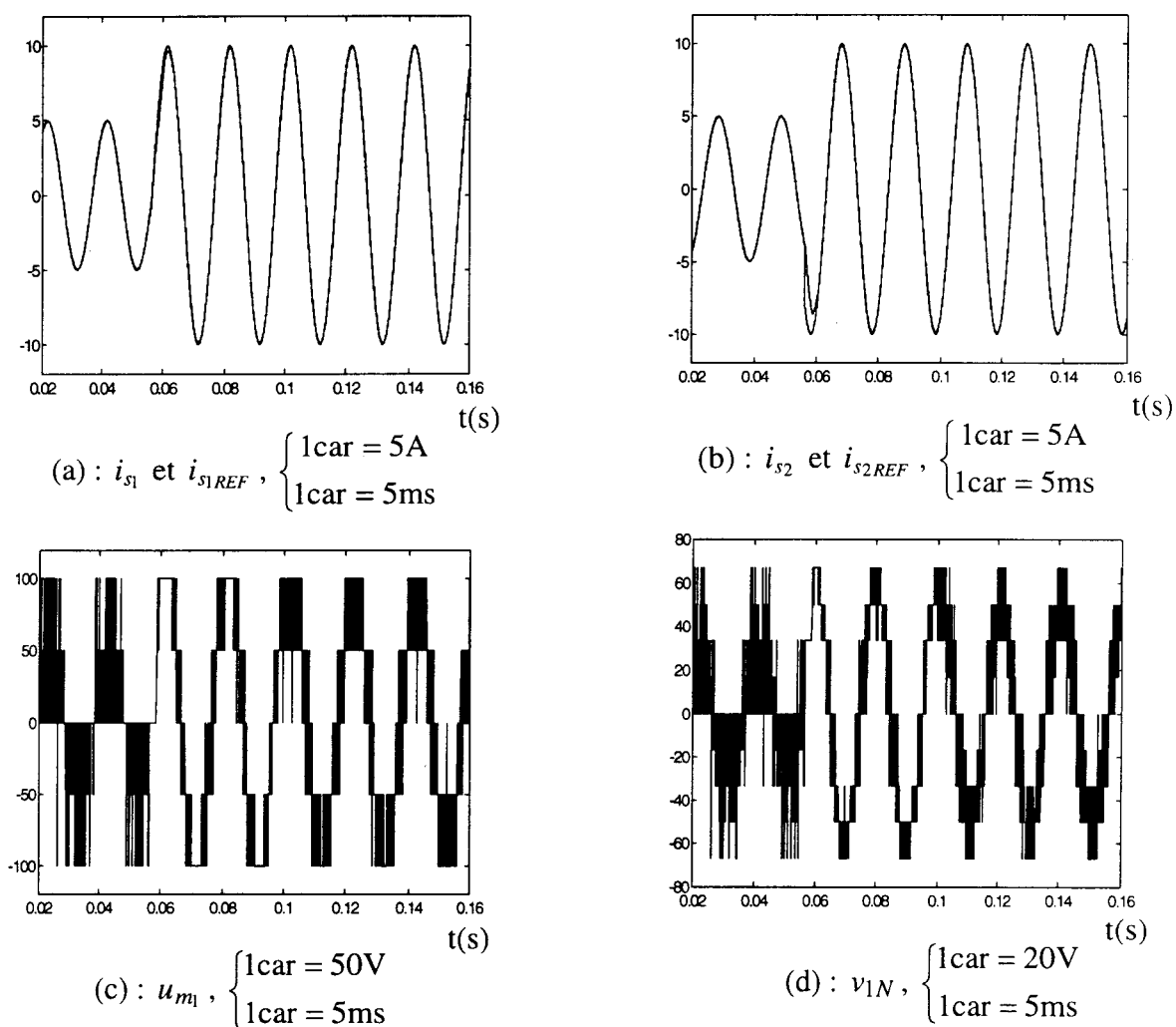


Figure 4.13 : Performances obtenues en régime transitoire

4.2. Commande avec potentiel autorégulé

4.2.1. Analyse du système de commande

La structure de puissance de l'onduleur triphasé à potentiel autorégulé est représentée sur la figure 4.2. Le diviseur capacitif est identique à celui proposé au chapitre III (paragraphe 3.1). L'analyse effectuée dans la première partie peut être utilisée à nouveau en tenant compte du système d'alimentation qui est maintenant constitué d'un diviseur capacitif, d'une bobine et d'une source de tension. Les grandeurs de sortie à contrôler sont les courants i_{s1} et i_{s2} puis les tensions u_{s1} et u_{s2} . Le graphe informationnel de causalité du système de commande est obtenu par inversion du modèle aux conversions moyennes (fig. 4.14). Le tableau 4.6 regroupe l'ensemble des lois de commande.

De manière similaire au chapitre III (paragraphe 3.2.1), la tension u_{s2} sera stabilisée à la demi-amplitude de la tension u_{s1} .

