

Université Mohamed Khider - Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département: Génie Électrique
Réf :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم : الهندسة الكهربائية
المرجع :

Thèse présentée en vue de l'obtention
du Diplôme de

Doctorat en sciences en Électrotechnique

Option : Commande électrique

Contribution à la modélisation des Convertisseurs multicellulaires parallèles magnétiquement couplés

Présentée par : **KHELILI FATIHA**

Soutenue publiquement le 13 /12 /2018

Devant le jury composé

Dr. GHOGGAL ADEL	Maitre de Conférences 'A'	Président	Université de Biskra
Dr. HADRI HAMIDA AMEL	Maitre de Conférences 'A'	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. TOUMI ABIDA	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Biskra
Dr. ZEROUALI SAKINA	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Batna
Pr. AMEUR-AÏSSA	PROFESSEUR	Examineur	Université de Laghouat
Dr. NEMMOURA LOKMENE	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Constantine

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail. En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Mme : **HADRI HAMIDA AMEL**. Maitre de conférence à l'Université de Biskra, pour son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner ce travail. Et de l'enrichir par leurs propositions:

– Monsieur **GHOOGAL ADEL**. Maitre de conférence à l'Université de Biskra, pour l'honneur qu'il a manifesté en acceptant de présider le jury de ce travail.

– Mademoiselle **TOUMI ABIDA**. Maitre de conférence à l'Université de Biskra. pour l'honneur qu'elle a manifesté en acceptant d'examiner ce travail.

– Madame **ZEROUALI SAKINA**. Maitre de conférence à l'université de Batna pour avoir accepté d'évaluer ce travail..

– Monsieur **AMEUR AISSA**. Professeur à l'université de Laghouat pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de juger ce travail.

– Monsieur **NEMMOUR A.LOKMANE**. Maitre de conférence à l'université de Constantine d'avoir bien voulu examiner ce travail.

Nos remerciements s'étendent également à tous nos enseignants durant les années des études.

A nos familles et nos amis qui par leurs prières et leurs encouragements, on a pu surmonter tous les obstacles.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce modeste travail.

Merci de tout mon cœur.

RÉSUMÉ

Ces dernières années, l'intérêt pour les convertisseurs multicellulaires parallèles a augmenté, ce qui partiellement en raison de la possibilité de coupler les inducteurs utilisés pour connecter les différentes cellules de commutation ensemble. Le couplage des inducteurs pour former un Transformateur InterCell (ICT) ne modifie généralement pas le courant de sortie, mais réduit l'ondulation de courant dans les enroulements et l'oscillation du flux dans certaines régions du noyau. On peut montrer que cela apporte une réduction de pertes de cuivre et de noyau dans le composant magnétique. La réduction de l'ondulation de courant de phase réduit également la différence entre allumer et éteindre le courant dans les commutateurs, ce qui entraîne une réduction des pertes de commutation pour les dispositifs générant plus de pertes à l'arrêt qu'à l'allumage. La conception d'un ICT n'est pas si différente de tout autre composant magnétique, mais il est Des caractéristiques très spécifiques et inhérentes doivent être prises en compte. Profitant pleinement des avantages potentiels des ICT nécessitent le développement d'outils et de méthodes spécifiques l'objectif de l'étude. Nous montrons comment concevoir des ICT en considérant plusieurs topologies et différentes méthodes, de la plus précise et la plus longue à la moins précise mais plus rapidement calculé. L'explication de la conception des ICT est divisée en quatre parties principales: Cuivre Pertes, pertes de noyau, saturation de densité de flux et aspects thermiques. Une plus grande attention est accordée aux pertes de cuivre à haute fréquence depuis des phénomènes complexes tels que la peau et les effets de proximité influencent fortement à la conception des ICT. Une comparaison entre les association des ICT est montrée. La comparaison avec des inductances non couplées est également faite afin de vérifier les avantages de ce genre de composant magnétique. Les aspects de contrôle des VRM sont appliqués. Les méthodes PWM sont effectuées et vérifiées un environnement MATLAB.

Mots clés:

- Convertisseurs entrelacés
- Convertisseurs multicellulaires parallèles
- VRM avec couplage magnétique
- Optimisation des ICT
- Transformateurs InterCell
- Commande PI , Backstepping

ملخص

في السنوات الأخيرة ، ازداد الاهتمام بالمحولات متعددة الخلايا المتوازية ، وهو ما يرجع جزئيًا إلى إمكانية اقتران المحاثات المستخدمة لربط خلايا التحويل المختلفة معًا. اقتران المحاثات لتشكيل محول ICT لا يغير من تيار المخرج، لكنه يقلل من تيار التيار في اللفات وتذبذب التدفق في مناطق معينة من القلب. ويمكن إثبات أن هذا يؤدي إلى انخفاض في النحاس وخسائر القلب في المكون المغناطيسي. التقليل من تيار طور يقلل أيضًا من الفرق بين تشغيل التيار وإيقاف تشغيله في القواطع ، وبالتالي تقليل خسائر التبديل للأجهزة التي تنتج المزيد من الخسائر عند إيقاف التشغيل مقارنةً بالإشعال. تصميم الـ ICT لا يختلف كثيرًا عن أي عنصر مغناطيسي آخر ، ولكنه محدد جدًا ويجب أخذ الخصائص المتأصلة في الاعتبار يتطلب. الغرض من الدراسة هو الاستفادة الكاملة من فوائد محولات ما بين الخلايا الذي يتطلب تطوير أدوات وأساليب محددة .

في بحثنا هذا نعرض كيفية تصميم محولات ما بين الخلايا ICT من خلال النظر في العديد من الطوبولوجيا والأساليب المختلفة ، من الأكثر دقة والأطول إلى الأقل دقة ولكن المحسوبة بشكل أسرع. ينقسم تفسير تصميم الـ ICT إلى أربعة أجزاء رئيسية: خسائر النحاس ، الخسائر الأساسية ، تشبع كثافة التدفق والجوانب الحرارية. يتم إيلاء اهتمام أكبر لخسائر النحاس عالية التردد من الظواهر المعقدة مثل آثار الجلد والقرب ، والتي تؤثر بقوة على تصميم هذه المحولات. ولقد قمنا بإظهار مقارنة بين طرق وصل الـ ICT ثم إجراء المقارنة مع المحاثات الغير موصولة للتحقق من مزايا هذا النوع من المكونات المغناطيسية. يتم تطبيق جوانب تحكم VRM. يتم تنفيذ طرق PWM والتحقق منها في بيئة MATLAB.

الكلمات الدالة:

- المحولات المشدرة .
- المحولات ذات الاقتران المغناطيسي
- محولات بين الخلايا ICT
- المحولات المتوازية MultiCell
- طرق التحكم PI ، Backstepping - تكنولوجيا الـ ICT الامثل

ABSTRACT

In recent years, the parallel multicellular converters have increased, which has been made possible by the possibility of coupling the inductors used to connect the different switching cells. The InterCell Transformer (ICT) does not generally change the output current, but reduces the circulating current in the windings and the oscillation. It can be shown that this implies a reduction in the charge of the core and the core in the magnetic component. All rights reserved. All rights reserved. All rights reserved. All rights reserved. All rights reserved. All rights reserved. All rights reserved. All rights reserved. The design of ICT is not so different from any other magnetic element, but it is very specific and inherent to be in account. Taking advantage of many potential benefits of ICT. On the ICT of the ICT. The explanation of ICT design is divided into four main parts: Copper Losses, core losses, flux density saturation and thermal aspects. More attention is given to high frequency copper losses since the phenomena such as skin and proximity effects strongly influence the design of ICTs. A comparison between the ICT association is shown. The comparison with the unmated inductors is also made to check the advantages of this kind of magnetic component. VRM control aspects are applied. PWM methods are performed and verified in the MATLAB environment.

Keywords:

- Interleaved Converters
- Parallel Multicell Converters
- VRM with magnetic coupling
- ICT Optimization
- InterCell Transformers
- PI Control, Backstepping

Sommaire

REMERCIEMENT.....	I
RESUMÉ.....	II
ملخص.....	III
ABSTRACT.....	IV
SOMMAIRE.....	1
LISTE DES FIGURES.....	5
LISTES DES TABLEAUX.....	10
NOTATION.....	11
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	14
<u>CHAPITRE1</u> ÉTAT DE L'ART	
1.1. INTRODUCTION:	19
1.2. EVOLUTION DES TOPOLOGIES DES VRM :.....	20
1.2.1 Évolution des alimentations des microprocesseurs :.....	21
1.2.2 Différentes topologies des VRM :.....	24
1.2.2.1 VRM avec une cellule de commutation :.....	25
1.3 STRUCTURE DES VRM DE NOUVELLE GÉNÉRATION :.....	28
1.3.1 Convertisseurs multicellulaires parallèles à phases couplées :.....	28
1.3.2 Transformateurs inter-cellules ICT :.....	32
1.3.3 Transformateur :.....	34
1.3.4 Transformateur inter-cellules isolé :.....	35
1.4 DÉVELEPPMENT THÉORIQUE DE LA MÉTHODE DU « <i>Backstepping</i> » :.....	36
1.4.2 Equilibre et stabilité des systèmes:.....	36

1.4.3. Choix de la fonction de Lyapunov :.....	38
1.4.4 La commande « backstepping » :.....	38
1.5 LECTURE SUR LES TRAVAUX ANTÉRIEURS :.....	39
1.6 CONCLUSION :.....	41

CHAPITRE2 Étude des convertisseurs multicellulaires parallèles de type Buck

2.1 INTRODUCTION:.....	42
2.2 CONVERTISSEUR CONTINU-CONTINU :.....	42
2.3. LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRE PARALLELE :.....	43
2.3.1. Introduction :.....	43
2.3.2. Topologies des convertisseurs multicellulaires parallèles :.....	46
2.3.3. Cellule de commutation (Synchrone Buck converter) :.....	46
2.3.4. Connexion en parallèle de cellules de commutation :.....	47
2.3.5. Problématiques liées à la mise en parallèle de plusieurs cellules de commutation :.....	48
2.3.6. Déséquilibre des courants de branches :.....	49
2.3.7 Les avantages des hacheurs entrelacés :.....	53
2.4. MODE DU FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRE PARALLELE :	53
2.4.1. Convertisseurs synchronisés :.....	54
2.4.2 Convertisseurs intercalés (asynchronisés) :.....	58
2.5 VRM ALIMENTATION DES MICROPROCESSEUR :.....	59
2.5.1 VRM avec plusieurs cellules de commutation :.....	59
2.5.2 Régulation de la tension de sortie du VRM :.....	60
2.6 MODÉLISATION D'UN VRM :.....	61

2.7 CONCLUSION :	62
Chapitre 3 Convertisseurs multicellulaires parallèles magnétiquement couplés	
3.1 INTRODUCTION :	63
3.2 INDUCTANCES COUPLÉS OU NON COUPLÉS :	64
3.3 TRANSFORMATEURS INTER-CELLULES POUR CONVERTISSEURS ENTRELACES :	65
3.3.1 Généralités :	6
3.3.2 Structure à transformateurs monolithiques :	66
3.3.3 Structure à transformateurs séparés :	70
3.4 MODÉLISATION DES ICTs :	71
3.5 ETUDE COMPARATIVE DE DIFFERENTES CONFIGURATION DE COUPLAGE :	75
3.6 RESULTATS DE SIMULATION :	79
3.7 CONCLUSION :	83
Chapitre 4 Analyse et commande des VRM	
4.1 INTRODUCTION :	85
4.2 CHOIX DU LOGICIEL :	87
4.3 CONTROLE DES VRM :	87
4.3.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC :	87
4.3.2 Contrôle non-linéaire des convertisseurs DC/DC :	90
4.4. STRATÉGIES DE COMMANDE :	91
4.4.1 Commande classique utilisant des contrôleurs PI :	92
4.4.2 Commande robuste par la technique de Backstepping :	94
4.6 CONCLUSION :	99

Chapitre 5 Résultats de simulation:

5.1 INTRODUCTION :	100
5.2 CAS D'UN VRM A 3 BUCK MULTICELLULAIRES EN UTILISANT DES INDUCTANCES NON COUPLEES :	101
5.3 RESULTATS DE SIMULATION PAR LA COMMANDE PI:	105
5.3.1 Cas de perturbation au niveau de la tension de référence :	105
5.3.2 L'effet de la perturbation de charge :	108
5.4 RESULTATS DE SIMULATION AVEC LA COMMANDE ROBUSTE (technique du Backstepping) :	112
5.4.2 Cas de perturbation au niveau de la tension de référence :	112
5.4.2 L'effet de la perturbation de charge :	114
5.5 CAS D'UN VRM à 3 BUCK MULTICELLULAIRE EN UTILISANT DES IC A ASSOCIATION CASCADE CYCLIQUE :	117
5.5.1 Choix de la topologie du composant :	117
5.5.2 Résultats de simulation :	119
5.7 CONCLUSION:	125
CONCLUSION GENERALE:	126
BIBLIOGRAPHIE:	130
ANNEXE:	147

Liste des figures

1.1:évolution du nombre des condensateurs réservoirs d'énergie en sortie du VRM avec l'évolution des microprocesseurs.....	20
1.2:Evolution du nombre de transistors et de la puissance dans les μ Processeurs.....	22
1.3:Évolution des grandeurs d'entrées des microprocesseurs.....	22
1.4:évolution des gradients de courant absorbés par les microprocesseurs	23
1.5:Schéma électrique du convertisseur DC/DC simple Buck.....	24
1.6:VRM alimentant le microprocesseur Pentium.....	25
1.7:Convertisseurs parallèles entrelacés.....	26
1.8:l'architecture actuelle retenue pour l'alimentation des microprocesseurs.....	26
1.9:Implantation d'un VRM sur une carte mère.....	27
1.10:Architecture de l'alimentation d'un μ Processeur.....	27
1.11:Structure d'un VRM pour l'alimentation des μ Processeurs de nouvelle génération.....	28
1.12:Convertisseur multicellulaire parallèle à p cellules avec les inductances séparées et les inductances couplées.....	29
1.13:Comparaison d'une charge filtrée de convertisseur parallèle à p phases utilisant des inductances séparées et coupleur magnétique.....	30
1.14:Ondulations des courants dans les inductances séparées et le coupleur magnétique en cas $p=3$. En haut: Courant de sortie; En bas: Courant de phase.....	32
1.15:Différentes formes d'ICT ;a)monolithique en échelle linéaire, b) monolithique en échelle rectangulaire, c) cyclique cascade avec des noyaux séparés.....	34

1.16:forme d'un transformateur en E.....	34
1.17:Différentes formes d'ICT isolés a) Forme monolithique Rectangulaire b) Forme monolithique cyclique c) Forme monolithique cyclique II.....	35
2.1:structure de convertisseur Buck.....	43
2.2:Les formes d'ondes et l'ondulation de courant.....	44
2.3:Fonctionnement en conduction discontinu.....	45
2.4:Caractéristique de sortie.....	46
2.5:Convertisseur multicellulaire parallèle.....	48
2.6:Convertisseur multicellulaire parallèle à n cellules de commutation.....	49
2.7:Connexion en parallèle de n cellule de commutation.....	50
2.8:Réduction de l'ondulation relative du courant de sortie en fonction du rapport cyclique pour n = 1, 2, 3 et 4 cellules connectées en parallèle.....	51
2.9:Schéma de principe d'un convertisseur Buck entrelacé à n branches avec rectification Synchrones.....	54
2.10:Schéma de principe de n convertisseur Buck parallèles avec la même tension d'entrée V_e et la même charge R.....	55
2.11:Les séquences de conduction.....	56
2.12:Les séquences de conduction.....	57
2.13:Les séquences de conduction.....	58
2.14: VRM : alimentation des microprocesseurs.....	59
2.15:VRM avec 5 cellules de commutation.....	60
2.16:Représentation des variations de la tension de sortie en fonction de la charge.....	61
3.1:Convertisseur multicellulaire en utilisant des inductances couplées ou non couplées.....	63
3.2.a: Courant de sortie et de phase dans des inductances indépendantes.....	65

Liste des tableaux

1.1 Equation décrivant le fonctionnement d'un buck à 2 phases.....	30
3.1 Paramètres de comparaison des différentes montages.....	75
3.2: Paramètres de l'ICT modélisé.....	79
5.1 Valeur du condensateur en fonction de l'ondulation tension/courant.....	98

NOTATION

T_r	:	Transistor
α	:	Rapport cyclique
T	:	Période de commutation
L	:	Inductance
C	:	Capacité
R	:	Résistance de charge
f	:	Fréquence de commutation
V_e	:	Tension d'entrée
V_C	:	Tension aux bornes de la capacité
V_s	:	Tension de sortie
D	:	Diode
r_L	:	Résistance parasite de L
r_C	:	Résistance parasite de C
i_L	:	Courant à travers L
i_C	:	Courant à travers C
i_{LM}	:	Courant maximal de l'inductance
i_{Lm}	:	Courant minimal de l'inductance
U_c	:	Tension de commande
V_{tr}	:	Tension triangulaire
$V_{réf}$:	Tension de référence
$e(t)$:	Erreur
V_m	:	Amplitude de la tension triangulaire
I_s	:	Courant de sortie

Notation

G_r	:	Fonction de transfert du régulateur
H_G	:	Gain du régulateur
K_p, T_i, T_d	:	Paramètres du correcteur
N	:	Les branches du convertisseur
V_{Ca}	:	Tension aux bornes de la capacité du convertisseur a
i_{sa}	:	Courant de sortie du convertisseur a
α_a	:	Rapport cyclique du convertisseur a
t_{Ia}	:	L'instant de commutation du convertisseur a
i_{ch}	:	Courant total de sortie de n convertisseur
I_{moy}	:	La valeur moyenne des courant des convertisseurs
P_e	:	La puissance d'entrée
P_s	:	La puissance de sortie
R	:	Degré relatif de la variable à régler
V	:	Fonction de Lyapunov
K	:	Gain positif
H_v	:	Gain du capteur atténuateur de la tension de sortie
H_i	:	Gain du capteur atténuateur du courant de sortie
$i_{réf}$:	Courant de référence
CDM	:	Mode de Conduction Discontinue
CCM	:	Mode de Conduction Continue
DC-DC	:	Direct Current-Direct Current
μps	:	Microprocesseur
CPU	:	Central Processing Unit
PWM	:	Pulse Width Modulation
CALC	:	Circuit d'ide à la commutation
IGBT	:	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	:	Metal Oxide Silicium Field Effect Transistor

GTO	:	Gate Turn Off
CMOS	:	Complementary Metal Oxide Silicium
VRM	:	Voltage Regulator Module
BTC	:	Boucle de Contrôle de la Tension
BCTC	:	Boucle de Contrôle de la Tension et du Courant
MRP	:	Mode du Régime Permanent
FT	:	Fonction de transfert
ICT	:	Transformateur Inter Cellulaire
PSM	:	Phase-Shifted Modulation
T_{Req}	:	La composante équivalente de la commande
T_{Rn}	:	La composante non linéaire de la commande

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est une discipline en constante évolution. Les innovations de ces dernières années, tant au niveau des composants que des structures, l'ont rendu indispensable aussi bien pour les systèmes stationnaires que pour le transport d'énergie à haute tension ou le pilotage des machines électriques à haute vitesse qui demande une augmentation de la puissance traitée par les convertisseurs statiques. Cette augmentation de puissance se traduit normalement par une augmentation de la tension d'entrée et/ou du courant de sortie.

Dans la première solution on garde les structures des convertisseurs de base en augmentant les calibres de tension ou de courant des interrupteurs de puissance ; la deuxième solution est la conception de nouvelles architectures de conversion capables de répartir les contraintes tension/courant au niveau des interrupteurs de puissance.

Dans notre travail on va présenter des nouvelles architectures de convertisseurs multicellulaires, celle-ci est effectuée par l'association des cellules de commutation classiques. Ces associations ont l'avantage d'augmenter les degrés de liberté des structures de convertisseur, d'améliorer la qualité des signaux de sortie et aussi de limiter les contraintes de tension/courant au niveau des interrupteurs. Pour lisser les ondulations de tension et de courant, les convertisseurs doivent inclure des filtres et des composants de stockage. Ces composants passifs occupent un volume important. Plusieurs solutions de parallélisations sont possibles, utilisant des techniques d'entrelacement et/ou de couplage magnétique des cellules. Cette approche est particulièrement intéressante pour annuler l'ondulation du flux commun et réduire les pertes fers totales. Cette technique a déjà été abordée sur des topologies du type hacheur Cuk ou Forward [1] [2].

Dans ce travail, nous avons choisi une structure multicellulaire parallèle de type Buck pour adapter le courant de sortie dans les applications fort courant comme les alimentations des micro processeurs (1,2V/80A), les onduleurs de secours de forte puissance (400V/135A) et le réseau de puissance automobile (42V/24 A). Ces associations de cellules de commutation sont possibles grâce à l'utilisation d'éléments de stockage d'énergie. Pour l'association en parallèle, les éléments de stockage utilisés sont des inductances (séparées ou couplées magnétiquement). La gestion énergétique de ces éléments est effectuée en fonction des différents états de chaque association afin que les tensions aux bornes des condensateurs et les courants parcourant les inductances restent toujours équilibrés autour des valeurs de référence souhaitées. S'il est vrai

que l'association en parallèle à partir d'inductances séparées a également été implémentée sur de multiples applications industrielles, les nombreuses études et avancées significatives liées à cette association ont été obtenues grâce à l'introduction des *Transformateurs Inter-Cellules ICT*. En effet, l'utilisation d'un *ICT* sur une association en parallèle réduit les ondulations des courants de phase en augmentant la fréquence apparente de découpage, ce qui réduit les pertes par commutation et les contraintes imposées sur les filtres placés en aval du convertisseur [2].

L'utilisation d'un *ICT* regroupant plusieurs bobinages autour d'un même noyau exige que les champs magnétiques produits par toutes les bobines soient inférieurs au champ critique de saturation. En effet, si le flux magnétique dépasse la valeur maximale autorisée dans une section du noyau, des phénomènes non-linéaires peuvent apparaître. Ces phénomènes peuvent produire de fortes perturbations sur le système, voire même entraîner son instabilité. Pour éviter ces phénomènes, un contrôle des flux magnétiques à l'intérieur du noyau peut être effectué indirectement par le contrôle de tous les courants de phase. Dans ce cas, il faut s'assurer que le courant de sortie est reparti équitablement entre toutes les phases de la structure [4].

Notre travail, est focalisé sur l'étude de convertisseurs multicellulaires parallélisés pour des applications basses tensions, forts courants. Des nouveaux besoins apparaissent par exemple dans la gestion des sources d'énergie comme les piles à combustibles ou les générateurs solaires. De nombreuses études sont également menées actuellement pour améliorer les performances des VRM (Voltage Regulator Modules) qui permettent d'alimenter les microprocesseurs dont la puissance de calcul, donc la puissance électrique, augmente en coïncidence avec la diminution des tensions d'alimentation afin de satisfaire les contraintes d'isolement dues à la miniaturisation. Plusieurs solutions de parallélisations sont possibles, utilisant des techniques d'entrelacement et/ou de couplage magnétique des cellules.

Le premier chapitre de cette thèse porte sur le principe et les moyens de réalisation d'un convertisseur multicellulaire parallèle à phase magnétiquement couplée. L'état de l'art et les défis de cette approche sont relevés par sa mise en situation dans des applications des régulateurs de tension type VRM.

Le deuxième chapitre de cette thèse est consacré à la présentation des associations en parallèle des cellules de commutation et leur principe de fonctionnement, pour des applications basses tensions, forts courants. Enfin sur les structures des VRM.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse fonctionnelle de quatre architectures de couplage utilisant des Transformateurs Inter-phases. Les ICT (InterCell Transformers) sont un sujet relativement nouveau dans la littérature scientifique qui a récemment vu un marché d'application en pleine croissance. L'originalité du travail présentée ici est principalement liée à l'approche utilisée pour concevoir et optimiser une ICT. Des méthodes précises pour le calcul des pertes de cuivre et de noyau combinées au modèle thermique permettent de prédire le meilleur ICT concernant l'un des principaux objectifs: minimisation du volume, du poids, du prix ou des totales pertes. Le travail développé dans cette thèse présente plusieurs résultats originaux qui peuvent être utile pour les professionnels de l'électronique de puissance utilisant non seulement les ICT mais aussi les inducteurs réguliers et les transformateurs. Pour cela, un modèle harmonique de chacune des structures est établi. Ce modèle permet alors de définir trois critères objectifs de comparaison pour analyser l'intérêt de multiplier le nombre de phases à paralléliser [1],[2],[3],[4],[12],[14].

Le quatrième chapitre traite la modélisation et la commande du convertisseur Buck entrelacé. Nous allons, plus particulièrement élaboré deux méthodes de commande pour contrôler notre convertisseur, la commande classique par des correcteurs PI et la commande robuste par la technique du mode glissant.

Le cinquième chapitre présente les résultats de simulation obtenues sur la base des analyses précédentes, d'un prototype de VRM (6V, 60A) à trois cellules parallélisées, entrelacées et magnétiquement couplées à l'aide de Transformateurs Inter-phases selon une configuration de couplage particulière dite "cascade cyclique", et cela, afin de comparer les performances des différentes techniques de commande utilisées.

Nous terminerons par une conclusion générale ou nous citerons les points importants que nous avons tirés de cette contribution et les perspectives.

PROBLÉMATIQUE ET OBJECTIFS DE LA THÈSE

Puisque l'objet est de convertir l'énergie électrique avec un rendement élevé, il faut que le convertisseur idéal contienne seulement des composants de moindres pertes. Les deux grandes groupes pouvant être représentées avec de composants de base sont:

1. Composants de commutation, tels que les transistors et les diodes. Tels que dans les transistors ou MOSFETs, les passages sont actifs durant la commutation (ON-OFF) ou (OFF-ON) en réponse à un signal appliqué. Dans les systèmes commandés le signal de commutation dépend des variables d'état. Les commutateurs passifs (diodes) ont une caractéristique $v-i$ fortement non-linéaire.

2. Composants réactifs (stockage d'énergie), tels que les inductances et les condensateurs. Ils absorbent l'énergie d'un circuit, la stockent, et la renvoient.

Les convertisseurs de puissance utilisent des composants des deux groupes. L'énergie circule autour du circuit par les composants de commutation. La présence des deux types de composants implique que les circuits sont des systèmes dynamiques non-linéaires. Ceci a deux implications: il est difficile d'analyser les convertisseurs de puissance, et ils sont susceptibles de montrer une richesse du comportement.

Il y a également plusieurs sources inévitables de non-linéarité non désiré dans les convertisseurs de puissance pratiques:

1. Les semi-conducteurs ont des caractéristiques DC intrinsèquement non-linéaires. Ils ont également des capacités non-linéaires.

2. Les inductances abondent: transformateurs, bobines, amplificateurs magnétiques, et les inductances utilisées dans les circuits d'aide à la commutation (CALC).

3. Les circuits de commande impliquent habituellement les composants non-linéaires comparateurs. PWMs, multiplicateurs, monostables, et contrôleurs numériques.

Les convertisseurs parallèles entrelacés sont classiquement utilisés dans des applications à forts courants dans les onduleurs de secours de forte puissance (400V/135A), le réseau de puissance automobile (42V/24A) et surtout les régulateurs chargés d'alimenter des microprocesseurs: "Voltage Regulator Module" (VRM) (1,2V/100A). Toute fois les contraintes de conception, les choix et les résultats sont distincts dans toutes ces applications. Dans notre étude, nous nous intéressons à l'analyse de structures de type VRM, qui fait l'objet de constantes améliorations pour suivre la montée en puissance des microprocesseurs. En effet, les futures générations des microprocesseurs exigent une tension plus faible qu'1V, un courant supérieur à 100A et une dynamique très rapide [Zhang *et al.* 1996, Goodfellow *et al.* 1997, Intel 2006]. Ces

spécifications présentent un challenge pour la conception des systèmes d'alimentation performants, et moins encombrants.

Partant de cette problématique, l'objectif principal de cette thèse est de développer les méthodes d'analyse de la stabilité et la dynamique des VRM en les traitant en tant que systèmes discontinus et non-linéaires et de commander ces convertisseurs en utilisant une commande non-linéaire robuste.

STRUCTURE DE LA THÈSE

La contribution apportée dans cette thèse se veut être la modélisation et la commande des convertisseurs DC-DC parallèles magnétiquement couplées à PWM par la méthode classique ainsi que l'introduction d'une commande robuste pour différentes valeurs de charges.

Nous présentons donc dans un premier chapitre un état de l'art. Ce chapitre cite les principaux formalismes et les principales méthodes de calcul liées aux couplage magnétique des cellules et les sources de non linéarité dans les convertisseurs DC-DC, l'origine des convertisseurs DC-DC et ces applications, l'évolution des alimentations des microprocesseurs (VRM) et enfin les nouvelles méthodes de commandes appliquées à ces VRM.

Nous présentons ensuite la modélisation du convertisseur Buck dans le deuxième chapitre. Le mode de fonctionnement des convertisseurs parallèles avec la présentation de ces performances. L'entrelacement des convertisseurs DC-DC (cellules de commutation) permet de réduire la capacité de sortie et donc d'augmenter la densité de puissance. De plus, il permet d'améliorer la dynamique du système, ce qui va dans le bon sens des exigences des microprocesseurs. Nous présentons aussi des définitions sur la structure VRM.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse du couplage magnétique des VRM et les différentes topologie des structures de transformateur monolithiques. Cette analyse est effectuée en détail pour montrer comment le couplage magnétique influe sur le comportement des VRM. Nous montrons aussi les différentes associations des ICTs. Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de simulation de couplage obtenus.

Dans un quatrième chapitre, nous présentons l'analyse et la commande des VRM. prévue avec le processeur supportant des programmes compilés à partir des schémas de commande issus de l'environnement Matlab/Simulink, nous avons choisi par commodité de développer les modèles de simulation du convertisseur sous le même environnement. nous avons aussi présenté la technique robuste de Backstepping.

Dans un cinquième chapitre, est consacré aux résultats de simulation. Une commande robuste (la technique de Backstepping) est appliquée aux VRM. Nous montrons par ailleurs comment cette solution peut constituer une alternative prometteuse aux stratégies de commande classiques.

Enfin, nous tirons une conclusion générale de tout le travail et nous proposons quelques suggestions quant aux perspectives de cette thèse.

1.1. INTRODUCTION :

De nos jours, la modélisation et la simulation sont devenues un enjeu scientifique et technologique. De même, l'outil de conception informatisé est devenu indispensable dans différents secteurs industriels. En effet, ces outils de prédiction et d'analyse de comportement d'un système permettent de réduire les coûts et les délais d'étude d'un nouveau produit en reculant la mise en œuvre effective des prototypes. Pour ces raisons, nous ferons le point dans ce chapitre d'abord sur les principaux formalismes et les principales méthodes de calcul qu'on aura besoin dans tout ce qui suit.

La grandeur à traiter dans toute application d'électronique de puissance étant l'énergie électrique, c'est par associations, en série et/ou en parallèle, de plusieurs interrupteurs de puissance que l'on règlera les calibres en tension et/ou en courant du convertisseur à réaliser. Cette association appelée buck multiphase ou interleaving présente plusieurs avantages [28-31] :

- le courant d'alimentation étant transféré et réparti sur plusieurs cellules, les pertes en conduction sont plus faibles.

- par le décalage des commandes à travers des rapports cycliques déphasés de p/n entre chaque phase adjacente, on peut réduire les taux d'ondulation des courants et ainsi réduire la taille des filtres. Ainsi, lorsque les courants déphasés s'additionnent pour former le courant de sortie, le taux d'ondulation est significativement réduit avec une fréquence n fois supérieure à la fréquence de découpage.

Si les interrupteurs de puissance sont directement connectés en parallèle, des systèmes complexes d'équilibrage et de refroidissement doivent être utilisés pour assurer un bon équilibrage des courants. En plus de cela, il n'y a pas une amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie à cause de l'absence de degrés de liberté supplémentaires. Par conséquent, la connexion en parallèle de cellules de commutation ou des convertisseurs statiques est actuellement la meilleure solution pour augmenter le courant de sortie. Dans le domaine des forts courants avec des fréquences de découpage élevées, de nouvelles structures basées sur l'association de composants ont été développées. Parmi elles, nous trouvons les convertisseurs multicellulaires parallèles. Une particularité de ces structures est leur capacité à assurer un équilibrage naturel des courants. Les convertisseurs ont été réalisés tout en améliorant les performances; réduction des courants d'ondulation des convertisseurs CC / CC de base qui sont une partie intégrante du régulateur de tension modules (VRM).

1.2. EVOLUTION DES TOPOLOGIES DES VRM :

Le convertisseur «buck» est le plus ancien de tous les convertisseurs de commutation et a été développé au début des années 1960. Les convertisseurs parallèles ont fait l'objet de nombreuses études. Ce qui a motivé et guidé l'évolution de ces structures est une recherche de l'amélioration de la densité de puissance. Cet aspect est plus directement traité dans les thèses de Valentin Costan [14] et Nadia Bouhalli [12].

Les constructeurs de VRM ont tout d'abord été amenés à augmenter la valeur des capacités réservoirs d'énergie en sortie de convertisseur, mais l'augmentation du nombre de condensateurs induisant un surcoût important et l'accroissement de la surface occupée sur la carte mère a très vite rendu cette solution non viable. Cette évolution est illustrée à la figure 1.1 où l'on note pour ces cartes mères, à la fois, une augmentation du nombre de condensateurs réservoirs et de la surface occupée par l'alimentation du microprocesseur.

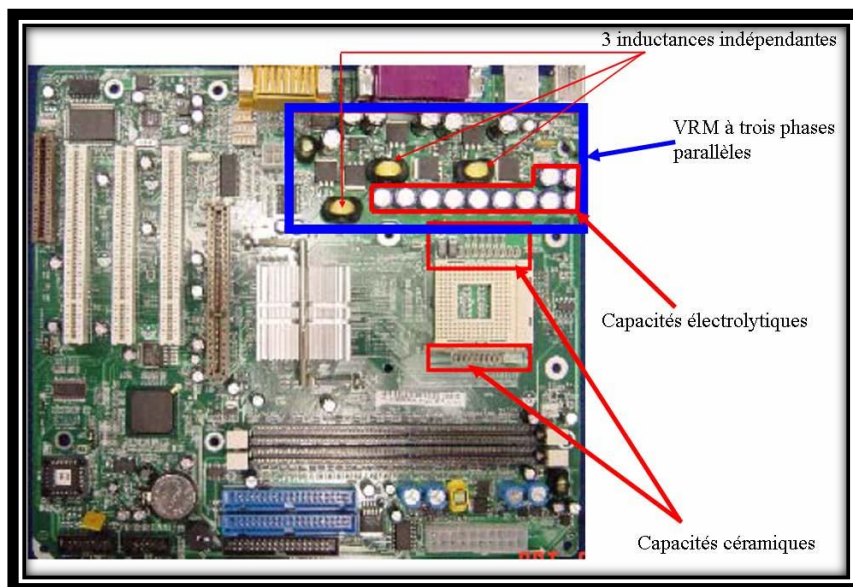


Figure 1.1 évolution du nombre des condensateurs réservoirs d'énergie en sortie du VRM avec l'évolution des microprocesseurs[2].

La seconde étape a donc consisté à réduire la valeur des inductances de filtrage de manière à augmenter la réponse dynamique des VRMs mais cette réduction conduit également à une augmentation de l'ondulation du courant dans la structure de conversion. Cette augmentation de

l'ondulation peut être contrecarrée en sortie de convertisseur par l'utilisation d'une structure de convertisseur multicellulaire à commande entrelacée. Cependant l'effet bénéfique de réduction d'ondulation des courants n'est alors présent qu'en sortie de structure et chaque cellule du convertisseur voit la pleine ondulation, ce qui implique de très fortes contraintes sur les transistors et les inductances de filtrage.

Plus récemment, des études ont montré qu'il était possible de faire bénéficier des effets de réduction d'ondulation de courant apportés par l'entrelacement à chaque cellule. Pour cela, il suffit de coupler magnétiquement de façon judicieuse les inductances de chaque cellule élémentaire. Les composants magnétiques ainsi réalisés constituent alors des inductances couplées ou lorsque l'énergie magnétique stockée devient très faible un ou des transformateurs inter cellules (ICTs IterCell Transformers).

La compacité de ces VRMs est telle qu'Intel envisage désormais l'intégration de ces structures de convertisseur sur le «package» même du microprocesseur. Si les procédés de fabrication correspondants s'avèrent technologiquement et économiquement viables, les VRMS des composants numériques rapides pourraient alors être intégrés directement au microprocesseur. Nous allons présenter rapidement ces innovations successives des topologies de conversion.

1.2.1 Évolution des alimentations des microprocesseurs :

En 1965, à peine 6 années après l'invention des circuits intégrés (CI), Gordon Moore a prédit le doublement du nombre de transistors sur un CI chaque année. En 1980, cette vitesse d'évolution de la technologie des CI a été ramenée au doublement du nombre de transistors tous les 18 mois.

Cette prévision de la vitesse d'évolution technologique des CIs est communément connue sous le nom de loi de Moore. Force est de constater que cette loi est respectée depuis environ 40 ans grâce aux innovations technologiques de l'industrie du silicium. Notons que les nanotechnologies vont sans doute permettre à la loi de Moore de continuer à s'appliquer dans les 10 prochaines années. Si nous nous référons à la feuille de route d'Intel, plus d1 milliards de transistors seront intégrés dans chaque microprocesseur dans les prochaines années [EWL02].

Mais l'augmentation de la densité de transistors n'est pas le seul facteur d'amélioration des performances d'un microprocesseur. La fréquence de commutation ou la fréquence d'horloge est

également représentative des performances d'un microprocesseur. L'augmentation de la fréquence de fonctionnement et du nombre de transistors ont eu pour conséquence l'augmentation de la puissance consommée comme montre la Figure 1.2.

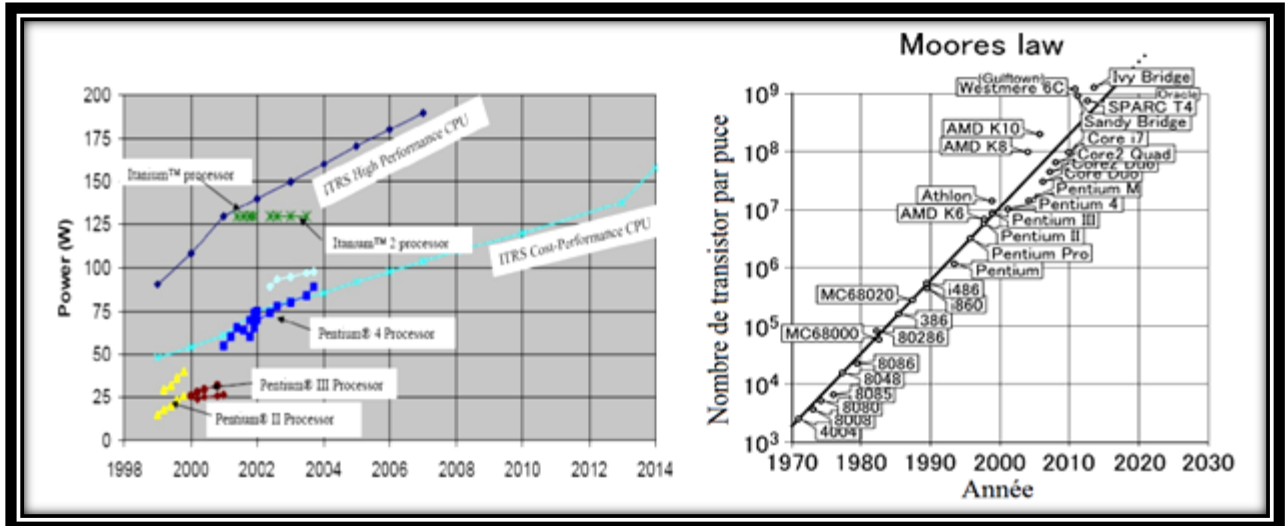


Figure 1.2 – Evolution du nombre de transistors et de la puissance dans les μ Processeurs[5]

L'augmentation de la puissance consommée et la réduction de la tension d'alimentation de processeurs s'accompagne d'une forte augmentation des courants absorbés. La Figure 1.3 montre la feuille de route en matière d'alimentation des processeurs Intel. Ainsi, des courants supérieurs à 100A deviennent classiques dans ce genre d'applications.

