

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Thèse de Doctorat d'Etat en Génie Electrique

Par

HADJI SEDDIK

Ingénieur ENP-Alger, Master of Science -The University of Birmingham -U.K.

Thème

***CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE DANS LES SYSTEMES DE
TRACTION ALIMENTES EN COURANT ALERNATIF MONOPHASE***

Soutenue devant le Jury :

Président :	IBTIOUEN Rachid	Professeur ENP.
Directeurs de Thèse:	TOUHAMI Omar	Professeur ENP.
	GOODMAN Colin John	Reader The Univ. Of Birmingham (U.K.)
Examineurs:	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur ENP.
	AMARA Yacine	Maître de Conférences UTBM Belfort (France)
Invité :	MEKTOUB Saïd	Maître de Conférences ENP.
	BELMEHDI Ali	Professeur Univ. De Béjaïa

ملخص: في أطروحتنا هذه درست عملية تعديل عامل الاستطاعة في الأجهزة القاطرة المزودة بالتيار الكهربائي ذي الطور الواحد. تدخل الأجهزة المحولة الساكنية للتيار واستعمال طرق جد معقدة لتسييرها والمعتمدة على تغيير طول النبض (Pulse Width Modulation-PWM) مكن الوصول إلى تحسين معتبر في التكلفة في مرحلة الصنع وفي مرحلة الاستخدام لهذه الأجهزة أيضا. ولتكون طرق التسيير هذه فعالة، يجب إضافة مصفاة ثقيلة و كبيرة الحجم و/أو استعمال أجهزة إلكترونية ذي استطاعة مرتفعة القيمة. طريقة جديدة لأيجاد الأزمنة المناسبة لقطع التيار و إعادته لتحقيق انعدام أنغام معينة وتعديل فرق الكمون للاستعمال في تسيير الأجهزة المحولة للتيار (PWM) من المتناوب إلى مستمر وعكس ذلك قد أنجزت. معادلات جديدة قد استعملت لأيجاد شبح النغم المتواجدة في موجة فرق الكمون المتعددة النبضات (PWM) مع أخذ بعين الاعتبار الشكل المموج لفرق الكمون المستمر، الظاهر بين طرفي قابلية الوصل بين جهازي تعديل و تحويل التيار و الناتج عن تخفيض قيمتها، في حساب قيمة الأزمنة المحسنة لقطع و إعادة التيار. تعويض الاستطاعة الغير الفعالة مندمج في هذه العملية و يخلي الجهازين المحول والمعدل للتيار يلعبان دور المصفاة الناشطة للاستطاعة (Active Power Filter-APF). برنامج تمثيل الأجهزة الإلكترونية، على مستوى استطاعة مرتفعة، و الذي يضم وحدة لحل جمل المعادلات من النوع التحسيني قد أنجز بلغة فورتران (FORTRAN) و استعمل. النتائج التمثيلية و التطبيقية المحصلة عليها قد استعملت لإثبات فعالية الطريقة المقدمة في هذه الأطروحة.

الكلمات الرئيسية: معدلي/محمولي (PWM) التيار، عدم النغم، تعديل عامل الاستطاعة، تقييم الأزمنة المحسنة، قاطرة السكة الحديدية.

Résumé : Dans ce travail, la correction du facteur de puissance dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé est étudiée. L'introduction des convertisseurs statiques mettant en œuvre des méthodes de commande sophistiquées à base de modulation de largeurs d'impulsions (MLI ou PWM) a permis l'obtention d'améliorations importantes tant dans la construction que dans les coûts à l'exploitation des systèmes. Cependant, pour que ces stratégies de commande soient efficaces, l'installation de filtres lourds et encombrants et/ou l'utilisation d'équipement supplémentaire d'électronique de puissance est nécessaire. Une nouvelle approche de calcul des angles optimisés de commutation (MLI) pour l'élimination d'harmoniques et le réglage de la tension pour onduleurs et redresseurs - MLI est proposée. De nouvelles expressions pour l'évaluation du spectre des harmoniques contenus dans l'onde MLI ont été établies en tenant compte de l'ondulation de la tension continue, due à la valeur finie de la capacité du filtre intermédiaire, dans le calcul des angles optimisés. La compensation de la puissance réactive est, aussi, incluse dans ce processus faisant jouer le rôle supplémentaire de filtre actif de puissance (APF) à l'onduleur et au redresseur. De plus, un logiciel de simulation des systèmes d'électronique de puissance comportant un module de résolution, du genre optimisée, des systèmes d'équations non linéaires a été réalisé en FORTRAN et employé. Des exemples de résultats de simulation et de tests pratiques sont utilisés pour valider la méthode proposée.

Mots Clefs: Onduleurs/Redresseurs MLI, Elimination d'Harmoniques, Correction du Facteur de Puissance, Calcul des Angles de Commutation, Traction Ferroviaire.

Summary: In this work, power factor correction (PFC) in single phase supplied traction systems is considered. The introduction of static converters together with sophisticated PWM control strategies allowed achieving significant improvements both in system design and running costs. However, to be efficient these control strategies still require bulky filter elements and/or additional power electronics equipment employment. A new approach for calculating inverters/converters optimised pulse width modulation (PWM) switching angles for harmonic and voltage control is proposed. New expressions for the evaluation of the PWM waveform harmonic spectrum are derived taking into account the DC link voltage ripple, due to the finite capacitance, in the optimised switching angles calculation. The compensation of reactive power is also included; the converter/inverter then plays the additional role of an active power filter. Furthermore, a specially designed FORTRAN software package based on the static converters variable topology operation incorporating an optimisation-based program for solving non-linear equation sets has been employed. Simulation examples and experimental results are used to validate the proposed method.

Key Words: PWM Inverters/Converters, Harmonic Elimination, Power Factor-Correction Techniques, Switching Angles Calculation, Rail Traction.

REMERCIEMENTS

Mes vifs remerciements à mes Directeurs de Recherche les Professeurs Omar TOUHAMI et Colin John GOODMAN pour leur contribution à la réalisation de ces travaux par le biais des si nombreuses et très utiles discussions que nous avons eues tout au long.

Je tiens à exprimer également mes vifs remerciements à Monsieur Rachid IBTIOUEN, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Que Messieurs Mohand Oulhadj MAHMOUDI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, Yacine AMARA, Maître de Conférences à l'UMBT de Belfort (France), Saïd MEKHTOUB, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique et Ali BELMEHDI, Professeur à l'Université de Béjaïa, trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour avoir accepté d'examiner cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à ceux qui ont contribué financièrement ou par la mise à disposition de matériels et permis l'aboutissement de ces travaux, nommément :

- Le Département d'Electrotechnique, Faculté des Sciences et Sciences de l'Ingénieur, Université de Béjaïa,
- Le Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger,
- Le Laboratoire d'Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger,
- The Electronic Electrical and Computing Department and The Rail Research Group, The University of Birmingham-U.K.,
- Le Laboratoire des Technologies Industrielle et de l'Information – LTII – Béjaïa,
- The British Council, The British Embassy –Alger,
- Le CNEPRU – Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique.
- Monsieur TLILANI Fayçal, Université de Constantine.

Mes remerciement vont également à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la finalisation de ce travail et qui sont si nombreux pour les citer nommément tous.

DEDICACES

A ma femme ...

A mes enfants ...

... qui ont tellement souffert de mon absence ...,

Particulièrement à ma fille cadette envers qui j'aurai

toujours le sentiment de ne pas avoir assez fait ...,

Je dédie ce modeste travail.

Seddik

TABLE DES MATIERES

<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE I : LES SYSTEMES DE TRACTION MONOPHASES</u>	4
I.1 Evolution historique des lignes d'alimentation en traction électriques	4
I.2 Systèmes d'alimentation de puissance de la traction	5
I.2.1 Sous-stations et équipements associés	6
I.2.2 Système à transformateur de renforcement sous 25 kV	7
I.2.3 Système à autotransformateur sous 50 kV	8
I.3 Equipement de propulsion des systèmes de traction	9
I.3.1 Application de la commande à angle de phase par thyristors	10
I.3.2 Principe de fonctionnement du redresseur à thyristors	10
I.3.3 Harmoniques courant et puissance réactive	10
I.3.4 Réduction des effets secondaires	12
I.3.5 Le redresseur à commutation forcée survolteur	18
<u>CHAPITRE II : CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE, LES METHODES RECENTES</u>	20
II.1 Cas des systèmes à motorisation à moteur à courant continu	20
II.2 Cas des systèmes à motorisation à moteurs à courant alternatif	23
<u>CHAPITRE III : LES STRATEGIES DE MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION MLI</u>	29
III.1 Stratégies MLI optimisées ou pré-calculées	33
III.1.1 Stratégie MLI optimisée pour onduleurs/redresseurs survolteurs	33
III.1.1.1 Elimination des harmoniques	33
III.1.1.2 Minimisation des harmoniques	35
III.1.2 Stratégie MLI optimisée pour redresseurs/gradateurs MLI	37
III.2 Stratégies MLI à échantillonnage régulier	41

III.2.1 Stratégie MLI à échantillonnage régulier RS PWM	42
III.2.2 Stratégie MLI à échantillonnage régulier RS HEPWM	44
III.2.3 Stratégie MLI à bande d'hystérésis à échantillonnage régulier SHBPWM	45
<u>CHAPITRE IV : LA STRATEGIE VECTORIELLE OPTIMISEE</u>	50
IV.1 Présentation de la méthode	50
IV.2 Application de la stratégie MLI vectorielle optimisée	54
IV.3 Détermination des angles optimisés	57
IV.3.1 Procédure	57
IV.3.2 Angles de commutation pour la stratégie MLI vectorielle optimisée, configuration à convertisseur statique unique	60
IV.3.2.1 Cas du redresseur survolteur	60
IV.3.2.2 Cas de l'onduleur MLI (VSI)	61
IV.3.3 Exemple d'application au calcul d'angles de commutation	63
IV.4 Questions d'ordre numérique et temps de calcul	69
<u>CHAPITRE V: REALISATION D'UN SIMULATEUR DE SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES</u>	72
V.1 Description du logiciel	73
V.2 Perspectives de développement	74
V.3 Utilité et application secondaire	75
V.4 Mise en œuvre	75
V.4.1 Exemple de modélisation d'un convertisseur statique	76
V.4.2 Exemple de dimensionnement des éléments de filtrage	79
V.4.2.1 Principe de base	79
V.4.2.2 Dimensionnement de l'inductance	80
V.4.2.3 Dimensionnement du condensateur	81
V.4.2.4 Application au montage étudié	82
V.5 Exploitation, Exemples	84

V.5.1 Etude du montage redresseur élévateur de tension commandé par MLI	84
V.5.2 Etude du montage redresseur à commande par angle de Retard à l'amorçage	87
V.5.3 Etude du montage redresseur abaisseur de tension Commandé par MLI	87
<u>CHAPITRE VI : RESULTATS DE SIMULATION ET EXPERIMENTAUX</u>	90
VI.1 Exemple de simulation de fonctionnement en redresseur MLI (système sans cascade)	90
VI.2 Fonctionnement en onduleur (système sans cascade)	91
VI.2.1 Réduction de la taille du filtre intermédiaire, fonctionnement en onduleur (VSI)	91
VI.2.2 Fonctionnement en onduleur MLI (VSI), comparaison des résultats de simulation et expérimentaux	93
VI.2.3 Valeur minimale de la capacité du filtre intermédiaire, configuration à onduleur (VSI) unique	95
VI.2.4 Fonctionnement de l'onduleur (VSI) à tension de sortie en créneau	96
VI.2.5 Fonctionnement de l'onduleur (VSI), performance de la stratégie	97
VI.3 Système redresseur - onduleur MLI (configuration en cascade de convertisseurs statiques)	99
VI.3.1 Fonctionnement d'une cascade onduleur-redresseur (VSI)	99
VI.3.2 Cascade redresseur - onduleur (VSI), facteur de puissance	105
<u>CONCLUSION</u>	110
<u>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</u>	113
<u>ANNEXE A : STRATEGIE MLI OPTIMISEE POUR GRADATEURS ET REDRESSEURS DEVOLTEURS.</u>	124
<u>ANNEXE B : TRAJECTOIRES DES ANGLES DE COMMUTATION OPTIMISES</u>	131
<u>ANNEXE C : STRATEGIE MLI VECTORIELLE OPTIMISEE POUR ONDULEURS ET REDRESSEURS SURVOLTEURS.</u>	138
<u>ANNEXE D : APPLICATION DE LA STRATEGIE MLI VECTORIELLE AU CAS HEPWM.</u>	142

<u>ANNEXE E</u> : DEROULEMENT DU PROGRAMME DE CALCUL DES ANGLES DE COMMUTATION.	146
<u>ANNEXE F</u> : OSCILLOGRAMMES-STRATEGIES MLI VECTORIELLE OPTIMISEE SYMETRIQUE ET ASYMETRIQUE.	156

INTRODUCTION

Le but de ce projet était d'étudier les moyens et/ou les méthodes de commande pour la correction du facteur de puissance dans le cas des systèmes de traction alimentés en courants alternatifs monophasés. Les cas du redresseur à commande à angle de retard à l'amorçage par thyristor alimentant un moteur à courant continu et du redresseur à commutation forcée débitant sur un montage comportant un onduleur triphasé alimentant un moteur asynchrone devaient être examinés.

Ce travail inclura ce qui suit :

- Concevoir un système à base de convertisseur(s) statique(s) de compensation de l'énergie réactive et/ou d'harmoniques pour usage dans les systèmes de traction alimentés en courants alternatifs monophasés;
- Concevoir/élaborer un circuit/algorithme de commande destiné au cas du point précédent;
- Elaborer les programmes nécessaires à la simulation du système complet obtenu associé à la commande correspondante ;
- Étudier et, éventuellement, construire un ensemble redresseur à commutation forcée-filtre DC intermédiaire-onduleur MLI monophasé-charge alternative ayant une capacité de valeur finie comme filtre DC intermédiaire.

L'introduction d'équipement d'électronique de puissance pendant les trois dernières décennies dans l'industrie et des appareils domestiques a soulevé le problème de la consommation d'énergie réactive. Ce qui a eu comme conséquence l'adoption par les fournisseurs d'énergie électrique des tarifs contraignants liés aux prix du pétrole qui peuvent atteindre des niveaux très élevés comme arrivé très récemment. Divers circuits et techniques de commande répondant à des besoins particuliers ont été proposés dans la littérature. Ceux-ci se composent principalement des systèmes réalisés à base d'éléments de l'électronique de puissance

utilisés en association avec des méthodes appropriées de commande pour générer une tension ou un courant compensateur. Ils sont soit connectés en parallèle soit en série avec la source AC d'alimentation. Des combinaisons de ces deux types de compensateurs ont également été proposées récemment. Alors que ces solutions se sont avérées satisfaisantes dans le cas de charges non linéaires à puissance relativement basse alimentées par le réseau de distribution, l'emploi de tels montages pour la compensation des harmoniques et/ou d'énergie réactive au cas de la traction ferroviaire peut ne pas aboutir à des économies globales conséquentes. Bien que ces équipements soient habituellement dimensionnés à un niveau de puissance plus bas que celui de ceux d'électronique de puissance du système de traction installés, ils sont souvent de même complexité et nécessitent des circuits de commandes similaires. Comme ce matériel supplémentaire doit souvent être installé à bord, plus d'espace est nécessaire et le poids de la locomotive augmente se traduisant par une usure supplémentaire des roues et des rails et un accroissement de la consommation d'énergie. Par conséquent, d'autres solutions devraient être recherchées dans le cas des locomotives ayant à leur bord un système composé d'un redresseur à commutation forcé et d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI). En outre, pour que les stratégies MLI utilisées (maintenant appelées stratégies conventionnelles) soient efficaces, de gros condensateurs doivent être installés au niveau du filtre DC intermédiaire. Cependant, la taille des éléments des filtres passifs résulte d'un compromis entre la réduction des coûts et le maintien des performances du système. Ceci provoque la réapparition des harmoniques éliminés sur la tension du filtre intermédiaire qui, entre autres, peut altérer l'efficacité de la stratégie conventionnelle optimisée de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ainsi, il serait utile d'étendre l'efficacité de cette dernière stratégie au fonctionnement en présence de cette ondulation de tension, évitant l'installation de matériel supplémentaire tel qu'un hacheur DC/DC, par exemple. A cet effet, une stratégie MLI vectorielle optimisée d'élimination d'harmoniques a été élaborée. De bons résultats sont obtenus dans le cas des systèmes non-cascadés de redresseur MLI et d'onduleur MLI monophasés et également dans

le cas d'une cascade composée d'un redresseur MLI et d'un onduleur MLI monophasés fonctionnant à fréquence de modulation fixe. Des résultats partiels sont également obtenus dans ce dernier cas à fréquence de modulation variable. En outre, la transition au fonctionnement en créneau de l'onduleur MLI est rendue possible.

Il est important de pouvoir caractériser le comportement des systèmes électromécaniques qui incluent les sous-circuits de l'électronique de puissance commandés par application de diverses méthodes sophistiquées. La difficulté vient du fait que ces circuits de l'électronique de puissance ont une configuration en constant changement traversant des régimes transitoires et permanents successifs qui se terminent à des moments imprévisibles au cours d'un cycle de fonctionnement normal. Il est donc nécessaire de pouvoir détecter avec précision ces changements de configuration du circuit de puissance au niveau du processus de simulation pour obtenir les résultats qui devraient décrire de manière aussi proche que possible, de la réalité, le comportement pratique correspondant du système entier. Ceci est particulièrement nécessaire lors de l'application des stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui sont très susceptibles aux changements de configuration des circuits de l'électronique de puissance qui se produisent du fait d'actions (de commande) intentionnelles ou dues à des situations qui surviennent lorsque des variables d'état du système traité prennent certaines valeurs à des moments particuliers imprévisibles. Le programme de simulation, écrit en FORTRAN 95 et qui a été entièrement développé localement, est basé sur l'analyse par la méthode de linéarisation par morceaux des circuits de l'électronique de puissance ainsi que la détection automatique de l'extinction des composants semi-conducteurs de puissance. Une routine pour calculer les angles de commutation basée sur une technique, du type à critère d'arrêt optimal, pour la résolution des systèmes d'équations non linéaires a été également intégrée au programme principal.

CHAPITRE I : LES SYSTÈMES DE TRACTION MONOPHASÉS

I.1 Evolution historique des lignes d'alimentation en traction électrique

La première locomotive électrique alimentée en monophasé a été conçue par Siemens et Halske [1] en 1879 et l'application du triphasé aérien dans l'électrification des chemins de fer mise en œuvre un an plus tard. Cependant, la complexité et les coûts de réalisation d'un système d'alimentation à trois fils n'ont pas joué en faveur d'un développement à grande échelle d'un tel système. En outre, les problèmes de soutirage du courant associés aux mouvements latéraux de la locomotive et la nécessité d'espace supplémentaire dans le tunnel, ont empêché son développement.

Bien que la transmission d'énergie électrique à fréquence fixe est facile, elle n'est pas la forme adéquate d'alimentation des systèmes d'entraînement de traction qui fonctionnent sur une grande plage de variation de vitesse [2]. Pour une utilisation efficace des moteurs de traction, il est nécessaire de convertir le courant alternatif de fréquence fixe en courant alternatif de fréquence variable ou en courant continu. Puisqu'il n'y avait aucun équipement approprié disponible en ces débuts de l'électrification des systèmes de traction ferroviaire, des systèmes monophasés à base de machine à commutateur ont été adoptés à titre de compromis. Dans ce dernier cas, le moteur doit être équipé d'un grand nombre de pôles et fonctionner à fréquence d'alimentation basse ($16 \frac{2}{3}$ ou 25 Hz, typiquement) pour limiter l'effet de la tension induite par le transformateur dans les enroulements au cours de leur commutation. Ce qui, par conséquent, nécessite une ligne à haute tension de fréquence spécifique pour alimenter le système de traction. Pour des raisons pour lesquelles la construction d'un réseau aussi particulier d'alimentation en énergie électrique n'était pas économiquement justifiable, d'autres dispositions ont été envisagées.

Dans les années 1950, des convertisseurs statiques robustes et fiables répondant aux besoins des applications de haute puissance en traction, ont été développés. Ceci a contribué au développement des entraînements à moteur à courant continu qui possède des caractéristiques de

commande adéquates aux applications en traction. Le développement technologique des semi-conducteurs de haute puissance, dans les années 1960 et 1970 principalement, a favorisé l'adoption généralisée des systèmes de traction alimentés en monophasé à fréquence industrielle, avec équipement de commande à semi-conducteurs embarqué dans la plupart des lignes principales de chemins de fer électrifiés [3]. Dans les années 1980, de nouveaux interrupteurs d'électronique de puissance ont été construits permettant la mise en œuvre pratique de stratégies de commande sophistiquées qui, à leur tour, ont permis un développement supplémentaire de l'électrification des chemins de fer au niveau mondial avec alimentation en courant alternatif monophasé sous 25 et 50 kV [4,5,6].

I.2 Systèmes d'alimentation de puissance de la traction

Puisque l'efficacité du transport d'énergie augmente avec la tension, la tension d'alimentation des systèmes de traction à courant alternatif est relativement élevée comparée à celle du système d'alimentation en courant continu des métros urbains. Ainsi, la distance entre les trains et le point d'alimentation devient un facteur significatif.

Dans les années 1930, une tension de source de 6.6 kV était considérée comme convenable dans la plupart des installations de traction. Ce niveau de tension fut cependant augmenté en raison de la demande de puissances de plus en plus élevées. La tension de 25 kV a été largement adoptée dans les années 1950 bien que celle de 50 kV ait été choisie dans plusieurs cas de chemins de fer à long trajet fortement chargés dans les années 1970.

Les systèmes de traction à courant alternatif sont habituellement alimentés à partir de réseaux à haute tension privés ou du réseau de distribution public national à 66 kV, 132 kV ou 275 kV. La transformation au niveau basse tension requise est faite dans des sous-stations disposées le long de la voie ferrée à intervalles réguliers. La longueur des sections de ligne entre les sous-stations est déterminée par la tension du réseau et l'intensité du service. Plus la tension d'alimentation est élevée, moins de sous-stations sont installées et par conséquent des investissements initiaux et coûts d'entretien moins importants sont nécessaires. Les conducteurs

de la ligne de transport d'énergie sont aussi de section plus faible et exigent des structures porteuses et des fondations moins fortes du système de piquage (caténaire). Ceci est particulièrement bénéfique dans le cas des voies ferrées de long trajet et a favorisé l'adoption du système à autotransformateur sous 50 kV. Les coûts de tout le système d'alimentation d'un système type à courant alternatif devaient alors enregistrer une baisse allant de 20 à 30 pour cent par rapport au système équivalent à courant continu du fait de l'utilisation d'une tension de ligne plus élevée [7]. Des schémas simplifiés de ces systèmes sont donnés dans les paragraphes ci-dessous.