La tension v_{c1} dépend du courant issu de la bobine et le courant modulé i_{m1} . En inversant indirectement la relation causale Rv_1 , on obtient la relation de commande Rcv_1 .

Le générateur de conversion génère les quatre fonctions de conversion de réglage m_{11gREG} , m_{12gREG} , m_{21gREG} et m_{22gREG} . Les courants modulés i_{m1} et i_{m2} sont des sommes de deux courants élémentaires modulés. De même, les tensions modulées u_{m1} et u_{m2} sont des sommes de deux tensions élémentaires modulées. La relation Ri_{m1} est une relation univoque. L'inversion de cette relation nécessite une entrée supplémentaire pour définir les deux courants élémentaires modulés de réglage ($i_{m11gREG}$ et $i_{m21gREG}$). La division de $i_{m11gREG}$ par i_{s1} donne la fonction de conversion de réglage m_{11gREG} (Rci_{m11}). Ainsi, la division de $i_{m21gREG}$ par i_{s2} détermine la fonction de conversion de réglage m_{21gREG} (Rci_{m21}). Ces deux relations de commande sont obtenues par inversion directe des relations rigides Ri_{m11} et Ri_{m21} . La connaissance de m_{11gREG} et m_{21gREG} permet d'estimer les deux tensions élémentaires modulées de réglage $u_{m11gREG}$ (ROu_{m11}) et $u_{m21gREG}$ (ROu_{m21}). La tension de réglage $u_{m12gREG}$ résulte de la différence entre u_{m1gREG} et $u_{m11gREG}$. De même, la tension de réglage $u_{m22gREG}$ est obtenue de la différence entre u_{m2gREG} et $u_{m21gREG}$. En divisant $u_{m12gREG}$ et $u_{m22gREG}$ par la tension u_{s2} , on définit les fonctions de conversion de réglage m_{12gREG} et m_{22gREG} .

- Le générateur de connexion détermine les fonctions de connexion à partir des fonctions de conversion.

- Le modulateur transforme les fonctions génératrices de conversion de réglage en états logiques.