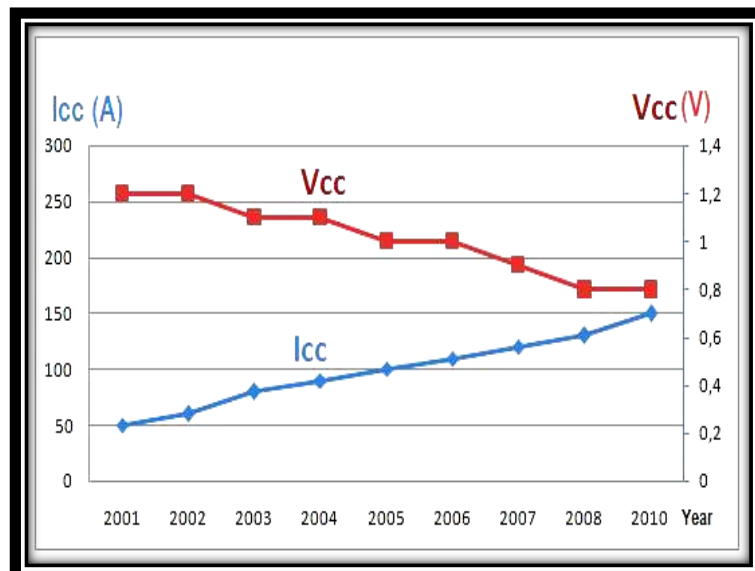


Figure 1.3 – Évolution des grandeurs d'entrées des microprocesseurs[5].

Pour contrecarrer l'augmentation de la puissance consommée et la densité de puissance dissipée par la puce silicium, les tensions d'alimentation des microprocesseurs ont diminué avec l'augmentation du nombre de transistors et de la fréquence de fonctionnement. Bien qu'actuellement ces tensions d'alimentation atteignent 0,7V pour les processeurs les plus performants, la puissance consommée continue à croître. Ainsi, en 2010, les processeurs ont dissipé 1kW/cm². Ceci nous amène progressivement vers des limites physiques qui apparaissent comme des limites technologiques infranchissables et qui réduiront les potentiels d'amélioration des futures générations de processeurs. L'augmentation de la puissance consommée et la réduction de la tension d'alimentation des processeurs s'accompagne d'une forte augmentation des courants absorbés.

La Figure 1.4 montre la feuille de route en matière d'alimentation des processeurs Intel. Ainsi, des courants supérieurs à 100A deviennent classiques dans ce genre d'applications.

Les tensions d'alimentation inférieures à 1V pour les processeurs amènent également des problèmes en termes de régulation. La « fenêtre » de régulation de la tension d'alimentation devient de plus en plus étroite de façon à assurer une différenciation correcte d'un 1 et d'un 0 logique. De plus, les fréquences d'horloge très élevées vont de pair avec des appels de courants aux dynamiques très importantes (grands di/dt). Ces appels de courant surviennent lors des changements d'état du microprocesseur comme par exemple lors d'un passage du mode veille à une utilisation de 100A/ns (voir Figure 1.4) [8].

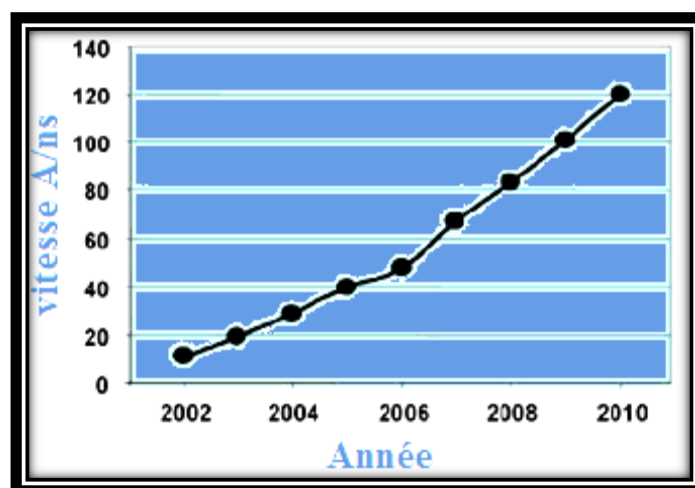


Figure 1.4 évolution des gradients de courant absorbés par les microprocesseurs [5].

1.2.2 Différentes topologies des VRM :

L'évolution de la technologie des microprocesseurs pose de nouveaux défis pour l'alimentation de ces appareils. Pour répondre aux demandes plus rapide et plus efficace des traitements de données des microprocesseurs. Des alimentations spéciales et modules de régulation de tension (VRM) sont nécessaire pour fournir une tension plus basse avec un courant plus élevé et une réponse rapide.

1.2.2.1 VRM avec une cellule de commutation :

Dans leur version initiale, les VRM qui accompagnaient les microprocesseurs de type Pentium II étaient réalisés à partir d'un simple convertisseur DC-DC de type Buck figure I.5. Cependant, cette solution s'est avérée incapable de respecter les contraintes de la génération suivante, le Pentium III, pour lequel la tension d'alimentation a été réduite pour passer de 2,8V à 1,5V, le courant absorbé a augmenté de 10A à 30A et la dynamique de courant est passée de 1A/ns à 8A/ns. La figure. I.6 montre la structure d'un VRM utilisé pour l'alimentation d'un microprocesseur de type Pentium III.

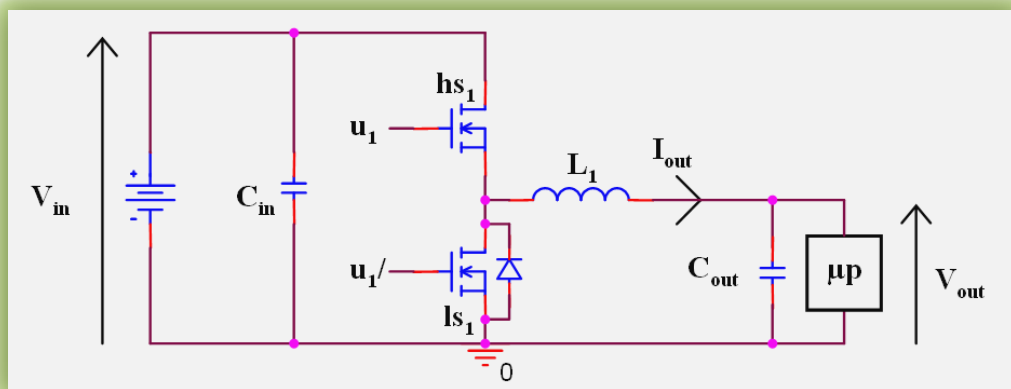


Figure 1.5 Schéma électrique du convertisseur DC/DC simple Buck[2].

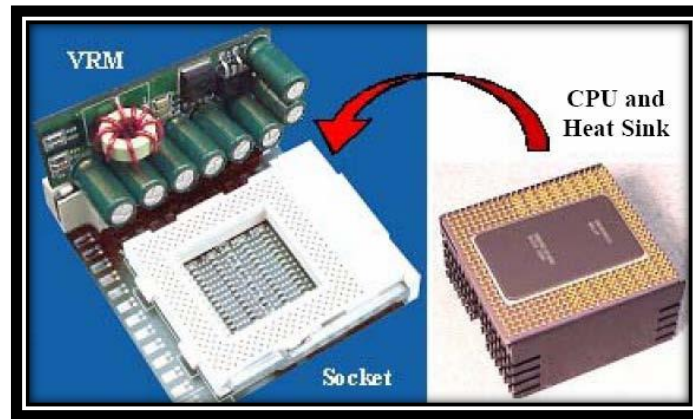


Figure 1.6 VRM alimentant le microprocesseur Pentium II [14]

1.2.2.2 VRM avec plusieurs cellules de commutation :

Pour les microprocesseurs 386 et 486, une alimentation centralisée unique (silver box) était suffisante pour fournir la puissance à l'ensemble des composants numériques de la carte mère. Quand les processeurs Pentium sont apparus dans les années 1990, l'utilisation d'une alimentation centralisée ne permettait plus de respecter les contraintes d'alimentation de ces microprocesseurs du fait de leurs plus faibles tensions d'alimentations et des fréquences de fonctionnement beaucoup plus élevées. En effet, la distance entre la « silver box » et le microprocesseur devenait trop importante, limitant de ce fait la dynamique des courants pouvant être fournis par l'alimentation. De plus, comme nous l'avons vu précédemment, les tolérances sur les tensions d'alimentations sont devenues de plus en plus étroites au fur et à mesure des évolutions technologiques. Ainsi, une tolérance de 5% sur une tension de 3,3V était requise pour un microprocesseur Pentium II alors que cette tolérance est ramenée à 2 % sur une tension de 1,3V pour un microprocesseur Pentium IV [8].

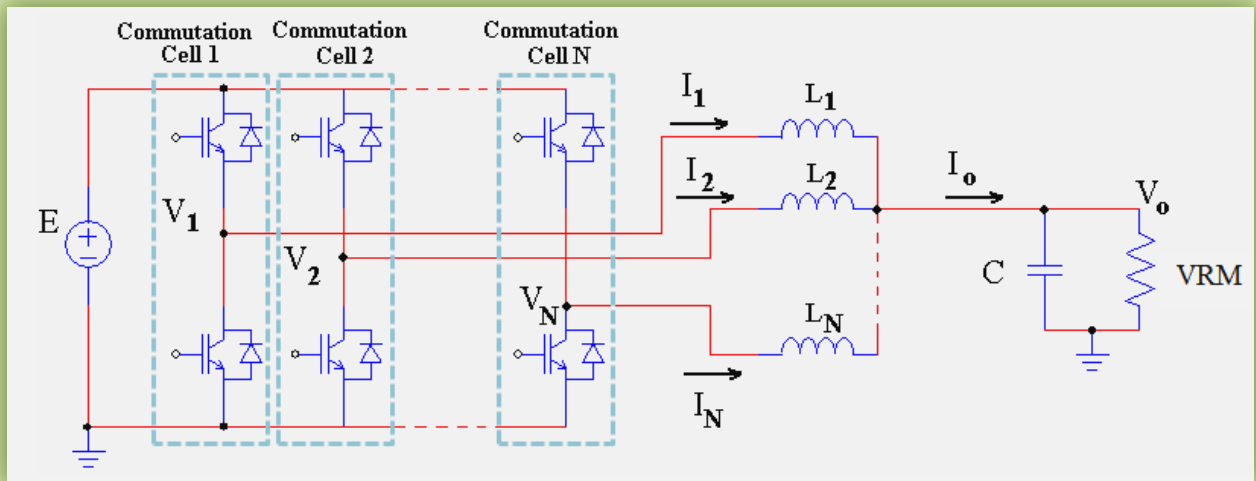


Figure 1.7 Convertisseurs parallèles entrelacés[6]

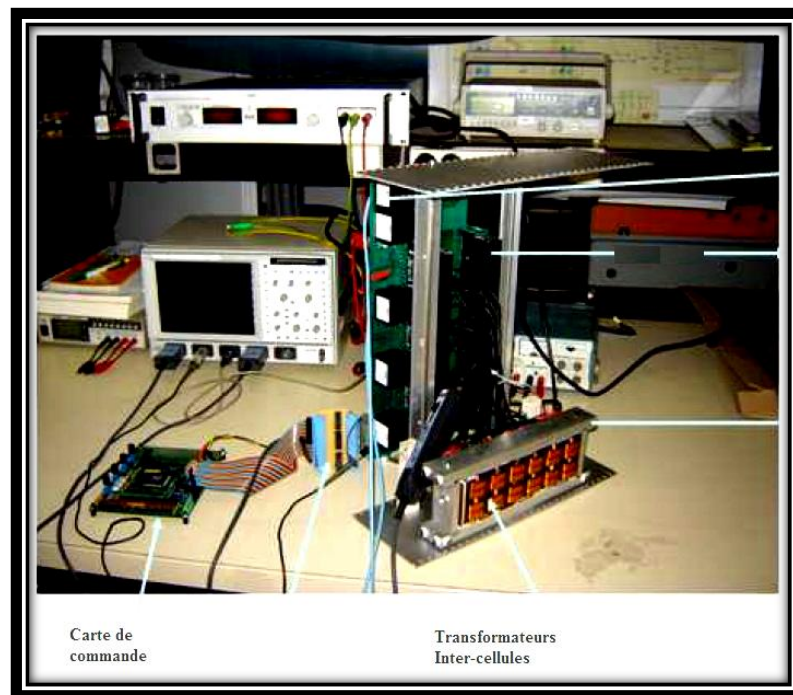


Figure 1.8 l'architecture actuelle retenue pour l'alimentation des microprocesseurs [6]

Les Figure 1.7 et 1.8 décrit l'architecture actuelle retenue pour l'alimentation des microprocesseurs et la Figure 1.9 montre l'emplacement d'un VRM sur une carte mère récente (Notez le système de refroidissement permettant, entre autre, l'évacuation des pertes générées par les transistors du VRM).



Figure 1.9 – Implantation d'un VRM sur une carte mère[2].

Les architectures d'alimentation des microprocesseurs ont donc évolué et sont désormais constituées par l'association de la traditionnelle « silver box »(voir Figure 1.10) et d'un régulateur de tension (VRM : Voltage Regulator module) placés à proximité du microprocesseur de façon à réduire les impédances d'interconnexion. Les VRM actuels convertissent une tension continue de 12V fournie par la « silver box » en une tension basse de l'ordre d'un Volt. Ces VRM doivent posséder de nombreuses qualités comme une dynamique élevée, une bonne régulation de la tension de sortie, une petite taille et un bon rendement.

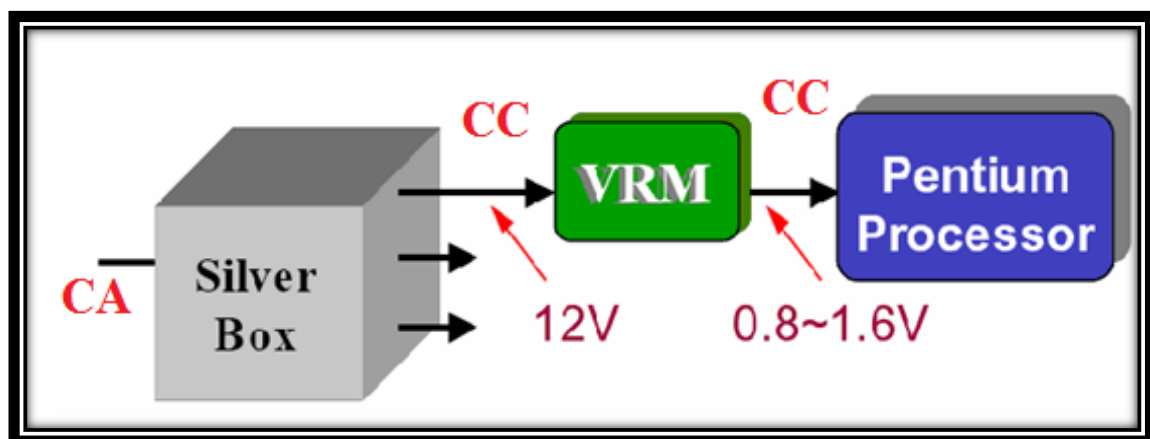


Figure1.10 : Architecture de l'alimentation d'un μ Processeur[2].

1.3 STRUCTURE DES VRM DE NOUVELLE GENERATION :

Les structures de VRM polyphasées sont désormais les seules solutions retenues dans l'alimentation des microprocesseurs Pentium IV et autres Core 2 Duo et Core 2 Quad pour lesquels la tension d'alimentation a été réduite (1,3V Pentium IV) et le courant absorbé peut atteindre des valeurs supérieures à 100A. Dans ces VRMs, la tension d'entrée a été ramenée de 5V à 12V pour réduire les pertes dans le bus d'alimentation. Les capacités servant au stockage de l'énergie et au découplage sont placées à proximité du microprocesseur. Ceci permet d'éviter les pics et les creux de tensions lors des changements rapides du courant appelé. Les dynamiques du Pentium III ont obligé les concepteurs à augmenter la valeur et donc le nombre de capacités de découplage par un facteur 23 et les capacités de stockage (Bulk) par 3 voir Figure1.11.

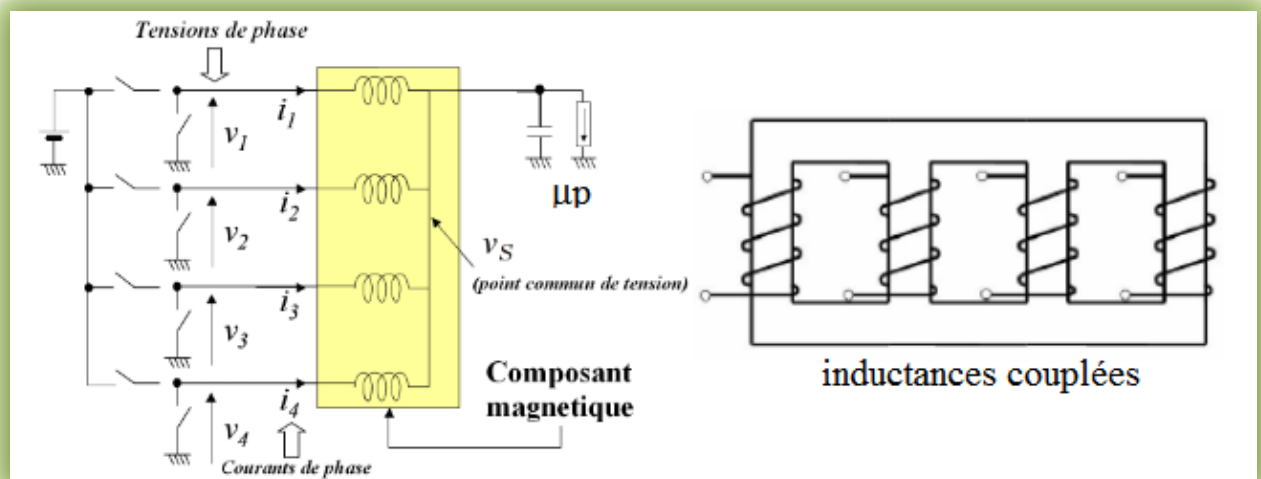


Figure1.11 Structure d'un VRM pour l'alimentation des µProcesseurs de nouvelle génération[1].

1.3.1 Convertisseurs multicellulaires parallèles à phases couplées :

La commutation entrelacée et les inductances couplées sont deux méthodes communes utilisées pour améliorer la production de qualité et de forme d'onde dans plusieurs architectures de convertisseur [2,4]. Un système d'inducteur couplé peut être vu comme extension de convertisseurs entrelacés.

La question est maintenant de savoir comment utiliser l'inductance couplée à optimiser le VRM à la fois en régime permanent et en régime dynamique.

De nombreux travaux [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8] ont introduit l'idée de coupler entre elles les inductances de chaque cellule pour améliorer les performances des VRMs. Le couplage magnétique des phases des convertisseurs parallèles entrelacés permet en particulier d'augmenter la fréquence apparente de l'ondulation du courant de phases [12].

La figure 1.12 ci-dessous présente une topologie classique de convertisseur multicellulaire parallèle composé par une association de p cellules de commutation. Les cellules sont interconnectées par des inductances de liaison indépendantes soit en forme séparée soit en forme couplée.

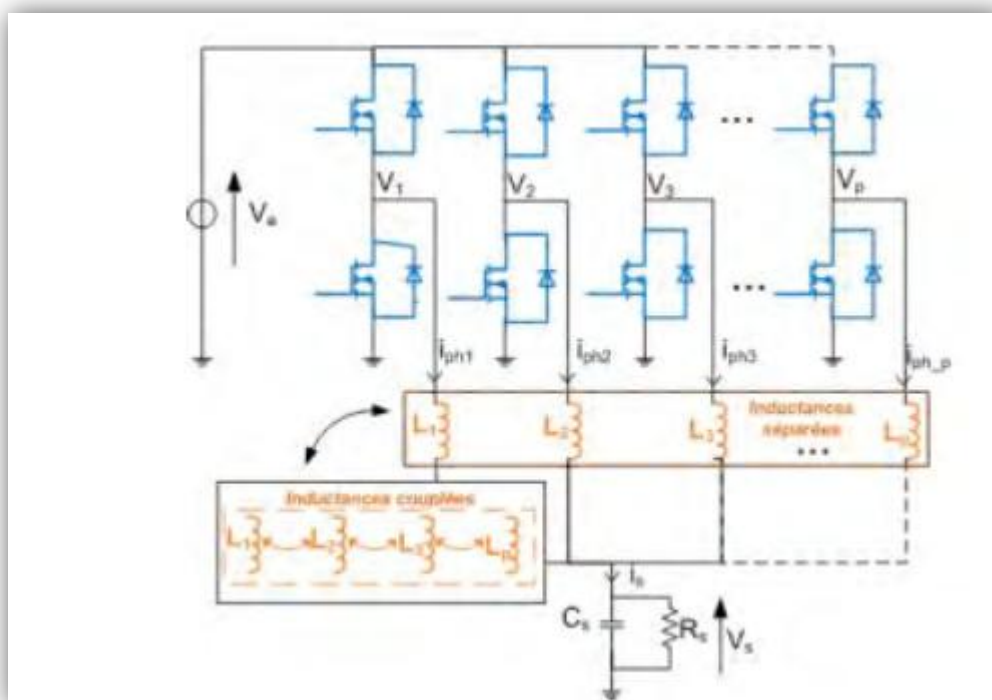


Figure 1.12: Convertisseur multicellulaire parallèle à p cellules avec les inductances séparées et les inductances couplées [3].

Les inductances de liaison sont identiques sur chaque cellule ($L_1=L_2=...=L_p=L$) et jouent le rôle d'absorber toutes les différences de tension instantanée entre les cellules. Celles-ci sont toutes parcourues par le même courant moyen (I_s/p), ce qui offre un aspect modulaire de ce type de convertisseur.

Alors, le courant dans chaque inductance représente une ondulation triangulaire de valeur maximale (rapport cyclique 50%) égale à :

$$\Delta I_{ph(max)} = \frac{E \cdot T_{dec}}{4L} \tag{I - 1}$$

$$\forall i \in \{0, 1, \dots, p - 1\}, \forall \alpha \in \left[\frac{i}{p}; \frac{i+1}{p} \right], \alpha' = p \cdot \alpha - 1 \tag{I - 2}$$

L'ondulation de courant suit l'équation suivante :

$$\Delta I_S = \frac{\alpha'(1-\alpha')}{p^2} \frac{E \cdot T_{dec}}{4L} \tag{I - 3}$$

Tableau 1.1 Equation décrivant le fonctionnement d'un buck à 2 phases[8]

Gain en tension	Courant dans l'inductance		Ondulation du courant de sortie
$\frac{V_s}{V_e} = \alpha$	0 < t < αT	Phase 1	$\Delta I_S = V_e \left(\frac{1}{L_1} - \frac{2\alpha}{L_2} \right) \alpha T$
		Phase 2	
	αT < t < T	Phase 1	$\Delta I_S = V_e \left(\frac{1}{L_1} - \frac{2\alpha}{L_2} \right) (1 - \alpha) T$
		Phase 2	

Donc, une augmentation du nombre de cellules mises en parallèle permet de réduire l'ondulation du courant de sortie. La réduction du ΔI_S représente alors une réduction du courant efficace $I_s(eff)$ et a une capacité de sortie C_s plus faible. La réduction permet d'impliquer particulièrement une réduction des pertes dans le condensateur C_s .

De même, l'effet de l'entrelacement des courants de chaque phase est décrit par le rapport $\Delta I_S / \Delta I_{ph(max)}$. Une augmentation du nombre de cellules entraîne aussi la réduction du rapport $\Delta I_S / \Delta I_{ph(max)}$ d'où l'augmentation de la densité de puissance du convertisseur (Figure 1.13)

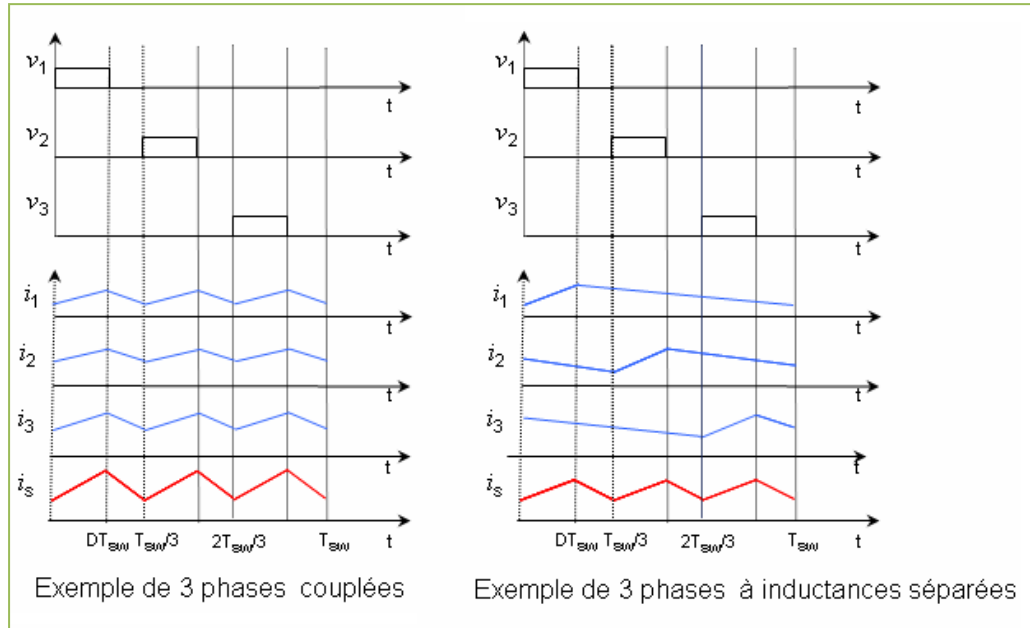


Figure 1.13 Comparaison d'une charge filtrée de convertisseur parallèle à p phases utilisant des inductances séparées et coupleur magnétique [3].

Les avantages des convertisseurs multicellulaires parallèles sont d'autant plus évidents quand le nombre de cellules est élevé. Un problème inhérent aux convertisseurs parallèles entrelacés réside dans l'importance de l'ondulation du courant dans les bras. Avec l'ondulation relative du courant de bras :

$$\frac{\Delta I_{\text{phase}}}{I_{\text{phase}}} = p^2 \cdot \frac{\Delta I_s}{I_s} \quad (I - 4)$$

Il est aisé de conclure qu'à un taux d'ondulation donné en sortie, cette technique d'entrelacement n'est pas favorable pour un parallélisme important [14].

Une solution à ce problème est de coupler entre elles les inductances de chaque cellule. Ce nouveau composant est appelé coupleur magnétique. De nombreux travaux [1], [2], [3],[4] [5], [6], [13],[10] [25], [26], [28], [27], ont introduit l'idée de coupler entre elles les inductances de chaque cellule pour améliorer les performances des VRMs. Le couplage magnétique des bras des convertisseurs parallèles entrelacés permet en particulier d'augmenter la fréquence apparente de l'ondulation du courant de bras. La Figure 1.14 illustre les similitudes et les différences entre le cas inductances non couplées et le cas inductances couplées.

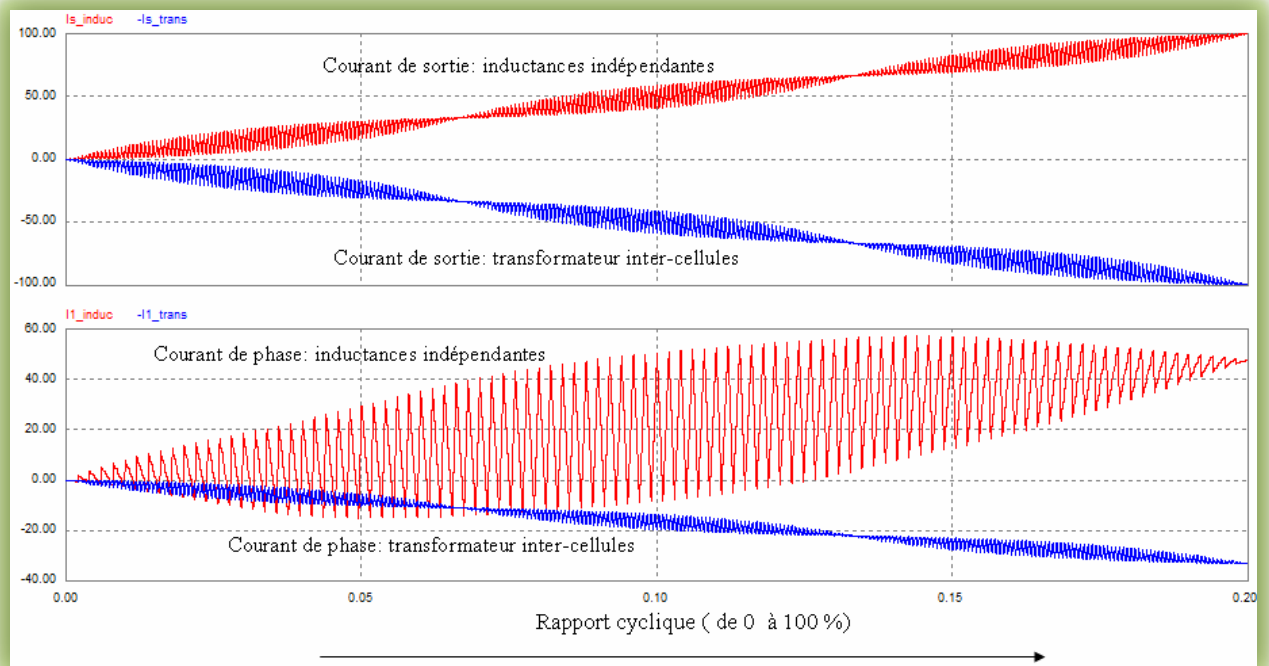


Figure 1.14: Ondulations des courants dans les inductances séparées et le coupleur magnétique en cas $p=3$. En haut: Courant de sortie; En bas: Courant de phase [3].

A noter, en fin, que pour les mêmes contraintes au niveau de la sortie, on obtient dans les cas couplée et non couplée la même valeur de la capacité de sortie C_s que ce soit en régime permanent ou en régime transitoire. Dans le cas où l'on prend le même condensateur de sortie C_s et que l'inductance de fuite du coupleur est égale à l'inductance d'un bras du cas non couplée, les réponses dynamiques sont identiques entre une topologie couplée et non couplée. Les résultats obtenus montrent que la solution avec couplage magnétique des bras permet de réduire les ondulations des courants de bras dans un rapport égale à p^2 .

Enfin, un autre avantage de la solution avec couplage magnétique est lié au comportement de type transformateur et à la compensation des ampères-tours qui conduit généralement à une réduction significative de volume du composant magnétique [10].

1.3.2 Transformateurs inter-cellules ICT:

Dans le cas de convertisseurs parallèles à bras non couplées, un mauvais équilibrage des courants de bras met en péril la fiabilité et la durée de vie du système à cause d'une distribution inégale des dissipations thermiques entre les différents modules. Pour les convertisseurs parallèles à bras couplés, un mauvais équilibrage des courants de bras est encore moins tolérable puisqu'il peut, en plus du problème de fiabilité, causer une panne complète du système.

Des travaux sont actuellement menés avec des objectifs similaires, quoique différents sur certains points critiques. Il s'agit en effet de créer des structures entrelacées, couplées magnétiquement, via un transformateur intercellulaires (ICT) qui a pour objectif de réduire la taille du circuit magnétique total. Le convertisseur dans son ensemble est donc composé d'un certain nombre de petits convertisseurs (cellules), associés via l'ICT, ce qui permet d'atteindre des dynamiques importantes. Le pilotage de l'ensemble et la complexité du coupleur magnétique utilisé (l'ICT) conduit cependant à la mise en œuvre d'un nombre limité de bobines, il est donc difficile d'associer plus d'une dizaine de cellules.

Dans les structures multicellulaires parallèles, on peut utiliser des composants magnétiques particuliers qui ont une fonction de filtrage comme les inductances classiques, mais qui ont également une fonction de couplage afin de bénéficier de l'entrelacement au niveau de chaque phase et de réduire les ondulations de courant individuelles. Par analogie avec les 'transformateurs interphases' utilisés classiquement dans les redresseurs polyphasés 50 ou 60Hz, ces composants sont baptisés transformateurs inter cellules ou InterCell Transformer (ICT). Les ICT possèdent divers avantages par rapport aux inductances séparées, comme par exemple une réduction de l'ondulation du courant des phases en présentant des fuites importantes au niveau des enroulements afin d'assurer un bon lissage des courants de bras, voir [132], ainsi que le fait de découpler les modes communs des modes différentiels de flux. En conséquence, le champ magnétique généré par le courant DC empruntera un chemin plus réticent, normalement situé dans l'espace entre les deux bobinages. Ainsi, l'induction magnétique DC créée est de plus faible valeur. En outre, dans les travaux de thèse menés en [12], l'auteur montre que le couplage deux à deux des phases, dans une configuration dite cascade cyclique, s'avère plus performante et plus rentable pour les applications fort courant/basse tension. Même si l'usage des ICTs amène de nombreux avantages, il convient de rester vigilant quant à leur dimensionnement et leur utilisation. En effet, les coupleurs sont a priori très sensibles aux déséquilibres de courants qui peuvent amener à leurs saturations. De plus, le système couplé n'est a priori pas robuste à la déconnexion d'une des cellules du convertisseur en cas de défaut. Néanmoins, un surdimensionnement adapté de l'ICT peut permettre un fonctionnement avec des phases défaillantes ou volontairement arrêtées [172]. Différentes structures de coupleurs peuvent être trouvées dans la littérature. Nous présentons Figure 1.15 trois réalisations. Dans ces configurations nous trouvons deux types de coupleurs : 1) des coupleurs monolithiques, c'est-à-dire que les phases partagent un seul noyau magnétique, Figure 1.15 a) et b) ; et 2) des coupleurs séparés, c'est-à-dire que les phases sont couplées deux à deux par des noyaux séparés, voir

Figure1.15 c). La construction des noyaux monolithiques peut être réalisée par association de noyaux de formes U, E ou I classiques[2].

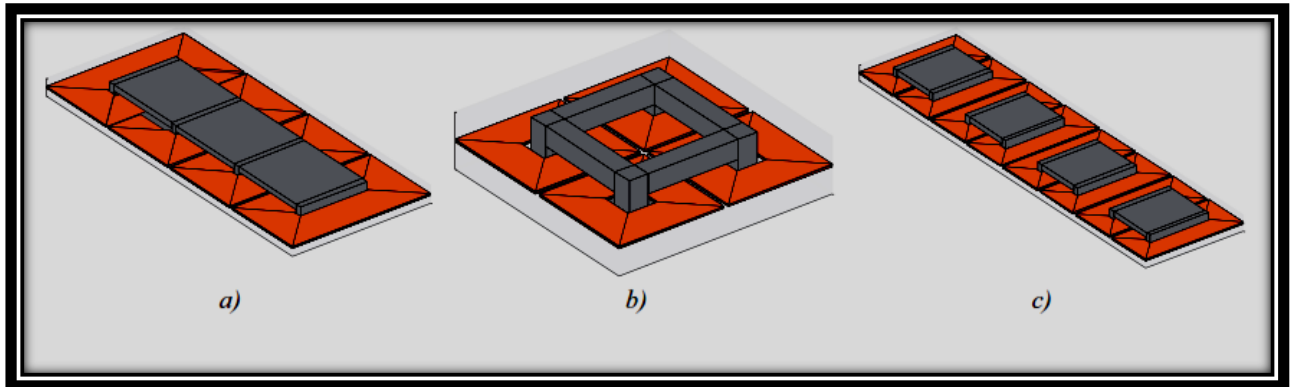


Figure1.15 Différentes formes d'ICT ;a)monolithique en échelle linéaire, b) monolithique en échelle rectangulaire, c) cyclique cascade avec des noyaux séparés.

1.3.3 Transformateur :

Dans un transformateur, les deux enroulements sont presque systématiquement superposés et parfois même entrelacés afin de réduire les inductances de fuites. Par contre, dans un ICT utilisé dans un convertisseur entrelacé, les bobinages sont normalement placés côte à côte, ou même éloignés, afin d'augmenter l'inductance de fuite qui est dans ce cas responsable du filtrage du courant. Cette inductance voit la différence des flux causés par les différentes tensions appliquées aux deux bobinages d'une fenêtre. L'usage des noyaux en **E** est une des formes les plus communes pour la fabrication des transformateurs, voir Figure1.16. Dans cette forme le bobinage, les conducteurs sont majoritairement concentrés à l'intérieur de la fenêtre, ce qui aide à réduire les inductances de fuite entre les bobinages [6].

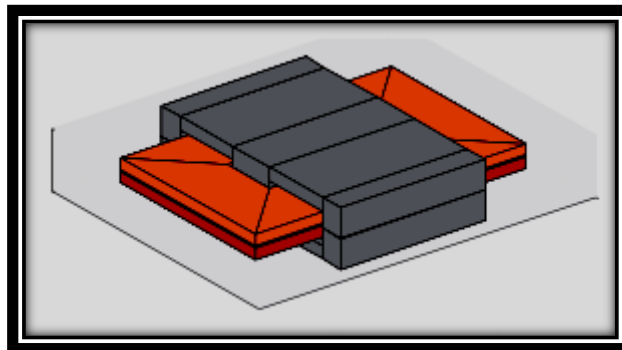


Figure1.16 forme d'un transformateur en E.

1.3.4 Transformateur inter-cellules isolé :

Les transformateurs inter-cellules isolés sont une composition entre les transformateurs et les inductances couplées. A l'intérieur d'une fenêtre se trouvent quatre enroulements, voir Figure 1.16. Les deux enroulements qui constituent une phase du transformateur sont bobinés sur une même jambe du noyau magnétique. Comme pour les transformateurs, nous recherchons une structure qui possède très peu de conducteurs à l'extérieur de la fenêtre (têtes de bobines) afin de réduire les inductances de fuites entre les enroulements primaires et secondaires du transformateur. Les enroulements de couplage des deux phases sont placés sur une autre jambe du circuit magnétique afin d'augmenter l'inductance de fuite. Les formes de noyau de la Figure 1.17 b) et c) se prêtent bien à ce dernier propos. La configuration montrée Figure 1.17 b) possède uniquement des bobinages horizontaux et les fenêtres latérales possèdent une taille différente des autres. La forme de la Figure 1.17 c) possède des bobinages spécifiques pour les fenêtres latérales. Cette dernière configuration s'avère plus difficile à réaliser pour des bobines à plusieurs tours sur circuit imprimé.