I.2.1 Sous-stations et équipements associés.

Les sous-stations assurent la transformation de la tension d'alimentation et sont équipées d'un mécanisme pour effectuer l'isolement entre les lignes alimentant les voies parallèles. Elles assurent aussi la sélection de phase et la commande de l'alimentation de secours dans les situations de défaut de fonctionnement [8].

Afin d'équilibrer la charge du système triphasé à haute tension du fait de la charge monophasée de traction, une rotation des phases est effectuée sur la phase de chaque section d'alimentation de telle sorte que des sections adjacentes sont alimentées à partir de phases différentes. D'autres configurations, comme les transformateurs à enroulements couplés selon le mode de Scott dans lesquels les enroulements primaires triphasés sont interconnectés et deux enroulements secondaires monophasés couplés de manière à réaliser un secondaire biphasé. A cause de la complexité du couplage des enroulements pour obtenir le système de tension biphasé, des transformateurs à couplage trois à une phase (mode de couplage Leblanc) ont été proposés [8] qui, en plus de servir à équilibrer le système triphasé, offrent quelques avantages par rapport au mode de couplage de Scott [9]. Des circuits de commande ont été aussi installés dans les sous-stations pour assurer la continuité du fonctionnement en cas de défaut au niveau des transformateurs.

I.2.2 Système à transformateur de renforcement sous 25 kV.

La courant de ligne est capté par la caténaire aérienne et retourne par les rails et la terre. Ce courant est une source d'interférence par couplage magnétique avec les câbles de communication installés le long de la voie ferrée. Pour réduire cet effet, les opérateurs des chemins de fer ont généralement et traditionnellement adopté un système de propulsion à transformateur de renforcement avec ou sans conducteur de retour. Cette configuration consiste en un transformateur de courant linéaire à rapport unitaire dont l'enroulement primaire est connecté en série avec le conducteur de contact, l'enroulement secondaire, quant à lui, est soit connecté en série avec le rail de retour isolé soit relié au fil de retour à intervalles réguliers le long de la ligne. La figure I.1 montre une configuration type à propulseur à transformateur de renforcement avec fil de retour.

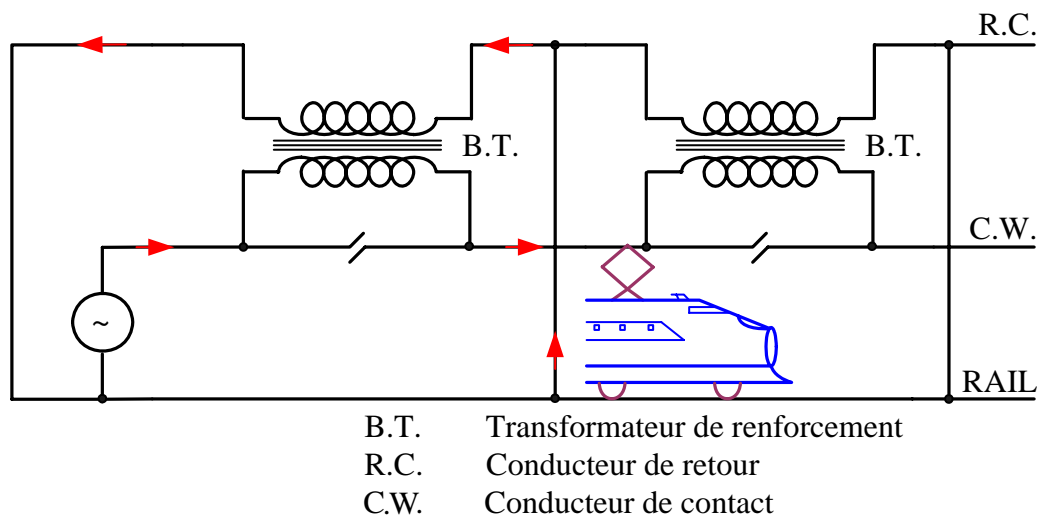


Fig.I.1 Système à transformateur de renforcement.

Le rôle de ce transformateur additionnel est de forcer le courant principal de traction à retourner par le conducteur de retour plutôt que d'emprunter le chemin formé par les rails. Les effets de couplage magnétique sont, de cette façon, considérablement réduits puisque le fil de retour est installé près et parallèlement au conducteur de contact. Ceci, cependant, augmente l'impédance du système d'environ 50 pour cent par comparaison au système d'alimentation simple sans transformateur de renforcement [10]. Par conséquent, une chute supplémentaire de tension est enregistrée le long du fil de contact et la distance entre les sous-stations d'alimentation en

puissance adjacentes doit ainsi être réduite, nécessitant plus de sous-stations sur la même portion de ligne. De plus, des problèmes d'arcs (étincelles) provoqués par la section d'isolement à chaque transformateur de renforcement sont soulevés et peuvent engendrer de sérieux problèmes d'usure [11], entre autres [10-12].

I.2.3 Système à autotransformateur sous 50 kV.

Les chemins de fer nationaux japonais avaient adoptés, au début des années 1970, un système d'alimentation à autotransformateur sous 50 kV suite à des difficultés rencontrées avec la méthode (propre à eux) standard d'alimentation en puissance qui utilise un système à transformateur de renforcement avec fil de retour. A noter, cependant, que la configuration à autotransformateur a été utilisée pour la première fois en Amérique du Nord au début des années 1920 bien que c'était sous une tension de 11-0-11 kV [13].

L'avantage principal du système à 50 kV est que l'équipement standard des locomotives à 25 kV peut encore être exploité. Puisque la tension par rapport à la terre demeure la même, les normes d'isolation et de contrôle pour le système d'alimentation aérienne sous 25 kV peuvent toujours être employées. Le courant traversant le fil aérien, pour une puissance donnée, est diminué réduisant encore l'interférence dans les câbles de télécommunication parallèles à la voie ferrée. Un autre point inhérent et en faveur de ce système est que, dans le cas de la plupart des conditions de charge, le courant traversant le conducteur d'alimentation et celui de la caténaire sont presque équilibrés. Ceci lui fait jouer un rôle similaire que celui du système à transformateur de renforcement, pour les cas de position hors section en termes d'interférence par couplage magnétique. Le coût global du système est réduit par rapport à celui correspondant à la configuration à transformateur de renforcement sous 25 kV [14,15]. Ces avantages justifient l'adoption, qui en suivit, de cette configuration par d'autres opérateurs de chemins de fer [15,16].

La figure **I.2** montre le schéma d'un système d'alimentation simplifié à autotransformateur dans lequel la chute de tension le long du conducteur de contact due aux transformateurs de

renforcement connectés en série a été éliminée suite au raccordement en parallèle des autotransformateurs le long de la ligne.

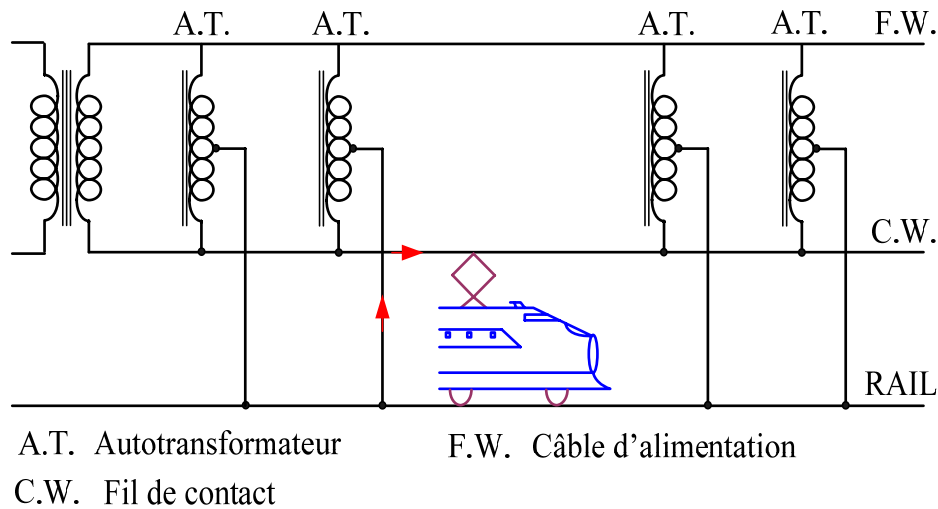


Fig.I.2 *Système à autotransformateurs.*

I.3 Equipement de propulsion des systèmes de traction

Lorsque les thyristors de haut calibre en puissance robustes et fiables devinrent disponibles pour application en traction, le système à transformateur à commutateurs, dans lequel la tension secondaire du transformateur embarqué était variée en charge en utilisant des commutateurs mécaniques, a continué à être exceptionnellement commandé pour la seule raison que l'équipement correspondant s'est avéré fiable [17]. Cependant, les avantages de la commande par thyristors ont été remarqués et les commandes qui ont suivi ont spécifié des ponts redresseurs à thyristors, sur la base de l'expérience acquise sur plusieurs années d'exploitation du système à transformateur à commutateurs. C'est principalement du au fait que la tension variable est obtenue par une augmentation par gradins de la tension alternative qui entraîne des variations en escalier du couple moteur de traction qui peut, à son tour, engendrer des problèmes de glissement de roue. En outre, les composants électromécaniques de l'équipement de traction nécessitent une attention particulière durant leur période de service occasionnant des coûts d'entretien plus élevés. De plus, le transformateur principal peut subir des dommages importants en cas de défaut de fonctionnement du commutateur pouvant entraîner un court-circuit au niveau du transformateur.

L'équipement de propulsion d'une locomotive alimentée en courant alternatif monophasé est composé des trois parties principales suivantes :

- transformateur abaisseur de tension,
- redresseur commandé à thyristors
- groupe moteur à courant continu.

I.3.1 Application de la commande à angle de phase par thyristors

Les problèmes associés au transformateur à commutateur en charge ont été éliminés par l'utilisation des redresseurs à thyristors commandés par angle de retard à l'amorçage qui ont été installés sur des locomotives grandeurs nature, pour leurs nombreux avantages [18-21]. Un réglage continu infiniment variable de l'effort de traction a été alors obtenu au moyen de redresseurs à thyristors. L'utilisation optimale de l'adhérence entre la roue et le rail a pu aussi être réalisée suite à l'amélioration de la réponse en fréquence de la commande associée. L'élimination des composants mécaniques permet une réduction des coûts d'entretien régulier et du poids global du système.

I.3.2 Principe de fonctionnement du redresseur à thyristors

Bien que des avantages conséquents soient obtenus grâce à la commande par thyristors, des effets secondaires indésirables existent. Ceux-ci se manifestent par un facteur de puissance réduit et un contenu harmonique plus riche dans le courant de ligne aérienne. A cause de la valeur finie de l'inductance de source alternative qui empêche une commutation instantanée des thyristors, le réglage de la tension continue de sortie par angle de retard à l'amorçage peut ne pas être appliqué sur toute la plage (c'est-à-dire de 180° à 0°) ayant pour conséquence une forme trapézoïdale du courant de source alternative comme illustré à la figure **I.3c**, obtenue selon le montage à redresseur unique de la figure **I.3a**.

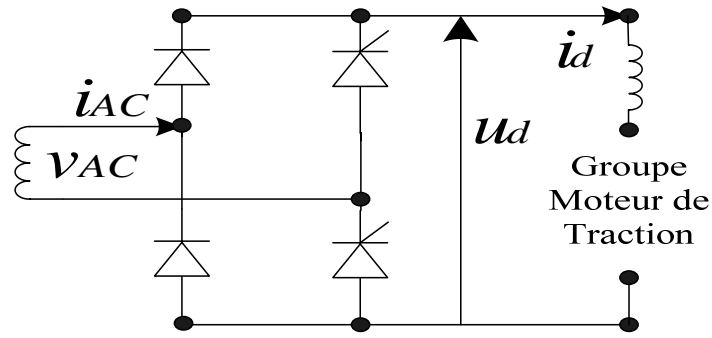
I.3.3 Harmoniques courant et puissance réactive.

La forme d'onde du courant d'entrée contient les harmoniques de rang impair qui produisent une distorsion au point de raccordement. Puisque l'équipement de signalisation et le

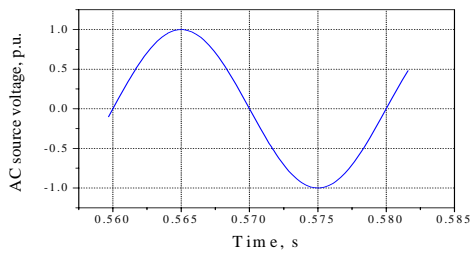
système de télécommunication sont habituellement montés le long de la voie ferrée, le courant de traction dans le conducteur de contact et le fil de retour peut causer des interférences avec les circuits de signalisation ou les câbles téléphoniques localisés près de la voie par couplage magnétique. Des défauts de fonctionnement peuvent être provoqués dans le système de signalisation par des perturbations dues aux courants harmoniques, dont la fréquence se situe dans la bande correspondante, générés par le redresseur. Le niveau du courant psophométrique (courant produisant des bruits) peut aussi être augmenté dans les circuits téléphoniques par ces harmoniques et les données de télémétrie corrompues [22]. D'autre part, la tension longitudinale induite dans les câbles métalliques placés le long de la voie ferrée peut présenter un danger de décharge électrique aux personnes. Il est ainsi nécessaire de s'assurer, dans toute application, que les niveaux de perturbation soient maintenus en-dessous des limites prescrites par les exploitants du système de traction ferroviaire, normalement en se référant aux normes internationales.

Bien que les normes spécifiant le niveau maximal permis de perturbation diffèrent [23], elles visent toutes à assurer qu'un utilisateur donné ne produise pas d'interférence excessive avec l'équipement d'autres consommateurs ou avec celui du fournisseur d'énergie électrique. En plus de la consommation de puissance réactive constante, un tarif spécial est habituellement imposé à l'exploitant tel que l'absorption de puissance au-dessous du facteur de puissance minimal prescrit est fortement pénalisée. Ainsi l'équipement à base de redresseurs doit toujours être conforme aux exigences en termes de courant psophométrique et de facteur de puissance, habituellement imposées par les fournisseurs conjointement avec les opérateurs.

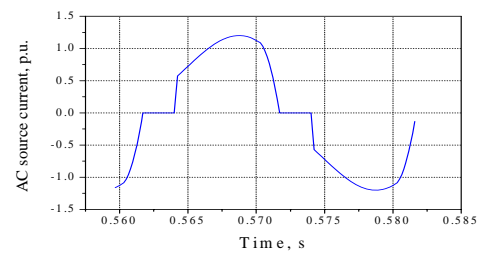
Du côté continu, l'ondulation du courant d'induit du moteur est augmentée par l'emploi de la commande par angle de phase. Ceci peut nécessiter une augmentation de l'inductance effective du circuit d'induit pour maintenir l'ondulation dans les limites spécifiées [24].



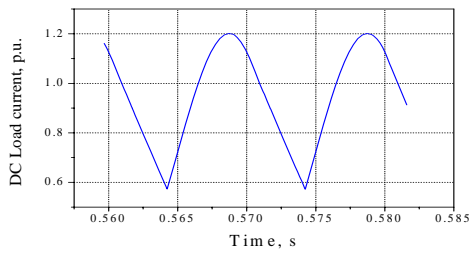
a)



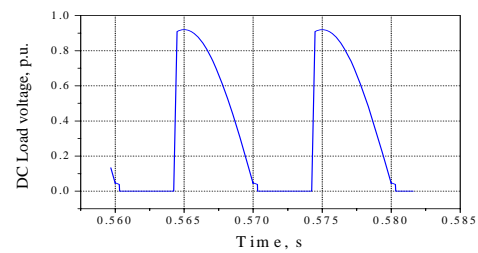
b)



c)



d)



e)

Fig.I.3 Montage redresseur à thyristors à pont unique

- a) Circuit de puissance embarqué sur la locomotive (des Fig.I.1 et I.2)
- b) Forme d'onde de la tension de source alternative AC
- c) Forme d'onde du courant de source
- d) Forme d'onde du courant du moteur à courant continu DC
- e) Forme d'onde de la tension aux bornes du moteur DC.

I.3.4 Réduction des effets secondaires.

Un système de traction alimenté en courant alternatif idéal fonctionnerait à facteur de puissance unitaire sans générer d'harmoniques courant dans le réseau. Comme ceci n'est évidemment pas réalisable en pratique, différentes configurations visant l'amélioration du redresseur de base ont été mises en application. Le pont redresseur à trois bras, les montages à ponts multiples et le pont relativement complexe à commutation forcée [26,27] font partie de ces configurations. Depuis la mise sur le marché des thyristors de haute puissance à extinction par courant de gâchette (GTO) et des microprocesseurs rapides exploitables en traction, des systèmes à

redresseur à commutation forcée employant des stratégies de commande MLI ou PWM optimisées ont été considérées pour améliorer le facteur de puissance et les caractéristiques élevées du courant psophométrique relatives aux ponts à thyristors à commutation naturelle [25,28-30].

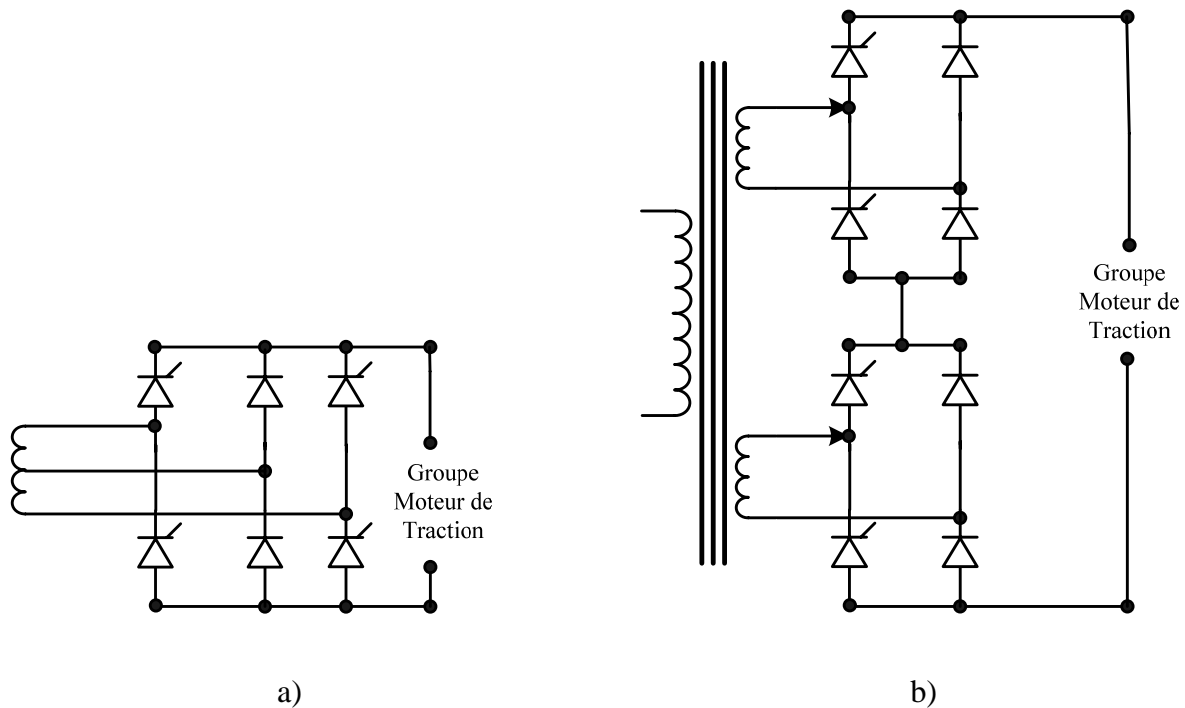


Fig.I.4 Configurations à ponts redresseurs multiples
 a) Redresseur à trois bras
 b) Redresseur à double pont.

D'autres configurations pouvant permettre la réalisation d'un facteur de puissance élevé à des niveaux de tension intermédiaires et avec un niveau acceptable de courant psophométrique sont illustrées par la figure I.4. La configuration à pont redresseur à trois bras ne convient pas aux applications à haute tension puisque chaque thyristor doit supporter la tension secondaire complète et ainsi le nombre de composants dans chaque bras du redresseur doit être doublé. Au contraire, les thyristors de la configuration à pont double doivent supporter seulement la moitié de la tension secondaire. Par conséquent, les configurations à pont double sont normalement adoptées pour les locomotives dans le cas où des moteurs conçus pour fonctionner sous haute tension sont nécessaires. Les ponts à trois bras associés aux moteurs à basse tension sont, d'autre part, utilisés à bord de voitures de trains à unités motorisées électriques multiples [30,31]. La duplication de l'une ou l'autre des configurations (voir figure I.5) a été aussi mise en application

pour plus de flexibilité de commande et de continuité du service permettant ainsi une amélioration substantielle du facteur de puissance et la réduction des harmoniques [21,32].

