N° d'ordre : 2622 Année : 1999

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Christophe SAUDEMONT

CONTRIBUTION A UNE SYNTHESE STRUCTURELLE ET DEVELOPPEMENT D'UN MODELE DE VARIATION DES CONVERTISSEURS A SORTIE HAUTE TENSION

Soutenue le 10 Novembre 1999, devant la commission d'examen :

MM.	R. BAUSIERE	Président
	J.P. CAMBRONNE	Examinateur
	M. DEBRUYNE	Examinateur
	J.P. LOUIS	Rapporteur
	T. MEYNARD	Rapporteur
	C. ROMBAUT	Directeur de Thèse

A mes parents,
A Patrick, A Karine

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille.

Au terme de ce travail, je suis heureux de pouvoir exprimer toute ma gratitude envers les différentes personnes qui ont contribué à l'aboutissement de cette thèse.

Je tiens particulièrement à remercier :

- Monsieur C. ROMBAUT, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille, Directeur du L.2.E.P., de la confiance qu'il m'a témoignée en m'accueillant au sein de son laboratoire, et pour la disponibilité constante dont il a fait preuve.

- Monsieur J.P. CAMBRONNE, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse, de m'avoir guidé et conseillé tout au long de ces années. Je retiendrai sa disponibilité et ses qualités humaines.

- Monsieur R. BAUSIERE, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury et d'examiner mon travail.

- Monsieur J.P. LOUIS, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de Cachan, et Monsieur T. MEYNARD, Chargé de Recherche au C.N.R.S., d'avoir accepté de juger ce mémoire.

- Monsieur M. DEBRUYNE, Directeur Technique au sein d'ALSTOM TRANSPORT, de l'intérêt qu'il a montré pour ces travaux, en acceptant de participer à mon jury.

Je remercie également toute l'équipe du L.2.E.P., et plus particulièrement :

- Les enseignants du laboratoire, ainsi que Madame A. PENNEQUIN et Monsieur X. CIMETIERE, pour leur disponibilité et leur bonne humeur.

- Messieurs C. FORGEZ, F. GILLON, F. HEMBERT, H. MIDAVAINE, H. ROISSE.

- Les thésards du laboratoire.

Merci aussi aux enseignants du Département de Génie Electrique de l'I.U.T. de Béthune.

J'adresse mon infinie reconnaissance à mes parents, sans qui ce mémoire ne serait peut-être pas, pour la confiance qu'il m'ont témoignée, leur patience, et pour la chance qu'il m'ont donnée d'apprendre et d'accéder à la connaissance.

Enfin, je n'oublie pas le soutien, le réconfort, les moments forts que m'apporte Karine, depuis le premier jour...

A.F.C.R.F.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

De nombreux domaines d'application de l'électronique de puissance requièrent des tensions dont les valeurs sont de plus en plus importantes. Qu'il s'agisse de traction ferroviaire [1], de distribution électrique, de systèmes de compensation d'énergie réactive [2],...etc.

Les caractéristiques des composants disponibles aujourd'hui sur le marché atteignent des ordres de grandeur de plusieurs kilovolts et kiloampères, pour des fréquences de commutation de plusieurs centaines de hertz. Malgré ces performances, ceux-ci ne peuvent être employés directement. Ils doivent être associés à d'autres interrupteurs dans le cadre d'une mise en série, ou intégrés au cœur de topologies particulièrement dédiées à la haute tension.

La mise en série d'interrupteurs est maîtrisée. Mais la résolution des problèmes de répartition de tension aux bornes des différents semi-conducteurs peut s'avérer complexe si le nombre de composants vient à croître de façon significative [3] [4].

Quant à l'élaboration de structures adaptées à la haute tension, composées uniquement de semi-conducteurs et de condensateurs, deux démarches se distinguent. La première, qui consiste à associer des convertisseurs faible ou moyenne tension, en ajoutant leurs tensions de sortie respectives, se retrouve par exemple dans la mise en série de ponts monophasés [5]. La seconde consiste à concevoir une structure spécialement adaptée à la haute tension. Deux topologies ont marqué ces deux dernières décennies : la structure N.P.C. (Neutral Point Clamped) [6] [7] et la structure multicellulaire série [8].

Le choix de l'une ou l'autre de ces démarches est souvent déterminé par l'application à laquelle le convertisseur est destiné. Ainsi, la mise en série de ponts est tout à fait adaptée à la réalisation d'un filtre actif [9], mais absolument pas à l'élaboration d'un redresseur haute tension, puisque les sources de tension sont isolées physiquement. La structure N.P.C., quant à elle, n'est pas adaptée à un fonctionnement de type hacheur non réversible pour des raisons d'équilibrage de ses tensions flottantes. Enfin, un convertisseur multicellulaire série peut être mal approprié à une application réclamant un grand nombre de cellules, puisque les condensateurs intégrés à cette structure sont alors soumis à des tensions de plus en plus grandes.

Toutes ces topologies présentent toutefois un avantage commun : l'augmentation du nombre d'interrupteurs nécessaires à leur construction offre à l'utilisateur un degré de liberté supplémentaire, que l'on ne retrouve pas dans la simple mise en série de semi-conducteurs. Ainsi, grâce à l'élaboration de commandes particulières, ces structures initialement conçues pour des applications haute tension peuvent être de plus employées en mode de fonctionnement multiniveaux [10] [11].

L'objectif initial de notre étude s'inscrit dans une démarche scientifique qui tend à élaborer une synthèse structurelle des convertisseurs à haute tension de sortie.

La méthodologie développée au cours du premier chapitre, dont le but est d'établir des règles de réalisation de telles structures, s'appuie sur la représentation de la cellule élémentaire de commutation sous forme de quadripôle et envisage les différents types d'association.

L'architecture multicellulaire série est d'un point de vue théorique, et ce malgré l'inconvénient évoqué plus haut, la topologie regroupant le plus d'avantages pour une application haute tension à mode de commande multiniveaux : haute tension en entrée et en sortie, caractère modulaire de la structure, nombre d'interrupteurs minimisé [12] [13] [14] [15]. Outre ces particularités, elle assure, sous certaines conditions d'utilisation, la répartition des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués, grâce à un équilibrage « naturel » de ses tensions flottantes [16]. Ce dernier point est essentiel au fonctionnement du convertisseur. Il est donc important de comprendre les phénomènes responsables d'un tel comportement.

A cette fin, un modèle de variation de convertisseur multicellulaire est développé au cours du deuxième chapitre. La structure servant de support à cette étude est un hacheur non réversible, débitant sur charge passive, résistive et résistive-inductive.

Ce modèle fera l'objet d'une validation présentée au troisième chapitre.

Enfin, ce nouvel outil nous permettra d'analyser, lors du quatrième chapitre, le phénomène d'équilibrage des tensions flottantes : explication de la convergence de ces tensions et détermination de leurs valeurs respectives en régime stationnaire. Une méthode visant à définir simplement les topologies présentant une anomalie de charge des condensateurs, issue de ce modèle, sera également évoquée.

CHAPITRE I

CONTRIBUTION A UNE SYNTHESE STRUCTURELLE DES CONVERTISSEURS HAUTE TENSION MULTINIVEAUX

INTRODUCTION

Envisager une synthèse structurelle des convertisseurs fonctionnant sous haute tension et en mode multiniveaux est de toute évidence un exercice délicat, tant la méthodologie et les hypothèses initiales semblent compliquer tout raisonnement antérieur.

Les travaux présentés au long de ce chapitre ne prétendent pas constituer à eux seuls une synthèse, mais ils contribuent à l'étude des convertisseurs à sortie haute tension et à mode de commande de type multiniveaux.

Ces deux notions doivent bien être différenciées : la notion de convertisseur haute tension est uniquement d'ordre structurel, tandis que la notion de convertisseur multiniveaux fait intervenir sa commande.

Notre démarche s'appuie sur l'élément de base que constitue la cellule élémentaire de commutation.

Dans une première partie, nous effectuerons quelques rappels à ce sujet, et nous présenterons la démarche.

La deuxième partie sera consacrée à l'étude des associations élémentaires pouvant être réalisées entre cellules élémentaires de commutation.

Enfin, certains résultats issus de cette première étude feront l'objet d'un développement en envisageant une connexion par mise en cascade.

I PRESENTATION

I.1 La cellule élémentaire de commutation

La notion de cellule de commutation est aujourd'hui largement utilisée dans des présentations classiques des convertisseurs de l'électronique de puissance. Lorsque cette cellule ne permet que la connexion d'une source de tension unique à la source de courant, comme représenté à la figure 1.1, cette cellule est qualifiée d'élémentaire.

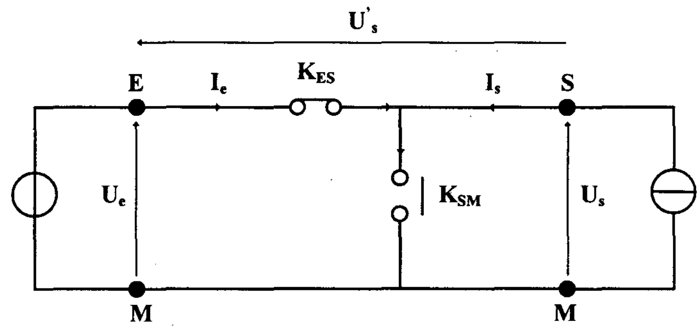


Figure 1.1 : Cellule élémentaire de commutation

Si plusieurs sources de tension peuvent alternativement être reliées à la source de courant, cette cellule de commutation est qualifiée de généralisée [17].

I.1.1 Caractérisation des sources

La cellule de commutation relie entre elles deux sources de natures différentes :

La source d'énergie potentielle, de type capacitif, pour laquelle la tension U_e est variable d'état, que l'on qualifie de source de tension : le courant I_e qui la traverse est lié au circuit qui lui est connecté. Pour la suite de notre étude, cette source est supposée parfaitement constante et réversible en courant.

La source d'énergie cinétique de type inductif, pour laquelle le courant I_s est variable d'état, que l'on qualifie de source de courant : la tension U_s à ses bornes est liée au circuit extérieur qui lui est connecté. Cette source est réversible en courant et en tension.

I.1.2 Caractérisation de la commande

L'interconnexion des sources impose les règles suivantes :

- une source de tension ne doit jamais être court-circuitée par une source de tension de valeur différente, en particulier par une source de tension nulle (court-circuit franc)

• une source de courant ne doit jamais être court-circuitée par une source de courant de valeur différente, en particulier par une source de courant nul (circuit ouvert).

Ces conditions imposent un fonctionnement alterné des interrupteurs d'une même cellule, et donc des ordres de commande complémentaires. Ce qui a pour conséquence de rendre complémentaires par rapport à la tension d'entrée U_e les deux tensions U_s et U'_s.

$$U_e = U_s + U'_s$$

Les notions de fonction de connexion et de fonction de conversion permettent de caractériser la commande d'une cellule élémentaire de commutation [18].

La fonction de connexion d'un interrupteur, notée f, est une valeur binaire à valeurs dans $\{0,1\}$, qui indique l'état de cet interrupteur. Une valeur nulle (non nulle) correspond à un interrupteur bloqué (passant).

La fonction de conversion de la cellule élémentaire de commutation, notée m, est une grandeur à valeur discrète dans $\{0,1\}$, qui témoigne de l'état global de la cellule, et qui est définie par $m = f_{ES}$, où f_{ES} est la fonction de connexion associée à l'interrupteur K_{ES}.

Ainsi, les relations reliant les grandeurs d'entrée aux grandeurs de sortie de la cellules sont

$$U_s = m \cdot U_e$$
$$I_e = -m \cdot I_s$$

I.2 La démarche envisagée

La cellule élémentaire de commutation peut être schématisée par un quadripôle non linéaire, où E, S et M sont respectivement les bornes d'entrée, de sortie et de masse .

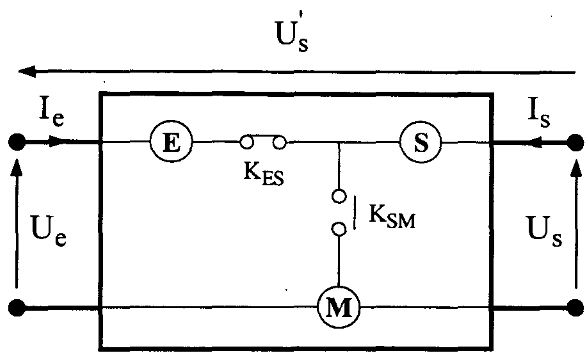


Figure 1.2 : Schématisation de la cellule élémentaire sous forme de quadripôle

Dès lors, l'association de cellules élémentaires de commutation peut être envisagée comme celle de quadripôles électroniques classiques. Chacune de ces associations devant être accompagnée d'une analyse permettant d'observer son influence sur l'architecture et sur la commande de la structure ainsi générée.

L'objectif peut donc être d'une part, de connecter les tensions d'entrée et les tensions de sortie entre elles, pour un nombre quelconque de cellules.

Dans ce cadre, quatre types de connexion, que nous qualifierons d'élémentaires, sont à considérer :

- absence de connexion entre les tensions
- connexion des tensions à un point commun
- connexion des tensions en série
- connexion des tensions en parallèle

Cet objectif peut être d'autre part d'effectuer des mises en cascade, qui relient les tensions d'entrée aux différentes tensions de sortie, les tensions d'entrée pouvant elles-mêmes être issues d'associations étudiées au préalable.

II ETUDE DES DIFFERENTS CAS D'ASSOCIATIONS ELEMENTAIRES

Le tableau 1.1 regroupe les possibilités d'associations élémentaires.

		CONNEXIONS EN SORTIE			
		Aucune	**Point Commun**	**Série**	**Parallèle**
CONNEXIONS EN ENTREE	**Aucune**	§ II.1.1	§ II.2.1	§ II.3.1	§ II.4.1
	Point Commun	§ II.1.2	§ II.2.2	§ II.3.2	§ II.4.2
	Série	§ II.1.3	§ II.2.3	§ II.3.3	§ II.4.3
	Parallèle	§ II.1.4	§ II.24	§ II.3.4	§ II.4.4

Tableau 1.1 : Résumé des associations élémentaires

II.1 Absence de connexion en sortie

II.1.1 Absence de connexion en entrée

Ce cas ne présente évidemment aucun intérêt pour notre étude.

II.1.2 Tensions d'entrée connectées à un point commun (Figure 1.3)

La connexion des tensions d'entrée à un point commun peut s'effectuer par la borne E (figure 1.3(a)), ou par la borne M (figure 1.3(b)).

Les tensions d'entrée et les tensions de sortie forment un système polyphasé connecté en étoile, dont le neutre est le point commun aux cellules.

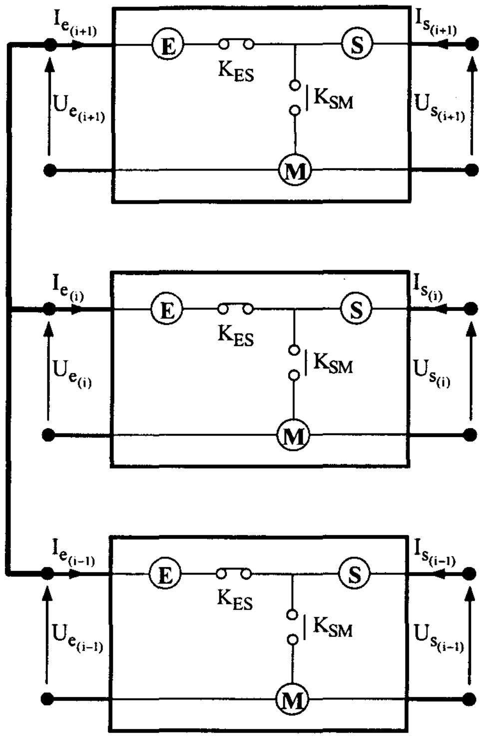


Figure 1.3 (a)

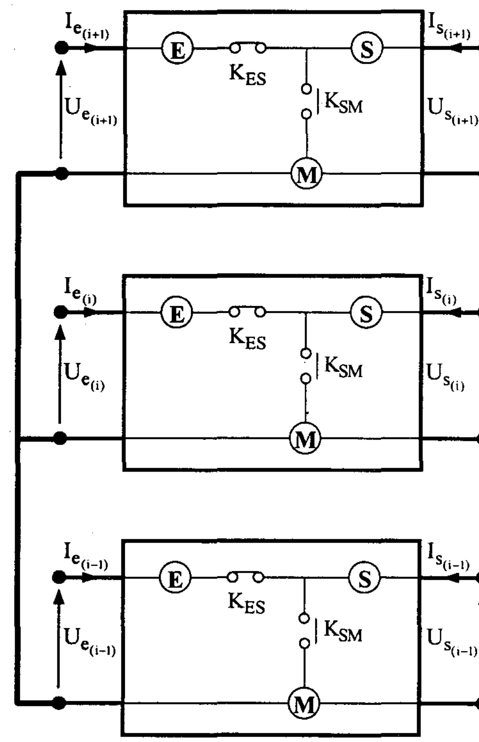


Figure 1.3 (b)

II.1.3 Tensions d'entrée connectées en série (Figure 1.4)

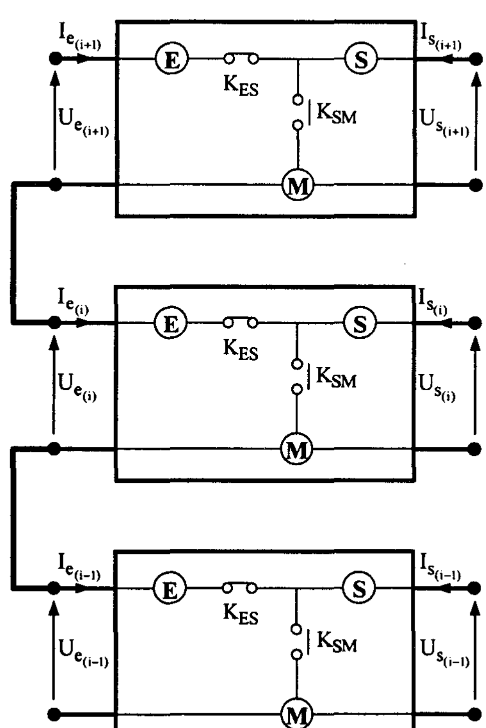


Figure 1.4

Les tensions d'entrée connectées en série s'ajoutent et forment une tension d'entrée globale de forte valeur.

Les tensions de sortie, par l'intermédiaire des tensions d'entrée, forment un système polyphasé connecté en étoile, comme le montre la figure 1.5.

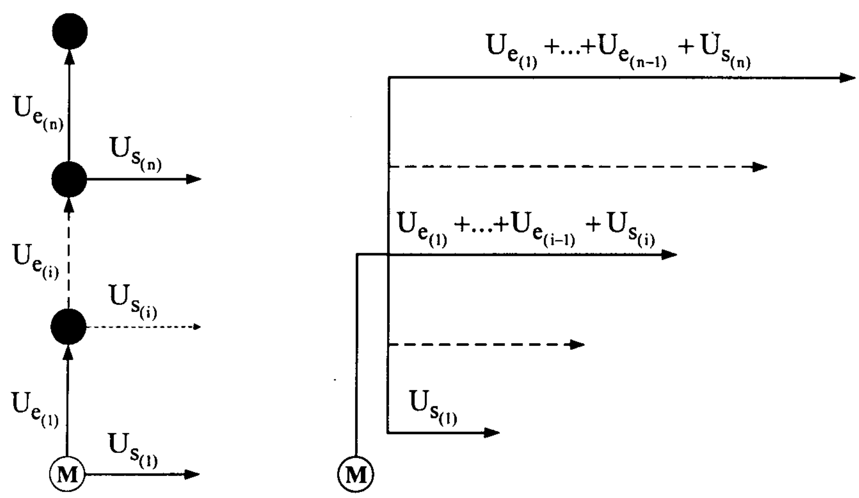


Figure 1.5 : Ces deux représentations sont équivalentes

II.1.4 Tensions d'entrée connectées en parallèle (Figure 1.6)

Les tensions d'entrée sont impérativement égales, et peuvent être issues d'une source de tension unique.

Les tensions de sortie forment un système polyphasé connecté en étoile.

On retrouve dans ce type d'association le pont polyphasé.

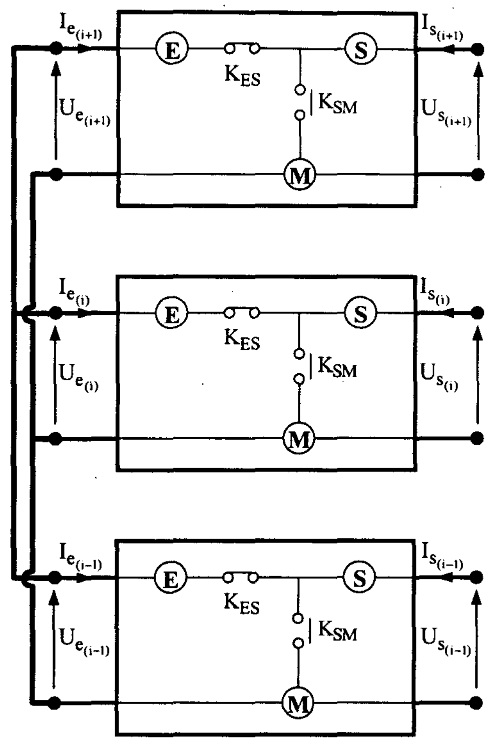


Figure 1.6

II.2 Tensions de sortie connectées à un point commun

II.2.1 Absence de connexion en entrée (Figure 1.7)

La connexion à un point commun des tensions de sortie peut s'effectuer par le point S ou par le point M. Ce dernier cas a déjà été traité en II.1.2.

Les tensions d'entrée n'ont aucune connexion directe, et sont de ce fait indépendantes les unes par rapport aux autres.

Les tensions de sortie forment un système polyphasé connecté en étoile.

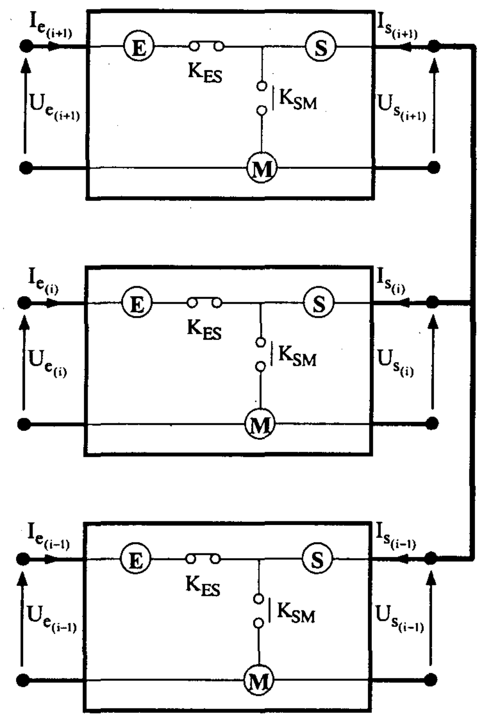


Figure 1.7

II.2.2 Tensions d'entrée connectées à un potentiel commun (Figure 1.8)

Seul le cas présenté à la figure 1.8 sera considéré dans ce paragraphe.

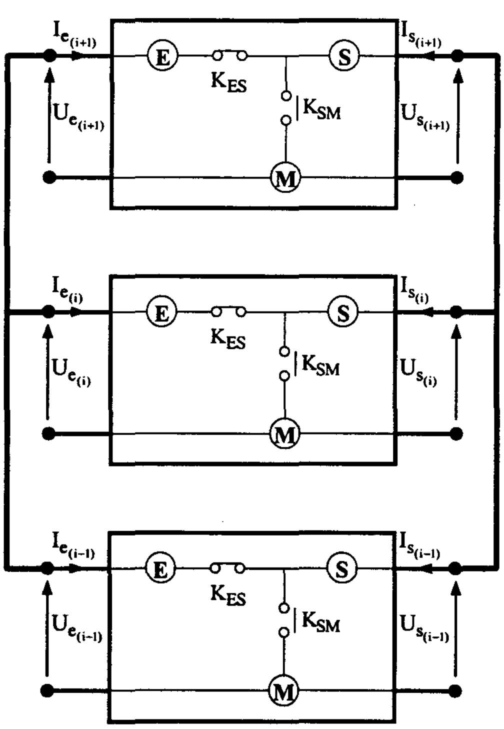


Figure 1.8

En effet, la possibilité (M-M) a été abordée en II.1.2. Les cas (E-M) et (S-M) correspondent à des mises en parallèle respectivement des tensions d'entrée et de sortie, que nous traiterons dans les paragraphes II.1.4 et II.4.1.

Dans le cas présenté figure 1.8, les interrupteurs K_{ES} des différentes cellules sont connectés en parallèle. Ils doivent donc être commandés de façons simultanées. Il est alors plus simple de leur substituer un seul interrupteur.

La structure ainsi modifiée, la commande simultanée d'au moins deux interrupteurs provoquerait le court-circuit de tensions d'entrée. Par conséquent, les interrupteurs doivent être dorénavant commandés de façons complémentaires.

Ce groupement de cellules n'est autre qu'une cellule généralisée de commutation, que l'on représente

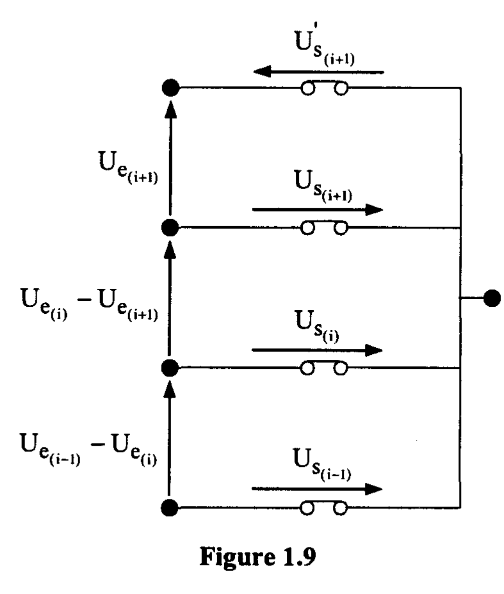


Figure 1.9

II.2.3 Tensions d'entrée connectées en série (Figure 1.10)

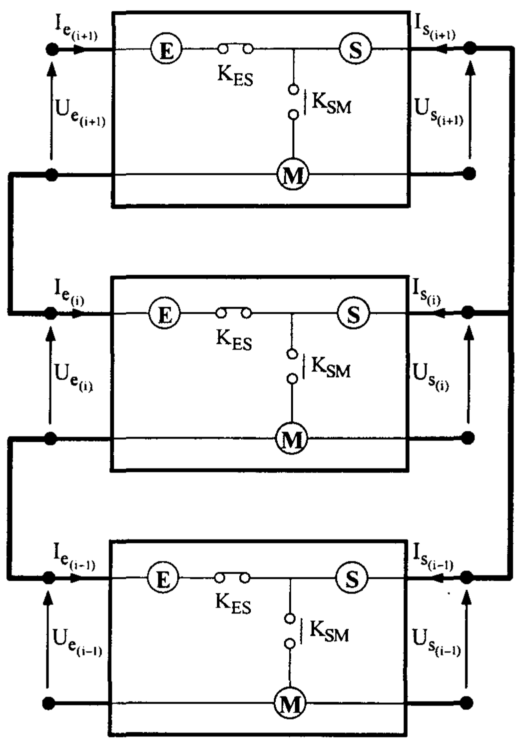


Figure 1.10 (a)

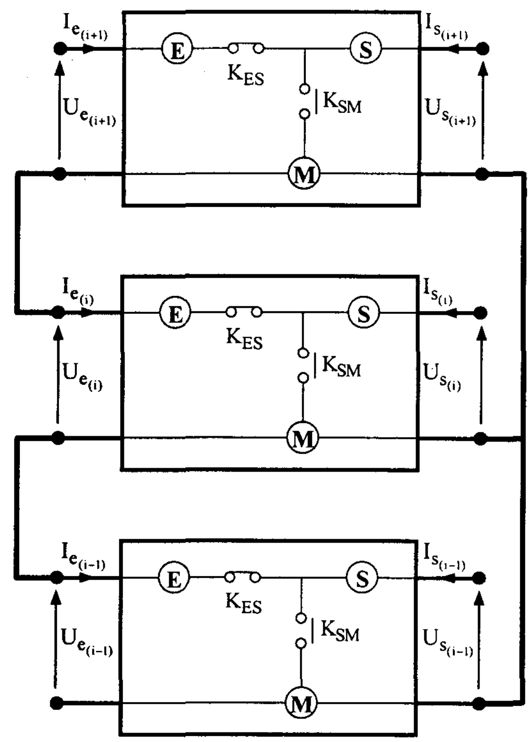


Figure 1.10 (b)

Le cas présenté figure 1.10.(b) ne peut être retenu, car les tensions d'entrée sont court-circuitées par les connexions.

Dans le cas présenté figure 1.10.(a), l'interrupteur K_{SM} de chaque cellule est connecté en parallèle sur l'interrupteur K_{ES} d'une la cellule adjacente. Les interrupteurs ainsi réunis devant être commandés simultanément, sont remplacés par un seul interrupteur.

Nous retrouvons à nouveau le cas d'une cellule généralisée de commutation.

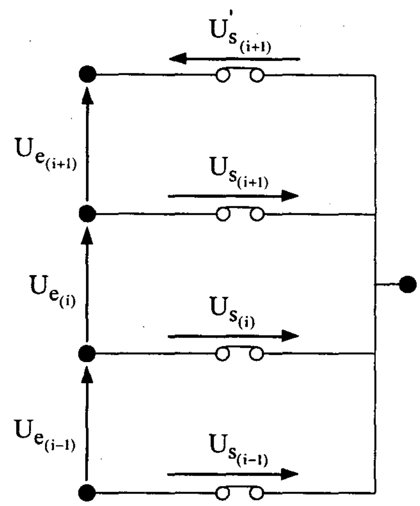


Figure 1.11

II.2.4 Tensions d'entrée connectées en parallèle (Figure 1.12)

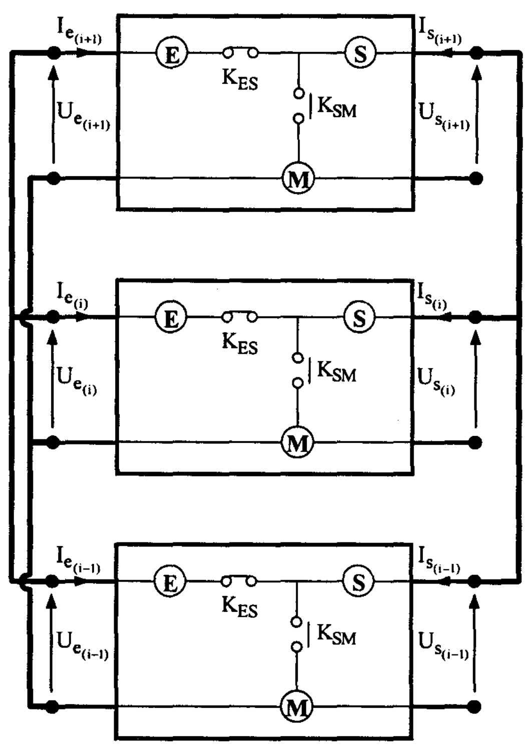


Figure 1.12

Ce cas correspond à la mise en parallèle des cellules de commutation. Selon l'importance de la valeur du courant à commuter, cette solution pourra être conservée ou remplacée par une seule cellule.

II.3 Tensions de sortie connectées en série

II.3.1 Absence de connexion en entrée (Figure 1.13)

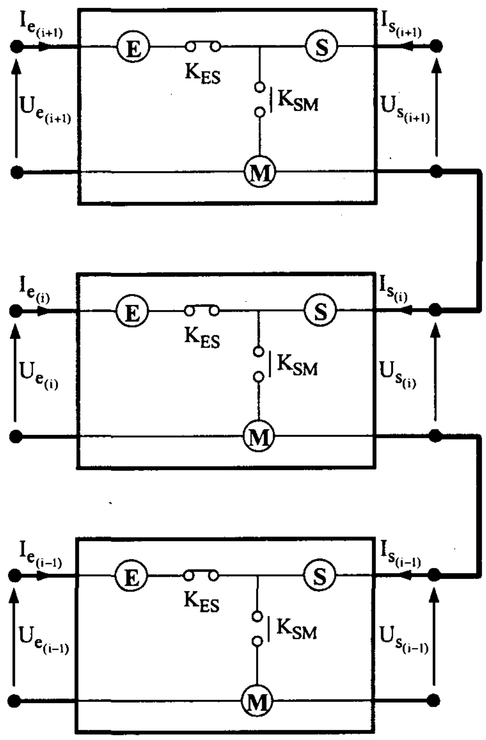


Figure 1.13

Les tensions d'entrée ne présentent pas de connexions directes, et sont en cela indépendantes.

En revanche, les tensions de sortie s'ajoutent pour fournir une tension de forte valeur.

II.3.2 Tensions d'entrée connectées à un point commun (Figure 1.14)

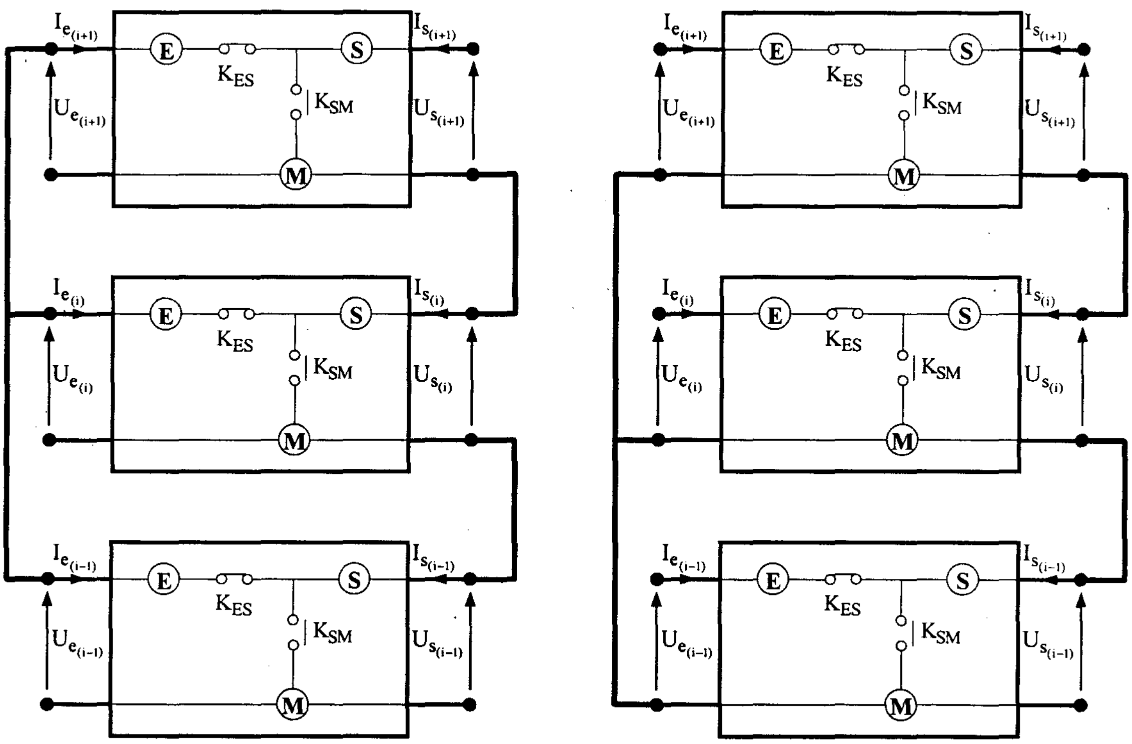


Figure 1.14

Dans le cas présenté à la figure 1.14.(a), la tension d'entrée de chaque cellule est connectée en parallèle sur l'interrupteur K_{ES} d'une cellule adjacente. Une telle tension ne peut donc être issue d'une source de tension, car cet interrupteur serait alors inopérant.

Le seul cas envisageable est que chacune de ces tensions d'entrée soit la conséquence de l'état de l'interrupteur d'une autre cellule connecté en parallèle.

Il ne peut s'agir que d'une mise en cascade des cellules.

La solution présentée à la figure 1.14.(b) n'est pas viable. En effet, les interrupteurs de chaque cellule ne peuvent être commandés à la fermeture, sous peine de court-circuiter la tension qui se trouve à l'entrée.