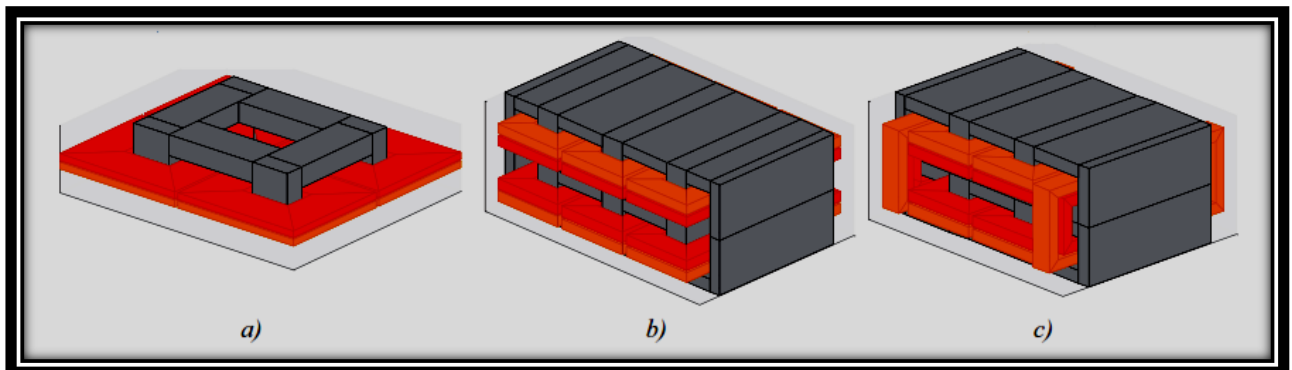


Figure 1.17 – Différentes formes d'ICT isolés a) Forme monolithique Rectangulaire b) Forme monolithique cyclique c) Forme monolithique cyclique II

Dans son travail, V. Costan [14] a présenté une méthode de calcul qui permet de déterminer les expressions analytiques et de résoudre le problème commun de toutes ces structures lié à une forte concentration de flux dans certaines branches du circuit magnétique conduisant un surdimensionnement. Dans ces travaux, deux procédés de permutation des phases d'alimentation sont proposés afin de minimiser les flux magnétiques. Une optimisation de coupleur magnétique est proposée en vue de réaliser un coupleur magnétique avec un nombre de cellules élevé. Un autre problème des structures magnétiques de type ICT réside dans les déséquilibres des courants de phases, pouvant donc venir d'une imprécision de mesure. Ce déséquilibre peut être provoqué

par une surcharge magnétique qui engendre un déplacement du point de fonctionnement magnétique pouvant saturer le noyau correspondant. Dans un cas plus extrême, cet effet peut arrêter une phase. Face à cette problématique, Sanchez et al.[18] ont développé une méthode de calcul pour le dimensionnement des noyaux et ainsi éviter l'effet de surcharge magnétique. La méthode de pré-dimensionnement et pré-optimisation permet de rendre plus robuste ce coupleur en mode de déséquilibre intrinsèque et en mode de déconnexion de phase sur défaut. L'insertion des entrefers «minces» peut être également réalisée dans le but de maîtriser spécifiquement les déséquilibres de courant interphase et d'assurer le fonctionnement du composant sur arrêt d'une phase. Une autre recherche rappelle encore les avantages théoriques des structures ICT et de différentes topologies pour réaliser un ICT [3]. Un outil analytique a été utilisé pour bien comprendre et surmonter les inconvénients principaux de ce type de composant. La solution donnée consiste à modifier les déphasages pour réduire la densité de flux maximum qui influence sur les dimensions et les pertes du noyau magnétique.

1.4 DEVELOPEMENT THEORIQUE DE LA METHODE DU « Backstepping » :

1.4.1 Généralités sur la modélisation des systèmes :

Nous nous limitons ici aux résumés des principales définitions et résultats majeurs concernant la notion de système et plus particulièrement les systèmes fortement non linéaires très présents en électronique de puissance.

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle a été développée par Kanellakopoulos et al, au début des années '90. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur, pour des systèmes non linéaires. L'avantage principal de cette méthode est de garantir la stabilité du couple contrôleur-procédé. La méthode du backstepping permet de déterminer une loi de mise à jours des paramètres, pour une loi de commande adaptative, qui garantie, elle aussi, la stabilité du couple contrôleur-procédé, [19].

La plupart des systèmes physiques qui nous entourent sont non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse et/ou de synthèse des

lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, anciens et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Le backstepping fait partie de ces nouvelles méthodes de commande.

Dans ce qui suit, nous irons clarifier d'abord la notion des systèmes non linéaires, puis le concept et la mise au point de la technique backstepping, ensuite nous établirons l'algorithme généralisé. Quelques modèles exemplaires seront le siège de l'application de cette technique basée sur la théorie de Lyapunov qui va garantir la stabilité du système non linéaire commandé.

Notion de modèle et de système

Parmi les définitions du modèle qu'on trouve dans la littérature et que celui-ci n'est autre qu'une représentation formelle et abstraite de l'analyse que l'on sait faire d'un phénomène physique alors qu'un système est une association de composants (de modèles). C'est, par exemple un circuit électrique, un circuit hydraulique ou un véhicule électrique au complet.

Au niveau d'un système, on peut définir des variables de sortie. C'est précisément ce que représente un schéma bloc (block diagram). Connaissant les entrées du système à un instant donné, le modèle du système permet de calculer l'évolution future de l'état de celui-ci. À chaque instant, l'état du système résume le passé de celui-ci. C'est la connaissance minimale nécessaire pour déterminer son évolution, connaissant l'évolution des variables d'entrée. D'un autre côté, l'état du système est décrit par ses variables d'état.

Définitions

- ✓ Un système est autonome s'il n'a pas de variables d'entrée ni de dépendance explicite du temps. C'est le seul type de système qui puisse être simulé.
- ✓ Un système est déterministe si, pour des conditions initiales données, il possède une solution unique. Un modèle non déterministe résulte donc d'une erreur de modélisation.
- ✓ Une fonction est chaotique si: elle est topologiquement transitive (ou mélangeante) l'ensemble de ses points périodiques forme un ensemble dense dans l'ensemble de départ. elle présente une hypersensibilité aux conditions initiales.

1.4.2 Equilibre et stabilité des systèmes:

On appelle systèmes linéaires les systèmes physiques représentés par des équations différentielles linéaires à coefficients constants, l'hypothèse de linéarité équivaut au principe de superposition. Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques qui ne sont pas régis par des équations linéaires. Autrement dit, le principe de superposition ne peut leur être appliqué. Physiquement, un système est en équilibre quand il conserve son état en absence de forces externes. Mathématiquement, cela équivaut à dire que la dérivée \dot{x} de son état est nulle pour un système. $\dot{x} = \varphi(x)$.

1.4.3. Choix de la fonction de Lyapunov :

La théorie de Lyapunov a été pendant longtemps un outil important dans la commande linéaire aussi bien que la commande non-linéaire cependant, son utilisation dans la commande non-linéaire a été entravée par les difficultés pour trouver une fonction de Lyapunov pour un système donné mais la tâche de trouver une telle fonction a été souvent laissée à l'imagination et à l'expertise du concepteur. Même pour des systèmes simples et en l'absence d'incertitudes le choix de la fonction de Lyapunov, et de la loi de commande n'est pas toujours facile. Aucune règle générale n'existe à ce jour quant au choix d'une telle fonction. Et quand on sait l'influence de ce choix sur le comportement général du système, on comprend l'intérêt qu'a suscité ce problème ces dernières années.

1.4.4 La commande « backstepping » :

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. [19] et inspiré par les travaux de Feurer & Morse [28] d'une part et Tsiniias, [29] et Kokotovic & Sussmann [30] d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires.

L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant.

Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non

stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure.

1.5 LECTURE SUR LES TRAVAUX ANTÉRIEURS :

Un des premiers articles sur les convertisseurs DC-DC parallèles a été publié par [Hedel 1980] où il a proposé une topologie avec isolation galvanique basée sur la conception de ces convertisseurs. Et depuis, les convertisseurs DC-DC parallèles ont trouvé une large application dans les systèmes de conversion de puissance. Ils ont beaucoup de caractéristiques souhaitables. Cependant, l'analyse, la conception et la commande de tels convertisseurs ne sont pas simples [Ridley 1986, Siri 1991, Wu *et al.* 1994, Chen 1995, Panov *et al.* 1996, Rajagopalan *et al.* 1996, Thottuvelil *et al.* 1996, Thottuvelil *et al.* 1998, Perreault *et al.* 1997 et Zafrany *et al.* 1998]. En général, les modules des convertisseurs parallèles ne sont pas identiques. Ceci peut être dû aux :

- ✓ tolérances des composants.
- ✓ caractéristiques non identiques des conducteurs électriques reliant les convertisseurs aux différentes charges.
- ✓ changements non identiques des caractéristiques des composants dus à leur vieillissement inégal ou sous réserve de différentes conditions physiques.

En générale, deux systèmes autonomes stables ne peuvent pas partager le courant de la charge équitablement lorsqu'ils sont montés en parallèle. Cette répartition inégal du courant de la charge peut augmenter les pertes au niveau de chaque cellule, réduisant de ce fait la fiabilité du système considérablement [Jordan 1991, Glaser *et al.* 1992, Mammano 1993, Batarseh1 *et al.* 1994 et Perkinson 1995]. Pour la réalisation de tels convertisseurs ayant des courants de sortie approximativement égaux, on a utilisés la méthode d'abattement [Glaser 1992, Jamerson *et al.* 1993, Jamerson *et al.* 1994 et Batarseh *et al.* 1994] où l'impédance de sortie de chaque convertisseur est rendue assez grande pour assurer la répartition du courant avec une petite différence dans leurs tensions de sortie. Il est facile d'appliquer la méthode d'abattement parce qu'il n'y a aucun raccordement entre les cellules. En tant que tels, le système global a une fiabilité élevée. Cependant, la méthode a l'inconvénient d'une faible régulation de la tension de

sortie. Les travaux [Glaser *et al.* 1992 et Batarseh *et al.* 1994] ont décrit des procédures simples pour vérifier la répartition équitable de la charge entre les modules du convertisseur. Cependant, aucune de ces analyses ne s'est concentrée sur la stabilité globale du système au delà du régime linéaire.

Récemment, [Tuladhar *et al.* 2000] ont proposé une technique de commande qui permet aux convertisseurs DC-DC mis en parallèle de partager la charge sur des convertisseurs de puissance. La technique de commande, qui est une variante de la méthode d'abattement n'exige pas des interconnexions entre les modules et compense automatiquement les variations paramétriques. L'idée fondamentale de la commande est l'injection d'une petite tension alternative par chaque convertisseur au système comme un signal de commande. Puis, la fréquence du signal de commande injecté diminuera en fonction du courant de sortie de chaque cellule. De cette manière, la fréquence du signal de commande de chaque unité est différente si le partage de charge est inégal. Cette différence dans la fréquence cause la circulation d'une petite puissance active, qui est mesurée et utilisée pour ajuster la tension de sortie de chaque unité. L'inconvénient de la technique de commande proposée est la complexité supplémentaire ajoutée au circuit puisqu'on doit traiter le petit signal injecté. Un autre inconvénient de la méthode est la petite ondulation présente à la sortie. En outre, les allures des grandeurs du système ne sont pas très satisfaisantes.

Du fait des inconvénients inhérents de la méthode d'abattement, des techniques de commande en courant ont été proposées par les travaux [Hirschberg 1985, Ridley 1986, Small 1988, Choi *et al.* 1990, Lee *et al.* 1991, Jordan 1991, Siri *et al.* 1991, Wu *et al.* 1991, Choi 1992 et 1998; Wu *et al.* 1992, Batarseh1 *et al.* 1994, Kohama *et al.* 1994, Wu1 *et al.* 1994, Banda *et al.* 1995, Chen 1995, Siri *et al.* 1995, Huth 1996, Jovanovic 1996, Panov *et al.* 1996, Perreault *et al.* 1996, Perreault1 *et al.* 1996, Thottuvelil *et al.* 1996, Garabandic 1998, Siri *et al.* 1998, Tomescu *et al.* 1998, Wu *et al.* 1998]. La littérature est très riche en ces méthodes de commande. Cependant, il y a deux types de méthodes plus utilisés: une utilise la commande en courant moyen et l'autre utilise la commande en courant par le circuit maître-esclave. La première méthode permet le partage égal et précis du courant. Elle exige un autobus de partage simple et a l'immunité de bruit élevée. Bien que la fiabilité des méthodes de commande en courant moyen soit moins que souhaitable, ils sont dominants et extensivement utilisés dans l'industrie. D'ailleurs, à la différence de la deuxième méthode, le bruit de basse fréquence ne cause pas l'échec de la commande de répartition.

1.6 CONCLUSION :

L'intégration magnétique et le couplage magnétique sont des concepts très prometteurs à appliquer dans les convertisseurs multi phases. Le couplage magnétique serré permet le transfert d'énergie entre les phases. Idéalement, le composant magnétique peut agir comme une source de tension, avec une impédance de sortie très faible et avec un partage parfait de l'ondulation du courant de sortie. Les principaux avantages procurés par le couplage magnétique sont la réduction de la taille et des pertes et l'amélioration dynamique.

Par ailleurs, de nouvelles structures basées sur l'association de composants ont été développées pour les applications de forts courants et fréquences de découpage élevées. Parmi elles, nous trouvons les convertisseurs multicellulaires parallèles. Leur étude impose la prise en conscience de deux importantes contraintes : Contraintes en régime permanent et Contraintes en régime transitoire. Pour en assurer, on note que la riche littérature disponible veille bien à impliquer des techniques de commande robuste et des études de stabilité globales et structurelles.

Dans le chapitre suivant nous allons faire une étude sur les convertisseurs multicellulaires abaisseurs ou buck.

2.1. INTRODUCTION :

Dans ce chapitre nous rappelons tout d'abord les principales caractéristiques des convertisseurs continu-continu autonome ; nous allons présenter ensuite une topologie de convertisseur basée sur la mise en parallèle des cellules de commutations, appelée convertisseur multicellulaire parallèle. Ces convertisseurs sont utilisés dans des applications forts courants : les onduleurs de secours de forte puissance (400V/135A), le réseau de puissance automobile (42V/24A) et surtout les régulateurs chargés d'alimenter des microprocesseurs : Voltage Regulator Module (VRM) (1,2V/100A) [2].

Les principales motivations de la mise en parallèle des cellules de commutation sont :

- L'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur par une augmentation de la fréquence apparente des signaux, impliquant directement une diminution des énergies stockées dans les filtres et donc une réduction de ces derniers.
- La possibilité d'atteindre des puissances élevées en utilisant des composants de faible calibre grâce au fractionnement de la puissance sur les p cellules de commutation.
- L'utilisation de composants de calibre plus faible, et par conséquent plus performants.
- La modularité du convertisseur qui permet de répondre, au niveau de la conception, à d'éventuelles modifications du cahier des charges et de satisfaire à des fonctionnements particuliers : a) Adaptation « dynamique » du nombre de phases et reconfiguration de la commande en fonction du taux de charge réel (maintien du rendement optimum en fonction de la puissance de sortie), b) Arrêt d'une phase sur défaillance interne et maintien de la mission (mode dégradé à puissance réduite ou redondance parallèle de type $p + 1$ à puissance nominale).
- la modularité du convertisseur qui, permet notamment de répondre à d'éventuelles modifications du cahier de charges.
- la réduction du coût total du convertisseur, car des composants de calibre plus faibles peuvent être utilisés [12].

2.2. CONVERTISSEUR CONTINU – CONTINU :

Les niveaux de puissance que l'on trouve dans les convertisseurs vont de moins d'un watt dans les convertisseurs des équipements portables, à une dizaine ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, aux kilowatts ou

mégawatts dans la commande des moteurs à vitesse variable, et jusqu'aux térawatts dans les centrales électriques du secteur.

Les convertisseurs DC/DC en général réalisent deux fonctions : modifier le niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre les batteries, accumulateurs (sources d'énergie en général) et l'ensemble des blocs constitutifs du système considéré, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans, des actionneurs, des claviers, etc. Plus de 5 à 6 niveaux de tensions peuvent cohabiter dans un seul système [2].

Convertisseur Buck :

L'interrupteur K fonctionne périodiquement. La période de "hachage" est notée T et f est la fréquence correspondante. Il est fermé de $t = 0$ à $t = \alpha T$ et ouvert de $t = \alpha T$ à T . (α est le rapport cyclique). Lorsque l'interrupteur est fermé, l'entrée est directement reliée à la sortie. Lorsqu'il est ouvert, l'entrée et la sortie fonctionnent indépendamment. L'entrée est ouverte, la sortie est en court-circuit grâce à la diode de roue libre qui assure la continuité du courant de l'inductance.

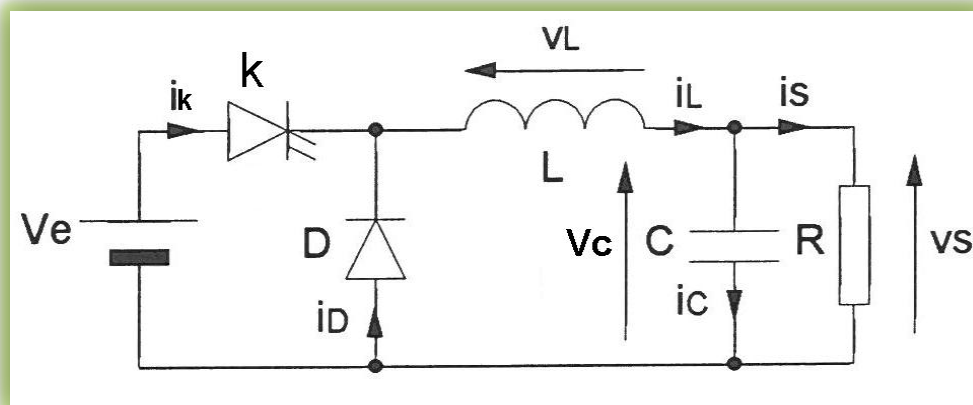


Figure 2.1 : structure de convertisseur Buck[3]

a. Fonctionnement en conduction continu :

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue (CCM), le courant i_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées dans la figure 2.2. La tension de sortie est ajustée en agissant sur le rapport cyclique α . En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de L est nulle.

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$:

$$i_L = \frac{V_e - V_s}{L} t + I_{L_{\min}} \quad (2-1)$$

$t = \alpha T$:

$$i_L = I_{L_{\max}} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T + I_{L_{\min}} \quad (2-2)$$

L'ondulation de courant est donnée par : ($V_s = \alpha V_e / T = 1/f$)

$$\Delta i_L = I_{L_{\max}} - I_{L_{\min}} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T = \frac{\alpha(1-\alpha)}{Lf} V_e \quad (2-3)$$

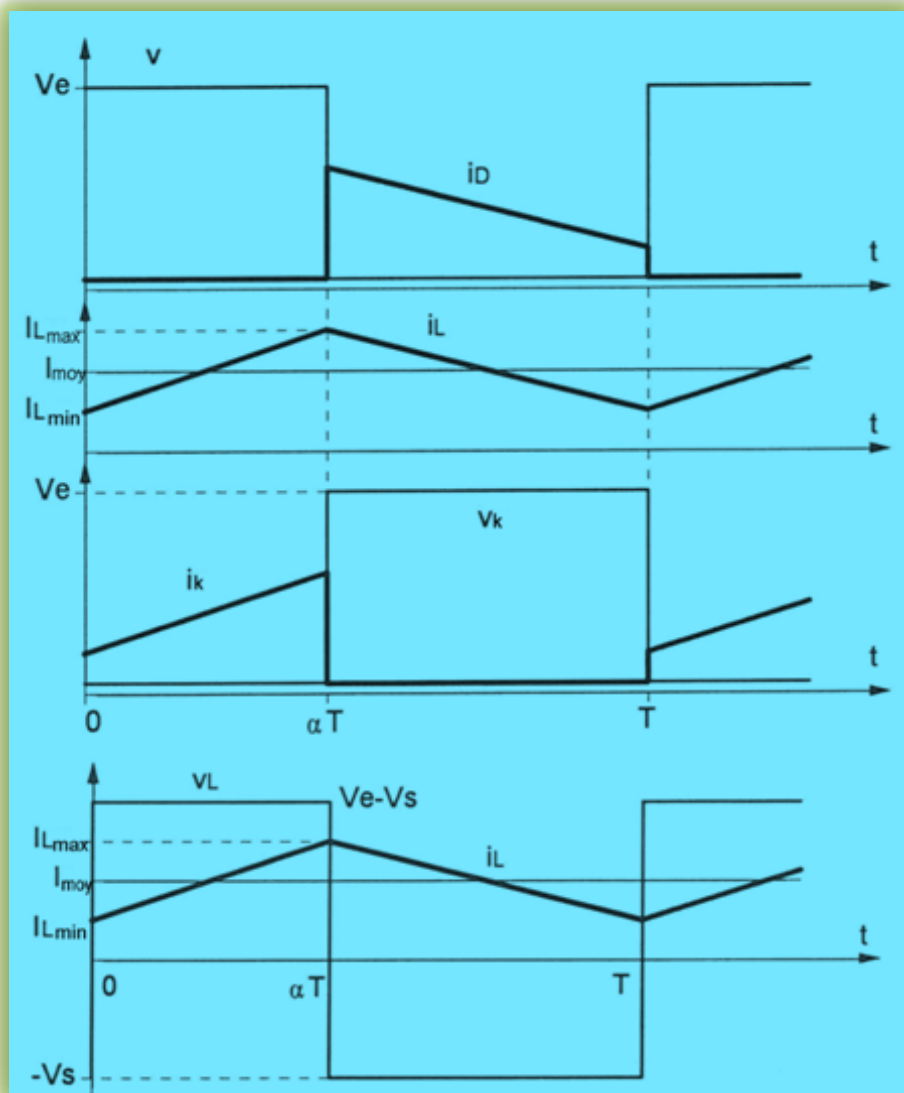


Figure 2.2. Les formes d'ondes et l'ondulation de courant[3].

L'ondulation de courant est maximal si $\alpha=1/2$ donc

$$\Delta I_{L_{\max}} = \frac{V_e}{4Lf} \quad (2-4)$$

b. fonctionnement en conduction discontinu :

Ce régime correspond à l'annulation du courant i_L sur la période de fonctionnement. Cet événement se produit lorsque le courant moyen absorbé par la charge est inférieur à $\Delta i_L / 2$. La Figure 2.3 montre les formes d'ondes associées. On note βT l'instant d'annulation du courant i_L

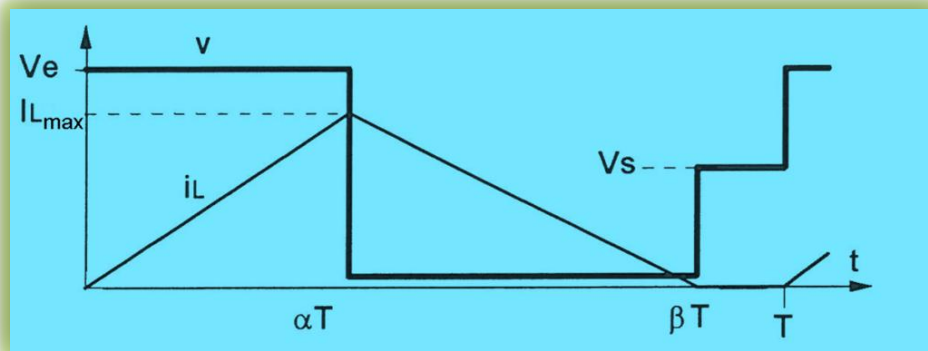


Figure 2.3. Fonctionnement en conduction discontinu [3].

On a
$$I_{L_{\max}} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \quad (2-5)$$

$V_s = \alpha V_e + (1 - \beta) V_s$ dont on déduit $\alpha V_e = \beta V_s$

D'autre part $\langle i_L \rangle = I_s$, avec :

$$I_s = \beta \frac{I_{L_{\max}}}{2} = \frac{V_e - V_s}{2L} \alpha T \cdot \alpha \frac{V_e}{V_s} \quad (2-6)$$

On en déduit :

$$V_s = V_e \frac{1}{1 + \frac{2LF I_s}{\alpha^2 V_e}} \quad (2-7)$$

Dans ce cas, les caractéristiques de sortie sont des hyperboles. La condition de passage d'un régime à l'autre est liée à la présence d'un courant moyen limite, noté $I_{s_{lim}}$ égal à $\Delta I_L / 2$. On a donc :

$$I_{s_{lim}} = \frac{\alpha(1 - \alpha)V_e}{2LF} \quad (2 - 8)$$

Dans le plan $y(x)$, ceci se traduira par une courbe limite parabolique correspondant à la forme de $\Delta I_L(\alpha)$. On peut alors déduire de ce qui précède l'allure des caractéristiques de sortie .

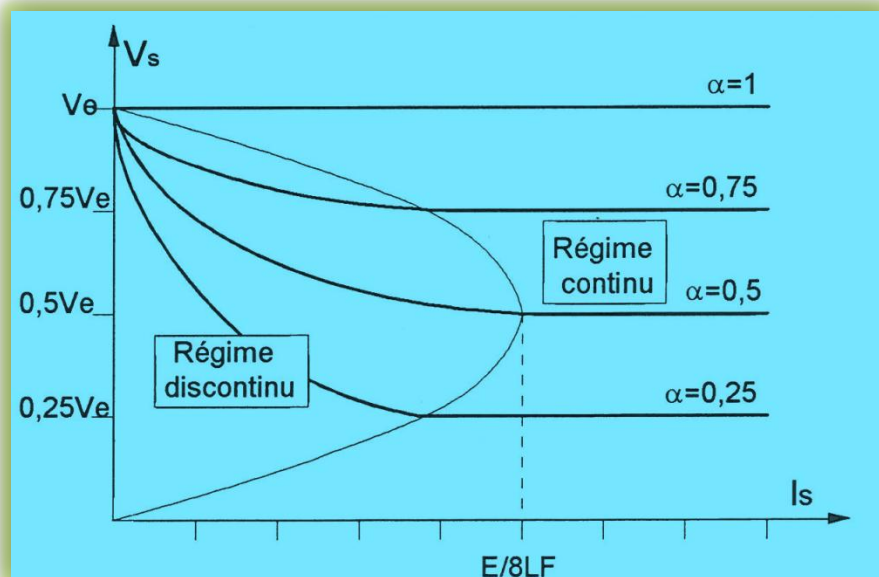


Figure 2.4. Caractéristique de sortie[3].

2.3. LES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRE PARALLELE :

2.3.1. Introduction :

Les convertisseurs Buck sont couramment utilisés dans les ordinateurs afin de réduire la tension fournie par l'alimentation vers une tension plus faible nécessaire pour alimenter le microprocesseur (central processing unit) (CPU). Ces alimentations doivent fournir un fort courant avec une faible ondulation de tension tout en restant dans un volume réduit. Afin de

réduire les contraintes sur les semi-conducteurs, ces alimentations utilisent plusieurs convertisseurs reliés en parallèle. On parle alors des hacheurs entrelacés car les convertisseurs conduisent à tour de rôle vers le même condensateur de sortie. La plupart des alimentations de cartes-mères utilisent 3 ou 4 branches en parallèle, mais les constructeurs de semi-conducteur proposent des composants pouvant gérer jusqu'à 6 branches en parallèle. Afin d'augmenter le rendement, ces alimentations utilisent aussi la rectification synchrone. Ces convertisseurs sont aussi largement utilisés dans la télécommunication. Ils sont commandés pour régler la tension de sortie et pour permettre l'égalité de la charge. Ces convertisseurs sont des systèmes non-linéaires. Les sources principales des non-linéarités sont les commutateurs et dans beaucoup de travaux précédents, les études dans ce domaine de l'électronique de puissance sont basées principalement sur le modèle moyen et la linéarisation du système [11].

2.3.2. Topologies des convertisseurs multicellulaires parallèles :

Une topologie classique de convertisseur multicellulaire parallèle repose sur une association de p cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison (Figure 2.5). Les ordres de commande des cellules de commutation ont le même rapport cyclique (α) et deux cellules adjacentes ont les ordres de commande déphasés de $2\pi/p$.

Les tensions délivrées par les p cellules de commutation sont des tensions carrées de niveau 0 et $+E$, et déphasées de $2\pi/p$. Les p tensions constituent un système de tensions équilibré (tensions de même fréquence fondamentale et de même contenu harmonique).

Les inductances de liaison sont identiques sur chaque cellule ($L_1=L_2=\dots=L_p=L$) et ont pour rôle d'absorber toute différence de tension instantanée entre les cellules. Elles sont toutes parcourues par le même courant moyen (I_S/p), ce qui offre un aspect modulaire très intéressant de ce type de convertisseur [7].

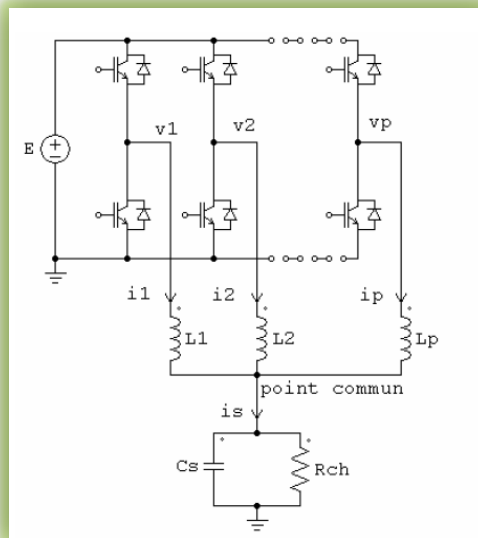
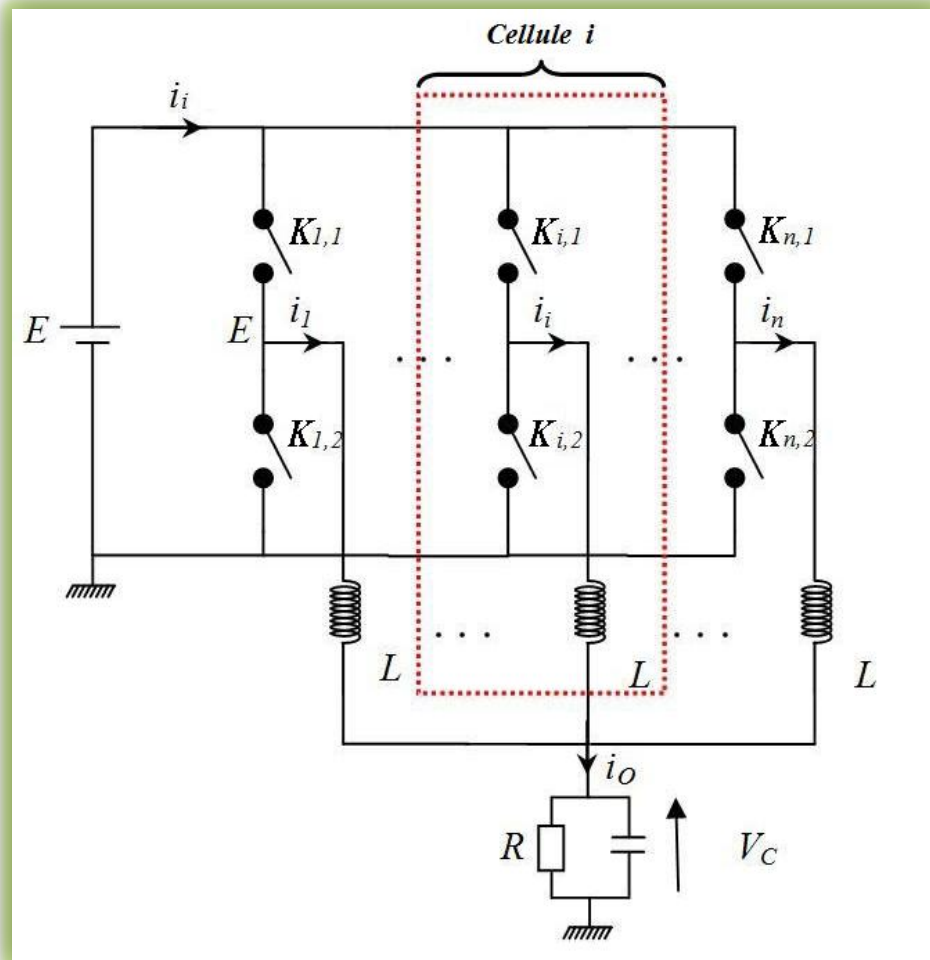


Figure2.5 Convertisseur multicellulaire parallèle [5].

2.3.3. Cellule de commutation (Synchrone Buck converter) :

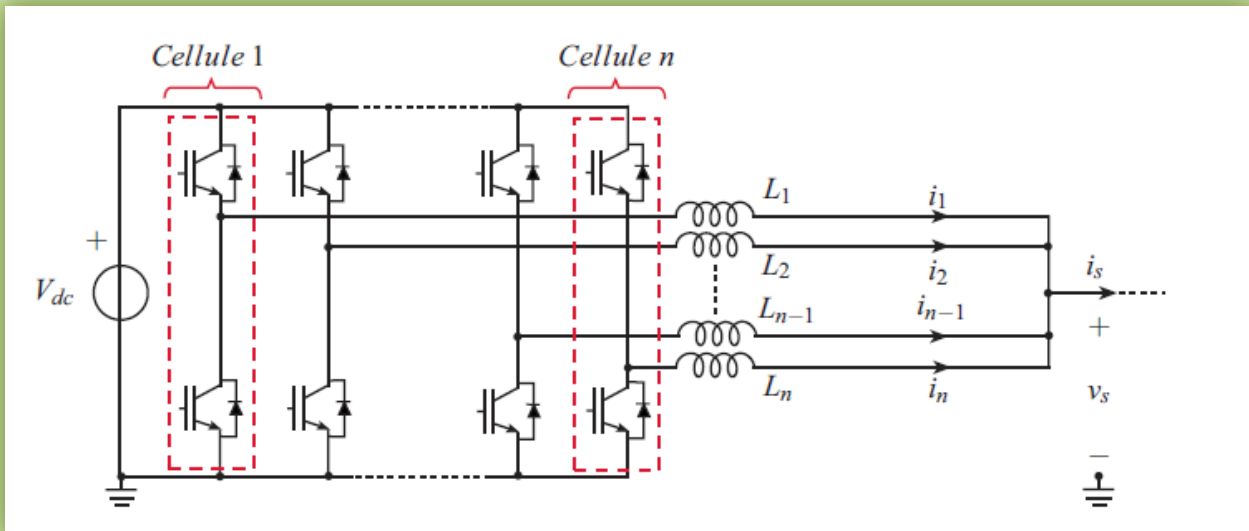
Un convertisseur Buck synchrone est une version modifiée du convertisseur Buck classique dans laquelle on a remplacé la diode D par un second interrupteur $K_{1,2}$ (voir Figure2.6). Cette modification permet d'augmenter le rendement du convertisseur car la chute de tension aux bornes d'un interrupteur est plus faible que celle aux bornes d'une diode. Il est également possible d'augmenter encore le rendement en gardant la diode en parallèle du second interrupteur $K_{1,2}$. La diode permet alors d'assurer le transfert d'énergie lors de la courte période où les interrupteurs sont ouverts. L'utilisation d'un interrupteur seul est un compromis entre augmentation du coût et du rendement. L'association en parallèle de plusieurs cellules de commutation a donné naissance au convertisseur multicellulaire parallèle, la Figure2.6 représente un convertisseur multicellulaire parallèle à n cellules de commutation [8].

Figure 2.6. Convertisseur multicellulaire parallèle à n cellules de commutation [5].

2.3.4. Connexion en parallèle de cellules de commutation :

La connexion en parallèle d'interrupteurs de puissance, de cellules de commutation classiques ou même de convertisseurs statiques a continuellement été envisagée pour une augmentation du courant de sortie.

Si les interrupteurs de puissance sont directement connectés en parallèle, des systèmes complexes d'équilibrage et de refroidissement doivent être utilisés pour assurer un bon équilibrage des courants. En plus de cela, il n'y a pas une amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie à cause de l'absence de degrés de liberté supplémentaires. Par conséquent, la connexion en parallèle de cellules de commutation ou des convertisseurs statiques est actuellement la meilleure solution pour augmenter le courant de sortie [14].

Figure 2.7. Connexion en parallèle de n cellule de commutation [4].

La figure 2.7 montre la connexion en parallèle de n cellules de commutation. Chaque cellule est connectée aux bornes du bus d'entrée (V_{dc}) et leur point milieu est connecté par n inductances de liaison, capables de supporter les différences de tension entre les points milieux de toutes les cellules de commutation [4].

La stratégie de commande appliquée à cette association de cellules doit utiliser un déphasage régulier de $2\pi/n$ entre les ordres de commande de chaque cellule afin de réduire l'ondulation du courant de sortie i_s et d'augmenter la fréquence apparente de découpage à n fois la fréquence de découpage de chaque cellule. La modulation PSM (*Phase-Shifted Modulation*) à n porteuses déphasées de $2p/n$ est par conséquent la stratégie la plus simple et efficace à utiliser avec ce convertisseur [4].

Afin d'avoir une idée de la réduction des oscillations du courant i_s , la figure 2.8 montre l'évolution du rapport $\Delta i_s(t) / \Delta i_{phaseMAX}$ pour $n = 1, 2, 3$ et 4 , en fonction du rapport cyclique commun à toutes les cellules ($\Delta i_{phaseMAX}$) est l'ondulation maximale pour $n = 1$ et un rapport cyclique de 0.5). Cette figure met en évidence la réduction de l'ondulation du courant de sortie quand le nombre de cellules augmente, en même temps qu'elle s'annule pour certains points du rapport cyclique [4].

Pour avoir des courants de sortie stables, les tensions moyennes aux bornes des différentes inductances doivent être nulles et les rapports cycliques doivent donc être identiques. Un

système symétrique (mêmes rapports cycliques et mêmes valeurs d'inductances) permettra de répartir de manière équilibrée le courant de sortie $i_s(t)$ dans les différents bras [4].

Grâce à la diminution de l'inductance équivalente, l'entrelacement de cellules favorise le temps de réponse dans les régimes dynamiques du système, en même temps que favorise la diminution de la capacité de sortie dans les convertisseurs DC-DC de type Buck. Ceci est possible, car le dimensionnement de la capacité de sortie dépend, en grande partie, des variations du courant de charge dans les régimes transitoires [4].