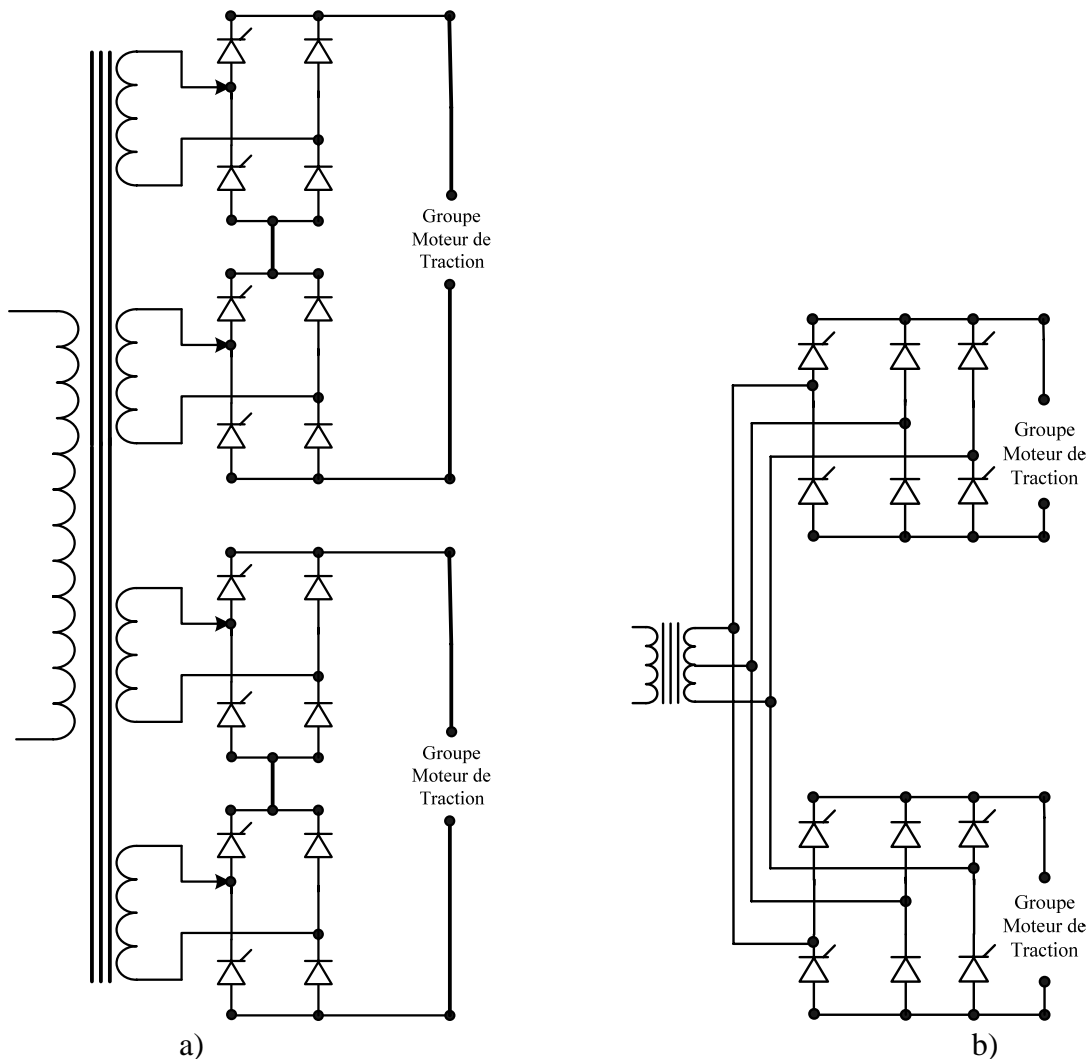


Fig.I.5 Montages Redresseurs à double pont dupliqués

a) Redresseur à double pont dupliqué

b) Redresseur à trois bras dupliqué.

D'autres techniques pouvant réaliser une amélioration supplémentaire du facteur de puissance et du courant psophométrique ont été également considérées. Celles-ci sont comme suit:

- Monter plus de ponts redresseurs en série peut entraîner une augmentation du facteur de puissance et réduire le courant psophométrique. Cependant, l'augmentation des performances en fonction du nombre de ponts mis en série a une limite, comme le montre la figure **I.6**, en plus de l'augmentation des coûts avec le nombre de ponts installés. Ce qui a porté le choix sur les configurations à deux ponts dans la majorité

des pays européens et sur celles à trois ponts dans ceux de l'Amérique et du Japon, du moment que ces dernières constituent une solution plus acceptable en termes de rentabilité que la construction de redresseurs à ponts multiples en série.

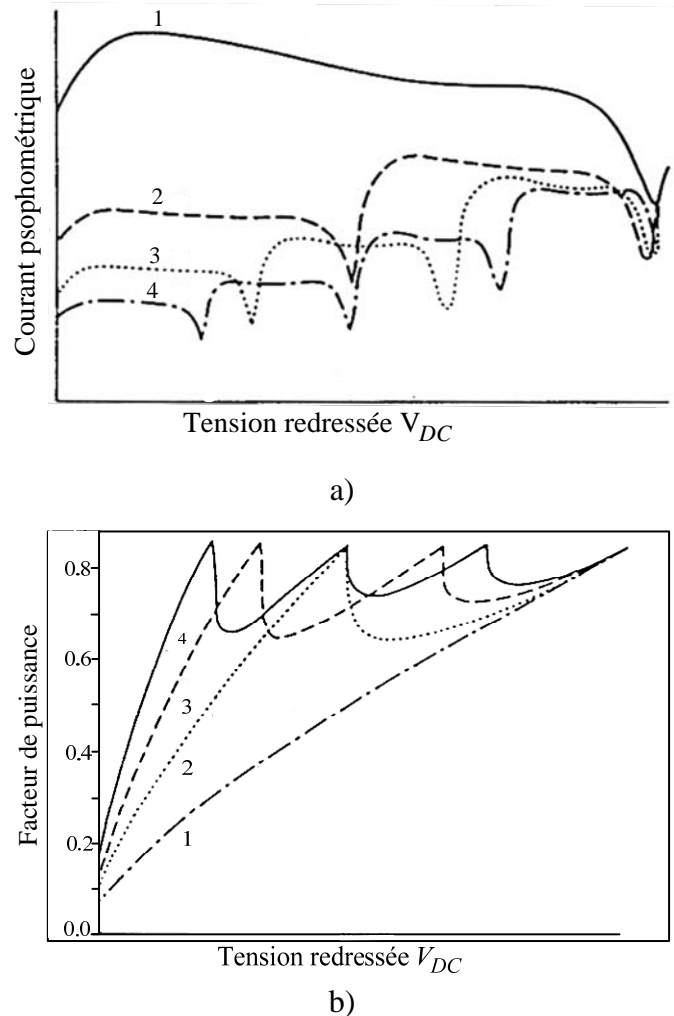


Fig.I.6 Caractéristiques de ponts redresseurs montés en série avec leur nombre comme paramètre
a) Courant psophométrique, et
b) Facteur de puissance.

- Réduire le contenu harmonique du courant de ligne par l'augmentation de la réactance de fuite du transformateur. Ceci est, cependant, obtenu aux dépens du facteur de puissance qui sera réduit et les facteurs suivants devraient être pris en considération:
 - les courants de court-circuit du redresseur,
 - la chute de tension interne du transformateur, et
 - le poids et la taille du transformateur.

Une valeur optimale de la réactance du transformateur (exprimée en unités relatives), du point de vue coûts de fabrication, est de 10 pour cent [24]. Une bobine additionnelle

psophométrique ou de commutation peut, si nécessaire, être ajoutée au circuit du redresseur, comme indiqué par la figure I.7. Cette bobine, cependant, ne fonctionne efficacement que dans les intervalles de commutation et devient inactive lors de la conduction normale du redresseur.

Des enroulements secondaires asymétriques du transformateur dans le cas de configuration à pont double peuvent être employés pour réduire le courant psophométrique. Cependant, la complexité accrue dans la conception des enroulements asymétriques du transformateur peut ne pas être suffisamment justifiée par les bénéfices engendrés par cette technique.

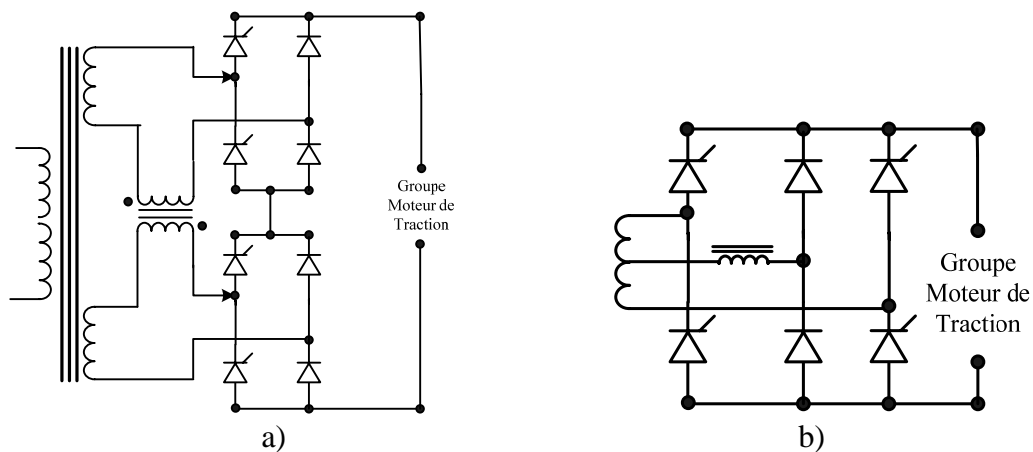


Fig.I.7 Configuration redresseurs double pont avec inductance psophométrique.

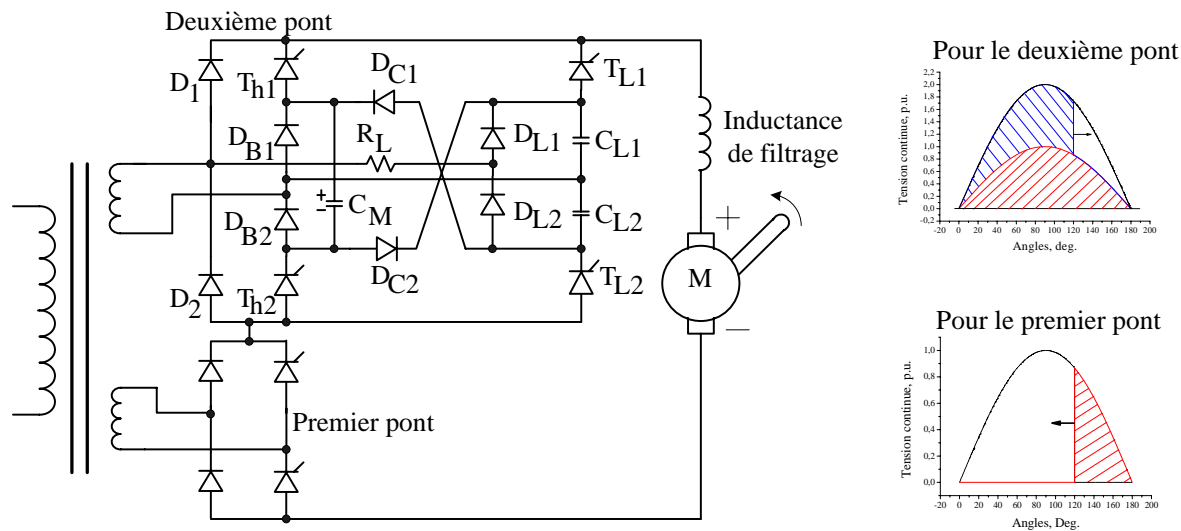
- Une inductance additionnelle au circuit d'induit peut être nécessaire pour limiter l'ondulation du courant, côté continu. Une inductance en série avec l'induit est typiquement choisie de sorte qu'elle limite l'ondulation du courant d'armature à 30 pour cent au total, selon les spécifications internationales.
- Des dispositifs de compensation à base de composants passifs peuvent être installés aux secondaires du transformateur pour apporter une amélioration supplémentaire du facteur de puissance, mais beaucoup moins en termes de réduction d'harmoniques courant [33]. Cependant, à cette fin et en raison de la taille du redresseur, des condensateurs de puissance apparente substantielle à 50 Hz sont nécessaires. Du fait de l'augmentation substantielle correspondante du poids et de

l'espace disponible plutôt réduit à bord d'une locomotive donnée, l'installation de tels condensateurs n'est pas toujours souhaitable.

- Des composants passifs de correction du facteur de puissance peuvent être, à titre de solution de rechange, installés au niveau des sous-stations. Une telle solution ne convient, cependant, qu'aux systèmes à trajets courts car, autrement, un investissement substantiel serait nécessaire pour l'installation de condensateurs au niveau de toutes sous-stations pour réaliser une augmentation effective du facteur de puissance sur toute la ligne.

Des techniques de commutation forcée applicables au redresseur ont aussi été développées dans le but d'améliorer le facteur de puissance et les niveaux harmoniques au début des années 1970 [26,27,35]. La figure **I.8** montre une configuration à redresseur auto-commuté utilisant la technique de réglage par secteur d'alternance. La commutation forcée des thyristors du pont supérieur est réalisée par les composants et circuits additionnels de commande (cellule auxiliaire). Le développement de ce système a été cependant limité par le nombre de composants additionnels, la complexité du montage et le coût de l'ensemble car les améliorations obtenues n'étaient pas aussi favorables qu'initialement attendu.

La commande par sélection de cycle (et/ou d'alternance) proposée en 1963 [36] pour le réglage de la tension moyenne de sortie du redresseur par le choix ou le rejet de chaque alternance du cycle de la tension de ligne n'avait pas donné satisfaction (vibrations mécaniques à basse tension moyenne et la génération de sous-harmoniques dans le réseau [37]) et avait été finalement abandonnée.



T_{H1}, T_{H2} :	Thyristors principaux	D_{B1}, D_{B2} :	Diodes de blocage
T_{L1}, T_{L2} :	Thyristors de blocage	D_{L1}, D_{L2} :	Diodes de charge
D_{C1}, D_{C2} :	Diodes de décharge	C_{L1}, C_{L2} :	Condensateurs de blocage
C_M :	Condensateur d'amortissement	R_L :	Résistance de charge

Fig.I.8 Configuration à redresseurs à réglage par secteur d'alternance.

I.3.5 Le redresseur à commutation forcée éleveur de tension.

Le redresseur à commutation forcée (voir figure I.9) qui a été inventé en 1972 [38,39] est devenu une norme pour les applications à rendement élevé dès que les thyristors GTO et les microprocesseurs puissants ont fait leur apparition permettant la mise en œuvre d'algorithmes compliqués de modulation de largeur d'impulsion MLI [40-43]. Depuis lors, des avancées considérables ont été réalisées aussi bien dans les caractéristiques des interrupteurs de l'électronique de puissance que dans celle des microprocesseurs [44], particulièrement durant la dernière décennie [45], permettant la construction des thyristors, à amorçage par signal lumineux, de haute puissance (LTT) et les convertisseurs statiques à base de transistors bipolaires à gâchette isolée (IGBT). Ce dernier type de transistors est susceptible de remplacer le GTO dans les applications de haute puissance dans un proche avenir. Le principe de fonctionnement du redresseur MLI éleveur de tension consiste à actionner les interrupteurs de puissance à une fréquence relativement élevée afin d'imprimer une forme particulière à l'onde du courant de ligne. Ceci est effectué de manière à maintenir une tension continue intermédiaire moyenne fixe d'alimentation soit de groupes onduleurs MLI-moteurs à induction triphasés soit de

groupes moteurs à courant continu commandés par hacheur. Deux ou plusieurs redresseurs peuvent être entrelacés pour obtenir une forme d'onde de courant de source alternative proche de la sinusoïde et, de plus, un fonctionnement à facteur de puissance proche de l'unité peut être réalisé. En outre, cette configuration est réversible et offre donc la possibilité de freinage par récupération d'énergie sans avoir recours à la reconfiguration du circuit de puissance et de commutateurs mécaniques complexes. Cependant, un filtre accordé pour absorber l'ondulation résiduelle de tension continue de fréquence double de celle du réseau est nécessaire aux bornes du condensateur principal du filtre intermédiaire. Cette composante résiduelle de tension continue de rang deux dépend directement de la taille du condensateur principal du filtre intermédiaire qui devrait être réduite pour des raisons économiques et techniques. Des économies en termes de consommation d'énergie peuvent encore être réalisées par l'utilisation d'interrupteurs d'électronique de puissance plus puissants associés à des algorithmes de commande adéquats. Les effets résultant la réduction de la taille du condensateur du filtre intermédiaire sur les performances des stratégies de commande MLI et par conséquent sur celles du système global seront traités en détail dans les chapitres suivants dans lesquels une solution permettant d'éliminer/réduire ces effets sera proposée.

CHAPITRE II : CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE, LES METHODES RECENTES.

Dans le chapitre précédent, ont été passés en revue les systèmes de traction alimentés en courants alternatifs monophasés et les moyens traditionnels de correction du facteur de puissance et de limitation/élimination des interférences avec le monde environnant introduits dans chaque cas. Il convient, cependant, de faire la séparation entre les deux types de motorisation utilisés en traction électrique. En effet, bien que la traction à base de moteurs à courants alternatifs ait pratiquement remplacé celle à base du moteur à courant continu, un nombre important de locomotives utilisant ce dernier type de moteur sont encore en service de part le monde. Dans ce qui suit, seront présentées les méthodes les plus récentes et moyens associés qui ont été proposés dans la littérature par divers chercheurs dans le but d'améliorer les résultats obtenus jusque-là en matière de compensation de l'énergie réactive et/ou des harmoniques dans le cas des deux types de motorisation électrique.

II.1 Cas des systèmes à motorisation à moteur à courant continu.

Dans le cas de nombreux systèmes de traction, les locomotives puisent leur puissance d'une ligne suspendue au-dessus de la voie ferrée reliée à une source de tension alternative (AC) privée ou faisant partie du réseau public de distribution d'énergie sous 25 kV 50/60 Hz, par le biais de transformateurs. Les locomotives de fabrication relativement ancienne, et toujours en service, utilisent des redresseurs à thyristors à commutation naturelle pour varier la vitesse. Elles fonctionnent non seulement à un mauvais facteur de puissance mais génèrent aussi des harmoniques dans la source d'alimentation alternative, comme déjà mentionné au chapitre I. Dans ce cas, les performances du système de traction sont affectées par les trois facteurs critiques suivants :

- une baisse de tension a lieu au bout d'une longue portion de la ligne d'alimentation lourdement chargée entraînant de mauvaises performances des locomotives et des pertes de puissance excessives du réseau ;

- des surtensions du réseau atteignant des valeurs bien élevées par rapport aux valeurs normales du fait de l'excitation d'une résonance par un courant harmonique généré par l'équipement de commande du moteur de la locomotive ;

- une chute de la tension moyenne peut avoir lieu suite à une entaille supplémentaire dans la forme de l'onde de tension de sortie du redresseur du fait du processus de commutation.

Pour résoudre une partie ou la totalité de ces problèmes, différentes solutions, à base de filtres actifs (AF), initialement destinés aux charges non linéaires raccordées aux réseaux de distribution de l'énergie électrique [52,53], peuvent être employées. Ces filtres actifs sont du type onduleur source tension (VSI) en pont complet. Bien que les filtres actifs à onduleurs source de courant (CSI) existent [53,61], ceux du type VSI leur sont habituellement préférés [54,55] parce qu'ils permettent une amélioration du facteur prix - efficacité ainsi que des performances globales du système [55]. Ces onduleurs VSI sont à base de transistors à gâchette isolée (IGBT) ou d'interrupteurs de puissance équivalents et emploient un condensateur pour le stockage d'énergie du côté continu. Ils peuvent être commandés de façon à générer des courants réactifs à la fréquence fondamentale et/ou harmonique. Les onduleurs VSI peuvent donc être utilisés pour compenser la puissance réactive et/ou la distorsion due aux harmoniques dans le réseau ainsi que pour réguler la tension. Lorsque les onduleurs VSI sont utilisés pour compenser la puissance réactive, ils sont appelés STATCOM. D'autre part, quand ils sont utilisés pour la compensation de la distorsion harmonique, ils sont souvent qualifiés de filtres actifs (AF). Diverses configurations, avec ou sans combinaison avec des éléments de filtrage passifs, sont utilisées en pratiques [54,64]. Sont alors obtenus le filtre actif parallèle (figure II.1), le filtre actif série (figure II.2), le filtre actif combinant les deux filtres précédents (figure II.3) et les filtres hybrides combinant un filtre actif et des composants passifs comme le montrent les figures II.4 à II.6. Le cas de la figure II.3 correspond à ce qui est communément appelé compensateur intégré pour la qualité de l'énergie (IPQC) [62] ou encore compensateur unifié pour la qualité de

l'énergie (UPQC) utilisé comme filtre actif universel (UAF ou encore UPFC) [56]. La charge non linéaire représente ici un redresseur à semi – conducteurs.

Les trois observations suivantes peuvent être tirées de la littérature :

- la plupart des applications pratiques des STATCOM mettent en oeuvre des couplages particuliers de circuits magnétiques pour augmenter l'indice de pulsation et éliminer les harmoniques de bas rang de la forme d'onde de la tension de sortie [63,64] plutôt que d'utiliser les méthodes MLI de découpage à hautes fréquences. Ceci signifie que bien qu'ils puissent être commandés pour délivrer ou absorber de la puissance réactive à la fréquence fondamentale, leur commande pour la compensation des harmoniques au réseau ne peut être effectuée au même moment de manière facile.

- Des filtres actifs parallèles (Shunt Active Filters SAF ou AF) ont été proposés pour effectuer la compensation de la puissance réactive et des harmoniques par la mise en oeuvre de diverses stratégies MLI. Ce genre de compensateurs est, cependant, installé proche de la charge non linéaire [63,64]. Leur fonctionnement est basé sur la mesure du courant de distorsion de charge et/ou de la ligne d'alimentation. Leur réglage est alors réalisé de manière à ce que l'ensemble filtre actif - charge non linéaire soit vu comme étant une charge résistive pure par la source. Ce qui correspond à un fonctionnement à facteur de puissance proche de l'unité. La compensation est donc effectivement réalisée seulement aux environs immédiats au point de raccordement de la charge comme le montre l'exemple de la figure **II.7** [54].

- Une autre stratégie de commande de filtre actif a été proposée, pour application en traction, dans [51] qui compense la chute de tension du réseau avec compensation de la puissance réactive et permet aussi la réduction des harmoniques le long de toute la ligne d'alimentation. Dans ce cas, le filtre actif parallèle est installé au bout de la ligne et fonctionne comme une source de courant commandée pour la poursuite d'un courant de référence instantané. Un exemple de compensateur de ce genre est illustré par la figure **II.8**.

II.2 Cas des systèmes à motorisation à moteurs à courant alternatif.

Des solutions à base de systèmes de compensation de l'énergie réactive et/ou des harmoniques embarqués par la locomotive peuvent aussi être envisagées. La figure II.9 illustre un exemple type de système de compensation conventionnelle de puissance réactive et des harmoniques courant générés par la charge non linéaire et l'ensemble convertisseur statique AC/DC/AC dans le réseau de distribution d'énergie électrique. La mise en pratique de cette solution est onéreuse. Si le redresseur de la cascade de cet ensemble convertisseur AC/DC/AC débiteur de puissance active est en mesure, par le moyen d'une commande adaptée, d'effectuer en même temps la régulation de la tension continue v_{DC} , la correction du facteur de puissance et l'élimination des harmoniques, le filtre actif parallèle APF n'est alors plus nécessaire. Alors, le coût d'une telle installation se trouve réduit à un niveau acceptable [62] et la solution correspondante se simplifie pour donner le schéma de la figure II.10 formant un compensateur de qualité d'énergie intégré (IPQC). Le redresseur doit alors être un onduleur MLI de type VSI (c'est-à-dire onduleur réversible) à tension de sortie à trois niveaux pour fonctionner simultanément comme un APF et réduire les harmoniques courant générés dans le réseau assurant ainsi la correction du facteur de puissance.