II.3.3 Tensions d'entrée connectées en série (Figure 1.15)

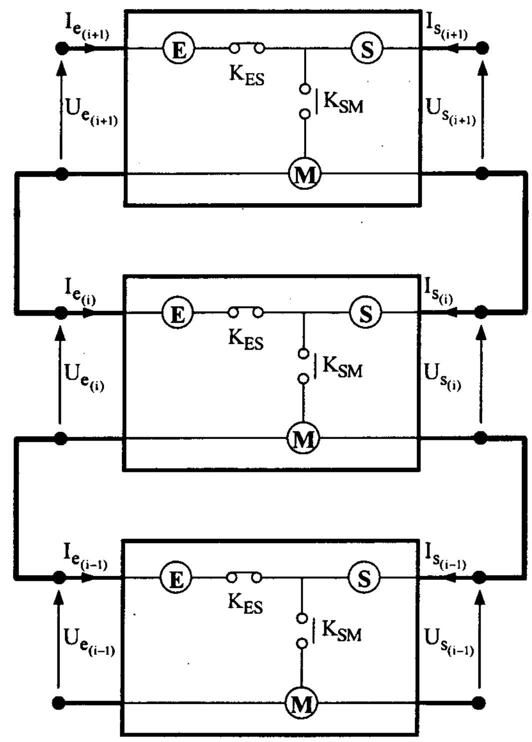


Figure 1.15

Les interrupteurs K_{ES} sont court-circuités. Ils peuvent donc être supprimés.

Les interrupteurs K_{SM} se retrouvent alors en parallèle sur les tensions d'entrée. Ils ne peuvent plus être commandés, sous peine de courts-circuits.

Ce type d'association n'est donc pas envisageable.

II.3.4 Tensions d'entrée connectées en parallèle (Figure 1.16)

Les interrupteurs K_{SM}, court-circuités, sont inopérants. Les interrupteurs K_{ES} ne peuvent donc plus être utilisés, sous peine de court-circuiter les tensions d'entrée.

Ce type d'association ne peut donc être retenu.

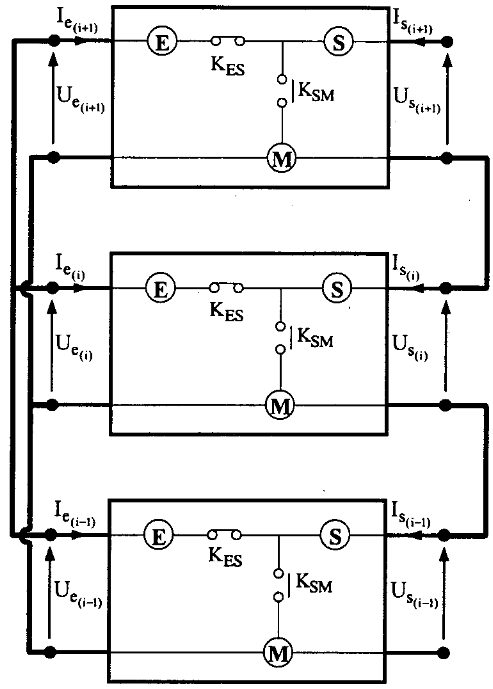


Figure 1.16

II.4 Tensions de sortie connectées en parallèle

II.4.1 Absence de connexion en entrée (Figure 1.17)

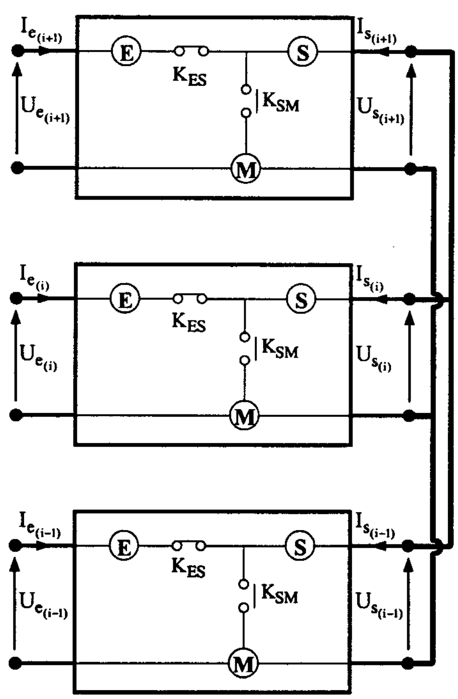


Figure 1.17

Les interrupteurs K_{SM}, connectés en parallèle, peuvent être remplacés par un seul interrupteur.

Nous retrouvons alors le cas d'une cellule de commutation généralisée.

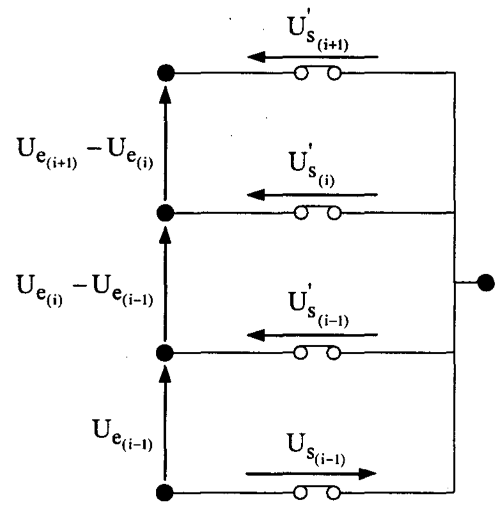


Figure 1.18

II.4.2 Tensions d'entrée connectées à un potentiel commun (Figure 1.19)

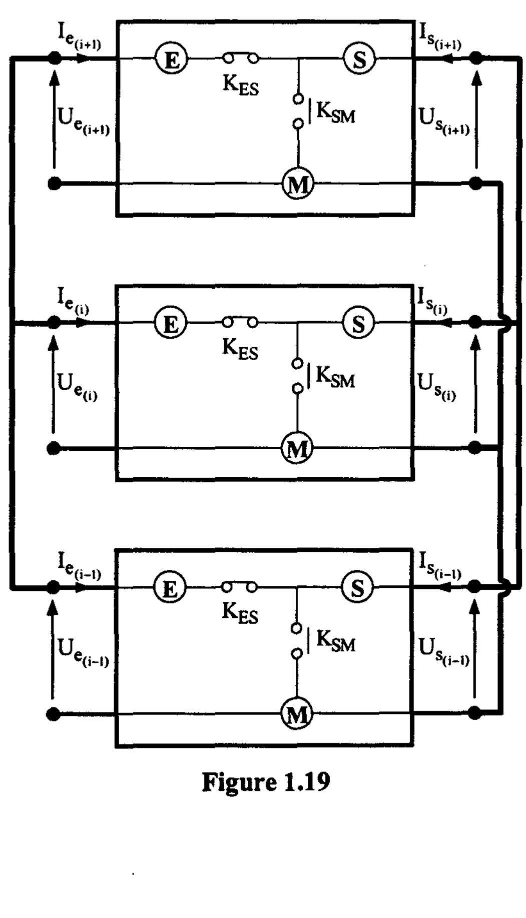


Figure 1.19

Ce type de connexion entraîne une mise en parallèle des cellules de commutation.

II.4.3 Tensions d'entrée connectées en série (Figure 1.20)

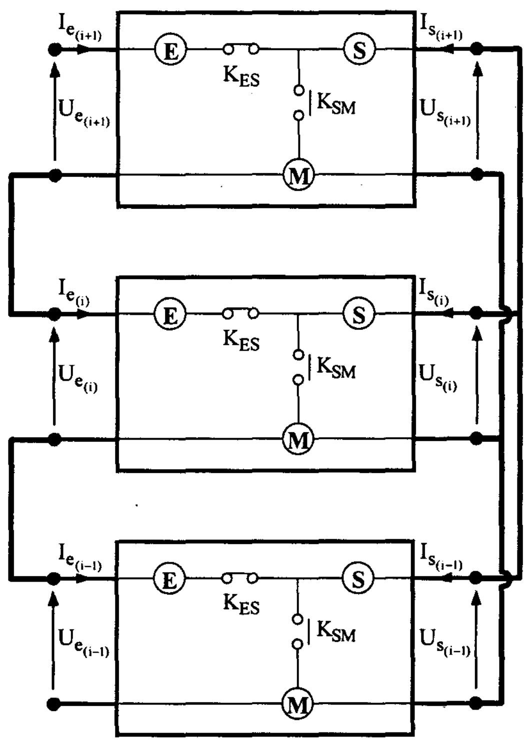


Figure 1.20

Ce type d'association ne peut pas être retenu car les tensions d'entrée sont court-circuitées.

II.4.4 Tensions d'entrée connectées en parallèle (Figure 1.21)

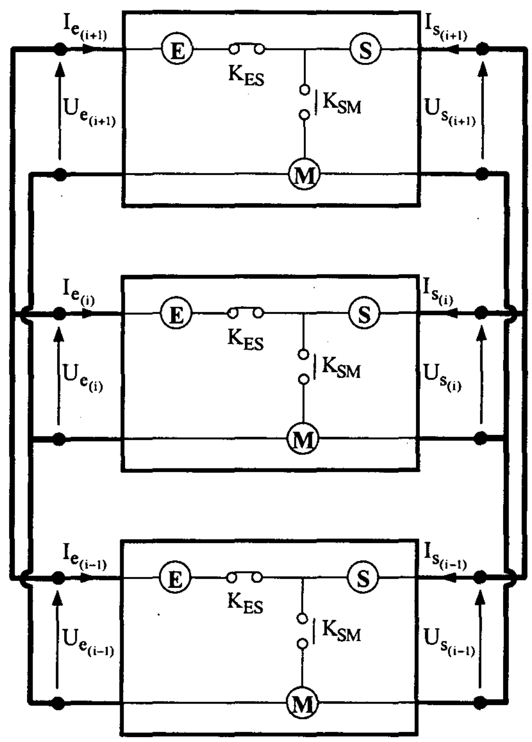


Figure 1.21

Ce type d'association génère une mise en parallèle des cellules de commutation.

III ANALYSE DES ASSOCIATIONS ELEMENTAIRES

De tous les types d'associations élémentaires que nous avons envisagés au cours de ce deuxième paragraphe ne découle qu'une réelle structure : la cellule généralisée de commutation.

Les autres ne proposent qu'un agencement particulier des tensions d'entrée et/ou de sortie : pont polyphasé, cellules de commutation en parallèle, tensions de sortie connectées en série, tensions de sortie formant un système polyphasé en étoile à neutre direct ou indirect, et la mise en cascade de cellules.

III.1 La cellule généralisée de commutation

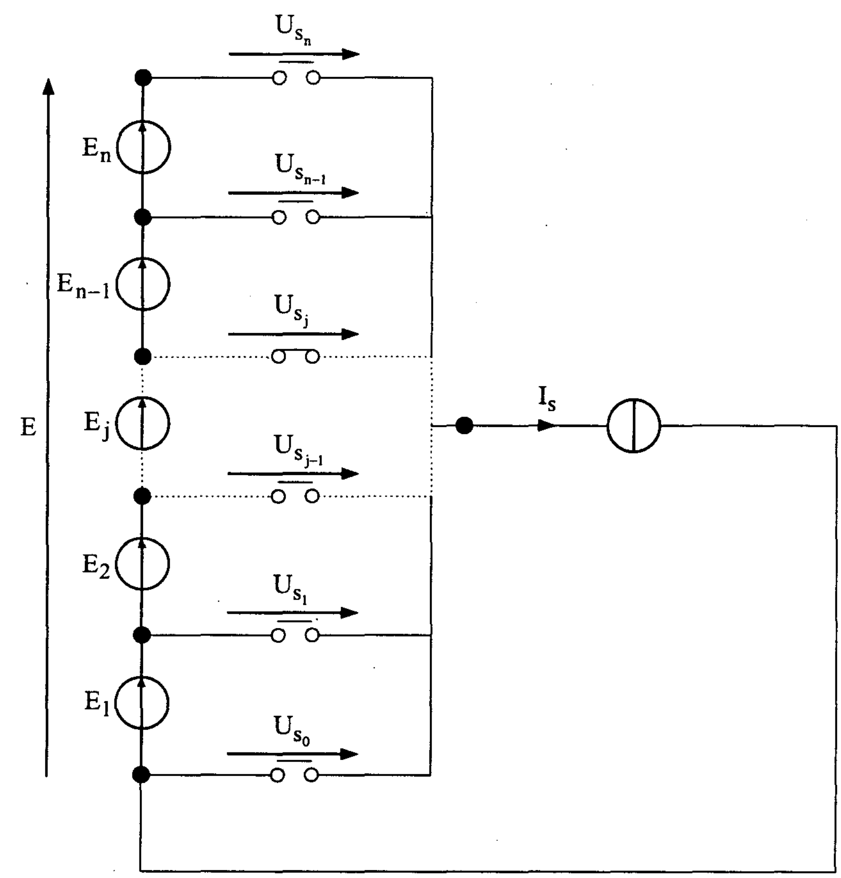


Figure 1.22 : Cellule généralisée de commutation

Cette cellule est en fait l'application monophasée du convertisseur matriciel [19] [20] [21].

Son utilisation en mode multiniveaux ne pose aucun problème. En revanche, son intégration dans la réalisation de convertisseurs fonctionnant en haute tension de sortie est directement liée aux interrupteurs qui la constituent.

En effet, deux inconvénients majeurs sont inhérents à cette topologie :

• à l'exception de ceux situés aux extrémités de la cellule, les interrupteurs doivent être bidirectionnels en tension

• la tension que les interrupteurs sont amenés à supporter au blocage croît avec le nombre de niveaux qu'est susceptible de générer la cellule.

En revanche, l'intérêt principal de cette topologie est l'accès à une haute tension E unique en entrée.

III.2 Les autres solutions

III.2.1 Le pont polyphasé

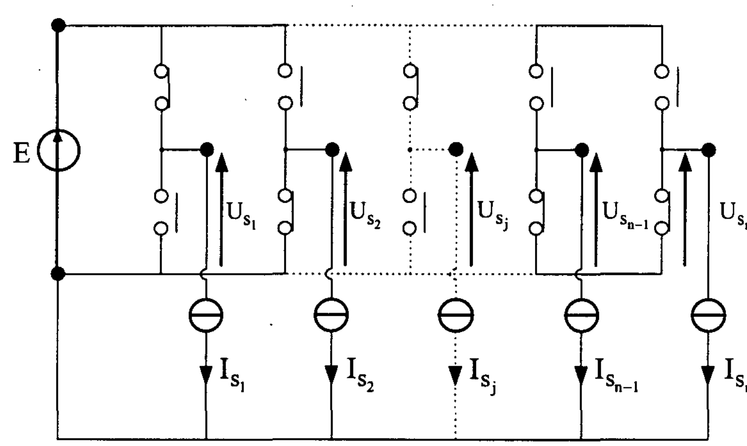


Figure 1.23 : Pont polyphasé

Cette topologie est une conséquence de l'augmentation du nombre de charges, mais n'est absolument pas développée, dans la mesure où elle est utilisée seule, pour un usage en haute tension.

III.2.2 Les cellules connectées en parallèle

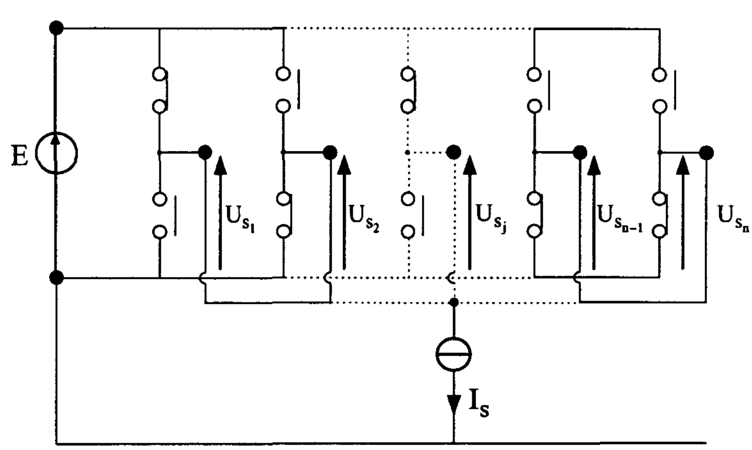


Figure 1.24 : Cellules connectées en parallèle

Cette topologie est destinée aux applications à forts courants, mais absolument pas pour une utilisation en haute tension.

III.2.3 Les tensions de sortie connectées en série

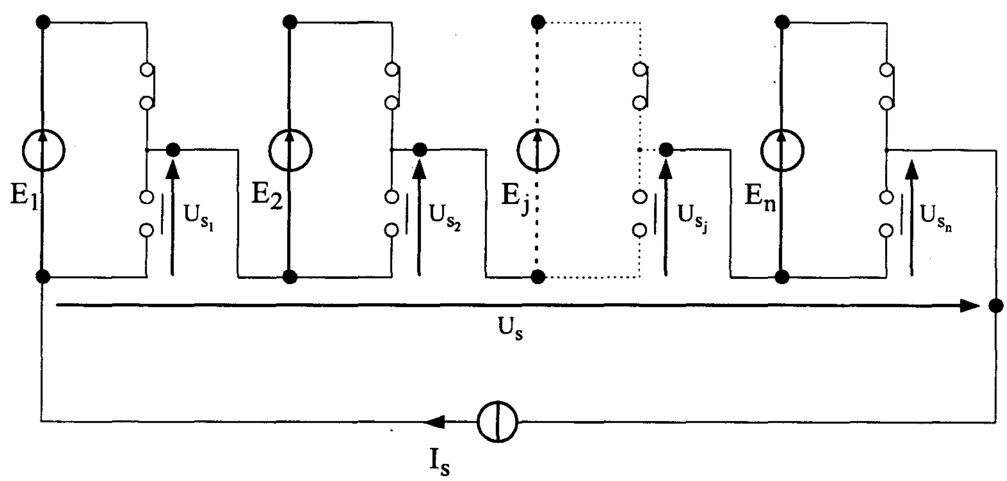


Figure 1.25 : Tensions de sortie connectées en série

L'association des tensions de sortie en série est sans aucun doute la meilleure voie vers l'obtention d'un convertisseur destiné à une application haute tension. Cette affirmation semble des plus évidentes, puisque ce type de connexion traduit, d'un point de vue électrique, l'ajout de tensions.

$$U_s = \sum_{j=1}^{n} m_j \cdot E_j$$

L'intérêt principal réside dans la possibilité de commander de telles cellules de façons décalées, et ainsi d'obtenir une onde de sortie à plusieurs niveaux, tout en maintenant les tensions des interrupteurs bloqués à plus ou moins E_j, selon leur emplacement au sein de la cellule.

Malheureusement, l'augmentation de niveaux nécessite l'augmentation de cellules, et donc l'augmentation du nombre de tensions d'entrée. Celles-ci étant isolées physiquement les unes des autres, ne peuvent plus être obtenues par diviseur capacitif, comme dans le cas d'une cellule généralisée de commutation.

Ce dernier point alourdit de façon significative la mise en œuvre d'une telle structure : utilisation de transformateurs, de redresseurs de tensions, ...etc.

Malgré cet inconvénient, la mise en série des tensions de sortie reste une voie de recherche primordiale.

III.2.4 Les tensions de sortie connectées en étoile, à neutre direct ou indirect

III.2.4.1 A neutre direct

Cette structure ne présente aucun intérêt pour une application haute tension puisque les tensions de sortie sont reliées à un point commun, qui est également le point commun à toutes les tensions d'entrée.

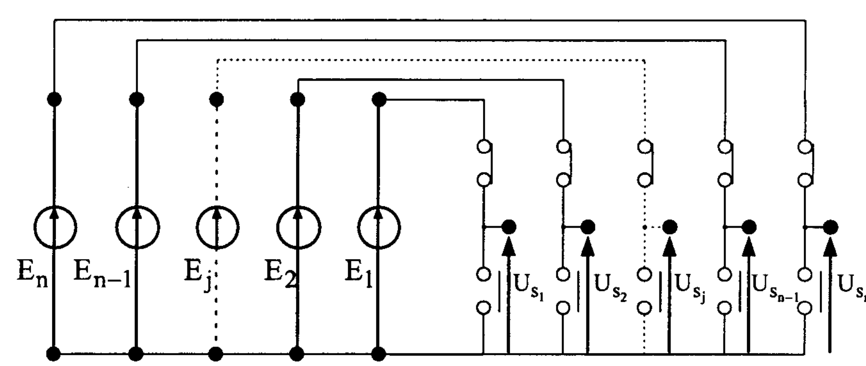


Figure 1.26 : Tensions de sortie connectées en étoile à neutre direct

III.2.4.2 A neutre indirect

L'intérêt que peut présenter une telle association de cellules réside dans la mise en série des tensions d'entrée.

L'inconvénient est que les tensions de sortie ne peuvent être exploitées directement pour obtenir une tension de sortie unique de forte valeur.

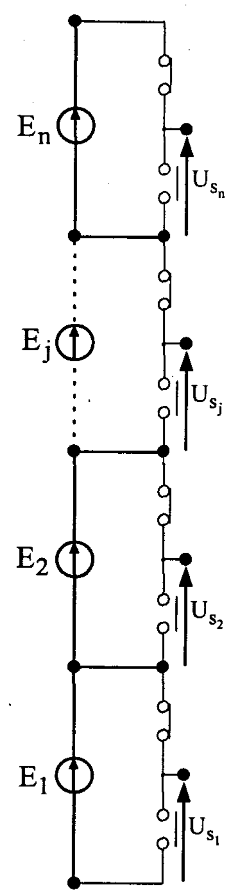


Figure 1.27 : Tensions de sortie connectées en étoile à neutre indirect

III.2.5 Les cellules connectées en cascade

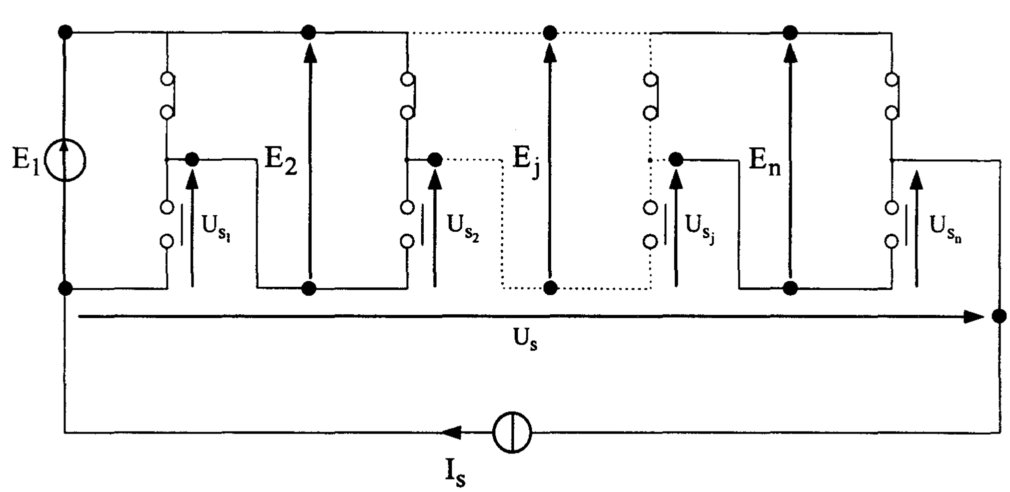


Figure 1.28 : Cellules connectées en cascade

Seule la tension d'entrée de la première cellule est issue d'une source de tension, E_1.

Chacune des autres tensions d'entrée dépend de l'état de l'interrupteur auquel elle est connectée :

$$E_j = (1 - m_{j-1}) \cdot E_{j-1}$$

La tension de sortie de ce type de structure s'exprime donc :

$$U_s = E_1 \cdot m_n \cdot \prod_{j=1}^{n-1} (1 - m_j)$$

Puisque le produit des fonctions de conversion $\left(\prod_{j=1}^{n} (1 - m_j) \right)$ vaut 0 ou 1, la tension de sortie U_s ne prendra que deux valeurs : 0 et E_1.

Ce type de structure se comporte donc comme une cellule élémentaire de commutation, malgré la redondance des interrupteurs.

Il en serait autrement si toutes les tensions d'entrée pouvaient être indépendantes des autres cellules, par exemple en étant issues d'une source de tension.

La tension de sortie du convertisseur s'exprimerait alors de la façon vue pour la mise en série des tensions de sortie, soit

$$U_s = \sum_{j=1}^{n} m_j \cdot E_j$$

Mais la règle de compatibilité des sources interdit une telle hypothèse, présentée figure 1.29.

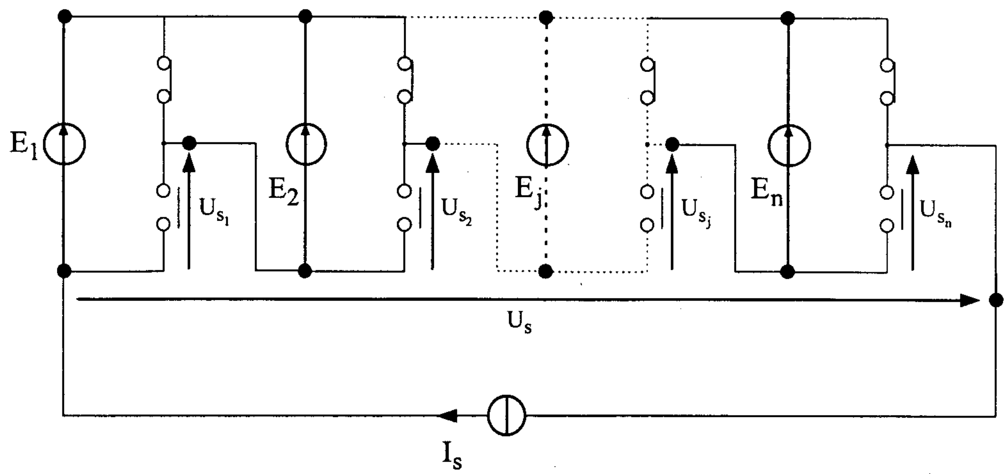


Figure 1.29 : Structure rendue impossible par la règle de compatibilité des sources

La mise en cascade de cellules élémentaires de commutation n'apporte donc aucune solution à l'élaboration de convertisseurs haute tension.

En revanche, nous allons voir, au cours du prochain paragraphe, que ce type de connexion présente un intérêt s'il est appliqué à certaines configurations obtenues précédemment.

IV ETUDE D'ASSOCIATIONS PAR MISE EN CASCADE

IV.1 Cas de la structure à tensions de sortie connectées en étoile, à neutre indirect

Nous avons vu au paragraphe III.2.4.2 que la structure à tensions de sortie connectées en étoile, à neutre indirect, présente un avantage pour l'élaboration d'un convertisseur à sortie haute tension : une mise en série des tensions d'entrée. Le problème de ce type d'association se situant au niveau des tensions de sortie.

La mise en cascade, dans le cas le plus simple de deux cellules initiales, aux tensions d'entrée égales à E, est représentée à la figure 1.30.

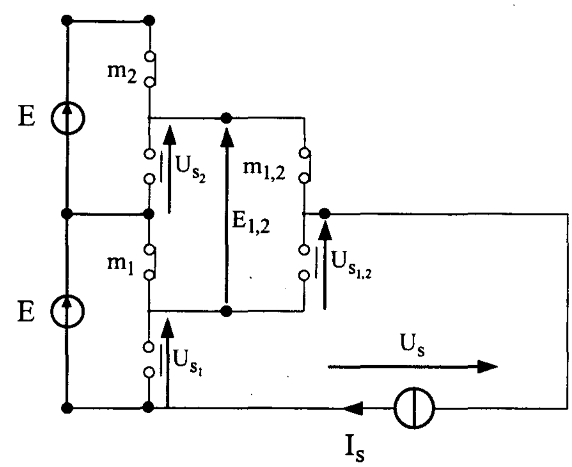


Figure 1.30 : La connexion en cascade

Cette association s'effectue en ajoutant, en sortie des deux cellules initiales, une nouvelle cellule élémentaire de commutation, dont la tension d'entrée s'exprime :

$$
\begin{aligned}
E_{12} &= U_{s_2} + \left(E - U_{s_1}\right) \\
&= \left(1 - m_1 + m_2\right) \cdot E
\end{aligned}
$$

La tension de sortie, égale à la somme des deux tensions U_{s_1} et $U_{s_{12}}$ vaut alors :

$$U_s = \left[m_1 + m_{12} \cdot (1 - m_1 + m_2)\right] \cdot E$$

Deux hypothèses de commande sont alors envisageables.

IV.1.1 Cas d'une commande « synchrone »

Par commande synchrone, nous entendons le cas où les cellules d'une même colonne occupent des états identiques.

Cela se traduit, dans le cas présent, par la condition :

$$m_1 = m_2$$

IV.1.1.1 Influence sur la tension de sortie

La tension de sortie du convertisseur s'exprime alors

$$U_s = (m_1 + m_{12}) \cdot E$$

Cette écriture est identique à celle déjà rencontrée dans le cas d'une mise en série de cellules.

La commande synchrone a donc pour effet de rendre la structure présentée figure I.30 équivalente à une mise en série de cellules, où la tension $E_{1,2}$ est une tension rapportée, assimilable à une source de tension fictive.

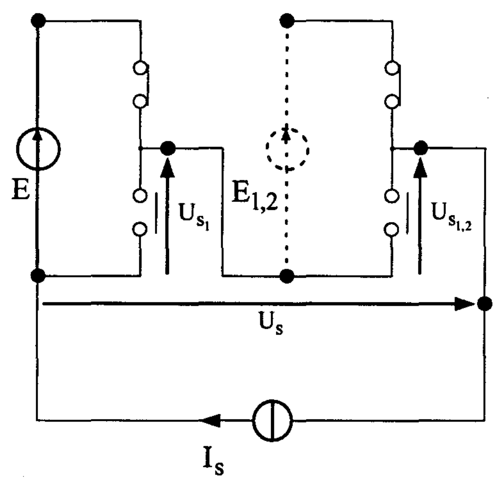


Figure 1.31 : La tension $E_{1,2}$ est assimilable à une source de tension fictive

Cette commande permet donc de regrouper, au sein d'un même convertisseur, deux caractéristiques avantageuses : une tension d'entrée et une tension de sortie de fortes valeurs, obtenues toutes deux par mise en série de tensions.

IV.1.1.2 Influence sur la tension intermédiaire $E_{1,2}$

La tension intermédiaire E_{12} devient, lorsque la commande synchrone est appliquée :

$$E_{12} = E$$

La structure présentée figure 1.30 est donc assimilable à celle présentée figure 1.32, où la source de tension fictive $E_{1,2}$ est indiquée d'un trait discontinu.

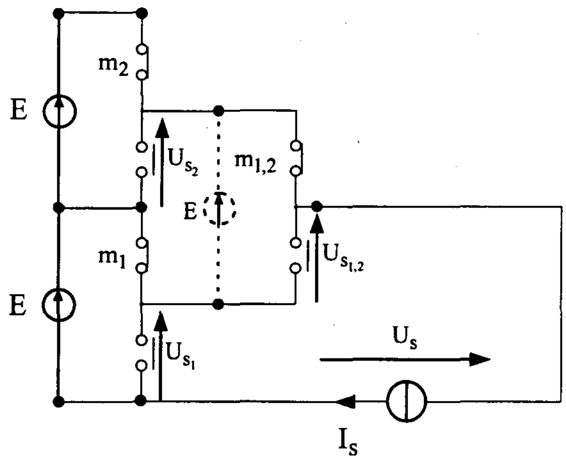


Figure 1.32

IV.1.1.3 Vers la structure multicellulaire série

Dés lors, la convergence vers la structure multicellulaire série, est évidente. En effet, une source de tension réelle peut être substituée à la source de tension fictive $E_{1,2}$, si l'on décide de dégrader la structure en supprimant les interrupteurs intégrés aux cellules de la première colonne, connectés en parallèle sur cette source.

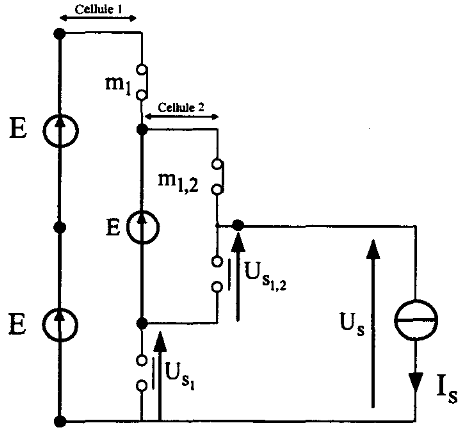


Figure 1.33 : Structure multicellulaire série composée de deux cellules

En généralisant à un nombre quelconque de cellules initiales, nous retrouvons la topologie multicellulaire généralisée.

IV.1.2 Cas d'une commande quelconque

Dans le cas d'une commande synchrone, il est impératif que tous les interrupteurs puissent être commandés par l'utilisateur. Cette condition n'est plus nécessaire dans le cas d'une commande quelconque.

Ainsi, la représentation faite en figure 1.30 peut évoluer vers la structure de type N.P.C.

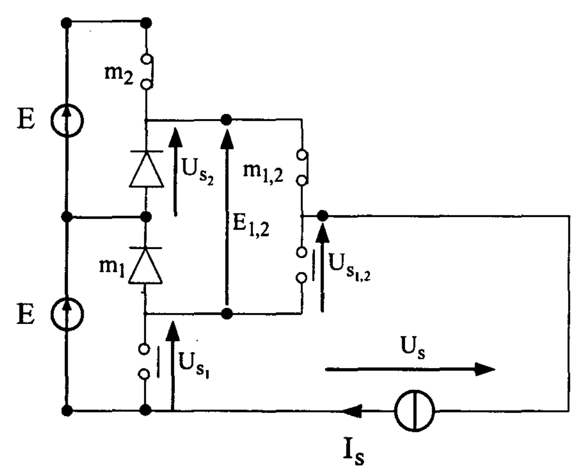


Figure 1.34 : Structure N.P.C.

En généralisant cette démarche à un nombre quelconque de cellules initiales, nous retrouvons la topologie généralisée de ce convertisseur [22] [23].

IV.1.3 Conclusions

La démarche développée au cours de ce paragraphe IV.1, illustrée par le cas particulier d'une association initiale de deux cellules, est évidemment généralisable à un nombre quelconque de cellules.

La mise en cascade est un type d'association. Ce sont des hypothèses supplémentaires qui orientent la structure initiale (figure 1.30) vers d'autres topologies particulières.

Par conséquent, ces structures peuvent également faire l'objet d'une telle association, et déboucher ainsi sur de nouvelles combinaisons.

IV.2 Développements

Pour des raisons de clarté, nous illustrerons les différents cas par des configurations simples.

IV.2.1 Association en cascade de structures multicellulaires série

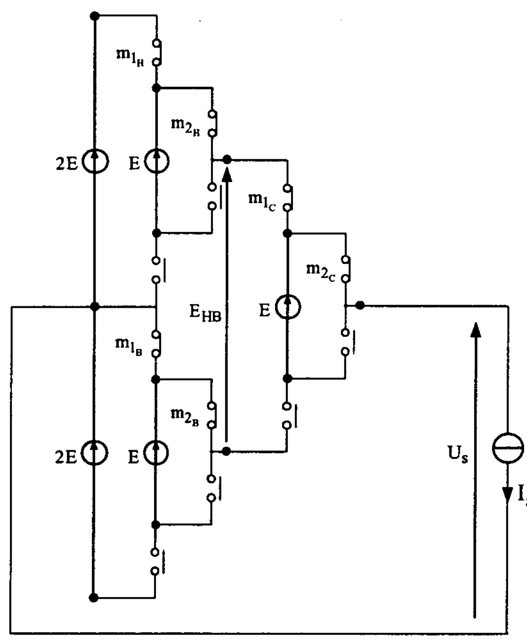


Figure 1.35 : Mise en cascade de structures multicellulaires série

La tension de sortie de cette structure s'écrit :

$$U_S = \left(-2 + m_{1_B} + m_{2_B} - m_{1_C} + m_{2_C}\right) \cdot E + m_{1_C} \cdot E_{HB}$$

avec
$$E_{HB} = \left[2 + \left(m_{1_H} - m_{1_B}\right) + \left(m_{2_H} - m_{2_B}\right)\right] \cdot E$$

Si cette structure est commandée de façon synchrone :

$$m_{1_H} = m_{1_B}$$
$$m_{2_H} = m_{2_B}$$

simplifiant ainsi les écritures :

$$E_{HB} = 2 \cdot E$$

$$U_S = \left(-2 + m_{1_B} + m_{2_B} + m_{1_C} + m_{2_C}\right) \cdot E$$

Cette structure est à comparer à la topologie présentée figure 1.36

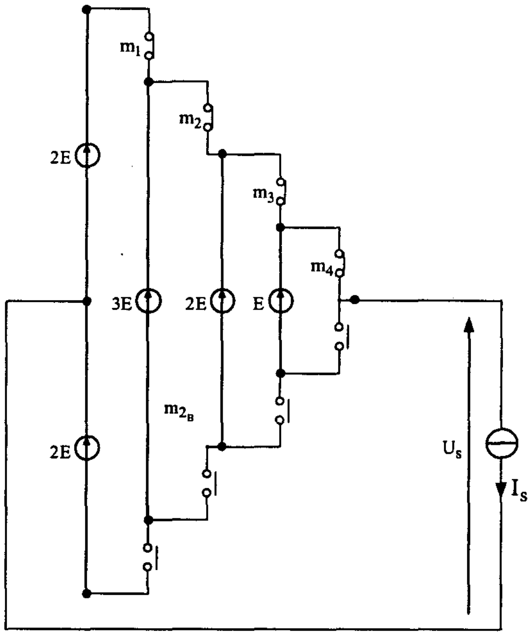


Figure 1.36 : Topologie multicellulaire série quatre cellules

L'avantage majeur réside dans les faibles valeurs de tension supportées par les condensateurs utilisés comme sources de tensions.