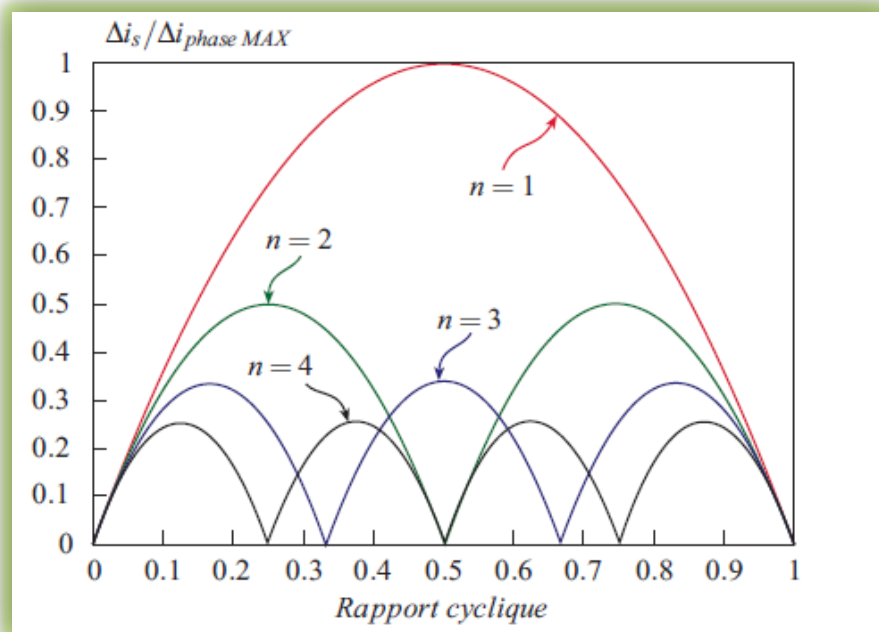


Figure 2.8. Réduction de l'ondulation relative du courant de sortie en fonction du rapport cyclique pour $n = 1, 2, 3$ et 4 cellules connectées en parallèle [12].

La réduction du poids total des inductances utilisées dans la sortie du convertisseur multicellulaire lorsque le nombre de phases est augmenté peut être vérifiée par la réduction de l'énergie stockée dans ces inducteurs. Si l'ondulation de courant de sortie est constante, chaque inducteur d'un convertisseur de N-cellules a l'inductance montrée dans l'équation ci-dessous :

$$L = \frac{L_s}{N} \quad (2 - 10)$$

Où L est l'inductance d'un convertisseur de cellule unique. L'énergie stockée dans l'inductance d'un convertisseur de cellule unique est égale à :

$$W_s = \frac{L_s I^2}{2} \quad (2 - 11)$$

Et l'énergie totale stockée dans les N inducteurs d'un convertisseur de N cellules est :

$$W_N = N \frac{L(1/N)^2}{2} = \frac{L_s I^2}{2N^2} = \frac{W_s}{N^2} \quad (2 - 12)$$

Comparé à un convertisseur à cellule unique, un convertisseur de N-cellules a N^2 fois moins d'énergie stockée dans leurs inductances de sortie, pour la même ondulation de sortie. Cette réduction d'énergie stockée conduit à un autre avantage important de ce type de convertisseur: l'amélioration de la réponse dynamique. Par exemple, s'il y a une étape sur le cycle de fonctionnement d'un convertisseur abaisseur, le dépassement et le temps de réponse sont réduits à la fois si le nombre de cellules est augmenté.

Malgré ces nombreux avantages qu'apporte l'entrelacement de cellules de commutation, d'autres inconvénients ou points défavorables limitent l'utilisation d'un parallélisme important de cellules de commutation. Parmi ces points défavorables, nous pouvons trouver un déséquilibre entre les différents courants de phase, généré par les différences entre les éléments passifs de chaque cellule (les résistances à l'état passant des semi-conducteurs ou les résistances propres à chaque bobinage...) ou par une mauvaise génération des ordres de commande (différences dans les rapports cycliques des cellules, différence dans la génération des temps morts...).

Un autre désavantage, assez défavorable pour un parallélisme important de cellules, est l'augmentation des ondulations sur chaque courant de phase pour un taux donné d'ondulation du courant de sortie. Ainsi, quand n cellules sont connectées en parallèle, l'ondulation relative maximale du courant de phase est décrite par l'équation suivante :

$$\frac{\Delta i_s / i_s}{\Delta i_{phase} / i_{phase}} = \frac{1}{n^2} \quad (2 - 13)$$

A titre d'exemple, si nous souhaitons obtenir une ondulation de 5% sur le courant de sortie quand 5 cellules sont connectées en parallèle, le taux d'ondulation sur chaque courant de phase sera de l'ordre de 125% du courant nominal par phase. Ces fortes ondulations sur les courants de phase impliquent une augmentation des pertes dans les conducteurs, dans les semi-conducteurs et au sein du matériau magnétique utilisé dans les inductances. La solution pour réduire cette

ondulation des courants de phase est l'utilisation d'un couplage magnétique entre les inductances de sortie [5].

2.3.5. Problématiques liées à la mise en parallèle de plusieurs cellules de commutation :

La mise en parallèle des cellules de commutation a des avantages considérable pour répondre au besoin en tension et courant de certains produit industriels, Néanmoins beaucoup de problèmes seront rencontrés pendant l'utilisation des convertisseurs de puissance parallèles, le déséquilibre des courants de branches et la régulation de la tension de sortie sont parmi les sujets de recherches qui préoccupent une majorité de spécialistes dans la conversion d'énergie[10].

2.3.6. Déséquilibre des courants de branches :

Le problème dans la mise en parallèle d'un grand nombre de cellules est l'équilibrage des courants dans chaque phase. La moindre imperfection du convertisseur peut conduire à un déséquilibre des courants. Ces imperfections peuvent être liées aux composants actifs (résistances en conduction différentes, seuils de conduction différents), aux composants passifs (différentes résistances des bobinages des inductances) ou aux circuits de commande (les signaux n'ont pas le même rapport cyclique). L'objet de cette étude est l'analyse de déséquilibre des courants de branches et la synthèse d'une loi de commande dans le but de la résolution de ce type de problème [11].

2.3.7 Les avantages des hacheurs entrelacés :

Pour une alimentation possédant n convertisseurs reliés en parallèle, le courant sera réparti sur les n phases, limitant ainsi les contraintes sur chaque interrupteur et augmentant la surface d'échange thermique. En outre, la fréquence des courants et tensions vus par la charge sera n fois supérieure à celle d'un convertisseur simple, divisant d'autant l'ondulation de tension en sortie.

L'entrelacement des convertisseurs apporte aussi un autre avantage: la réponse dynamique du système aux variations de courant peut être améliorée. En effet, une importante augmentation du courant demandé par la charge peut être satisfaite en faisant conduire simultanément plusieurs branches de l'alimentation si elle a été prévue pour cela. Le schéma de principe de ce convertisseur est représenté sur la figure suivante:

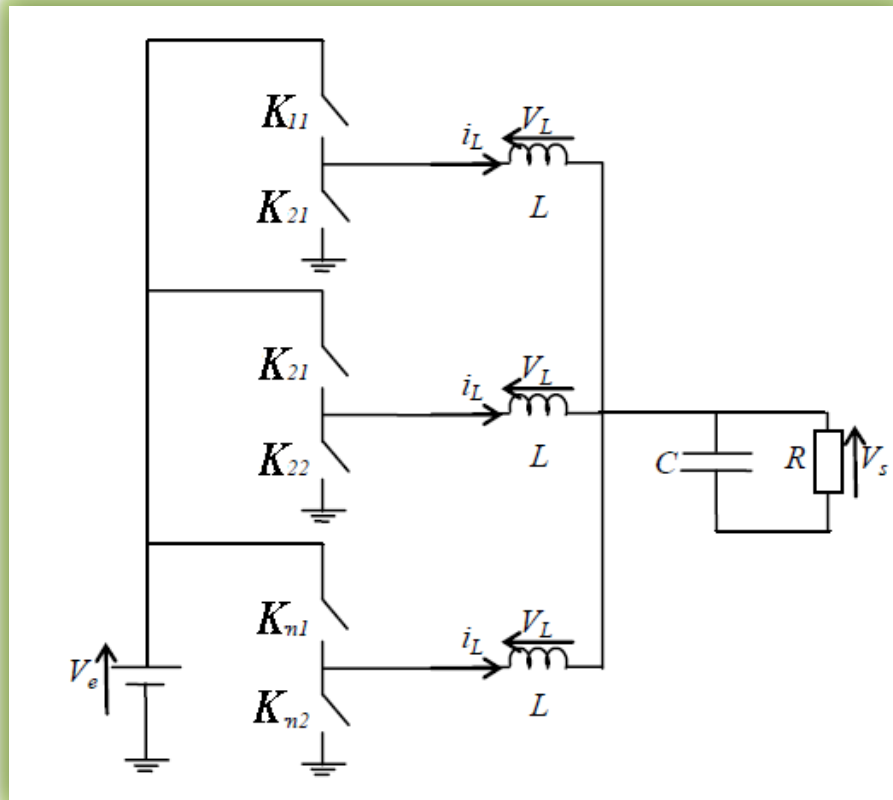


Figure 2.9. Schéma de principe d'un convertisseur Buck entrelacé à n branches avec rectification Synchrone [6].

2.4. MODE DU FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRE PARALLELE :

2.4.1. Convertisseurs synchronisés :

On va faire l'étude sur 2 convertisseurs Buck parallèle puis on généralise l'étude.

1^{er} Cas: (hacheurs entrelacés) :

Dans ce cas, les instants de commutation sont égaux $K_a = K_b$, pour chaque cycle de commutation de période T il ya 2 sous intervalles de fonctionnement. Les séquences de commutation dans chaque cycle de commutation sont:

$$K_a = 1, K_b = 1 \rightarrow K_a = 0, K_b = 0.$$

Les séquences de conduction sont représentées sur la Figure 2.10.

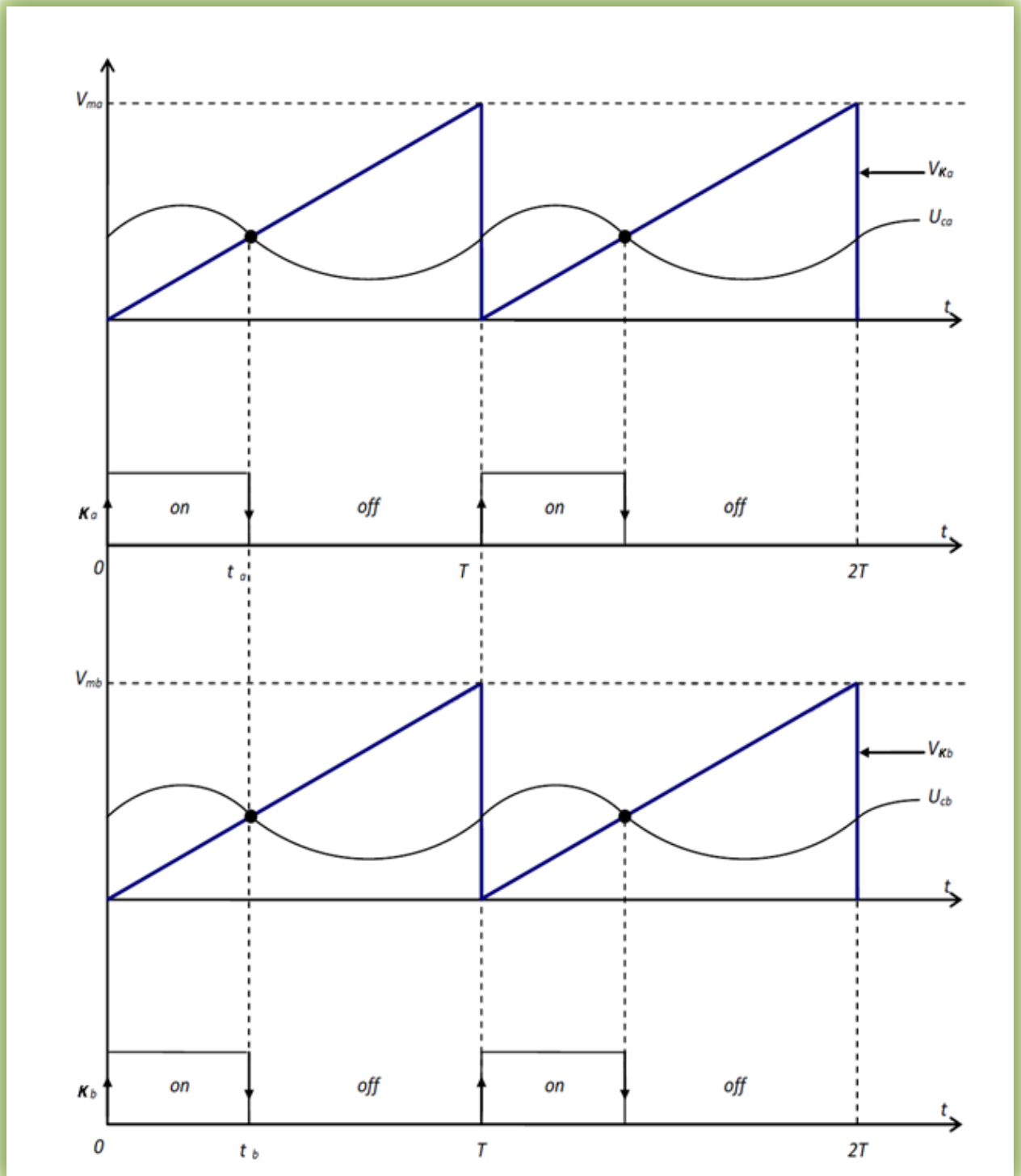


Figure 2.10. Les séquences de conduction [3].

2^{ème} Cas:

Les séquences de conduction sont représentées sur la figure 2.11. Dans ce cas, les instants de commutation ne sont pas égaux $K_a \neq K_b$, pour chaque cycle de commutation de période T il ya 3 sous intervalles de fonctionnement. Les séquences de commutation dans chaque cycle de commutation sont: $K_a = 1, K_b = 1 \rightarrow K_a = 0, K_b = 1 \rightarrow K_a = 0, K_b = 0$.

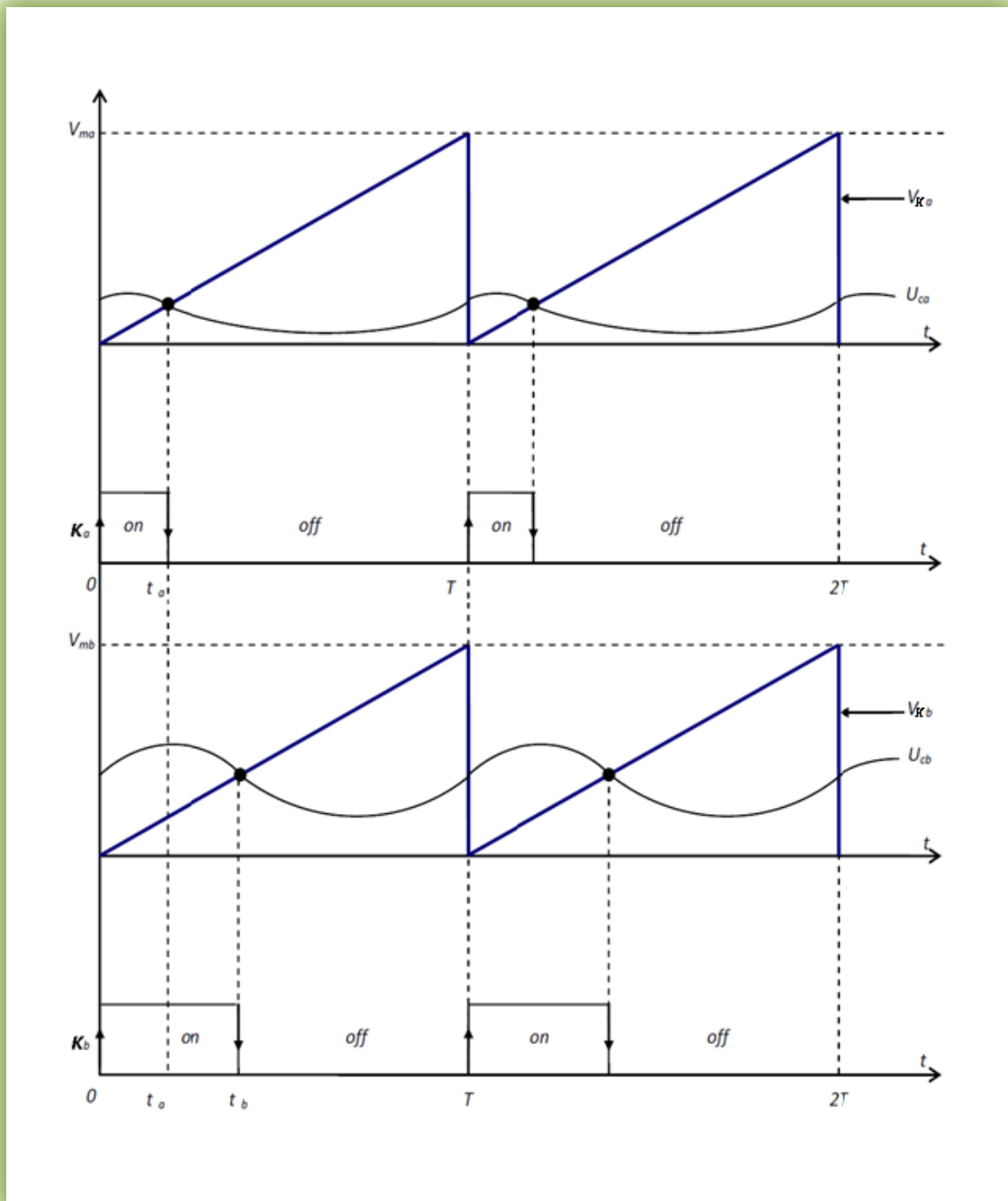


Figure 2.11. Les séquences de conduction.

2.4.2 Convertisseurs intercalés (asynchronisés) :

Les séquences de conduction sont représentées sur la Figure 2.12. Ici, le déphasage entre deux signaux triangulaires est égale à $T/2$, pour chaque cycle de commutation de période T il ya 4 sous intervalles de fonctionnement. Les séquences de commutation dans chaque cycle de commutation sont:

$$K_a = 1, K_b = 0 \rightarrow K_a = 0, K_b = 0 \rightarrow K_a = 0, K_b = 1 \rightarrow K_a = 0, K_b = 0.$$

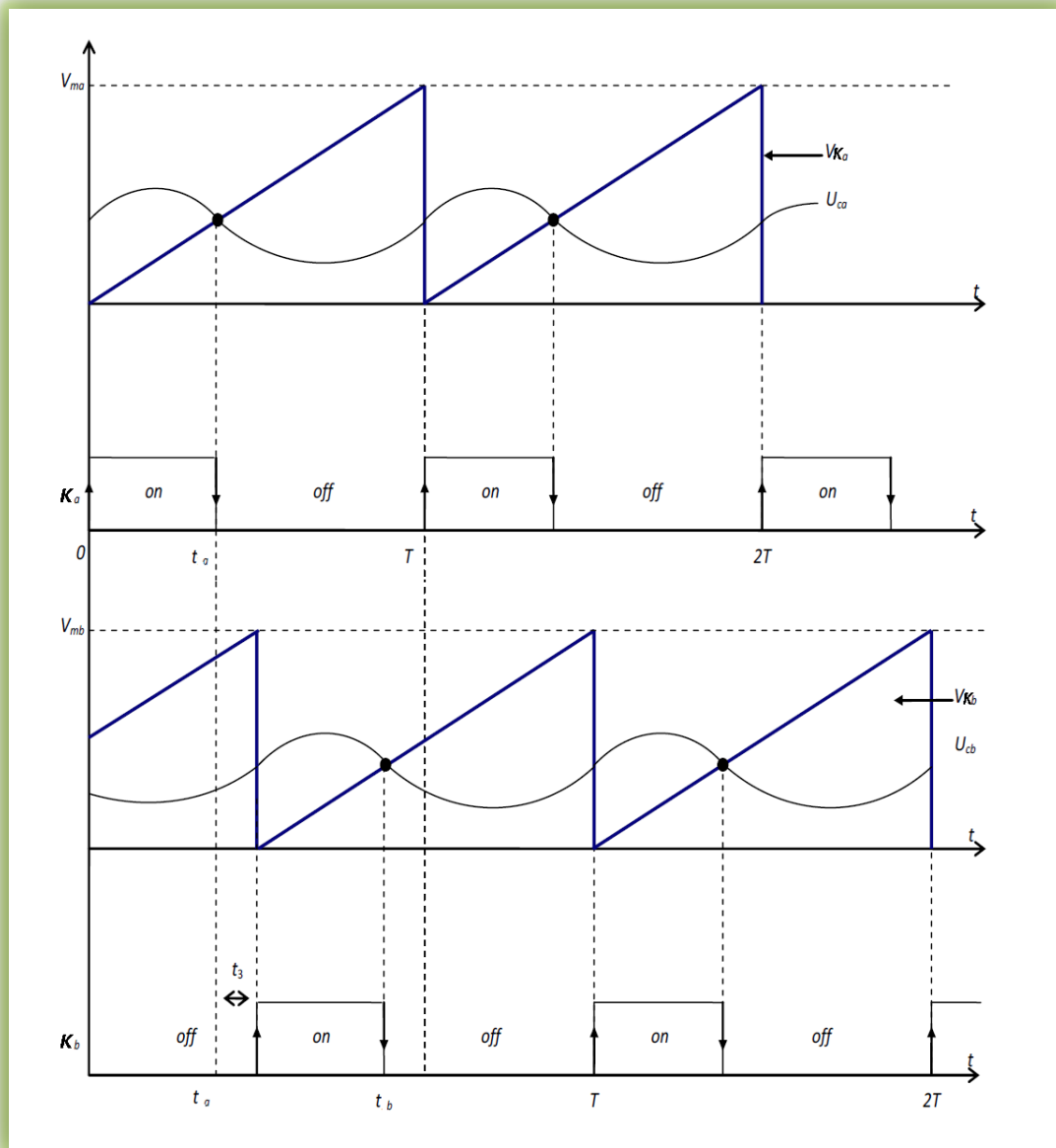


Figure 2.12. Les séquences de conduction.

2.5 VRM ALIMENTATION DES MICROPROCESSEUR :

Les convertisseurs multicellulaires parallèles présentent un intérêt évident pour les applications dites "basse tension/fort courant". L'ensemble des domaines de conversion est donc concerné ainsi que tous les secteurs d'applications. Par exemple, des applications telles que les Voltage Regulator Module (VRM), assurant l'alimentation des cartes microprocesseurs et leurs périphériques, commercialisent des convertisseurs DC/DC multicellulaires parallèles.

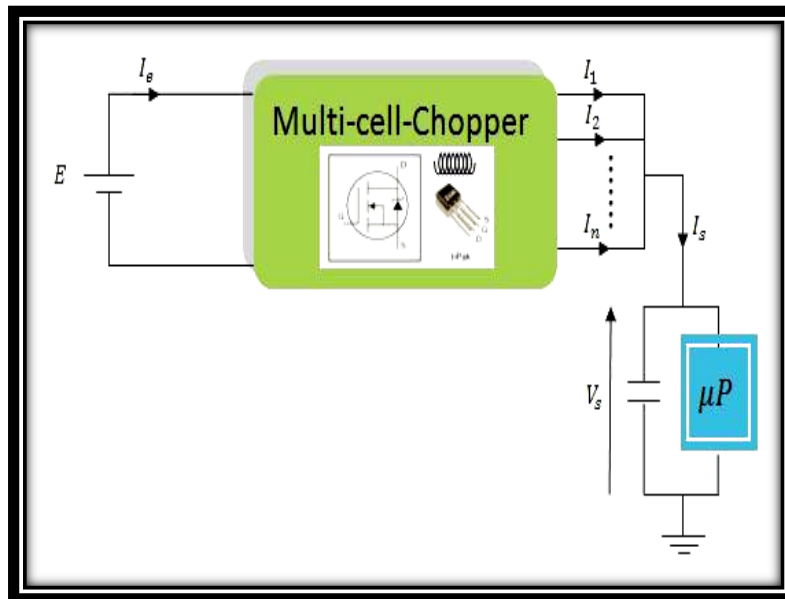


Figure 2.13 – VRM : alimentation des microprocesseurs [10].

2.5.1 VRM avec plusieurs cellules de commutation :

La solution proposée par les concepteurs de VRM (Voltage Regulator Modules) a consisté à utiliser des structures de conversion comportant plusieurs phases (classiquement 5) associées en parallèle, fonctionnant à la même fréquence mais avec des commandes décalées de façon régulière les unes par rapport aux autres. Cette technique de commande s'appelle l'entrelacement. La mise en parallèle des convertisseurs permet de limiter la puissance convertie par chaque phase et la technique d'entrelacement permet d'obtenir un effet de réduction de l'ondulation de courant en sortie du convertisseur [27].

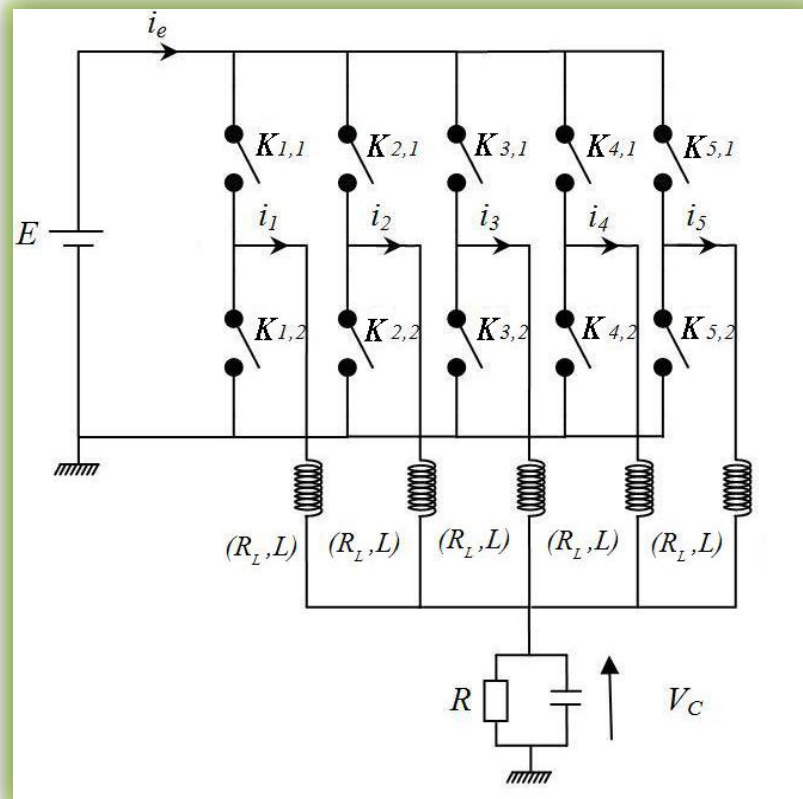


Figure2.14 VRM avec 5 cellules de commutation [7].

La mise en parallèle des cellules de commutation a des avantages considérable pour répondre au besoin en tension et courant de certains produit industriels,. Néanmoins beaucoup de problèmes seront rencontrés pendant l'utilisation des convertisseurs de puissance parallèles, le déséquilibre des courants de branches et la régulation de la tension de sortie sont parmi les sujets de recherches qui préoccupent une majorité de spécialistes dans la conversion d'énergie.

2.5.2 Régulation de la tension de sortie du VRM :

Les variations de la charge au niveau des microprocesseurs provoquent une variation significative de la tension de sortie. En effet cette perturbation peut engendrer des dysfonctionnements dans le traitement des données numériques. La tension d'alimentation des microprocesseurs d'aujourd'hui est en régression, elle va atteindre 0.7 V dans les années qui viennent. Pour remédier à ce dysfonctionnement une boucle de régulation de la tension de sortie devient une nécessité pour les VRM [27].

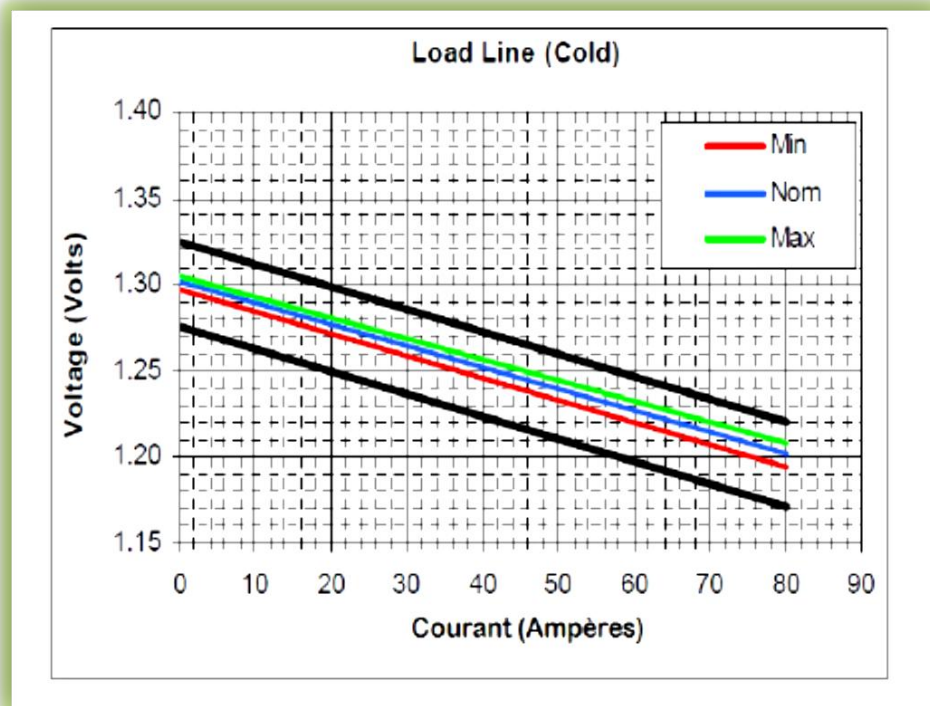


Figure 2.15 Représentation des variations de la tension de sortie en fonction de la charge[10].

2.6 MODÉLISATION D'UN VRM :

Le comportement dynamique d'un seul convertisseur Buck est donné par :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(-r_L i_L - V_C + T_R V_e) \quad (2-14)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{V_C}{R} \quad (2-15)$$

Où T_R est la fonction de commutation qui prend les valeurs 1 et 0.

Le VRM à k cellules peut être représenté par un système d'équations basé sur un modèle aux valeurs moyennes.

$$\begin{cases}
 \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} (T_{R_1} \cdot V_e - V_{C_1} - r_{L_1} i_{L_1}) \\
 \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_{L_1} - I_{s_1}) \\
 \\
 \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} (T_{R_2} \cdot V_e - V_{C_2} - r_{L_2} i_{L_2}) \\
 \frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} (i_{L_2} - I_{s_2}) \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \frac{di_{L_n}}{dt} = \frac{1}{L_n} (T_{R_n} \cdot V_e - V_{C_n} - r_{L_n} i_{L_n}) \\
 \frac{dV_{C_n}}{dt} = \frac{1}{C_n} (i_{L_n} - I_{s_n})
 \end{cases} \quad (2-16)$$

Où T_R est une fonction de commutation qui prend les valeurs 0 et 1 et $V_s = V_C$. Nous pouvons réduire le système (2-16) en un système plus simple qui est le suivant:

$$\begin{cases}
 \frac{di_{L_k}}{dt} = \frac{1}{L_k} (T_{R_k} \cdot V_e - V_{C_k} - r_{L_k} i_{L_k}) \\
 \frac{dV_{C_k}}{dt} = \frac{1}{C_k} (i_{L_k} - I_{s_k})
 \end{cases} \quad (2-17)$$

Où k représente le nombre des convertisseurs mis en parallèles.

Le système (2-17) peut être mis sous la forme:

$$\dot{x} = F(x) + G(x, V_e) T_R \quad (2-18)$$

Avec:

$$F(x) = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_k}}{L_k} i_{L_k} - \frac{1}{L_k} V_{C_k} \\ \frac{1}{C_k} i_{L_k} - \frac{1}{RC_k} V_{C_k} \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

$$G(x, V_e) = \begin{bmatrix} \frac{V_e}{L_k} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

Ce modèle est directement utilisable pour réaliser une simulation du VRM, dans un environnement de type Matlab/Simulink et il sera particulièrement exploité dans la suite à des fins de synthèse de contrôleurs.

2.7 CONCLUSION :

Nous avons vu dans ce chapitre les convertisseurs DC/DC de type Buck (hacheur série) qui permettent le transfert de l'énergie électrique d'une source continue fixe vers une autre source continue variable, à partir de deux modes de fonctionnement, mode de conduction continu et discontinu. On utilise ce type des convertisseurs dans plusieurs applications (variation de vitesse des machines à courant continu, les alimentations classique des microprocesseurs 'VRM'...). Les VRM sont composé de plusieurs convertisseurs Buck placer en parallèle pour obtenir un courant important et une tension spécifique pour assurée le bon fonctionnement de microprocesseur (μp), cette association appelée convertisseur multicellulaire parallèle. Dans le chapitre suivant nous ferons une analyse théorique de quelques structures de convertisseurs multicellulaires parallèles à phases couplées.

3.1 INTRODUCTION :

L'inconvénient majeur de la mise en parallèle d'un grand nombre de cellules de commutation est l'augmentation de l'ondulation de courant dans chaque cellule si l'ondulation du courant de sortie est fixe. Comme le montre la Figure.2.8, l'ondulation maximale du courant dans chaque cellule est égale à N fois l'ondulation maximale du courant dans la sortie. Cela signifie que, par exemple, si nous voulons paralléliser 10 cellules de commutation et que nous fixons l'ondulation de sortie maximale à 1% du courant de sortie, l'ondulation dans chaque cellule sera égale à 10% du courant continu circulant dans chaque cellule. Une forte ondulation du courant dans chaque cellule entraîne des pertes élevées en cuivre dans les semi-conducteurs, ainsi que des pertes élevées dans l'inducteur. La réduction de l'ondulation de courant dans chaque phase est possible en fournissant un couplage magnétique entre les inducteurs.

3.2 INDUCTANCES COUPLÉS OU NON COUPLÉS :

La présence de fortes ondulations des courants de phase, causent une augmentation des pertes par conduction des semi-conducteurs et des pertes HF dans les bobinages des inductances de liaison. Pour remédier à ces problèmes, une solution consiste à coupler ces inductances indépendantes sur un seul et même circuit magnétique. Ces composants sont généralement appelés «Transformateur Inter-cellules» (ICT). Les résultats de [14] montrent que le transformateur inter-cellules permet de réduire les ondulations des courants de phase dans un rapport égal à n^2 . L'utilisation d'un transformateur inter-cellules conduit aussi à une réduction des pertes globales (pertes cuivre et pertes fer). Le développement de ce type de composant est particulièrement intéressant afin d'améliorer les performances de convertisseur multi-niveaux.

Pour l'approche basse puissance, les ICT sont généralement utilisés dans les régulateurs de tension (*Voltage Regulator Module-VRM*). Un convertisseur de type, Buck a été réalisé pour alimenter les microprocesseurs de nouvelle génération avec un courant de 123A sous une tension relativement faible de 12V DC.-1,45V DC,[39]. Ceci est rendu possible grâce aux avantages du convertisseur multicellulaire parallèle :

- i) L'aptitude à traiter des courants forts par la parallélisation.
- ii) Les performances dynamiques exceptionnelles de réduction des filtres, normalement, pour les ICT, avec un nombre de cellules de 2 à 5 phases qui fonctionnent à des fréquences élevées (de quelques centaines de kHz et en atteignant MHz).

Dans la gamme des puissances moyennes, les applications des ICT sont encore plus nombreuses que celles en faible puissance. Il existe de nombreuses applications avec des ICT de 4 à 12 phases couvrant de nombreux domaines. Différents travaux de comparaison entre ces associations en parallèle ont été réalisés au sein du laboratoire LAPLACE [12] [14]. Les critères de comparaison habituels prennent en compte le nombre d'ICTs utilisés, la réduction des courants différentiels, l'ondulation des courants de phase et l'encombrement du montage. Les résultats de ces comparaisons montrent que les associations cascade symétrique et cascade cyclique sont les plus adaptées en termes de performances.

Cependant, l'association cascade symétrique est pénalisée par le nombre important d'ICTs utilisés ; C'est donc l'association cascade cyclique qui semble la plus avantageuse [12].

Plusieurs topologies d'ICT existent se répartissant en deux catégories, les coupleurs dits "monolithiques" et les transformateurs séparés [2].

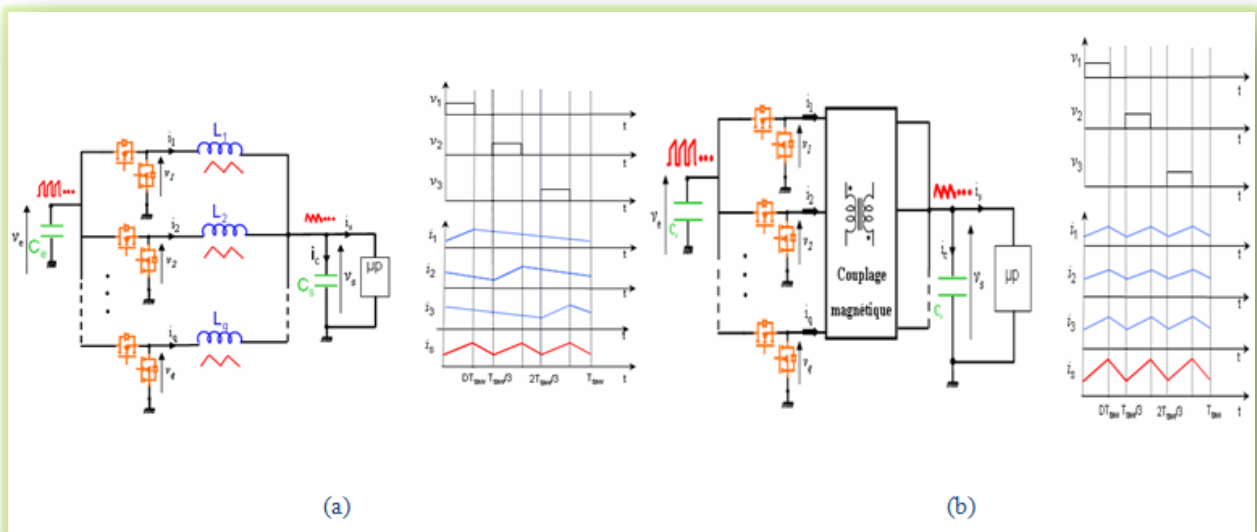


Figure.3.1 Convertisseur multicellulaire en utilisant des inductances (a)non couplées et (b)couplées[9].

3.3 TRANSFORMATEURS INTER-CELLULES POUR CONVERTISSEURS ENTRELACES :

3.3.1 Généralités :

Les convertisseurs multicellulaires parallèles sont connus pour réduire le volume des filtres en offrant un fort accroissement de la fréquence apparente de l'ondulation du courant de sortie. Dans certains cas, l'ondulation de tension aux bornes de la capacité de sortie peut même être annulée. Cette technique peut aussi accélérer le temps de réponse du convertisseur et la densité de puissance, [9] et [14]. De nos jours, de nombreux convertisseurs DC / DC sont basés sur des convertisseurs Buck entrelacés, notamment sur les cartes mères des ordinateurs.

Cependant, ces convertisseurs engendrent seulement une diminution des ondulations de courant en entrée et en sortie du système. Les ondulations de courant traversant chaque inductance demeurent importantes et leurs fréquences restent inchangées. La diminution de la valeur des inductances de filtrage permet de réduire le temps de réponse du convertisseur, mais augmenter les amplitudes des ondulations de courant. Les pertes augmentent dans les semi-conducteurs du fait d'une plus grande amplitude de courant et dans les enroulements des inductances. Ce conflit limite les courants moyens dans chaque inductance et chaque phase du convertisseur. Il y a donc un compromis entre rendement et temps de réponse.