Le principe de fonctionnement du redresseur MLI est alors de régler le courant de ligne de sorte que ce courant soit de forme sinusoïdale et en phase avec la tension de source alternative. Le système de commande associé doit, ainsi, non seulement fournir les courants de même amplitude et de signe contraire (en antiphasé) de ceux générés par la charge mais aussi de la puissance active à la charge continue.

La plupart des problèmes rencontrés en traction, mentionnés plus haut, ont été surmontés en utilisant les moteurs à induction triphasés (IM) alimentés par une cascade constituée d'un redresseur à commutation forcée (MLI) monophasé de type VSI et d'un onduleur MLI triphasé de même type, comme remplacement au groupe redresseur à commande à angle de retard à l'amorçage-hacheur DC-moteur DC. Ce qui correspond pratiquement au cas de figure II.10 sans

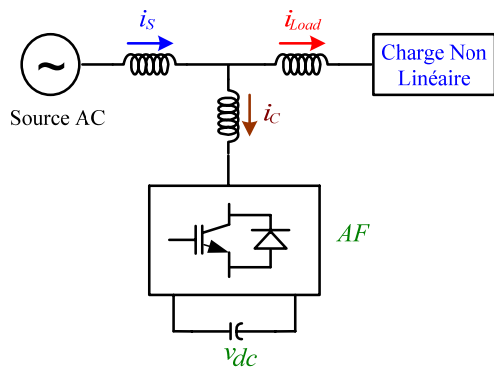


Fig.II.1 *Filtre actif parallèle.*

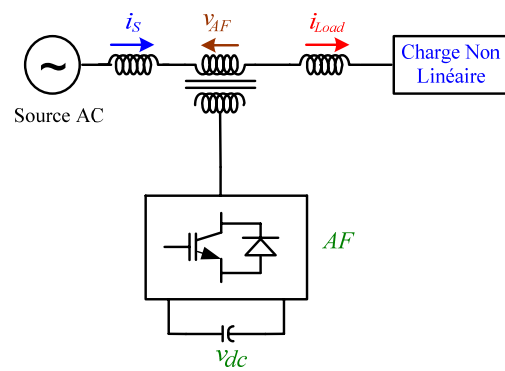


Fig.II.2 *Filtre actif série.*

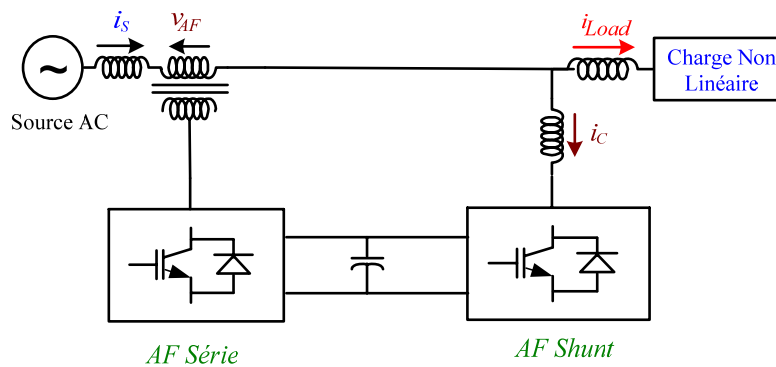


Fig.II.3 *Combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle formant un filtre actif universel (UPQC : Unified Power Quality Conditioner).*

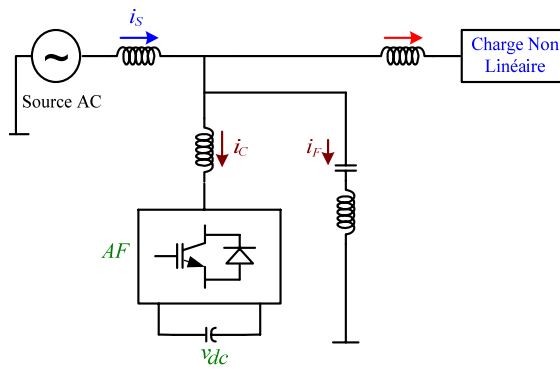


Fig.II.4 *Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle.*

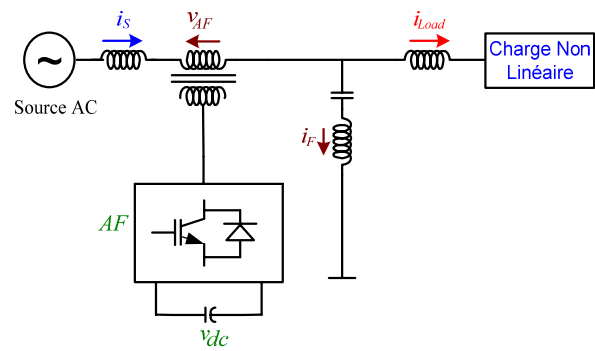


Fig.II.5 *Filtre série avec filtre passif parallèle.*

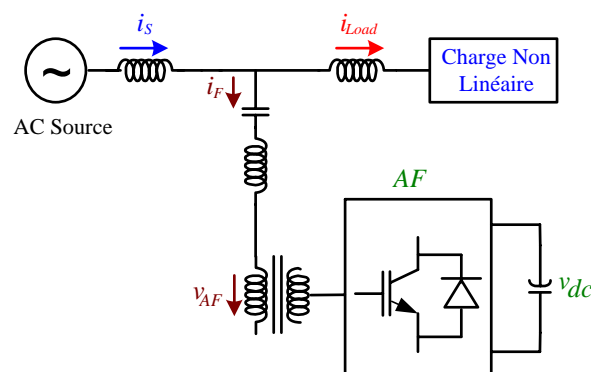


Fig.II.6 *Filtre actif monté en série avec un filtre passif parallèle.*

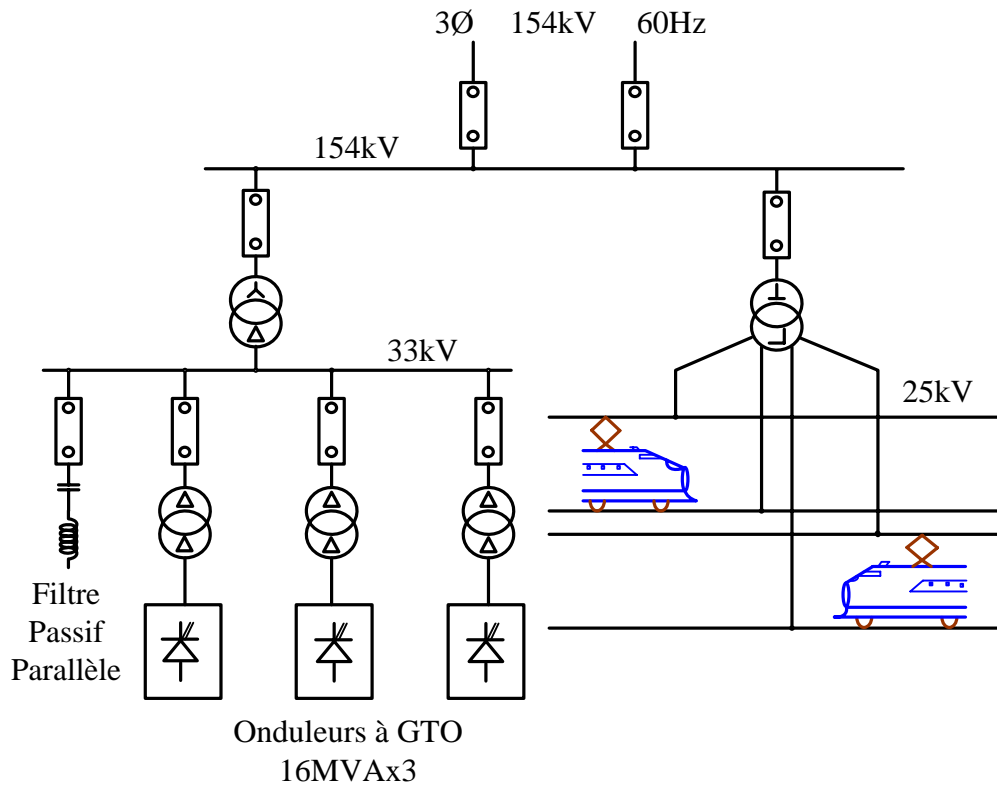


Fig.II.7 Système compensateur régulateur de tension au point de raccordement.

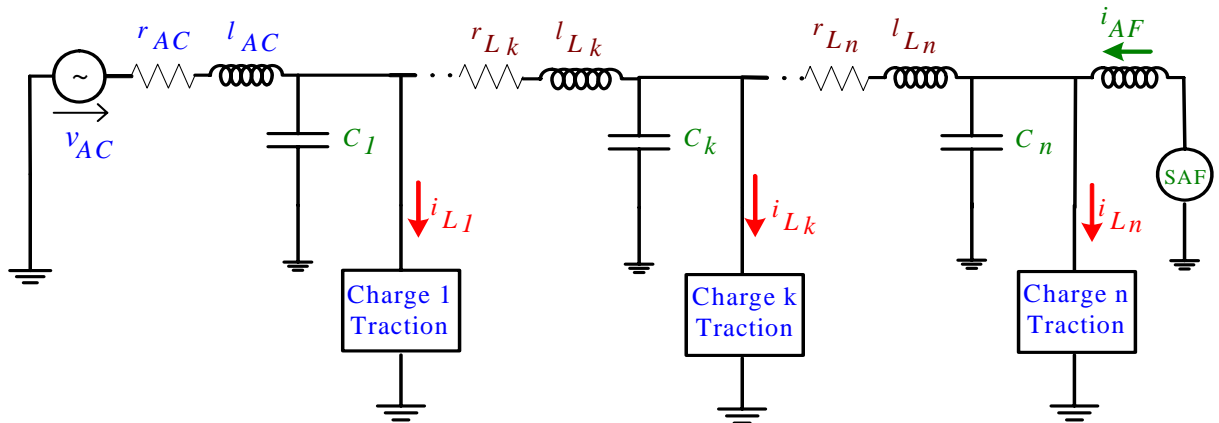


Fig.II.8 Exemple de modèle d'un système de compensation globale sur ligne ferroviaire courte monté en parallèle en bout de ligne.

la charge non linéaire pour finalement donner la configuration représentée par la figure II.11 qui illustre un système type d'entraînement comportant une cascade redresseur à commutation forcée-onduleur MLI-moteur à induction utilisée en traction.

Le redresseur et l'onduleur sont alors à commander de façon à satisfaire les exigences de l'entraînement en termes de facteur de puissance, réglage de la tension et élimination des harmoniques dans les deux sens de transit de puissance (c'est-à-dire en mode moteur et

générateur). De telles conditions sont remplies simultanément principalement au prix de gros condensateurs installés comme filtre continu intermédiaire, permettant un lissage de tension

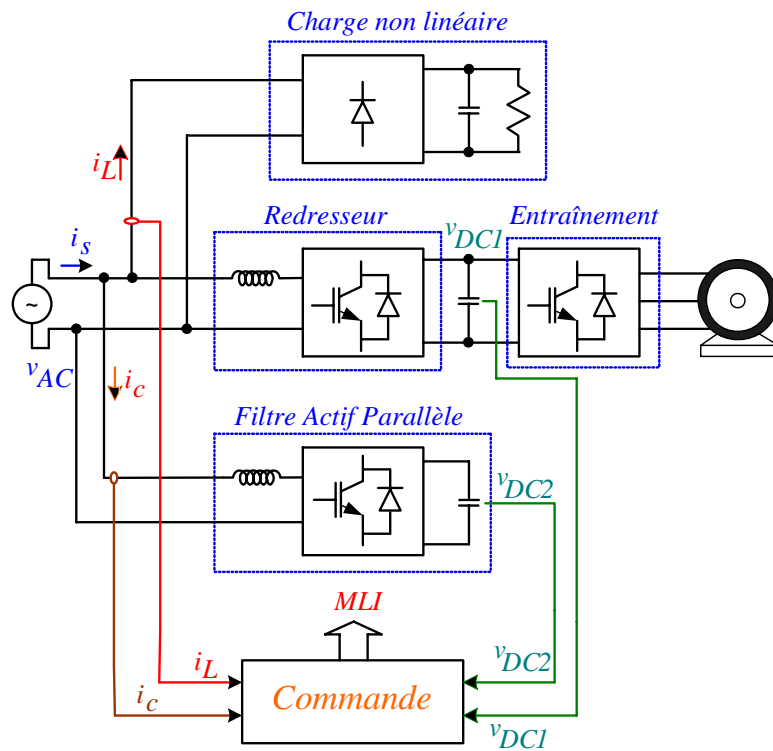


Fig.II.9 Schéma bloc d'un système à compensateur conventionnel pour correction du facteur de puissance.

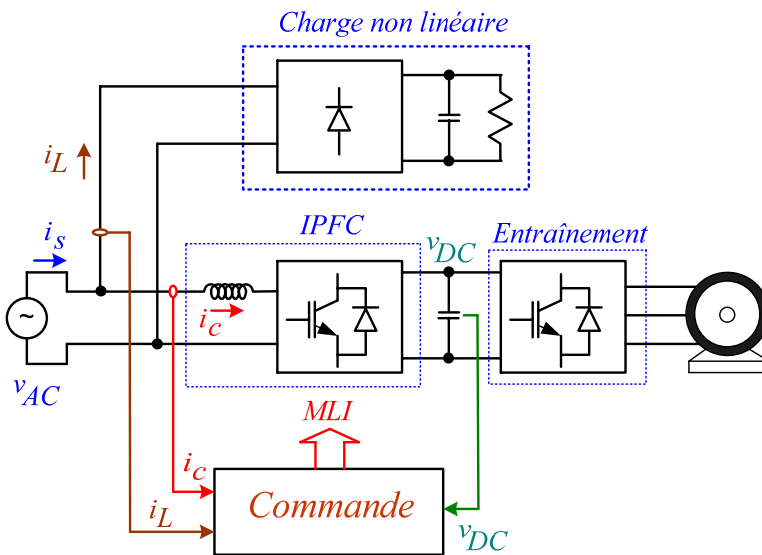


Fig.II.10 Schéma bloc d'un système à compensateur intégré pour correction du facteur de puissance.

suffisant qui, à son tour, permet l'utilisation de stratégies MLI sophistiquées pour la gestion des convertisseurs statiques à fréquences de commutation modérées pour éviter une dissipation de puissance excessive. C'est pourquoi les applications de moyenne et haute puissance, telles que les systèmes de traction ferroviaire alimentés en courant alternatif monophasé, utilisent les

stratégies de commande MLI optimisées, avec peu de commutations par période, qui supposent l'existence d'une source de tension continue parfaitement lissée à la sortie du filtre intermédiaire [22-26]. Les angles de commutation sont alors déterminés pour une forme d'onde MLI monophasée symétrique par rapport à la demie et au quart de période sur la base de critères tels que l'élimination d'harmoniques, la minimisation du taux d'ondulation (ou d'harmoniques), etc. Cependant, la taille de ces éléments de filtrage passifs relève d'un compromis entre la réduction des coûts et le maintien des performances du système. Ceci réduit l'efficacité du filtre. Des harmoniques dépendant du type (monophasé ou polyphasé) et de la fréquence de commutation des redresseurs/onduleurs, par exemple, apparaissent alors sur la tension continue intermédiaire. Ces harmoniques, entre autres, peuvent altérer les performances de la stratégie MLI optimisée, maintenant qualifiée de conventionnelle. Pour cette raison, appliquer un décalage de phase à l'onde MLI de tension d'entrée/sortie du redresseur/onduleur pour ajuster le déphasage du courant fondamental de ligne par rapport à la tension de source alternative (c'est-à-dire pour corriger le facteur de puissance) n'aura pas un effet bénéfique. Ceci peut, plutôt, détériorer la situation en termes d'élimination d'harmoniques et réduire la valeur moyenne V_{DC0} de la tension continue intermédiaire. Par conséquent, la valeur de l'amplitude du fondamental de l'onde MLI de tension sera diminuée. Ces cas de fonctionnement du système peuvent aussi résulter des fluctuations de la tension/fréquence de source ou de charge alternative qui entraînent des modifications du contenu harmonique et de la valeur moyenne V_{DC0} de la tension continue intermédiaire produisant les mêmes effets négatifs sur les performances des stratégies MLI conventionnelles. Il serait donc utile d'étendre l'efficacité de ces dernières stratégies au cas de présence d'ondulations sur la tension continue intermédiaire et éviter ainsi de compliquer davantage le système par le rajout d'un filtre APF et/ou d'un hacheur DC/DC côté continu pour réduire ces ondulations. A cet effet, une stratégie MLI vectorielle optimisée d'élimination d'harmoniques et de réglage de la tension est proposée. Cette stratégie est basée sur l'évaluation du spectre harmonique de la tension continue intermédiaire et de sa valeur moyenne

qui sont ensuite utilisés dans le calcul des angles optimisés de commutation, de manière répétitive, jusqu'à ce qu'une solution satisfaisante soit obtenue, comme cela sera décrit dans le chapitre V. La configuration du système de traction considéré correspondra donc au cas de la figure II.11 dans lequel la capacité du condensateur du filtre intermédiaire DC pourra prendre une valeur aussi petite que possible et qui restera à déterminer, son optimisation devenant alors possible. Les angles de commutation seront donc calculés pour que le redresseur MLI effectue en même temps le réglage du fondamental de la tension MLI d'entrée (donc de celui du courant de source), l'élimination des harmoniques de ces deux grandeurs et la correction du facteur de puissance côté source lui conférant ainsi la fonction de filtre actif de puissance, du fait de la prise en compte des fluctuations de la tension continue et de son ondulation (et donc de la tension de source alternative) par le biais de la répétition de l'évaluation du spectre de cette tension continue. L'onduleur, de son côté, fonctionnera tout juste de la même manière du moment qu'il partage la tension continue du filtre DC avec le redresseur et jouera aussi le rôle de filtre actif bien que cela soit à des degrés différents selon la configuration du circuit de puissance (présence de cascade de convertisseurs statiques ou non). L'onduleur fonctionnera alors, dans tous les cas, à facteur de puissance de valeur la plus élevée à tout moment, côté charge alternative. Le redresseur et l'onduleur fonctionnant maintenant tous les deux comme des filtres actifs, la charge non linéaire des figures II.9 et II.10, qui peut représenter une autre locomotive de même configuration et fonctionnant de la même manière, ne pose plus aucun problème.

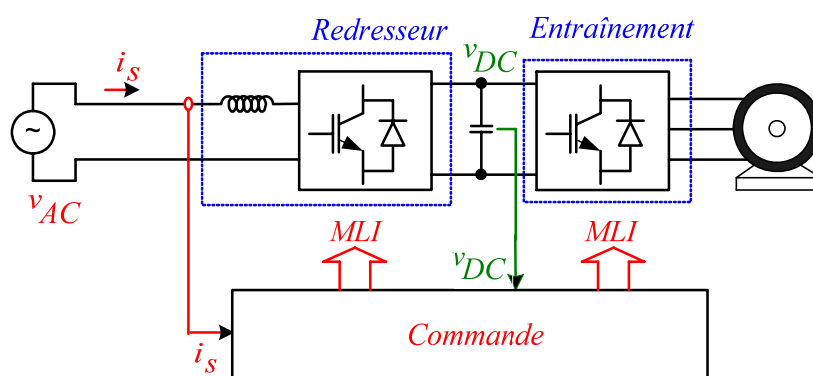


Fig.II.11 Schéma bloc du montage de puissance d'une cascade redresseur MLI monophasé-onduleur MLI.

CHAPITRE III : LES STRATEGIES DE MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION MLI.

Comme indiqué au chapitre II, les techniques de modulation de largeur d'impulsion sont utilisées pour améliorer le facteur de puissance du système et/ou éliminer/réduire les harmoniques dont la présence dans le courant de la ligne d'alimentation alternative et de la charge sont indésirables. Le principe des stratégies MLI consiste à découper à une fréquence suffisamment élevée la tension à appliquer à la charge de manière à ce que les impulsions obtenues soient réparties tout au long de la période de cette tension constituant ainsi une onde dont le fondamental peut être positionné dans cette période et les amplitudes des harmoniques indésirables maintenues en dessous du seuil spécifié selon les besoins de l'application envisagée. Cela a, en fait, pour effet de déplacer ces harmoniques à des fréquences plus élevées facilitant leur filtrage et améliorer le taux de distorsion.

L'onde de forme MLI est généralement obtenue à partir d'une source de tension traditionnellement considérée comme étant parfaite. Cependant, la fréquence de découpage, qui est en fait représentée par le nombre d'impulsions/creux par demie - onde de la tension MLI fabriquée, ne peut augmenter librement car des situations inadmissibles de dissipation de puissance par les semi-conducteurs utilisés sont rencontrées dans les domaines de puissances moyennes et élevées. D'où le développement de stratégies MLI adaptées à chacun des domaines d'application, développement qui a eu lieu durant la dernière décennie.

L'utilisation de deux (ou plusieurs) d'entre elles s'est avérée nécessaire en traction ferroviaire du fait de la grande plage de variation de la vitesse (et donc de la fréquence de la tension de sortie de l'onduleur ou fréquence modulante). Des fréquences de découpage (et donc de commutation des semi-conducteurs) assez élevées sont alors requises dans la gamme des basses vitesses disqualifiant de ce fait les stratégies MLI optimisées non réalisables ou de moindre performances dans cette plage. Ainsi, les stratégies MLI optimisées se sont elles imposées en moyenne et grande puissances car, par nécessité, elles sont généralement associées à des convertisseurs fonctionnant à fréquence de commutation basse ou moyenne. A

ces fréquences, les avantages relatifs à l'impression de la forme à l'onde MLI pour positionner les instants de commutation afin de réduire le taux de distorsion sont considérables. Par conséquent, les techniques MLI optimisées, y compris la minimisation d'harmoniques et l'élimination d'harmoniques, peuvent apporter des améliorations appréciables aussi bien en termes de taux de distorsion que de dissipation par commutations.

Les angles de commutation, qui sont qualifiés d'exactes dans ce cas, peuvent être calculés soit pour minimiser, soit pour éliminer, certains harmoniques du spectre de fréquences de l'onde MLI fabriquée. La détermination de ces angles de commutation (exactes) est compliquée et nécessite un temps de calcul long pour la résolution d'équations non linéaires [71,84]. Par conséquent, ces calculs sont effectués hors fonctionnement du système (off-line) et stockés en mémoire pour exploitation sous forme de tables (LUT) à lire par un microprocesseur [84,85,90-96]. Ce qui implique évidemment l'utilisation de composants circuits intégrés mémoire de grande taille associés à une technique d'interpolation. D'où une complexité du système accrue et un coût plus élevé. Afin de contourner ces difficultés, plusieurs techniques de modulation MLI de minimisation d'harmoniques et d'élimination d'harmoniques [65-83] à base de la stratégie MLI [72] à échantillonnage régulier ont été, depuis, développées. Ces dernières déterminent une valeur approximative de ces angles de commutation optimisés exactes qui sont alors définis par des expressions algébriques simples [73,74,76,78] rendant leur calcul lors du fonctionnement du système (on-line) et en temps réel possible par un microcontrôleur ou un processeur de traitement du signal (DSP).