En revanche, le nombre de ces condensateurs, ainsi que le nombre de semi-conducteurs est plus important.

IV.2.2 Association en cascade de structures N.P.C.

Ce type d'association n'est pas envisageable car cette structure nécessite un point milieu de connexion pour les diodes de clamp. Or, ce point n'existe pas sur une source de tension fictive.

La seule alternative envisageable est présentée figure 1.37.

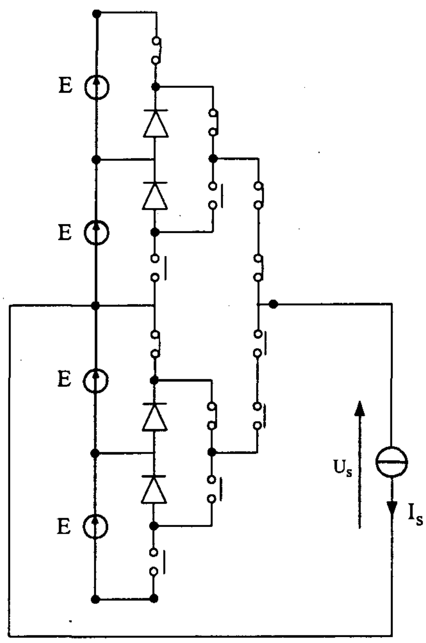


Figure 1.37

Cette structure ne présente pas d'avantage par rapport à la structure N.P.C. correspondante, figure 1.38.

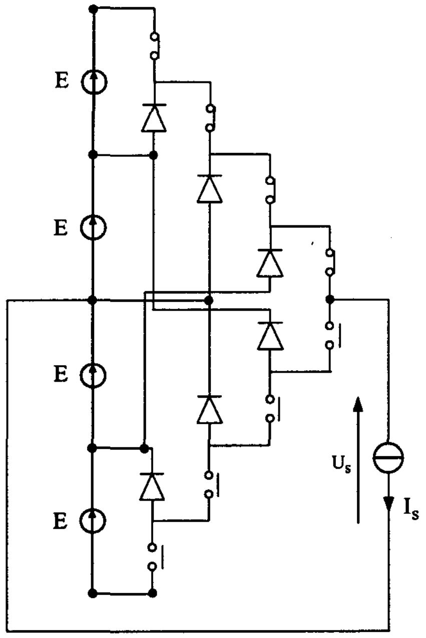


Figure 1.38 : Structure de type N.P.C.

IV.2.3 Association en cascade de structures N.P.C. et multicellulaires

Pour des raisons identiques à celles vues en IV.2.2, seul le cas présenté figure 1.39 est envisageable.

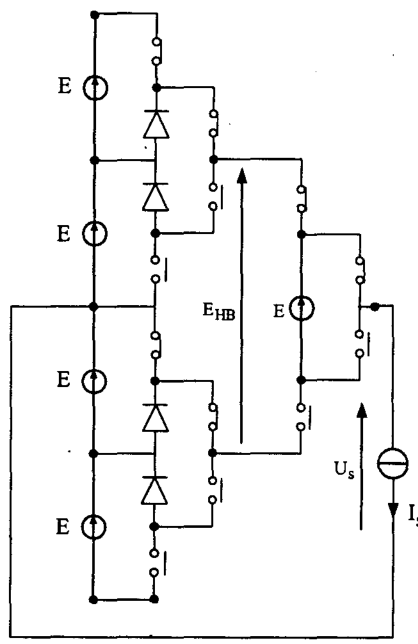


Figure 1.39 : Association hybride de topologies N.P.C. et multicellulaires série

La commande appliquée à cette structure devant, comme nous l'avons déjà vu, assurer à E_{HB} une valeur égale à 2E.

IV.3 Conclusions

L'intérêt de l'association en cascade de certaines topologies, différentes de la cellule élémentaire de commutation, est d'aboutir à des structures présentant une haute tension en entrée et en sortie.

Des hypothèses de commande particulières permettent de modifier ces structures par dégradation de la structure initiale.

Evidemment, l'association en cascade n'étant qu'un mode de connexion, et non une structure à part entière, il est possible de généraliser ce qui vient d'être vu dans ce paragraphe à tous les types de topologies, et d'en étudier à chaque fois l'incidence.

CONCLUSIONS

La cellule élémentaire de commutation, considérée comme un quadripôle, a fait l'objet de différentes combinaisons d'associations rencontrées habituellement en électronique : aucune connexion, mise en série, en parallèle, à point commun des tensions d'entrée et de sortie.

Une seule structure utile à la réalisation de structures haute tension en est ressortie : la cellule généralisée de commutation. Mais cette topologie, utile en fonctionnement multiniveaux, présente quelques contraintes de réalisation, et montre des limites pour des tensions de sortie trop élevées.

L'autre solution directement exploitable est la mise en série des tensions de sortie. Mais cette topologie présente un inconvénient pour certaines applications : l'isolement physique des sources de tension.

L'association en cascade de topologies à tensions de sortie connectées en étoiles et à neutre indirect, constitue une réponse à cette difficulté, en réunissant, au sein d'une même structure, une haute tension d'entrée et de sortie.

CHAPITRE II

ELABORATION DU MODELE DE VARIATION DU HACHEUR MULTICELLULAIRE SERIE

INTRODUCTION

La structure multicellulaire série, développée au début des années 90 au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de Toulouse (France), permet, grâce à son architecture, d'obtenir de hautes tensions en sortie de convertisseur, tout en limitant les tensions aux bornes des interrupteurs bloqués.

La charge des condensateurs présents au sein de cette structure conditionne la sûreté de bon fonctionnement. Il semble donc essentiel de comprendre les phénomènes auxquels sont soumis ces éléments.

Cette compréhension implique obligatoirement la définition d'un modèle du convertisseur [24] [25] [26] [27].

Ce modèle est donc avant tout un modèle de connaissance qui doit réunir des qualités de précision et d'interprétation.

Un modèle moyen du convertisseur, établi à l'aide des outils de modélisation développés au L.2.E.P., faisant intervenir des fonctions génératrices, occulte complètement les phénomènes de charge, puisque la notion de décalage des commandes en est absente [28].

Différents modèles ont été développés par l'équipe du L.E.E.I. : un modèle « non linéaire affine » [29], et un modèle harmonique [30] [31]. Ce dernier introduit les harmoniques de courant et de tension afin d'expliquer les phénomènes de charge des condensateurs.

Le modèle de variation issu de nos travaux offre une approche différente, en déterminant l'équation de variation de chaque tension flottante, en fonction des différents paramètres du convertisseur (charge, commande, topologie).

Nous verrons que ce modèle, dont le but initial est d'aider à la compréhension des phénomènes de charge, s'avère également être un outil de simulation intéressant.

Le convertisseur servant de support à notre étude est le hacheur multicellulaire série unidirectionnel en tension et en courant, débitant sur les deux types de charge passive les plus fréquemment rencontrés : charges purement résistive et résistive-inductive.

Au cours de la première partie, nous rappellerons brièvement la topologie et l'intérêt du hacheur multicellulaire série.

La deuxième partie présentera l'élaboration du modèle de variation de ce convertisseur. Celui-ci, établi pour chacune des charges, nous permettra d'analyser et d'interpréter les phénomènes de charge imposés aux condensateurs.

Pour cela, nous serons amenés à étudier la commande utilisée pour le contrôle du convertisseur, et l'influence de celle-ci sur l'évolution des tensions flottantes. Ceci fera l'objet de la troisième partie.

I RAPPELS SUR LE HACHEUR MULTICELLULAIRE SÉRIE

I.1 La structure

Le hacheur multicellulaire série est représenté figure 2.1.

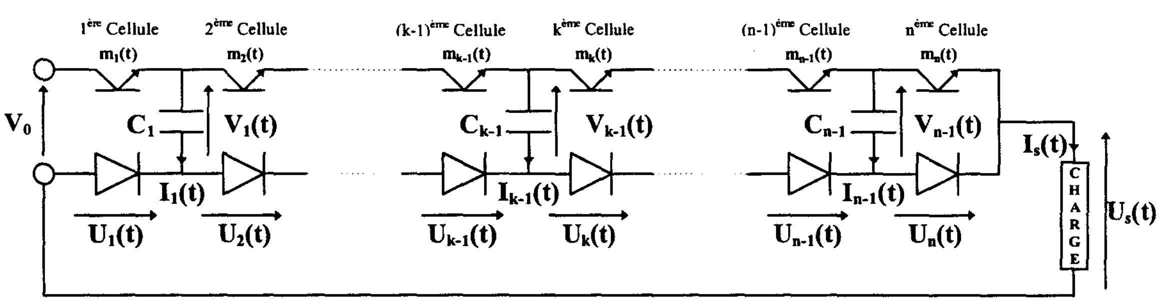


Figure 2.1 : Hacheur multicellulaire série

Cette structure est composée de n cellules reliant entre eux n-1 condensateurs de capacité C_k. Par la suite, et par abus d'écriture, nous confondrons dans leurs notations la capacité et le condensateur auquel elle se rapporte.

Les deux interrupteurs composant chaque cellule sont unidirectionnels en tension et en courant : une diode et un transistor.

Nous notons $m_k(t)$ l'état de la cellule k :

- $m_k(t) = 1$: le transistor est passant, la diode est bloquée
- $m_k(t) = 0$: la diode est passante, le transistor est bloqué

Les interrupteurs d'une même cellule ont des états de conduction complémentaires.

Dans le cas d'un fonctionnement parfaitement continu, nous pouvons supposer confondus les ordres de commandes appliqués aux transistors et leurs états de conduction respectifs.

La tension d'entrée du convertisseur, V_0 , est une tension continue, supposée parfaitement constante.

$V_k(t)$ est la tension mesurée aux bornes du condensateur C_k , situé entre les cellules k et k+1, traversé par un courant noté $I_k(t)$.

La tension de sortie de la cellule k est notée $U_k(t)$.

La tension de sortie du convertisseur, $U_s(t)$, est appliquée à une charge, purement résistive ou résistive-inductive.

Le courant de sortie qui en résulte est noté $I_s(t)$.

I.2 Intérêt de la structure multicellulaire série

L'intérêt de la structure multicellulaire série pour la réalisation de structures multiniveaux a été démontré à plusieurs reprises.

Celui-ci réside dans un équilibrage des tensions $V_k(t)$, autour de valeurs particulières, assurant une répartition homogène des contraintes en tension subies par les interrupteurs bloqués. En effet, dans la mesure où chaque tension $V_k(t)$ peut être fixée à une valeur voisine de $\frac{n-k}{n} \cdot V_0$, la tension supportée par chaque interrupteur bloqué devient, en valeur absolue, égale à $\frac{V_0}{n}$.

L'obtention d'une haute tension de sortie ne pose alors, théoriquement, plus aucune difficulté.

I.3 Conclusions

Les rappels précédents témoignent de l'importance que peut avoir une meilleure compréhension des phénomènes de charge des condensateurs.

Pour cela, nous allons établir le modèle de variation du hacheur multicellulaire série débitant sur charge purement résistive, puis sur charge résistive-inductive.

II ÉTABLISSEMENT DU MODÈLE DE VARIATION DU HACHEUR MULTICELLULAIRE SÉRIE

II.1 Cas d'une charge purement résistive

La topologie servant de support à cette première étude est représentée figure 2.2. La charge est constituée d'un résistor de résistance R.

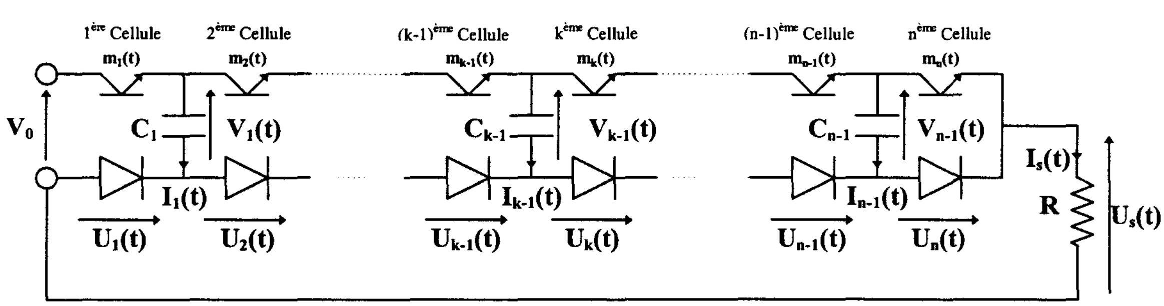


Figure 2.2 : Hacheur multicellulaire débitant sur charge purement résistive

L'élaboration du modèle de variation réside dans la détermination des équations de variation des différentes tensions $V_k(t)$. Plusieurs étapes sont nécessaires à l'obtention de ce résultat.

II.1.1 Expression de la tension de sortie du convertisseur : $U_s(t)$

La tension $U_s(t)$ en sortie du convertisseur est obtenue par la sommation des tensions mesurées aux sorties des différentes cellules.

(2.1)
$$U_s(t) = \sum_{k=1}^{n} U_k(t)$$

La tension $U_k(t)$ en sortie de la cellule k s'exprime

(2.2)
$$U_k(t) = m_k(t) \cdot \left[V_{k-1}(t) - V_k(t)\right]$$
$$\forall k \in \{1,\ldots,n\} \text{ et où } V_n(t) = 0$$

De ces deux égalités est tirée l'expression de la tension de sortie du convertisseur

(2.3)
$$U_s(t) = \sum_{k=1}^{n} \left\{m_k(t) \cdot \left[V_{k-1}(t) - V_k(t)\right]\right\}$$

En notant $\Delta m_k(t) = m_{k+1}(t) - m_k(t)$, (2.3) s'écrit aussi

$$\boxed{U_s(t) = m_1(t) \cdot V_0 + \sum_{k=1}^{n-1} \left[\Delta m_k(t) \cdot V_k(t)\right]}$$

Eq 2.1 : Tension de sortie du hacheur

Remarque : Puisque $m_k(t)$ et $m_{k+1}(t)$ sont à valeurs discrètes dans l'ensemble {0 , 1}, la nouvelle notation $\Delta m_k(t)$ est à valeurs discrètes dans l'ensemble {-1, 0 , 1}.

II.1.2 Expression du courant de sortie du convertisseur : $I_s(t)$

La charge du convertisseur étant purement résistive, le courant de sortie s'écrit

$$\boxed{I_s(t) = \frac{U_s(t)}{R}}$$

Eq 2.2 : Courant de sortie du hacheur

II.1.3 Expression du courant de charge du condensateur C_j : $I_j(t)$

En observant la figure 2.2, on détermine l'expression de ce courant

(2.4) $$I_j(t) = -\Delta m_j(t) \cdot I_s(t)$$

Soit, en considérant (Eq 2.2)

$$\boxed{I_j(t) = -\Delta m_j(t) \cdot \frac{U_s(t)}{R}}$$

Eq 2.3 : Courant de charge du condensateur C_j

II.1.4 Expression de l'équation de variation de $V_j(t)$: $\Delta V_j(\Delta T)$

Les variations subies par la tension $V_j(t)$ dépendent du courant $I_j(t)$ selon la relation

(2.5) $$\frac{d}{dt}\left[V_j(t)\right] = \frac{I_j(t)}{C_j}$$

Soit, en notant $\overset{\circ}{V}_j(t) = \frac{d}{dt}\left[V_j(t)\right]$ et $\tau_j = R \cdot C_j$

(2.6) $$\overset{\circ}{V}_j(t) = -\Delta m_j(t) \cdot \frac{U_s(t)}{\tau_j}$$

Ecrite différemment grâce à (Eq 2.1), cette égalité devient

$$\overset{\circ}{V}_j(t) + \frac{\left[\Delta m_j(t)\right]^2}{\tau_j} \cdot V_j(t) = -\Delta m_j(t) \cdot \frac{m_1(t) \cdot V_0 + \sum\limits_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{n-1} \Delta m_k(t) \cdot V_k(t)}{\tau_j} \tag{2.7}$$

L'évolution de la tension $V_j(t)$ est régie par cette équation différentielle du premier ordre, dont les coefficients ne sont pas constants.

Résoudre une telle équation passe nécessairement par plusieurs hypothèses simplificatrices.

a) Première hypothèse simplificatrice

Nous n'allons pas étudier cette équation de façon continue en fonction du temps, mais par intervalles de temps successifs. Pour cela, nous utilisons le fait que la commande du convertisseur est un processus discret.

Les ordres de commande appliqués au hacheur sont représentés par le vecteur $\left[M(t)\right] = \left[m_1(t), m_2(t), \ldots, m_j(t), \ldots, m_{n-1}(t), m_n(t)\right]$, ou par le vecteur commande $[\Delta M(t)]$ correspondant qui en est issu, $\left[\Delta M(t)\right] = \left[m_1(t), \Delta m_1(t), \ldots, \Delta m_j(t), \ldots, \Delta m_{n-2}(t), \Delta m_{n-1}(t)\right]$.

Chaque laps de temps pendant lequel ce vecteur commande sera constant (c'est à dire que les ordres envoyés vers les transistors demeurent inchangés) constituera un intervalle de temps évoqué plus haut.

Nous noterons respectivement t_i et t_f les instants de début et de fin de cet intervalle. La durée de celui-ci sera notée ΔT. Chaque intervalle sera qualifié d'intervalle d'intégration.

Le vecteur commande conserve donc, pendant toute la durée ΔT, la valeur occupée à l'instant initial t_i, soit $\left[\Delta M(t_i)\right] = \left[m_1(t_i), \Delta m_1(t_i), \ldots, \Delta m_j(t_i), \ldots, \Delta m_{n-2}(t_i), \Delta m_{n-1}(t_i)\right]$. Donc, pendant toute la durée ΔT, le terme de l'équation différentielle $\frac{\left[\Delta m_j(t_i)\right]^2}{\tau_j}$ demeure constant.

b) Deuxième hypothèse simplificatrice

Sur un intervalle d'intégration, le vecteur commande est constant, mais les différentes tensions $V_k(t)$ autres que Vj(t) ne le sont pas forcément. Par conséquent, le second membre de l'équation différentielle est toujours variable en fonction du temps.

Si nous supposons les variations des tensions $V_k(t)$ faibles pendant la durée ΔT, les calculs peuvent être menés en supposant les valeurs de ces tensions égales aux valeurs occupées en début d'intervalle d'intégration. Nous supposons de ce fait que la valeur en t_i de chaque tension influe sur l'évolution de $V_j(t)$, mais qu'en revanche les variations subies par ces mêmes tensions n'ont aucune influence.

c) Equation différentielle simplifiée

Les deux hypothèses simplificatrices énoncées ci-dessus rendent constants les coefficients de l'équation différentielle (2.7).

En adoptant la notation suivante

$$A_j(t_i) = \left[\Delta m_j(t_i)\right]^2$$

$$B_j(t_i) = -\Delta m_j(t_i) \cdot \left[m_1(t_i) \cdot V_0 + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{n-1} \Delta m_k(t_i) \cdot V_k(t_i) \right]$$

celle-ci devient

$$\mathring{V}_j(t) + \frac{A_j(t_i)}{\tau_j} \cdot V_j(t) = \frac{B_j(t_i)}{\tau_j} \tag{2.8}$$

Les variations subies par la tension $V_j(t)$ sur un intervalle d'intégration de durée ΔT, débutant en t_i, seront régies par cette équation.

Deux cas peuvent alors se présenter :

- $\Delta m_j(t_i) = 0$

Les termes $A_j(t_i)$ et $B_j(t_i)$ étant nuls, (2.8) se réduit à $\overset{\circ}{V}_j(t) = 0$

La solution à cette équation est bien entendu $V_j(t) = V_j(t_i)$.

En un intervalle d'intégration de durée ΔT, la tension $V_j(t)$ ne subit aucune variation, et conserve sa valeur occupée en début d'intervalle d'intégration.

$$\boxed{\Delta V_j(\Delta T) = 0}$$

Eq 2.4 : Equation de variation de $V_j(t)$
pour $\Delta m_j(t_i) = 0$

- $|\Delta m_j(t_i)| = 1$

$\Delta m_j(t_i)$ vaut alors 1 ou –1, de sorte que $A_j(t_i)$ soit égal à l'unité. (2.8) devient alors

$$\overset{\circ}{V}_j(t) + \frac{1}{\tau_j} \cdot V_j(t) = \frac{B_j(t_i)}{\tau_j} \tag{2.9}$$

La solution d'une telle équation est

$$V_j(t) = \left[V_j(t_i) - B_j(t_i)\right] \cdot \exp\left(\frac{t_i - t}{\tau_j}\right) + B_j(t_i) \tag{2.10}$$

Donc, à tout instant situé entre t_i et t_f, la valeur de $V_j(t)$ est donnée par cette égalité.

En un intervalle d'intégration, la variation subie par cette tension s'obtient par différenciation de $V_j(t_f)$ et de $V_j(t_i)$, soit

$$\Delta V_j(\Delta T) = \left[B_j(t_i) - V_j(t_i)\right] \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_j}\right)\right]$$

$$\text{avec } B_j(t_i) = -\Delta m_j(t_i) \cdot \left[m_1(t_i) \cdot V_0 + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{n-1} \Delta m_k(t_i) \cdot V_k(t_i)\right]$$

Eq 2.5 : Equation de variation de $V_j(t)$

pour $|\Delta m_j(t_i)| = 1$

De ces équations de variation, nous allons déduire le modèle de variation du hacheur multicellulaire série débitant sur charge purement résistive.

II.1.5 Modèle de variation dans le cas d'une charge purement résistive

Quelque soit le vecteur commande, la variation de tension mesurée aux bornes du condensateur C_j est donnée par

(2.11)
$$\Delta V_j(\Delta T) = -\Delta m_j(t_i) \cdot U_s(t_i) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_j}\right)\right]$$
$$\forall j \in \{1, \ldots, n-1\}$$

Cette égalité est nécessaire à l'élaboration du modèle de variation recherché, mais n'est pas suffisante.

En effet, la topologie présentée figure 2.2 impose une contrainte physique supplémentaire aux sources de tension flottante, qui est :

(2.12)
$$V_{j+1}(t) \leq V_j(t) \leq V_{j-1}(t) \quad , \quad \forall j \in \{1, \ldots, n-1\}$$

Le modèle de variation complet du hacheur multicellulaire série débitant sur charge purement résistive s'exprime donc

$$\boxed{\begin{array}{c} \left\{ \begin{array}{l} \Delta V_j(\Delta T) = -\Delta m_j(t_i) \cdot U_s(t_i) \cdot \left[1 - \exp\left(-\dfrac{\Delta T}{\tau_j} \right) \right] \\ V_{j+1}(t) \le V_j(t) \le V_{j-1}(t) \end{array} \right\} \quad , \quad \forall j \in \{1, \dots, n-1\} \\ \\ \text{Avec } \tau_j = R \cdot C_j \end{array}}$$

Eq 2.6 : Modèle de variation du hacheur multicellulaire série débitant sur charge purement résistive

Ce modèle de variation fera l'objet de simulations lors du prochain chapitre, où nous traiterons du hacheur composé de quatre cellules.

Nous allons, pour clore cette partie consacrée à la charge purement résistive, simplifier quelque peu le modèle développé ci-dessus.

II.1.6 Simplification du modèle de variation

La constante de temps τ_j, produit de la résistance de charge par la capacité du condensateur étudié, témoigne de la dynamique du montage.

Si la valeur de cette constante est importante par rapport à la valeur de ΔT, l'exponentielle de l'équation de variation présentée en (Eq 2.6) peut faire l'objet d'un développement limité à l'ordre 1, soit :

(2.13) $$\exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_j} \right) \approx 1 - \frac{\Delta T}{\tau_j}$$

Le modèle de variation ainsi simplifié devient :

$$\boxed{\left\{\begin{array}{l}\Delta V_j(\Delta T) \approx -\dfrac{\Delta m_j(t_i)}{C_j}\cdot I_s(t_i)\cdot \Delta T \\ \\ V_{j+1}(t) \leq V_j(t) \leq V_{j-1}(t)\end{array}\right\} \quad , \quad \forall j \in \{1,\ldots,n-1\}}$$

Eq 2.7 : Modèle de variation simplifié du hacheur multicellulaire série débitant sur charge purement résistive

Puisque la constante de temps est de valeur importante, la dynamique du montage est faible, et les phénomènes de variation de tension se déroulent lentement. Dans un tel cas, la tension de sortie $U_s(t)$ peut être supposée constante pendant la durée ΔT.

Ce modèle simplifié fera également l'objet de simulations lors du prochain chapitre. Nous essaierons également de déterminer les limites de validité de cette simplification.

Nous allons maintenant élaborer le modèle de variation du hacheur multicellulaire série débitant sur charge résistive-inductive.

II.2 Cas d'une charge résistive-inductive

La topologie servant de support à cette seconde étude est représentée figure 2.3. La charge est constitué d'un résistor de résistance R et d'une bobine inductive d'inductance L.

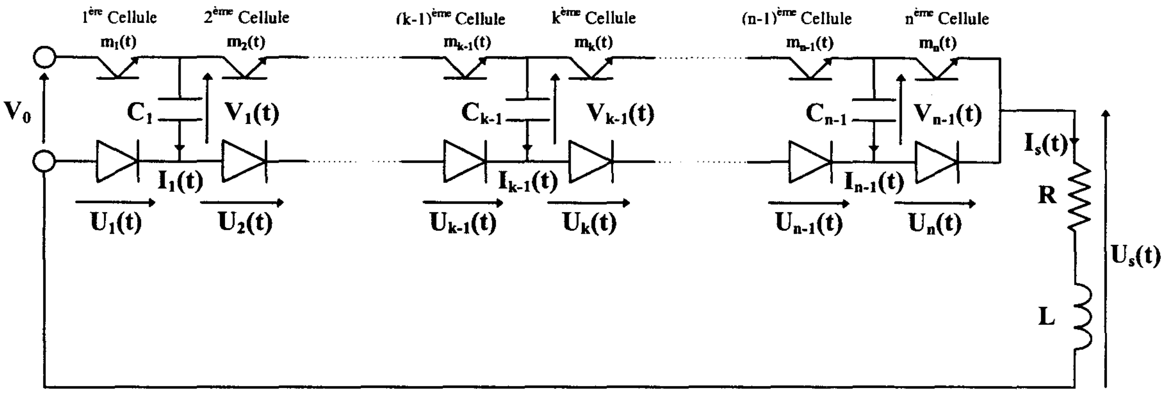


Figure 2.3 : Hacheur multicellulaire débitant sur charge résistive-inductive

La démarche adoptée dans ce paragraphe est identique à celle vue au paragraphe précédent.

II.2.1 Expression de la tension de sortie du convertisseur : $U_s(t)$

L'expression de cette tension est indépendante de la charge connectée au convertisseur. Elle reste donc inchangée, égale à (Eq 2.1)

$$\boxed{U_s(t) = m_1(t) \cdot V_0 + \sum_{k=1}^{n-1} \left[\Delta m_k(t) \cdot V_k(t)\right]}$$

Eq 2.1 : Tension de sortie du hacheur

II.2.2 Expression du courant de sortie du convertisseur : $I_s(t)$

L'évolution du courant de sortie est donnée par l'équation différentielle du premier ordre

(2.14) $$L \cdot \overset{\circ}{I}_s(t) + R \cdot I_s(t) = U_s(t)$$

Soit, en notant $\tau_s = \frac{L}{R}$

(2.15) $$\overset{\circ}{I}_s(t) + \frac{I_s(t)}{\tau_s} = \frac{U_s(t)}{L}$$

Le second membre de cette équation est variable en fonction du temps. Nous allons mener nos calculs en envisageant les mêmes simplifications que précédemment, c'est à dire :

- les variations sont calculées sur des intervalles d'intégration de durée $\Delta T = t_f - t_i$
- les calculs utilisent la valeur occupée par la tension de sortie à l'instant t_i : $U_s(t_i)$

Pour un intervalle d'intégration donné, l'évolution du courant de sortie sera donc régie par l'équation différentielle du premier ordre à coefficients constants (2.16), dont la solution est donnée par (Eq 2.8).

(2.16) $$\overset{\circ}{I}_s(t) + \frac{I_s(t)}{\tau_s} = \frac{U_s(t_i)}{L}$$

$$\boxed{I_s(t) = I_s(t_i) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right) + \frac{U_s(t_i)}{R} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right)\right]}$$

Eq 2.8 : Courant de sortie du hacheur

II.2.3 Expression du courant de charge du condensateur C_j : $I_j(t)$

Le courant traversant le condensateur C_j s'exprime toujours en fonction du courant de sortie

(2.4) $$I_j(t) = -\Delta m_j(t) \cdot I_s(t)$$

Soit, en substituant $I_s(t)$ par (Eq 2.8)

$$\boxed{I_j(t) = -\Delta m_j(t) \cdot \left\{ I_s(t_i) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right) + \frac{U_s(t_i)}{R} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right)\right]\right\}}$$

Eq 2.9 : Courant de charge du condensateur C_j

Au cours d'un intervalle d'intégration, la valeur du courant traversant le condensateur C_j sera donnée par (Eq 2.9).

II.2.4 Expression de l'équation de variation de $V_j(t)$: $\Delta V_j(\Delta T)$

Les variations subies par la tension $V_j(t)$ dépendent du courant $I_j(t)$ selon la relation (2.5).

(2.5) $$d\left[V_j(t)\right] = \frac{I_j(t)}{C_j} \cdot dt$$

soit, en substituant $I_j(t)$ par (Eq 2.9)

$$d\left[V_j(t)\right] = -\frac{\Delta m_j(t)}{C_j} \cdot \left\{ I_s(t_i) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right) + \frac{U_s(t_i)}{R} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right)\right]\right\} \cdot dt \qquad (2.17)$$

Pour un intervalle d'intégration donné, de durée ΔT, la variation subie par $V_j(t)$ sera

$$\Delta V_j(\Delta T) = -\frac{\Delta m_j(t_i)}{C_j} \cdot \int_{t_i}^{t_i+\Delta T} \left\{ I_s(t_i) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right) + \frac{U_s(t_i)}{R} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_i}{\tau_s}\right)\right]\right\} \cdot dt \qquad (2.18)$$

Soit

$$\Delta V_j(\Delta T) = -\frac{\Delta m_j(t_i)}{C_j} \cdot \left\{ \tau_s \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_s}\right)\right] \cdot \left[I_s(t_i) - \frac{U_s(t_i)}{R}\right] + \Delta T \cdot \frac{U_s(t_i)}{R} \right\} \qquad (2.19)$$

Reportons nous à l'expression du courant de sortie (Eq 2.8). La variation subie par ce courant pendant le même intervalle d'intégration s'obtient par différenciation de $I_s(t_f)$ et $I_s(t_i)$, soit

$$\Delta I_s(\Delta T) = I_s(t_i) \cdot \exp\left(-\frac{t_f - t_i}{\tau_s}\right) + \frac{U_s(t_i)}{R} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t_f - t_i}{\tau_s}\right)\right] - I_s(t_i) \qquad (2.20)$$

Egalité que nous pouvons encore écrire

$$\Delta I_s(\Delta T) = -\left[I_s(t_i) - \frac{U_s(t_i)}{R}\right] \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_s}\right)\right] \qquad (2.21)$$

D'où l'expression finale de l'équation de variation de $V_j(t)$

$$\boxed{\Delta V_j(\Delta T) = -\frac{\Delta m_j(t_i)}{\tau_j} \cdot \left[\Delta T \cdot U_s(t_i) - L \cdot \Delta I_s(\Delta T)\right]}$$

Eq 2.10 : Equation de variation de $V_j(t)$

II.2.5 Modèle de variation dans le cas d'une charge résistive-inductive

(Eq 2.10) témoigne de la dépendance entre la variation de tension et la variation du courant de sortie pour un intervalle d'intégration donné.

Cette notion n'apparaissait pas dans le modèle développé pour une charge purement résistive, car le courant de sortie était directement liée à la tension de sortie par une égalité non différentielle.

Cela constitue un élément supplémentaire à prendre en considération pour l'élaboration du modèle de variation.

Celui-ci aura donc pour expression

$$\left\{\begin{array}{l} \Delta I_s(\Delta T) = -\left[I_s(t_i) - \frac{U_s(t_i)}{R}\right] \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_s}\right)\right] \\ \Delta V_j(\Delta T) = -\frac{\Delta m_j(t_i)}{\tau_j} \cdot \left[\Delta T \cdot U_s(t_i) - L \cdot \Delta I_s(\Delta T)\right] \\ V_{j+1}(t) \le V_j(t) \le V_{j-1}(t) \end{array}\right\} , \ \forall j \in \{1,\ldots,n-1\}$$

$$\text{Avec } \tau_j = R \cdot C_j \ , \ \tau_s = \frac{L}{R}$$

Eq 2.11 : Modèle de variation du hacheur multicellulaire série débitant sur charge résistive-inductive

Ce modèle fera également l'objet de simulation lors du prochain chapitre.

II.3 Conclusions

Les modèles de variation développés au cours de cette deuxième partie de chapitre font appel à une notion d'intervalle d'intégration, défini comme un intervalle de temps pendant lequel les ordres de commande envoyés aux transistors demeurent inchangés.

Afin de détailler plus précisément cette notion, nous allons nous intéresser, au cours de la troisième partie, au mode de commande du hacheur multicellulaire série.

Nous serons alors en mesure d'établir l'influence de ce mode sur les phénomènes de charge imposés aux condensateurs.

III ÉTUDE DU MODE DE COMMANDE DU HACHEUR MULTICELLULAIRE SÉRIE

La commande que nous avons retenue est une Modulation de Largeur d'Impulsions (M.L.I.), où les ordres envoyés aux transistors sont obtenus par comparaison d'une onde de référence à un ensemble de porteuses triangulaires.

III.1 Rappel du principe de commande M.L.I. à porteuses triangulaires (Figure 2.4)

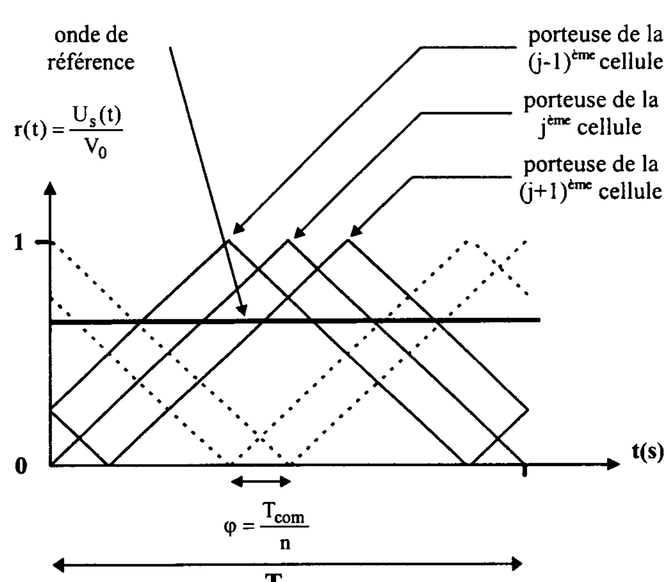


Figure 2.4 : Principe de la commande à M.L.I.
à porteuses triangulaires

III.1.1 Les porteuses triangulaires

Le nombre de porteuses triangulaires est égal au nombre de cellules composant le hacheur, soit n porteuses.