Ces principaux inconvénients peuvent être évités en utilisant des inductances couplées. Des études récentes, [6] [7] [9], montrent que la diminution des ondulations des courants d'entrée et de sortie des convertisseurs entrelacés peut être étendue aux courants traversant les inductances et les semi-conducteurs avec des inductances couplées, Figure3.1 et Figure3.2. Par comparaison avec un filtrage non couplé, de plus faibles inductances peuvent être utilisées à la même fréquence de découpage sans induire plus d'ondulations de courant. Le temps de réponse peut donc être diminué sans sacrifier le rendement.

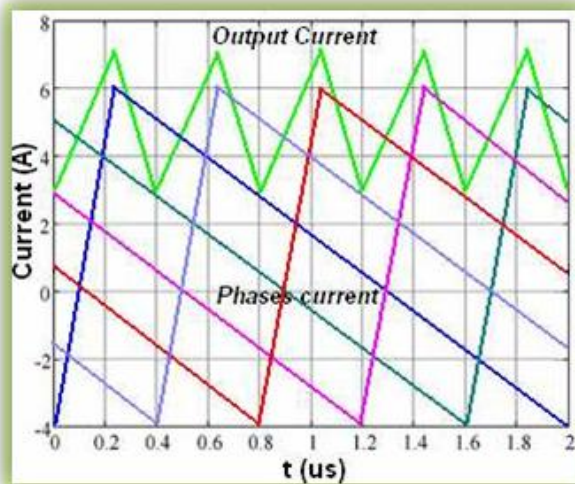


Figure.3.1: Courant de sortie et de phase dans des inductances indépendantes, [8].

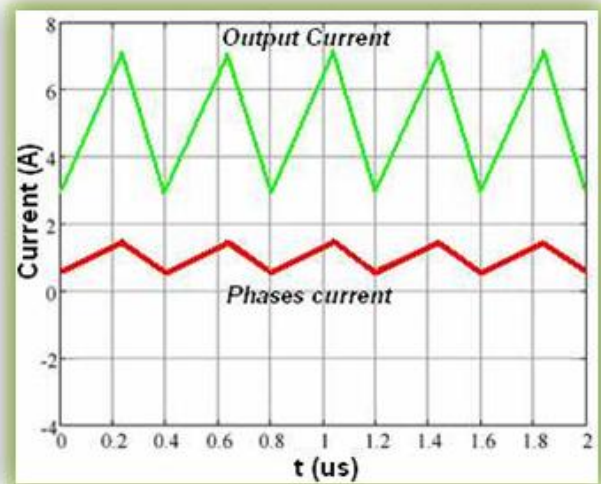


Figure.3.2: Courant de sortie et de phase dans des transformateurs intercellulaires, [8].

Un autre inconvénient de la mise en parallèle d'un grand nombre de cellules de commutation peut être l'équilibrage des courants dans chaque phase. Les imperfections du convertisseur peuvent conduire à un déséquilibre des courants. Ces imperfections peuvent être liées aux composants actifs (chutes de tension différentes à l'état passant, seuils de conduction différents), aux composants passifs (différentes résistances des bobinages des inductances et inductances de fuites) ou aux circuits de commande (les signaux n'ont pas le même rapport cyclique). Une étude complète de ce problème a été réalisée dans [7].

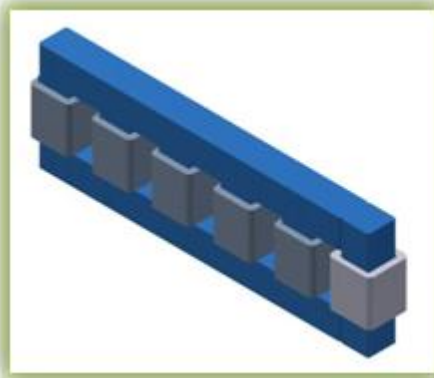
3.3.2 Structure à transformateurs monolithiques :

Les structures monolithiques sont actuellement les plus performantes en termes de puissance massique sous un fonctionnement nominal. Elles présentent cependant une certaine complexité dans la phase de fabrication et d'assemblage des éléments magnétiques, notamment dans le cas des topologies à échelle fermée. Du fait de sa forte compacité, elles sont peu adaptées aux applications désirant une certaine modularité. Pour pallier cette absence de modularité, une alternative consiste à réaliser le couplage magnétique des phases par l'intermédiaire de transformateurs séparés couplés entre eux dans différentes associations [9].

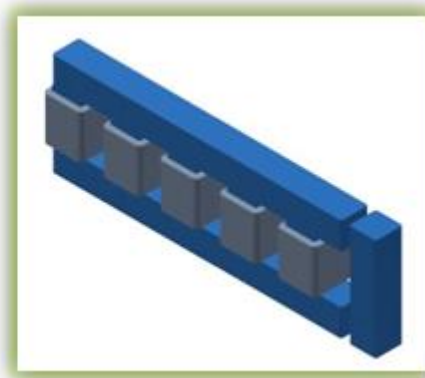
a) Topologie en U ou I :

Cette structure consiste à bobiner toutes les phases sur un circuit magnétique unique en forme d'échelle ouverte ou en forme d'échelle fermée (parallélépipédique ou circulaire). Topologie échelle ouverte Les topologies d'ICT en échelle ouverte sont les plus citées dans la littérature [1],[2],[3],[5],[6],[7]. Elles sont naturellement asymétriques puisque les bobinages

situés aux extrémités ne voient qu'un seul bobinage adjacent. La fabrication du circuit magnétique peut être réalisée de manière spécifique (par usinage et assemblage) ou bien, plus simplement, par collage d'éléments standardisés et rectifiés, de forme en E, U ou I. La figure.3.3 montre deux exemples de topologies en échelle ouverte. La première figure.3.3(a) est constituée de p noyaux en forme de U, d'un noyau en I chargé de refermer le circuit magnétique et de p bobinages. Le flux de fuite de chaque bobine se répartit dans les zones d'air autour du bobinage et dans l'espace inter-bobine. Dans l'optique de canaliser et d'augmenter le flux de fuite pour diminuer les ondulations de courant en sortie, une solution consiste à insérer à l'extrémité une colonne de retour de flux et de créer des entrefers à la jonction entre le U et le I située à l'extrémité, comme le montre la figure.3.3(b).



(a) Flux de fuite reparti.



(b) Flux de fuite localisé dans une colonne de retour de flux.

Figure.3.3 Topologie en échelle de transformateurs inter-cellule monolithique ; (a) Flux de fuite reparti ; (b) Flux de fuite localisé à travers une colonne de retour de flux [7].

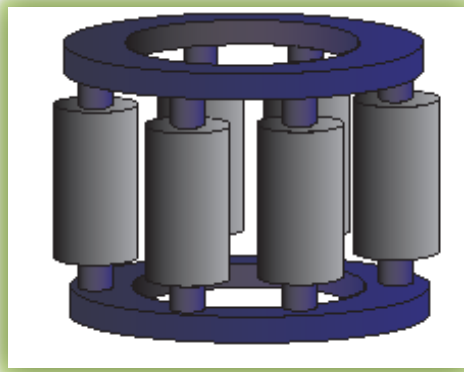
Le principal avantage de cette topologie en échelle ouverte est la facilité de réalisation et de disponibilité dans le commerce. L'asymétrie magnétique présentée sur cette structure se traduit par des ondulations déséquilibrées sur les composantes magnétisantes à la période de découpage.

De même, les densités de flux transversés dans les régions de culasse ne présentent pas les mêmes valeurs crêtes pouvant saturer localement certaines régions des culasses. Une amélioration est obtenue en réorganisant les phases des porteuses de manière à produire un déphase différentiel entre deux phases consécutives le plus proche possible de π [7].

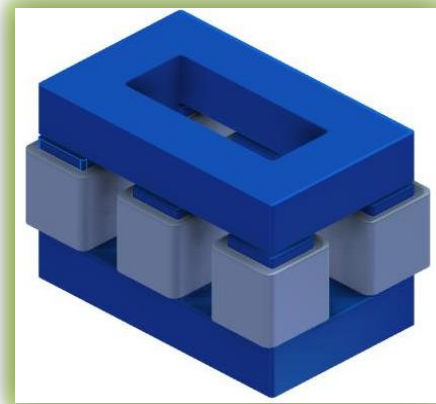
En mode de fonctionnement déséquilibré, la déconnexion d'une phase proche d'une extrémité semble conduire à un report de champ magnétique venant de la colonne saturée plus fort sur le noyau adjacent, contrairement à une déconnexion au centre. Bien que plus facile à réaliser, l'asymétrie de cette topologie est un point faible lors d'un ou plusieurs déconnexions de phases. Nous analyserons plus en détail dans le troisième chapitre cet inconvénient sur l'asymétrie de cette topologie lors de l'arrêt d'une ou plusieurs phases[7].

b) Topologie circulaire :

Deux exemples de topologies circulaires à échelle fermée sont présentés sur la Figure3.4. Elles ont l'avantage d'être symétriques contrairement aux topologies en échelle ouverte. Les flux créés par chaque bobine se referment dans l'air autour des bobines. Les deux extrémités des noyaux verticaux bobinés sont raccordées par l'intermédiaire de deux anneaux de matériau magnétique. Ces noyaux horizontaux, permettant de refermer le circuit magnétique, sont généralement appelés colonnes transverses ou culasses. Nous remarquons avec ces topologies circulaires qu'un même bobinage peut appartenir à un couple de bobinages adjacents[7].



(a) Flux de fuite réparti avec culasses circulaires



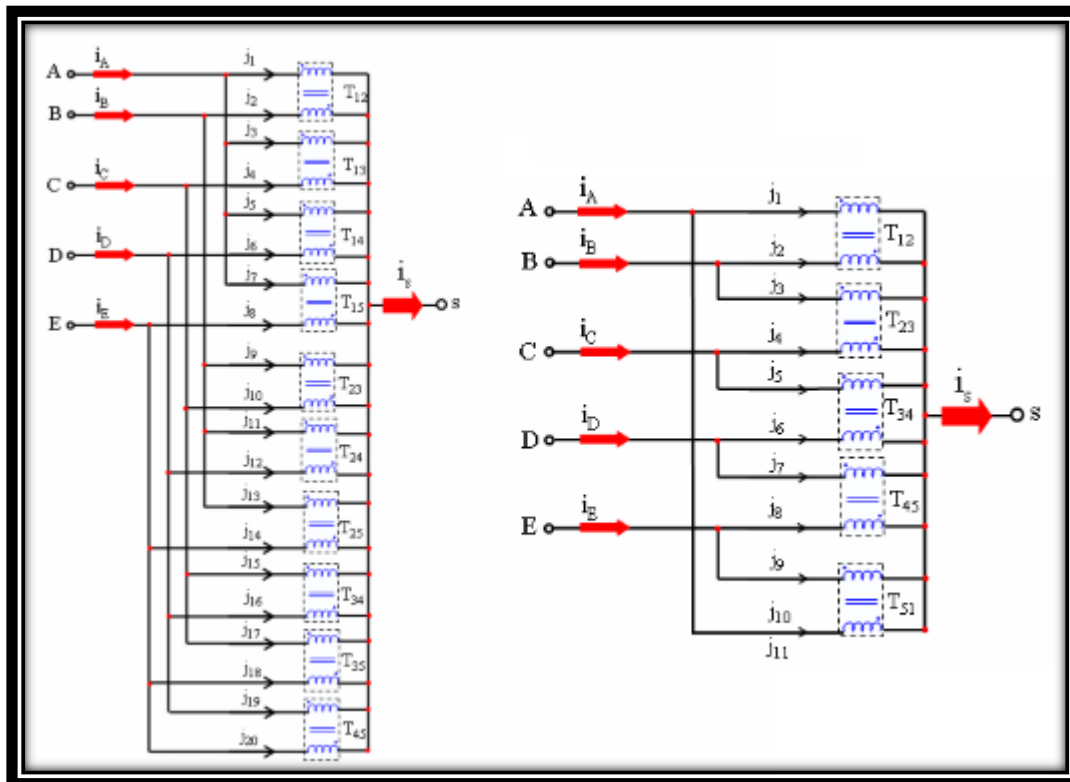
(b) Utilisation de noyaux standards

Figure.3.4 Topologie circulaire de transformateur inter-cellule monolithique.

La topologie circulaire est totalement symétrique dans un plan orthogonal aux noyaux, les flux de fuite répartis seront parfaitement équilibrés sur les phases tout comme les ondulations de courant des composantes magnétisantes. Cependant, comme dans le cas d'une topologie à échelle ouverte, il est préférable d'utiliser une alimentation à permutation de phases pour limiter l'amplitude crête de la densité de flux dans les régions transverses[6].

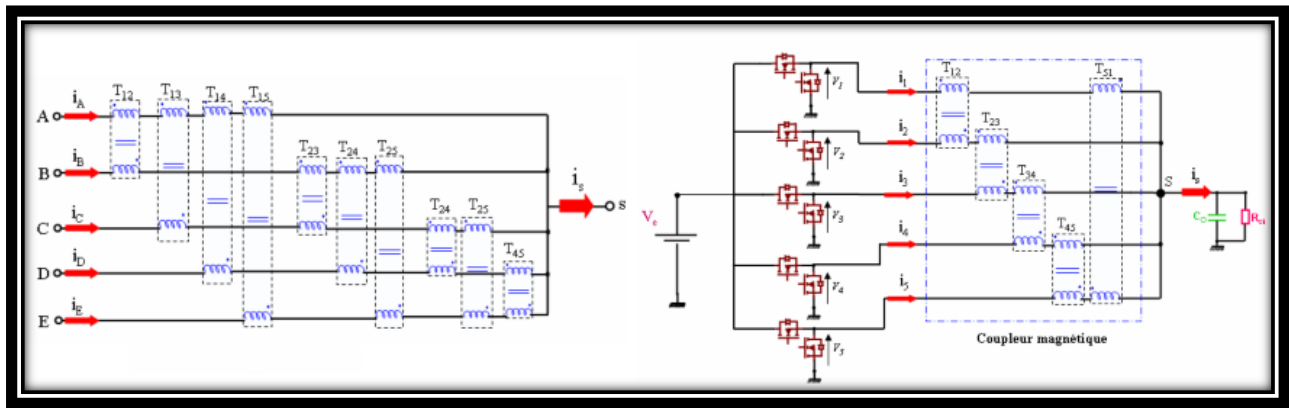
Par contre, la difficulté de réalisation des topologies circulaires est un problème non négligeable. En effet, comme le montre la Figure3.4(a), les colonnes verticales et les culasses sont réalisées à partir de noyaux non standards de forme géométrique cylindrique. Pour contourner cet inconvénient, une solution consiste à utiliser des noyaux standards en forme de U et I pour concevoir une topologie fermée. Cette solution est illustrée sur la Figure3.4(b). Elle est cependant utilisable uniquement pour un nombre pair de phases, égal ou supérieur à quatre [7]. Des travaux d'optimisation de ces topologies en mode nominal, incluant des analyses sur les pertes magnétiques et pertes cuivre, ont été effectués ces dernières années au sein du laboratoire Laplace [6] [7]. Dans le cas général, les structures monolithiques ne sont pas adaptées aux applications modulaires.

3.3.3 Structure à transformateurs séparés :



(a) parallèles symétriques

(b) parallèles cycliques



(c) cascade symétriques

(d) cascades cycliques

Figure.3.5 Transformateurs inter-cellules séparés en différentes associations[12].

Il s'agit en fait d'une extension de la méthode de couplage par inductances entre phases utilisée initialement dans la mise en parallèle des redresseurs fort courant. La Figure.3.5 présente différentes associations possibles des transformateurs séparés pour un nombre de phases égal à quatre. Chaque association possède certains avantages et inconvénients. L'association cascade symétrique (Figure.3.5(a)) est adaptée aux applications fort courant. Elle nécessite en revanche un grand nombre de transformateurs, égal à $p+2$, dégradant par conséquent la puissance massique du convertisseur. L'association cascade symétrique (Figure.3.5(c)) permet un bon filtrage du courant avec une faible inductance de fuite par coupleurs, mais reste également pénalisée par un grand nombre de transformateurs. Les associations cyclique cascade et parallèle cyclique (Figure.3.5(b) et Figure.3.5(d)) ont besoin uniquement de p transformateurs contrairement aux deux autres associations. Elles sont donc moins volumineuses, offrant ainsi une puissance massique plus importante. En revanche, elles ne sont pas adaptées à un grand nombre de phases en parallèle à cause de leurs faibles capacités de filtrage. Plusieurs travaux, dont certains ont été réalisés au laboratoire Laplace, présentent une comparaison de ces associations de transformateurs [7]- [12]. Dans [14] et [7], les auteurs montrent l'équivalence entre un transformateur inter-cellule monolithique et une association de transformateurs séparés. En plus d'être modulaire, le couplage par transformateurs séparés, en association cyclique cascade par exemple, offre un avantage sur la phase de réalisation. Elle s'effectue par l'assemblage de noyaux standards en forme de U, E ou I. Différentes combinaisons de ces noyaux sont possibles (UI, EI, UU, EE, ...) pour réaliser un transformateur à deux enroulements. Ces assemblages ont un impact sur la concentration du flux de fuite (localisé ou réparti) créé par les deux bobines couplées. Typiquement, deux noyaux standards en forme de E assemblés de

manière à créer trois jambes, dont les deux aux extrémités sont bobinées, aura une meilleure concentration du flux dans la jambe centrale par rapport aux solutions à deux jambes au prix d'un encombrement et d'un coût supérieurs. En présence d'un déséquilibre de courant ou d'une déconnexion de phase, la compensation des ampères-tours des composantes continues des phases n'est plus assurée. Un flux continu et différentiel circule dans les noyaux et culasses dont la valeur peut rapidement amener à la saturation des éléments puisque le trajet emprunté par le flux ne traverse aucune zone d'air mise à part l'existence d'entrefer résiduels inhérents à l'assemblage. Les deux coupleurs adjacents à la phase en défaut satureront à moins qu'un très fort derating en courant ne soit appliqué. La saturation est donc, contrairement à la structure monolithique, confinée dans les deux transformateurs reliés à la phase défaillante. En revanche, les deux phases adjacentes au défaut ne voient plus qu'un seul coupleur sous une tension double ce qui aura un impact sur le dimensionnement en contrainte AC seul (volts-secondes magnétisants) non pas en DC (ampères-tours continus) contrairement à la structure monolithique[12].

3.4 MODÉLISATION DES ICTs :

L'utilisation d'un ICT pour la mise en parallèle de cellules de commutation permet de réduire les oscillations des courants de phase en augmentant leur fréquence d'oscillation. L'implantation de stratégies de commande dans ce type de convertisseurs nécessite un modèle d'un ICT capable de décrire tous les phénomènes magnétiques et électriques. Dans la suite, différentes approches de modélisation seront présentées.

La première modélisation possible d'un ICT est celle de deux inductances couplées (Figure.3.6(b)). Cette représentation utilise le rapport $k = -M/L$ (toujours inférieur à 1) pour indiquer la relation (3-1) entre les flux magnétiques (circulant dans l'air et dans le noyau magnétique) et les courants qui le produisent

$$M = \frac{n_2 \phi_{12}}{I_1} = \frac{n_1 \Phi_{21}}{I_2}; L_1 = \frac{n_1(\Phi_{12} + \Phi_{f1})}{I_1}; L_2 = \frac{n_2(\Phi_{21} + \Phi_{f2})}{I_2} \quad (3-1)$$

Cependant, cette représentation ne permet pas de détailler les phénomènes magnétiques à l'intérieur de l'ICT et encore moins de prendre en compte les phénomènes non-linéaires décrits précédemment.

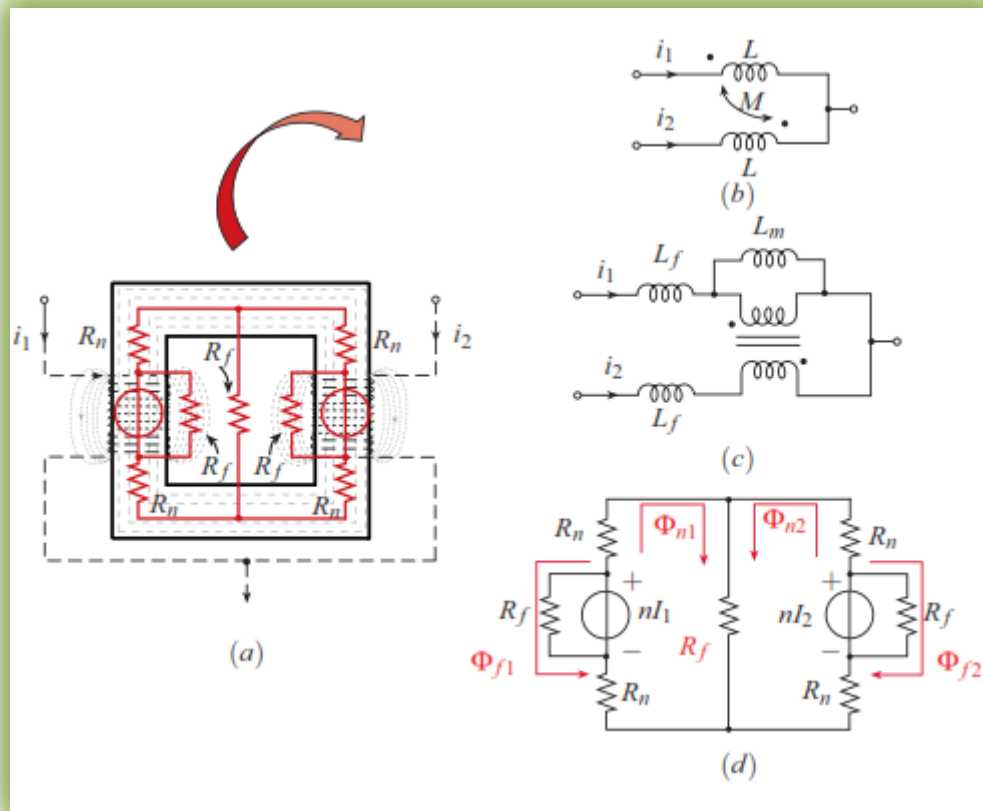


Figure.3.6 (a) Dédution d'un modèle électrique équivalent d'un ICT, (b) modèle simplifié à partir du couplage magnétique M entre deux inductances L , (c) Modèle électrique équivalent des phénomènes magnétiques à l'intérieur de l'ICT[21].

Les phénomènes liés au flux de fuites peuvent être séparés du couplage magnétique en utilisant un modèle de transformateur idéal, présenté sur la Figure.3.6(c) [21] [22]. Ce modèle utilise une inductance magnétisante L_m égale à M et une inductance de fuites L_f égale à $L - M$. Cependant, ces représentations ne fournissent pas d'informations sur les grandeurs magnétiques à l'intérieur de l'ICT. Une autre modélisation (plus adaptée quand le nombre de phases augmente) peut être obtenue quand les phénomènes magnétiques (hystérésis, saturation ou courants de Foucault) sont négligés et quand la caractéristique $B(H)$ est linéaire. La figure.3.6(d) présente un circuit électrique linéaire équivalent pour un ICT de deux phases. Dans cette représentation, les réluctances sont remplacées par des résistances et les forces magnétomotrices sont représentées par deux sources de tension de valeur nI_1 et nI_2 .

Les flux ϕ_{n1} , ϕ_{n2} , ϕ_{f1} et ϕ_{f2} de la figure3.6(d) représentent les flux moyens circulant dans le noyau magnétique et dans l'air. Lorsque le rapport de transformation est proche de 1, les réluctances d'air sont bien plus grandes que les réluctances du noyau magnétique ($R_n \ll R_f$).

Le schéma équivalent représenté sur la Figure.3.6(d) peut être simplifié, comme le montre la Figure.3.7. R_{f1} et R_{f2} représentent essentiellement les chemins des flux de fuites ϕ_{f1} et ϕ_{f2} . Une partie de ce flux de fuites circule également dans l'espace inter-bobines. Cette représentation simplifiée permet d'établir les relations entre les inductances, les réluctances et les flux magnétiques moyens.

$$M = L_m = \frac{N^2}{R_n}, L = N^2 \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_n} \right), L_f = \frac{N^2}{R_f}, \Phi_c = \Phi_{n1} - \Phi_{n2} \quad (3-2)$$

$$\Phi_1 = \Phi_c - \Phi_{f1}, \quad \Phi_2 = \Phi_{f2} - \Phi_c$$

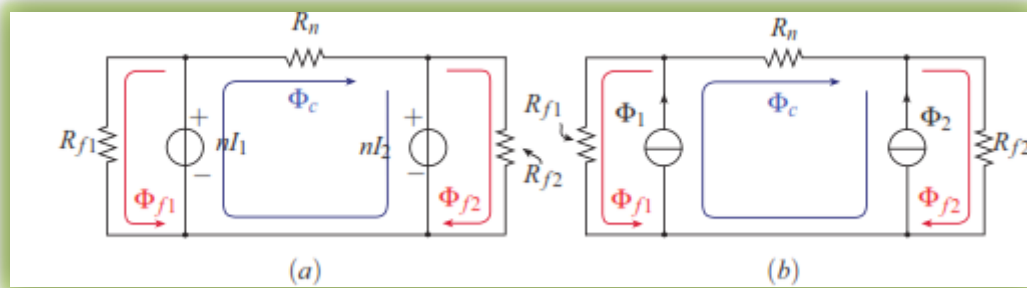


Figure.3.7: (a) Modèle simplifié des phénomènes DC d'un ICT, (b) modèle simplifié des phénomènes AC d'un ICT[14].

La Figure.3.7(a) présente un schéma des phénomènes DC au niveau de l'ICT alors que la Figure.3.7(b) présente le schéma des phénomènes AC. Pour le cas DC, le flux magnétique produit dépend des forces magnétomotrices et des réluctances du circuit. D'autre part, les tensions appliquées aux bornes de chaque bobine imposent des flux AC à l'intérieur des colonnes verticales et dans une partie les colonnes transversales [14]. A partir de ces modèles, nous pouvons compléter l'étude de la connexion en parallèle de deux cellules de commutation. Le modèle moyen de cette connexion (Figure.3.7(b)) et le modèle de la Figure.3.7(a) permettront de trouver le flux moyen à l'intérieur du noyau magnétique. Si $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ et $R_1 = R_2$, nous obtenons :

$$I_s = \frac{\alpha V_{dc}}{R/2 + R_s}, I_1 = I_2 = \frac{I_s}{2} \quad (3-3)$$

et les flux moyens sont :

$$\phi_c = \frac{N(I_1 - I_2)}{R_n}, \quad \phi_{f1} = \frac{NI_1}{R_{f1}}, \quad \phi_{f2} = \frac{NI_2}{R_{f2}} \quad (3-4)$$

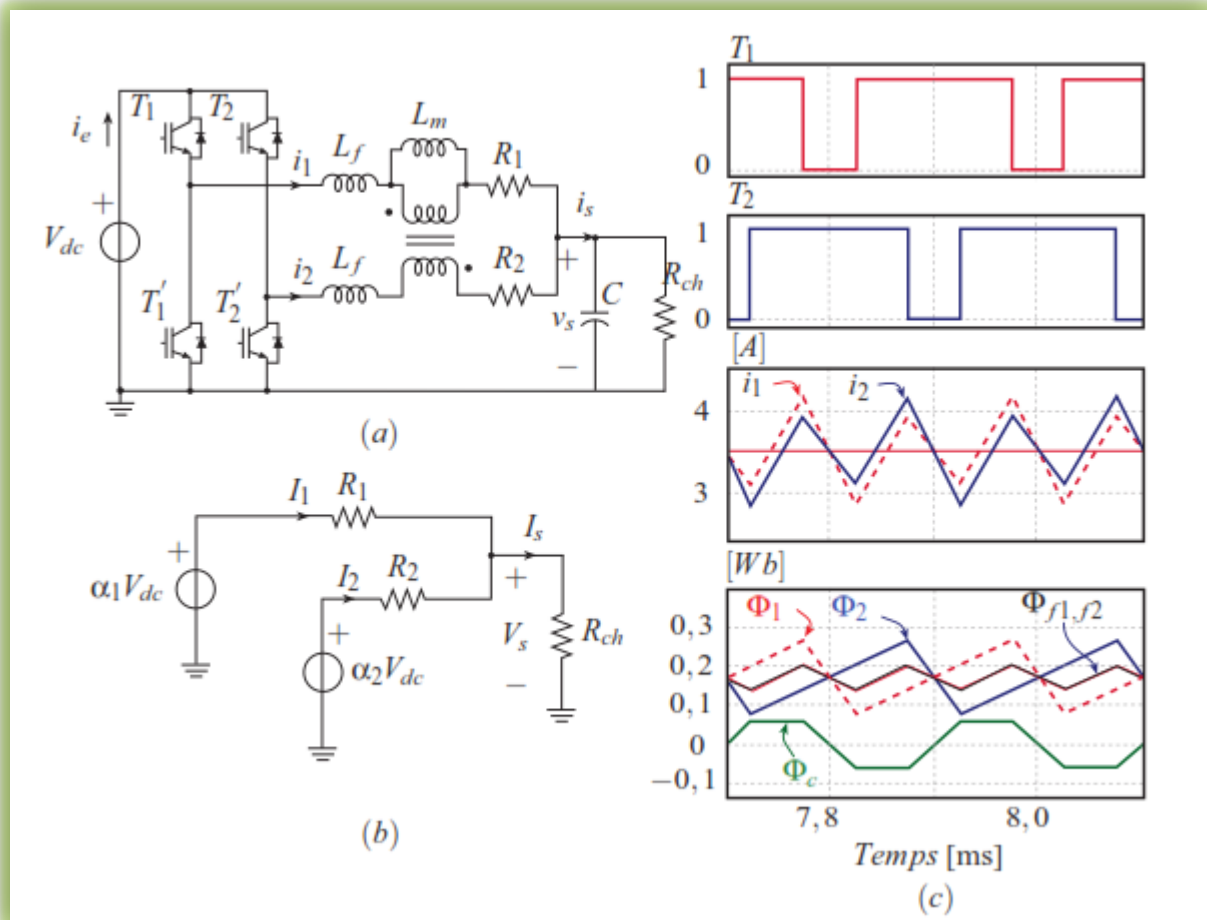


Figure.3.8: (a) Deux cellules de commutation connectées en parallèle à partir d'un ICT, (b) modèle moyen de cette connexion, (c) signaux de commandes, courants de phase et flux magnétiques au niveau de l'ICT[14].

Les flux ϕ_{ac1} et ϕ_{ac2} imposés par les tensions aux bornes de chaque bobine sont :

$$\phi_{ac1}(t) = \frac{1}{n} \int v_{l1}(t) dt \quad \phi_{ac2}(t) = \frac{1}{n} \int v_{l2}(t) dt \quad (3-5)$$

Le flux de la section transversale ϕ_c est donc la superposition de ces deux flux. Un fort couplage magnétique entre les deux bobines entraîne donc un flux AC circulant dans l'air à deux fois la fréquence de découpage. Les courants de phase auront également une fréquence de deux fois la fréquence de découpage et leurs oscillations ne dépendront que de l'inductance de fuites :

$$i_{ac1}(t) = \frac{R_{f1}}{N^2} \int v_{l1}(t) dt \quad i_{ac2}(t) = \frac{R_{f2}}{N^2} \int v_{l2}(t) dt \quad (3-6)$$

La Figure.3.8(c) montre les signaux de commande (pour un rapport cyclique supérieur 0.5) avec les courants de phase et les flux magnétiques à l'intérieur de l'ICT. L'utilisation de circuits électriques linéaires pour représenter les phénomènes magnétiques peut se faire pour certaines caractéristiques du matériau utilisé, de l'application envisagée et des signaux tension/courant que nous appliquons aux enroulements. Pour certaines configurations d'ICTs qui n'utilisent pas d'entrefer, la saturation peut être visible avec des faibles différences entre les forces magnétomotrices. L'influence du cycle d'hystérésis peut, quant à elle, se voir sur certaines ferrites utilisées pour des applications de filtrage.[3]

3.5 ETUDE COMPARATIVE DE DIFFERENTES CONFIGURATION DE COUPLAGE :

3.5.1 Critères de comparaison :

Sur la base de travaux [1],[5],[6], nous avons retenu trois critères comparatifs génériques :

a- Le nombre 'p' de Transformateur Inter-phases :

Dans la section précédente, nous avons déterminé pour chacune des topologies de couplage l'évolution du nombre p de Transformateurs Inter-phases mis en œuvre pour un nombre q quelconque de phases. Ce paramètre indique le degré de complexité et d'encombrement de ces montages en fonction de nombre q de cellules parallèles. Ce paramètre doit être faible.

b- Le rapport Lq/L :

L'inductance propre du transformateur L doit être faible pour minimiser l'encombrement global du composant. L'inductance symétrique L qui correspond aux fuites magnétiques doit être suffisamment grande puisque c'est cette inductance qui conditionne l'ondulation du courant de phase à $q.f_{sw}$. Nous définissons alors le rapport Lq/L . Ce rapport permet alors de déterminer les montages les mieux adaptés vis à vis de ces deux critères. Ce rapport doit être grand.

c- Le facteur d'effet coupleur Lq/LI :

La modélisation harmonique des structures de couplage magnétique a permis de déterminer pour chacun de ces montages et pour un nombre quelconque de phases les inductances symétriques pour chaque rang harmonique. Toutes ces structures magnétiques favorisent le passage du courant de mode commun et atténuent le courant de mode différentiel.

Les inductances symétriques de mode différentiel doivent donc être de valeurs élevées en comparaison avec les inductances de mode commun. Puisque l'impédance pour l'harmonique $h = 1$ est la plus faible par rapport aux autres impédances de mode différentiel, la composante du courant à la fréquence fondamentale f est dominante par rapport aux autres composantes. Pour filtrer cette composante, l'inductance symétrique d'ordre 1, L_1 doit être grande. Nous définissons alors le rapport L_q/L_1 . Ce paramètre caractérise le 'Facteur d'Effet Coupleur'(FEC). Un bon coupleur magnétique doit avoir le $FEC = L_q/L_1$ le plus faible possible pour filtrer la composante à f_{sw} et favoriser la composante à $q.f_{sw}$.

3.5.2 Comparaison :

Le but de ce paragraphe est de comparer les quatre montages à l'aide des trois critères présentés ci-dessus. Pour un transformateur donné caractérisé par son inductance propre L et son inductance mutuelle M , on définit pour simplifier et généraliser l'étude, un coefficient de couplage $k_c = M/L$. Dans le tableau 3.1 on résume ces trois paramètres en fonction seulement du nombre q de phases parallèles et de coefficient de couplage k_c pour chaque montage.

Tableau 3.1 Paramètres de comparaison des différents montages[12]

Montage	p	$\frac{L_q}{L}$	$FEC = \frac{L_q}{L_1}$
Cascade symétrique	$\frac{q(q-1)}{2}$	$(q-1)(1-k_c)$	$\frac{1-k_c}{1+\frac{k_c}{q-1}}$
Parallèle symétrique	$\frac{q(q-1)}{2}$	$\frac{1-k_c}{q-1}$	$\frac{(q-1)-k_c}{(q-1)(1+k_c)}$
Cascade cyclique	q	$2(1-k_c)$	$\frac{1-k_c}{1-k_c \cos(\frac{2\pi}{q})}$
Parallèle cyclique	q	$\frac{(1-k_c)}{2}$	$\frac{1+k_c \cos(\frac{2\pi}{q})}{1+k_c}$

Avec $k_c = M/L$: le coefficient de couplage, q : le nombre de phases, L : l'inductance propre, M : l'inductance mutuelle, L_q : l'inductance symétrique d'ordre q et p : nombre de transformateurs.

Un montage idéalement intéressant est celui qui met en œuvre le moins possible de Transformateurs Inter-phases (p faible), dont L_q/L augmente avec le nombre de phases mises en

parallèle sans augmenter la valeur de l'inductance propre ce qui permet de minimiser le volume des composants magnétiques et avoir en même temps une faible ondulation du courant. Aussi un montage dont le rapport Lq/LI reste faible est intéressant en terme de filtrage des courants de mode différentiel (principalement la composante fondamentale) et favorise les courants de mode commun à la fréquence $q.f \omega$.

Sur la figure 3.9, on trace la variation du FEC en fonction du nombre de phases pour $k_c = 0.9$. Cette dernière figure montre que le montage cascade symétrique est le plus avantageux puisqu'il présente la plus petite valeur de FEC. Le montage cascade cyclique est en deuxième position. Les montages parallèles symétriques et parallèles cycliques sont les moins avantageux et occupent respectivement la troisième et la quatrième position.

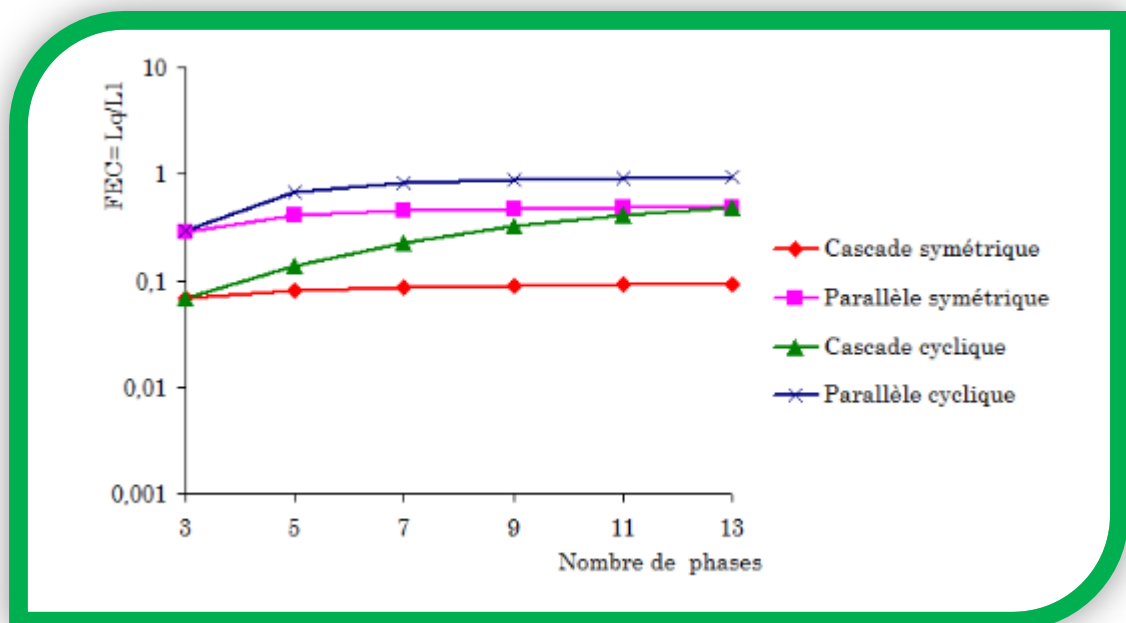


Figure 3.9 Evolution du FEC en fonction du nombre de phases pour les quatre montages pour $k_c = 0.9$ [12]

La figure 3.10 montre l'évolution du rapport Lq/L en fonction du nombre de phases pour ces quatre montages. Sur ce deuxième point, on retrouve encore le montage cascade symétrique en première position puisqu'il présente la plus grande valeur de Lq/L et de même que dans le cas précédemment, le montage cascade cyclique vient juste après le montage cascade symétrique. Les deux montages parallèle symétrique et parallèle cyclique sont encore les moins intéressants sur ce point.