Les formes d'ondes MLI peuvent être classifiées en fonction du nombre de niveaux de tension qu'elles peuvent prendre et de la logique utilisée. Une onde MLI à deux niveaux correspond à une onde qui prend seulement les valeurs de tension +1 et -1 (voir figure III.1) en unités relatives (p.u.), tandis qu'une onde à trois niveaux peut prendre les valeurs +1, 0 et -1 voir

figures III.2 et III.3 par extension au gradateur MLI/redresseur dévolteur). Les

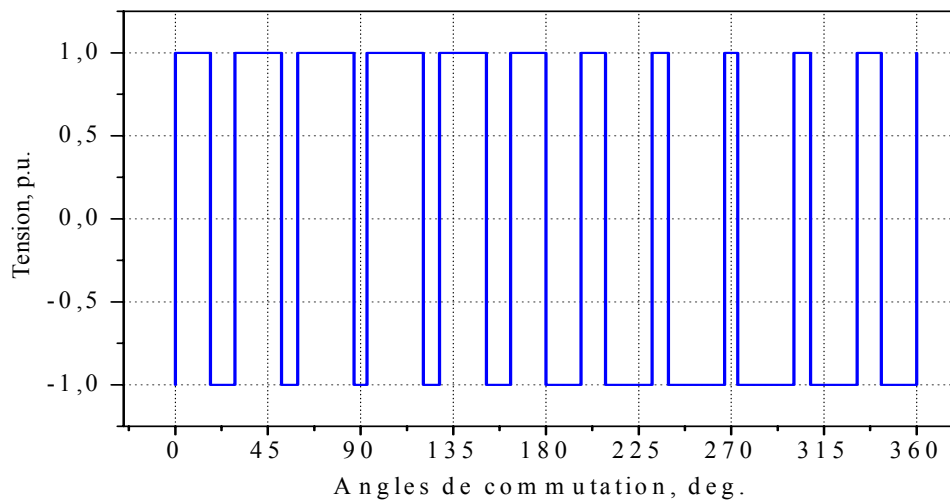


Fig.III.1 Exemple d'onde MLI de tension de sortie d'onduleur à deux niveaux symétrique par rapport au quart de période et à logique positive, $M = 5$.

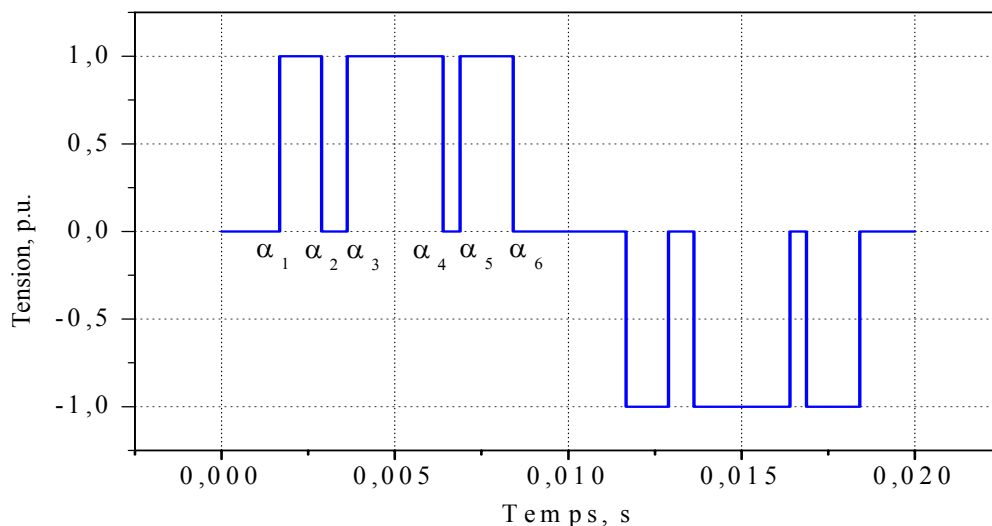
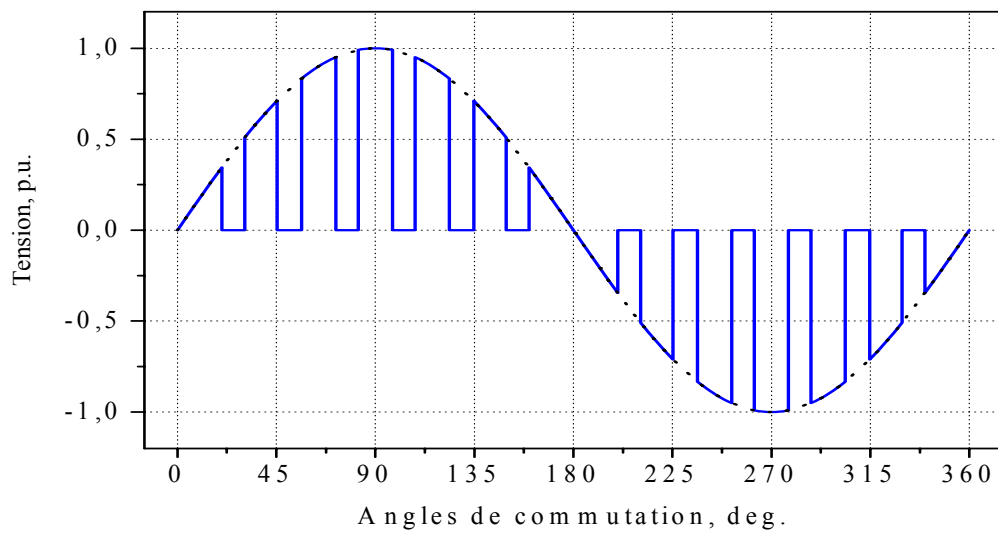


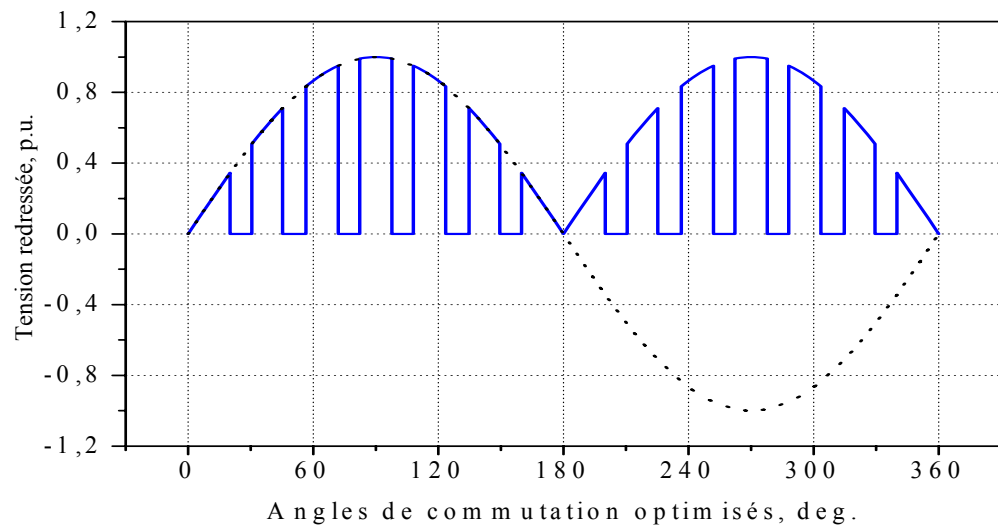
Fig.III.2 Exemple d'onde MLI de tension de sortie d'onduleur à trois niveaux symétrique par rapport au quart de période et à logique négative, $M = 3$.

spectres de fréquences des stratégies de modulation sont, aussi, différents dans la mesure où celles à deux niveaux contiennent toujours une composante harmonique résultant de la fréquence de l'onde porteuse ou de la fonction de commutation alors que celles à trois niveaux n'en contiennent pas. Selon que l'onde MLI formée commence avec une impulsion ou avec un creux de tension ou tension négative (c'est-à-dire avec +1 p.u. ou avec (0 ou -1 p.u.)), elle sera répertoriée dans l'ensemble des ondes à logique dite positive ou négative, respectivement. Le

choix du genre de forme d'onde MLI à utiliser dépend de l'application et du genre de convertisseur statique auquel la stratégie de modulation sera appliquée.



a)



b)

Fig.III.3 Exemples d'ondes MLI symétriques par rapport au quart de période pour $M = 6$ (creux)
a) Tension de sortie du hacheur alternatif ou gradateur MLI
b) Tension continue de sortie d'un redresseur MLI abaisseur de tension ($U_{d\text{moy}} < V_{sm}$).

Les stratégies MLI servant de base de comparaison ou contribuant au développement de celle proposée au chapitre V et/ou éventuellement exploitables avec celle-ci sont présentées dans ce qui suit. Le découpage à logique négative à trois niveaux sera utilisé dans ce travail.

III.1 Stratégies MLI optimisées ou pré-calculées.

Ce genre de stratégies [65,66], dans le cas des onduleurs et redresseurs élévateurs de tension, consiste à découper la tension v_{DC} d'une source continue conventionnellement admise, et utilisée, comme étant parfaitement lisse (constante et confondue avec sa valeur moyenne V_{DC0}) pour construire un train, à M impulsions, porteur de puissance à appliquer normalement à une charge alternative, pour régler l'amplitude du fondamental et éliminer ou réduire les harmoniques gênants. Dans ce cas, la position des impulsions dans le cycle de la tension de sortie est telle qu'à chaque impulsion (ou creux) dans le premier quart, par exemple, corresponde une impulsion (un creux) qui lui est symétrique par rapport au quart de période dans le second quart. Ceci est aussi valable pour la deuxième moitié de la période. L'onde MLI de sortie à obtenir correspond alors à celles illustrées, à titre d'exemple, par les figures III.1 et III.2. Les instants de commutation α_k / ω_m sont à calculer de façon à régler l'amplitude du fondamental et celles de certains harmoniques contenus dans cette onde. C'est donc la stratégie d'élimination sélective des harmoniques (SHEPWM ou HEPWM). Dans le cas des hacheurs de courants alternatifs et redresseurs abaisseurs de tension, la tension découpée est la tension de réseau supposée être parfaitement sinusoïdale donnant alors une tension de sortie comme illustré par la figure III.3, respectivement.

III.1.1 Stratégie MLI optimisée pour onduleurs/redresseurs élévateurs de tension.

III.1.1.1 Elimination des harmoniques.

La stratégie HEPWM est, ici, considérée et appliquée à un onduleur MLI monophasé de tension à trois niveaux avec une tension continue d'entrée lisse; son application aux redresseurs monophasés élévateurs de tension à tension d'entrée MLI à trois niveaux ne présente pas de difficulté particulière. Dans ce cas, parce que la tension continue intermédiaire est supposée parfaitement lisse, les symétries de l'onde MLI par rapport à la demie période et au quart de période sont facilement réalisables et apportent des simplifications au système d'équations non

linéaires à M inconnues, représentant le spectre d'harmoniques [65,66] contenus dans une forme d'onde MLI à trois niveaux qui est alors déterminé par les relations (III.1) suivantes:

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{III.1})$$

où A_n est l'amplitude, en p.u., du $n^{\text{ème}}$ harmonique contenu dans cette forme d'onde PWM,

α_k le $i^{\text{ème}}$ angle de commutation,

et M le nombre d'angles de commutation par quart de période de la tension fondamentale de la forme d'onde MLI considérée et qui est aussi ici le nombre d'impulsions par demie période.

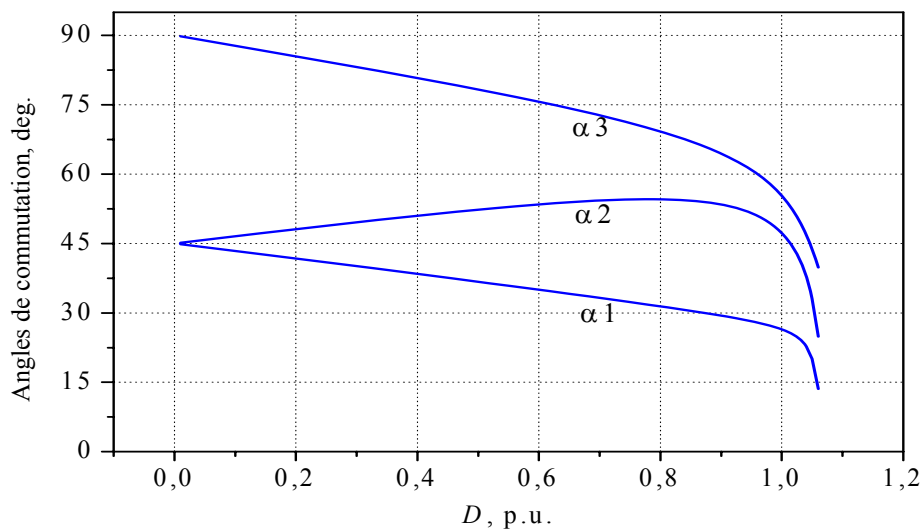


Fig.III.4 Angles de commutations optimisés pour onde MLI symétrique par rapport au $\frac{1}{4}$ de période en fonction de la composante fondamentale représentée par D , pour $M = 3$ avec V_{DC0} comme tension de référence.

La fonction de commutation de l'onduleur (voir figure III.2) coïncide alors avec la forme d'onde MLI de tension, en p.u.. L'objectif est d'éliminer $M-1$ harmoniques [65,66,67] de la forme d'onde MLI de tension produite tout en réglant la valeur de l'amplitude de son fondamental. Affectant à l'amplitude de M harmoniques (y compris à celle de la composante fondamentale) la valeur désirée, aboutit à un système d'équations non linéaires à M inconnues dont la solution est illustrée par la figure III.4 pour $M = 3$. Le système d'équations correspondant est le système de relations (III.2) ci-dessous dans lequel V_1 est l'amplitude en valeurs relatives du fondamental désirée.

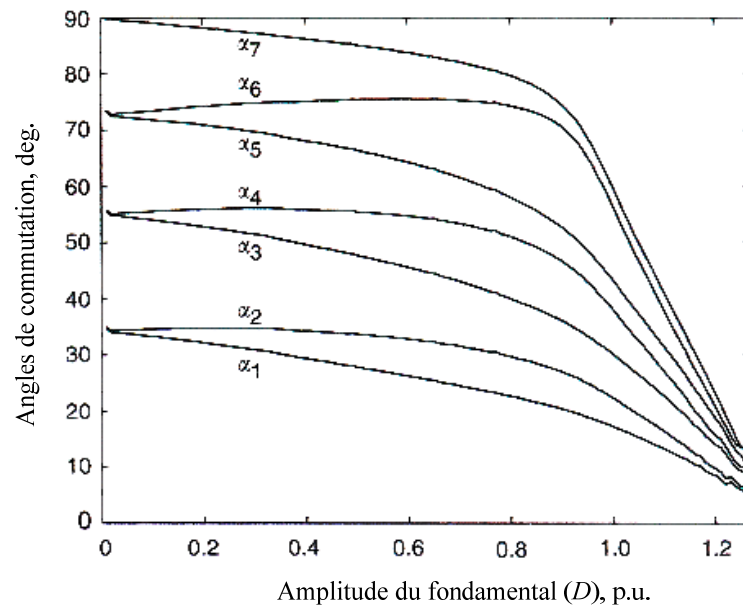
$$\begin{aligned}
V_1 &= \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(\alpha_k) \\
0 &= \frac{4}{3\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(3\alpha_k) \\
0 &= \frac{4}{5\pi} \sum_{k=1}^{M=3} (-1)^{k+1} \cos(5\alpha_k)
\end{aligned} \tag{III.2}$$

Les angles de commutation solution obtenus sont ici des angles dits exacts et concernent le premier quart de période de l'onde de cette tension. Le reste des angles de commutation sur la période du fondamental peuvent être déduits par symétrie de ces M angles calculés, tel qu'indiqué à la figure III.2. Du fait de la non linéarité de ces équations, leur résolution nécessite des algorithmes numériques à récurrence et donc un calcul intensif qui ne peut être alors effectué depuis le programme de gestion (on-line) du (des) convertisseur(s) statiques en temps réel.

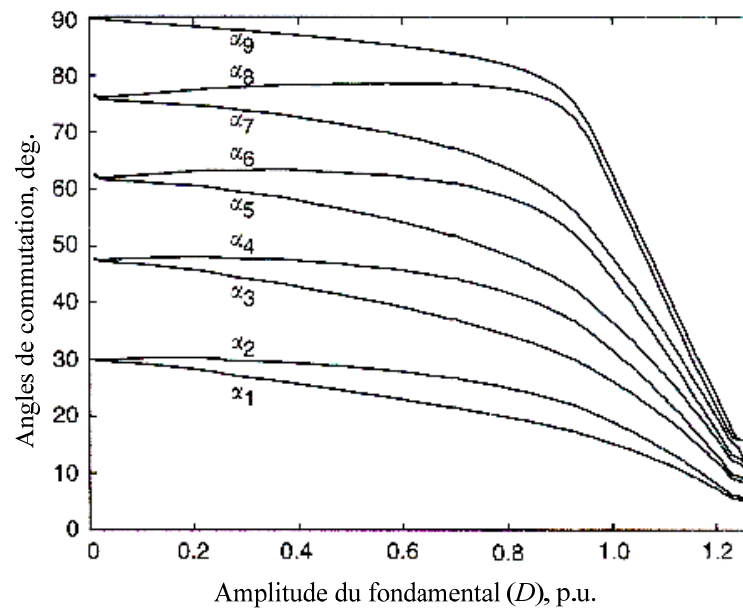
Dans le cas d'une tension continue intermédiaire non lisse, cependant, cette manière de calculer le spectre de la forme d'onde MLI de tension n'est pas valable. Une nouvelle approche pour calculer les angles de commutation optimisés est donc nécessaire. Une telle approche est proposée au chapitre suivant.

III.1.1.2 Minimisation des harmoniques.

Les angles optimisés de commutation exacts sont calculés toujours à l'aide des expressions (III.1) mais l'objectif, contrairement à l'élimination des $M-1$ premiers harmoniques (HEPWM), est dans le cas de la minimisation d'harmoniques (HMPWM) de minimiser tous les harmoniques tensions dans tout le spectre de fréquence de l'onde MLI fabriquée [83]. Pour cela, le taux de distorsion harmonique THD défini par la relation (III.3) [78,79] est utilisé comme indice de performance lors de la détermination des solutions dans le processus de minimisation des courants harmoniques qui sont évalués à l'aide de la relation (III.4).



a)



b)

Fig.III.5 Angles de commutation optimisés exacts par HMPWM, tension continue lisse

a) pour $M = 7$

b) pour $M = 9$.

$$THD = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{n=3}^{499} I_n^2} \quad (\text{III.3})$$

$$I_n = \frac{A_n}{n\omega L} \quad (\text{III.4})$$

Les lieux de variation des angles de commutation exacts calculés pour HMPWM pour les valeurs de $M = 7$ et 9 sont représentés à la figure III.5, dans le cas d'une tension continue lisse.

Les angles de commutation optimisés sont encore déterminés hors processus de commande des

convertisseurs statiques à l'aide d'une procédure à base de la minimisation d'un indice de performance tel que le *THD* [65,83].

III.1.2 Stratégie MLI optimisée pour redresseurs/gradateurs MLI.

La tension délivrée par l'un des redresseurs au moteur de traction à courant continu (voir figure III.6) en logique positive peut être construite sous la forme d'un train de $M+1$ impulsions et de M creux répartis sur toute la période de la tension de source alternative, comme montré à la figure III.3b, de façon que le courant de ligne prenne la forme indiquée dans laquelle le fondamental est forcé à être synchronisé avec la tension alternative et $M-1$ harmoniques supprimés de l'onde. Le système fonctionne ainsi à facteur de déplacement proche de l'unité (ce facteur étant le cosinus de l'angle de déphasage du courant fondamental par rapport au passage par zéro de la tension de source alternative). Ceci est réalisé en pilotant le redresseur en appliquant les angles de commutation calculés comme expliqué ci-dessous [85]. Les paramètres de ce circuit sont donnés dans la table III.1.

Table III.1 Paramètres du montage à redresseur monophasé

Inductance (Côté source alternative C+Filtre CC +inductance de fuite du moteur à courant continu CC)	$L_T = 133 \text{ mH}$
Résistance de la boucle complète	$R_T = 2.7 \Omega$
Capacité (filtre LC côté alternatif)	$C = 10 \text{ nF}$
Source alternative de tension	$V_{AC} = 220 \text{ V}, f = 50 \text{ Hertz}$

Le redresseur MLI dévolteur peut être considéré comme une combinaison d'un hacheur MLI à courant alternatif (gradateur MLI) suivi d'un pont redresseur à diodes. Imposant la symétrie par rapport au quart de période, en plus de la symétrie par rapport à la demie - période, à la tension MLI v_o de sortie du hacheur alternatif, exprimée sous forme d'une série de Fourier donnée par (III.5) ci-dessous,

$$v_o(\omega_s t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega_s t) + B_n \cos(n\omega_s t)] \quad (\text{III.5})$$

et dont les coefficients peuvent être exprimés par (III.6) et (III.7),

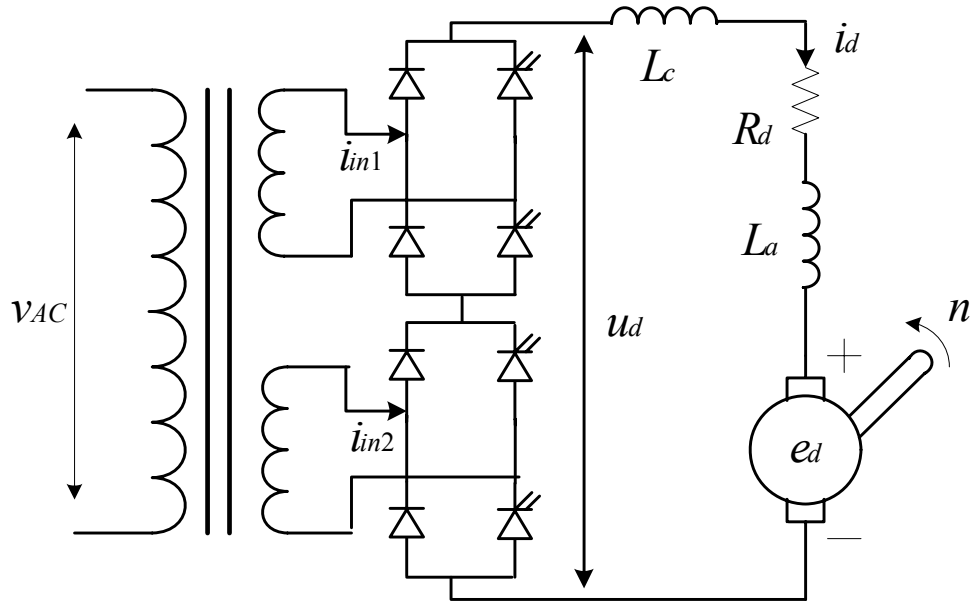


Fig.III.6 Configuration type de système de traction à moteur DC alimenté en monophasé.