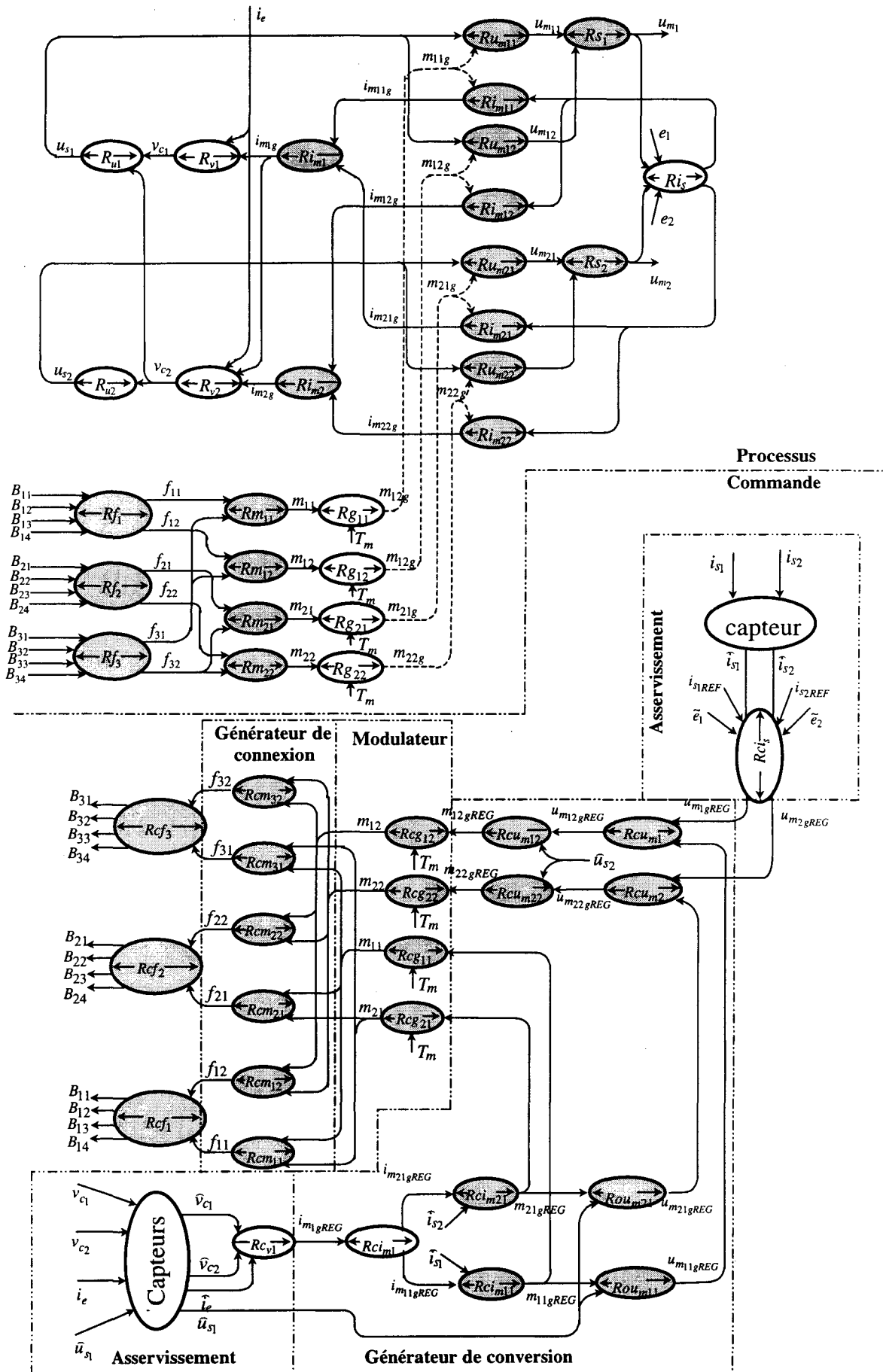


Figure 4.14 : G.I.C. du système de commande.

RELATIONS	PROCESSUS	COMMANDES
$Ri_s \Rightarrow Rci_s$	$\left(r + l \cdot \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} =$ $\frac{1}{3} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{m1g} \\ u_{m2g} \end{bmatrix} \\ - \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} u_{m1gREG} \\ u_{m2gREG} \end{bmatrix} =$ $\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \left(C_i \begin{bmatrix} i_{s1REF} - \hat{i}_{s1} \\ i_{s2REF} - \hat{i}_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{e}_1 \\ \tilde{e}_2 \end{bmatrix} \right)$
$RS_1 \Rightarrow RCS_1$	$u_{m1g} = u_{m11g} + u_{m12g}$	$u_{m12gREG} = u_{m1gREG} - u_{m21gREG}$
$RS_2 \Rightarrow RCS_2$	$u_{m2g} = u_{m21g} + u_{m22g}$	$u_{m22gREG} = u_{m2gREG} - u_{m21gREG}$
$Ri_{m1} \Rightarrow Rci_{m1}$	$i_{m1g} = i_{m11g} + i_{m21g}$	$i_{m11gREG} = f(i_{m1gREG}, i_{INV})$ $i_{m21gREG} = f(i_{m1gREG}, i_{INV})$
$Rv_1 \Rightarrow Rcv_1$	$C_e \cdot \frac{dv_{c1}}{dt} = i_e - i_{m1g}$	$i_{m1gREG} = -C_v \cdot (v_{c1REF} - \hat{v}_{c1}) + \hat{i}_e$
$Ri_{m11} \Rightarrow Rci_{m11}$	$i_{m11g} = m_{11} \cdot i_{s1}$	$m_{11gREG} = \frac{i_{m11gREG}}{\hat{i}_{s1}}$
$Ri_{m21} \Rightarrow Rci_{m21}$	$i_{m21g} = m_{21} \cdot i_{s1}$	$m_{21gREG} = \frac{i_{m21gREG}}{\hat{i}_{s2}}$
$Ru_{m21} \Rightarrow Rou_{m21}$	$u_{m21g} = m_{21g} \cdot u_{s1}$	$u_{m21gREG} = m_{21gREG} \cdot \hat{u}_{s1}$
$Ru_{m11} \Rightarrow Rou_{m11}$	$u_{m11g} = m_{11g} \cdot u_{s1}$	$u_{m11gREG} = m_{11gREG} \cdot \hat{u}_{s1}$
$Ru_{m12} \Rightarrow Rcu_{m12}$	$u_{m12g} = m_{12g} \cdot u_{s2}$	$m_{12gREG} = \frac{u_{m12gREG}}{\hat{u}_{s2}}$
$Ru_{m22} \Rightarrow Rcu_{m22}$	$u_{m22g} = m_{22g} \cdot u_{s2}$	$m_{22gREG} = \frac{u_{m22gREG}}{\hat{u}_{s2}}$
$\begin{cases} Rm_{11} \\ Rm_{21} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Rcm_{11} \\ Rcm_{21} \end{cases}$	$m_{11} = (f_{11} - f_{31})$ $m_{21} = (f_{21} - f_{31})$	$f_{11REG} = f(m_{11REG})$ $f_{21REG} = f(m_{21REG})$ $f_{31REG} = f(m_{11REG}, m_{21REG})$
$\begin{cases} Rm_{12} \\ Rm_{22} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Rcm_{12} \\ Rcm_{22} \end{cases}$	$m_{12} = (f_{12} - f_{32})$ $m_{22} = (f_{22} - f_{32})$	$f_{12REG} = f(m_{12REG})$ $f_{22REG} = f(m_{22REG})$ $f_{32REG} = f(m_{12REG}, m_{22REG})$
$Rg_{ck} \Rightarrow Rcg_{ck}$ $c = \{1,2,3\}, k = \{1,2\}$	$m_{ckg} = \left[\frac{1}{T_m} \cdot \int_{qT_m}^{(q+1)T_m} m_{ck}(\tau) d\tau \right]$	(voir modulateur)
$Rf_1 \Rightarrow Rcf_1$	$f_{11} = \overline{B_{11} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot B_{14}}$ $f_{12} = \overline{B_{11} \cdot B_{12} \cdot B_{13} \cdot B_{14}}$	$B_{11} = f_{11} \cdot \overline{f_{12}}, B_{12} = f_{11} \oplus f_{12},$ $B_{13} = f_{12} + \overline{f_{12} \cdot f_{11}}, B_{14} = \overline{f_{11} \cdot f_{12}}$
$Rf_2 \Rightarrow Rcf_2$	$f_{21} = \overline{B_{21} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot B_{24}}$ $f_{22} = \overline{B_{21} \cdot B_{22} \cdot B_{23} \cdot B_{24}}$	$B_{21} = f_{21} \cdot \overline{f_{22}}, B_{22} = f_{21} \oplus f_{22},$ $B_{23} = f_{22} + \overline{f_{22} \cdot f_{21}}, B_{24} = \overline{f_{21} \cdot f_{22}}$
$Rf_3 \Rightarrow Rcf_3$	$f_{31} = \overline{B_{31} \cdot B_{32} \cdot B_{33} \cdot B_{34}}$ $f_{32} = \overline{B_{31} \cdot B_{32} \cdot B_{33} \cdot B_{34}}$	$B_{31} = f_{31} \cdot \overline{f_{32}}, B_{32} = f_{31} \oplus f_{32},$ $B_{33} = f_{32} + \overline{f_{32} \cdot f_{31}}, B_{34} = \overline{f_{31} \cdot f_{32}}$