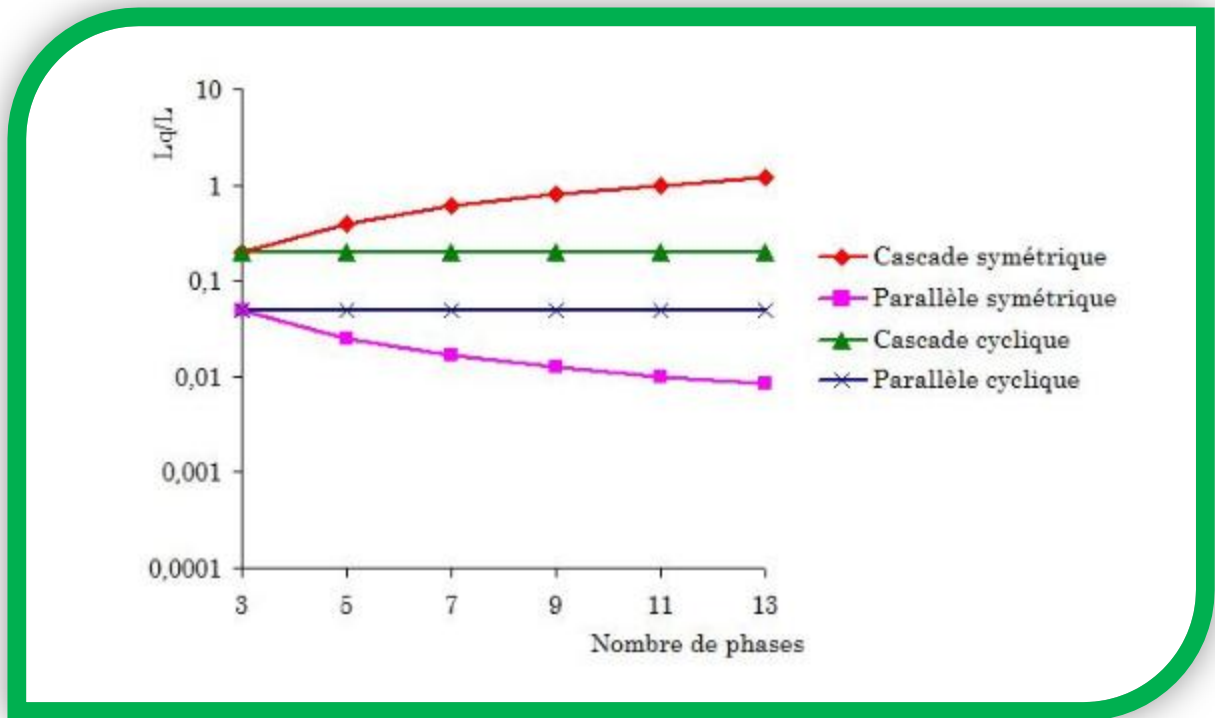


Figure 3.10 – Evolution de Lq/L en fonction du nombre de phases pour les quatre montages pour $k_c = 0.9$ [12].

La figure 3.11 montre l'évolution du nombre total p de ICT dans chacun des montages en fonction du nombre de phases. On observe immédiatement d'après cette figure le nombre élevé mis en jeu dans les deux montages cascade symétrique et parallèle symétrique. Les montages cascade cyclique et parallèle cyclique présentent un nombre plus faible de transformateurs en comparaison avec les deux montages précédents.

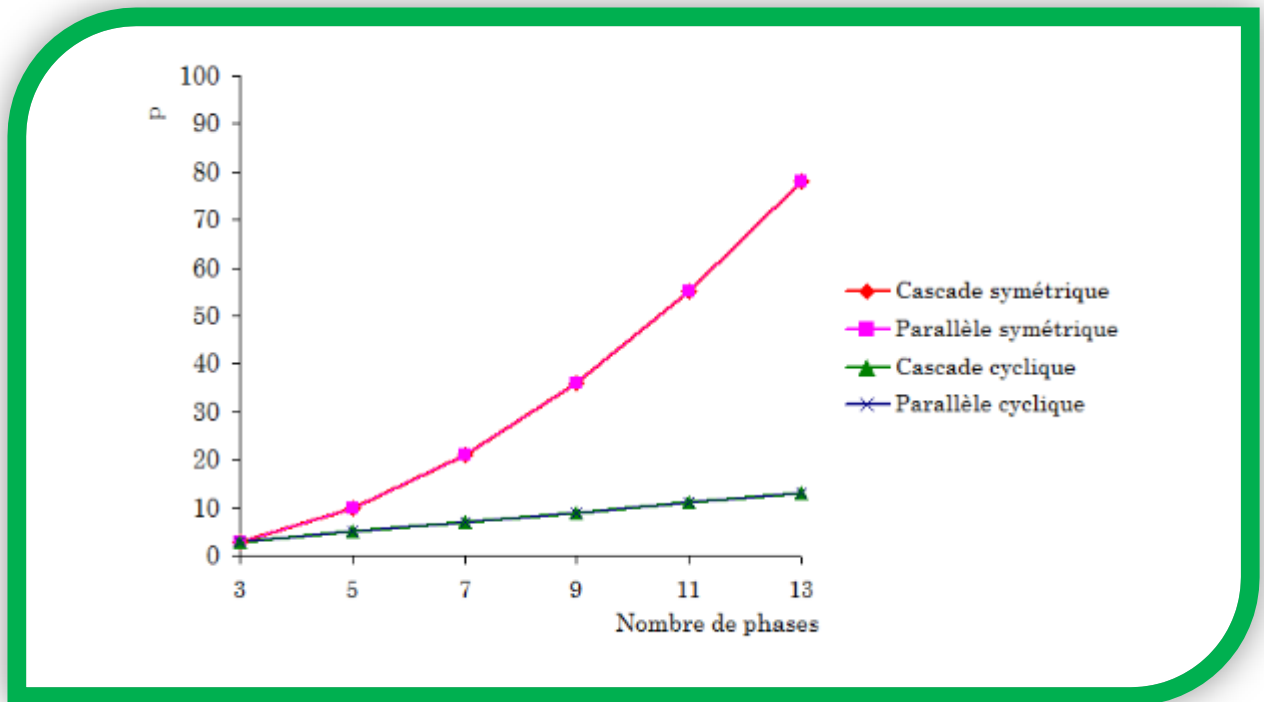


Figure 3.11 Evolution du nombre total de transformateurs p en fonction du nombre de phases pour les quatre montages[12].

En conclusion, le montage cascade symétrique est le meilleur sur le plan des performances mais il reste pénalisé par le nombre élevé de ICT. Sur ce point, le montage cascade cyclique est avantageux.

3.6 RESULTATS DE SIMULATION :

La modélisation d'un ICT dépend donc de l'application envisagée. Pour la mise en parallèle de cellules de commutation et l'implantation de stratégies de commande, ce modèle doit être suffisamment complet afin de mettre en évidence les non-linéarités du système mais doit également être adapté aux différentes stratégies de commande envisagées. Parmi les différents outils de simulation, nous utiliserons le logiciel de modélisation SIMULINK intégré à MATLAB voir Figure3.12.

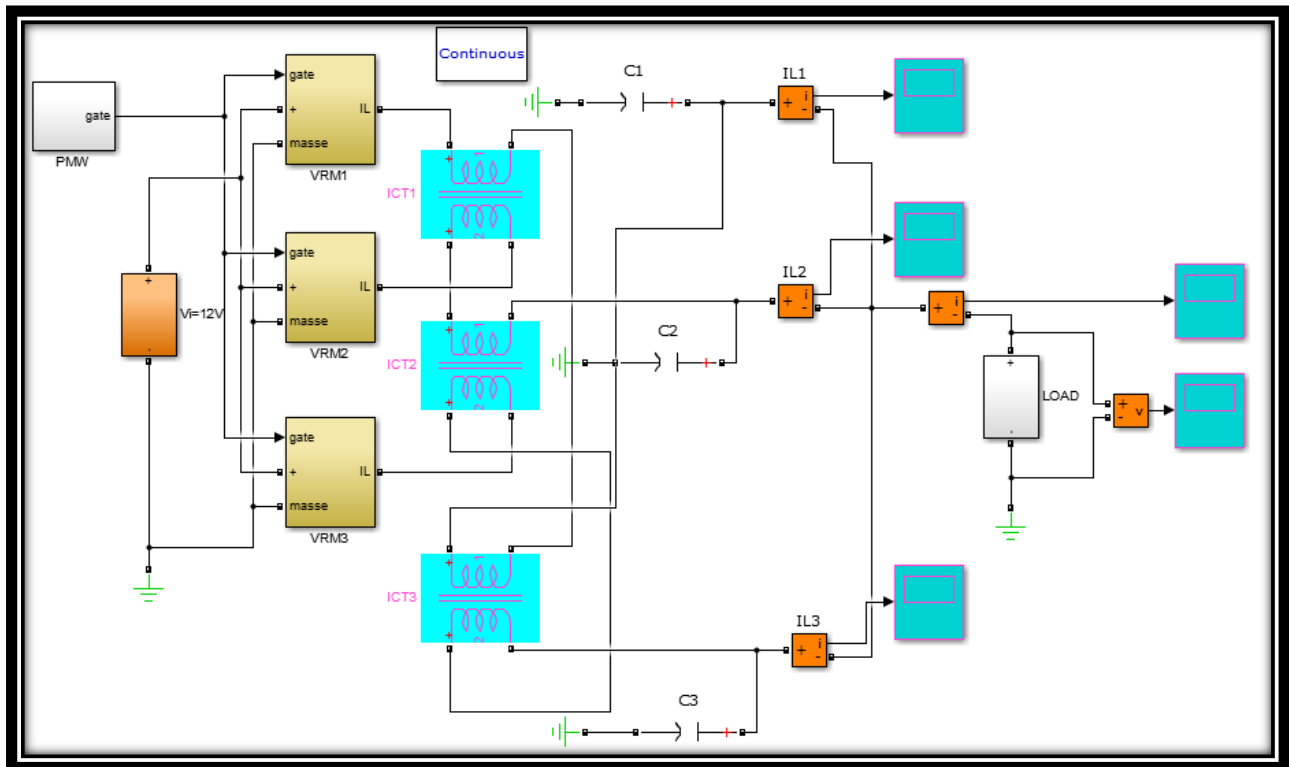


Figure3.12 : Le schéma bloc d'un VRM à 3 cellules entrelacées avec un ICT cascade symétrique.

Tableau 3.2 Paramètres de l'ICT modélisé[16]

Nombre de tours N	18
Inductance équivalente L	3,05[mH]
Coefficient de couplage mesuré k	0,996
Inductance magnétisante Lm	3,038[mH]
Inductance de fuites Lf	12,2[μ H]

Le tableau 3.2 requiert l'insertion de faibles inductances en série afin d'augmenter l'inductance équivalente de mode commun et de réduire les oscillations de chaque courant de phase. Ses valeurs mettent en évidence le fort couplage magnétique entre les deux bobines avec une faible valeur d'inductance de fuites.

Les paramètres électriques de simulation sont : $V_{dc}= 12 [V]$, $R= 10 [\Omega]$, $\alpha = 0.5$, $f_{dec}=2.5 [KHz]$. Le courant $i_s(t)$ et la tension $v_{ch}(t)$ obtenus, sont présentés sur les Figures (3.12) et (3.13). Pour un VRM à inductances non couplés, VRM de trois convertisseurs multicellulaires couplés par des transformateurs à association cascades cyclique respectivement.

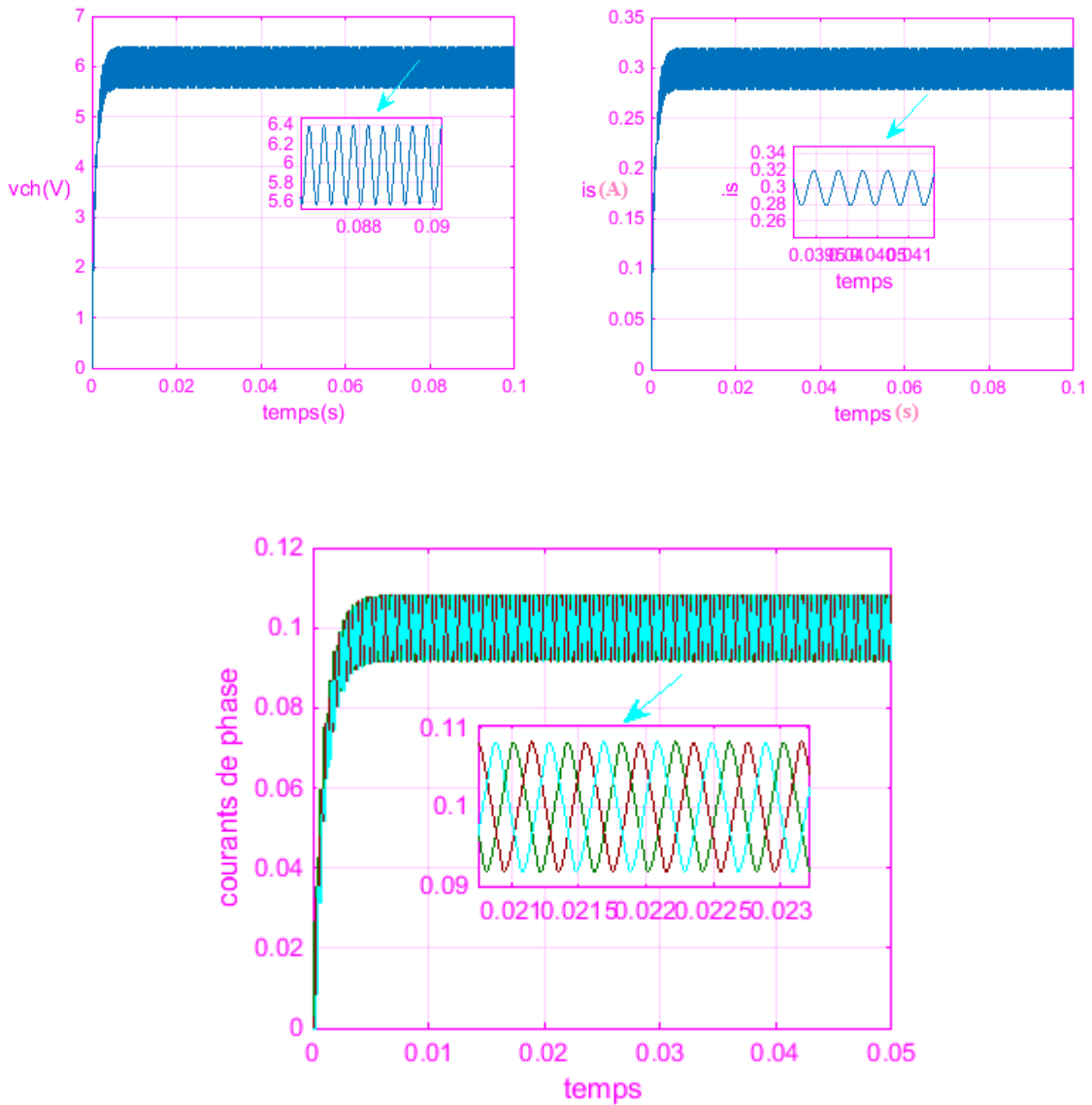


Figure 3.13 Courants et tension de charge pour un VRM à trois cellules à inductances non couplés.

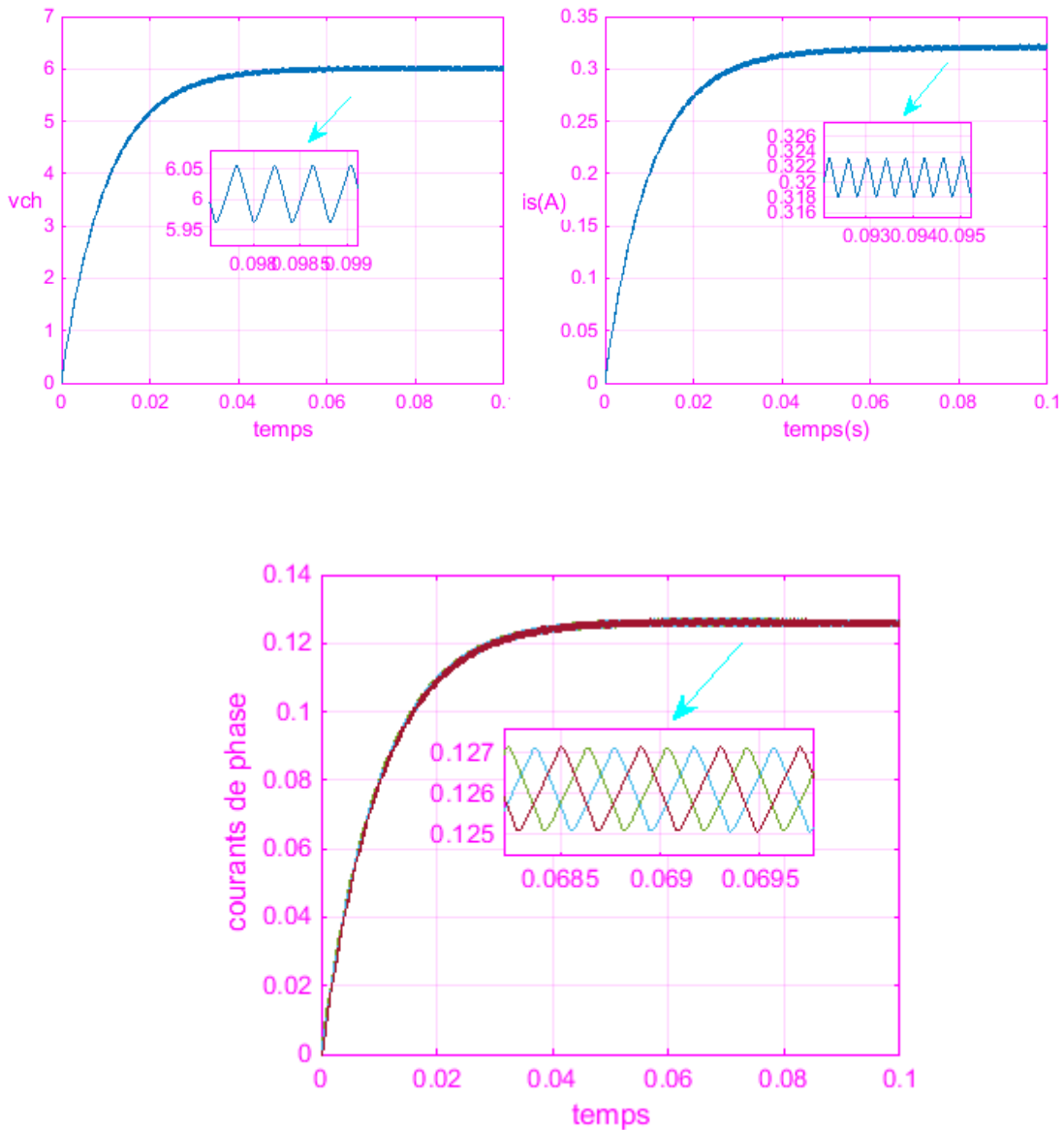


Figure 3.14 Courant et tension de charge pour un VRM à trois cellules couplés par des transformateurs à association cascades cyclique.

Les Figures (3.13) et (3.14) montrent l'effet de chaque type de couplage magnétique mentionnés précédemment sur la réponse temporelle du VRM en boucle ouvert (en utilisant le modèle non linéaire). On remarque que l'ondulation de la tension est de 8.33% et le courant de 6.67% pour le couplage par inductances et de 0.83% et 0.66% respectivement pour le couplage

par des transformateurs à association cascades cyclique. Nous pouvons constater qu'une réduction de 10% de la valeur crête à crête pour un couplage par des transformateurs à association cascades cyclique se qui implique l'utilité de ces composants. Il est possible de réduire ces ondulations grâce à l'utilisation d'un transformateur inter-cellules. pour les deux modes d'alimentation.

3.7 CONCLUSION :

Les principales performances obtenues par l'entrelacement des plusieurs cellules en parallèle sont la réduction de l'ondulation du courant total et la réduction de la capacité de sortie. La méthode d'entrelacement la plus utilisée consiste à associer plusieurs cellules munies de leur propre inductance. L'inconvénient majeur de cette méthode est l'existence de très fortes ondulations de courant dans chaque cellule. Il est possible de réduire ces ondulations grâce à l'utilisation d'une transformateur intercellule. Une structure de transformateur intercellule, dérivée de la structure des inductances propres à chaque phase a été présentée. Avec un modèle des réluctances, nous avons pu comparer les deux topologies : inductances indépendantes et transformateur inter-cellules. Les résultats obtenus montrent que le transformateur inter-cellules permet de réduire les ondulations des courants de phase dans un rapport égal à p^2 . En plus, l'utilisation d'un transformateur inter-cellules mène à une réduction les pertes globales : pertes cuivre et pertes fer.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes topologies de couplage des convertisseurs multicellulaires parallèles et les différents types de ICTs avec différentes associations. La création de cycles mineurs à l'intérieur du cycle principal d'hystérésis dépend du matériau utilisé, de la fréquence d'alimentation et de l'induction B. Ce phénomène sera négligé dans la modélisation car il n'est pas toujours présent et sa prise en compte complexifie énormément la modélisation envisagée.

Le résultat obtenu pour la mise en parallèle change en fonction de l'élément de couplage utilisé. Dans le cas d'un ICT monolithique, les courants différentiels sont définis par la différence entre chaque courant de chaque phase et le courant de mode commun. Dans le cas d'une configuration cascade cyclique, les courants différentiels sont définis à partir de relations arithmétiques entre les courants de phase en raison du couplage magnétique entre les différentes inductances.

Les stratégies de modélisation proposées ont été validées à partir de la simulation en boucle ouverte. Dans les chapitres suivants, ces modèles seront utilisés dans l'implantation des stratégies de régulation en boucle fermée.

4.1 INTRODUCTION :

L'évolution rapide de la technologie des microprocesseurs pose de nouveaux défis pour l'alimentation de ces dispositifs. L'évolution a commencé lorsque le processeur Pentium à haute performance a été créé; Ce dernier est alimenté par une alimentation non standard de moins de 5 V, au lieu de tirer sa puissance de l'alimentation 5 V de la carte mère. Afin de répondre aux demandes de traitement de données plus rapide et plus efficace, des microprocesseurs modernes sont conçus avec des implémentations à plus basse tension. L'alimentation en tension du processeur dans les futurs processeurs de génération va diminuer en dessous de 1V. En plus les dispositifs seront emballés sur une seule puce de processeur, et les processeurs fonctionneront à des fréquences plus élevées, au-delà de 2GHz. Par conséquent, les microprocesseurs ont besoin d'une gestion de puissance agressive. Les processeurs de la future génération devraient consommer jusqu'à 100 A. Ces demandes, à leur tour, nécessiteront des alimentations spéciales et des modules de régulation de tension (VRM) pour fournir des tensions plus basses avec des courants plus élevés et des capacités transitoires rapides pour les microprocesseurs.

Pendant ce temps, à mesure que la vitesse des processeurs augmente, le chargement dynamique des VRM augmente également de manière significative. Les futurs microprocesseurs devraient présenter des vitesses de balayage de courant supérieures de 5A / ns. Ces taux de balayage représentent un sérieux problème pour les changements de charge importants qui se produisent lorsque les systèmes passent du mode veille au mode actif, et vice versa. Dans ce cas, l'impédance parasite de la connexion d'alimentation à la charge et l'ESR et l'ESL des condensateurs peuvent avoir un effet dramatique sur la tension VRM (2).

Si cette impédance n'est pas suffisamment faible, la tension d'alimentation peut tomber hors de la plage requise pendant la période transitoire. De plus, la tolérance de tension totale sera beaucoup plus serrée. En effet, comme la tolérance est de 2% alors, pour une sortie VRM de 1,1 V, l'écart de tension ne peut être que de ± 33 mV. Toutes ces exigences posent de sérieux problèmes de conception.

La connexion parallèle des convertisseurs de commutation est une technique intéressante à la fois du point de vue pratique et fondamental (3), (4), Le fait que les convertisseurs partagent le courant de sortie convient à des tensions plus basses avec des capacités de courant plus élevées dans la prochaine génération de microprocesseurs (5), (6).

Le partage est également efficace pour améliorer la fiabilité et la tolérance aux pannes. Il assure également la réduction de l'ondulation du courant de sortie. Ceci est pratique car cela permet de réduire la taille et les pertes des étapes de filtrage. Enfin, le partage du courant réduit les pertes de commutation et de conduction et l'interférence électromagnétique (EMI).

Les convertisseurs abaisseurs entrelacés (CAE) sont largement utilisés dans l'industrie des ordinateurs personnels dans les applications VRM pour alimenter les unités centrales de traitement, les processeurs. Cette topologie est largement utilisée en raison de la réduction du courant d'ondulation du condensateur d'entrée et de sortie cela est obtenu en intercalant les convertisseurs par rapport à un étage de puissance unique. La réduction des courants efficaces des condensateurs d'entrée et de sortie permet de réduire les bancs de condensateurs d'entrée et de sortie nécessaires à la conception. Le fonctionnement en parallèle des convertisseurs cc-cc a été réalisé en utilisant différents schémas de contrôle (7), (8), (9), (10), (11), qui recherchent une régulation satisfaisante de la tension de sortie et un partage de charge.

Dans ce qui suit on se concentre sur le problème de la commande de convertisseurs abaisseurs entrelacés. Le contrôleur est conçu directement à partir du modèle linéaire à grand signal de l'ensemble du système dans lequel certains des paramètres du convertisseur sont soumis à l'incertitude. Plus précisément, la résistance à la charge et la tension d'entrée varient considérablement. De plus, les résistances parasites des inductances et des condensateurs peuvent également varier avec la température et les variations ne sont pas connues avec précision. Une conception de régulateur robuste est ensuite démontrée, en utilisant la technique de backstepping, pour obtenir une stabilité en boucle fermée, une régulation de tension de sortie élevée, une réponse transitoire rapide, un excellent partage de courant entre modules et une robustesse aux incertitudes. Il est formellement montré que le régulateur ainsi obtenu répond effectivement aux performances pour lesquelles il a été conçu.

L'objectif principal de la commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle et ceci dans un environnement perturbé. Ces perturbations sont de nature externe (perturbation sur la mesure, perturbation sur la commande...) ou interne au système (erreur du modèle, incertitude paramétrique) et généralement non mesurable [5]. La commande de processus se fait par l'introduction dans la chaîne de commande d'un algorithme de contrôle ayant des performances satisfaisantes pour s'affranchir des perturbations. Cet algorithme de contrôle est

appelé un correcteur ou parfois un régulateur . Les algorithmes de contrôle pour synthétiser un correcteur sont nombreux.

4.2 CHOIX DU LOGICIEL :

La commande des VRM est prévue avec le processeur supportant des programmes compilés à partir de schémas de commande issus de l'environnement Matlab/Simulink, nous avons choisi par commodité de développer les modèles de simulation du convertisseur sous le même environnement.

4.3 CONTROLE DES VRM :

Les variations de la charge au niveau des microprocesseurs provoquent une variation significative de la tension de sortie. En effet cette perturbation peut engendrer des dysfonctionnements dans le traitement des données numériques. La tension d'alimentation des microprocesseurs d'aujourd'hui est en régression, elle va atteindre 0.7 V dans les années qui viennent. Pour remédier à ce dysfonctionnement une boucle de régulation de la tension de sortie devient une nécessité pour les VRM. Une grande partie du travail sera consacrée à la commande du convertisseur multicellulaire parallèle.

Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un signal électrique à un signal de référence pour la commande des convertisseurs DC/DC. La technique dite MLI utilise des régulateurs linéaires (PI, PID...) ou non linéaires (backstepping, glissant, entrée/sortie...) dont la sortie est une grandeur de commande continue. Cette technique, facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de par sa structure, des propriétés dynamiques limitées.

4.3.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC :

En général, la façon la plus répandue pour commander des convertisseurs DC-DC est d'utiliser des correcteurs linéaires (PI ou PID). Ces contrôleurs sont conçus en utilisant un modèle petit signal autour d'un point d'équilibre nominal. Dans de nombreuses applications, cette approche de contrôle donne des résultats satisfaisants. Toutefois, il existe aussi des situations où cette approche offre des performances limitées (propriétés dynamiques dépendant du point de fonctionnement, robustesse, performances dynamiques insuffisantes...).

Ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur. Nous retenons la structure à deux boucles. Son avantage est qu'elle améliore les performances dynamiques et la robustesse du contrôleur. Elle permet aussi de simplifier le contrôle du hacheur « buck » dont la fonction de transfert présente un zéro dans partie droite de l'axe des imaginaires rendant son contrôle par une seule boucle de tension compliqué. La structure de la commande est représentée par la Figure4.1.

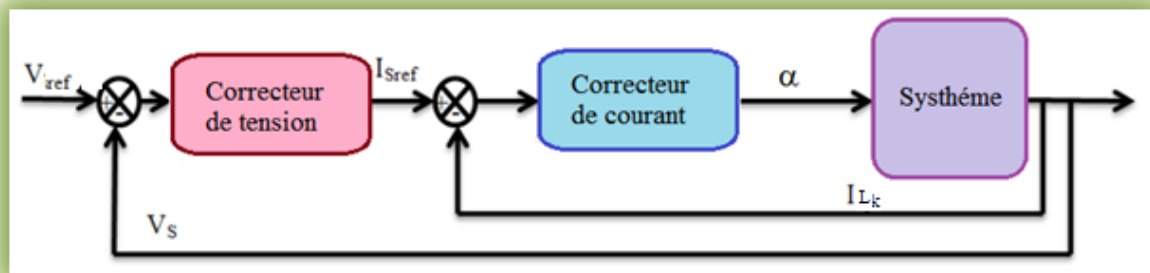


Figure4.1 : Schéma global de la commande classique.

On voit apparaître explicitement les deux boucles à savoir :

- ✓ Boucle interne rapide : Commande donnée par la boucle du courant qui permet d'assurer la trajectoire du courant en délivrant le rapport cyclique.
- ✓ Boucle externe lente : Boucle de tension contrôlant la trajectoire du bus continu permettant ainsi d'interpréter la demande de la charge et de générer la trajectoire de référence du courant.

L'erreur corrigée entre la tension mesurée et celui de référence sert comme une référence de courant pour la boucle interne de courant. C'est la boucle de courant qui impose la valeur du rapport cyclique α .

Exceptionnellement, le système de commande peut opérer en boucle ouverte à partir du seul signal de consigne. Mais la boucle fermée (contre réaction) est capable de

- stabiliser un système instable en BO
- compenser les perturbations externes
- ✓ compenser les incertitudes internes au processus lui-même

Un système de commande peut réaliser deux fonctions distinctes :

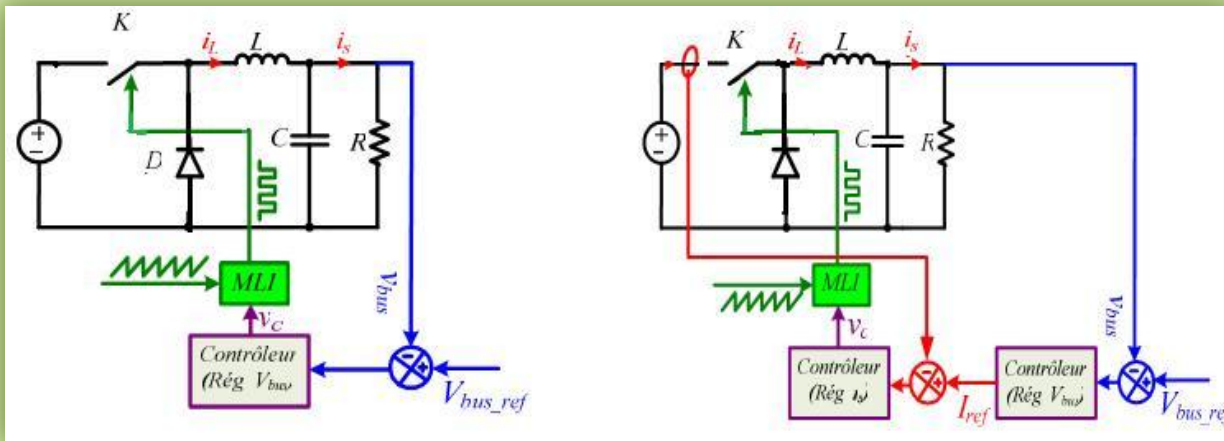
- ✚ l'asservissement : Le principe général est de comparer la consigne et l'état du système de manière à le corriger efficacement. On parle également de système commandé par rétroaction négative ou en boucle fermée .c'est à dire la poursuite par la sortie d'une consigne variable dans le temps
- ✚ la régulation : c'est à dire la compensation de l'effet de perturbations variables sur la sortie (la consigne restant fixe) (15).

Les convertisseurs de type Buck entrelacé peuvent être une bonne alternative aux convertisseurs classiques monocellulaires. En effet, ils présentent de nombreux avantages en termes de réduction des ondulations de courant et de tension, de réduction du calibre des composants, de l'augmentation de la densité de puissance volumique, d'efficacité énergétique et une meilleure répartition des contraintes thermiques. Seulement, leurs performances sont conditionnées par la qualité de la loi de commande utilisée. Plusieurs approches ont été développées dans la littérature, allant des commandes classiques jusqu'aux techniques de commande avancées.

4.3.1.1 Boucles de contrôle de la tension et du courant :

Normalement, les sources d'énergies électriques (SEE) se doivent d'être bien contrôlées par les convertisseurs via l'asservissement de leur courant ou de leur tension de sortie .Un convertisseur DC-DC doit maintenir la tension continue de sortie quelle que soit la charge et la tension d'entrée, et ceci même si les caractéristiques des composants du convertisseur évoluent avec le temps. Pour stabiliser cette tension de sortie, il existe deux stratégies de commande.

La première est constituée d'une boucle de contrôle de la tension (BCT) et la seconde de deux boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC), Figure 4.2.



a) boucles de contrôle de la tension b) boucles de contrôle de tension et du courant

Figure 4.2 : Schéma de commande typique des hacheurs.[12]

4.3.1.2 Boucle de contrôle de la tension (BCT) :

La boucle de contrôle de la tension (BCT) est le système de contrôle le plus utilisé et le plus simple. La BCT suit les variations de tension de sortie et ajuste le rapport cyclique. En conséquence, le système de contrôle génère le rapport cyclique du signal de commande de l'interrupteur en regardant la différence entre la tension de sortie et sa consigne Figure 4.2a.

4.3.1.3. Boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) :

L'asservissement à boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) est un système de contrôle muni d'une boucle externe lente et d'une boucle interne rapide comme le montre la Figure 4.2.b. La boucle de tension (boucle externe) fournit la référence à la boucle de courant (boucle interne). L'utilisation d'une boucle de contrôle du courant permet de parfaitement maîtriser la référence de courant et donc le courant même pendant les phases transitoires (sous réserve d'utiliser un régulateur de courant à haute performance dynamique).

Ce mode de contrôle est généralement utilisé en moyenne et forte puissances et est donc souvent associé à un mode de conduction continue du hacheur.

4.3.2 Contrôle non-linéaire des convertisseurs DC/DC :

a- La Technique Backstepping :

La technique Backstepping est un mécanisme de contrôle non-linéaire largement utilisé dans les convertisseurs de puissance de par ses propriétés de stabilité, de robustesse, et de

bande passante élevée. Son principal inconvénient est de générer des signaux de commande à fréquence variable. Cette technique consiste à amener la trajectoire d'état du système considéré vers une surface de commutation où une logique de commutation adaptée la fera osciller de part et d'autre de celle-ci jusqu'à convergence vers le point d'équilibre situé sur cette surface.

b- Linéarisation entrée/sortie :

C'est une technique qui utilise une transformation en boucle ouverte permettant d'exprimer les variables de sortie du système en fonction des grandeurs d'entrée. Le système obtenu après la transformation entrée/sortie, est un système linéaire découplé à m entrées possédant tous ses pôles à l'origine. Cette technique a pour principal intérêt (en plus de la linéarité) de complètement découpler le système à contrôler et donc de faciliter la conception de sa commande. Cette méthode possède un certain nombre d'inconvénients qui limitent son champ d'application. Elle n'est applicable qu'aux systèmes dynamiques ne possédant pas de zéro dynamique instable et reste très sensible aux variations paramétriques. Pour assurer un bon contrôle du système obtenu après linéarisation entrée/sortie, il est donc nécessaire d'utiliser des contrôles robustes vis-à-vis des variations paramétriques comme le contrôle à structures variables ou la commande par mode de glissement [16].

4.4. STRATÉGIES DE COMMANDE :

La loi de commande est l'un des aspects les plus importants et les plus complexes dans la conception des convertisseurs statiques. Les principaux objectifs du contrôle des hacheurs série entrelacés sont :

- ✓ Maintenir la tension de sortie du convertisseur V_s à sa valeur de référence.
- ✓ Assurer une répartition équilibrée du courant entre les différentes phases.
- ✓ Satisfaire la demande de la charge tout en assurant une dynamique rapide.
- ✓ Faible sensibilité à la variation des paramètres.

Dans notre travail, et dans le but de satisfaire ces objectifs, nous avons développé deux stratégies de commande à savoir, la commande classique basée sur des correcteurs PI et la commande Robuste utilisant la technique Backstepping.

Les correcteurs utilisés sont à action proportionnelle – Intégrale PI .Ci-dessous une étude détaillée concernant la mise au point et le réglage de cette approche.

4.4.1 Commande classique utilisant des contrôleurs PI :

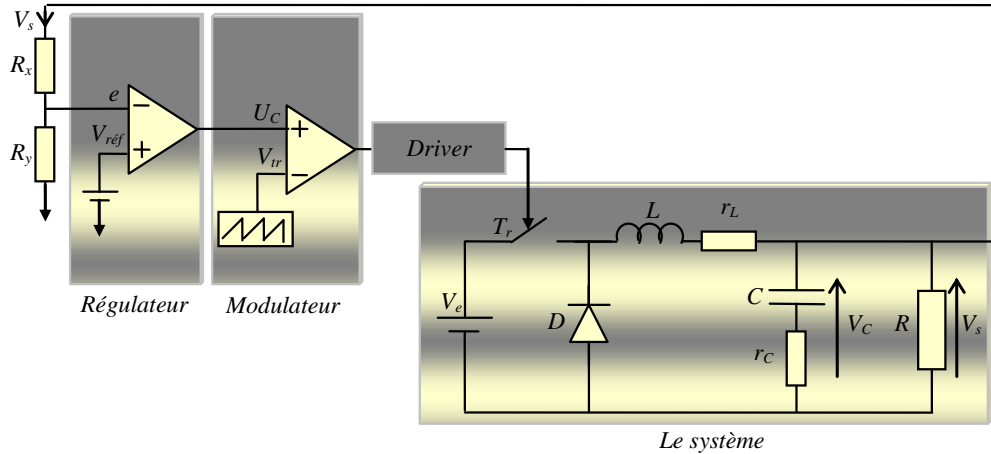


Figure4.3 Schéma block du circuit du système en boucle fermée.

a- Boucle de tension :

D'après la Figure4.2 la fonction de transfert à déterminer relie la tension de sortie V_s au courant global I_L . L'établissement d'une fonction de transfert impose la considération d'un système linéaire ou l'approximation d'un système non-linéaire en un système linéaire autour d'un point de fonctionnement. Pour cela on utilise un modèle moyen de ce convertisseur à partir de l'équation (4.2.a), et en considérant que les variations du courant de charge $\frac{V_s}{R}$ sont négligeables devant les variations du courant I , on obtient la fonction de transfert en boucle

$$\text{ouverte : } FTBO = \frac{V_s(p)}{I_L(p)} = \frac{1}{C_s \cdot p}$$

Le correcteur PI est définie par l'équation suivante :

$$C_v(p) = K_{pv} + \frac{K_{1v}}{p} = \frac{K_{pv}p + K_{1v}}{p}$$

Où K_{pv} est le gain proportionnel et K_{1v} est la constante d'intégration.