Si $n = 1$ (c'est-à-dire cas du fondamental) alors

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = \frac{2V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2} \delta + \sum_{k=1}^M \left[(-1)^{k+1} \alpha_k + (-1)^k \frac{\sin(2\alpha_k)}{2} \right] \right\} \\ B_1 = 0 \end{array} \right\} \quad (III.6)$$

Mais Si $n \geq 3$ (le $n^{\text{ième}}$ harmonique impair) alors

$$\left\{ \begin{array}{l} A_n = \frac{2V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \sin([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^M (-1)^k \sin([n+1]\alpha_k) \right\} \\ B_1 = 0 \end{array} \right\} \quad (III.7)$$

Fin

relativement au passage par zéro de la tension V_{AC} de source alternative, définie par (III.8),

$$v_{AC} = V_{sm} \sin(\omega_s t) \quad (III.8)$$

où ω_s (ici $\omega_m = \omega_s$) est sa pulsation et V_{sm} son amplitude utilisée comme tension de base,

δ doit être réglé à :

$\delta = 1$, si M est pair, et à

$\delta = 0$, si M est impair,

sont à utiliser en observant les conditions (III.9).

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \frac{\pi}{2} \quad (\text{III.9})$$

L'amplitude et le déphasage, par rapport à la tension de source alternative, du $n^{\text{ème}}$ harmonique contenu dans la forme d'onde de la tension de sortie sont alors obtenus par les relations:

$$V_{on} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{and} \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{B_n}{A_n}\right) \quad (\text{III.10})$$

Pour que l'harmonique de rang n soit éliminé de l'onde MLI de sortie, les coefficients de Fourier correspondants A_n et B_n doivent être réglés à zéro. Puisque le coefficient B_n est nul pour tout n , les angles α_k , $k = 1, 2, 3, \dots, M$ seront calculés sur la base des expressions A_n et donc par la résolution de $(M-1)$ équations à M inconnues écrites sous la forme suivante:

$$F_i(\alpha_k, k, M) = \frac{2V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \sin([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^M (-1)^k \sin([n+1]\alpha_k) \right\} = 0 \quad (\text{III.11})$$

Une équation supplémentaire est nécessaire pour que ce système à M inconnues soit solvable et $(M-1)$ harmoniques éliminés. Cette équation est celle qui correspond à l'amplitude de la composante fondamentale donnée par la relation (III.6) qui peut être réglée de manière à produire la valeur moyenne de la tension redressée désirée U_{dmoy} aux bornes de sortie du redresseur. Cette dernière peut être considérée comme étant la valeur moyenne d'une tension sinusoïdale fictive, d'amplitude A_1 , redressée (c'est-à-dire la composante fondamentale redressée), le reste des harmoniques étant ignoré. Utilisant alors l'équation (III.6), une relation linéaire entre la tension redressée moyenne U_{dmoy} et l'amplitude V_{sm} de la tension de source alternative est obtenue.

Appelant D le rapport de l'amplitude du fondamental de la tension MLI à l'amplitude de la tension de source alternative,

$$D = \frac{A_1}{V_{sm}} \quad (\text{III.12})$$

U_{dmoy} peut être écrite sous la forme suivante :

$$U_{dmoy} = \frac{2A_1}{\pi} = D \frac{2V_{sm}}{\pi} \quad (\text{III.13})$$

et enfin, définissant U_{d0} , la valeur moyenne de la tension redressée double alternance, par :

$$U_{d0} = \frac{2V_{sm}}{\pi} \quad (\text{III.14})$$

la relation (III.13) peut être écrite sous la forme :

$$U_{dmoy} = DU_{d0} \quad (\text{III.15})$$

ce qui montre que, en variant D de 0 à 1, la valeur moyenne de la tension redressée peut être variée de manière linéaire de 0 à sa valeur maximale.

L'équation (III.6) donne alors la relation (III.16) suivante :

$$F_M(\alpha) = \left\{ \frac{\pi}{2} (\delta - D) + \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \alpha_k + (-1)^k \frac{\sin(2\alpha_k)}{2} \right\} = 0 \quad (\text{III.16})$$

Enfin, en écrivant les relations ci-dessus sous forme matricielle, en incluant les composantes (III.11) et (III.16), comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} F(\alpha) &= 0 \\ \alpha &= [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T \\ 0 &< \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \pi/2 \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

et en utilisant un algorithme numérique de résolution approprié, les angles de commutation peuvent être obtenus. Les détails complets relatifs à l'établissement de cette stratégie sont présentés dans l'annexe A.

La figure **III.7** montre un exemple de caractéristique d'angles MLI optimisés de commutation obtenue, en employant l'algorithme de type à critère d'arrêt optimal décrit dans [86], pour $M = 6$. L'annexe B présente celles des angles optimisés correspondants aux valeurs de $M = 3, 4, 5, \dots, 21$ sur la base de $(M-1)$ harmoniques éliminés sur une large plage du taux de modulation D , dans le cas d'un redresseur unique (voir figure **III.6**) et de la forme d'onde MLI à logique positive (cas de figure **III.3**). Les angles de commutation optimisés sont encore ici à

stocker en mémoire pour exploitation avec un microcontrôleur ou processeur DSP. Cette stratégie est applicable aux systèmes de traction à courant continu alimentés en courant alternatifs monophasés à condition, toutefois, que des éléments de filtrage adéquats soient insérés aussi bien au primaire que du côté secondaires du transformateur abaisseur de tension et que des composants de puissance à pouvoir de blocage de tension symétrique ou associés à des diodes montées en série soient employés. Ce qui, par conséquent, augmente relativement le poids de l'équipement embarqué par la locomotive, la dissipation de puissance et une valeur de la tension redressée moyenne limitée entraînant, principalement, une baisse significative de la vitesse du train en fonctionnement à pleine charge. D'autre part, cette stratégie MLI est présentée ici parce qu'elle apporte une explication anticipée qui aidera à la compréhension des fondements de la stratégie de commande qui ne souffre pas de ces limitations et qui est proposée au chapitre suivant.

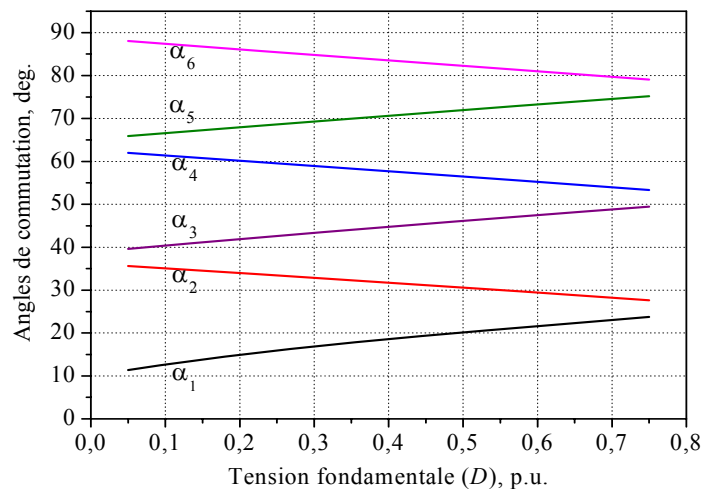


Fig.III.7 Trajectoire des angles de commutation en fonction de D , $M = 6$ (creux), cas de figures IV.3 et IV.6.

III.2 Stratégies MLI à échantillonnage régulier.

Les trains d'impulsions tels que ceux obtenus avec les méthodes exactes HEPWM et HMPWM décrites dans le paragraphe ci-dessus ont l'inconvénient que les angles de commutation doivent être calculés hors processus de commande du système (off-line). Les angles optimisés calculés par des programmes sur la base de la minimisation d'indices de performance prédéterminés tel que, comme précisé au paragraphe III.1.1.2, le taux de distorsion

harmonique, sont stockés en mémoire pour exploitation comme une table à lire (Lookup Table ou LUT) par application de processeur DSP. Ceci du fait que le processus de modulation est défini par des équations non linéaires, complexes et comportant des termes de fonctions trigonométriques. Les stratégies MLI à échantillonnage régulier permettent, quant à elles, l'obtention d'expressions plus simples faciles à implanter sur microprocesseur/DSP.

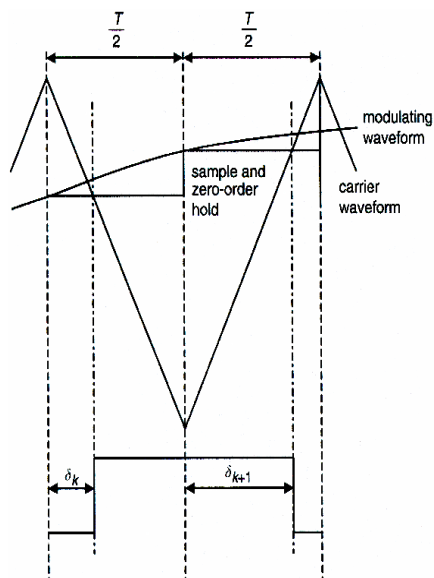


Fig.III.8 Processus de confection d'une Impulsion d'onde MLI à trois niveaux par Par RSPWM.

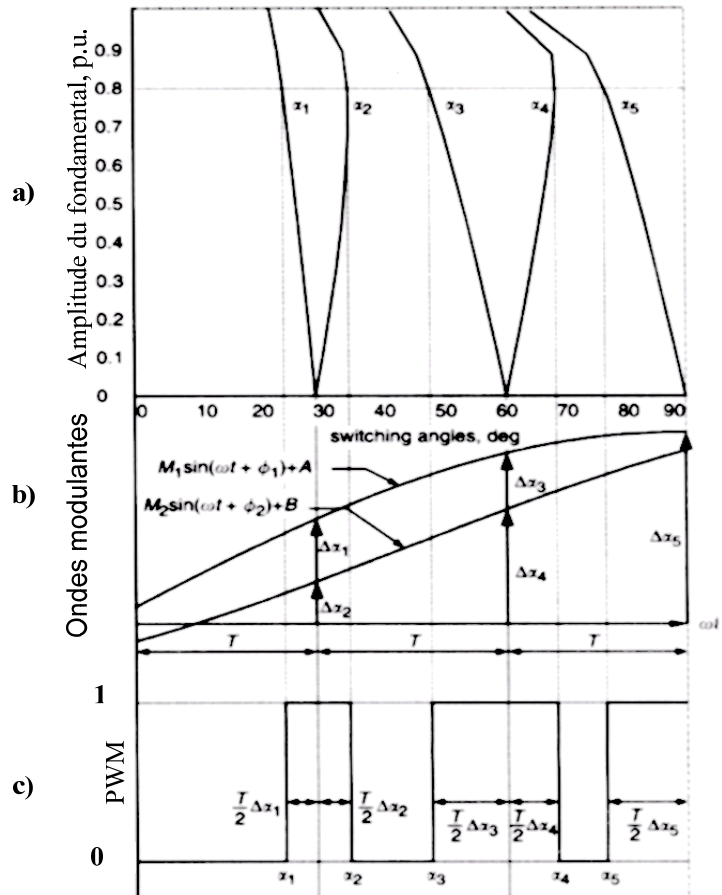


Fig.III.9 Processus de confection d'impulsions sur un quart de période de la modulante pour $M = 5$ et $D = V_1, p.u. = 0.8$ par RS HEPWM.

III.2.1 Stratégie MLI à échantillonnage régulier RS PWM

Par contre, la stratégie MLI à échantillonnage régulier [71] est définie par des équations algébriques simples pouvant être facilement implantées sur microprocesseur ou DSP et être résolues au niveau du système de commande (on-line) et en temps réel [74]. Dans ce cas (voir figure III.8), les instants correspondants aux fronts montants et descendants des impulsions modulées sont obtenus par la prise d'échantillons régulièrement espacés [65,67, 73,75,83], $F(T_k)$,

de l'onde modulante de fréquence f_m et à une cadence dont la période (d'échantillonnage ou du signal de la porteuse) est :

$$T = \frac{1}{FD f_m} \quad (\text{III.18})$$

selon les relations (III.19) et (III.20), FD étant le nombre d'impulsions dans la période du fondamental ($FD = 1/(2f_m)$) ou encore $FD = 2M$ et M toujours le nombre d'impulsions par demi période) et est égal au rapport des fréquences de la porteuse et de la modulante ω_c/ω_m .

$$\delta_k = \frac{T}{2} \{1 - F(T_k)\} \quad (\text{III.19})$$

$$\delta_{k+1} = \frac{T}{2} F(T_k + 1) \quad (\text{III.20})$$

où δ_k et δ_{k+1} sont les instants de commutation correspondants aux fronts montant et descendant, respectivement, le signal modulant étant, dans ce cas, défini par :

$$F(T_k) = D \sin[\omega_m (T_k + (T/4))] \quad (\text{III.21})$$

et D étant toujours le taux de modulation en p.u..

En outre, les angles de commutation obtenus varient de manière linéaire en fonction de l'amplitude V_I du fondamental de l'onde MLI jusqu'à la valeur $V_I = 1$ p.u. à partir de laquelle cette linéarité est perdue entraînant une distorsion accrue durant la transition au fonctionnement en créneau (impulsion unique par demi période).

Cependant et du fait de sa simplicité, ce mode d'échantillonnage constitue la base d'établissement de techniques permettant un calcul approximatif des angles de commutation exacts des méthodes HEPWM et HMPWM mais qui sont considérées comme étant plus simples et sont d'ores et déjà implantées sur DSP permettant le calcul des angles de commutation dans le processus de commande et en temps réel. Les méthodes MLI correspondantes sont décrites dans les paragraphes suivants.

III.2.2 Stratégie MLI à échantillonnage régulier RS HEPWM

Cette stratégie s'appuie sur les similitudes observées entre les trajectoires des angles de commutation optimisés, solutions correspondants à l'application de HEPWM ou HMPWM (comme celles présentées en annexe B dans le cas du redresseur MLI abaisseur de tension) aux formes d'ondes MLI monophasées à trois niveaux de tension, et valables pour toutes les valeurs de M . Ces similitudes peuvent être résumées comme suit :

- Les trajectoires des angles de commutation sont presque linéaires dans la plage de variation de 0 à 1 p.u. de l'amplitude de la tension fondamentale.
- Les trajectoires des angles de commutation de numéros impairs sont parallèles et ont des pentes négatives tandis que ceux de numéros pairs le sont aussi mais avec des pentes positives.
- La séparation angulaire entre les angles de commutation au point d'amplitude de la tension fondamentale nulle est définie par la relation suivante :

$$T = \frac{\pi}{(M+1)} \quad (\text{III.22})$$

- Aucune solution n'existe pour les angles de commutation dans le cas des valeurs d'amplitudes de la tension fondamentale situées au-dessus de la valeur 1 p.u. et, si une transition de la forme MLI à celle en créneau est nécessaire, des solutions de rechange doivent être déterminées [70,73].

Les lieux caractéristiques des angles de commutation obtenus par la méthode HEPWM d'élimination des harmoniques, telle que celle du cas de figure III.4 (voir aussi annexe B), sont utilisés comme base pour le développement des stratégies MLI d'élimination d'harmoniques à échantillonnage régulier RS HEPWM [76]. Le principe de leur élaboration consiste alors en la modélisation de ces lieux caractéristiques d'angles par deux ondes sinusoïdales déphasées utilisées comme fonctions de modulation et obtenir ainsi une solution approchée des angles de commutation exacts calculés par la méthode HEPWM dans la plage $D = [0, 0.8]$ p.u.. Le processus pour la production d'un quart de cycle de l'onde MLI ciblée par RS HEPWM est illustré à la figure III.9 pour $M = 5$ et $D = V_l = 0.8$ p.u.. L'échantillonnage régulier des deux

sinusoïdes est utilisé pour déterminer les degrés de modulation, $\Delta\alpha_k$, des fronts montant et descendant (figure III.9b) qui permettent de calculer les angles relatifs aux fronts montant et descendant des impulsions (figure III.9c) en fonction des échantillons prélevés sur les ondes modulantes sinusoïdales. Les impulsions de l'onde MLI produite sont alors centrées sur les points de prélèvement d'échantillons qui coïncident avec la séparation angulaire donnée par $T_k = kT$ au point correspondant à $D = V_1 = 0$ p.u., qui donne $T = 30^\circ$ pour $M = 5$. Les angles correspondants aux fronts montants et descendants ou angles de commutation sont alors définis par les équations (III.23) et (III.24) :

$$\alpha_k = (k+1)\frac{T}{2} - D_1 \frac{T}{2} \sin \left[(k+1)\frac{T}{2} + \phi_1 \right] - A \frac{T}{2} \quad (\text{III.23})$$

avec $k = 1, 3, \dots, M$,

$$\alpha_k = k\frac{T}{2} + D_2 \frac{T}{2} \sin \left[k\frac{T}{2} + \phi_2 \right] + B \frac{T}{2} \quad (\text{III.24})$$

avec $k = 2, 4, \dots, M-1$, et

$$D_1 = V_1, \quad \phi_1 = \frac{T}{8} \quad \text{et} \quad A = 0.12 \left[1 - \cos \left(V_1 \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (\text{III.25})$$

$$D_2 = 0.75V_1, \quad \phi_2 = -\frac{\pi}{4} \quad \text{et} \quad B = 0.4 \sin \left(V_1 \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{III.26})$$

Le réglage de la tension fondamentale se fait ici aussi linéairement jusqu'à une valeur de $D = 1$ p.u., approximativement [72,76].

III.2.3 Stratégie MLI à bande d'hystérésis à échantillonnage régulier SHBPWM

Cette méthode utilise une stratégie à échantillonnage régulier modifiée incluant les modulations de largeur MLI et de position MPI (ou PPM) d'impulsions pour reproduire la stratégie de modulation MLI à bande d'hystérésis qui est du genre analogique [79]. Les angles de commutation obtenus par application de cette dernière méthode analogique sont aussi définis et calculés, dans ce cas, de manière approximative par des équations simples offrant l'avantage

d'une application dans le processus de commande et en temps réel de cette stratégie MLI à bande d'hystérésis à échantillonnage régulier SHBPWM. La SHBPWM assure le réglage de la tension fondamentale et offre aussi la possibilité de passage au fonctionnement à tension de sortie d'onduleur en créneau. De plus, le réglage continu de la tension est possible et l'emploi de LUT ou d'interpolation n'est pas nécessaire. En outre, l'utilisation d'une largeur de bande d'hystérésis adaptative permet de réduire la fréquence de commutation et donc les pertes de puissances qui lui sont associées.

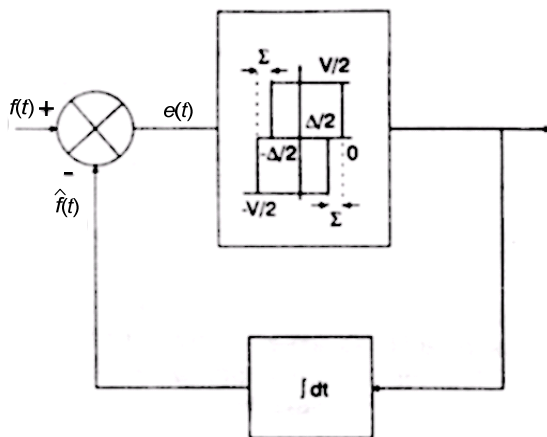


Fig.III.10 Schéma Bloc illustrant la confection D'onde MLI à trois niveaux par modulation de bande d'hystérésis.

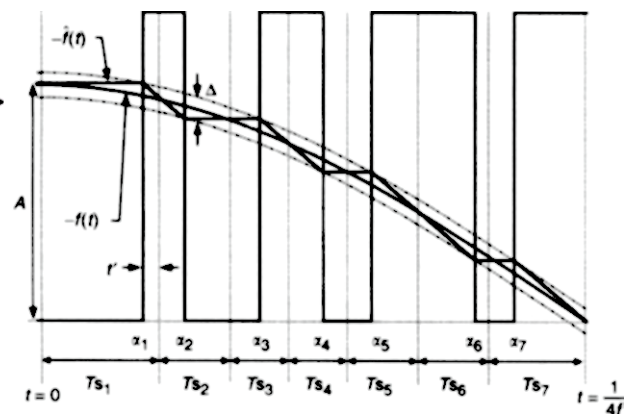


Fig.III.11 Confection d'un quart de période d'onde MLI pour $FD = 2M = 14$, $D = 0.8$ p.u.

La figure III.10 montre le schéma bloc représentant le processus de production de l'onde de tension MLI par modulation à bande d'hystérésis. La fonction intégrateur $\hat{f}(t)$ poursuit la référence $f(t)$ dans les limites d'une bande prédéfinie. Les allures des grandeurs apparaissant dans ce diagramme sont représentées à la figure III.11 correspondant à la production d'impulsions sur un quart de période dans le cas d'un rapport fréquences $FD = 14$ ($M = 7$), les signaux de référence et de rétroaction ayant été inversés par rapport à leur axe pour plus de clarté (voir figure III. 12). La figure III.11 montre aussi que cette stratégie de modulation de construction d'ondes MLI à trois niveaux, qui par essence est analogique, englobe et la modulation de position MPI et la modulation de largeur MLI d'impulsion [79]. D'autre part, l'adaptation de la largeur de bande d'hystérésis Δ en fonction du nombre d'impulsions M et du taux de modulation D permet de reproduire de manière approximative les lieux de variation des

angles de commutation et le taux de distorsion THD exacts calculés par la stratégie HMPWM [83].