Dans le cas présent du hacheur, elles sont de valeur positive, avec une amplitude égale à l'unité.

Le déphasage φ entre deux porteuses consécutives peut être quelconque. Toutefois, de nombreux travaux montrent que le choix $\varphi = \frac{T_{com}}{n}$, où $T_{com} = \frac{1}{F_{com}}$ est la période de chaque porteuse, présente deux avantages :

- la réduction du contenu harmonique de l'onde de sortie, et le regroupement en familles multiples de $n \cdot F_{com}$ du spectre harmonique [32] [33] [34]

- la convergence des tensions $V_j(t)$ autour de valeurs particulières entraînant une répartition équilibrée des contraintes en tension subies par les interrupteurs bloqués.

Nous retiendrons donc cette hypothèse pour notre étude

(2.22) $$\varphi = \frac{T_{com}}{n}$$

III.1.2 L'onde de référence

Sa valeur est comprise entre 0 et 1, et vaut le rapport entre la tension de sortie Us(t) et la tension d'entrée V_0

(2.23) $$r(t) = \frac{U_s(t)}{V_0}$$

Cette valeur est variable en fonction du temps. Toutefois, si cette variation est de fréquence faible par rapport à F_{com}, nous pouvons considérer que r(t) demeure constante pendant une période T_{com}.

(2.24) $$r(t) \text{ constante pendant } T_{com}$$

III.1.3 Génération des impulsions de commande

Les impulsions $m_j(t)$ envoyées au transistor de la $j^{ème}$ cellule sont obtenues par comparaison de la $j^{ème}$ porteuse à r(t)

(2.25) $$\begin{aligned} r(t) > j^{ème} \text{ porteuse} &\Rightarrow m_j(t) = 1 : \text{ le transistor est à l'état passant} \\ r(t) < j^{ème} \text{ porteuse} &\Rightarrow m_j(t) = 0 : \text{ le transistor est à l'état bloqué} \end{aligned}$$

De ces ordres sont déduites les composantes du vecteur commande $[\Delta M(t)]$

(2.26) $$\Delta m_j(t) = m_{j+1}(t) - m_j(t)$$

Tout ceci est résumé figure 2.5.

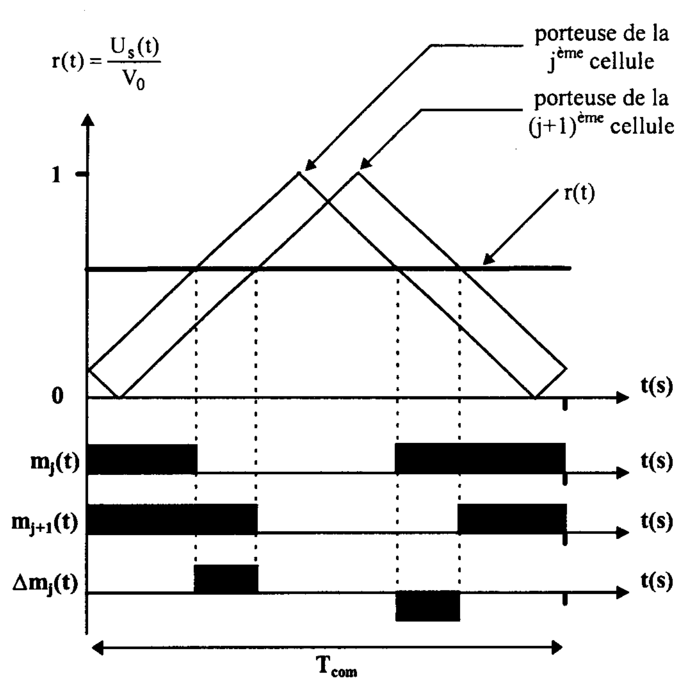


Figure 2.5 : Génération des impulsions de commande

Le rappel de ce principe de commande étant fait, nous allons nous intéresser de plus près à son influence sur le modèle de variation. Pour cela, nous allons introduire trois nouvelles notions : l'espace, le domaine et la zone de variation.

III.2 Notions d'espace, de domaines et de zones de variation

III.2.1 L'espace de variation de la tension $V_j(t)$

Comme le montre la figure 2.5, la valeur $\Delta m_j(t)$ est différente de zéro lorsque r(t) traverse l'espace situé entre deux fronts identiques (deux fronts montants ou deux fronts descendants) des porteuses j et j+1. Ce que résume la figure 2.6.

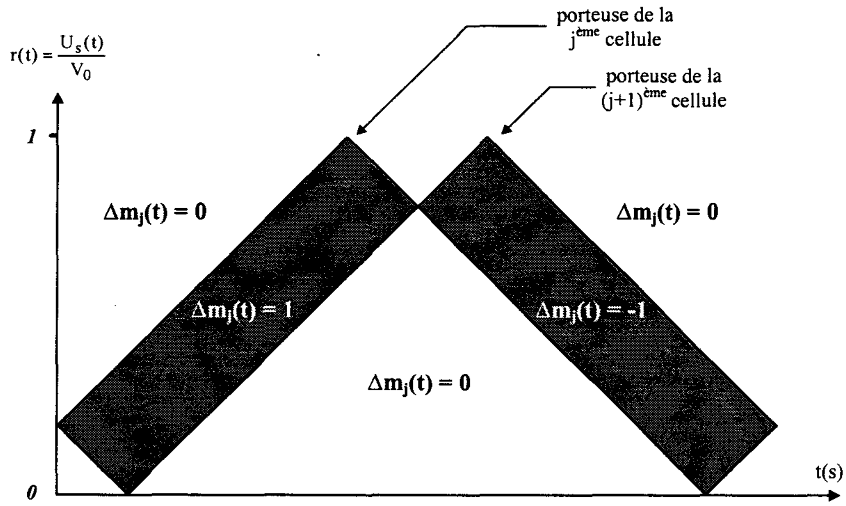


Figure 2.6 : Valeurs de $\Delta m_j(t)$ dans le plan (r,t)

Etudions l'influence de ce premier constat sur les modèles de variation développés précédemment.

III.2.1.1 Charge résistive

Reportons nous au modèle décrit par (Eq 2.6), que nous rappelons ci-dessous.

$$\left\{\begin{array}{l}\Delta V_j(\Delta T) = -\Delta m_j(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot\left[1-\exp\left(-\dfrac{\Delta T}{\tau_j}\right)\right] \\ V_{j+1}(t)\leq V_j(t)\leq V_{j-1}(t)\end{array}\right\}\quad,\quad \forall j\in\{1,\ldots,n-1\}$$

Avec $\tau_j = R\cdot C_j$

Lorsque r(t) traverse une zone du plan (r,t) correspondant à $\Delta m_j(t_i) = 0$, la variation subie par la tension $V_j(t)$ sera nulle.

Seule la traversée de la zone grisée sur la figure 2.6 aura une influence sur l'évolution de cette tension (à condition, bien sûr, que ΔT soit différent de zéro).

Deux cas sont à différencier.

- $\Delta m_j(t_i) = 1$

Le modèle de variation devient

$$\left\{\begin{array}{l}\Delta V_j(\Delta T) = -U_s(t_i)\cdot\left[1-\exp\left(-\dfrac{\Delta T}{\tau_j}\right)\right] \\ V_{j+1}(t)\leq V_j(t)\leq V_{j-1}(t)\end{array}\right\}\quad,\quad \forall j\in\{1,\ldots,n-1\}$$

Avec $\tau_j = R\cdot C_j$

Dans le cas présent d'un hacheur, la tension de sortie $U_S(t)$ est positive à chaque instant. De plus, le terme $1-\exp\left(-\dfrac{\Delta T}{\tau_j}\right)$ est rigoureusement positif.

La valeur positive de $\Delta m_j(t_i)$ implique donc une valeur négative de $\Delta V_j(\Delta T)$, c'est à dire une décharge du condensateur C_j.

(2.27) $$\left[\Delta m_j(t_i)=1\right] \Rightarrow \left[\text{Décharge du condensateur } C_j\right]$$

- $\Delta m_j(t_i) = -1$

$$\left\{\begin{array}{l} \Delta V_j(\Delta T) = U_s(t_i)\cdot\left[1-\exp\left(-\dfrac{\Delta T}{\tau_j}\right)\right] \\ V_{j+1}(t) \le V_j(t) \le V_{j-1}(t) \end{array}\right\} \quad , \quad \forall j \in \{1,\ldots,n-1\}$$

$$\text{Avec } \tau_j = R\cdot C_j$$

Pour les mêmes raisons que précédemment, une valeur négative de $\Delta m_j(t_i)$ implique une valeur positive de $\Delta V_j(t)$, c'est à dire une charge du condensateur C_j.

(2.28) $$\left[\Delta m_j(t_i)=-1\right] \Rightarrow \left[\text{Charge du condensateur } C_j\right]$$

III.2.1.2 Charge résistive-inductive

Reportons nous aux équations de variation décrites par (Eq 2.10)

$$\left\{\begin{array}{l} \Delta I_s(\Delta T) = -\left[I_s(t_i)-\dfrac{U_s(t_i)}{R}\right]\cdot\left[1-\exp\left(-\dfrac{\Delta T}{\tau_s}\right)\right] \\ \Delta V_j(\Delta T) = -\dfrac{\Delta m_j(t_i)}{\tau_j}\cdot\left[\Delta T\cdot U_s(t_i) - L\cdot \Delta I_s(\Delta T)\right] \\ V_{j+1}(t) \le V_j(t) \le V_{j-1}(t) \end{array}\right\} \quad , \quad \forall j \in \{1,\ldots,n-1\}$$

$$\text{Avec } \tau_j = R\cdot C_j \text{ , } \tau_s = \frac{L}{R}$$

Lorsque $\Delta m_j(t_i)$ est nul, la variation de tension l'est également.

Pour le cas où $\Delta m_j(t_i)$ vaut 1 ou -1, le résultat est moins évident, puisque le signe du terme $\Delta T \cdot U_S(t_i) - L \cdot \Delta I_S(\Delta T)$ n'apparaît pas de façon simple.

Ecrit différemment, ce terme devient, en notant $E_S = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_S}\right)$

(2.29) $$U_S(t_i) \cdot \tau_S \cdot \left(\frac{\Delta T}{\tau_S} - E_S\right) + L \cdot I_S(t_i) \cdot E_S$$

L'étude de cette expression fournit le tableau de variation suivant.

$\frac{\Delta T}{\tau_S}$	0 $\qquad$ $+\infty$
E_s	0 $\nearrow$ 1
$L \cdot I_S(t_i) \cdot E_S$	positif
$U_S(t_i) \cdot \tau_S \cdot \left(\frac{\Delta T}{\tau_S} - E_S\right)$	positif

(2.29) est donc positif quelque soit la valeur de $\frac{\Delta T}{\tau_S}$. $\Delta V_j(\Delta T)$ sera du signe opposé à celui de $\Delta m_j(t_i)$.

On retrouve donc, comme pour la charge purement résistive

(2.30) $$\left[\Delta m_j(t_i) = 1\right] \Rightarrow \left[\text{Décharge du condensateur } C_j\right]$$

(2.31) $$\left[\Delta m_j(t_i) = -1\right] \Rightarrow \left[\text{Charge du condensateur } C_j\right]$$

Que la charge du convertisseur soit purement résistive ou résistive-inductive, le comportement du condensateur C_j selon l'onde de référence r(t) se résume de la façon indiquée figure 2.7.

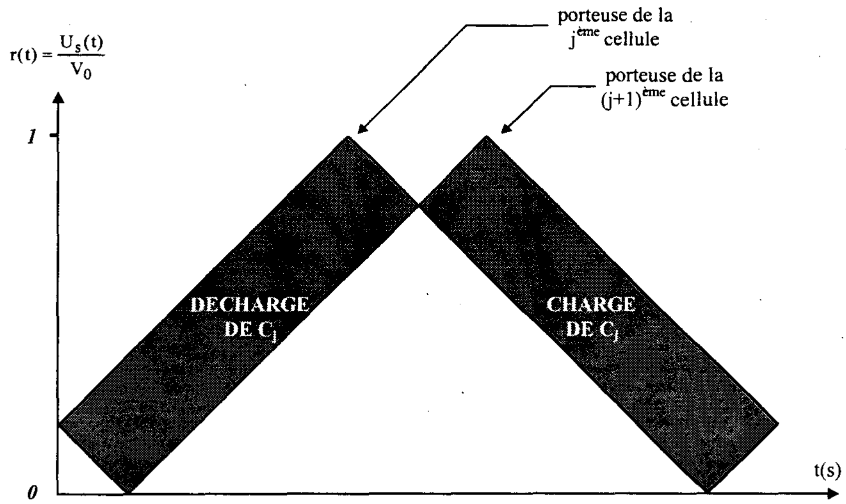


Figure 2.7 : Influence de la commande sur la charge du condensateur C_j

L'espace défini ci-dessus constitue l'espace de variation de la tension $V_j(t)$. Nous le notons ε_j.

La détermination qualitative du phénomène de charge propre à C_j effectuée, il reste à préciser de façon quantitative ce phénomène. Pour cela, il nous faut introduire la notion de domaine de variation.

III.2.2 Le domaine de variation

Nous avons démontré que la variation de la tension $V_j(t)$ dépend de la tension $U_s(t_i)$, qui nous le rappelons, s'exprime

$$U_s(t_i) = m_1(t_i) \cdot V_0 + \sum_{k=1}^{n-1} \left[\Delta m_k(t_i) \cdot V_k(t_i) \right]$$

La valeur de cette tension dépend du vecteur commande $[\Delta M(t_i)]$ appliqué à l'ensemble du convertisseur.

L'espace de variation ε_j se décompose, dans le plan (r,t), en quadrilatères à l'intérieur desquels le vecteur commande $[\Delta M(t_i)]$ demeure inchangé. Ces quadrilatères matérialisent l'intersection de ε_j avec l'ensemble des ε_k, k étant différent de j.

Ces quadrilatères constituent les domaines de variation.

Nous notons $\delta_{j,m}$ le domaine de variation situé à l'intersection de ε_j et ε_m.

(2.32) $$\delta_{j,m} = \varepsilon_j \cap \varepsilon_m$$

Chaque espace de variation se décompose en 2(n-1) domaines de variation, comme le montre la figure 2.8.

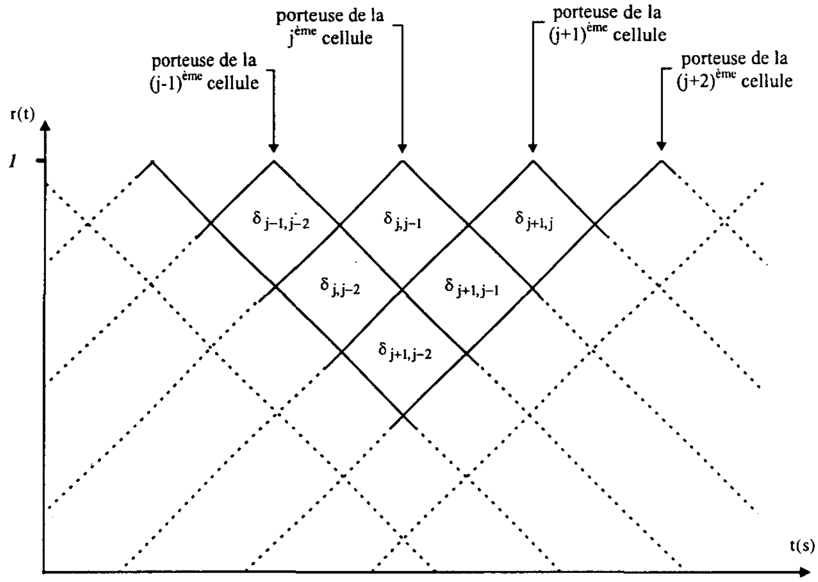


Figure 2.8 : Domaines de variation dans le plan (r,t)

A la traversée de chacun de ces domaines de variation correspond un intervalle d'intégration.

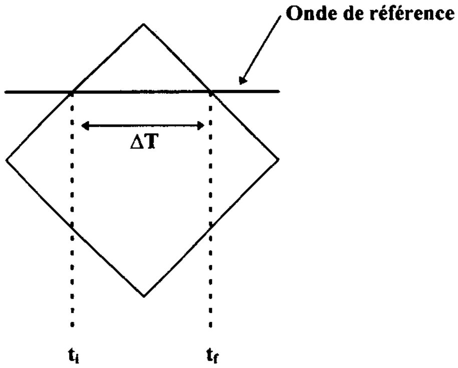


Figure 2.9 : La traversée d'un domaine de variation est un intervalle d'intégration

III.2.3 La zone de variation

Nous avons supposé, au début de ce chapitre, que l'onde de référence r(t) pouvait être considérée constante sur une durée égale à une période de porteuse T_{com}, dans la mesure où ses variations sont lentes par rapport à la fréquence des porteuses.

Ce choix nous permet de découper le plan (r,t) en n zones de variation, comme indiqué figure 2.10.

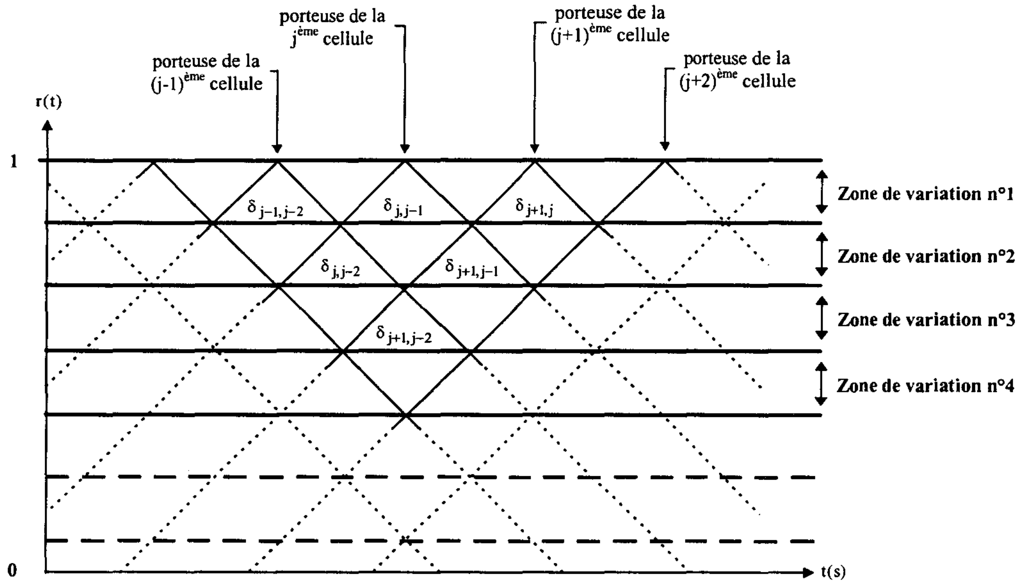


Figure 2.10 : Zones de variation dans le plan (r,t)

Puisque l'onde de référence est constante, elle sera forcément dans l'une de ces zones. Lorsque cette onde traverse la zone de variation (n-q), délimitée par les valeurs $r(t)=\frac{q}{n}$ et $r(t)=\frac{q+1}{n}$, l'évolution de la tension $V_j(t)$ pendant la durée T_{com} se fait alors selon le chronogramme présenté à la figure 2.11.

La valeur de référence r(t) est choisie, dans cet exemple, égale à $\frac{2\cdot q+1}{2\cdot n}$. Ainsi, les durées de traversée des domaines de variation ①, ②, ③ et ④ sont toutes égales à la même valeur ΔT.

Dans le cas d'un débit sur charge purement résistive, la variation de $V_j(t)$ sur chacun de ces domaines s'exprime selon (Eq 2.6), qui montre que cette variation est proportionnelle à la tension mesurée en sortie du hacheur à l'instant t_i : $U_s(t_i)$.

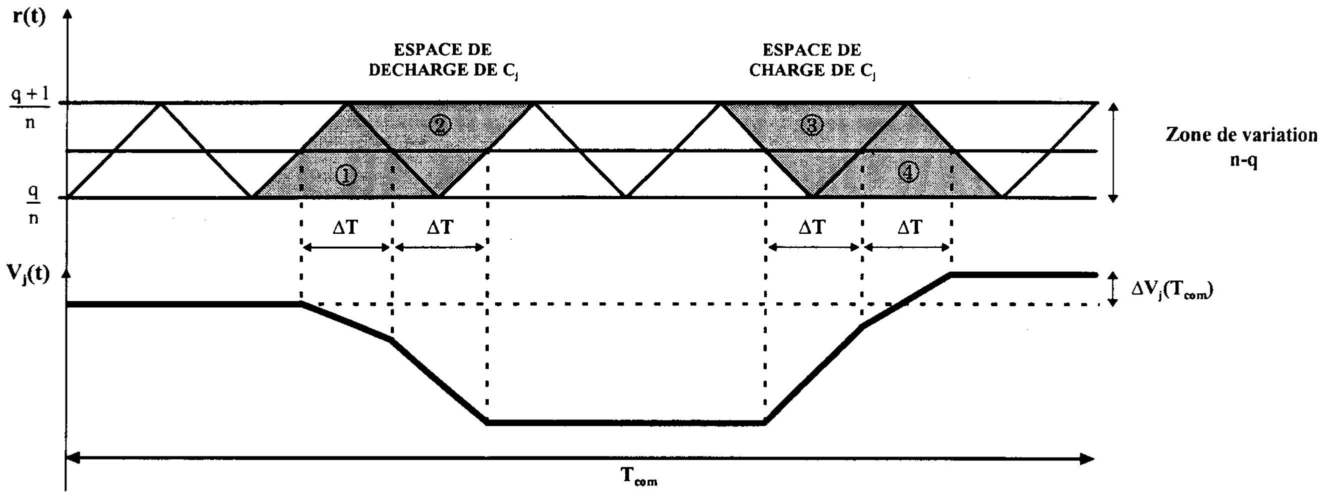


Figure 2.11 : Chronogramme de variation de $V_j(t)$

Ainsi, lorsque l'onde de référence traverse le domaine ①, centré sur $\frac{q}{n}$, $U_s(t_i)$ est proportionnelle à cette valeur, d'où un certain coefficient de variation de $V_j(t)$.

Lorsque l'onde traverse le domaine ②, centré sur $\frac{q+1}{n}$, $U_s(t_i)$ est proportionnelle à cette valeur, d'où un nouveau coefficient de variation de la tension $V_j(t)$, plus important que le précédent.

En procédant ainsi pour chaque domaine traversé, il est alors possible de déterminer la variation totale subie par $V_j(t)$ pendant une période T_{com}, $\Delta V_j(T_{com})$.

Evidemment, lorsque l'onde de variation ne traverse aucun des espaces de variation de $V_j(t)$ - espace de charge ou de décharge -, aucune variation de tension ne se produit.

La démarche envisagée ci-dessus peut également être appliquée au cas d'un débit sur charge résistive-inductive.

Il est donc possible de définir le vecteur variation de tension $[\Delta V(T_{com})]$ pour chacune de ces zones lors d'une période T_{com}.

Ce vecteur est égal à la somme des vecteurs variations associés aux domaines de variation traversés par l'onde de référence.

III.3 Conclusions

Cette dernière partie traitant du mode de commande du hacheur et de son influence sur les modèles de variation est délicate à traiter dans le cas d'un hacheur multicellulaire généralisé.

Toutefois, nous avons pu mettre en évidence la notion de domaines de variation, essentielle à l'utilisation des modèles de variations développés lors de la deuxième partie.

CONCLUSIONS

Au cours de ce chapitre, les modèles de variation du hacheur multicellulaire série, débitant sur charge purement résistive et résistive-inductive, ont été élaborés.

La connaissance du mode de commande appliqué au convertisseur permet, en association aux modèles de variation, d'élaborer les lois d'évolution régissant la charge des sources de tension flottante.

Aucune simulation n'a pu être menée afin de vérifier l'exactitude des modèles développés, puisqu'une étude généralisée ne se prête pas à ce type d'essais.

Le prochain chapitre va combler cette lacune, puisque nous allons envisager l'étude du hacheur composé de quatre cellules.

CHAPITRE III

VALIDATION DU MODELE DE VARIATION

INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de simuler les modèles de variation établis lors du précédent chapitre, de simuler le convertisseur réel grâce à un logiciel adapté, et de comparer les résultats obtenus afin de valider notre démarche.

Le convertisseur servant de support à cette étude est le hacheur quatre cellules.

I DESCRIPTION DU HACHEUR QUATRE CELLULES

I.1 La structure

Le hacheur quatre cellules est présenté figure 3.1.

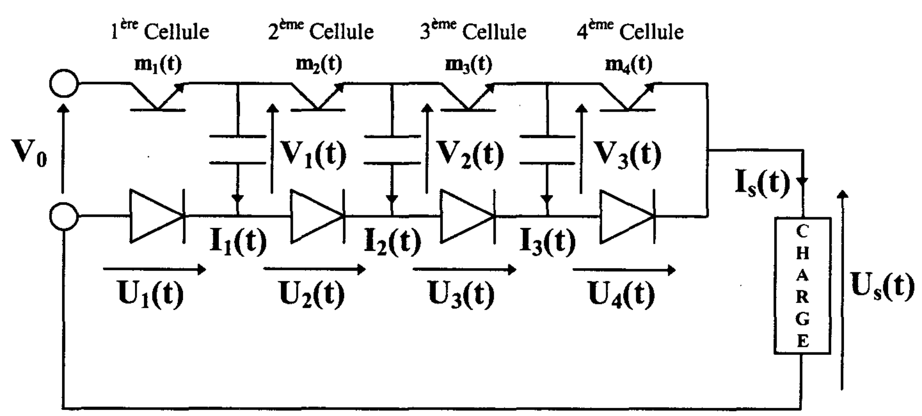


Figure 3.1 : Hacheur multicellulaire série quatre cellules

La description vue en première partie reste valable.

I.2 La commande

Quatre porteuses triangulaires, déphasées entre elles d'un angle $\varphi = \frac{T_{com}}{4}$, découpent le plan (r,T_{com}) en domaines de variations comme le montre la figure 3.2.

A chacun de ces domaines correspond un vecteur commande $[\Delta M(t)]$.

Enfin, les quatre zones de variation sont également indiquées.

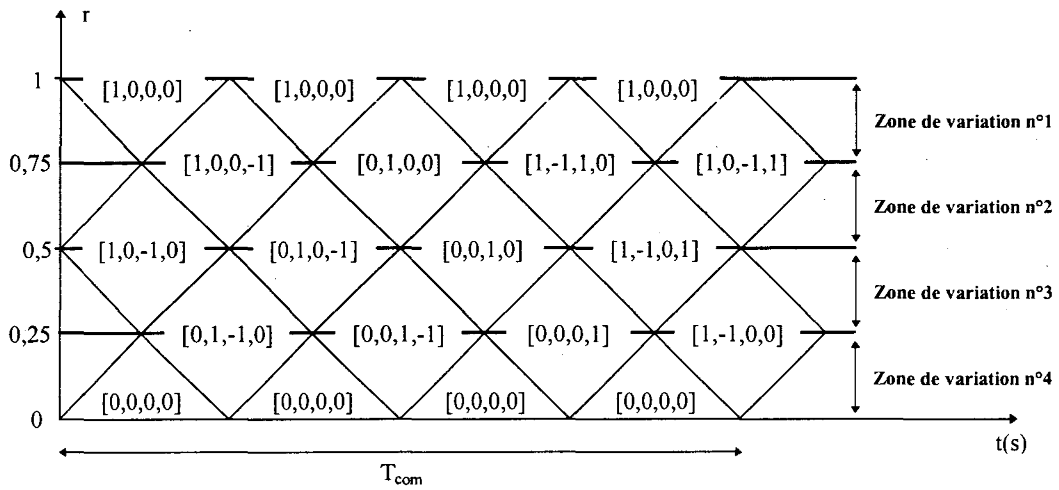


Figure 3.2 : Domaines de variation, vecteurs commande et les quatre zones de variation

II CAS D'UNE CHARGE PUREMENT RÉSISTIVE

Nous allons traiter du modèle de variation non simplifié. A l'issue de cette partie, nous envisagerons la simulation du modèle simplifié en vue de le valider, et d'en déterminer le domaine de validité.

II.1 Modèle de variation

Ce modèle s'obtient en appliquant (Eq 2.6) au hacheur quatre cellules.

$$\Delta V_1(\Delta T) = -\Delta m_1(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot\left[1-\exp\left(-\frac{\Delta T}{R\cdot C_1}\right)\right]$$

$$\Delta V_2(\Delta T) = -\Delta m_2(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot\left[1-\exp\left(-\frac{\Delta T}{R\cdot C_2}\right)\right]$$

$$\Delta V_3(\Delta T) = -\Delta m_3(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot\left[1-\exp\left(-\frac{\Delta T}{R\cdot C_3}\right)\right]$$

$$0 \le V_3(t) \le V_2(t) \le V_1(t) \le V_0$$

Eq 3.1 : Modèle de variation du hacheur quatre cellules
Cas d'une charge purement résistive

Avec $U_s(t_i) = m_1(t_i)\cdot V_0 + \Delta m_1(t_i)\cdot V_1(t_i) + \Delta m_2(t_i)\cdot V_2(t_i) + \Delta m_3(t_i)\cdot V_3(t_i)$

Soit, en notant : $E_1 = 1-\exp\left(-\frac{\Delta T}{R\cdot C_1}\right)$, $E_2 = 1-\exp\left(-\frac{\Delta T}{R\cdot C_2}\right)$, $E_3 = 1-\exp\left(-\frac{\Delta T}{R\cdot C_3}\right)$

$$\left\{\begin{array}{l} \Delta V_1(\Delta T) = -\Delta m_1(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_1 \\ \Delta V_2(\Delta T) = -\Delta m_2(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_2 \\ \Delta V_3(\Delta T) = -\Delta m_3(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_3 \\ 0 \le V_3(t) \le V_2(t) \le V_1(t) \le V_0 \end{array}\right\}$$

Nous pouvons maintenant appliquer ce modèle aux quatre zones de variation définies plus haut.

Observons une zone de variation quelconque traversée par l'onde de référence. Celle-ci est composée de triangles orientés vers le bas, et de triangles orientés vers le haut. Chacun d'eux est en réalité un domaine de variation tronqué.

Puisque l'onde de référence est choisie constante, les durées de traversée des triangles orientés vers le bas (le haut) seront égales à une même valeur ΔT_B (ΔT_H).

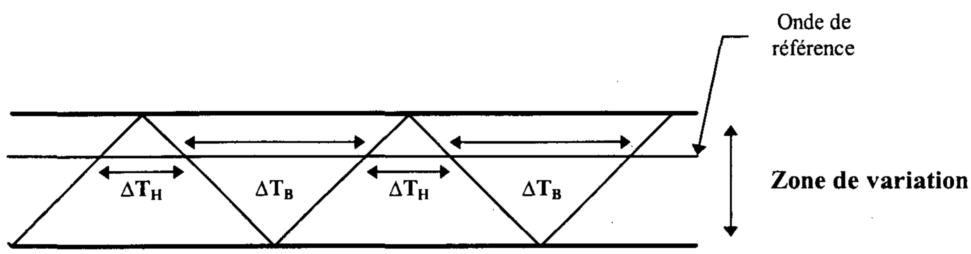


Figure 3.3

Ces durées de traversée constituent les intervalles d'intégration auxquels nous appliquerons le modèle de variation.

A un triangle orienté haut correspondra le modèle (Eq 3.2), et à un triangle orienté bas correspondra le modèle (Eq 3.3).

$$\boxed{\begin{array}{c} \Delta V_1(\Delta T_H) = -\Delta m_1(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_{1H} \\ \Delta V_2(\Delta T_H) = -\Delta m_2(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_{2H} \\ \Delta V_3(\Delta T_H) = -\Delta m_3(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_{3H} \\ 0 \le V_3(t) \le V_2(t) \le V_1(t) \le V_0 \end{array}}$$

Eq 3.2 : Modèle de variation pour triangle orienté haut

$$\boxed{\begin{array}{c} \Delta V_1(\Delta T_B) = -\Delta m_1(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_{1B} \\ \Delta V_2(\Delta T_B) = -\Delta m_2(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_{2B} \\ \Delta V_3(\Delta T_B) = -\Delta m_3(t_i)\cdot U_s(t_i)\cdot E_{3B} \\ 0 \le V_3(t) \le V_2(t) \le V_1(t) \le V_0 \end{array}}$$

Eq 3.3 : Modèle de variation pour triangle orienté bas

En notant $E_{jH} = 1 - \exp\left(-\dfrac{\Delta T_H}{R\cdot C_j}\right)$ et $E_{jB} = 1 - \exp\left(-\dfrac{\Delta T_B}{R\cdot C_j}\right)$

Les calculs, même dans le cas simple du hacheur quatre cellules risquent de devenir très complexes si aucune simplification n'est envisagée.

C'est pourquoi nous allons considérer à présent que les condensateurs sont tous de capacités identiques. Il n'existera donc plus que deux termes E_B pour les triangles orientés bas et E_H pour les triangles orientés haut.

$$C_1 = C_2 = C_3 = C$$

$$E_{1B} = E_{2B} = E_{3B} = E_B$$

$$E_{1H} = E_{2H} = E_{3H} = E_H$$

La première zone de variation va faire l'objet d'une étude détaillée, puisque les calculs y seront décrits. En revanche, en ce qui concerne les trois autres zones de variation, seuls les résultats finaux seront indiqués.

II.1.1 Zone de variation n°1 : r(t) ≥ 0,75

Les triangles traversés et leurs vecteurs commande associés sont représentés figure 3.4.

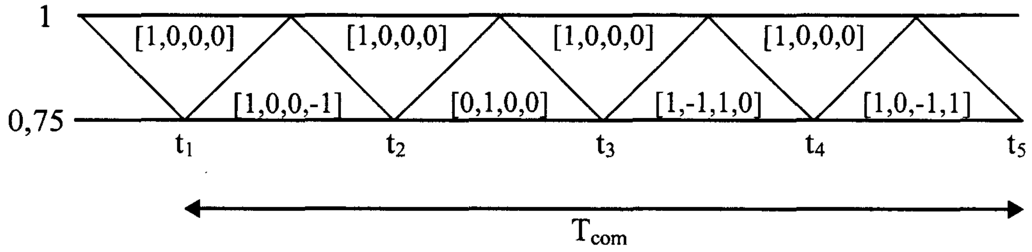


Figure 3.4 : Descriptif de la zone de variation n°1

Cette zone est particulière, car les triangles orientés vers le bas n'ont aucune influence sur la charge des condensateurs. En effet, les valeurs Δm_1, Δm_2, Δm_3 sont nulles.

Donc, seuls les quatre triangles orientés vers le haut sont à prendre en considération.

Par la suite, afin de simplifier les écritures, nous noterons $\overline{E_H} = (1 - E_H)$ et $\overline{E_B} = (1 - E_B)$.