La fonction de transfert en boucle fermée est donc :

$$FTBF = \frac{\left(\frac{K_{pv}}{K_{1v}} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{pv}}{K_{1v}}\right) \cdot p + \left(\frac{C_s}{K_{1v}}\right) \cdot p^2}$$

Cette fonction de transfert peut être mise sous la forme canonique suivante :

$$FTBF = \frac{\tau_1 \cdot p + 1}{1 + 2m_v \left(\frac{p}{\omega_v}\right) + \left(\frac{p}{\omega_v}\right)^2}$$

Où m_v : la constante d'amortissement ; ω_v : la pulsation propre.

Par identification on obtient :

$$\frac{1}{\omega_{0v}^2} = \frac{C_s}{K_{1v}} \quad \text{et} \quad \frac{2m_v}{\omega_{0v}} = \frac{K_{pv}}{K_{1v}}$$

(4-1)

$$\Rightarrow K_{pv} = \frac{2m_v}{\sqrt{\frac{1}{K_{1v}C_s}}} \quad \text{et} \quad K_{1v} = \omega_{0v}^2 C_s$$

Nous imposons un amortissement suffisant ($m_v = 1$) et une dynamique acceptable par rapport à la fréquence de découpage f_c nous prenons donc $\omega_{0v} = 2\pi \cdot 10\%f_c$.

b- Boucle de courant :

La fonction de transfert à déterminer relie le courant de cellule I au rapport cyclique α . A partir de l'équation (2.14.a), et en tenant compte du fait que la boucle de tension est plus lente que la boucle de tension (ce qui implique que les variations de V_s sont négligeables devant les variations des courants I_{Lk}), on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO = \frac{I_{Lk}(p)}{\alpha(p)} = \frac{V_E}{L \cdot p}$$

Ce qui nous permet d'écrire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{\left(\frac{K_{pk}}{K_{lk}} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{pk}}{K_{lk}}\right)p + \left(\frac{L}{V_E \cdot K_{lk}}\right)p^2}$$

Et par identification avec la forme canonique, nous obtenons :

$$\frac{1}{\omega_{0k}^2} = \frac{L}{V_E \cdot K_{lk}} \quad \text{et} \quad \frac{2m_k}{\omega_{0k}} = \frac{K_{pk}}{K_{lk}} \quad (4-2)$$

$$\Rightarrow K_{pk} = \frac{2m_k}{\omega_{0k}} \cdot K_{lk} \quad \text{et} \quad K_{lk} = \omega_{0k}^2 \frac{L}{V_E}$$

Nous imposons un amortissement suffisant ($m_k = 1$) et une dynamique acceptable par rapport à la fréquence de découpage f_c nous prenons donc $\omega_{0v} = 2\pi \cdot 10\%f_c$.

4.4.2 Commande robuste par la technique de Backstepping :

a. Principe :

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La commande par la technique du Backstepping en fait partie. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires. Elle est basée sur la décomposition du système entier, qui est généralement multi-variable et d'ordre élevé, en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée et servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Contrairement aux méthodes de linéarisation, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov [13].

Le but est de trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de

réduire avantageusement cette complexité. L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

b. Application à la commande du hacheur série entrelacé :

H. El Fadil et F. Giri [14] ont consacré toute une étude à la commande des hacheurs série entrelacés par la technique de Backstepping.

Dans le but de simplifier la commande, El Fadil et al. ont considéré un modèle équivalent moyen d'un convertisseur à q cellules. Il s'agit de ramener les q cellules à une cellule équivalente comme présenté sur la figure4.3. Où R_{Cj} et R_{Lj} sont les valeurs des résistances parasite de C_s et L_j . La variable μ_j est la valeur moyenne de la commande u_j . La source de courant $\sum_{k \neq j} i_{Lk}$ représente la somme de tous les courants fournis par les $(q-1)$ cellules restantes. Les inductances sont considérées comme étant identiques.

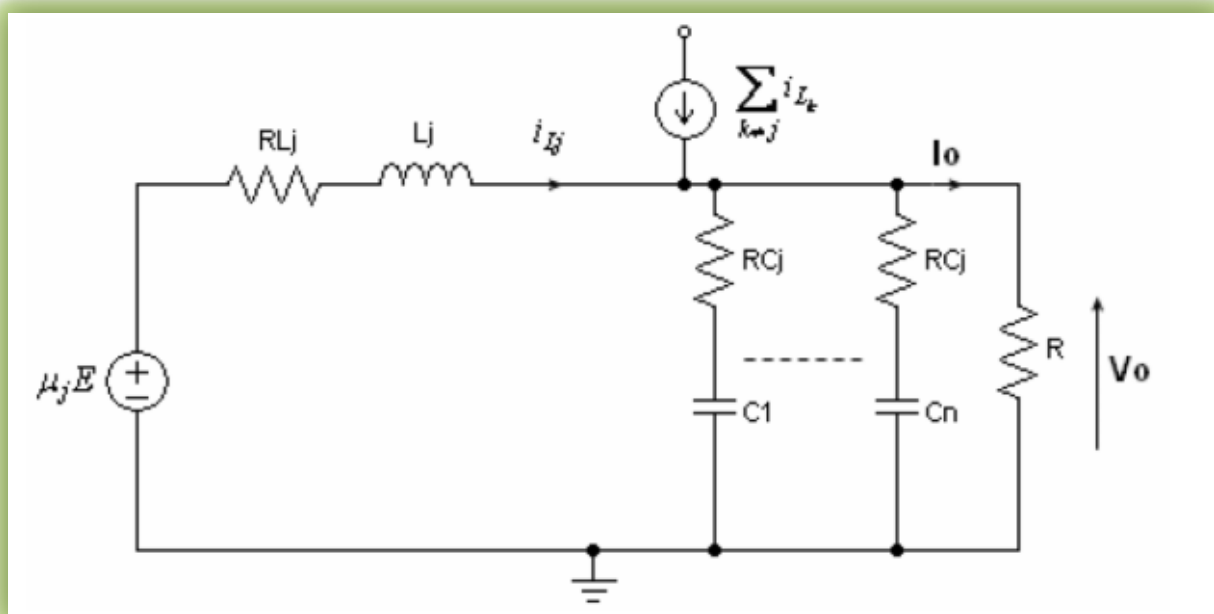


Figure4.4 : Circuit équivalent d'un hacheur série entrelacé.

Les équations qui décrivent ce modèle équivalent sont :

$$\frac{di_{Lj}}{dt} = -\frac{1}{L} v_0 - \frac{r_L}{L} i_{Lj} + \mu_j \frac{E}{L}, j = 1, \dots, N \quad (4-3.a)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = -\frac{1}{C_0} I_L - \left(\frac{1}{RC_0} + r_c \frac{N}{L} \right) v_0 + r_c \frac{E}{L} \sum_{j=1}^N \mu_j \quad (4-3.b)$$

Où N est le nombre de cellules en parallèle, i_{Lj} la valeur moyenne du courant parcourant l'inductance L_j , V_0 la valeur moyenne de la tension de sortie et μ_j la variable de commande d'entrée de la cellule j .

c. Application à la commande du VRM à trois cellules parallèles:

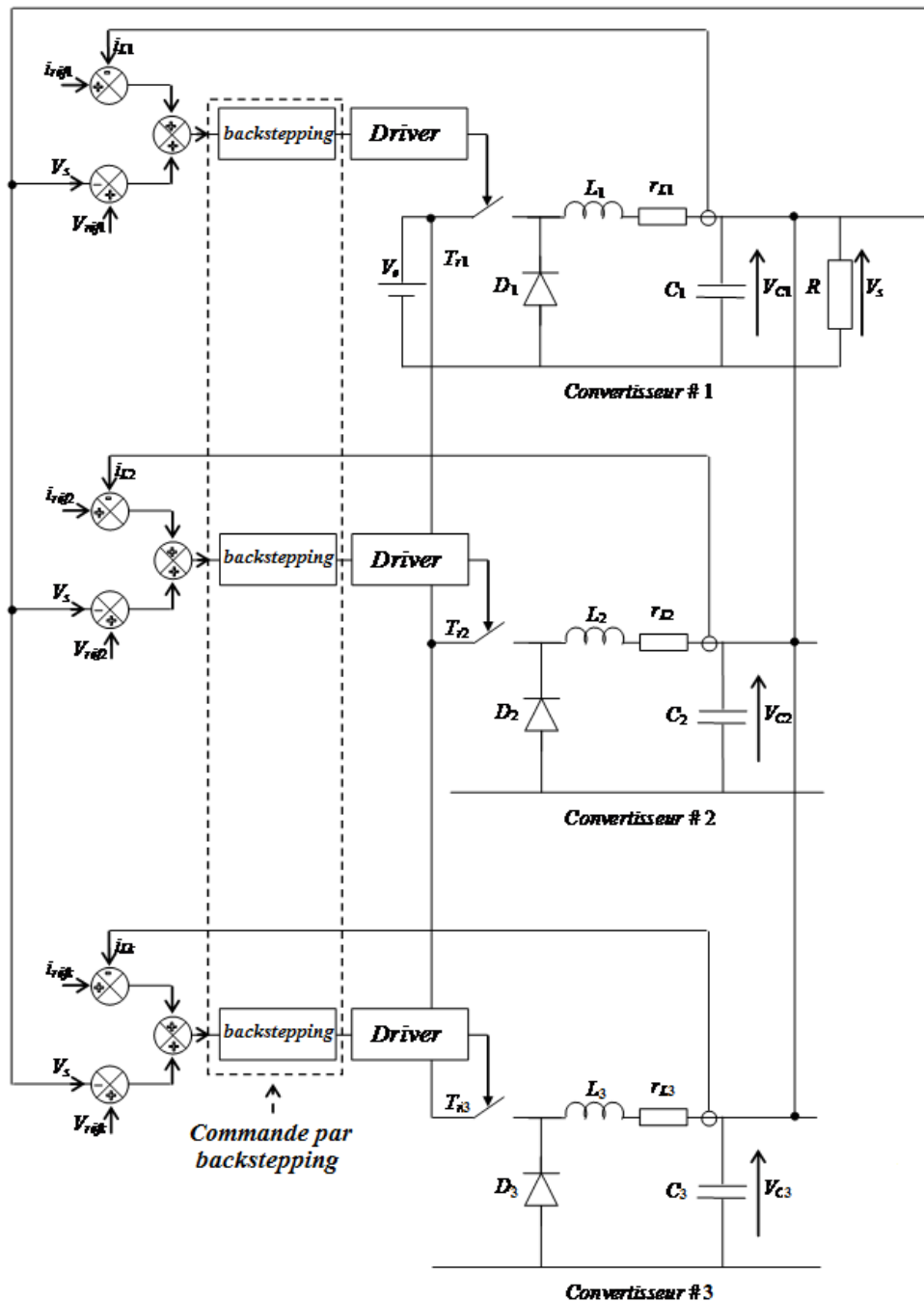


Figure4.5 Principe de commande par backstepping d'un VRM à 3 cellules.

D'après notre modèle on a:

$$\begin{cases} \frac{di_{Lk}}{dt} = -\frac{1}{L} v_s - \frac{r_L}{L} i_{Lk} + \mu_k \frac{V_e}{L}, k = 1,2,3 \\ \frac{dv_s}{dt} = -\frac{1}{C} I_L - \left(\frac{1}{RC}\right) v_s \end{cases} \quad (4-4)$$

Où $N=3$ nombre de cellules en parallèles, I_{Lk} la valeur moyenne du courant parcourant les inductances L_k , V_s la valeur moyenne de la tension de sortie et μ_k la variable de commande d'entrée de la cellule k . $r_L = r_{Lk}$ et $r_c = 0$. Le courant I_L représente la somme des courants I_{Lk} , $I_L = \sum_{k=1}^3 i_{Lk}$.

Le modèle (4-4) est utile pour construire un simulateur de haute précision pour le convertisseur. Cependant, il ne peut pas être fondé sur les lois d'un contrôle continu car il implique des paramètres incertains. En effet, les résistances parasites ne sont pas connues avec précision, car elles varient avec la température. La charge R et la source de tension V_e sont à leur tour soumises à des incertitudes, plus précisément il est supposé que :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_0} (1 + \Delta_R(t)) \quad (4-5.a)$$

$$V_e = V_{e_0} (1 + \Delta_{V_e}(t)) \quad (4-5.b)$$

Avec (R_0, V_{e_0}) sont des valeurs nominales (connues) et $(\Delta_R(t), \Delta_{V_e}(t))$ sont des incertitudes (inconnues mais bornées).

En substituant (4-5.a-b) dans (4-4), on obtient le modèle suivant :

$$\frac{di_{Lk}}{dt} = a_1 v_s + b_1 \mu_k + \varphi_{1k}^T \Delta \quad (4-6.a)$$

$$\frac{dv_s}{dt} = a_2 I_L + a_3 v_s + \varphi_2^T \Delta \quad (4-6.b)$$

Avec $a_1 = -\frac{1}{L}$, $a_2 = -\frac{1}{C}$, $a_3 = -\frac{1}{R_0 C}$, $b_1 = \frac{V_{e_0}}{L}$ sont des paramètres constants,

$\varphi_{1k}^T = [i_{Lk} \ 1 \ 0 \ 0]$ et $\varphi_2^T = [0 \ 0 \ v_s \ 1]$: vecteurs des mesures de la tension et des courants.

$\Delta^T = [\Delta_1 \Delta_2 \Delta_3 \Delta_4]$, où $(\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4)$ sont les fonctions des incertitudes qui dépendent de (Δ_R, Δ_{V_e}) et des parasites (r_L, r_c) .

Le nouveau modèle est plus simple pour la conception du contrôle avec des parties nominales et incertaines clairement distinguées. On s'est basé sur ce modèle pour construire la commande du VRM à 3 cellules. La loi de commande est conçue en deux étapes. Dans un premier temps et dans l'équation (4-6.b), on considère une commande virtuelle intermédiaire $\alpha_1 = a_2 I_L$ qui a comme première référence désirée $\alpha_0 = V_{ref}$. Ceci conduit à une erreur de régulation $e_1 = V_0 - V_{ref}$.

Pour ce système on a construit la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique (sous forme d'énergie) : $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$

Sa dérivée temporelle est : $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (a_2 I_L + a_3 v_0 + \varphi_2^T \Delta)$

Un choix judicieux de α_1 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique du système tel que :

$$\alpha_1 = -c_1 e_1 - a_3 V_0 - k_1 |\varphi_2|^2 e_1 \quad (4-7)$$

$C_1 > 0$ est une constante de conception et $k_1 > 0$ est une constante de réglage.

Etant donné que $\alpha_1 = a_2 I_L$ n'est pas l'entrée de commande réelle, on ne peut solliciter la convergence de l'erreur $a_2 I_L - \alpha_1$ à zéro. Avec l'hypothèse d'une répartition équilibrée des courants, nous définissons la variable d'erreur suivante : $e_{2k} = a_2 i_{Lk} - \frac{\alpha_1}{3}$

L'étape suivante consiste à déterminer une loi de variation pour chaque signal de commande T_{rk} pour que l'ensemble des erreurs e_1 et $e_{2k} (k = 1, 2, 3)$ s'annulent asymptotiquement.

Finalement, la loi de commande pour le système entier est donnée par :

$$T_{rk} = \frac{1}{a_2 b_1} (-\Psi - e_1 - c_2 e_{2k} - k_2 |\varphi_{3k}|^2 e_{2k}) \quad (4-8)$$

Où :

- ✓ $c_2 > 0$ et une constante de conception et $k_2 > 0$ est une constante de réglage,
- ✓ $\varphi_{3k}^T = a_2 \varphi_{1k}^T + \frac{1}{N} (c_1 + a_3 + k_1 |\varphi_2|^2 + 2k_1 z_1 v_0) \varphi_2^T$,
- ✓ $\Psi = a_1 a_2 v_s + \frac{1}{3} (a_3 + 2k_1 e_1 v_s) (a_2 I_L + a_3 v_s) - \frac{1}{3} (c_1 + k_1 |\varphi_2|^2) \sum_{k=1}^3 e_{2k}$

4.6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude réelle d'un VRM à 3 cellules en ajoutant les éléments parasites et par la suite, on a donné quelques stratégies pour stabiliser la tension de sortie pour les perturbations externes ou interne. Ce chapitre nous a permis d'aborder deux différentes techniques de commande la commande classique utilisant des correcteurs PI et une commande robuste par la technique du Backstepping. Dans le chapitre suivant, nous allons utiliser ces deux technique afin de réaliser des simulations avec le logiciel Matlab/Simulink et cela dans le but de comparer leurs performances.

5.1 INTRODUCTION :

Dans cette partie, et afin de bien étudier le comportement et l'évaluation des performances des lois de commande synthétisées dans le chapitre précédent, particulièrement lors de la modification des conditions de fonctionnement, nous allons simuler le comportement d'un VRM de 3 cellules pour les différentes lois de commande étudiées.

Pour le convertisseur de courant basse tension / courant élevé, l'utilisation de dispositifs de commutation MOSFET à faible résistance est nécessaire pour une conversion de puissance plus efficace et plus pratique.

Les inductances et les condensateurs jouent un rôle important dans la conception du convertisseur de puissance. L'inducteur est un élément de stockage d'énergie tandis que le condensateur est le tampon principal pour absorber le courant d'ondulation généré par l'action de commutation de l'étage de puissance et il peut réduire le coût du système dans le système de convertisseur multiphasé et est nécessaire pour maintenir l'ondulation de tension de sortie dans la plage de tension de sortie admissible. Pour répondre à ces contraintes de conception, la valeur du condensateur n'a pas nécessairement besoin d'être très grande pour lisser la tension de sortie. Le tableau 5.1 montre la variation de condensateur de $100\mu\text{F}$ à $400\mu\text{F}$ avec la valeur de l'ondulation de tension / courant tandis que la figure 5.1 montre la courbe de tension d'ondulation de sortie par rapport à la valeur du condensateur analysée de simulation obtenue. Pour répondre à la contrainte des exigences de conception concernant l'ondulation de la tension de système de convertisseur, une valeur de condensateur de $300\mu\text{F}$ est suffisante.

Tableau 5.1 Valeur du condensateur en fonction de l'ondulation tension/courant[18].

Valeur de capacité	Ondulation de la tension de sortie	Ondulation du courant de sortie
100 μ F	6mV	30mA
150 μ F	4mV	20mA
200 μ F	3mV	16mA
250 μ F	2.5mV	12mA
300 μ F	2mv	10mA
350 μ F	1.5mV	9mA
400 μ F	1mV	7mA

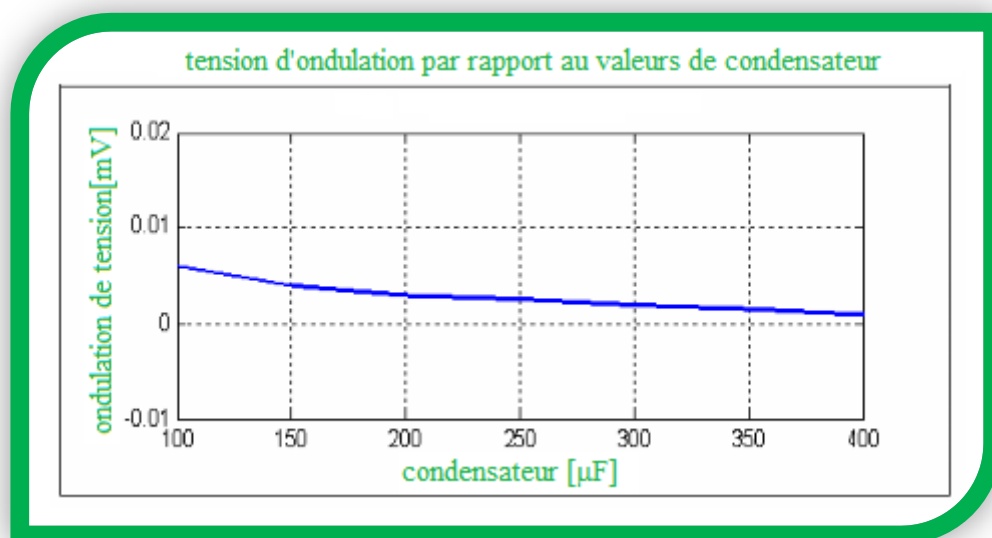


Figure5.1 Tension d'ondulation par rapport aux valeurs du condensateur[18].

5.2 CAS D'UN VRM A 3 BUCK MULTICELLULAIRES EN UTILISANT DES INDUCTANCES NON COUPLEES :

Support d'étude :

Dans le cadre de notre étude, le cahier des charges ainsi que le dimensionnement du convertisseur ont été repris de travaux en cours [9], au sein de l'équipe commande et systèmes portant sur l'optimisation multi physique des convertisseurs multicellulaires.

Le cahier des charges considéré est le suivant :

- Une conversion 12 [V]
- Ondulations maximales du courant et de la tension de sortie : 10%
- Rendement minimal : 80%

Les résultats d'optimisation obtenus et utilisés dans notre étude sont les cas suivants :

- Nombre de cellules : $N=3$
- Fréquence de découpage : $f = 2\text{MHz}$ avec $\alpha=0.5$
- Inductance de lissage : $L=8.66 \text{ e-3 [H]}$
- Condensateur de filtrage : $C=56 \text{ e-6[F]}$

Pour illustrer et pour faciliter la compréhension des résultats théoriques. La Figure5.1 représente le schéma bloc d'un Buck entrelacé à 3 cellules qui fera l'objet de notre étude sous l'environnement Matlab/Simulink.

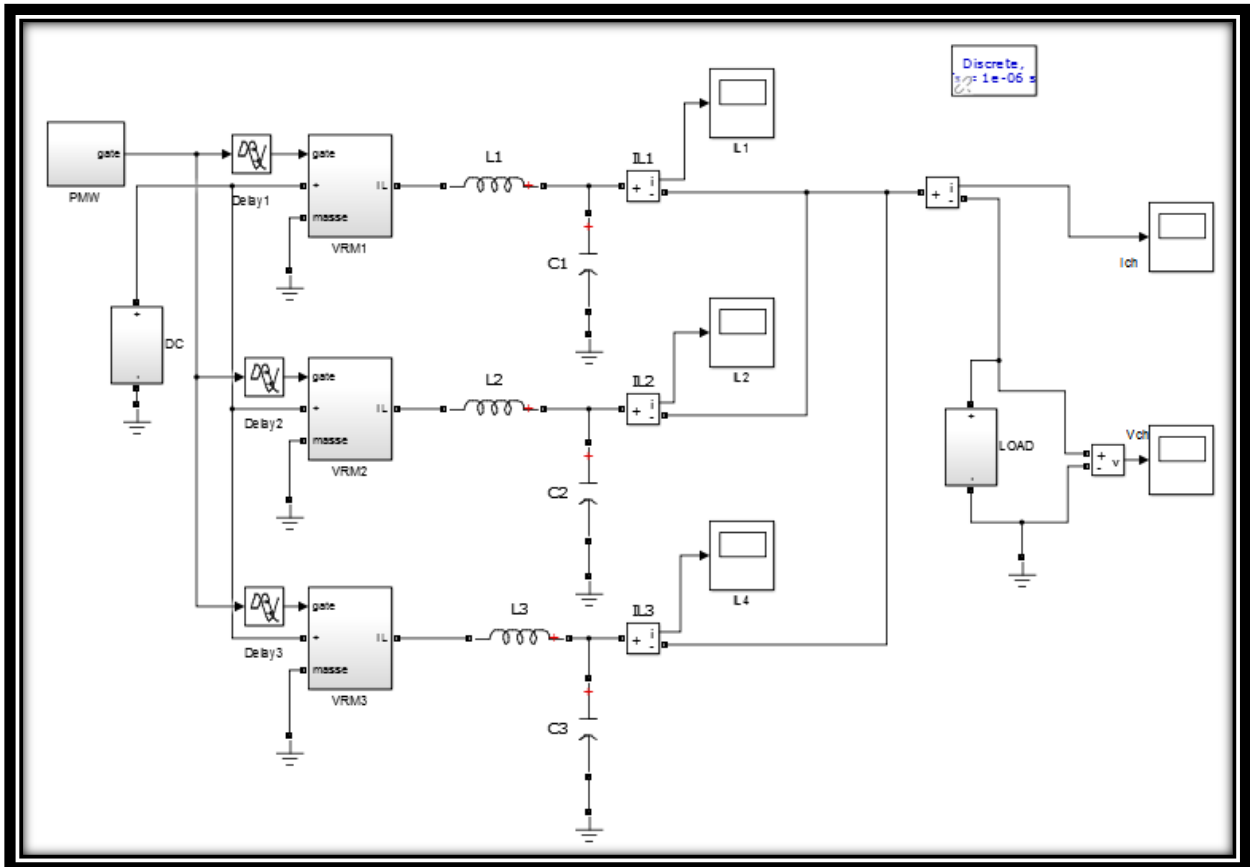


Figure5.2 : représente le schéma bloc d'un VRM à 3 cellules entrelacées en boucle ouverte.

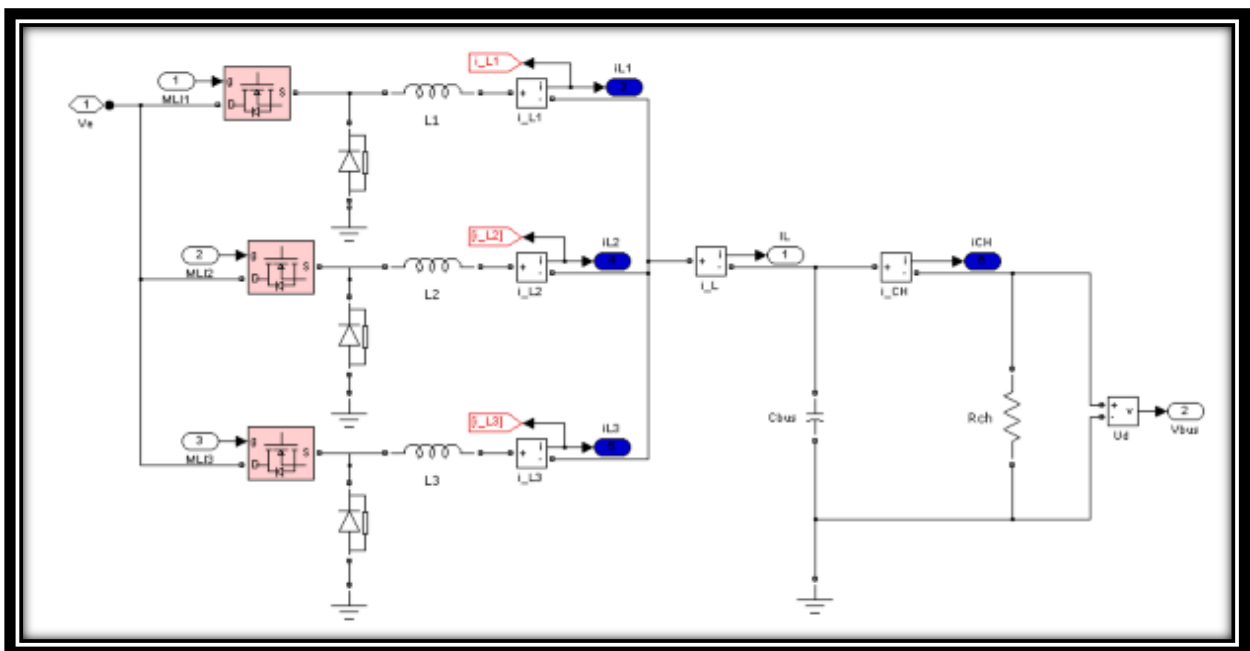


Figure5.3 : Implémentation du VRM étudié dans l'environnement Simulink

Notre VRM nécessite un déphasage de 120° entre les cellules pour générer le signal de contrôle à trois commutations qui sont utilisés pour piloter les trois commutations MOSFET actives dispositifs du système de convertisseur. La figure5.3 montre la mise en œuvre du circuit d'entrelacement à trois phases Simulink.

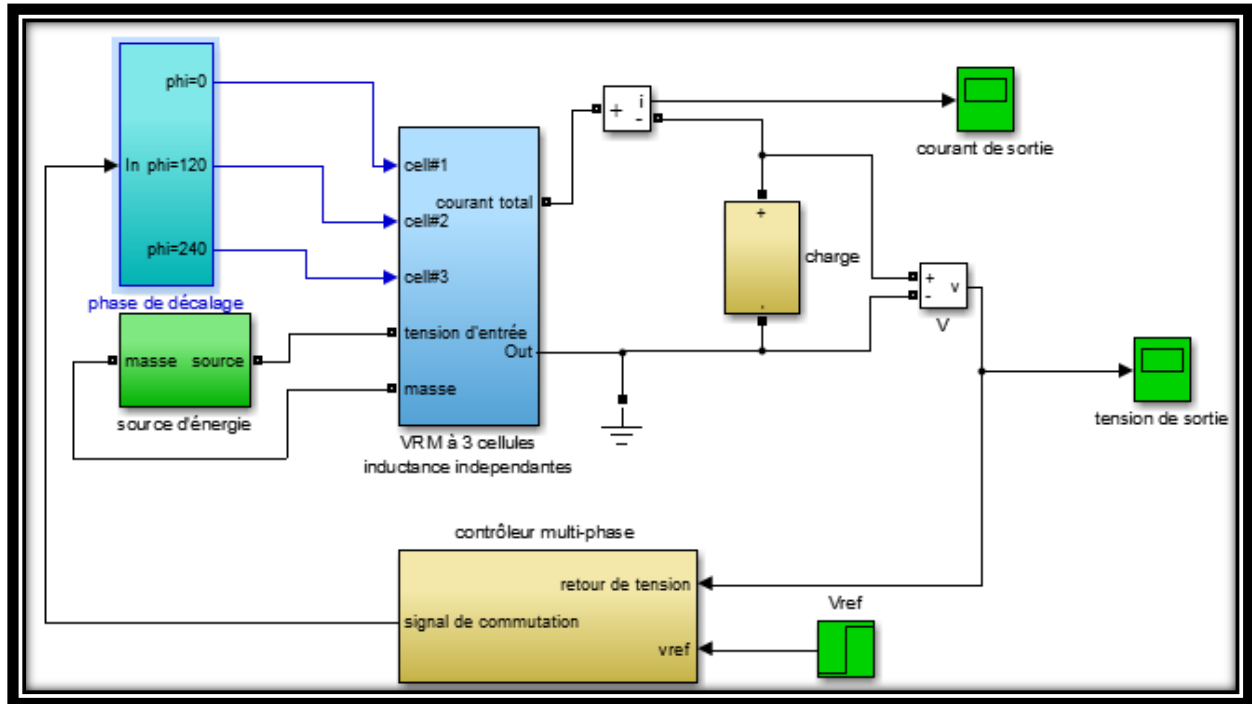


Figure5.4 : Représente le schéma bloc d'un VRM à 3 cellules entrelacées avec un régulateur PI

Les Figure (5.5), (5.6), et (5.7); montrent les formes d'onde des courants de phase (cellule) et du courant de sortie global obtenu par l'addition des courants de sortie des cellules pour une variation du rapport cyclique de 0.5. Pour ce mode d'entrelacement (inductances indépendantes) ces formes d'ondes mettent en évidence que:

- l'accroissement de fréquence apparente ne concerne que l'ondulation du courant total, l'ondulation des courants de phase restant à f ,
- pour une ondulation relative de 10% sur le courant de sortie, l'ondulation relative des courants de phase est égale à 90%.

Les résultats présentés sur les figures (5.11 # 5.17) montrent que l'utilisation de la commande robuste par Backstepping satisfait le cahier des charges avec d'excellentes performances. En effet, nous n'avons pratiquement pas d'ondulations de la tension et du courant à la sortie du convertisseur. Par ailleurs, nous avons une excellente répartition des courants entre les trois cellules avec une réponse dynamique très rapide (de l'ordre de 10-4s). Cependant, l'application d'un échelon de la puissance de la charge a causé l'apparition de pics de courant. L'amplitude de ces pics peut être réduite en agissant sur les paramètres du correcteur Backstepping au prix d'avoir un temps de réponse un peu plus important. Finalement, nous pouvons dire que la commande robuste par la technique de Backstepping donne de meilleurs résultats que la commande classique avec des correcteurs PI (meilleure réponse dynamique, moins d'ondulations sur la tension et les courants, meilleurs répartition des courants).

5.5 CAS D'UN VRM à 3 BUCK MULTICELLULAIRE EN UTILISANT DES ICT A ASSOCIATION CASCADE CYCLIQUE :

5.5.1 Choix de la topologie du composant :

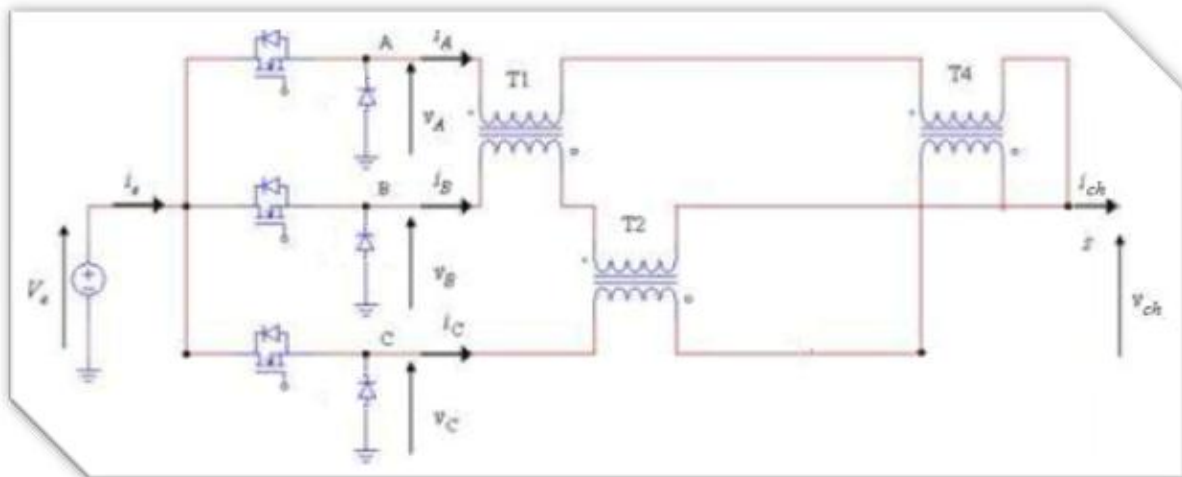


Figure5.18: Structure à transformateur séparée.

De nombreuses études ont permis de mettre en évidence les nombreux avantages du couplage magnétique et de montrer que ces composants sont bien adaptés au design de convertisseurs de forte puissance et/ou fort courant [7, 8, 9, 10]. Comme nous l'avons évoqué, lorsque le nombre de phases augmente, le couplage magnétique permet de réduire les ondulations des courants de phase, d'améliorer la dynamique du convertisseur tout en

réduisant son volume et son poids. Par ailleurs, à courant de sortie identique, l'utilisation d'un coupleur magnétique (communément appelé transformateur inter-cellules ou ICT) modifie les formes d'ondes des courants de phases. La fréquence apparente des ondulations est multipliée par le nombre de phases q , et l'amplitude des ondulations est divisée par q . Lorsque le noyau du transformateur est réalisé d'un seul bloc de matériau magnétique on parle de coupleur monolithique [14], toutefois il est encore à ce jour difficile de réaliser de telles structures, les coupleurs magnétiques sont donc réalisés à l'aide de transformateurs séparés ou de blocs de matériau magnétique découpés et collés (Figure5.18) [12].

Les ICT basés sur des topologies à transformateurs séparés offrent l'avantage de pouvoir utiliser des noyaux standards déjà présents sur le marché, comme les noyaux E-I planar en matériau 3C90. Parmi ces topologies, la « cascade cyclique », Figure5.18, nécessite un nombre réduit de transformateurs élémentaires ce qui permet de réduire considérablement l'encombrement du coupleur tout en offrant une certaine aisance de réalisation des bobinages. Nous avons donc retenu cette solution pour faire notre application sur MATLAB. Pour un montage en cascade cyclique « classique » il faut q transformateurs pour un coupleur à q phases et donc q noyaux, dans ce cas les phases sont couplées deux à deux par un transformateur dont le noyau a la forme d'un E. Les bobinages sont assemblés de manière à réaliser un couplage inverse car dans ce type de couplage, en régime transitoire, le temps d'établissement du courant est faible ce qui permet d'augmenter la dynamique du convertisseur. Par ailleurs, cela permet aussi de mieux filtrer les composantes harmoniques des courants de phase en régime établi. Comme le montre la Figure5.18, chaque transformateur élémentaire est constitué de deux enroulements bobinés en sens opposés. Les flux générés par ces deux enroulements s'annulent et seul subsiste un flux de fuite dans l'air. Ce paramètre est important car il conditionne la section du circuit magnétique sur lequel sont bobinés les enroulements, ainsi que les ondulations des courants de phases et de sortie.

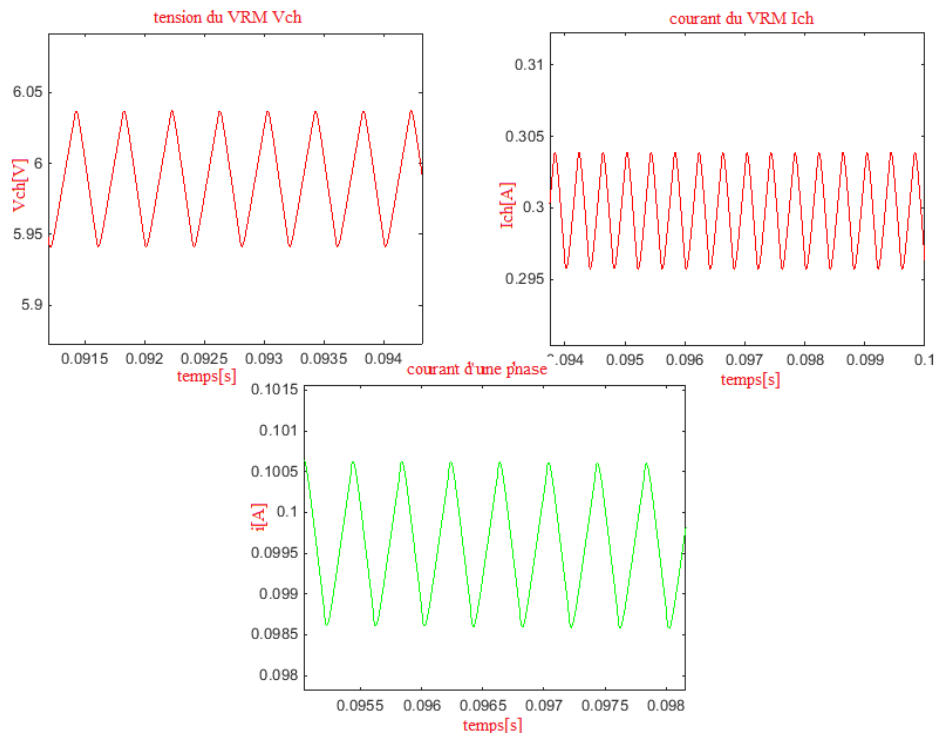


Figure5.25: Zoom du courant, de tension et du courant de phase du VRM.