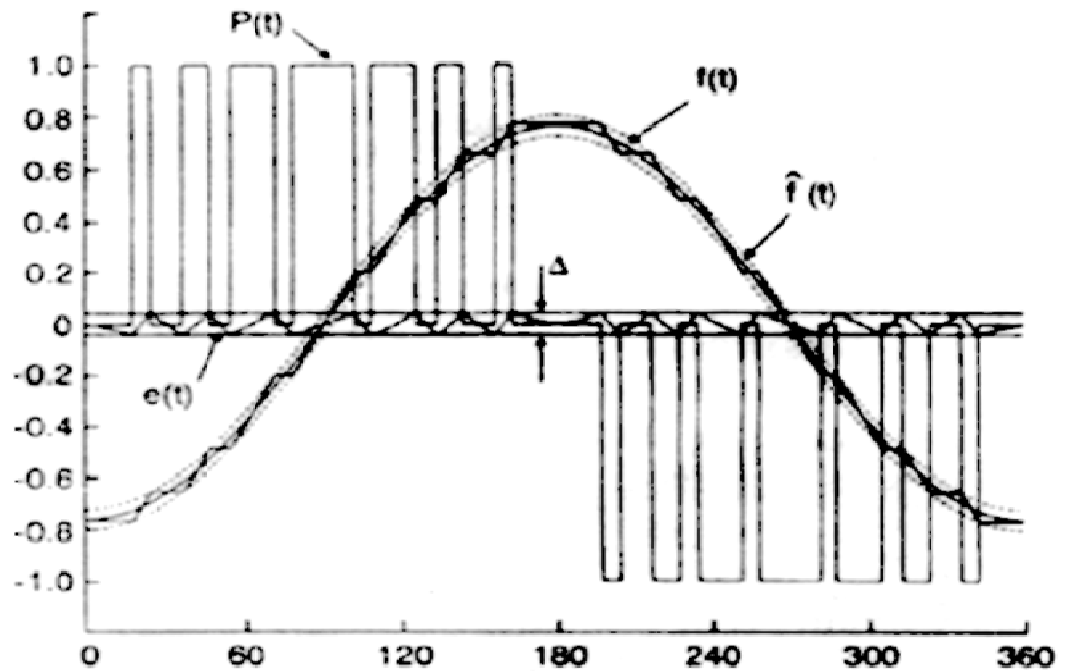


Fig.III.12 Chronogramme des signaux intervenant dans la modulation à bande d'hystérésis adaptative pour $FD = 14, D = 0.8 p.u.$

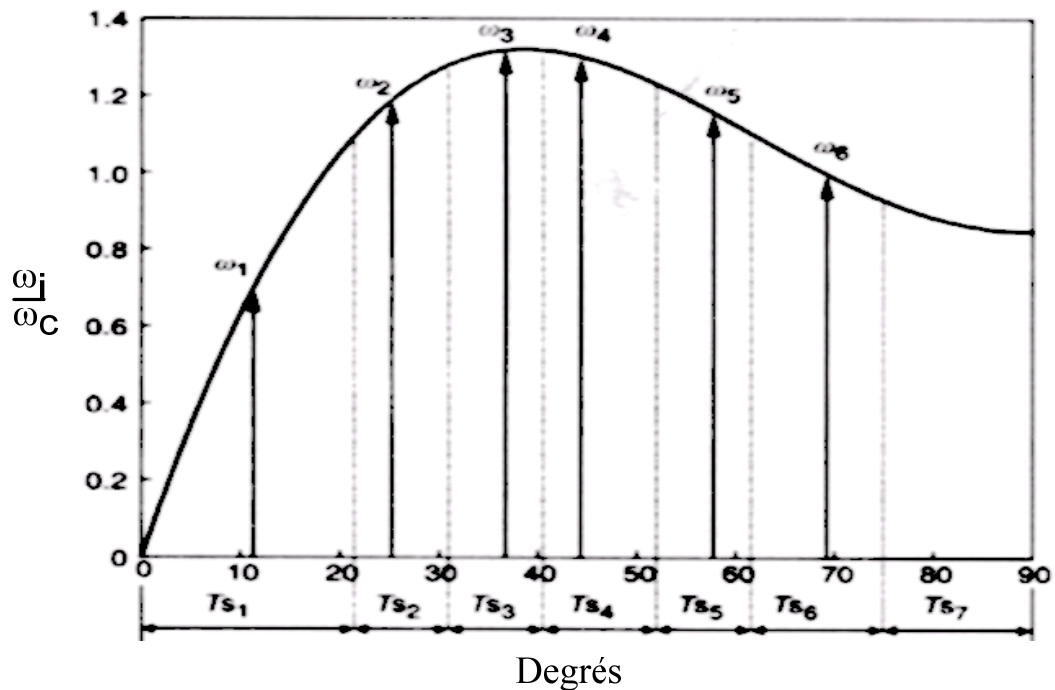


Fig.III.13 Production des impulsions pour la modulation SHBPWM.

La modulation de position MPI peut être représentée par une fonction qui, dans le cas de modulation sinusoïdale (voir figure III.11), est exprimée par la relation (III.27) dont le tracé pour $D = 0.8$ est celui de la figure III.13).

$$\omega_i = \omega_c \frac{2\pi [\sin \omega_m t - M/2 (1 - \cos 2\omega_m t)]}{4 - M\pi} \quad (\text{III.27})$$

Les instants d'échantillonnage T_{Si} de la figure **III.11** sont évalués par prélèvement d'échantillons de la fonction de modulation de position MPI représentée par la relation (III.27) et la figure **III.13** et définis par la relation (III.28) [79] :

$$T_{Si} = \frac{\pi}{\omega_i} \quad (\text{III.28})$$

Ainsi (voir figure **III.13**), les instants d'échantillonnage ne sont pas distribués régulièrement dans le temps et définissent les points milieux des impulsions obtenues traduisant, de ce fait, la modulation de position MPI. La modulation de largeur d'impulsion MLI est effectuée par l'emploi des équations (III.29) et (III.30), équivalentes aux équations (III.19) et (III.20), d'échantillonnage régulier qui définissent les instants de commutation correspondants aux fronts montant et descendant des impulsions utilisant les instants T_{Si} d'échantillonnage irrégulier et une fonction de modulation $F(T_k)$.

$$\delta_k = T_{Si} \{1 - F(T_k)\} \quad k = 1, 3, \dots, M \quad (\text{III.29})$$

$$\delta_{k+1} = T_{Si+1} F(T_{k+1}) \quad k = 2, 4, \dots, M-1 \quad (\text{III.30})$$

Enfin, cette stratégie SHBPWM permet un réglage linéaire de la tension fondamentale allant jusqu'à une valeur de $D = 1.2$ p.u. et donc virtuellement un fonctionnement de l'onduleur à tension de sortie en créneau. D'où l'intérêt d'application de la stratégie SHPWM, tout comme la HMPWM, dans les entraînements du fait de cette large plage de variation de la tension.

La figure **III.14** représente les résultats de comparaison [83] des performances, par simulation, en termes de THD calculé à l'aide des relations (III.3) et (III.4) dans le cas des stratégies MLI ci-dessus destinées aux onduleurs monophasés pour les deux valeurs de $M = 7$ et 9 qui montrent un écart assez faible entre eux, donc en faveur de l'approximation faite vis-à-vis de la stratégie optimisée exacte.

A noter, cependant, que toutes les stratégies MLI présentées ci-dessus supposent une source de tension continue/alternative constante et parfaitement lisse.

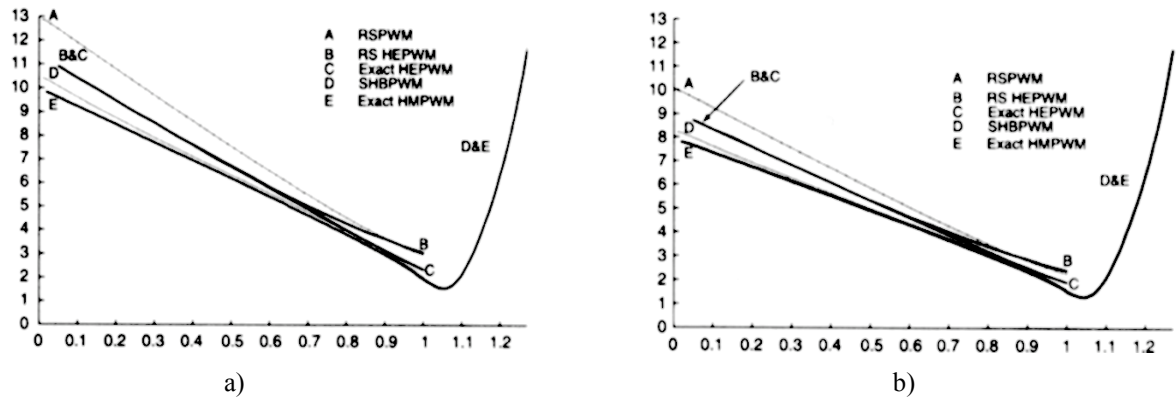


Fig.III.14 Comparaison du taux de distorsion total (*THD*) dans le des diverses stratégies MLI
a) Pour $M = 7$
b) Pour $M = 9$.

CHAPITRE IV : LA STRATEGIE MLI VECTORIELLE OPTIMISEE.

Les conséquences mentionnées au paragraphe II.2 sont dues au fait que la réduction de la capacité du condensateur de filtrage intermédiaire entraîne « un mauvais filtrage ». Ce qui produit une ondulation de la tension v_{DC} à ses bornes. Cette ondulation est d'autant plus accentuée que cette capacité est faible. Elle devient ainsi riche en harmoniques résultant de la superposition des effets de charge et/ou de décharge du condensateur par les convertisseurs statiques mis en cascade par son intermédiaire. Il est donc impératif de prendre en compte la présence de ces harmoniques, contenus dans la tension continue aux bornes du condensateur du filtre de liaison, dans la construction de l'onde MLI envisagée en vue de rétablir entièrement les performances de la stratégie MLI optimisée lors du réglage de la tension et de l'élimination des harmoniques de cette onde. La solution consiste alors à inclure les composantes harmoniques, en amplitudes et en phases, de la tension v_{DC} dans le calcul des angles de commutation (ou des largeurs des impulsions) de l'onde MLI envisagée par le biais de l'évaluation des coefficients de Fourier représentant son spectre d'harmoniques.

IV.1 Présentation de la méthode.

La simplification mentionnée au paragraphe III.1.1.1 est, en fait, l'annulation de tous les termes (pour tout n) de l'équation (IV.2) qui constituent la deuxième partie du système d'équations qui devraient être utilisées, simultanément avec les termes de l'équation (IV.1), dans le calcul du spectre d'harmoniques de la forme d'onde MLI conformément aux contraintes (IV.3).

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \quad (IV.1)$$

$$B_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^M (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \quad (IV.2)$$

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \frac{\pi}{2} \quad (IV.3)$$

L'idée fondamentale est, dans ce cas, d'effectivement utiliser les deux équations (IV.1) et (IV.2) simultanément, pour résoudre le problème à $2M$ angles de commutation (comme inconnues) de sorte que l'ondulation de tension continue intermédiaire puisse être incluse dans le calcul du

spectre d'harmoniques de la forme d'onde MLI en construction. La supposition de symétrie de l'onde MLI par rapport au quart de période n'est plus nécessaire. Alors, l'amplitude et le déphasage de chacun des harmoniques de la forme d'onde MLI, en p.u., dans un repère fixe, sont définis (voir figure IV.1) comme suit:

$$V_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}; \quad \varphi_n = \arctan\left(\frac{B_n}{A_n}\right) \quad (\text{IV.4})$$

où A_n et B_n deviennent :

$$A_n = \frac{2}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{IV.5})$$

et

$$B_n = \frac{2}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \quad (\text{IV.6})$$

sous les nouvelles contraintes imposées aux angles de commutation, données par:

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \dots < \alpha_{2M} < \pi \quad (\text{IV.7})$$

c'est-à-dire un système de $2M$ équations non linéaires à $2M$ inconnues.

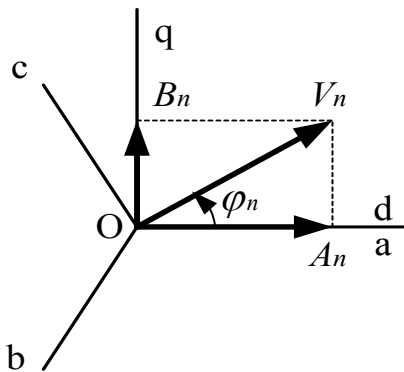


Fig.IV.1 Représentation vectorielle des harmoniques de l'onde MLI.

La figure IV.1 montre la représentation vectorielle du spectre d'harmoniques de la forme d'onde MLI dans le repère (d, q) [87].

Dans le cas de l'onduleur, en utilisant la tension fondamentale de l'onde MLI comme tension de référence et en faisant coïncider l'axe d du repère avec celle-ci, on aboutit, en utilisant les équations (IV.5) et (IV.6), à la forme suivante:

Pour l'harmonique de rang n de la phase 1

$$\begin{aligned} V_{d1n} &= A_n = V_{1n} \\ V_{q1n} &= B_n = 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.8})$$

où $n = 2i+1, i = 0, 1, 2, 3, \dots, M-1$.

Ainsi, pour une forme d'onde MLI à M impulsions par demi-cycle du fondamental, un système de $2M$ équations doit être résolu pour $2M$ inconnues tout en réglant l'amplitude de la composante fondamentale et des $(M-1)$ harmoniques en observant les contraintes (IV.7). A ce stade, avec une tension continue intermédiaire lisse, les mêmes résultats que ceux dans le cas particulier de la stratégie MLI optimisée conventionnelle utilisant les équations (IV.1) et (IV.2) conformément aux conditions (IV.3) devraient être obtenus.

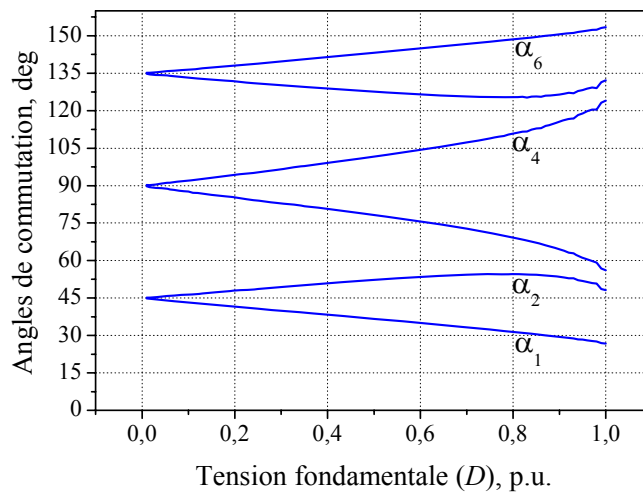


Fig. IV.2 Angles de commutation optimisés montrant la symétrie par rapport au quart de période obtenus par la MLI vectorielle pour $M = 3$, 3^{ème} et 5^{ème} harmoniques éliminés.

La figure IV.2 montre les angles de commutation optimisés pour un nombre d'impulsion $M = 3$ avec le 3^{ème} et 5^{ème} harmonique éliminés, obtenus en utilisant la procédure indiquée dans la section suivante. Ces résultats sont, d'ores et déjà, comparables à ceux obtenus pour la stratégie MLI optimisée conventionnelle (voir figure IV.3), démontrant, par là même, la symétrie par rapport au quart de période.

Maintenant, puisque les angles de commutation sont soumis aux conditions (IV.7) plutôt qu'aux conditions (IV.3), différentes solutions peuvent être déterminées. C'est une nouvelle qualité qui signifie que les fronts des impulsions de la forme d'onde MLI peuvent prendre différentes positions dans la période du fondamental, et dépendront du contenu

harmonique de la tension continue intermédiaire, des critères de base (tels que l'élimination sélective des harmoniques, la minimisation du taux de distorsion harmonique, etc.) et du jeu d'angles proposé comme solution initiale supposée être proche de la solution recherchée.

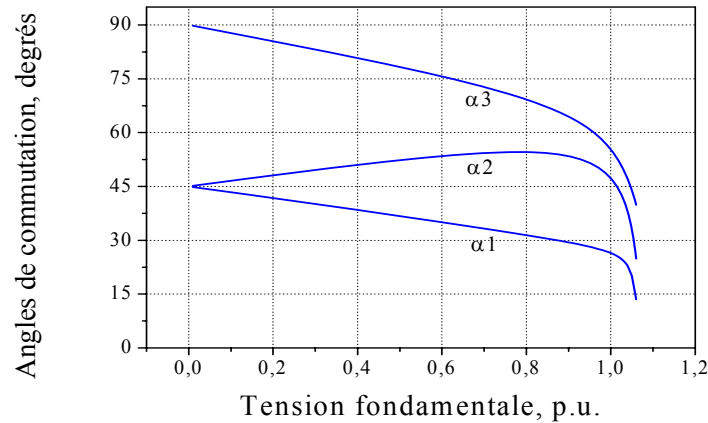


Fig.IV.3 Angles de commutation optimisés pour onde MLI symétrique par rapport au $\frac{1}{4}$ de période en fonction de la composante fondamentale pour $M = 3$.

La tension continue intermédiaire est, d'habitude, considérée constante et lisse sur toute la plage de variation de la tension fondamentale. Cependant, ceci est valable seulement si des éléments de filtrage passifs encombrants, tels que de gros condensateurs comme filtre intermédiaire, sont utilisés. Dans des applications particulières, telles que la traction ferroviaire, l'optimisation de la taille de ce condensateur est nécessaire, pour les raisons données dans les chapitres précédents. Une certaine ondulation apparaît alors sur la tension aux bornes du condensateur du filtre intermédiaire et peut provoquer la circulation de courants harmoniques de bas rang à travers la source alternative/charge alternative selon le fonctionnement en redresseur/onduleur. Ceci provoque, en plus de la réapparition des harmoniques éliminés, une modification du déphasage de la composante fondamentale de la forme d'onde de la tension d'entrée MLI au redresseur v_{in} . Afin de rétablir le réglage de tension et l'élimination des harmoniques, les effets de cette ondulation de la tension continue intermédiaire doivent être éliminés. Un moyen pour effectuer cela pourrait être l'emploi de la technique dite d'*égalisation* du produit *volt × seconde* [45,88] dans laquelle les angles de commutation sont ajustés de manière à ce que la tension de charge en excès sur les impulsions du premier quart de période, par exemple, est réduite pour faire correspondre leur valeur moyenne à la valeur moyenne réelle

de la tension continue intermédiaire V_{DC0} tandis que les largeurs des impulsions du deuxième quart de la période sont rallongées dans le même but. La stratégie MLI vectorielle optimisée est établie afin d'annuler/réduire, d'une manière similaire, les courants harmoniques de bas rang correspondants et permettre une réduction appréciable de la taille du condensateur du filtre intermédiaire, en tenant compte de l'ondulation de la tension continue d'entrée de l'onduleur/de sortie du redresseur (c'est-à-dire par le biais du calcul de son spectre d'harmoniques), comme décrit ci-dessous. Le processus de compensation par la technique d'égalisation du produit $volt \times seconde$ est, donc, indirectement inclus et intervient naturellement durant la recherche de solution d'angles de commutation.

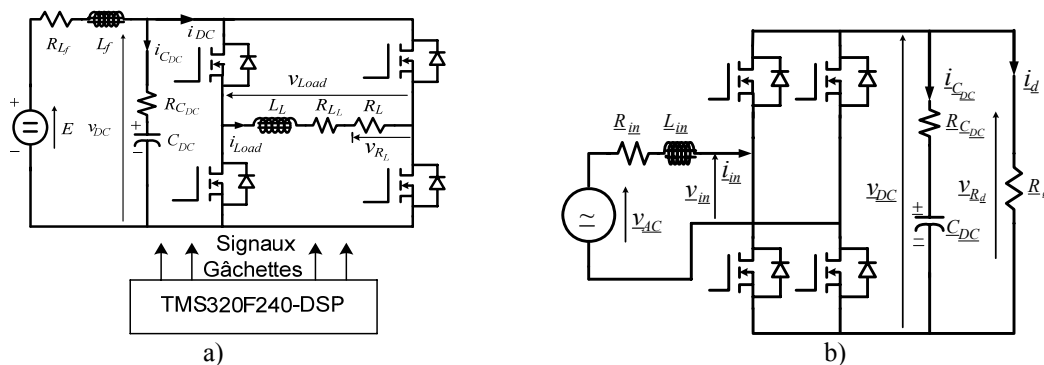


Fig. IV.4 Configurations du circuit de puissance à convertisseur statique unique
 a) Onduleur monophasé avec filtre LC d'entrée et charge RL
 b) Redresseur MLI élévateur de tension monophasé avec filtre L d'entrée et C de sortie sur résistance pure.

IV.2 Application de la stratégie MLI vectorielle optimisée

L'ondulation de tension qui apparaît aux bornes du condensateur du filtre intermédiaire contient, dans tous les cas, seulement des harmoniques de rang pair multiple de la fréquence de modulation ω_m (dans le cas des configurations de la figure IV.4) ou résulter de la superposition de ceux dus aux processus de redressement et d'ondulation dans le cas pratique d'un système à cascade redresseur-onduleur (voir figure IV.5), en plus de ceux correspondants aux fréquences de commutation. De plus, la valeur moyenne V_{DC0} de la tension aux bornes du condensateur du filtre continu diminue lorsque le taux de modulation se rapproche de l'unité, à paramètres de charge constants.

La tension continue intermédiaire peut alors être exprimée par [89] :

$$v_{DC}(\omega_p t) = 1 + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCp} \sin(\omega_p t - \psi_p) \quad (IV.9)$$

où $p = 1.2.3, \dots, \infty$; ω_p étant la pulsation du $p^{\text{ème}}$ harmonique de cette tension continue et V_{DCp} est son amplitude en p.u.; c'est-à-dire:

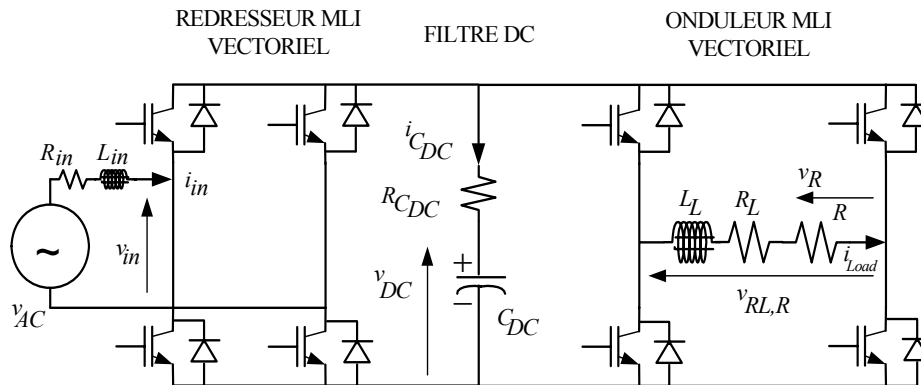


Fig.IV.5 Schéma du circuit de puissance d'une cascade redresseur-onduleur monophasée.

$$V_{DCp} = \frac{V_{DCpm}}{V_{DC0}} \quad (IV.10)$$

où V_{DCpm} est l'amplitude correspondante.