- **Triangle 1 ($t_1 \rightarrow t_2$) : $[\Delta M(t_1)] = [\ 1 , 0 , 0 , -1\ ]$ et $U_S(t_1) = V_0 - V_3(t_1)$**

$$\Delta V_1(\Delta T_H) = 0$$

$$\Delta V_2(\Delta T_H) = 0$$

$$\Delta V_3(\Delta T_H) = V_0 \cdot E_H - V_3(t_1) \cdot E_H$$

d'où
$$\begin{cases} V_1(t_2) = V_1(t_1) \\ V_2(t_2) = V_2(t_1) \\ V_3(t_2) = V_0 \cdot E_H + V_3(t_1) \cdot \overline{E_H} \end{cases}$$

- **Triangle 2 ($t_2 \rightarrow t_3$) : $[\Delta M(t_2)] = [\ 0 , 1 , 0 , 0\ ]$ et $U_S(t_2) = V_1(t_2)$**

$$\Delta V_1(\Delta T_H) = -V_1(t_2) \cdot E_H$$

$$\Delta V_2(\Delta T_H) = 0$$

$$\Delta V_3(\Delta T_H) = 0$$

d'où
$$\begin{cases} V_1(t_3) = V_1(t_1) \cdot \overline{E_H} \\ V_2(t_3) = V_2(t_1) \\ V_3(t_3) = V_0 \cdot E_H + V_3(t_1) \cdot \overline{E_H} \end{cases}$$

- **Triangle 3 ($t_3 \rightarrow t_4$) : $[\Delta M(t_3)] = [\ 1\ ,-1\ ,1\ ,0\ ]$ et $U_S(t_3) = V_0 - V_1(t_3) + V_2(t_3)$**

$$\Delta V_1(\Delta T_H) = V_0 \cdot E_H - V_1(t_3) \cdot E_H + V_2(t_3) \cdot E_H$$

$$\Delta V_2(\Delta T_H) = -V_0 \cdot E_H + V_1(t_3) \cdot E_H - V_2(t_3) \cdot E_H$$

$$\Delta V_3(\Delta T_H) = 0$$

d'où
$$\begin{cases} V_1(t_4) = V_0 \cdot E_H + V_1(t_1) \cdot \overline{E_H}^2 + V_2(t_1) \cdot E_H \\ V_2(t_4) = -V_0 \cdot E_H + V_1(t_1) \cdot \overline{E_H} \cdot E_H + V_2(t_1) \cdot \overline{E_H} \\ V_3(t_4) = V_0 \cdot E_H + V_3(t_1) \cdot \overline{E_H} \end{cases}$$

- **Triangle 4 ($t_4 \rightarrow t_5$): $[\Delta M(t_4)] = [\ 1\ ,0\ ,-1\ ,1\ ]$ et $U_S(t_4) = V_0 - V_2(t_4) + V_3(t_4)$**

$$\Delta V_1(\Delta T_H) = 0$$

$$\Delta V_2(\Delta T_H) = V_0 \cdot E_H - V_2(t_4) \cdot E_H + V_3(t_4) \cdot E_H$$

$$\Delta V_3(\Delta T_H) = -V_0 \cdot E_H + V_2(t_4) \cdot E_H - V_3(t_4) \cdot E_H$$

d'où
$$\begin{cases} V_1(t_5) = V_0 \cdot E_H + V_1(t_1) \cdot \overline{E_H}^2 + V_2(t_1) \cdot E_H \\ V_2(t_5) = V_0 \cdot 2 \cdot E_H^2 + V_1(t_1) \cdot \overline{E_H}^2 \cdot E_H + V_2(t_1) \cdot \overline{E_H}^2 + V_3(t_1) \cdot \overline{E_H} \cdot E_H \\ V_3(t_5) = -V_0 \cdot 2 \cdot E_H^2 + V_1(t_1) \cdot \overline{E_H} \cdot E_H^2 + V_2(t_1) \cdot \overline{E_H} \cdot E_H + V_3(t_1) \cdot \overline{E_H}^2 \end{cases}$$

- **Variation subie par chaque tension pendant une période T_{com}**

La variation subie par les trois tensions au long d'une période T_{com} s'obtient par différenciation de la valeur en t_5 et de la valeur en t_1.

$$\Delta V_1(T_{com}) = V_1(t_5) - V_1(t_1)$$

$$\Delta V_2(T_{com}) = V_2(t_5) - V_2(t_1)$$

$$\Delta V_3(T_{com}) = V_3(t_5) - V_3(t_1)$$

Soit

$$\Delta V_1(T_{com}) = V_0 \cdot E_H + V_1(t_1)\cdot\left(\overline{E_H}^2 - 1\right) + V_2(t_1)\cdot E_H$$

$$\Delta V_2(T_{com}) = V_0 \cdot 2 \cdot E_H^2 + V_1(t_1)\cdot\overline{E_H}^2 \cdot E_H + V_2(t_1)\cdot\left(\overline{E_H}^2 - 1\right) + V_3(t_1)\cdot\overline{E_H}\cdot E_H$$

$$\Delta V_3(T_{com}) = -V_0 \cdot 2 \cdot E_H^2 + V_1(t_1)\cdot\overline{E_H}\cdot E_H^2 + V_2(t_1)\cdot\overline{E_H}\cdot E_H + V_3(t_1)\cdot\left(\overline{E_H}^2 - 1\right)$$

Présenté sous une forme matricielle, ce système devient

$$\boxed{\begin{bmatrix}\Delta V_1(T_{com})\\ \Delta V_2(T_{com})\\ \Delta V_3(T_{com})\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\overline{E_H}^2 - 1 & E_H & 0\\ \overline{E_H}^2\cdot E_H & \overline{E_H}^2 - 1 & \overline{E_H}\cdot E_H\\ \overline{E_H}\cdot E_H^2 & \overline{E_H}\cdot E_H & \overline{E_H}^2 - 1\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}V_1(t_1)\\ V_2(t_1)\\ V_3(t_1)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}E_H\\ 2\cdot E_H^2\\ -2\cdot E_H^2\end{bmatrix}\cdot V_0}$$

Eq 3.4 : Modèle de variation de tension en zone de variation n°1
pendant une durée de traversée T_{com}

$$\left[\Delta V(T_{com})\right] = \begin{bmatrix}\Delta V_1(T_{com})\\ \Delta V_2(T_{com})\\ \Delta V_3(T_{com})\end{bmatrix}$$ est le *vecteur variation de tension*.

$$[E_V]_1 = \begin{bmatrix} \overline{E_H}^2 - 1 & E_H & 0 \\ \overline{E_H}^2 \cdot E_H & \overline{E_H}^2 - 1 & \overline{E_H} \cdot E_H \\ \overline{E_H} \cdot E_H^2 & \overline{E_H} \cdot E_H & \overline{E_H}^2 - 1 \end{bmatrix}$$ est la *matrice d'évolution* en zone 1.

$$[V(t_1)] = \begin{bmatrix} V_1(t_1) \\ V_2(t_1) \\ V_3(t_1) \end{bmatrix}$$ est le *vecteur tension*.

$$[E_{V_0}]_1 = \begin{bmatrix} E_H \\ 2 \cdot E_H^2 \\ -2 \cdot E_H^2 \end{bmatrix}$$ est le *vecteur d'évolution* en zone 1.

(Eq 3.4) pourra donc s'écrire

$$[\Delta V(T_{com})] = [E_V]_1 \cdot [V(t_1)] + [E_{V_0}]_1 \cdot V_0$$

II.1.2 Zone de variation n°2 : 0,5 ≤ r(t) ≤ 0,75

Une démarche similaire a été menée. Les matrice et vecteur d'évolution sont indiqués ci-dessous.

$$[E_V]_2 = \begin{bmatrix} \overline{E_H}^2 \cdot \overline{E_B}^2 + E_H^2 - 1 & \overline{E_H}^3 \cdot E_B & \overline{E_H} \cdot E_H \cdot \overline{E_B} \cdot \left(\overline{E_B}^2 + 1\right) \\ \overline{E_H} \cdot E_B \cdot \left[E_H \cdot \left(\overline{E_B}^2 + 1\right) + \overline{E_B}^2\right] & \overline{E_H}^2 \cdot \left(\overline{E_B}^2 + E_B^2 \cdot E_H\right) - 1 & \overline{E_B} \cdot E_B \cdot \left[\overline{E_B}^2 \cdot E_H \cdot (E_H + 1) + \overline{E_H}^2\right] \\ \cdot\cdot \overline{E_B} \cdot \overline{E_H} \cdot \left[E_B^2 + E_H \cdot \left(\overline{E_B}^2 + 1\right)\right] & \overline{E_H}^2 \cdot \overline{E_B} \cdot E_B \cdot (E_H + 1) & \overline{E_B}^2 \cdot \left[E_B^2 \cdot E_H + \overline{E_B}^2 \cdot E_H^2 + \overline{E_H}^2\right] - 1 \end{bmatrix}$$

Eq 3.5 : Matrice d'évolution de la zone de variation n°2

$$\left[E_{V_0}\right]_2=\begin{bmatrix} E_H\cdot\left(1+\overline{E_H}\cdot E_B\right)+\overline{E_H}\cdot E_B\cdot\left[1+E_H\cdot\left(\overline{E_H}+\overline{E_B}^2\right)\right] \\ E_B\cdot\left\{1+E_H\cdot\left[-1+E_B\cdot\left(1+E_H\cdot\left(\overline{E_H}+\overline{E_B}^2\right)\right)\right]\right\}+\overline{E_B}\cdot\left[-E_B+\overline{E_B}\cdot E_H\cdot\left(E_B^2+\overline{E_H}\right)\right] \\ E_B\cdot\left[-1-E_B+\overline{E_B}\cdot E_H\cdot\left(E_B^2+\overline{E_H}\right)\right]+\overline{E_B}\cdot\left\{E_H\cdot\left[-1+E_B\cdot\left(1+E_H\cdot\left(\overline{E_H}+\overline{E_B}^2\right)\right)\right]+\overline{E_H}^2\cdot E_B\right\} \end{bmatrix}$$

Eq 3.6 : Vecteur d'évolution de la zone de variation n°2

II.1.3 Zone de variation n°3 : 0,25 ≤ r(t) ≤ 0,5

$$\left[E_V\right]_3=\begin{bmatrix} \overline{E_H}^2\cdot\left[\overline{E_B}^2+E_B\cdot\left(E_H^2+\overline{E_H}^2\cdot E_B\right)\right]-1 & \overline{E_H}\cdot E_H\cdot\overline{E_B}\cdot\left[\overline{E_B}^2+E_B\cdot\overline{E_H}^2\left(1+E_B\right)\right] & \overline{E_H}\cdot E_B\cdot\overline{E_B}\cdot\left(1+\overline{E_H}^2\right) \\ \overline{E_H}\cdot E_H\cdot\overline{E_B}\cdot\left(1+E_B\right) & \overline{E_B}^2\cdot\left(\overline{E_H}^2+E_H^2\cdot E_B\right)-1 & \overline{E_B}^2\cdot E_H \\ \overline{E_H}\cdot\overline{E_B}\cdot\left[E_B\cdot\left(1+\overline{E_H}^2\right)+E_H^2\right] & \overline{E_B}^2\cdot E_H\cdot\left[E_B\cdot\left(1+E_H^2\right)+\overline{E_H}^2\right] & E_B^2+\overline{E_B}^2\cdot\overline{E_H}^2-1 \end{bmatrix}$$

Eq 3.7 : Matrice d'évolution de la zone de variation n°3

$$\left[E_{V_0}\right]_3=\begin{bmatrix} E_H+\overline{E_H}\cdot\left\{E_B\cdot\left[1+E_H\cdot\left(\overline{E_H}^2\cdot E_B\cdot\left(1+E_B\right)+\overline{E_B}^2\right)\right]\right\} \\ \overline{E_B}\cdot E_B\cdot\left(\overline{E_H}^2+E_H^2\cdot E_B\right) \\ E_B\cdot\left(-1+E_B\cdot E_H\cdot\overline{E_B}\right)+\overline{E_B}\cdot\left[\overline{E_H}^2\cdot E_H\cdot E_B\cdot\left(1+E_B\right)\right] \end{bmatrix}$$

Eq 3.8 : Vecteur d'évolution de la zone de variation n°3

II.1.4 Zone de variation n°4 : 0 ≤ r(t) ≤ 0,25

$$\left[E_V\right]_4=\begin{bmatrix} \overline{E_B}^2-1 & E_B\cdot\overline{E_B} & 0 \\ E_B\cdot\overline{E_B} & \overline{E_B}^2-1 & E_B \\ E_B^2\cdot\overline{E_B} & E_B\cdot\overline{E_B}^2 & \overline{E_B}^2-1 \end{bmatrix}$$

Eq 3.9 : Matrice d'évolution de la zone de variation n°4

$$\boxed{\left[E_{V_0}\right]_4 = \begin{bmatrix} E_B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}$$

Eq 3.10 : Vecteur d'évolution de la zone de variation n°4

Les quatre modèles étant déterminés pour chaque zone de variation, il nous reste à les valider.

II.2 Validation du modèle de variation

Nous allons, dans un premier temps, supposer une onde de référence rigoureusement constante. Chaque zone de variation sera envisagée.

Ensuite, nous étudierons le comportement du modèle dans le cas d'une onde de référence variable couvrant toutes les zones de variation, de fréquence inférieure à la fréquence des porteuses.

La simulation du modèle est réalisée à l'aide du logiciel MATLAB©.

Le hacheur réel est simulé grâce au logiciel SIMULINK™.

Les résultats issus de ces simulations feront l'objet d'une comparaison, afin de déterminer la justesse du modèle de variation.

II.2.1 Cas d'une onde de référence constante

Les paramètres de simulation sont les suivants :

- $V_0 = 400$ volts
- $F_{com} = 5$ kHz
- $C = 50\ \mu F$
- $R = 30\ \Omega$

II.2.1.1 Zone de variation n°1 : essai à r(t) = 0,85

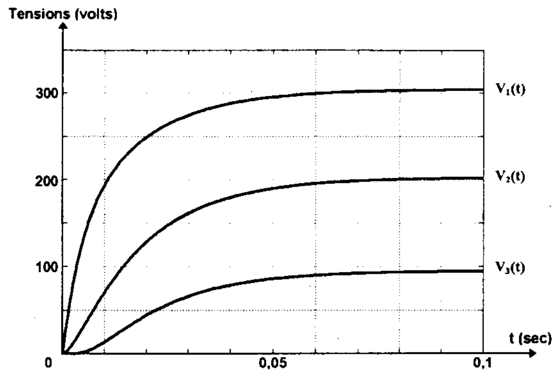


Figure 3.5 (a)
Simulation du modèle de variation

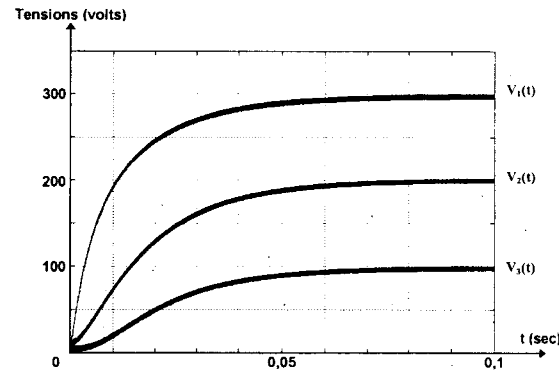


Figure 3.5 (b)
Simulation du convertisseur réel

II.2.1.2 Zone de variation n°2 : essai à r(t) = 0,6

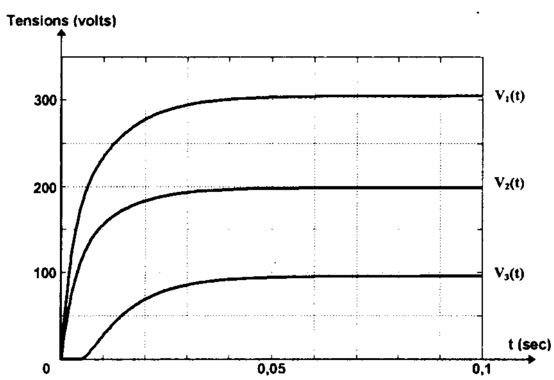


Figure 3.6 (a)
Simulation du modèle de variation

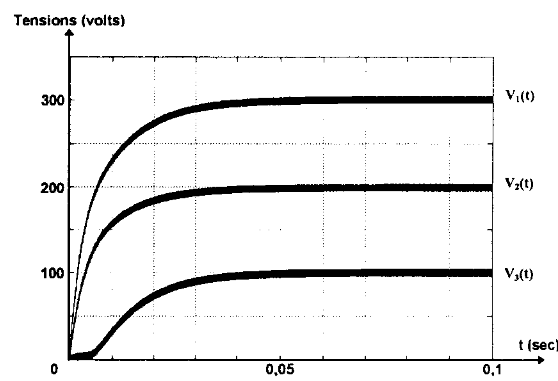


Figure 3.6 (b)
Simulation du convertisseur réel

II.2.1.3 Zone de variation n°3 : essai à r(t) = 0,4

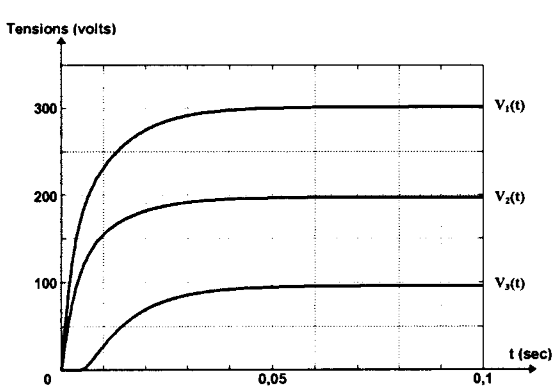


Figure 3.7 (a)
Simulation du modèle de variation

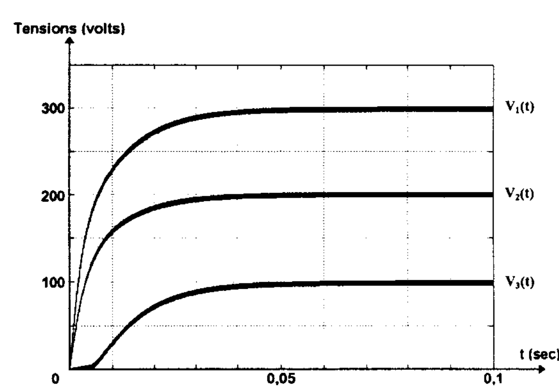


Figure 3.7 (b)
Simulation du convertisseur réel

II.2.1.4 Zone de variation n°4 : essai à r(t) = 0,15

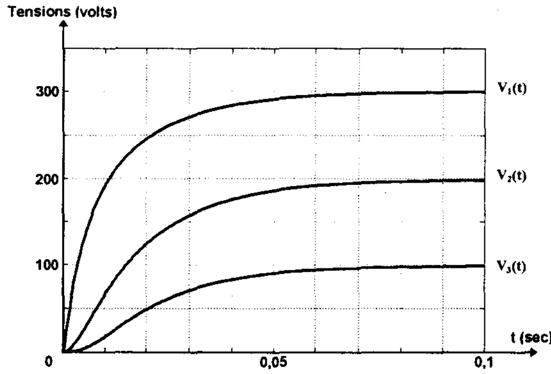


Figure 3.8 (a)
Simulation du modèle de variation

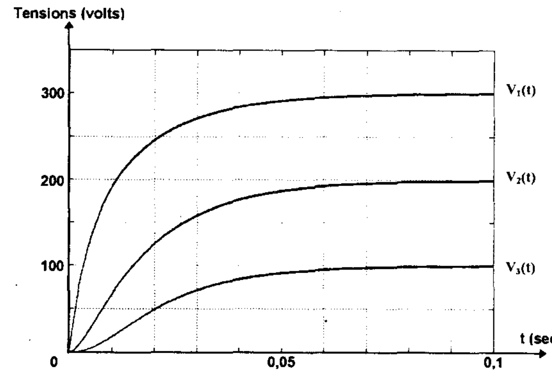


Figure 3.8 (b)
Simulation du convertisseur réel

II.2.2 Cas d'une onde de référence variable couvrant toutes les zones de variation

L'onde de référence choisie pour cet essai est de la forme

$$r(t) = 0{,}5 + V_{ref} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ref} \cdot t),\ \text{où}\ 0 \leq V_{ref} \leq 0{,}5.$$

La fréquence f_{ref} est égale à 50 hertz.

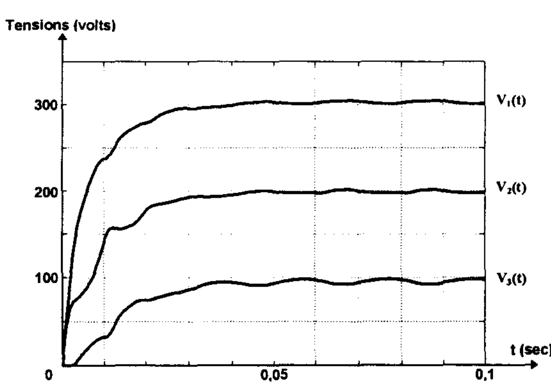


Figure 3.9 (a)
Simulation du modèle de variation

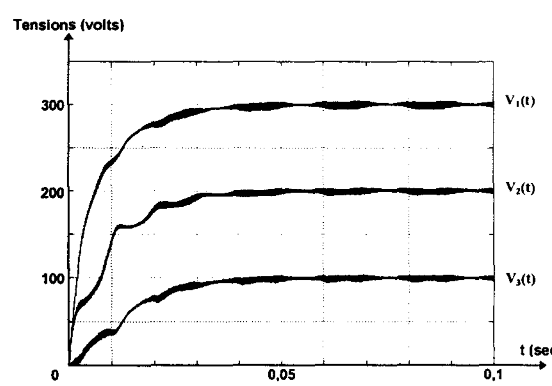


Figure 3.9 (b)
Simulation du convertisseur réel

II.2.3 Conclusions

Les essais menés au cours de ce paragraphe valident le modèle de variation établi pour le hacheur multicellulaire débitant sur charge résistive.

Les courbes obtenues grâce à ce modèle présentent la particularité d'être lissées, par rapport aux courbes relevées en simulation du hacheur réel. Ceci parce que le modèle tient compte de la variation globale subie par chaque tension en une période T_{com}, et fait abstraction des fluctuations intermédiaires.

Cette propriété offre un gain de temps de simulation, comme le montre le tableau ci-dessous.

	Simulation du modèle	Simulation du convertisseur
Matériel utilisé	PENTIUM MMX 200 MHZ	
Durée de simulation	1 sec	1 mn 35 sec

Tableau 3.1 : Comparaison des durées de simulation (simulation de 0,1 seconde temps réel)

Il nous reste à présent à observer le comportement du modèle de variation simplifié.

II.3 Validation du modèle de variation simplifié

Ce modèle s'obtient simplement en remplaçant dans les modèles développés au paragraphe II.1 :

- E_H par $\frac{\Delta T_H}{\tau}$ et $\overline{E_H}$ par $1-\frac{\Delta T_H}{\tau}$
- E_B par $\frac{\Delta T_B}{\tau}$ et $\overline{E_B}$ par $1-\frac{\Delta T_B}{\tau}$

Nous allons simuler ce modèle dans le cas d'une onde de référence constante, égale à 0,85 (zone de variation n°1), en ayant pour paramètre variable la constante de temps τ.

II.3.1 $\frac{\Delta T_H}{\tau} = 0{,}02$

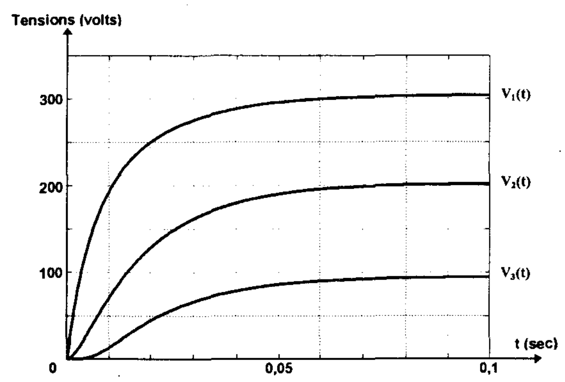


Figure 3.10 (a)
Simulation du modèle de variation

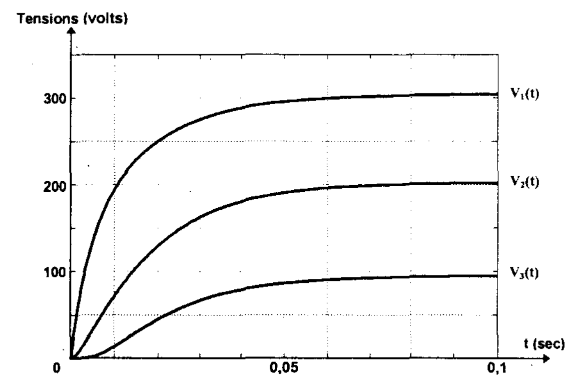


Figure 3.10 (b)
Simulation du modèle de variation simplifié

$$1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_H}{\tau}\right) = 0{,}0198 \qquad \varepsilon r(\%) = \frac{\frac{\Delta T_H}{\tau} - \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_H}{\tau}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_H}{\tau}\right)} \cdot 100 = 1\%$$

L'approximation due au développement limité est négligeable. Les tracés de courbes en témoignent.

II.3.2 $\frac{\Delta T_H}{\tau} = 0{,}3$

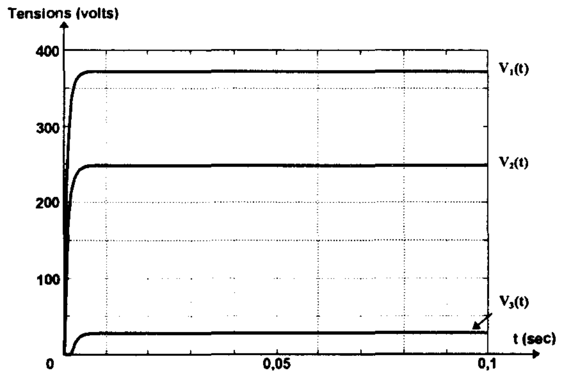


Figure 3.11 (a)
Simulation du modèle de variation

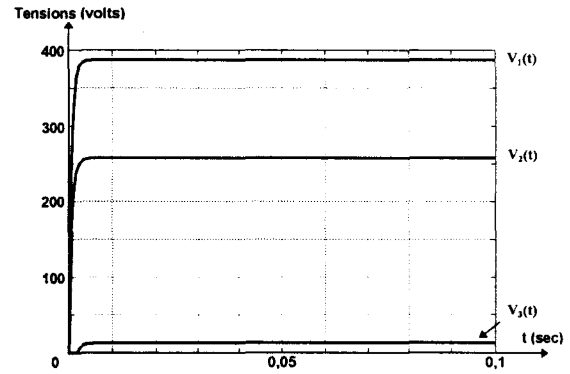


Figure 3.11 (b)
Simulation du modèle de variation simplifié

$$1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_H}{\tau}\right) = 0{,}2592 \qquad \varepsilon r(\%) = 15{,}74\%$$

L'erreur ici commise est trop importante pour accepter la simplification par développement limité. La validité du modèle simplifié n'est plus admise.

II.3.3 Conclusions

Les essais précédents permettent de vérifier que la simplification du modèle de variation envisagée par développement limité d'ordre 1 est valable tant que l'erreur introduite par celui-ci n'excède pas une dizaine de pour-cents.

II.4 Conclusions

Le modèle de variation développé dans le cas d'un débit sur charge purement résistive a pu être validé par les différents essais.

Ce modèle permet de déterminer l'évolution globale des tensions, en faisant abstraction des phénomènes d'ondulation. Cette propriété génère un gain de temps appréciable pour l'utilisateur.

III CAS D'UNE CHARGE RÉSISTIVE-INDUCTIVE

Cette partie ne fera plus l'objet d'un développement avancé comme cela a pu être fait précédemment. En effet, la démarche à suivre est rigoureusement identique, même si les calculs seraient ici plus complexes.

Nous envisagerons juste les essais permettant de valider le modèle.

III.1 Modèle de variation

Ce modèle s'obtient en appliquant (Eq 2.11) au hacheur quatre cellules.

$$\Delta I_s(\Delta T) = -\left[I_s(t_i) - \frac{U_s(t_i)}{R}\right] \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta T}{\tau_s}\right)\right]$$

$$\Delta V_1(\Delta T) = -\frac{\Delta m_1(t_i)}{\tau_1} \cdot \left[\Delta T \cdot U_s(t_i) - L \cdot \Delta I_s(\Delta T)\right]$$

$$\Delta V_2(\Delta T) = -\frac{\Delta m_2(t_i)}{\tau_2} \cdot \left[\Delta T \cdot U_s(t_i) - L \cdot \Delta I_s(\Delta T)\right]$$

$$\Delta V_3(\Delta T) = -\frac{\Delta m_3(t_i)}{\tau_3} \cdot \left[\Delta T \cdot U_s(t_i) - L \cdot \Delta I_s(\Delta T)\right]$$

$$0 \leq V_3(t) \leq V_2(t) \leq V_1(t) \leq V_0$$

$$\text{Avec } \tau_j = R \cdot C_j \text{ , } \tau_s = \frac{L}{R}$$

Eq 3.11 : Modèle de variation du hacheur quatre cellules
Cas d'une charge résistive inductive

Dans cette étude également, nous considérerons des condensateurs de mêmes capacités.

III.2 Validation du modèle de variation

Nous traiterons uniquement de l'onde de référence constante. Le modèle de variation d'une onde variable de fréquence inférieure à F_{com} s'obtenant par association des modèles obtenus pour les quatre zones de variation.

Les paramètres de simulation sont :

- $V_0 = 400$ volts
- $F_{com} = 5$ kHz
- $C = 50$ µF

Les valeurs R et L sont choisies afin de simuler différents cas de dynamique de charge. Nous envisagerons deux valeurs d'inductance (1mH et 2 mH) ainsi que deux valeurs de résistance (5Ω et 10Ω). Afin d'éviter l'abondance de relevés, nous ne présenterons qu'un essai par zone de variation.

III.2.1 Zone de variation n°1 : Essai à r(t) = 0,85 et R = 10 Ω , L = 1 mH

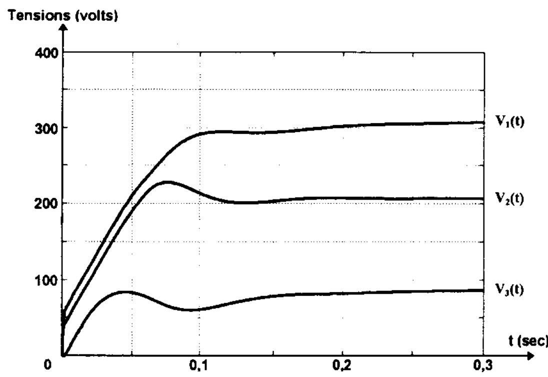


Figure 3.12 (a)
Simulation du modèle de variation

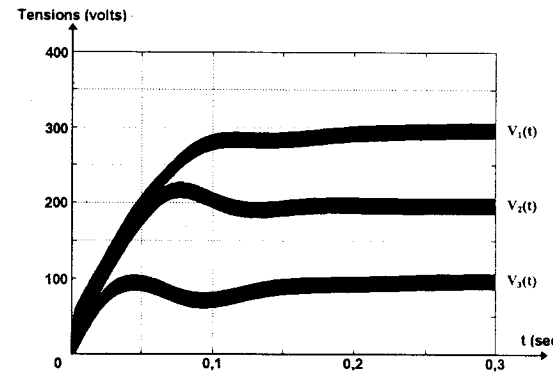


Figure 3.12 (b)
Simulation du convertisseur réel

III.2.2 Zone de variation n°2 : Essai à r(t) = 0,6 et R = 10 Ω , L = 2 mH

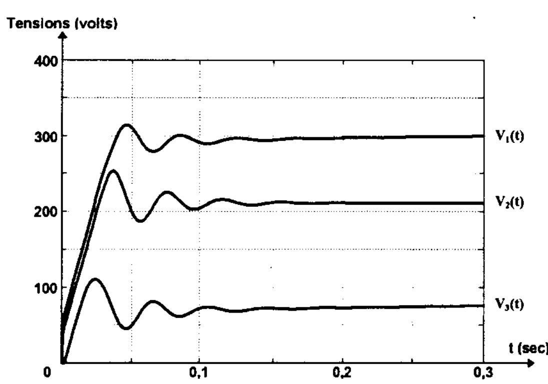


Figure 3.13 (a)
Simulation du modèle de variation

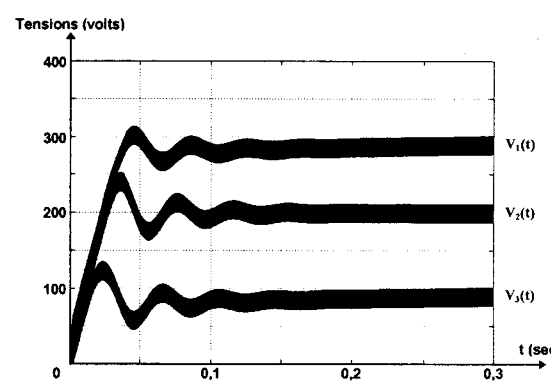


Figure 3.13 (b)
Simulation du convertisseur réel

III.2.3 Zone de variation n°3 : Essai à r(t) = 0,4 et R = 5 Ω , L = 1 mH

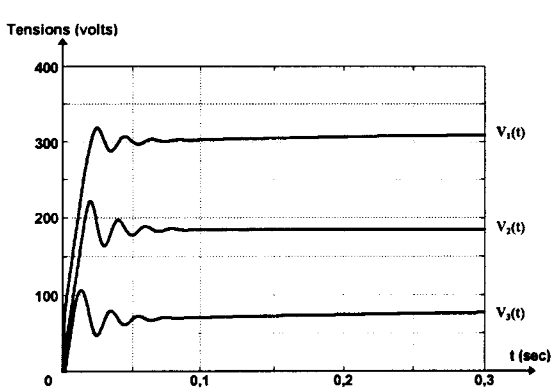


Figure 3.14 (a)
Simulation du modèle de variation

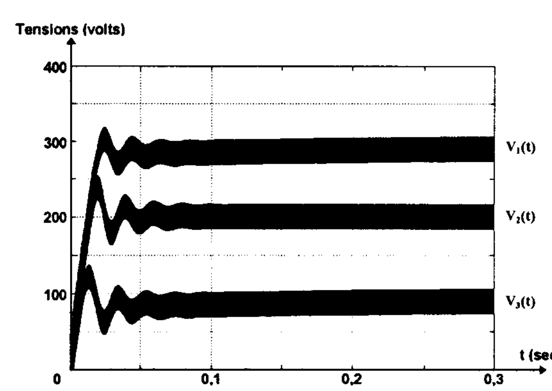


Figure 3.14 (b)
Simulation du convertisseur réel

III.2.4 Zone de variation n°4 : Essai à r(t) = 0,15 et R = 5 Ω , L = 2 mH

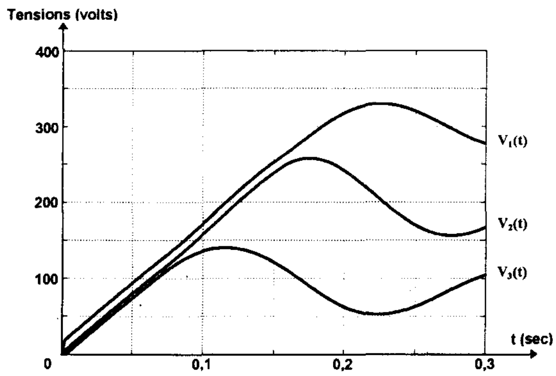


Figure 3.15 (a)
Simulation du modèle de variation

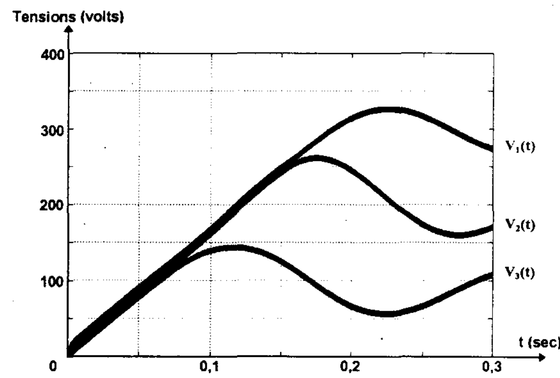


Figure 3.15 (b)
Simulation du convertisseur réel

III.3 Conclusions

Les différents essais menés ci-dessus permettent de valider le modèle de variation développé pour une charge résistive-inductive.

Nous vérifions en outre l'influence de l'inductance sur la dynamique de charge des condensateurs, puisque celle-ci est d'autant plus grande que L est faible. L'amortissement des oscillations est d'autant plus prononcé que la résistance R est grande.

CONCLUSIONS

Ce chapitre nous a permis, par simulation, de valider les modèles de variation développés pour une charge purement résistive et résistive-inductive au cours du chapitre précédent.

De nouvelles notions, telles que la matrice et le vecteur d'évolution ont été introduites.

Cette formulation du phénomène de charge des condensateurs, va nous permettre, au cours du prochain chapitre, d'analyser le principe de convergence des tensions flottantes : pourquoi ces tensions convergent-elles, et quelles sont alors leurs valeurs d'équilibre.

CHAPITRE IV

ANALYSE DU PHENOMENE D'EQUILIBRAGE DES TENSIONS FLOTTANTES

INTRODUCTION

Au cours de la première partie de ce chapitre, nous analyserons le phénomène de convergence des tensions flottantes. Nous en expliquerons les raisons et nous déterminerons les valeurs d'équilibre atteintes par les tensions flottantes.

Nous verrons, au cours de la deuxième partie, que le modèle de variation permet d'analyser les phénomènes de déséquilibre des tensions flottantes observés dans certaines configurations de topologie et de commande.

La troisième partie sera consacrée au développement d'un nouvel outil, le graphe de liaison, utile à la détermination de ces topologies à risque.