Les résultats présentés montrent que l'architecture du système ainsi que les techniques de commande utilisées permettent de bien satisfaire le cahier des charges avec des performances plus ou moins différentes. En effet, la tension est régulée et suit bien la référence qui lui est imposée malgré la variation de la puissance. ainsi qu'une stabilité et une robustesse accrue vis-à-vis des variations de la puissance de la charge.

5.7 CONCLUSION:

Ce chapitre nous a permis de développer deux lois de commande utilisant des correcteurs PI ainsi qu'une loi de commande robuste utilisant la technique Backstepping . Les Résultats obtenus en simulation ont montré que les différentes techniques de commande étudiées permettent de satisfaire le cahier des charges avec des performances plus ou moins différentes. En effet, et pour la commande PI, nous avons constaté qu'il nécessite l'utilisation de deux correcteurs PI. Cependant du point de vue de la réponse dynamique et de la stabilité et de la robustesse du système vis-à-vis des variations de la puissance de la charge,

D'autre part, la simulation de la commande robuste par Backstepping a montré que cette technique de commande offre de meilleurs résultats que la commande classique PI (meilleure réponse dynamique, courants superposés, moins d'ondulations sur les signaux de la tension et des courants, bon fonctionnement sur une large plage de puissance). Cependant, la difficulté de cette technique de commande réside dans le choix des paramètres du correcteurs Backstepping.

Finalement les résultats montrent que le VRM utilisant un ICT à association cascade cyclique réalise une très bonne annulation de l'ondulation du courant et de la tension pour trois cellules et plus.

En conclusion, on peut dire que malgré le comportement non linéaire du convertisseur, nous avons montré qu'il peut bien se comporter comme une charge résistive et cela grâce à la stratégie de contrôle employée.

CONCLUSION GÉNÉRALE

De nouvelles architectures de conversion innovantes et performantes ont vu le jour depuis une quinzaine d'années. Elles consistent en l'association de plusieurs cellules de commutation associées en série et/ou en parallèle. Ces structures ont permis de franchir une étape importante pour des applications exigeantes demandant de fortes tensions (association série de cellules), ou de forts courants (associations parallèles) à fréquence de découpage apparente élevée.

En plus basse tension et pour de forts courants, les structures multicellulaires parallèles à commandes entrelacées ont connu un effort de recherche important, motivé par les besoins croissants en intégration et en modularité. Certains de ces travaux ont montré un intérêt fort pour la réalisation d'un couplage magnétique des inductances de liaison afin de réduire les pertes, obtenir des filtres compacts, et par conséquent, améliorer le compromis entre densité de puissance traitée et rendement de conversion.

Le travail présenté s'inscrit dans le cadre de la simulation et la commande d'un VRM (Voltage Regulator Module), utilisant un ICT à association cascade cyclique. Notre but était que les convertisseurs multicellulaires parallèles et magnétiquement couplés sont bien adaptés à l'intégration hybride de puissance. Ils permettent en effet, en jouant sur la modularité, de s'adapter à un cahier des charges, d'améliorer la qualité spectrale des formes d'ondes électriques, d'en faciliter le filtrage et de mieux gérer les pertes et les échanges thermiques.

Nous avons montré que le couplage magnétique des phases permet d'améliorer sensiblement les performances et la compacité des dispositifs, en comparaison à une solution classique non couplée. Pour cela, nous avons défini trois critères objectifs de comparaison qui ont permis, sur le plan fonctionnel, de faire ressortir, deux topologies particulières de couplage, dite "cascade symétrique" et "cascade cyclique". Une permutation judicieuse de l'ordre d'alimentation des phases nous a cette fois conduit à mettre en évidence les qualités particulièrement intéressantes de la structure "cascade cyclique permutée" qui satisfait l'ensemble des trois critères retenus : le critère "p" indiquant le nombre de Transformateurs Inter-phases, qui traduit la complexité de mise en œuvre ; le critère "Lq/L" indiquant l'aptitude de la structure à conditionner les ondulations de courant ce qui influence directement le dimensionnement des composants, notamment celui des filtres d'entrée-sortie ; le critère "Lq/L1" caractérisant l'effet coupleur, c'est-à-dire l'aptitude de la structure à filtrer

les courants de modes différentiels et à favoriser les courants de modes commun recherchés, ce qui influence aussi le dimensionnement des composants.

Il apparaît que la solution d'entrelacement classique des cellules, sans couplage magnétique, n'est intéressante, par rapport à une solution monophasée, que pour un nombre très limité de phase en parallèle (deux, trois, quatre phases maximum). Par contre, le couplage magnétique permet d'aller plus loin dans le parallélisme. La structure "cascade cyclique permutée" offre un bon contrôle des performances du volume et des pertes sur une plage étendue du nombre de phases.

L'inconvénient majeur de ces convertisseurs est l'existence de très fortes ondulations du courant dans chaque module. Il est possible de réduire ces ondulations et d'améliorer les performances des VRMs grâce à l'utilisation d'une commande robuste qui est la commande par backstepping et un couplage magnétique utilisant une association cascade cyclique qui mène à une réduction des pertes en conduction dans les semi-conducteurs et donc à une amélioration du rendement du convertisseur tout en assurant de bonnes performances dynamiques.

A titre comparatif, nous avons constaté que la commande robuste par la technique du Backstepping donne de meilleurs résultats que la commande classique PI (réponse dynamique plus rapide, bon fonctionnement sur toute la plage de puissance, moins d'ondulations de tension et du courant). En effet, nous avons constaté que les performances de la commande classique PI diminuaient avec le changement du point de fonctionnement. La commande Backstepping quant à elle assure les mêmes performances quelque soit le point de fonctionnement.

Pour conclure, ce travail de thèse nous a permis d'aborder dans sa globalité, les différents aspects liés à l'étude et la simulation d'un convertisseur multicellulaire parallélisé et magnétiquement couplé de faible puissance. Nous avons identifié quelques points critiques, principalement lié à la commande performante pour ce type de cahier des charges.

Le travail réalisé au cours de cette thèse ouvre un certain nombre de perspectives que sont:

- ✓ Une expérimentation de l'association sous l'environnement d'un logiciel de contrôle autour d'un DSP est à envisager pour valider nos résultats de simulation.

- ✓ ce travail peut servir de base de réflexion à la mise en œuvre de convertisseur modulaire utilisant, en fonction du cahier des charges, tout ou partie d'un certain nombre de module de conversion élémentaire générique.
- ✓ ce travail peut servir de base de réflexion à l'analyse et à la commande des convertisseurs de puissance DC-AC, AC-AC et AC-DC, en fonction du cahier des charges, tout ou partie d'un certain nombre de module de conversion élémentaire générique.

Bibliographie

- [1] B. Allard, *“L'électronique de puissance: Bases, perspectives, guide de lecture”* Techniques de l'ingénieur Génie électrique, 2006.
- [2] S. Sanchez, D. Risaletto, F. Richardeau, and T. Meynard, *“Méthodologie de pré dimensionnement d'un coupleur magnétique robuste à structure monolithique pour convertisseur parallèle entrelacé”*, Journées Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, Saint-Nazaire, 2013, p. 10.
- [3] LE. Trong Trung *“Etude du procédé de fabrication de noyaux ferrimagnétiques complexes par mise en forme isostatique: application aux transformateurs intercellulaires”*. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2016.
- [4] M. Eduard Hernando Solano Saenz *“Etude des convertisseurs multicellulaires séries parallèles et de leurs stratégies de commande approches linéaire et prédictive”*. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2014.
- [5] Salles Alain *“Conception d'éléments passifs magnétiques pour convertisseurs de faible puissance”*. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2008.
- [6] Julio Cezar Brandelero *“Conception et réalisation d'un convertisseur multicellulaire DC/DC isolé pour application aéronautique”*. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2015.
- [7] M. NICOLAS VIDEAU *“Convertisseurs continu-continu non isolés à haut rapport de conversion pour piles à combustible et électrolyseurs – Apport des composants GaN”*. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2014.

- [8] Shilpa Varaskar Divya M “Interleaved Buck Converter with Low Output Current Ripple using Model Predictive Algorithm” International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET) 2016
- [9] Adrien Mercier, Fabien Adam, Denis Labrousse, Bertrand Revol, Oleksandr Pasko, Frederic Mazaleyrat “Convertisseur DC-DC a transistors GaN entrelacée couplée par TICs monolithiques frittées par SPS” SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE 2016
- [10] Bernardo Cougo “Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters” Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2010.
- [11] M. Hernandez-Gomez , R. Ortega , M . Lamnabhi-Lagarrigue , O.Bethoux , G. Escobar : Robust adaptive PI stabilization of a quadratic converter : Experimental results. *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on* :2010 , Page(s) : 2999 – 3004
- [12] N. Bouhalli, “*Étude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés*”. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2009.
- [13] B. Cougo, *Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters*. These de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2010.
- [14] V. Costan, *Convertisseurs parallèles entrelacés : étude des pertes fer dans les transformateurs inter-cellules*. Thèse de doctorat, Institut national polytechnique, Toulouse, France, 2007.
- [18] S. Sanchez, D. Risaletto, F. Richardeau, T. Meynard, and E. Sarraute, “Pre-design methodology and results of a robust monolithic inter cell transformer (ICT) for parallel multicell

converter,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 8198–8203, Nov. 2013.

[19] A. Benabou, *Contribution à la caractérisation et à la modélisation de matériaux magnétiques en vue d'une implantation dans un code de calcul de champ*. Thèse de doctorat, Université Lille 1 - Sciences et technologies, Lille, France, 2002.

[20] M. Le Bolloch, *Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphases à inductances couplées*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique, Toulouse, France, 2010.

[21] J. Gallagher, “Coupled inductors improve multiphase buck efficiency,” in *Power Electronics Technology* www.powerelectronics.com, Jan. 2006.

[22] J. Li, C. Sullivan, and A. Schultz, “Coupled-inductor design optimization for fastresponse low-voltage DC-DC converters,” in *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002*, vol. 2, pp. 817–823 vol.2, 2002.

[23] F. Adam, *Onduleur multicellulaire parallèle à ICT : commande équilibrante, analyse, modélisation et optimisation des performances CEM*. Thèse de doctorat, ENS Cachan, Cachan, France, 2012.

[24] I. G. Park and S. I. Kim, “Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel,” in *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record*, vol. 2, pp. 1164–1170 vol.2, 1997.

[25] P. Wong, P. X.u, B. Yang, and F. Lee, “Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 499–507, jul 2001.

[26] P. Wong, "Performance improvements of multi-channel interleaving voltage regulator modules with integrated coupled inductors," Dissertation, VPI&SU, Blacksburg, VA, 2001.

[27] J. Li, A. Stratakos, A. Schultz, and C. R. Sullivan, "Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converters," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. vol.2, pp. 1289–1293, 2004.

[28] P. Wong, Q. Wu, X. Peng, B. Yang, and F. Lee, "Investigating coupling inductors in the interleaving QSW VRM," IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC, 2000, vol. 2, pp. 973–978, 2000.

[29] I.G.Park and S.I.Kim, "Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel," in IEEE, Power Electronics Specialists Conference, 1997.

[30] [Zum04] P. Zumel, O. Garcia, J. Cobos et J. Uceda, « Emi reduction by interleaving of power converters », vol. 2, pp. 688 { 694 vol.2, 2004.

[31] P. Zumel, O. Garcia, J. Cobos et J. Uceda, « Tight magnetic coupling in multiphase interleaved converters based on simple transformers », vol. 1, pp. 385 { 391 Vol. 1, mar. 2005.

[32] M. Hernandez-Gomez , R. Ortega , M . Lamnabhi-Lagarrigue , O. Bethoux , G. Escobar : Robust adaptive PI stabilization of a quadratic converter : Experimental results. *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on* :2010 , Page(s) : 2999 – 3004

[33] JPJHALC98] Z. Xingzhu , L. Jiangang , W. Pit-Leong , C. Jiabin , W. Ho-Pu, L. Amoroso , F-C Lee , D-Y. Chen : Investigation of candidate VRM topologies for future microprocessors [voltage regulator modules]. *APEC '98. Conference Proceedings* , Page(s) : 145 - 150 vol.1 1998.

[34] A. Emadi, M Ehsani, and J.M.Miller., "Vehicular Electric Power Systems: Land, Sea, Air, and Space Vehicles", New York: Marcel Decker, (2003).

- [35] Claudio H. Rivetta, Ali Emadi, Geoffrey A. Williamson, Ranjit Jayabalan, and Babak Fahimi, "Analysis and Control of a buck DC-DC Converter Operating with Constant Power Load in Sea and Undersea Vehicles.", IEEE Transactions on Industry Applications. VOL.42, NO.2, March/April, (2006).
- [36] L.A.Khan, "DC-to-DC Converters for Electric and Hybrid Vehicles", Proceedings of IEEE Workshop on Power Electronics in Transportations, 1994 Record, pp.113-122, (1994).
- [37] Barry Arbetter, Robert Erickson, and Dragan Maksimovic, "DC-DC Converter Design for Battery -Operated Systems", Power Electronics Specialists Conference, PESC '95 Record, 26th Annual IEEE, Vol.1, pp.103-109, Jun, (1995).
- [38] Angel Vladimirov Peterchev "Digital Pulse-Width Modulation Control in Power Electronic Circuits: Theory and Applications" Doctor of Philosophy in Engineering-Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, spring (2005).
- [39] J.M.Altes, E.G. Dolcet, and B.P. Solorzano. "Analysis of the Most Appropriate Electrical Architecture and Communication Bus for the New Dual Voltage 14/42v System", IECON-2002: Proceedings of the 2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol.1-4 ,pp. 1687-1692, (2002).
- [40] Ali Emadi, Sheldon S. Williamson, and Alireza Khaligh, " Power Electronics Intensive Solutions for Advanced Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicular Power Systems" IEEE Transactions on Power Electronics. VOL.21, NO.3, May, (2006).
- [41] L.Jourdan, J. L. Schanen, J.Roudet, M. Bensaeid, and K.Segueni, "Design methodology for non insulated DC-DC converter: application to 42 V-14 V Power-net," in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC'02), Vol. 4, pp. 1679-1684, (2002).

- [42] Timothy C. Neugebauer and David J. Perreault “Computer aided optimization of DC/DC converters for automotive applications,” IEEE Transactions on Power Electronics.VOl.18., NO.3, May, (2003).
- [43] M.Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsaer, and N. Seliger, “Interleaving optimization in synchronous rectified DC/DC converters,” in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC’04), pp. 4655–4661, (2004).
- [44] J. A. Oliver, P. Zumel, O. García, J. A. Cobos, and J. Uceda, “Passive component analysis in interleaved buck converters,” in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC’04), Vol. 1, pp. 623–628, (2004).
- [45] A. Consoli, G. Scarcella, G. Giannetto, and A.Testa, “A multiphase DC/DC converter for automotive dual voltage power systems”, Industry Applications Magazine, IEEE, Vol.10, Issue 6, pp. 35 – 42, Nov.-Dec, (2004).
- [46] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, J. A. Cobos, and J. Uceda, “An automotive 16 phases DC/DC converter,” in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC’04), Vol. 1, pp. 350–355, (2004).
- [47] Oscar García, Pablo Zumel, Angel de Castro, and José A. Cobos," Automotive DC–DC Bidirectional Converter Made With Many Interleaved Buck Stages" IEEE Transactions On Power Electronics.VOl.21.,NO.3,May (2006).
- [48] B. A. Miwa, D.M. Otten, M.E. Schlecht, “High efficiency power factor correction using interleaving techniques”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp 557–56, (1992).
- [49] “High-frequency multiphase controller,” Tech. Rep. TPS40090, Texas Instrument Datasheet, Oct. (2003).
- [50] F. Z. Peng, F. Zhang, and Z. Quian, “A magnetic-less dc-dc converter for dual voltage automotive systems,” IEEE Industry Applications, Vol.39, No.2, pp.511–518, Mar. /Apr. (2003).

- [51] Kiam Heong Ang, Gregory Chong, and Yun Li, "PID Control System Analysis, Design, and Technology", IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol.13, No. 4, July, (2005).
- [52] Banda, J. et Siri, K., "Improved central-limit control for parallel-operation of dc-dc power converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1104-1110, 1995.
- [53] Choi, B., Cho, B. H., Ridley, R. B. et Lee, F. C., "Control strategy for multimodule parallel converter system", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 225-234, 1990.
- [54] Allag A., **A. Hadri Hamida**, S. M. Mimoune, S. Zerouali et M. Féliachi, "Power Loss Analysis In High Frequency Quasi Resonant DC Link Power Conversion For Induction Heating Application", AMSE Journals, vol. 79, no. 2, pp. 73-84, France, Mai, 2006.
- [55] Abed E. H., H. O. Wang, et A. Tesi, "Control of bifurcations and chaos, The Control Handbook (W. S. Levine, ed.)", CRC Press & IEEE Press, Boca Raton, FL, pp. 951-966. 1995.
- [56] Alfayyoubi M., Nonlinear dynamics and interactions in power electronic systems, Thèse de master, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 1998.
- [57] Alfayyoubi M., Nayfeh, A.H., et Boroyevich, D., "Input filter interactions in dc-dc switching regulators", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. 926-932, 1999.
- [58] Abedinpour R., B. Bakkaloglu et S. Kiaei, "A Multistage Interleaved Synchronous Buck Converter With Integrated Output Filter in 0.18 um SiGe Process", IEEE Transactions on Power Electronics, 22(6) :2164-2175, November 2007.
- Brogan W. L.: Modern control theory. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632. 1982.
- [59] Bruter C. P., Energie & stabilité, Eléments de philosophie naturelle et d'histoire des sciences, Cours en Mathématique, Paris, 2000.
- [60] Banerjee S. et G. C. Verghese: Nonlinear phenomena in power electronics, Attractors, Bifurcations, Chaos, and Nonlinear control. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2002.
- [61] Benaissa A. et M. K. Fellah, "Commande par mode de glissement d'un convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance", Acta electrotehnica, vol. 47, no. 2, pp. 67-72, 2006.

- [62] Bartolini G., A. Ferrara, A. Levant et E. Usai, "On second order sliding mode controllers", In young, K.D., Ozguner, U.(Eds.), Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control, Lecture notes in control and information sciences , vol. 247, pp. 329–350, London: Springer 1999.
- [63] Bartolini G., A. Pisano et E. Usai "Global stabilization for nonlinear uncertain systems with unmodeled actuator dynamics", IEEE Pans. Automatic Control, Rev., no. 3, pp.1826 –1832, 2001.
- [64] Bartolini G., A. Pisano, E. Punta et E. Usai "A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems", International Journal of Control, pp. 875–892, 2003.
- [65] Benayache R., Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains: application à un système hydraulique, Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du hainaut-cambrésis, France, 2009.
- [66] Bondarev A. G., S. A. Bondarev, N.Y. Kostyerva et V. I. Utkin. "Sliding modes in systems with asymptotic state observers", Automation and Remote Control, vol.46, no.6, pp.679-684, 1985.
- [67] Boiko I., "Frequency domain analysis of fast and slow motions in sliding modes", Asian Journal of Control, pp. 892-875, 2003.
- [68] Batarseh, I., Siri, K. et Lee, H., "Investigation of the output droop characteristics of parallel-connected dc-dc converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1342-1351, 1994.
- [69] Batarseh1, I., Siri, K. et Banda, J., "An alternative approach for improving currentsharing in parallel-connected dc-dc converter systems", High Frequency Power Conversion Conference, pp. 17-21, 1994.
- [70] Banda, J. et Siri, K., "Improved central-limit control for parallel-operation of dc-dc power converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1104-1110, 1995.

- [71] Cheung C. et Ross O. Staffhorst, "ISL6558EVAL1 - Multi-Phase Power Conversion For Routers and PC Peripherals Up To 100A", Intersil Application Note, An 1029, November 2002.
- [72] Centre d'électronique de puissance, "Investigation of power management issues for next generation microprocessors", VRM Consortium Quarterly Progress Report, (Virginia Tech), September 1999.
- [73] Chen, Q., "Stability analysis of paralleled rectifier systems", International Telecommunications Energy Conference, pp. 35-40, 1995.
- [74] Choi, B., Dynamics and control of switching power conversion in distributed power systems, Thèse de doctorat, Department of Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 1992.
- [75] Choi, B., Cho, B. H., Ridley, R. B. et Lee, F. C., "Control strategy for multimodule parallel converter system", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 225-234, 1990.
- [76] Deane J. H. B. et Hamill, D. C., "Analysis, simulation and experimental study of chaos in the buck converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 491-498, 1990.
- [77] Emeyanov S. V, S. V. Korovin et L. V. Levant, "Higher sliding modes in the binary control systems", Soviet Physics, pp. 291-293, 1986.
- [78] Ferrieux J. P. et F. Forest : Alimentation à découpage, Convertisseur à résonance Principes-composants- modélisation. 3^e édition, Dunod, Paris, 1999.
- [79] Floquety T., Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur, Thèse de doctorat, École centrale de Lille, 2000.
- [80] Fridman L., "An averaging approach to chattering", IEEE transactions. Automatic Control, Journal, no. 3, pp. 1260 – 1264, 2001.
- [81] Ferreira F. A., "Electromagnetic integration, the next frontier in packaging", CDROM, colloque CPES 2001, Virginia Tech, Blacksburg, USA.

- [82] Goodfellow S. et D. Weiss, "Design power systems around processor specifications", *Electron. Design*, p. 53–57, Jan. 1997.
- [83] Glaser, J. S. et Witulski, A. F., "Application of a constant-output-power converter in multiple-module converter systems", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 909-916, 1992.
- [84] Garabandic, D. S., Dunford, W. et Petrovic, T., "Robust decentralized control of parallel dc-dc converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 911-915, 1998.
- [85] **Hadri Hamida A.**, A. Allag et S. Zerouali, "Stability and Dynamics of a Buck DC-DC Converter Applied to Distributed Power Systems", *Proc. Conf. CEE'2010*, pp. 410-414, Batna, Algérie, Oct. 2010.
- [86] Huff W. S. et D. Lu, "Enhancement of thermal fatigue reliability of power semi-conductor interconnects using dimple array solder joins", *CDROM du congrès PESC 2001*, Vancouver.
- [87] Hedel, K., "High-density avionic power supply", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, pp. 615-619, 1980.
- [88] Huang H. W., K. H. Chen et S. Y. Kuo, "Dithering Skip Modulation, Width and dead Time Controllers in Highly Efficient DC-DC Converters for System-On-Chip Applications", *IEEE Journal of Solid-States Circuits*, 42(11) pp. 2451-2465, Novembre 2007.
- [89] Huth, S., "DC-DC converters in parallel operation with digital load distribution control", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 808-813, 1996.
- [90] Hirschberg, W. J., "Current-sharing of parallel power supplies", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 76-84, 1985.
- [91] Intel design, "Voltage Regulator Module (VRM) and Enterprise Voltage Regulator-Down (EVRD) 11.0", *Intel Design Guidelines*, November 2006.

ANNEXE

Annexe A :

Expressions des inductances symétriques pour les quatre montages de couplage à Transformateurs Inter-phases

A.1 Introduction :

Le but de cette annexe est de déterminer les inductances symétriques en fonction du rang harmonique h pour les quatre montages présentés dans le chapitre 3.

A.2 Association cascade symétrique :

D'après la Figure 3.5.c, la tension V_{1s} s'écrit en fonction des courants comme suit (on néglige la résistance R_L des enroulements) :

$$V_{AS} = (4L \frac{di_A}{dt} - M \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_C}{dt} - M \frac{di_D}{dt} - M \frac{di_E}{dt}) \quad (\text{A.1})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 1$, la relation (A.1) devient :

$$\underline{V}_{AS_1} = j\omega \cdot (4L + M) \underline{i}_{A1} \quad (\text{A.2})$$

L'inductance symétrique L_1 est alors égale à :

$$L_1 = 4L + M \quad (\text{A.3})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 2$, la relation (A.1) devient :

$$\underline{V}_{AS_2} = j2\omega \cdot (4L + M) \underline{i}_{A2} \quad (\text{A.4})$$

L'inductance symétrique L_2 est alors égale à :

$$L_2 = 4L + M \quad (\text{A.5})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 3$, la relation (A.1) devient :

$$\underline{V}_{AS_3} = j3\omega \cdot (4L + M) \underline{i}_{A3} \quad (\text{A.6})$$

L'inductance symétrique L_3 est alors égale à :

$$L_3 = 4.L + M \quad (\text{A.7})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 4$, la relation (A.1) devient :

$$\underline{V}_{AS_4} = j4\omega. (4L + M)\underline{i}_{A4} \quad (\text{A.8})$$

L'inductance symétrique L_4 est alors égale à :

$$L_4 = 4.L + M \quad (\text{A.9})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 4$, la relation (A.1) devient :

$$\underline{V}_{AS_5} = j5\omega. 4(L - M)\underline{i}_{A5} \quad (\text{A.10})$$

L'inductance symétrique L_5 est alors égale à :

$$L_5 = 4.(L - M) \quad (\text{A.11})$$

Pour un nombre quelconque 'q' de phases, on obtient les inductances symétriques suivantes:

Pour $h = n \neq \alpha.q$

$$L_n = (q - 1).L + M \quad (\text{A.12})$$

Pour $h = \alpha.q$

$$L_q = (q - 1).(L - M) \quad (\text{A.13})$$

A.2.1 Association parallèle symétrique

D'après la Figure 3.5.a, les courants dans les enroulements des 4 premiers transformateurs s'expriment en fonction des tensions par :

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_1}{dt} \\ \frac{dj_2}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_3}{dt} \\ \frac{dj_4}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AS} \\ V_{CS} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_7}{dt} \\ \frac{dj_8}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AS} \\ V_{ES} \end{pmatrix}$$

D'après la loi des nœuds, on peut recalculer les courants de phases pour différentes rangs harmoniques. Dans cette étude, nous considérons la première phase de la Figure 3.5.a. Pour l'ordre harmonique $h = 1$

$$\underline{i}_{A1} = \frac{V_{AS1}}{j\omega \frac{(L^2 - M^2)}{4L - M}} \quad (\text{A.14})$$

L'inductance symétrique L_1 est alors égale à :

$$L_1 = \frac{L^2 - M^2}{4L - M} \quad (\text{A.15})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 2$

$$\underline{i}_{A2} = \frac{V_{AS2}}{j2\omega \frac{(L^2 - M^2)}{4L - M}} \quad (\text{A.16})$$

L'inductance symétrique L_2 est alors égale à :

$$L_2 = \frac{L^2 - M^2}{4L - M} \quad (\text{A.17})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 3$, la relation (A.14) devient :

$$\underline{i}_{A3} = \frac{V_{AS3}}{j3\omega \frac{(L^2-M^2)}{4L-M}} \quad (\text{A.18})$$

L'inductance symétrique L_3 est alors égale à :

$$L_3 = \frac{L^2-M^2}{4L-M} \quad (\text{A.19})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 4$, la relation (A.14) devient :

$$\underline{i}_{A4} = \frac{V_{AS4}}{j4\omega \frac{(L^2-M^2)}{4L-M}} \quad (\text{A.20})$$

L'inductance symétrique L_4 est alors égale à :

$$L_4 = \frac{L^2-M^2}{4L-M} \quad (\text{A.21})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 5$, la relation (A.14) devient :

$$\underline{i}_{A5} = \frac{V_{AS5}}{j5\omega \frac{(L^2-M^2)}{4L-M}} \quad (\text{A.22})$$

L'inductance symétrique L_5 est alors égale à :

$$L_5 = \frac{L^2-M^2}{4L-M} \quad (\text{A.23})$$

Pour un nombre quelconque 'q' de phases, on obtient les inductances symétriques suivantes

Pour $h = n \neq \alpha \cdot q$

$$L_n = \frac{L^2-M^2}{(q-1)L-M} \quad (\text{A.24})$$

Pour $h = \alpha \cdot q$

$$L_q = \frac{L^2-M^2}{(q-1)L+M} \quad (\text{A.25})$$

A.2.2 Association cascade cyclique

D'après la Figure 3.5.d, la tension V_{AS} s'écrit en fonction des courants comme suit :

$$V_{AS} = (2L \frac{di_A}{dt} - M \frac{di_B}{dt} - M \frac{di_E}{dt}) \quad (\text{A.26})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 1$, la relation (A.26) devient :

$$\underline{V}_{AS_1} = j\omega \cdot (2 \left(L - M \cos \left(\frac{2\pi}{5} \right) \right)) \underline{i}_{A_1} \quad (\text{A.27})$$

Avec :

$$\underline{i}_{B_1} + \underline{i}_{E_1} = \underline{i}_{A_1} 2 \cos \left(\frac{2\pi}{5} \right)$$

L'inductance symétrique L_1 est alors égale à :

$$L_1 = 2 \left(L - M \cos \left(\frac{2\pi}{5} \right) \right) \quad (\text{A.28})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 2$, la relation (A.26) devient :

$$\underline{V}_{AS_2} = j2\omega \cdot (2 \left(L - M \cos \left(\frac{2 \cdot 2\pi}{5} \right) \right)) \underline{i}_{A_2} \quad (\text{A.29})$$

L'inductance symétrique L_2 est alors égale à :

$$L_2 = 2 \left(L - M \cos \left(\frac{2 \cdot 2\pi}{5} \right) \right) \quad (\text{A.30})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 3$, la relation (A.26) devient :

$$\underline{V}_{AS_3} = j3\omega \cdot (2 \left(L - M \cos \left(\frac{3 \cdot 2\pi}{5} \right) \right)) \underline{i}_{A_3} \quad (\text{A.31})$$

L'inductance symétrique L_3 est alors égale à :

$$L_3 = 2 \left(L - M \cos \left(\frac{3 \cdot 2\pi}{5} \right) \right) \quad (\text{A.32})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 4$, la relation (A.26) devient :

$$\underline{V}_{AS_4} = j4\omega \cdot (2 \left(L - M \cos \left(\frac{4 \cdot 2\pi}{5} \right) \right)) \underline{i}_{A_4} \quad (\text{A.33})$$

L'inductance symétrique L_4 est alors égale à :

$$L_4 = 2 \left(L - M \cos \left(\frac{4 \cdot 2\pi}{5} \right) \right) \quad (\text{A.34})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 5$, la relation (A.26) devient :

$$\underline{V}_{AS_5} = j5\omega \cdot 2(L - M)\underline{i}_{A_5} \quad (\text{A.35})$$

L'inductance symétrique L_5 est alors égale à :

$$L_5 = 2(L - M) \quad (\text{A.36})$$

Pour un nombre quelconque 'q' de phases, on obtient les inductances symétriques suivantes:

Pour $h = n \neq \alpha \cdot q$

$$L_n = 2(L - M \cos\left(\frac{h \cdot 2\pi}{q}\right)) \quad (\text{A.37})$$

Pour $h = \alpha \cdot q$

$$L_q = 2 \cdot (L - M) \quad (\text{A.38})$$

A.2.3 Association parallèle cyclique :

D'après la Figure 5.3d, les courants dans les enroulements des transformateurs s'expriment en fonction des tensions par :

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_1}{dt} \\ \frac{dj_2}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_3}{dt} \\ \frac{dj_4}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AS} \\ V_{CS} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_5}{dt} \\ \frac{dj_6}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{CS} \\ V_{DS} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_7}{dt} \\ \frac{dj_8}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{DS} \\ V_{ES} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dj_9}{dt} \\ \frac{dj_{10}}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L^2 - M^2)} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ES} \\ V_{AS} \end{pmatrix}$$

D'après la loi des nœuds, on peut recalculer les courants de phases pour différents rangs harmoniques. Dans cette étude, nous considérons la première phase de la Figure 5.3.d.

Pour l'ordre harmonique $h = 1$

$$\dot{i}_{A1} = \frac{V_{AS1}}{j\omega \frac{(L^2 - M^2)}{2(L + M \cos(\frac{2\pi}{5}))}} \quad (\text{A.39})$$

L'inductance symétrique L_1 est alors égale à :

$$L_1 = \frac{L^2 - M^2}{2(L + M \cos(\frac{2\pi}{5}))} \quad (\text{A.40})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 2$ la relation (A.39) devient :

$$\dot{i}_{A2} = \frac{V_{AS2}}{j2\omega \frac{(L^2 - M^2)}{2(L + M \cos(\frac{2.2\pi}{5}))}} \quad (\text{A.41})$$

L'inductance symétrique L_2 est alors égale à :

$$L_2 = \frac{L^2 - M^2}{2(L + M \cos(\frac{2.2\pi}{5}))} \quad (\text{A.42})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 3$, la relation (A.39) devient :

$$\dot{i}_{A3} = \frac{V_{AS3}}{j3\omega \frac{(L^2 - M^2)}{2(L + M \cos(\frac{3.2\pi}{5}))}} \quad (\text{A.43})$$

L'inductance symétrique L_3 est alors égale à :

$$L_3 = \frac{L^2 - M^2}{2(L + M \cos(\frac{3.2\pi}{5}))} \quad (\text{A.44})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 4$, la relation (A.39) devient :

$$\underline{i}_{A4} = \frac{V_{AS4}}{j4\omega \frac{(L^2 - M^2)}{2(L + M \cos(\frac{4.2\pi}{5}))}} \quad (\text{A.45})$$

L'inductance symétrique L_4 est alors égale à :

$$L_4 = \frac{L^2 - M^2}{2(L + M \cos(\frac{4.2\pi}{5}))} \quad (\text{A.47})$$

Pour l'ordre harmonique $h = 5$, la relation (A.39) devient :

$$\underline{i}_{A5} = \frac{V_{AS5}}{j5\omega \frac{(L^2 - M^2)}{2(L + M)}} \quad (\text{A.47})$$

L'inductance symétrique L_5 est alors égale à :

$$L_5 = \frac{L^2 - M^2}{2(L + M)} \quad (\text{A.48})$$

Pour un nombre quelconque 'q' de phases, on obtient les inductances symétriques suivantes :

Pour $h = n \neq \alpha.q$

$$L_n = \frac{L^2 + M^2}{2(L - M \cos(\frac{h.2\pi}{q}))} \quad (\text{A.49})$$

Pour $h = \alpha.q$

$$L_q = \frac{L^2 - M^2}{2(L + M)} \quad (\text{A.50})$$

Annexe B

Dimensionnement des inductances pour calculer le produit des aires.

B.1 Introduction

Le but de cette annexe est de déterminer les inductances en fonction du nombre de phases q pour calculer le produit des aires des composants magnétiques dans les convertisseurs multicellulaires parallèles. L'ondulation du courant de sortie, ΔI_s , est à la fréquence $q \cdot f_{s\omega}$ ($f_{s\omega}$: fréquence de découpage). En se basant sur l'étude réalisée dans le chapitre 3, cette ondulation est conditionnée par l'inductance symétrique d'ordre q . Cette inductance, dépend du type de topologie d'entrelacement (inductances ou transformateurs inter cellules).

B.2 Montage à inductances indépendantes :

L'inductance symétrique d'ordre q , L_q , qui conditionne l'ondulation du courant de phases à $q \cdot f_{s\omega}$, dans le cas des inductances indépendantes correspond à l'inductance propre L :

$$L_q = L \quad (\text{B.1})$$

La réactance d'ordre q est alors égale à :

$$X_q = L_q \cdot (q\omega) = L \cdot (q\omega) \quad (\text{B.2})$$

Avec $\omega = 2\pi f_{s\omega}$: la pulsation

L'amplitude de l'harmonique h d'un signal carré prenant la valeur 0 et V_e : tension de bus d'entrée) et de rapport cyclique D est donné par :

$$V_h = \frac{2V_e \sin(\pi h D)}{h\pi} \quad (\text{B.3})$$

Pour $h=q$:

$$V_q = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi} \quad (\text{B.4})$$

L'amplitude de l'harmonique d'ordre q du courant de phase se déduit à partir des équations B.2 et B.4, tout en négligeant la résistance des enroulements :

$$I_q = \frac{V_q}{X_q} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi L_q(q\omega)} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi L(q\omega)} \quad (\text{B.5})$$

Sachant que $I_q = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_s}{q} \right)$, l'inductance de chaque enroulement se calcule, en fonction de l'ondulation du courant de sortie et du nombre de phases q comme suit :

$$L = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi \left(\frac{\Delta I_s}{2q} \right) (q\omega)} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi \frac{\Delta I_s}{2} (2\pi f_{s\omega})} \quad (\text{B.6})$$

B.3 Montage cascade cyclique :

L'inductance symétrique d'ordre q , L_q , qui conditionne l'ondulation du courant de phases à $q \cdot f_{s\omega}$ s'exprime par :

$$L_q = 2(L - M) = 2L_f \quad (\text{B.7})$$

avec L : l'inductance propre, M : l'inductance mutuelle et L_f : l'inductance de fuite.

La réactance d'ordre q est égale à :

$$X_q = 2(q\omega) = 2L_f(q\omega) \quad (\text{B.8})$$

avec $\omega = 2\pi f_{s\omega}$: la pulsation

L'amplitude de l'harmonique q du courant de phase se déduit à partir des équations B.8 et B.4 :

$$I_q = \frac{V_q}{X_q} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi L_q(q\omega)} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi 2L_f(q\omega)} \quad (\text{B.9})$$

de même, $I_q = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_s}{q} \right)$. D'après B.9, l'ondulation du courant à $q \cdot f_{s\omega}$ dans le cas du montage cascade cyclique est conditionnée par les fuites totales par phase : $2L_f$ L'inductance de fuite par transformateur se calcule, en fonction de l'ondulation du courant de sortie et du nombre de phases q comme suit :

$$I_f = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi 2 \left(\frac{\Delta I_s}{2q} \right) (q\omega)} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi \Delta I_s (2\pi f_{s\omega})} \quad (\text{B.10})$$

B.4 Montage cascade symétrique :

Pour déterminer l'inductance symétrique d'ordre q , L_q , qui conditionne l'ondulation du courant de phases à $q \cdot f_{s\omega}$ dans le cas du montage cascade symétrique, il suffit de suivre la même démarche que pour le montage cascade cyclique. En effet, l'inductance symétrique d'ordre q dans ce montage s'exprime par :

$$L_q = (q - 1)(L - M) = (q - 1)L_f \quad (\text{B.11})$$

La réactance d'ordre q est égale à :

$$X_q = L_q(q\omega) = (q - 1)L_f(q\omega) \quad (\text{B.12})$$

L'amplitude de l'harmonique q du courant de phase se déduit à partir des équations B.12 et B.4 :

$$I_q = \frac{V_q}{X_q} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi L_q(q\omega)} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi(q-1)L_f(q\omega)} \quad (\text{B.13})$$

or, $I_q = \frac{1}{2}(\Delta I_s/q)$. D'après B.13, l'ondulation du courant à $q \cdot f_{s\omega}$ dans le cas du montage cascade symétrique est conditionnée par les fuites totales par phase : $(q - 1)L_f$ (dans chaque phase, il y a $(q-1)$ Transformateurs Inter-phases dans le cas du montage cascade symétrique). L'inductance de fuite par transformateur se calcule, en fonction de l'ondulation du courant de sortie comme suit :

$$I_f = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi(q-1)\left(\frac{\Delta I_s}{2q}\right)(q\omega)} = \frac{2V_e \sin(\pi q D)}{q\pi(q-1)\left(\frac{\Delta I_s}{2}\right)(2\pi f_{s\omega})} \quad (\text{B.14})$$