Tableau 4.6

- L'asservissement de la tension v_{c1} est réalisé par l'intermédiaire de la fonction de conversion m_{11gREG} et m_{21gREG} , celui des courants est réalisé à partir des deux autres (m_{12gREG}, m_{22gREG}).

4.2.2. Générateur de conversion

Tout comme au chapitre III (paragraphe 3.3), le générateur de conversion est destiné à créer les fonctions génératrices de conversion de réglage m_{11gREG} , m_{12gREG} , m_{21gREG} et m_{22gREG} , à partir de la référence du courant de réglage i_{m1gREG} et des tensions u_{m1gREG} et u_{m2gREG} . Sachant que la relation Ri_{m1} est univoque, l'inversion de celle-ci nécessite une entrée supplémentaire i_{INV} et on obtient les relations de commande Rci_{m11} et Rci_{m21} .

Le courant modulé i_{m1g} (Ri_{m1}) (tableau 4.6), est une somme de deux autres courants modulés (i_{m11g}, i_{m21g}) qui dépendent directement des fonctions de conversion (Ri_{m11} et Ri_{m21}). On considérera que la somme de sa référence est une somme de deux autres courants de référence :

$$i_{m1gREG} = i_{m11gREG} + i_{m21gREG} \quad (4.27)$$

Ce courant peut être synthétisé en additionnant deux courants paramétrés :

$$i_{m1g} = \lambda.i_{m1g} + (1-\lambda).i_{m1g} \quad (4.28)$$

Avec λ facteur de répartition du courant. Les deux courants $i_{m11gREG}$ et $i_{m21gREG}$ s'expriment selon :

$$\begin{aligned} Rci_{m11} &\rightarrow i_{m11gREG} = \lambda.i_{m1gREG} \\ Rci_{m21} &\rightarrow i_{m21gREG} = (1-\lambda).i_{m1gREG} \end{aligned}$$

A partir de ces deux relations, on pose :

$$i_{INV} = \lambda \quad (4.29)$$

Sachant que chaque courant élémentaire dépend d'une fonction de conversion (Ri_{m11} et Ri_{m21}), les fonctions de conversion correspondant à chaque courant i_{m1g} et i_{m2g} peuvent être déduites en inversant ces deux relations. On obtient les relations de commande Rci_{m11} et Rci_{m21} (tableau 4.6). Il vient :

$$m_{11gREG} = \lambda \cdot \frac{i_{m1gREG}}{\hat{i}_{S1}} \quad (4.30)$$

$$m_{21gREG} = (1 - \lambda) \cdot \frac{i_{m1gREG}}{\hat{i}_{s2}} \quad (4.31)$$

La valeur $\lambda = 1/2$ permet d'obtenir une répartition identique au niveau des deux courants i_{m1gREG} et $i_{m21gREG}$.