I ETUDE DU PHENOMENE DE CONVERGENCE DES TENSIONS FLOTTANTES

Nous limiterons cette étude au cas du débit sur charge purement résistive. La méthode développée au cours de cette partie peut évidemment être appliquée au cas d'une charge résistive-inductive.

I.1 Analyse du phénomène de convergence

Ce phénomène s'explique simplement à la lumière des matrices d'évolution établies pour chacune des zones de variation lors du précédent chapitre.

Reprenons le cas simple du système (Eq 3.4), correspondant à la première zone de variation.

$$\begin{bmatrix} \Delta V_1(T_{com}) \\ \Delta V_2(T_{com}) \\ \Delta V_3(T_{com}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{E_H}^2 - 1 & E_H & 0 \\ \overline{E_H}^2 \cdot E_H & \overline{E_H}^2 - 1 & \overline{E_H} \cdot E_H \\ \overline{E_H} \cdot E_H^2 & \overline{E_H} \cdot E_H & \overline{E_H}^2 - 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1(t_1) \\ V_2(t_1) \\ V_3(t_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_H \\ 2 \cdot E_H^2 \\ -2 \cdot E_H^2 \end{bmatrix} \cdot V_0$$

Si nous déterminons le signe de chacun des termes composant la matrice $[E_V]_1$, nous constatons, en sachant que $E_H = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_H}{\tau}\right)$:

- $0 \leq E_H \leq 1$
- $0 \leq {E_H}^2 \leq 1$
- $0 \leq \overline{E_H} \leq 1$
- $0 \leq \overline{E_H}^2 \leq 1$

Donc, tous les termes de cette matrice sont positifs ou nuls, à l'exception de ceux situés sur la diagonale, d'expression $\overline{E_H}^2 - 1$, qui sont négatifs ou nuls.

Or, par leur emplacement au sein de la matrice, ces valeurs ont pour rôle de pondérer l'influence que peut avoir chaque tension sur sa propre variation.

La présence sur la diagonale de la matrice de ces coefficients négatifs signifie donc que plus une tension augmente, plus elle tend à diminuer sa variation.

Puisque les trois tensions flottantes vérifient cette propriété, le processus de charge des condensateurs présente donc un caractère convergent.

Cet aspect qualitatif analysé, il reste à présent à déterminer les valeurs autour desquelles vont se stabiliser ces tensions.

I.2 Détermination des valeurs de convergence

Pour chaque zone de variation, le modèle de variation s'écrit

$$[\Delta V(T_{com})] = [E_v] \cdot [V(t)] + [E_{v0}] \cdot V_0 \qquad (4.1)$$

La convergence des tensions flottantes autour de valeurs d'équilibre correspond à l'annulation du vecteur variation $[\Delta V(T_{com})]$, soit

(4.2) $$[0]=[E_v]\cdot[V(t)]_{conv}+[E_{v0}]\cdot V_0$$

en notant $[V(t)]_{conv}$ les valeurs de convergence des tensions.

Ce qui peut encore s'écrire

(4.3) $$[E_v]\cdot[V(t)]_{conv}=-[E_{v0}]\cdot V_0$$

Les valeurs d'équilibre s'obtiennent alors par simple inversion de la matrice carrée $[E_v]$.

$$\boxed{[V(t)]_{conv}=-[E_v]^{-1}\cdot[E_{v0}]\cdot V_0}$$

Eq 4.1 : Détermination des tensions de convergence par inversion de la matrice d'évolution

Afin d'illustrer cette démarche, nous effectuerons la détermination littérale de ces valeurs pour la première zone de variation. Pour les zones de variation suivantes, nous n'établirons que les expression numériques.

I.2.1 Zone de variation n°1 : 0,75 ≤ r(t) ≤ 1

La matrice d'évolution , pour cette zone, s'exprime

$$[E_V]_1=\begin{bmatrix} \overline{E_H}^2-1 & E_H & 0 \\ \overline{E_H}^2\cdot E_H & \overline{E_H}^2-1 & \overline{E_H}\cdot E_H \\ \overline{E_H}\cdot E_H^2 & \overline{E_H}\cdot E_H & \overline{E_H}^2-1 \end{bmatrix}$$

Son déterminant, égal à $\overline{E_H}^6 - \left(\overline{E_H}^2 + \overline{E_H}^4\right)\cdot\left(3+2\cdot E_H^2\right) + \overline{E_H}^2 \cdot E_H^4 - 1$, évolue selon E_H comme l'indique la figure ci-dessous

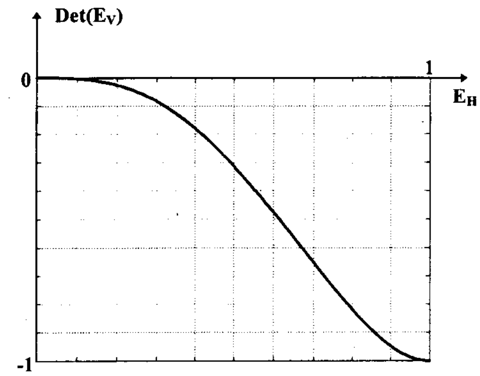


Figure 4.1 : Le déterminant de la matrice d'évolution est toujours négatif

Seul le cas $E_H = 0$ (soit $\Delta T = 0$) peut annuler cette valeur. Dans un tel cas, l'inversion de la matrice d'évolution est impossible.

Mais ce cas ne présente aucun intérêt, puisque les variations de tension sont alors rigoureusement nulles. Nous pouvons donc considérer que le déterminant, dans le cadre que nous nous sommes fixé, est différent de zéro.

La matrice d'évolution est donc inversible, et a pour matrice inverse

$$\boxed{[E_v]_1^{-1} = \frac{1}{E_H\cdot(3\cdot E_H - 4)}\begin{bmatrix} 3-2\cdot E_H & 2-E_H & \overline{E_H} \\ 2\cdot\overline{E_H}^2 & (E_H-2)^2 & (2-E_H)\cdot\overline{E_H} \\ \overline{E_H} & 2\cdot\overline{E_H} & 3-2\cdot E_H \end{bmatrix}}$$

Eq 4.2 : matrice inverse d'évolution de la zone de variation n°1

La matrice $[E_{v0}]$ associée à cette zone de variation a pour expression

$$[E_{v0}]_1 = \begin{bmatrix} E_H \\ 2\cdot E_H^2 \\ -2\cdot E_H^2 \end{bmatrix}$$

Les valeurs de convergences vérifiées par les tensions flottantes s'obtiennent donc en posant

(4.4) $$[V(t)]_{conv} = -\frac{V_0}{3 \cdot E_H - 4} \cdot \begin{bmatrix} 3 \\ 2 \\ 1 - 3 \cdot E_H \end{bmatrix}$$

Soit

$$\boxed{\begin{aligned} V_1(t)_{conv} &= -\frac{3}{3 \cdot E_H - 4} \cdot V_0 \\ V_2(t)_{conv} &= -\frac{2}{3 \cdot E_H - 4} \cdot V_0 \\ V_3(t)_{conv} &= \frac{3 \cdot E_H - 1}{3 \cdot E_H - 4} \cdot V_0 \end{aligned}}$$

Eq 4.3 : Valeurs littérales de convergence pour la zone de variation n°1

Pour cette zone de variation, la durée ΔT_H s'exprime

$$\boxed{\Delta T_{H\,zone1} = (1 - r) \cdot T_{com}}$$

Eq 4.4 : expression littérale de ΔT_H pour la zone de variation n°1

Pour l'essai que nous avons mené à r(t) = 0,85, celle-ci vaut donc

$$\Delta T_{H\,zone1} = 0{,}15 \cdot T_{com}$$

E_H vaut alors

$$E_{H_{r=0,85}} = 1 - \exp\left(-\frac{0{,}15 \cdot T_{com}}{30 \cdot 50e - 6} \right)$$

Soit

$$E_{H_{r=0,85}} = 0{,}02$$

En première approximation, la valeur de E_H étant très faible par rapport à 1, nous vérifions

$$V_1(t)_{conv} = -\frac{3}{3 \cdot E_H - 4} \cdot V_0 \approx \frac{3}{4} \cdot V_0$$

$$V_2(t)_{conv} = -\frac{2}{3 \cdot E_H - 4} \cdot V_0 \approx \frac{1}{2} \cdot V_0$$

$$V_3(t)_{conv} = \frac{3 \cdot E_H - 1}{3 \cdot E_H - 4} \cdot V_0 \approx \frac{1}{4} \cdot V_0$$

Les valeurs numériques de convergence sont, V_0 valant 400 Volts,

$$\boxed{\begin{aligned} V_1(t)_{conv} &= 304 \text{ volts} \\ V_2(t)_{conv} &= 203 \text{ volts} \\ V_3(t)_{conv} &= 95 \text{ volts} \end{aligned}}$$

Eq 4.5 : Valeurs numériques de convergence pour la zone de variation n°1

Ces résultats vérifient les tracés que nous avions présentés à la figure 3.5, et que nous redonnons de façon plus détaillée.

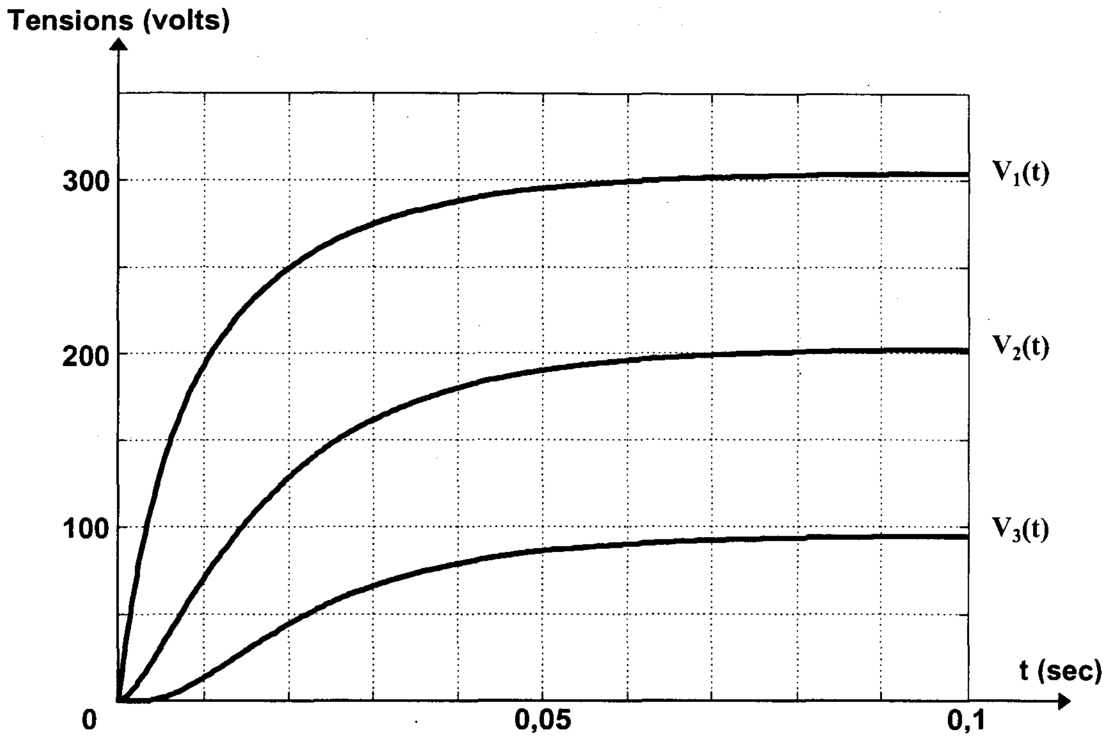


Figure 4.2 : Evolution des tensions pour r (t)= 0,85

Simulation par modèle de variation

I.2.2 Zone de variation n°2 : essai à r(t) = 0,6

$$\boxed{\Delta T_{H_{zone2}} = (0{,}75 - r) \cdot T_{com}}$$

Eq 4.6 : expression littérale de ΔT_H pour la zone de variation n°2

$$\Delta T_{H_{r=0,6}} = 0{,}15 \cdot T_{com}$$

$$\boxed{\Delta T_{B_{zone2}} = (r - 0{,}5) \cdot T_{com}}$$

Eq 4.7 : expression littérale de ΔT_B pour la zone de variation n°2

$$\Delta T_{B_{r=0,6}} = 0{,}1 \cdot T_{com}$$

$$E_H = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_{H_{zone2}}}{\tau}\right)$$

$$= 0{,}0198$$

$$E_B = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_{B_{zone2}}}{\tau}\right)$$

$$= 0{,}0132$$

$$[E_V]_2 = \begin{bmatrix} -0{,}0641 & 0{,}0125 & 0{,}0378 \\ 0{,}0131 & -0{,}0645 & 0{,}0128 \\ 0{,}038 & 0{,}0128 & -0{,}0641 \end{bmatrix}$$

Le nombre de décimales conservées pour la notation de ces chiffres peut surprendre, de façon absolue, puisque nous travaillons avec un modèle de variation obtenu grâce à une approximation sur la valeur réelle de la tension de sortie.

Mais relativement au modèle, cette précision se justifie par la nécessité d'inverser la matrice d'évolution, opération qui peut générer des écarts importants sans une telle précaution.

La matrice inverse vaut donc

$$[E_V]_2^{-1} = \begin{bmatrix} -28{,}5621 & -9{,}2345 & -18{,}6841 \\ -9{,}5636 & -19{,}2392 & -9{,}4831 \\ -18{,}8242 & -9{,}3110 & -28{,}5548 \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'évolution s'écrit

$$[E_{V0}]_2 = \begin{bmatrix} 0{,}0335 \\ 0{,}019 \\ -0{,}0199 \end{bmatrix}$$

Les valeurs numériques de convergence valent alors

$$\boxed{[V(t)]_{conv} = \begin{bmatrix} 0{,}762 \\ 0{,}4976 \\ 0{,}2406 \end{bmatrix} \cdot V_0 \approx \begin{bmatrix} 305 \\ 199 \\ 96 \end{bmatrix} \text{Volts}}$$

Eq 4.8 : valeurs numériques de convergence pour la zone de variation n°2

Ces résultats vérifient les tracés présentés aux figure 3.6 et 4.3

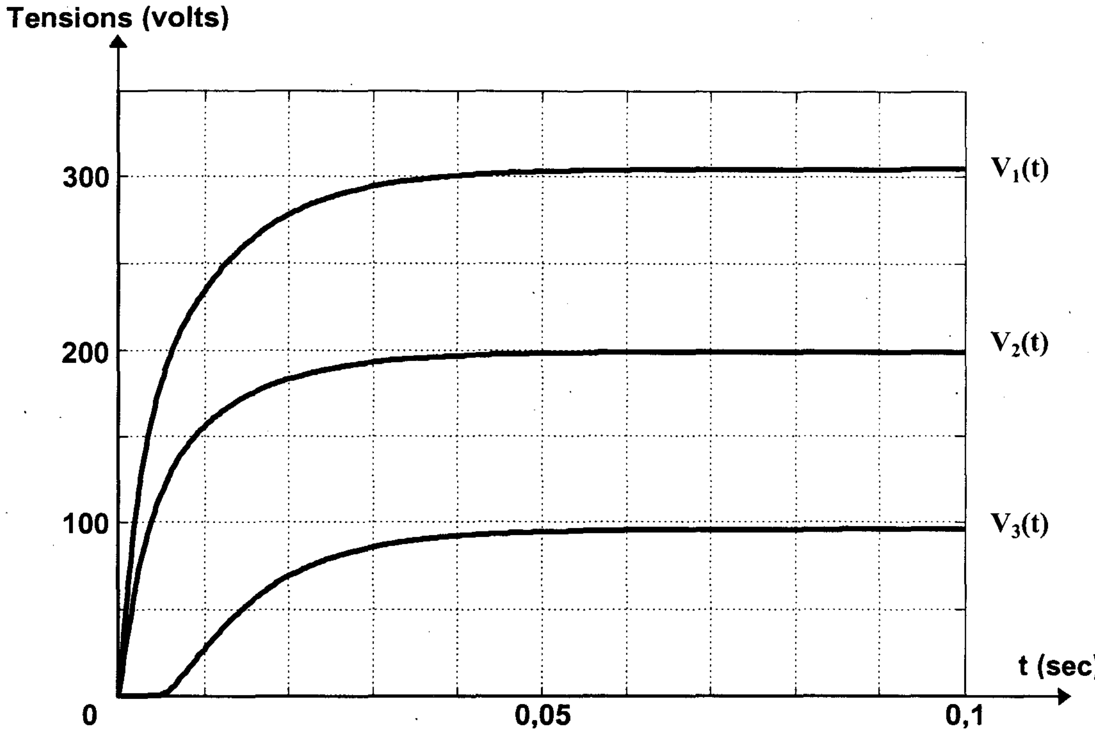


Figure 4.3 : Evolution des tensions pour r(t) = 0,6

Simulation par modèle de variation

I.2.3 Zone de variation n°3 : r(t) = 0,4

$$\boxed{\Delta T_{H_{zone3}} = (0{,}5 - r)\cdot T_{com}}$$

Eq 4.9 : expression littérale de ΔT_H pour la zone de variation n°3

$$\boxed{\Delta T_{B_{zone3}} = (r - 0{,}25)\cdot T_{com}}$$

Eq 4.10 : expression littérale de ΔT_B pour la zone de variation n°3

$$\Delta T_{H_{r=0,4}} = 0{,}1 \cdot T_{com}$$

$$E_H = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_{H_{zone3}}}{\tau}\right)$$

$$= 0{,}0132$$

$$\Delta T_{B_{r=0,4}} = 0{,}15 \cdot T_{com}$$

$$E_B = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_{B_{zone3}}}{\tau}\right)$$

$$= 0{,}0198$$

$$[E_v]_3 = \begin{bmatrix} -0{,}0641 & 0{,}0126 & 0{,}0378 \\ 0{,}0131 & -0{,}0645 & 0{,}0127 \\ 0{,}0380 & 0{,}0129 & -0{,}0641 \end{bmatrix}$$

$$[E_v]_3^{-1} = \begin{bmatrix} -28{,}5548 & -9{,}2953 & -18{,}6841 \\ -9{,}4991 & -19{,}2392 & -9{,}4211 \\ -18{,}8242 & -9{,}3743 & -28{,}5621 \end{bmatrix}$$

$$[E_{v0}]_3 = \begin{bmatrix} 0{,}033 \\ 0{,}018 \\ -0{,}0195 \end{bmatrix}$$

$$\boxed{[V(t)]_{conv} = \begin{bmatrix} 0{,}7539 \\ 0{,}4933 \\ 0{,}2409 \end{bmatrix} \cdot V_0 \approx \begin{bmatrix} 302 \\ 197 \\ 96 \end{bmatrix} \text{Volts}}$$

Eq 4.11 : valeurs de convergence
pour la zone de variation n°3

Ces résultats vérifient les tracés présentés aux figure 3.7 et 4.4

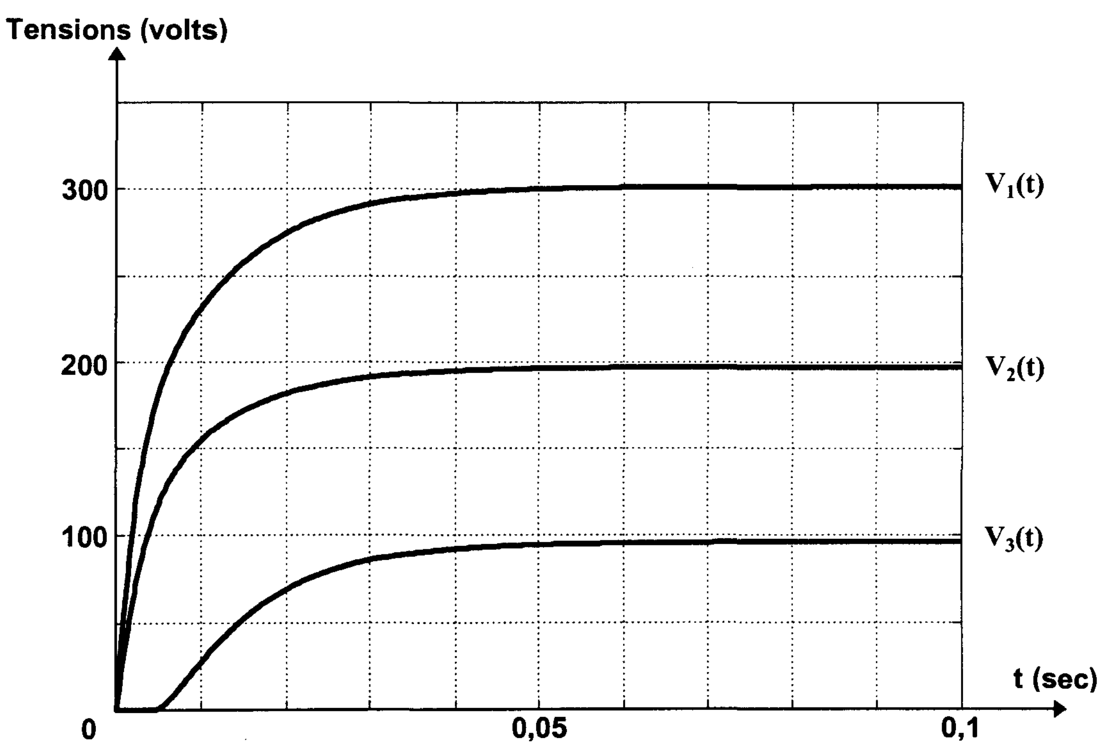


Figure 4.4 : Evolution des tensions pour r(t) = 0,4
Simulation par modèle de variation

I.2.4 Zone de variation n°4 : r(t) = 0,15

$$\boxed{\Delta T_{B_{zone4}} = r \cdot T_{com}}$$

Eq 4.12 : expression littérale de ΔT_B pour la zone de variation n°4

$$\Delta T_{B_{r=0,15}} = 0{,}15 \cdot T_{com}$$

$$E_B = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta T_{B_{zone4}}}{\tau}\right)$$

$$= 0{,}0198$$

$$[E_v]_4 = \begin{bmatrix} -0{,}0392 & 0{,}0194 & 0 \\ 0{,}0194 & -0{,}0392 & 0{,}0198 \\ 0{,}0004 & 0{,}019 & -0{,}0392 \end{bmatrix}$$

$$[E_v]_4^{-1} = \begin{bmatrix} -37{,}9397 & -24{,}8752 & -12{,}562 \\ -25{,}1239 & -50{,}2529 & -25{,}3777 \\ -12{,}562 & -24{,}6265 & -37{,}9397 \end{bmatrix}$$

$$[E_{v0}]_4 = \begin{bmatrix} 0{,}0198 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\boxed{[V(t)]_{conv} = \begin{bmatrix} 0{,}7513 \\ 0{,}4975 \\ 0{,}2487 \end{bmatrix} \cdot V_0 \approx \begin{bmatrix} 301 \\ 199 \\ 99 \end{bmatrix} \text{Volts}}$$

Eq 4.13 : valeurs de convergence pour la zone de variation n°4

Ces résultats vérifient les tracés présentés aux figures 3.8 et 4.5

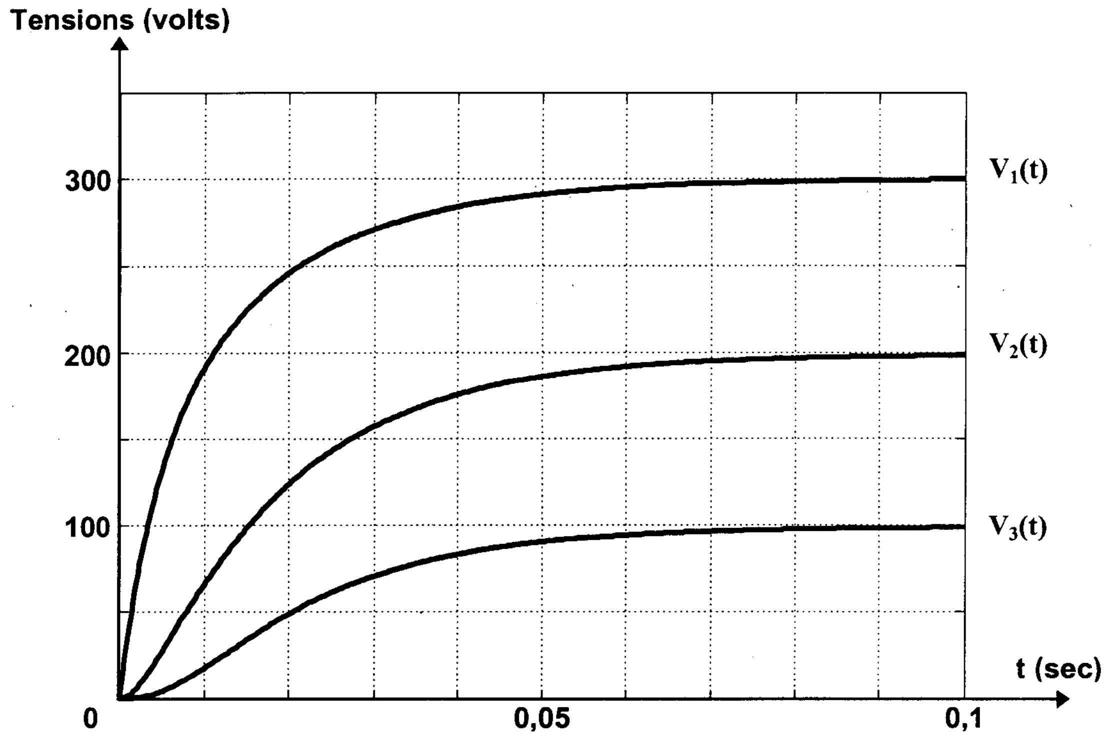


Figure 4.5 : Evolution des tensions pour r(t) = 0,15
Simulation par modèle de variation

I.3 Conclusions

L'étude que nous venons de mener afin d'expliquer le phénomène de convergence et de déterminer les valeurs d'équilibre s'est faite par analyse du modèle de variation développé dans le cas d'une charge purement résistive. Une démarche identique peut être envisagée à l'aide du modèle de variation propre à la charge résistive-inductive, mais il semble évident que les calculs soient alors beaucoup plus complexes.

II ETUDE D'UN PHENOMENE DE CHARGE INCORRECT

Des phénomènes de déséquilibre ont été mis en évidence lors de précédents travaux traitant des convertisseurs multicellulaires parallèles [35] [36] [37]. L'étude menée à ce sujet, se référant aux harmoniques contenues dans le courant de sortie, a permis d'affirmer que «dans un fonctionnement du convertisseur multicellulaire parallèle en mode hacheur, le nombre de cellules de commutation en parallèle devra être un nombre premier » afin d'éviter toute difficulté.

Nous proposons, au cours de cette deuxième partie, d'analyser le cas du hacheur série quatre cellules débitant sur charge purement résistive à l'aide du modèle de variation développé au chapitre II.

II.1 Description

Le hacheur quatre cellules présente un dysfonctionnement pour une onde de référence égale à 0,5 (figure 4.6 - $R = 30\ \Omega$).

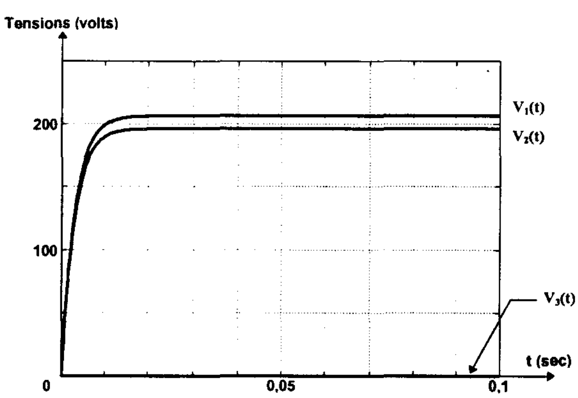


Figure 4.6 (a)
Simulation du modèle de variation

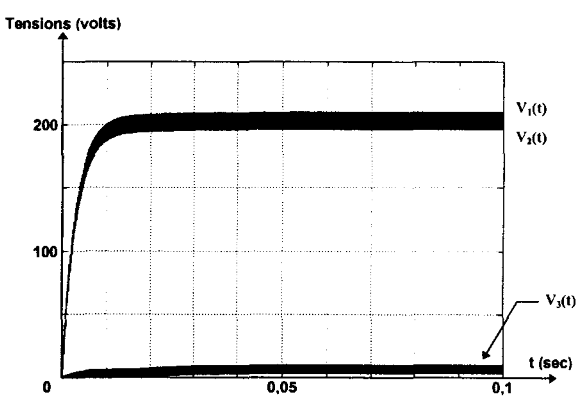


Figure 4.6 (b)
Simulation du convertisseur réel

Bien que la convergence des tensions ait toujours lieu, celle-ci ne se fait plus autour des valeurs d'équilibre vues précédemment.

Les tensions $V_1(t)$ et $V_2(t)$ convergent vers des valeurs proches de $\frac{V_0}{2}$ (dans le cas présent, 200 Volts), tandis que la troisième tension demeure très faible, proche de zéro Volts.

Un changement de référence rétabli l'équilibre des tensions (figures 4.7).

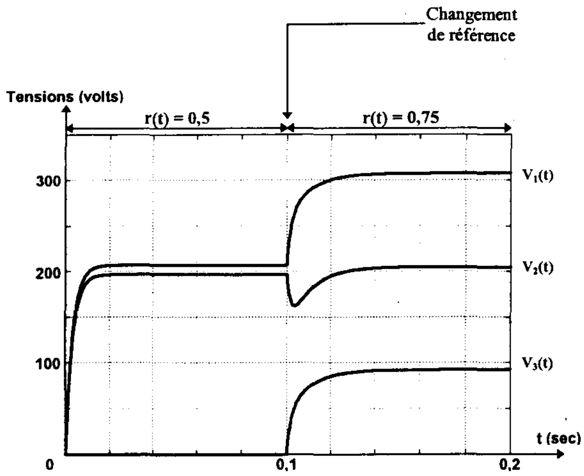


Figure 4.7 (a)
Simulation du modèle de variation

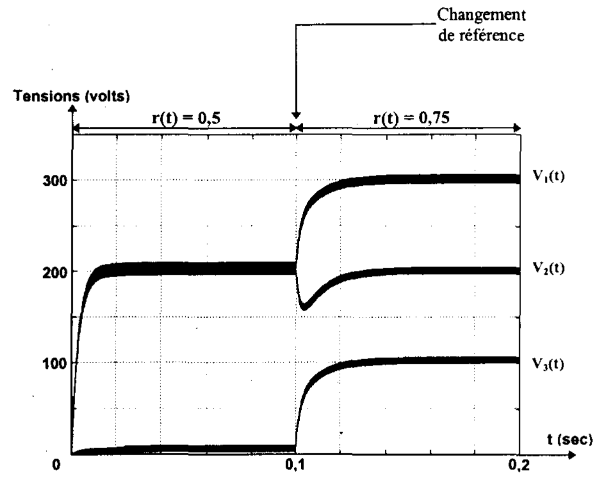


Figure 4.7 (b)
Simulation du convertisseur réel

Ce phénomène a fait l'objet d'une vérification expérimentale. Pour cela, la réalisation d'un hacheur quatre cellules a été envisagée, dont la description est donnée en annexe.

Le relevé effectué est indiqué figure 4.7 (c).

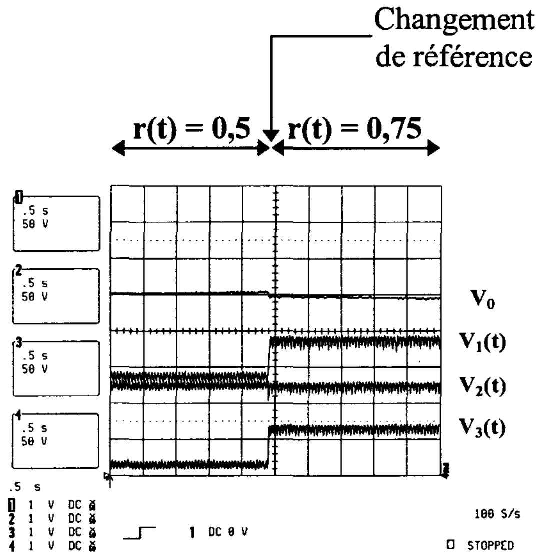


Figure 4.7 (c) : Vérification expérimentale
du phénomène de déséquilibre

Des simulations menées pour un débit sur charge résistive-inductive montrent que ce phénomène s'atténue d'autant plus que la charge est fortement inductive.

- **R = 10 Ω , L = 0,5 mH**

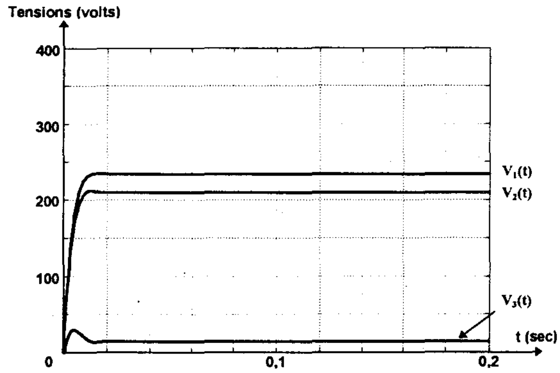


Figure 4.8 (a)
Simulation du modèle de variation

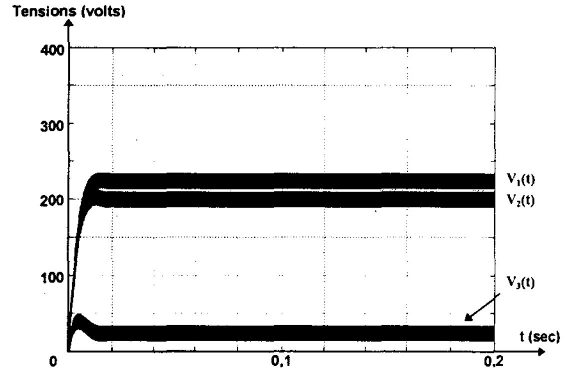


Figure 4.8 (b)
Simulation du convertisseur réel

- **R = 10 Ω , L = 2 mH**

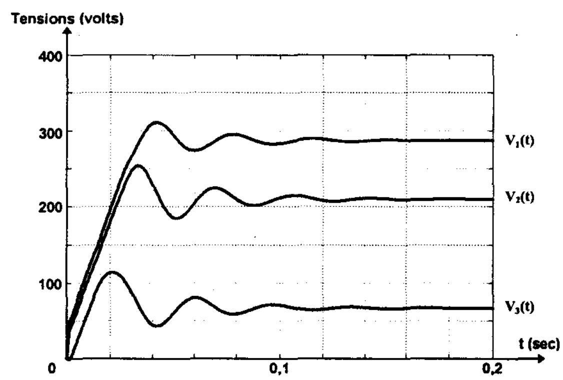


Figure 4.9 (a)
Simulation du modèle de variation

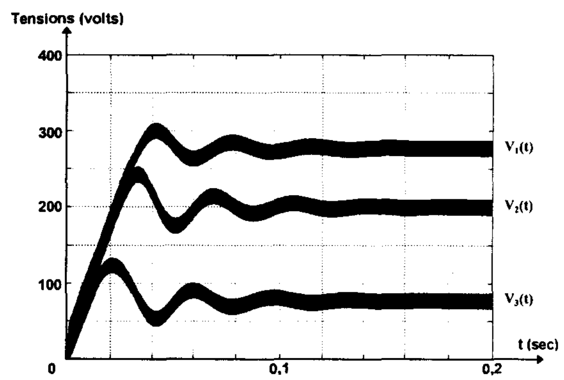


Figure 4.9 (b)
Simulation du convertisseur réel

II.2 Analyse

La valeur de référence r(t) = 0,5 est à la limite des zones de variation 2 et 3. Chacune d'elles peut donc servir de support à cette étude. Nous choisirons la zone de variation 3.

II.2.1 Détermination des matrice et vecteur d'évolution $[E_v]_{r=0,5}$ et $[E_{v0}]_{r=0,5}$

Une onde de référence constante, égale à r(t) = 0,5 correspond à la limite supérieure de la zone de variation n°3.

Les paramètres sont alors :

$$\Delta T_{H_{r=0,5}} = (0,5 - r) \cdot T_{com} = 0$$

$$\Delta T_{B_{r=0,5}} = (r - 0,25) \cdot T_{com} = 0,25 \cdot T_{com}$$

$$E_H = 1 - \exp\left(- \frac{\Delta T_{H_{r=0,5}}}{\tau} \right) = 0$$

$$E_B = 1 - \exp\left(- \frac{\Delta T_{B_{r=0,5}}}{\tau} \right) = 0,0328$$

Par la suite, nous noterons $E = E_B$ et $\overline{E} = 1 - E$.

La matrice d'évolution et le vecteur d'évolution deviennent

$$\boxed{[E_v]_{r=0,5} = \begin{bmatrix} -2 \cdot E \cdot \overline{E} & 0 & 2 \cdot E \cdot \overline{E} \\ 0 & -E \cdot (1 + \overline{E}) & 0 \\ 2 \cdot E \cdot \overline{E} & 0 & -2 \cdot E \cdot \overline{E} \end{bmatrix}}$$

Eq 4.14 : matrice d'évolution pour r(t) = 0,5

$$\boxed{[E_{v0}]_{r=0,5} = \begin{bmatrix} E \\ E \cdot \overline{E} \\ -E \end{bmatrix}}$$

Eq 4.15 : vecteur d'évolution pour r(t) = 0,5

Les première et troisième lignes de $[E_v]_{r=0,5}$, identiques au signe prés, annulent le déterminant de la matrice, interdisant ainsi son inversion.

L'étude de convergence des tensions ne peut donc se faire de la façon vue précédemment, c'est à dire par inversion du système.

La détermination des tensions d'équilibre s'obtient par résolution du système

$$\begin{cases} -2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_1(t) & & +2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_3(t) & +E\cdot V_0 & =0 \\ & -E\cdot\left(1+\overline{E}\right)\cdot V_2(t) & & +E\cdot \overline{E}\cdot V_0 & =0 \\ 2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_1(t) & & -2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_3(t) & -E\cdot V_0 & =0 \end{cases}$$

Les première et troisième lignes sont équivalentes. Ce système se réduit donc à deux équations à trois inconnues.

$$\begin{cases} V_1(t) & & -V_3(t) & =\dfrac{1}{2\cdot\overline{E}}\cdot V_0 \\ & V_2(t) & & =\dfrac{\overline{E}}{\left(1+\overline{E}\right)}\cdot V_0 \end{cases}$$

II.2.2 Interprétation

La variation et la convergence de $V_2(t)$ sont indépendantes des tensions $V_1(t)$ et $V_3(t)$. $V_2(t)$ va converger vers $\dfrac{\overline{E}}{\left(1+\overline{E}\right)}\cdot V_0$.

La variation et la convergence de $V_1(t)$ et $V_3(t)$ sont dépendantes, et les valeurs de convergence vérifient $V_{1_{conv}} = V_{3_{conv}} + \dfrac{V_0}{2\cdot\left(1-E\right)}$.

$$\boxed{\begin{array}{l} V_{1conv} = V_{3conv} + \dfrac{V_0}{2\cdot\overline{E}} \\[2ex] V_{2conv} = \dfrac{\overline{E}}{1+\overline{E}}\cdot V_0 \end{array}}$$

Eq 4.16 : expression littérale des tensions d'équilibre

Pour déterminer V_{1conv} et V_{3conv}, reportons nous au modèle de variation

$$\begin{cases} -2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_1(t) & & +2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_3(t) & +E\cdot V_0 & =\Delta V_1(T_{com}) \\ & -E\cdot\left(1+\overline{E}\right)\cdot V_2(t) & & +E\cdot \overline{E}\cdot V_0 & =\Delta V_2(T_{com}) \\ 2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_1(t) & & -2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_3(t) & -E\cdot V_0 & =\Delta V_3(T_{com}) \end{cases}$$

A ce système mathématique, il faut évidemment rajouter la condition physique due à la topologie du hacheur

$$0 \le V_1(t) \le V_2(t) \le V_3(t) \le V_0$$

Au démarrage du hacheur, les trois tensions sont nulles, donc

$$\Delta V_1\left(T_{com}\right) = E\cdot V_0$$

$$\Delta V_2\left(T_{com}\right) = E\cdot \overline{E}\cdot V_0$$

$$\Delta V_3\left(T_{com}\right) = -E\cdot V_0$$

La variation de la troisième tension est négative, ce qui veut dire que cette tension devrait décroître et devenir négative. Ce qui est impossible, puisque la structure du convertisseur l'interdit.

Par conséquent, la tension $V_3(t)$ reste nulle, sa variation également, et le modèle de variation devient

$$\begin{matrix} -2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_1(t) & & +E\cdot V_0 & =\Delta V_1(T_{com}) \\ & -E\cdot\left(1+\overline{E}\right)\cdot V_2(t) & +E\cdot \overline{E}\cdot V_0 & =\Delta V_2(T_{com}) \\ & & 0 & =\Delta V_3(T_{com}) \end{matrix}$$

$V_1(t)$ augmente donc, et ce modèle reste valable tant que $V_1(t) \le \frac{V_0}{2\cdot \overline{E}}$.

Quand cette valeur est atteinte, $\Delta V_1(T_{com})$ s'annule.

Or, à cet instant, la condition $V_1(t) = V_3(t) + \frac{V_0}{2 \cdot (1-E)}$ est vérifiée, puisque $V_3(t)$ est toujours nulle.

Cette condition étant synonyme de convergence des tensions $V_1(t)$ et $V_3(t)$, celles-ci n'évoluent plus. Dès que $V_2(t)$ vérifie sa condition de convergence, le système a atteint sa zone de stabilité définie par les valeur d'équilibre suivantes

$$\boxed{\begin{aligned} V_{1conv} &= \frac{V_0}{2 \cdot (1-E)} \\ V_{2conv} &= \frac{1-E}{2-E} \cdot V_0 \\ V_{3conv} &= 0 \end{aligned}}$$

Eq 4.17 : valeurs littérales d'équilibre pour r(t) = 0,5

En appliquant les grandeurs numériques, nous obtenons

$$\boxed{\begin{aligned} V_{1conv} &\approx 207 \text{ volts} \\ V_{2conv} &\approx 197 \text{ volts} \\ V_{3conv} &= 0 \text{ volts} \end{aligned}}$$

Eq 4.18 : valeurs numériques d'équilibre pour r(t) = 0,5

Ces valeurs confirment les tracés présentés aux figures 4.6.

Il est important de signaler que ce phénomène se produit au moment du démarrage, car les tensions sont initialement nulles.

Si l'on impose une onde de référence r(t) égale à 0,5 alors que le système a déjà atteint son état d'équilibre, de légères variations apparaissent, mais sans conséquences pour le fonctionnement du hacheur.

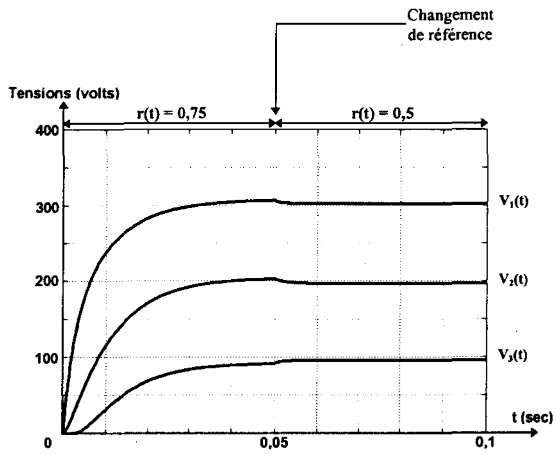


Figure 4.10 (a)
Simulation du modèle de variation

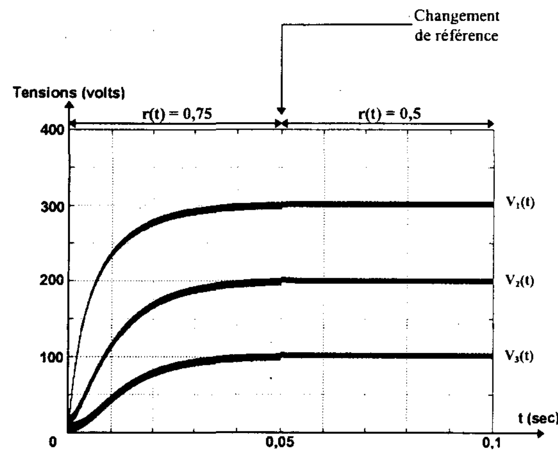


Figure 4.10 (b)
Simulation du convertisseur réel

II.3 Conclusions

L'étude du hacheur quatre cellules, pour une onde de référence constante égale à 0,5 , montre que le phénomène de charge anormale des condensateurs se traduit par une écriture particulière du modèle de variation.

Il semble donc possible d'établir un lien entre la commande appliquée au hacheur, pour une onde de référence choisie, et un éventuel déséquilibre des tensions flottantes.

III INFLUENCE DE LA COMMANDE SUR LE DESEQUILIBRE DES TENSIONS FLOTTANTES

III.1 Hacheur 4 cellules

III.1.1 Influence de la commande

Nous l'avons vu précédemment, le modèle de variation devient, pour r(t) égal à 0,5 :

$$\begin{cases} -2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_1(t) & & +2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_3(t) & +E\cdot V_0 & =\Delta V_1(T_{com}) \\ & -E\cdot\left(1+\overline{E}\right)\cdot V_2(t) & & +E\cdot \overline{E}\cdot V_0 & =\Delta V_2(T_{com}) \\ 2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_1(t) & & -2\cdot E\cdot \overline{E}\cdot V_3(t) & -E\cdot V_0 & =\Delta V_3(T_{com}) \end{cases}$$

Sur une période T_{com}, la variation subie par la tension $V_2(t)$ est indépendante des tensions $V_1(t)$ et $V_3(t)$ (cf. 2ème égalité). Ce qui signifie que sur ce laps de temps, le condensateurs C_2 n'a, à aucun moment, été connecté directement ou indirectement à l'un des condensateurs C_1 et C_3.

En revanche, les condensateurs C_1 et C_3 ont été connectés directement (cf. 1ère et 3ème égalités).

Par liaison indirecte de deux condensateurs, nous entendons le cas où ceux-ci ont été connectés au moins une fois, directement ou non, à un même troisième condensateur.

Afin de vérifier cette affirmation, reportons nous aux quatre domaines de variation traversés par l'onde de référence, ainsi qu'aux vecteurs commandes qui s'y rattachent.

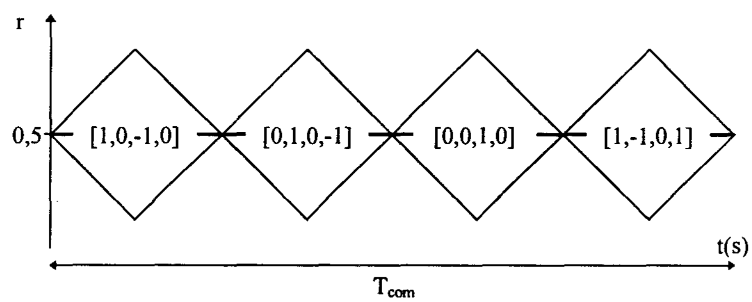


Figure 4.11 : Domaines de variation traversés par r(t) = 0,5 et vecteurs commande associés

1er domaine : $[\Delta M(t_i)]$=[1 , 0 , -1 , 0]

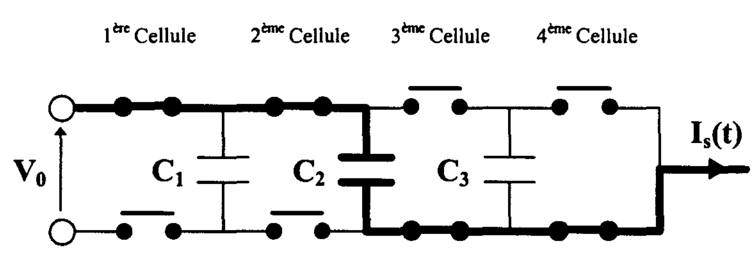


Figure 4.12

Dans cette configuration de commande, seul C_2 est traversé par le courant de sortie.

Par conséquent, lors de la traversée du premier domaine, C_2 n'est relié à aucun des deux autres condensateurs.

$2^{ème}$ domaine : $[\Delta M(t_i)]=[\ 0\ ,1\ ,0\ ,-1\ ]$

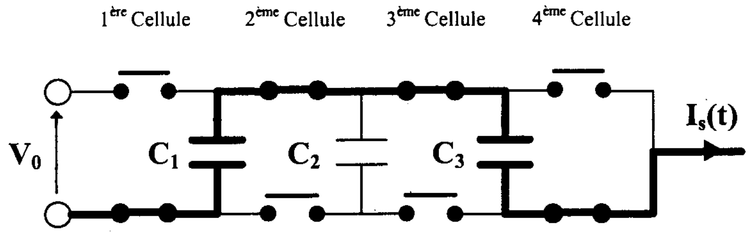


Figure 4.13

Dans cette configuration de commande, C_1 et C_3 sont traversés par le courant de sortie.

Par conséquent, lors de la traversée du deuxième domaine, les condensateurs C_1 et C_3 sont reliés entre eux, mais pas à C_2.

$3^{ème}$ domaine : $[\Delta M(t_i)]=[\ 0\ ,0\ ,1\ ,0\ ]$

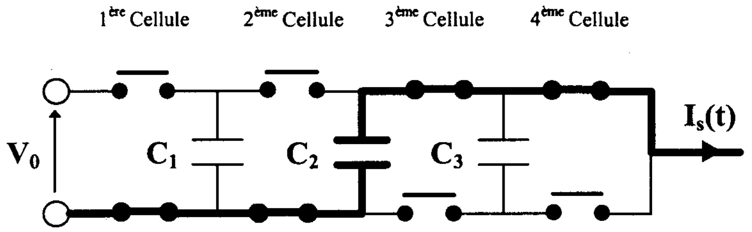


Figure 4.14

Dans cette configuration de commande, seul C_2 est traversé par le courant de sortie.

Par conséquent, lors de la traversée du troisième domaine, C_2 n'est relié à aucun des deux autres condensateurs.

4ème domaine : [ΔM(t_i)]=[1 , -1 , 0 , 1]

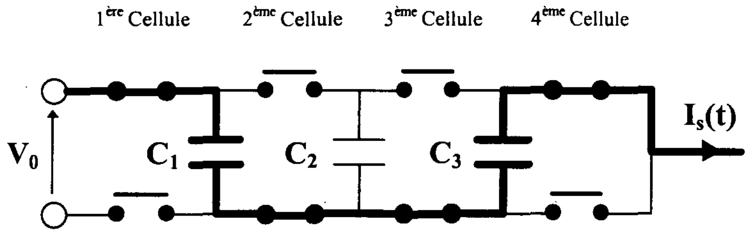


Figure 4.15

Dans cette configuration de commande, C_1 et C_3 sont traversés par le courant de sortie.

Par conséquent, lors de la traversée du quatrième domaine, les condensateurs C_1 et C_3 sont reliés entre eux, mais pas à C_2.

III.1.2 Conclusions

Si l'on résume ce qui précède, nous voyons que, pour une onde de référence r(t) égale à 0,5 :

- C_2 n'est à aucun moment connecté à C_1 ou C_3
- C_1 et C_3 sont connectés ensemble à deux reprises

Ces deux groupes de condensateurs évoluant de façons tout à fait indépendantes, il semble évident que l'équilibrage des tensions ne puisse se faire correctement.

Par conséquent, dans la mesure où les porteuses sont régulièrement déphasées, l'équilibre des tensions sera respecté si, au cours d'une période T_{com}, tous les condensateurs sont au moins une fois directement ou indirectement reliés.

Une méthode graphique a été élaborée, basée sur cette règle, afin de déterminer si une onde de référence est susceptible d'entraîner un déséquilibre des tensions flottantes.

Cette méthode, appelée *graphe de liaison*, est détaillée ci-dessous.

III.2 Elaboration d'une méthode graphique : le graphe de liaison

Nous allons présenter et détailler cette méthode dans le cas du hacheur composé de quatre cellules. Ensuite, nous en étudierons la généralisation.

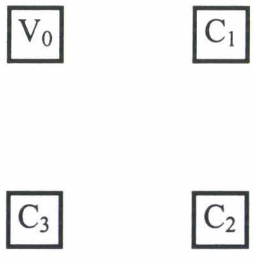
III.2.1 Cas du hacheur quatre cellules

Les valeurs de référence susceptibles de poser problème sont de la forme $r(t) = \frac{k}{n}$, $k \in \{1,\ldots,n-1\}$, où n est le nombre de cellules du hacheur.

Dans le cas présent, nous devons établir le graphe de liaison pour trois valeurs : $r(t) = \frac{1}{4}$, $r(t) = \frac{1}{2}$ et $r(t) = \frac{3}{4}$.

- $r(t) = \frac{1}{4}$

Dans un premier temps, il nous faut représenter la tension V_0 et les quatre condensateurs en une figure fermée :



Puis, pour chaque domaine de variation traversé par l'onde de référence, il s'agit de tracer les connexions directes entre condensateurs. Celles-ci correspondent aux valeurs non nulles de $\Delta m_j(t)$.

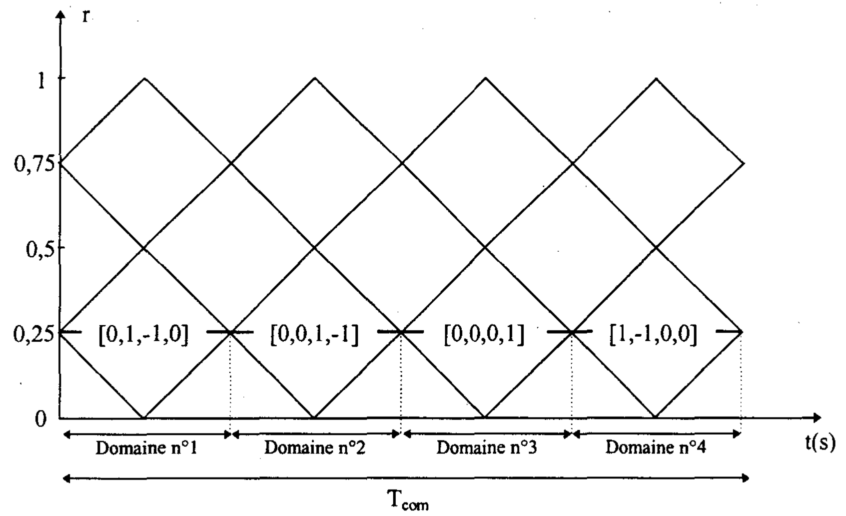
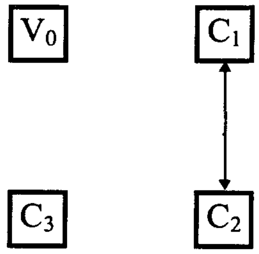


Figure 4.16 : Domaines de variation pour r(t) = 1/4

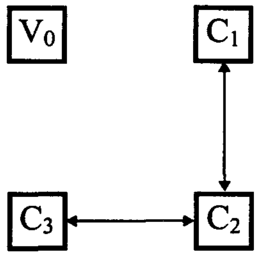
Domaine n°1

Seuls Δm_1 et Δm_2 sont différents de zéro, donc seuls les condensateurs C_1 et C_2 sont en liaison directe, d'où



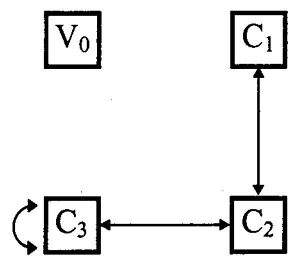
Domaine n°2

Seuls les condensateurs C_2 et C_3 sont en liaison directe, d'où l'évolution du graphe vers



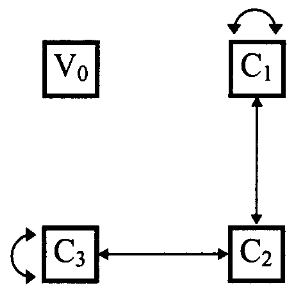
Domaine n°3

Le condensateur C_3 n'est en relation avec aucun autre, d'où l'évolution du graphe vers



Domaine n°4

Le condensateur C_1 n'est en relation avec aucun autre, d'où l'évolution du graphe vers



La lecture de ce graphe final montre que les condensateurs ont tous été reliés au cours d'une période T_{com} : C_2 de façon directe à C_1 et C_3, et donc C_1 et C_3 de façon indirecte par l'intermédiaire de C_2.

Par conséquent, nous pouvons conclure en observant ce graphe de liaison, que la valeur de référence $r(t)=\frac{1}{4}$ n'entraîne aucun déséquilibre des tensions flottantes.

- $r(t)=\frac{1}{2}$

Les domaines de variations traversés sont rappelés ci-dessous :

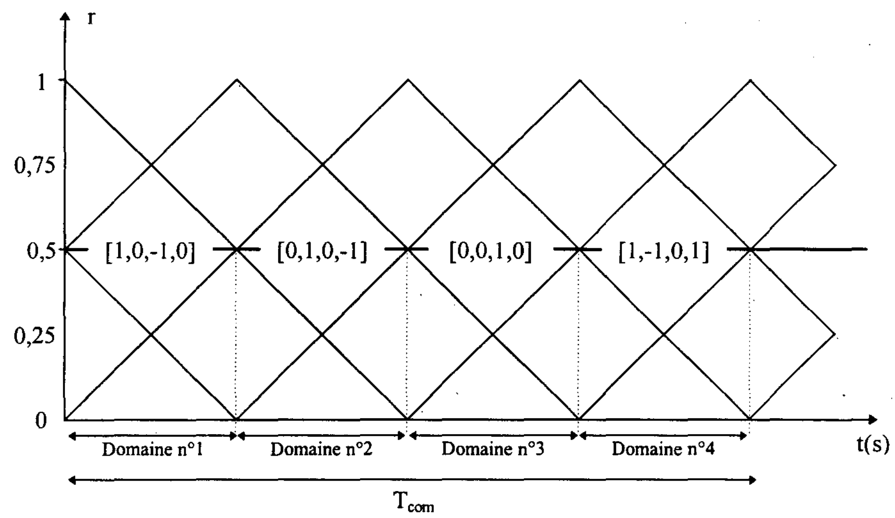
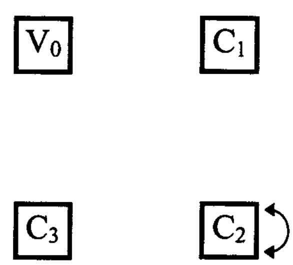


figure 4.17 : Domaines de variation pour r(t) = 1/2

La détermination du graphe de liaison se déroule de façon identique.

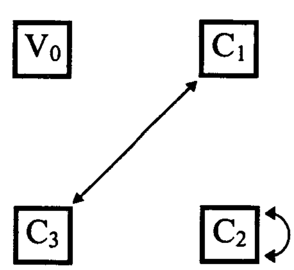
Domaine n°1

Le condensateur C_2 n'est en relation avec aucun autre :



Domaine n°2

Les condensateurs C_1 et C_3 sont reliés directement :



Les domaines 3 et 4 n'apportent aucune modification à ce graphe puisque l'on retrouve les situations vues précédemment.

Le graphe de liaison final est donc celui présenté ci-dessus. On peut y visualiser l'absence de connexion, directe et indirecte, entre C_2 d'une part, C_1 et C_3 d'autre part, ce que laissait paraître le modèle de variation.

- $r(t) = \frac{3}{4}$

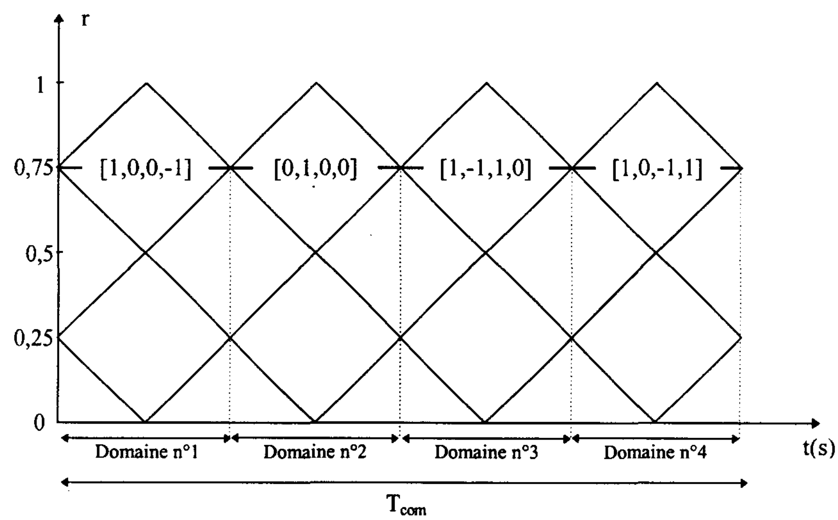
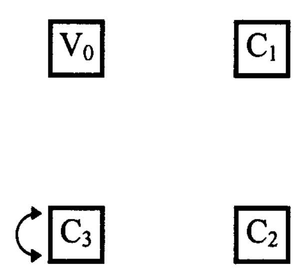


Figure 4.18 : Domaines de variation pour r(t) = 3/4

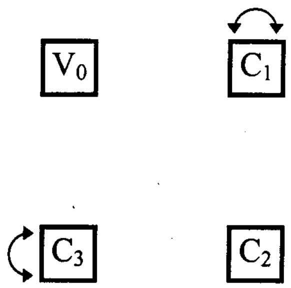
Domaine n°1

Le condensateur C_3 n'est connecté à aucun autre condensateur :



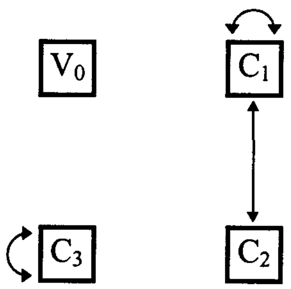
Domaine n°2

Le condensateur C_1 n'est connecté à aucun autre condensateur :



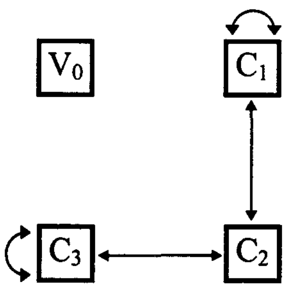
Domaine n°3

Les condensateurs C_1 et C_2 sont directement connectés :



Domaine n°4

Les condensateurs C_3 et C_2 sont directement connectés :



Nous pouvons constater que ce graphe est identique à celui obtenu pour $r(t)=\frac{1}{4}$. La référence $r(t)=\frac{3}{4}$ ne pose donc aucun problème de charge des condensateurs.

III.2.2 Généralisation du graphe de liaison

L'intérêt de cette généralisation est de ne plus être obligé de se référer aux domaines de variation pour constituer le graphe de liaison, ce qui est appréciable lorsque le nombre de cellules croît de façon importante.

La première étape consiste donc à représenter la tension V_0 et tous les condensateurs en une figure fermée. Pour un hacheur composé de n cellules, cette figure sera donc composée de V_0 et des n-1 condensateurs.

Nous fixons ensuite un point de départ et un point d'arrivée à notre graphe : pour une référence $r(t)=\frac{k}{n}$, k entier naturel, le point de départ sera le condensateur de numéro k, le point d'arrivée le condensateur de numéro n-k. Ces deux condensateurs sont en fait les deux seuls qui, au cours de l'un des domaines de variation traversés par l'onde de référence pendant T_{com}, ne sont reliés à aucun autre.

Le tracé se déroule comme suit : du point de départ, il s'agit de relier les condensateurs par bonds successifs de valeur k. Le condensateur de départ possédant le numéro k, le tracé ira successivement de C_k à C_{2k}, de C_{2k} à C_{3k}, de C_{3k} à C_{4k}, ...etc. Lorsqu'un premier tour de la figure fermée est achevé, le tracé se poursuit de la même façon, par bond de valeur k, en incluant V_0 dans le décompte. Ce tracé se termine lorsque le condensateur d'arrivée C_{n-k} est atteint.

A ce moment, si tous les condensateurs C_1 à C_{n-1} ont été abordés par le tracé, il est possible d'affirmer qu'aucun problème de charge des condensateurs ne se posera pour la référence $r(t)=\frac{k}{n}$.

Si tel n'est pas le cas, cette valeur de référence entraînera un déséquilibre des tensions flottantes.

Dans cette dernière hypothèse, un second tracé peut être entrepris en partant d'un condensateur non abordé par le premier tracé, en procédant de façon identique, et ainsi de suite, jusqu'à ce que tous les condensateurs aient été abordés par les tracés.

Les variations respectives des condensateurs reliés par un même tracé seront dépendantes des tensions mesurées aux bornes de ces mêmes condensateurs.

III.3 Conclusions sur le graphe de liaison

La méthode du graphe de liaison, appliquée à des hacheurs multicellulaires série composés d'un nombre variable de cellules, nous a permis de retrouver la règle émise en début de paragraphe, dans le cas de hacheurs multicellulaires parallèles : les structures sujettes à un problème de charge sont composées d'un nombre de cellules n qui n'est pas premier.

La détermination des valeurs de référence posant problème se fait de la façon suivante :

- Si le nombre de cellules n peut se décomposer sous la forme d'un produit unique, soit $n = p \times q$ (p et q différents de 1), alors ces références sont les multiples de $\frac{1}{p}$ et $\frac{1}{q}$.

- Si le nombre de cellules n peut se décomposer sous la forme de plusieurs produits, soit par exemple $n = p_1 \times q_1 = p_2 \times q_2$ (p_1, q_1, p_2 et q_2 différents de 1) avec $q_1 > q_2 > p_2 > p_1$, alors ces références sont les multiples de $\frac{1}{q_1}$ et $\frac{1}{q_2}$.

Prenons l'exemple d'un hacheur constitué de six cellules. Ce chiffre n'étant pas premier, cette structure présente un problème de charge. Puisque $6 = 2 \times 3$, les références provoquant un déséquilibre des tensions flottantes sont les multiples de $\frac{1}{3}$ et $\frac{1}{2}$, soit : $\frac{1}{3}$, $\frac{2}{3}$ et $\frac{1}{2}$.

Prenons maintenant l'exemple d'un hacheur constitué de douze cellules. Là aussi, ce nombre n'étant pas premier, cette structure présente un problème de charge. Puisque $12 = 2 \times 6 = 3 \times 4$, les références provoquant un déséquilibre des tensions flottantes sont les multiples de $\frac{1}{6}$ et $\frac{1}{4}$, soit : $\frac{1}{6}, \frac{2}{6}, \frac{3}{6}, \frac{4}{6}, \frac{5}{6}, \frac{1}{4}, \frac{2}{4}$ et $\frac{3}{4}$, c'est à dire $\frac{1}{6}, \frac{1}{4}, \frac{1}{3}, \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}$, et $\frac{5}{6}$.

Les graphes de liaison de ces deux exemples peuvent être consultés en annexe de ce mémoire.

CONCLUSIONS

Le modèle de variation développé au cours du chapitre II s'avère être un nouvel outil utile à la compréhension et à l'analyse des phénomènes de charge observés au sein des structures multicellulaires série, qu'il s'agisse de la convergence des tensions flottantes ou de la détermination de leurs valeurs d'équilibre.

Le graphe de liaison est quant à lui un outil simple permettant de déterminer les structures et les valeurs de références susceptibles d'occasionner des déséquilibres de charge.

CONCLUSION GENERALE

Deux aspects essentiels des convertisseurs à haute tension de sortie ont été abordés au cours de cette thèse.

Le premier, évoqué au chapitre I, consiste en l'élaboration d'une synthèse structurelle de ces topologies. Pour cela, différents types d'association entre cellules élémentaires de commutation ont été envisagés. Cette démarche permet de retrouver nombre de structures existantes, ainsi que de nouveaux types de convertisseurs qui toutefois n'offrent pas forcément d'avantages supplémentaires.

Le second concerne l'équilibrage des sources de tension flottante au sein du hacheur multicellulaire série.

Afin de comprendre les règles d'évolution des tensions mesurées aux bornes des condensateurs, un modèle de variation a été établi au cours du chapitre II, dans le cas d'une charge passive, résistive et résistive-inductive.

Ce modèle a été validé par simulation du hacheur quatre cellules. Les résultats issus de ces essais sont présentés au chapitre III.

Ce modèle est enfin exploité au chapitre IV afin d'analyser le phénomène de charge des condensateurs. Ainsi, la convergence des tensions flottantes et la détermination des valeurs d'équilibre sont elles expliquées. La mise au point d'une méthode graphique permet également de définir précisément les topologies multicellulaires susceptibles de présenter des défauts de charges.

Le développement de ce modèle de variation a eu pour but initial l'élaboration d'un outil de compréhension des phénomènes de charge des condensateurs. C'est pourquoi celui-ci a été développé dans un cas de commande particulier (déphasages réguliers entre porteuses). Il serait intéressant de le généraliser au cas d'une commande quelconque, afin d'en obtenir un outil de régulation des tensions flottantes, par action sur les déphasages entre porteuses.

Ensuite, une généralisation du type de charge devrait être envisagée, et plus particulièrement le cas d'une charge active.

Enfin, il semble important de préciser que la démarche utilisée pour l'élaboration de ce modèle, dans le cas particulier d'un hacheur multicellulaire série, peut être appliquée à tout type de convertisseur issu de cette topologie (onduleur, redresseur,...etc.), mais qu'elle peut également être appliquée à tout autre topologie constituée de sources de tension flottantes (mise en série de ponts, structures N.P.C.,...etc.).

ANNEXE 1

GRAPHES DE LIAISON APPLIQUES AUX HACHEURS SIX CELLULES ET DOUZE CELLULES

Nous allons présenter ici deux cas de hacheurs multicellulaires au sein desquels apparaissent des déséquilibres de tensions flottantes : le hacheur six cellules et le hacheur douze cellules.

Nous détaillerons le cas du hacheur six cellules : les graphes de liaisons seront établis de la façon indiquée au chapitre IV. Les conclusions déduites de leur observation seront vérifiées par simulation du hacheur réel, réalisée grâce au logiciel SIMULINK™.

En ce qui concerne le hacheur douze cellules, nous nous limiterons à la présentation des graphes de liaison.

I LE HACHEUR SIX CELLULES

Parmi les références susceptibles initialement de poser problème, se trouvent les valeurs de la forme $\frac{k}{6}$, k entier naturel, soit $\frac{1}{6}, \frac{2}{6}, \frac{3}{6}, \frac{4}{6}, \frac{5}{6}$. L'utilisation du graphe de liaison, au chapitre IV, a permis de conclure que seules les valeurs $\frac{1}{3}, \frac{1}{2}$ et $\frac{2}{3}$ provoquent un dysfonctionnement.

Vérifions ces affirmations en établissant les différents graphes.

I.1 Les graphes de liaison

a) $r(t) = \frac{1}{6}$, soit $k = 1$

Le point de départ se situe donc au condensateur C_1 et le point d'arrivée au condensateur C_5.

Le tracé s'effectue en progressant d'un condensateur au condensateur adjacent.

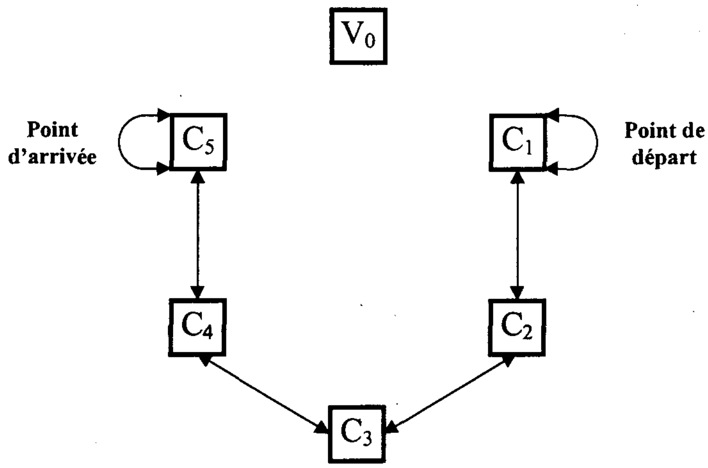


figure A.1 : graphe de liaisons du hacheur six cellules

r(t) = 1/6

Puisque tous les condensateurs sont abordés par le premier tracé, nous pouvons conclure que cette valeur de référence ne posera aucun problème.

b) $r(t) = \frac{1}{3}$, soit $k = 2$

Les points de départ et d'arrivée sont respectivement C_2 et C_4.

Le tracé s'effectue par bond d'un condensateur.