Il reste maintenant à déterminer les deux autres fonctions de réglage m_{12gREG} et m_{22gREG} . L'asservissement des courants de ligne i_{s1} et i_{s2} génère les tensions de réglage u_{m1gREG} et u_{m2gREG} . Or, chaque tension modulée est une somme de deux autres tensions élémentaires qui dépendent directement d'une fonction de conversion (R_{s1}, R_{s2}) (voir tableau 4.6). Les tensions qui dépendent de m_{11gREG} et m_{21gREG} sont estimées (Rou_{m11}, Rou_{m21}), ce qui permet de déduire les deux autres tensions $u_{m12gREG}$ et $u_{m22gREG}$ ($Rcs1, Rcs2$). La division de ces deux tensions par une mesure de u_{s2} donne les fonctions de conversion m_{11gREG} et m_{21gREG} (Rcu_{m12}, Rcu_{m22}).

4.2.3. Modulateur

Jusqu'à présent, nous avons comparé les fonctions génératrices de connexion avec une porteuse triangulaire symétrique ou une dent de scie, pour obtenir leurs équivalences en états logiques. Comme les fonctions génératrices de connexion ont un domaine de définition compris entre 0 et 1, ces porteuses varient alors également entre 0 et 1 afin d'obtenir l'égalité $f_{clg} = f_{c1}$ en valeur moyenne calculée sur une période de commutation.

Etant donné que nous avons procédé à une inversion du G.I.C. aux conversions moyennes, ce sont les fonctions génératrices de conversion qui vont être comparées avec une porteuse triangulaire. Or ces fonctions sont comprises entre -1 et 1, ce seront donc leurs valeurs absolues qui seront comparées avec la porteuse. Pour obtenir l'équivalence en valeur

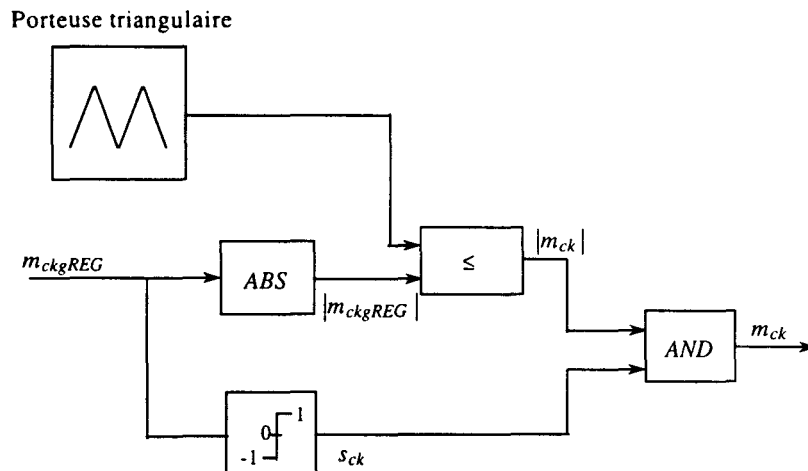


Figure 4.15 : Elaboration du modulateur

moyenne, la fonction logique obtenue à l'issue du comparateur est multipliée par le signe de sa fonction génératrice (s_{ck}). La figure 4.15 montre la structure fonctionnelle interne du modulateur.

4.2.4. Générateur de connexion

Nous rappelons que les fonctions de conversion sont à valeurs ternaires $(-1,0,1)$, et les fonctions de connexion sont à états binaires $(0,1)$. Sachant qu'une fonction de conversion résulte d'une différence entre deux fonctions de connexion : $m_{ck} = f_{ck} - f_{3k}$, le générateur de connexion (fig.4.16) est bâti en suivant :

- si $m_{ck} = 1 \Rightarrow f_{ck} = 1$ et $f_{3k} = 0$
- si $m_{ck} = -1 \Rightarrow f_{ck} = 0$ et $f_{3k} = 1$
- si $m_{ck} = 0 \Rightarrow f_{ck} = 0$ et $f_{3k} = 0$

La figure 4.16 montre l'élaboration du générateur de connexion.

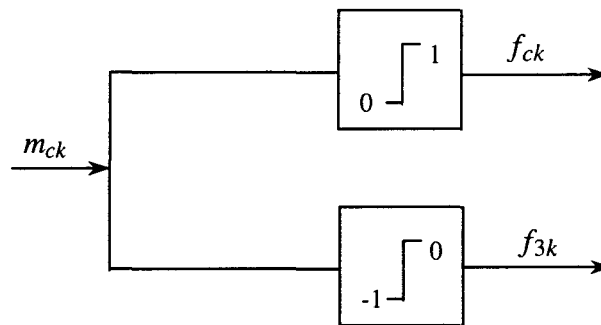


Figure 4.16 : Architecture du générateur de connexion

4.2.5. Résultats de simulation

Afin de valider cette étude, des simulations ont été effectuées en régime permanent. La figure 4.17 représente les résultats obtenus en simulation pour les conditions suivantes : $r = 5\Omega$, $l = 20\text{mH}$, f.e.m. e_1 et e_2 de valeur maximale égale à 50V , $K = 100$.

On constate au niveau des courants, un petit décrochage lors du passage par zéro. Ceci est dû au fait que les fonctions de conversion m_{11gREG} et m_{21gREG} sont saturées lors du passage par zéro des courants i_{s1} et i_{s2} . Mais, on constate quand même une parfaite poursuite des références des courants (fig. 4.17a et fig. 4.17b), les tensions du diviseur capacitif sont superposées (fig. 4.17c).

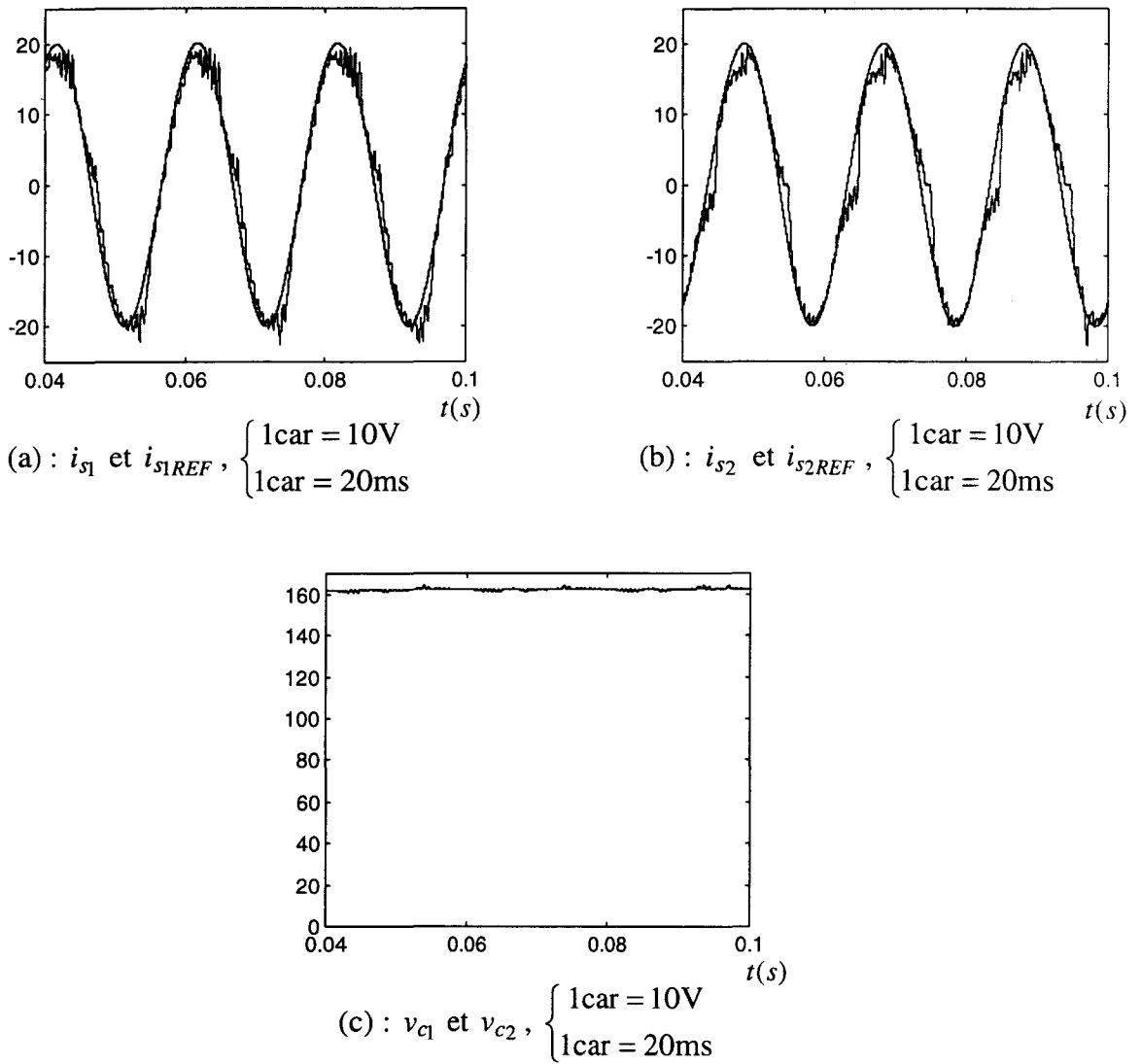


Figure 4.17 : Résultats de simulation

4.2.6. Conclusion

Cette partie montre clairement que les méthodologies présentées dans les chapitre II et III s'appliquent lorsqu'on augmente le nombre de bras de commutations. L'intérêt de notre démarche est dans l'approche systématique qui permet de la détermination de la commande lorsqu'un objectif est donné.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à la modélisation et à la commande des structures matricielles multiniveaux ; il est illustré par une application aux onduleurs multiniveaux monophasé et triphasé. Afin de valider ces travaux, des simulations ont été effectuées ainsi que des essais expérimentaux.