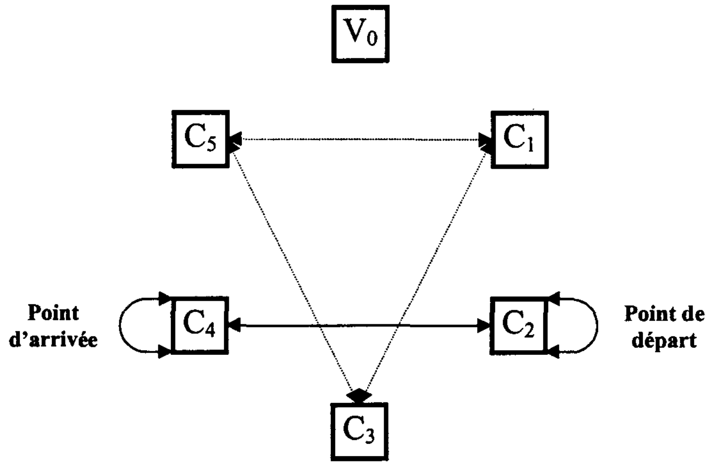


figure A.2 : graphe de liaisons du hacheur six cellules

r(t) = 1/3

Le premier tracé (trait continu), ne permet pas d'aborder tous les condensateurs. Un second (trait discontinu) est nécessaire pour tous les prendre en compte.

Par conséquent, cette valeur de référence va occasionner un déséquilibre des tensions flottantes.

Nous pouvons affirmer également que les variations $\Delta V_1(t), \Delta V_3(t)$ et $\Delta V_5(t)$ dépendront uniquement, en dehors de V_0, des tensions $V_1(t), V_3(t)$ et $V_5(t)$, et que de même les variations $\Delta V_2(t)$ et $\Delta V_4(t)$ dépendront uniquement, en dehors de V_0, des tensions $V_2(t)$ et $V_4(t)$.

c) $r(t) = \frac{1}{2}$, soit $k = 3$

Les points de départ et d'arrivée sont confondus en C_3.

Le tracé s'effectue par bond de deux condensateurs.

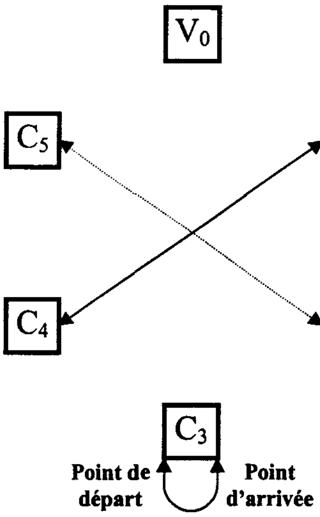


figure A.3 : graphe de liaisons du hacheur six cellules

r(t) = 1/2

Cette valeur de référence, pour des raisons identiques, provoque un déséquilibre des tensions flottantes.

Toutefois, celui-ci sera différent de celui occasionné par $r(t) = \frac{1}{3}$, puisque maintenant les évolutions de $V_1(t)$ et $V_4(t)$ sont dépendantes, ainsi que les évolutions de $V_2(t)$ et $V_5(t)$.

d) $r(t) = \frac{2}{3}$, soit $k = 4$

Les points de départ et d'arrivée sont respectivement en C_4 et C_2.

Le tracé s'effectue par bond de trois condensateurs.

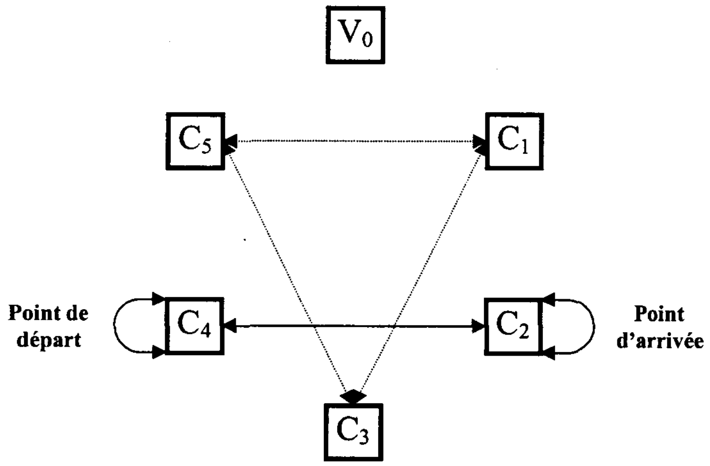


figure A.4 : graphe de liaisons du hacheur six cellules
r(t) = 2/3

Nous retrouvons le cas déjà observé pour $r(t) = \frac{1}{3}$. Ceci s'explique par la symétrie des deux valeurs de référence par rapport à $\frac{1}{2}$.

Les conclusions sont donc rigoureusement identiques.

e) $r(t) = \frac{5}{6}$, soit $k = 5$

Les points de départ et d'arrivée sont respectivement en C_5 et C_1.

Le tracé s'effectue par bond de quatre condensateurs.

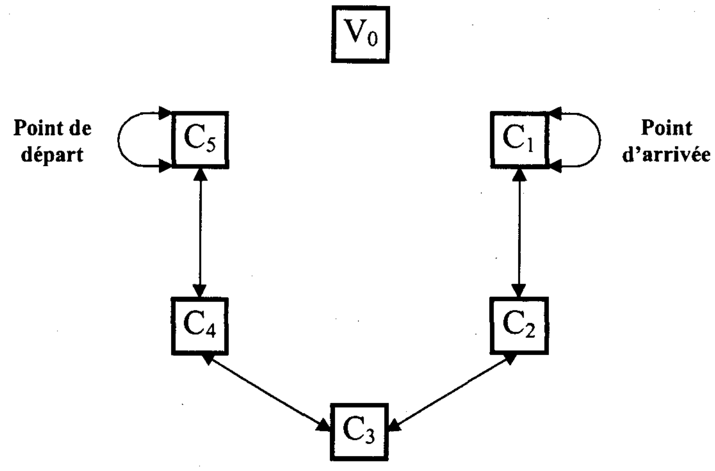


figure A.5 : graphe de liaisons du hacheur six cellules

r(t) = 5/6

Ce cas, pour la même raison de symétrie, est identique au cas $r(t) = \frac{1}{6}$.

Il nous reste maintenant à simuler ces différents cas afin de valider les conclusions.

I.2 Simulations des différents cas

a) $r(t) = \frac{1}{6}$

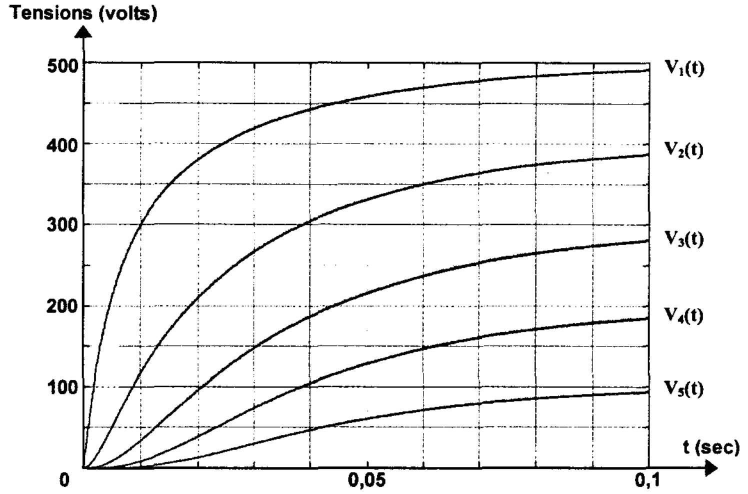


figure A.6 : simulation du hacheur six cellules

r(t) = 1/6

La charge s'effectue correctement : cette référence ne pose aucun problème.

b) $r(t) = \frac{1}{3}$

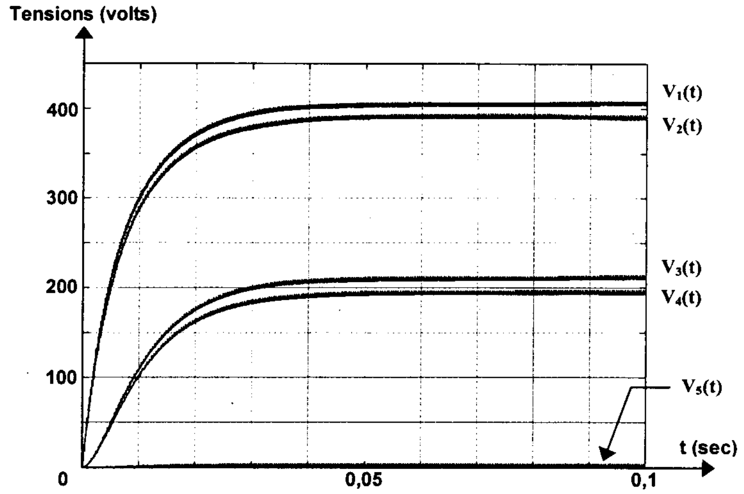


figure A.7 : simulation du hacheur six cellules

r(t) = 1/3

Un déséquilibre des tensions est bien visible pour cette valeur de référence.

c) $r(t) = \frac{1}{2}$

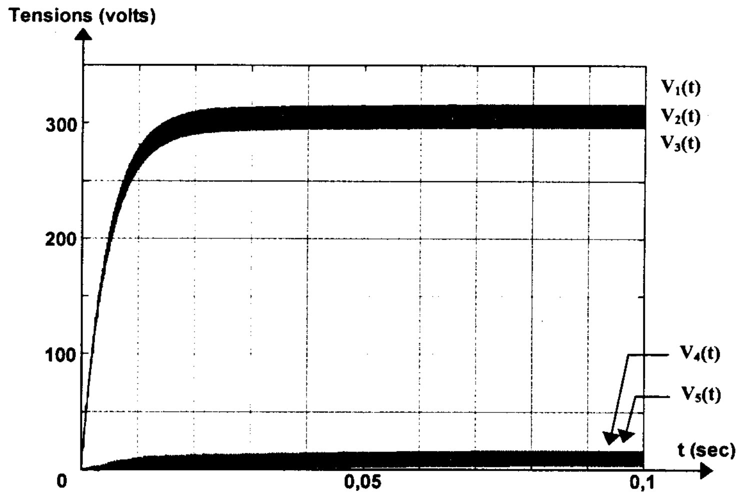


figure A.8 : simulation du hacheur six cellules

r(t) = 1/2

Un déséquilibre des tensions est visible pour cette valeur de référence, mais les valeurs d'équilibre des tensions flottantes sont différentes que dans le cas $r(t) = \frac{1}{3}$. Nous retrouvons ici un cas similaire à celui observé lors de l'étude du hacheur quatre cellules, pour la même valeur de référence.

d) $r(t) = \frac{2}{3}$

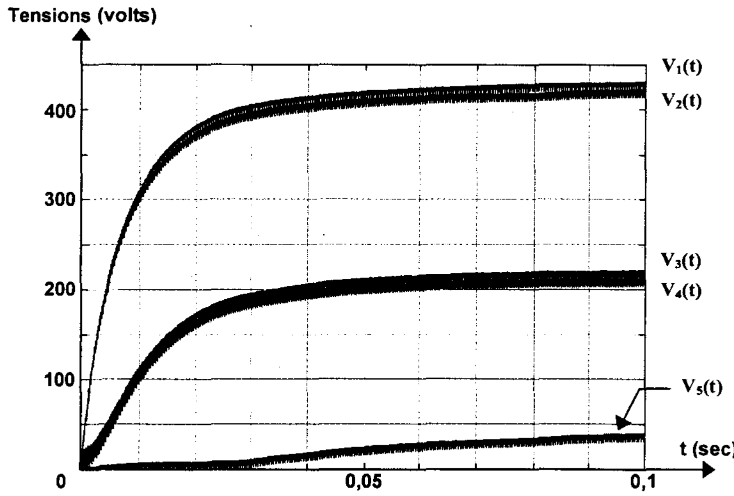


figure A.9 : simulation du hacheur six cellules

r(t) = 2/3

Ce cas est identique à celui observé pour $r(t) = \frac{1}{3}$.

e) $r(t) = \frac{5}{6}$

Ce cas, identique à celui observé pour $r(t) = \frac{1}{6}$, ne présente aucun problème.

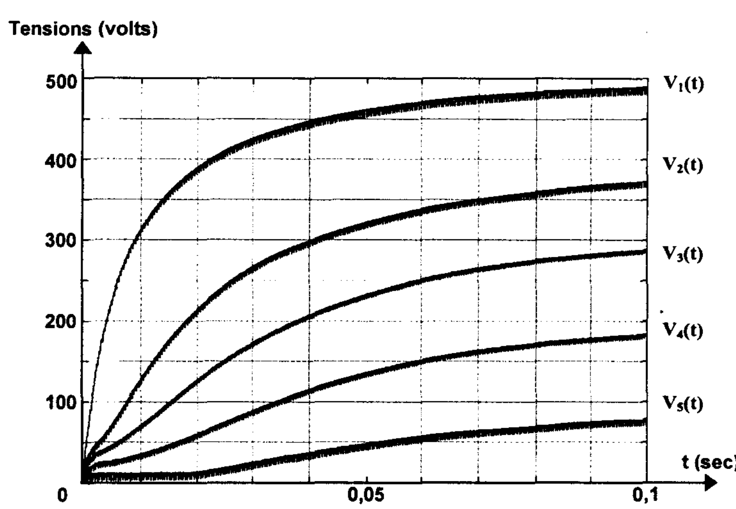


figure A.10 : simulation du hacheur six cellules

r(t) = 5/6

II LE HACHEUR DOUZE CELLULES

Les références susceptibles de poser problème sont multiples de $\frac{1}{12}$. Nous avons établi au chapitre IV que seules les valeurs $\frac{1}{6}, \frac{1}{4}, \frac{1}{3}, \frac{1}{2}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}$, et $\frac{5}{6}$ provoquent réellement un déséquilibre des tensions flottantes. Affirmation que nous allons démontrer en établissant les différents graphes de liaison.

Nous ne traiterons que les valeurs de référence inférieures à $\frac{1}{2}$, puisqu'il existe une symétrie des résultats par rapport à cette grandeur.

a) $r(t) = \frac{1}{12}$

Cette référence ne pose aucun problème.

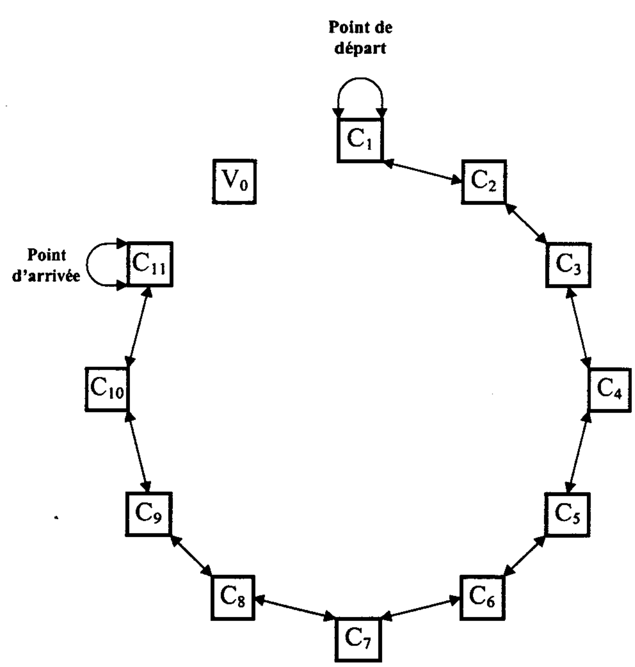


figure A.11 : graphe de liaisons du hacheur douze cellules
r(t) = 1/12

b) $r(t)=\dfrac{1}{6}$

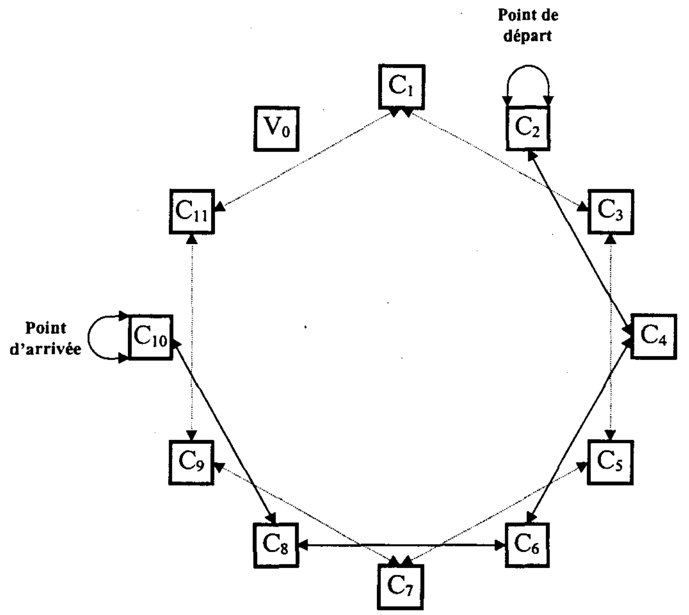


figure A.12 : graphe de liaisons du hacheur douze cellules
r(t) = 1/6

Puisque deux tracés sont nécessaires à l'élaboration de ce graphe, cette référence pose un problème.

Deux groupes distincts de tensions apparaissent :

- $V_2(t)$, $V_4(t)$, $V_6(t)$, $V_8(t)$ et $V_{10}(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_1(t)$, $V_3(t)$, $V_5(t)$, $V_7(t)$, $V_9(t)$ et $V_{11}(t)$ varieront de façon dépendante

c) $r(t)=\dfrac{1}{4}$

Ici, trois tracés sont nécessaires, donc cette référence pose également problème.

Trois groupes de tensions se distinguent :

- $V_1(t)$, $V_4(t)$, $V_7(t)$ et $V_{10}(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_2(t)$, $V_5(t)$, $V_8(t)$ et $V_{11}(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_3(t)$, $V_6(t)$ et $V_9(t)$ varieront de façon dépendante

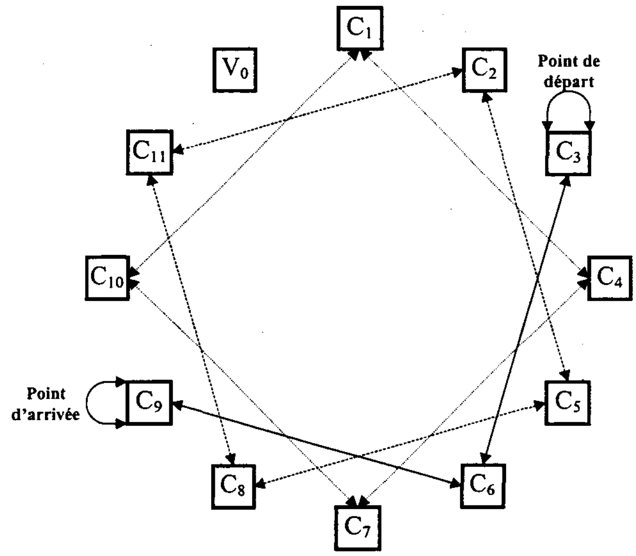


figure A.13 : graphe de liaisons du hacheur douze cellules

r(t) = 1/4

d) $r(t) = \frac{1}{3}$

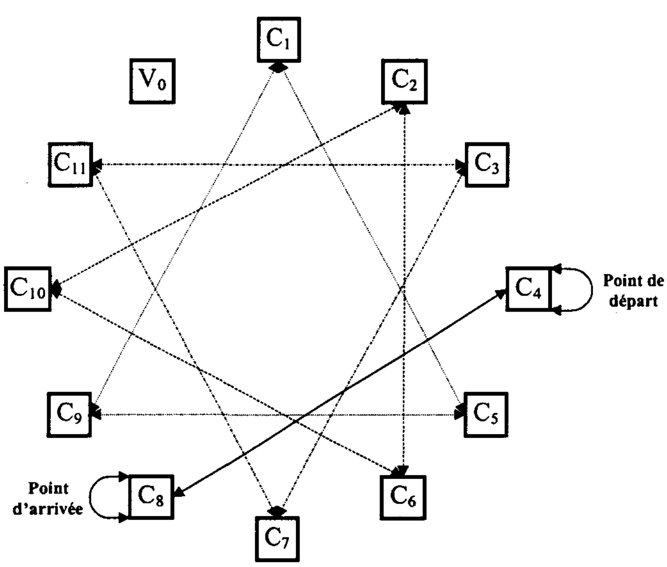


figure A.14 : graphe de liaisons du hacheur douze cellules

r(t) = 1/3

Cette référence pose problème, puisque quatre tracés sont nécessaires à l'élaboration de ce graphe de liaison.

Quatre groupes distincts de tensions apparaissent :

- $V_1(t)$, $V_5(t)$ et $V_9(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_2(t)$, $V_6(t)$ et $V_{10}(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_3(t)$, $V_7(t)$ et $V_{11}(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_4(t)$ et $V_8(t)$ varieront de façon dépendante

e) $r(t) = \frac{5}{12}$

Un seul tracé est nécessaire à l'élaboration de ce graphe de liaison, par conséquent, cette valeur de référence ne pose aucun problème.

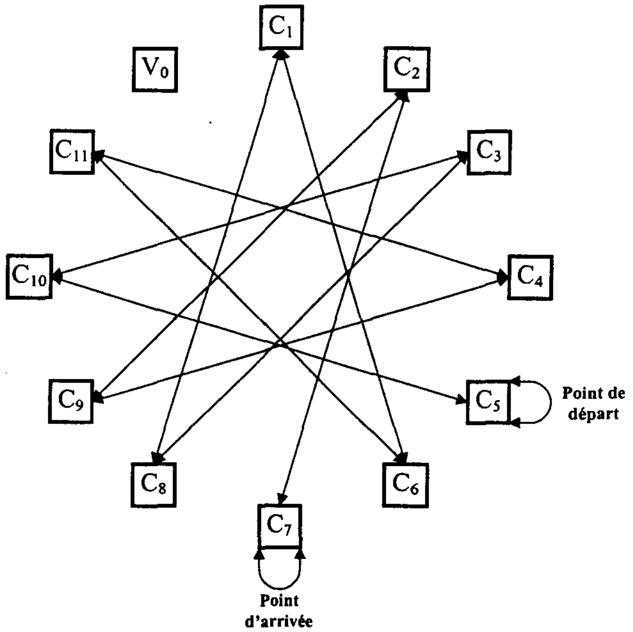


figure A.15 : graphe de liaisons du hacheur douze cellules

r(t) = 5/12

f) $r(t) = \frac{1}{2}$

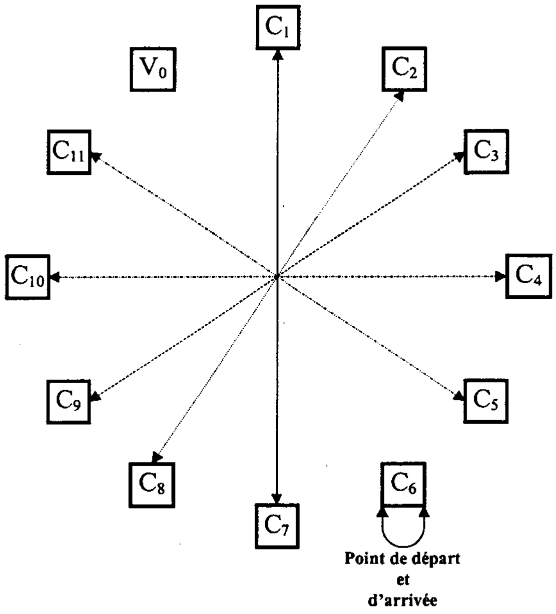


figure A.16 : graphe de liaisons du hacheur douze cellules
r(t) = 1/2

Six tracés sont nécessaires à l'élaboration de ce graphe, donc cette référence occasionne un déséquilibre des tensions flottantes.

Six groupes distincts de tensions apparaissent :

- $V_1(t)$ et $V_7(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_2(t)$ et $V_8(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_3(t)$ et $V_9(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_4(t)$ et $V_{10}(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_5(t)$ et $V_{11}(t)$ varieront de façon dépendante
- $V_6(t)$ ne dépendra que de V_0.

A la lecture de ces graphes de liaisons, nous vérifions bien que les références $\frac{1}{6}, \frac{1}{4}, \frac{1}{3}$ et $\frac{1}{2}$ provoquent un dysfonctionnement du convertisseur, et que par symétrie par rapport à $r(t) = \frac{1}{2}$, il en est de même des valeurs $\frac{2}{3}, \frac{3}{4}$, et $\frac{5}{6}$.

ANNEXE 2

DESCRIPTION DE LA MAQUETTE EXPERIMENTALE DU HACHEUR QUATRE CELLULES

La réalisation de cette maquette a été envisagée afin de vérifier expérimentalement les résultats de simulation se rapportant au phénomène de déséquilibre des tensions flottantes.

Elle est volontairement destinée à un usage en moyenne puissance.

I LES COMPOSANTS

I.1 Les interrupteurs

Chaque cellule est constituée d'un transistor et d'une diode.

a) Les transistors

Notre choix s'est porté sur des I.G.B.T. (IXYS IXSN 55N120A) supportant au blocage une tension d'environ un kilovolt, et autorisant un courant d'une centaine d'ampères à température ambiente.

b) Les diodes

Les diodes sont de type IXYS DSEI 2x61.

I.2 Les condensateurs

Les condensateurs intégrés à ce type de structure sont soumis à des fréquences de fonctionnement beaucoup plus élevées que dans les autres types de convertisseurs multiniveaux. Nous avons donc choisi pour cette réalisation des condensateurs de type polypropylène.

Le choix de la capacité se fait en fonction de la fréquence d'utilisation des interrupteurs, en vue d'assurer la meilleure stabilité des tensions possible. Les condensateurs utilisés pour notre de montage ont une capacité égale à cinquante microfarads.

II LA COMMANDE

Le but de notre étude étant le comportement du hacheur quatre cellules en boucle ouverte, nous avons choisi de réaliser notre commande de convertisseur de façon analogique.

Le descriptif de cette commande est très simple.

A la base de celle-ci se trouvent les porteuses triangulaires, régulièrement déphasées d'un angle égal à $\frac{\pi}{2}$, générées à l'aide de compteurs/décompteurs associés à un convertisseur numérique-analogique.

La fréquence de ces porteuses a été fixée à cinq kilohertz. La fréquence apparente en sortie du hacheur quatre cellules est donc de vingt kilohertz.

La comparaison de ces porteuses à une onde de référence génère les ordres de commande destinés aux transistors. Evidemment, ces impulsions transitent par des drivers afin de fournir la puissance nécessaire aux composants, et d'assurer l'isolation entre la carte de commande et la partie puissance.

CONCLUSION

Dans la mesure où nous décidons de poursuivre notre étude, en abordant le problème de rééquilibrage des tensions flottantes, une commande numérique devra être envisagée.

BIBLIOGRAPHIE

[1] D. BRUN, D. LANCIEN, M. RAOUL, P. GARELLI
La puissance et la commande du TGV
Revue Générale d'Electricité , N° 11/94 , Décembre 1994 , p19-26

[2] A. LE DU
Pour un réseau électrique plus performant : le projet FACTS
Revue Générale d'Electricité , N° 6/92 , Juin 1992 , p105-121

[3] H. FOCH, T.A. MEYNARD, R. ARCHES, M. METZ
Etude comparative de techniques de mises en série dans les convertisseurs alimentés en haute tension
Electronique de Puissance du Futur (EPF 92) , Marseille , 1992

[4] F. IONESCU, J.P. SIX, B.AI, R. BAUSIERE, D. FLORICAU, D. FODOR, C. MIHALACHE, B. RADOMIRESCU
Composants semi-conducteurs de puissance
Editura Tehnica 1994

[5] M. MARCHESONI
High performance current control techniques for applications to multilevel high power voltage source inverters
IEEE Transactions on Power Electronics , Vol 7 N°1 , January 92 , p 189-204

[6] R. H. BAKER
Bridge converter circuit
United States Patent N°4270163 , August 2 , 1979

[7] A. NABAE , I. TAKAHASHI , H. AKAGI
A new neutral-point-clamped PWM inverter
IEEE Transactions on Industry Applications , Vol IA-17 , N°5 , Sept./Oct. 1981

[8] T.A. MEYNARD, H. FOCH
Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique
Brevet français N° 91.09582

[9] F. HEMBERT, P. LE MOIGNE, J.P. CAMBRONNE, T. COMMUNAL
Mise en série de ponts entièrement commandés : commande et régulation d'un filtre actif
Electronique de Puissance du Futur (EPF 94) , p 211-215 , Cachan , 1994

[10] G. CARRARA, S. GARDELLA, M.MARCHESONI, R. SALUTARI, G. SCIUTTO
A new multilevel PWM method : a theoritical analysis
IEEE Transactions on Power Electronics , Vol 7 , N°3 , July 1992

[11] T.A. MEYNARD, H. FOCH
Multi level choppers for high voltage applications
EPE Journal, Vol 2 , N°1 , March 1992

[12] T.A. MEYNARD, H. FOCH
Imbricated cells multilevel voltage-source inverter for high voltage applications
EPE Journal , Vol 3 , N°2 , June 1993

[13] S. LOUDOT, H. POULIQUEN, T.A. MEYNARD, Y. CHERON
Active current filter for MV/HV Networks
European Power Electronics Conference (EPE 95) , p 129-134 , Seville , 1995

[14] N. AOUDA, L. PRISSE, T.A. MEYNARD, H. FOCH
A multilevel rectifier with unity power factor and sinusoïdal input current for high voltage applications
EPE Journal , Vol 6 , N°3-4 , December 1996

[15] T.A. MEYNARD, H. FOCH, G. COQUERY
Nouvelles structures d'onduleurs et redresseurs multiniveaux. Evaluation dans un contexte de traction électrique
Technological innovation in guided transport , Villeneuve d'Ascq , 28-30 Sept. 1993

[16] L. PRISSE
Etude, conception et mise en œuvre de convertisseurs multicellulaires série à IGBT
Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 7 Décembre 1995

[17] PRADEEP M. BHAGWAT, V.R. STEFANOVIC
Generalized structure of a multilevel PWM inverter
IEEE Transactions on Industry Applications , Vol IA-19 , N°6 , Nov./Dec. 1983

[18] X. GUILLAUD, J.P. HAUTIER
Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques
Journal de Physique III , April 1994 , p 805-819

[19] M. O. WALTER, T.J. SOBCZYK
Application of PWM techniques for control of matrix converter
Power Electronics and Variable-Speed Drives , 26-28 Oct. 1994 , p 325-330

[20] B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER
Caractérisation des convertisseurs matriciels : I. Structure de l'automate de commande rapprochée
Journal de Physique III , May 1996 , p 625-639

[21] B. FRANCOIS, J.P. CAMBRONNE, J.P. HAUTIER
Caractérisation des convertisseurs matriciels : II. Synthèse des fonctions de connexion
Journal de Physique III , May 1996 , p 641-660

[22] M. CARPITA, S. TENCONI
A novel multilevel structure for voltage source inverter
European Power Electronics Conference (EPE 91), p 1.90-1.94 , Firenze , Sept. 1991

[23] A. CAMPAGNA, G. CARRARA, D. CASINI, R. SALUTARI
A new generalized multilevel three-phase structure controlled by PWM
European Power Electronics Conference (EPE 91), p 3.235-3.240 , Firenze , Sept. 1991

[24] Equipe «Gestion des systèmes énergétiques », L.A.A.S. Toulouse
Modélisation et commande des convertisseurs statiques
G.D.R. Conception de Dispositifs et Systèmes Electrotechniques, 21 Janvier 1993, Paris

[25] R.D. MIDDLEBROOK, S. CUK
A general unified approach to modelling switching power converter stages
IEEE PESC Rec. , p 18-34 , 1976

[26] T.A. MEYNARD, M. FADEL, N. AOUDA
Modelling of multilevel converters
IEEE Transactions on Industrial Electronics , 44(3) , p 356-364 , June 1997

[27] S. SANDERS, J. NOWOROLSKI, X. LIU, G. VERGHESE
Generalized averaging method for power conversion circuits
IEEE PESC Record , p 333-340 , 1990

[28] X. GUILLAUD
Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables
Thèse de Doctorat , Université des Sciences et Technologies de Lille , 1992

[29] G. GATEAU, P. MAUSSION, T.A. MEYNARD
De la modélisation à la commande non linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Application à la fonction hacheur
Journal de Physique III , p 1277-1305 , June 1997

[30] P. CARRERE
Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT - Equilibrage des condensateurs flottants
Thèse de Doctorat , Institut National Polytechnique de Toulouse , 10 Octobre 1996

[31] P. CARRERE, T.A. MEYNARD, J.P. LAVIEVILLE
4000V-300A eight level I.G.B.T. inverter leg
European Power Electronics Conference (EPE 95) , p 106-111 , Séville , 1995

[32] S.R. BOWES, B.M. BIRD
Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors
PROC. IEE , Vol 122 , N°5 , May 1975

[33] S.R. BOWES
New sinusoïdal pulsewidth-modulated invertor
PROC. IEE , Vol 122 , N°11 , November 1975

[34] B. VELAERTS, P. MATHYS
New developments of 3-level PWM strategies
European Power Electronics Conference (EPE 89) , p 411-416 , Aachen , 1989

[35] P. DAVANCENS
Etude de l'équilibrage naturel des courants dans les convertisseurs multicellulaires parallèle. Validation expérimentale sur une structure à MCT
Thèse de Doctorat , Institut National Polytechnique de Toulouse , 25 Novembre 1997

[36] P. DAVANCENS, T.A. MEYNARD
Etude des convertisseurs multicellulaires parallèles : I. Modélisation
Journal de Physique III , p 143-160 , January 1997

[37] P. DAVANCENS, T.A. MEYNARD
Etude des convertisseurs multicellulaires parallèles : II. Analyse du modèle
Journal de Physique III , p 161- 77 , January 1997

CONTRIBUTION A UNE SYNTHESE STRUCTURELLE ET DEVELOPPEMENT D'UN MODELE DE VARIATION DES CONVERTISSEURS A SORTIE HAUTE TENSION

Mots clés :

Convertisseur statique, Convertisseur multicellulaire, Convertisseur multiniveaux, Cellule de commutation, Cellule imbriquée, Hacheur, Modélisation, Haute tension.

Résumé :

L'objectif initial de notre étude s'inscrit dans une démarche scientifique qui tend à élaborer une synthèse structurelle des convertisseurs à haute tension de sortie. La méthodologie développée, dont le but est d'établir des règles de réalisation de telles structures, s'appuie sur la représentation de la cellule élémentaire de commutation sous forme de quadripôle et envisage les différents types d'association.

Le convertisseur multicellulaire série est d'un point de vue théorique la topologie regroupant le plus d'avantages pour une application haute tension à mode de commande multiniveaux : haute tension en entrée et en sortie, caractère modulaire de la structure, nombre d'interrupteurs minimisé. Outre ces particularités, il assure, sous certaines conditions d'utilisation, la répartition des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués, grâce à un équilibrage « naturel » de ses tensions flottantes. Ce dernier point est essentiel à la sécurité de fonctionnement du convertisseur. Il est donc important de comprendre les phénomènes responsables d'un tel comportement. A cette fin, un modèle de variation de convertisseur multicellulaire est développé. La structure servant de support à cette étude est un hacheur non réversible, débitant sur charge passive, résistive et résistive-inductive.

Après validation, ce nouvel outil nous permet d'analyser le phénomène d'équilibrage des tensions flottantes : explication de la convergence de ces tensions et détermination de leurs valeurs respectives en régime stationnaire. Une méthode visant à définir simplement les topologies présentant une anomalie de charge des condensateurs, issue de ce modèle, est également développée : le graphe de liaison.

CONTRIBUTION TO A STRUCTURAL SYNTHESIS AND DEVELOPMENT OF A HIGH-OUTPUT-VOLTAGED CONVERTERS VARIATION MODEL

Key words :

Static converter, Multicell converter, Multilevel converter, Commutation cell, Imbricated cell, Chopper, Modeling, High voltage

Abstract :

The initial aim of our study takes place in a scientific step which trends to establish a output-high-voltage converters structural synthesis. The developed method, whose aim is to establish the rules to achieve such structures, considers the commutation elementary cell as a « quadripole » , and takes a view of the different kinds of connection.

The multicell converter is in theory the topology including the greatest number of advantages, in the case of a multilevel high voltage application : high input and output voltages, modular structure, minimised number of switches. Moreover, it warrants, under particular using conditions, the natural balance of floating voltages, and therefore the off-state switches constraints. This last point is crucial for the good running of the converter. So, it is very important to understand the reasons of such a behaviour. So, a multicell-converter variation-model is developed. The non-reversible chopper is the subject of this study.

As soon as validated, we use this new tool to analyse the balance of floating voltages : the reasons of the voltage convergence, and the determination of their respective values in stationary state. A method, whose aim is to define the topologies showing a capacitor charge matter, is developed thanks to this model : the connection graph.