L'objectif recherché lors d'une étude d'un onduleur de tension est de produire une onde de qualité qui se rapproche de la sinusoïde. La structure multiniveau répond parfaitement à cette attente, puisque chaque tension modulée u_{mc} peut prendre $2q - 1$ niveaux équirépartis avec $q - 1$ sources de tension.

L'étude menée dans le chapitre I est une approche globale à la modélisation d'une structure généralisée multiniveau. Pour réaliser ceci, nous avons choisi le montage N.P.C. Cette étude apporte une contribution supplémentaire au formalisme de modélisation et de commande développé au L2EP. Sans les outils proposés, (fonction de connexion, de conversion, modèle G.I.C., inversion du modèle), [FRA, CAM, 96], [CAM, HAU, 96], [RAL, 97] l'analyse risquait d'être contraignante, voire inextricable. En effet, le problème majeur qui se présente avec les structures de convertisseurs complexes est dans la définition des divers degrés de liberté qui s'offrent au concepteur de la commande. Au terme de ce travail, il apparaît inéluctable que les fonctions de conversion caractérisent totalement un montage et le nombre de ses grandeurs commandables.

Au cours de nos investigations, nous avons d'abord montré l'équivalence structurelle matricielle des convertisseurs multiniveaux à potentiels distribués. Ce résultat nous semble fondamental et, dans de futures études, il conviendrait peut être de généraliser cette équivalence à d'autres montages.

La modélisation met en exergue les grandeurs de réglage que sont les fonctions de conversion de la structure étudiée. Chacune de ces fonctions de conversion a un domaine de définition caractéristique, mais comme elles apparaissent liées par les fonctions de connexion, leur domaine d'action est restreint. C'est également une autre piste à explorer suite à notre travail : quelles sont les plages de réglage disponibles ? Quelle fonction de conversion choisir selon la variable à contrôler ?

Nous avons développé deux types de commande, commande pour la structure avec potentiel distribué fixe, et commande pour la structure avec potentiel distribué autorégulé.

Nous constatons que la qualité de la forme d'onde lorsqu'on utilise la commande avec potentiel distribué fixe est meilleur que celle avec potentiel distribué autorégulé. E revanche, cette dernière présente quand même quelques avantages puisque ce type de commande n'a besoin que d'une seule source de tension contrairement à l'autre.

Dans le chapitre II, nous avons proposé une stratégie de commande pour un onduleur monophasé multiniveau avec potentiel distribué fixe. Les résultats de simulation et expérimentaux prouvent la qualité globale de la commande et du fonctionnement. Le chapitre III est réservé à l'étude de la commande avec potentiel distribué autorégulé. Nous étions confrontés au problème de l'équilibrage des tensions du diviseur capacitif, mais ce problème a pu être résolu en inversant le G.I.C. du processus.

Nous avons également mené une étude sur un onduleur triphasé multiniveau permettant de délivrer des ondes multiniveaux en appliquant les deux types de commande. On constate qu'en ajoutant un bras de commutation, le nombre de fonctions de conversion augmente et peut être doublé, ce qui augmente également le degré de liberté. L'affectation des fonctions de conversion que nous avons choisie dans le chapitre IV ne permet de contrôler que trois grandeurs de sortie. Dans la seconde partie, les propositions sur la modélisation des fonctions de conversion (plutôt que celle des fonctions de connexion plus classique) sont également prometteuses, car elle s'affranchit théoriquement des habituelles contraintes de charges équilibrées. Des investigations supplémentaires seraient à mener afin de lever une fois pour toutes les ambiguïtés à ce sujet.

Enfin, il semble que l'augmentation du nombre des sources capacitives soit envisageable, contrairement à ce qui s'écrit dans la littérature. Il faut alors accroître le nombre des fonctions de conversion qui passe nécessairement par la disposition de cellules supplémentaires. Par exemple, un convertisseur hexaphasé constitué de six sources de courant, deux sources de tension et six cellules de commutation à trois interrupteurs. Ce convertisseur génère dix fonctions de conversion.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[BART, 96]

P. BARTHOLOMEUS « Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasi-unitaire fonctionnant en mode multiniveaux. Application au chargeur de batteries. », thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996.

[BART, 97]

P. BARTHOLOMEUS, P. LEMOIGNE, C. ROMBAUT « Méthode de synthèse de la structure des convertisseurs multiniveaux. », J. phys III, p1829-1850.

[BERKOUK, 97]

E. BERKOUK « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux », thèse de doctorat du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, 1995.

[CAM, 96]

J.P. CAMBRONE « Synthèses des commandes des systèmes électrotechniques à convertisseurs statiques entièrement commandés. », HDR, 1996.

[CAM, HAU, 96]

J.P. CAMBRONNE, Ph. LE MOIGNE, J.P. HAUTIER, « Synthèse de la commande d'un onduleur de tension. », J. phys III, p757-778, 1996.

[COMM, 93]

T. COMMUNALE « Modélisation d'un transformateur et commande d'un filtre actif. », DEA, 1993.

[DEG, 97]

P. DEGOBERT « Formalisme pour la commande des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques ; application à la commande numérique d'un ensemble machine asynchrone - commutateur de courant. », thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille, 1997.

[DEL, 96]

A. DELEU « Méthodologie de description fonctionnelle pour la synthèse des commandes convertisseurs bidirectionnels. Contrôle des commutations et algorithmes. » thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille, 1996.

[HOLM, 92]

D.G. HOLMES, T.A. LIPO « Implémentation of a controlled rectifier using ac-ac matrix converter theory », IEEE Transactions on power electronics, vol.7 N°1, p240-250, 1992.

[FRA, 96]

B. FRANCOIS « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs à structure matricielle. », thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille, 1996.

[FRA, CAM, 96]

B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER « Caractérisation des convertisseurs matriciels II : Synthèse des fonctions de connexion. », J. phys III, p641-660, 1996.

[FRA, 98]

B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER « Modelling and control of a neutral clamped inverter with a closed loop of capacitive voltages. » IMACS/IEEE : CESA'98 Vol 1 p878-883, 1998.

[GATEAU, 97]

G. GATEAU « Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires séries. Commande non linéaire et commande floue. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.

[GOL, 98]

B. GOLLENTZ, J.L. POULIQUEN, H. BAERD « Intérêt industriel des convertisseurs multiniveaux. », EPF'98, p399-404.

[GUI, 92]

X. GUILLAUD « Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables. », thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille, 1992.

[GUI, 94]

X. GUILLAUD, J.P. HAUTIER « Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques. », J. phys III, p805-820, 1994.

[GUID, 93]

R. GUIDINI, D.CHATROUX, Y. GUYON, D. LAFORE « Semiconductor power mosfets devices in series. », EPE'93, p425-430.

[HAR, 93]

F. HARDAN, L. ZHANG « A real time DSP-based Pulse-Width Modulator for three-phase voltage source inverter, 1993.

[HAU, CAR, 97]

J.P. HAUTIER, J.P. CARON « Système automatique. Tome 2 : Commande des processus », 1997.

[HAU, CAR, 99]

J.P. HAUTIER, J.P. CARON « Convertisseurs statiques, méthodologie causale de modélisation et de commande. », 1999

[HEMB, 96]

F. HEMBERT « Etude et réalisation d'un filtre actif monophasé à structure multiniveaux obtenue par mise en série de pont à quatre interrupteurs. », thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille, 1996.

[LEE, 98]

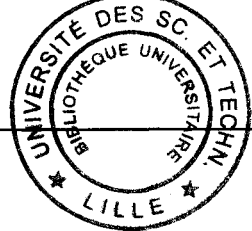
D.C. LEE, G.M.LEE "A novel overmodulation technique for space vector PWM inverters.", IEEE Transactions on power electronics, vol 13, N°6, 1998.

[LOUIS]

J.P. LOUIS, C. BERGMANN « Commande numérique – Régimes intermédiaires et transitoires. », techniques de l'ingénieur.

[MEY, FOCH, 91]

T.A. MEYNARD, H. FOCH Brevet français n° 91.09582 du 25 Juillet 1991, dépôt international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) N° 92.00652 du 8 Juillet 1992.



[MEY, FOCH, 92]

T.A. MEYNARD, H. FOCH « Multilevel choppers for high voltage applications. », EPE'92, p45-50.

[NAB, 81]

A. NABAE, I. TAKAHASHI, H. AKAGY « A neutral point clamped PWM inverter. », IEEE Transactions on industrial applications Vol IA1 N°5 18 p518-523, 1981.

[RAL1, 99]

H. RALAIVAO, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER « Influence of freedom degrees in the control of matrix multilevel inverter. », Electromotion'99, Vol 2 p625-630.

[RAL2, 99]

H. RALAIVAO, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER « A strategy for modelling and controlling a single phase multilevel inverter in mean value. », CSCC'99 World scientific engineering society press, ISBN 960-8052-08-4 p348-353.

[RAL, 97]

H. RALAIVAO, J.P. CAMBRONNE, B. FRANCOIS, J.P. HAUTIER « Synthesis of logic connection controllers for matrix converters. », EPE'97 Vol 2 p350-355.

[ROJ, 95]

R. ROJAS, T. OHNISHI « An improved voltage vector control method for neutral point clamped inverter. » IEEE Transactions on power electronics Vol 10 N°6 p666-672, 1995.

[ROT, 95]

F. ROTELLA, P. BORNE « Théorie et pratique du calcul matriciel. » Méthodes et pratiques de l'ingénieur.

[STE, 92]

J.K. STEINKE « Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter. », IEEE Transactions on power electronics, vol 7, N°3, p487-496.

[ZHA, 96]

L. ZHANG, C. WATTHANASARN, W.SHEPHERD « Analysis and implementation of a space vector modulation algorithm for direct ac-ac matrix converter. », EPE'96, vol 6, N°1, p7-15, 1996.