Dénotant par r_p , le rapport de la fréquence du $p^{\text{ème}}$ harmonique de la tension continue à la fréquence de modulation, défini par:

$$r_p = \frac{\omega_p}{\omega_m} \quad (IV.11)$$

le spectre de la forme d'onde de tension MLI à trois niveaux est maintenant calculé (voir Annexe C pour les détails complets d'établissement de cette stratégie) en employant les équations (IV.12) et (IV.13), dans le cas des configurations de circuits de puissance à convertisseur statique unique. Dans le cas des configurations à cascades (Figure IV.5), cependant, la tension continue intermédiaire est déterminée par la charge et la décharge du condensateur du filtre. Ces processus découlent des courants de sortie du redresseur et du courant d'entrée de l'onduleur respectivement et produisent une tension d'ondulation contenant des composantes aux fréquences directement proportionnelles aux fréquences de modulation du redresseur et de l'onduleur ou à des combinaisons des deux. Pour cette raison, des situations, dans lesquelles des harmoniques de l'ondulation de la tension continue intermédiaire de rang impair sont vus par le

redresseur ou l'onduleur, surviennent. Celles-ci mènent aux cas où le rapport r_p prend une valeur égale au rang d'un harmonique cible de la forme d'onde MLI provoquant l'annulation du terme $(r_p - n)$ des équations (IV.12) et (IV.13). Ces situations sont corrigées en considérant la contribution de tels harmoniques à la construction de la forme d'onde MLI séparément, comme dans le cas des gradateurs MLI/redresseurs MLI abaisseurs de tension décrits au paragraphe III.1.2. Les angles de commutation optimisés doivent donc être calculés, dans tous les cas de configuration, sur la base des équations (IV.12) et (IV.13) et des équations (IV.12a) et (IV.13a), de la manière suivante :

Si $r_p = n$ alors

$$A_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ -\frac{1}{n} \cos(n\alpha_k) + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left(\sin(-\psi_p)\alpha_k - \frac{1}{r_p+n} \sin[(r_p+n)\alpha_k - \psi_p] \right) \right\} \quad (\text{IV.12})$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ \frac{1}{n} \sin(n\alpha_k) - \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left(\cos(-\psi_p)\alpha_k - \frac{1}{r_p+n} \cos[(r_p+n)\alpha_k - \psi_p] \right) \right\} \quad (\text{IV.13})$$

Mais si $r_p \neq n$ alors

$$A_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ \frac{1}{n} \cos(n\alpha_k) + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left(\frac{1}{r_p-n} \sin[(r_p-n)\alpha_k - \psi_p] - \frac{1}{r_p+n} \sin[(r_p+n)\alpha_k - \psi_p] \right) \right\} \quad (\text{IV.12a})$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ \frac{1}{n} \sin(n\alpha_k) - \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left(\frac{1}{r_p-n} \cos[(r_p-n)\alpha_k - \psi_p] - \frac{1}{r_p+n} \cos[(r_p+n)\alpha_k - \psi_p] \right) \right\} \quad (\text{IV.13a})$$

Fin,

les conditions (IV.7) étant toujours en vigueur.

En inspectant les équations (IV.12a) et (IV.13a), il apparaît évident que dans le cas particulier de la disparition de l'ondulation de la tension continue intermédiaire, c'est-à-dire $V_{DCp} = 0$, $p = 1, 2, 3, \dots, \infty$, ce système est réduit au système représenté par les équations (IV.5) et (IV.6) et par conséquent à celui représenté par les équations (IV.1) et (IV.2). Bien que ceci soit évidemment prévu, il est intéressant de le mentionner ici puisque les amplitudes des composantes harmoniques de l'ondulation de la tension continue évoluent vers une valeur nulle lorsque le taux de modulation D tend vers zéro. Ceci signifie que les caractéristiques des angles de commutation

optimisés calculés par la MLI vectorielle dans la plage inférieure des valeurs du taux de modulation devraient converger vers les lieux des angles de commutation optimisés des formes d'ondes MLI à symétrie par rapport au quart de période. Ceci a été utilisé pour l'évaluation de la solution de lancement $(\alpha_1^0, \alpha_2^0, \dots, \alpha_{2M}^0)$ à proposer à l'algorithme [86] de recherche de solution d'angles optimisés par la méthode MLI vectorielle, algorithme qui est du type à critère d'arrêt optimal, basé sur plusieurs techniques numériques comprenant, entre autres, la méthode itérative de Newton-Raphson avec évaluation des erreurs propres au calcul par ordinateur. D'autres techniques qui peuvent déterminer toutes les solutions possibles existent. Celles-ci emploient une solution préalablement localisée et une méthode simple de poursuite des calculs pour obtenir le reste des solutions [90-96]. La référence [96], d'autre part, confirme la méthode de décomposition selon les axes (d, q) dans le cas d'une tension continue lisse et présente une façon d'obtenir des solutions sur la base de la spécification de l'amplitude du fondamental et des harmoniques de tension et/ou de la phase, avec suppression de la symétrie par rapport au quart de période. Du fait de l'ondulation de la tension de source continue, les angles de commutation optimisés peuvent nécessiter un calcul, à tour de rôle pour chacune des phases dans le cas de fonctionnement en triphasé, le fondamental de la première forme d'onde MLI construite étant pris comme phase numéro un; V_{d2} , V_{q2} et V_{d3} , V_{q3} devant alors être réglées comme indiqué par la figure **IV.1**.

IV.3 Détermination des angles de commutation

IV.3.1 Procédure

En écrivant, cette fois, le vecteur des $2M$ variables (les inconnues α_k) sous forme matricielle, comme suit,

$$[\alpha] = [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k, \dots, \alpha_{2M}]^T \quad (\text{IV.14})$$

et le vecteur des $2M$ composantes des M premiers harmoniques contenus dans la forme d'onde MLI, décomposée le long des axes d et q , y compris le fondamental, de la manière suivante,

$$[V] = [V_{d1}, V_{q1}, V_{d2}, V_{q2}, \dots, V_{d2M-1}, V_{q2M-1}]^T \quad (\text{IV.15})$$

puis, à partir des équations (IV.12) et (IV.13) ou des équations (IV.12a) et (IV.13a), et en définissant les fonctions $F(\alpha)$ comme ci-dessous,

$$\begin{aligned} F_l(\alpha) &= A_l(\alpha) - V_{di} = 0 \\ F_{l+1}(\alpha) &= B_l(\alpha) - V_{qi} = 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

où $i = 2j+1, j = 0, 1, 2, 3, \dots, M-1$

et $l = 1, 2, 3, \dots, M$,

on obtient un système de $2M$ équations à $2M$ inconnues à résoudre en observant les conditions (IV.7).

Alors en réécrivant la relation (IV.16) sous forme vectorielle compacte,

$$[F(\alpha)] = [F_1(\alpha), F_2(\alpha), \dots, F_{2M-1}(\alpha), F_{2M}(\alpha)]^T \quad (\text{IV.17})$$

Et en formant la matrice des dérivées partielles (le Jacobien) de la matrice $F(\alpha)$ par rapport aux $2M$ inconnues,

$$\left[\frac{\partial F(\alpha)}{\partial \alpha} \right] = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \dots & \frac{\partial F_{2M}(\alpha)}{\partial \alpha_1} \\ \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial F_{2M}(\alpha)}{\partial \alpha_2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial F_1(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} & \frac{\partial F_2(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} & \frac{\partial F_3(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} & \dots & \frac{\partial F_{2M}(\alpha)}{\partial \alpha_{2M}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

et en utilisant un algorithme approprié qui, lancé avec un jeu de valeurs affectées aux inconnues et supposées être voisines d'une solution, permet d'obtenir des solutions acceptables sur la base de la précision désirée et du nombre de composantes harmoniques de la tension continue à prendre en considération. Les angles de commutation ainsi obtenus sont ensuite utilisés dans la simulation du système complet jusqu'à ce que le régime permanent soit atteint. Après cela, la tension continue intermédiaire est analysée à l'aide d'un programme mettant en œuvre la FFT et le contenu harmonique et la valeur moyenne V_{DC0} sont ainsi déterminés. Ces derniers sont à nouveau utilisés pour calculer de nouveaux angles de commutation sur la base des expressions (IV.12) et (IV.13) ou (IV.12a) et (IV.13a) qui représentent le spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur/d'entrée du redresseur, en minimisant les composantes du vecteur $F(\alpha)$. Ce

processus est répété jusqu'à ce qu'une solution satisfaisante, de jeu d'angles de commutation, soit obtenue pour le cas de la forme d'onde MLI à optimiser.

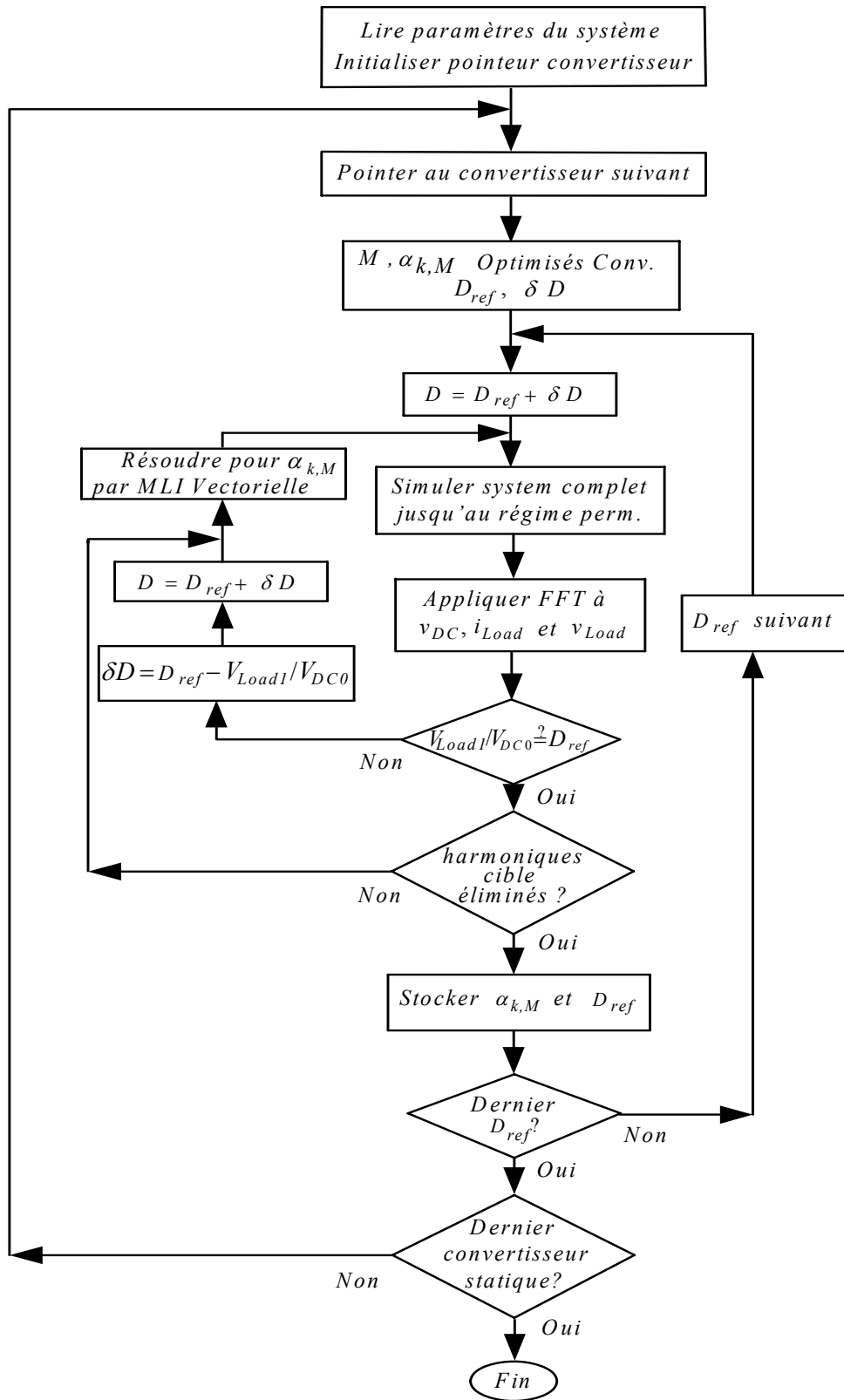


Fig.IV.6 Organigramme de calcul par MLI vectorielle optimisée des angles de commutation.

Le réglage de la tension et des harmoniques est, de cette manière, réalisé en tenant compte de manière continue des fluctuations de la valeur moyenne et de l'ondulation de la tension continue intermédiaire (voir figure IV.6) et, de cette manière des fluctuations de la tension de source alternative et de la charge. Par conséquent, et puisque la tension fondamentale est aussi réglée en position, l'onduleur (dans le cas des configurations à cascade de convertisseurs statiques, comme dans le cas de la figure IV.5) et le redresseur assurent en quelque sorte un certain filtrage actif de puissance (APF). Les angles de commutation ainsi déterminés sont finalement stockés en mémoire pour utilisation ultérieure comme table de lecture (LUT) pour la génération des signaux de gâchettes des interrupteurs de puissance par microprocesseur.

IV.3.2 Angles de commutation pour la stratégie MLI optimisée vectorielle, configuration à convertisseur statique unique

Les angles de commutation d'une forme d'onde MLI à trois niveaux optimisée par la stratégie vectorielle ont été calculés hors fonctionnement du système (off-line) à l'aide des équations (IV.12a) et (IV.13a) comme décrit ci-dessus et utilisés pour piloter un onduleur monophasé alimenté par l'intermédiaire d'un filtre LC (voir figure IV.4). Ce filtre LC a été conçu délibérément pour résonner à la fréquence de la composante principale de l'ondulation du courant d'entrée pour simuler le comportement d'une source de tension continue (telle que le système filtre - redresseur à commutation forcée - condensateur intermédiaire) délivrant une tension ondulée. Dans le cas du système à cascade redresseur à commutation forcée - onduleur de la figure IV.6, cependant, seules des solutions relatives à un point unique de fonctionnement ont été obtenues à l'aide des équations (IV.12), (IV.13) et (IV.12a), (IV.13a) suivant les contraintes (IV.7). Elles sont présentées ci-dessous.

IV.3.2.1 Cas du redresseur survolteur:

Les angles de commutation de la table IV.1 ont été obtenus dans le cas du redresseur à commutation forcée pour $M = 9$, $D = 0.82$ p.u. (le taux de modulation ayant été ajusté à 0.86 p.u. pour compenser la chute de tension aux bornes de la résistance R_{in} d'entrée), assurant la correction du facteur de puissance et pour une valeur de la capacité de liaison $C_{DC} = 225 \mu\text{F}$. Les

valeurs données sont en degrés et ont été déterminées sur la base des paramètres du circuit indiqués dans la table **IV.2**.

Table IV.1. Angles de commutation obtenus dans le cas du redresseur élévateur de tension, $M=9$, $D=0.82$, les harmoniques du 3^{ème} au 17^{ème} éliminés

$\alpha_1=14.814493$	$\alpha_2=19.365375$	$\alpha_3=29.864628$	$\alpha_4=38.916917$	$\alpha_5=45.707811$	$\alpha_6=58.869216$
$\alpha_7=63.083497$	$\alpha_8=79.309065$	$\alpha_9=82.532821$	$\alpha_{10}=98.855076$	$\alpha_{11}=102.70889$	$\alpha_{12}=116.74005$
$\alpha_{13}=122.33168$	$\alpha_{14}=133.51614$	$\alpha_{15}=141.60107$	$\alpha_{16}=149.54457$	$\alpha_{17}=160.77498$	$\alpha_{18}=164.98501$

Table IV.2 Paramètres du montage redresseur monophasé

Inductance (Côté source alternative LC+Filtre CC +inductance de fuite du moteur à courant continu CC)	$L_T = 133$ mH
Résistance de la boucle complète	$R_T = 2.7$ Ω
Capacité (filtre LC côté alternatif)	$C = 10$ nF
Source alternative de tension	$V_{AC} = 220$ V, $f = 50$ hertz

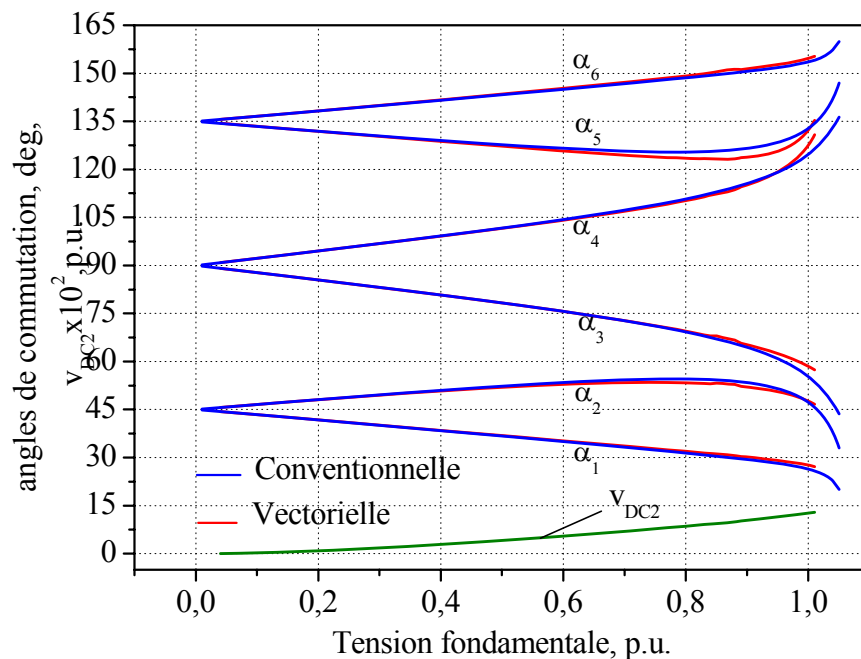


Fig. IV.7 Angles de commutation optimisés par la MLI vectorielle pour $M = 3$, 3^{ème} et 5^{ème} harmonique éliminés et amplitude de la composante à 100 Hz de la tension intermédiaire, $p.u. \times 10^2$, tension de base $E = 60$ V.

IV.3.2.2 Cas de l'onduleur MLI (VSI) :

La figure **IV.7** montre les angles de commutation obtenus par application des deux stratégies MLI optimisées conventionnelle et vectorielle pour $M = 3$ dans le cas de l'onduleur VSI. Les

résultats montrent que, dans les deux cas, les trajectoires des angles de commutation convergent vers la même solution lorsque le taux de modulation tend vers zéro. Ceci n'est pas vrai dans la zone où la tension fondamentale tend vers l'unité, zone dans laquelle des angles de commutation successifs évoluent vers ceux qui leur sont adjacents de sorte qu'une largeur d'impulsion/espace bute de manière anticipée sur la limite minimale. Ceci est dû au processus relatif à la compensation par $volt \times seconde$ de l'ondulation de la tension continue qui a lieu durant la recherche de la solution par la stratégie vectorielle qui, en plus de cela, tient compte de la diminution significative en valeur moyenne V_{DC0} de la tension continue, à capacité fixe, comme le montre la figure IV.8.

La figure IV.9, quant à elle, illustre les trajectoires des angles de commutation optimisés par MLI vectorielle pour $M = 3$ calculés sur la base des $(M-1)/2$ premiers harmoniques de rang bas éliminés et tenant compte seulement de l'harmonique 100 Hz de la tension continue intermédiaire. Ces résultats présentent des linéarités globales dans les trajectoires des angles de commutation, un avantage pour l'implémentation par microprocesseur. Les résultats correspondants aux valeurs de $M = 5, 7, 9, 11, 13, 15$ et 17 sont présentés à l'annexe D.

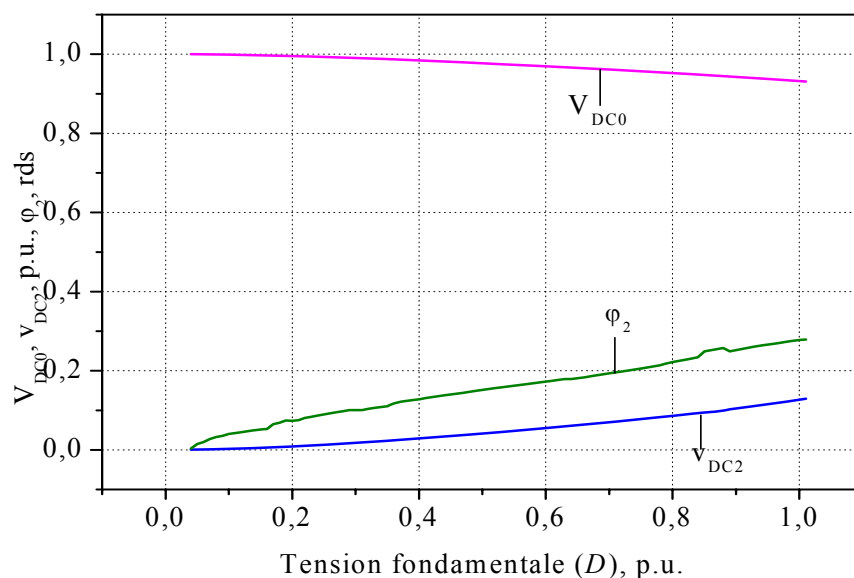


Fig. IV.8 Valeur moyenne de la tension continue DC et de l'harmonique à 100 Hz, p.u. avec son déphasage, dans le cas des angles de commutation optimisés pour $M = 3$ en fonction du fondamental de tension, p.u., tension de base $E = 60 V$.

Ces résultats correspondent à une capacité fixe du filtre intermédiaire de valeur $C_{DC} = 330 \mu\text{F}$. Les angles de commutation ont été recalculés mais, cette fois-ci, avec une capacité décroissante depuis la valeur requise pour un fonctionnement à performances idéales de la stratégie optimisée conventionnelle ($C_{DC} = 4400 \mu\text{F}$) à la valeur $C_{DC} = 85 \mu\text{F}$ (voir Figure IV.10) qui s'est avérée être la valeur limite inférieure du fait qu'alors deux angles de commutation successifs (ici α_4 et α_5) évoluent vers la même valeur butant sur la limite de largeur d'impulsion/espace. La figure IV.10 montre que les angles de commutation, dans ce cas, restent constants et commencent à varier de manière significative à partir d'une valeur de la capacité d'environ $C_{DC} = 700 \mu\text{F}$ mettant en évidence l'effet des harmoniques de la tension continue, principalement celui dû à la composante à 100 Hz (v_{DC2}) qui augmente de manière significative dans cette zone, comme dans le cas de la stratégie MLI optimisée conventionnelle.

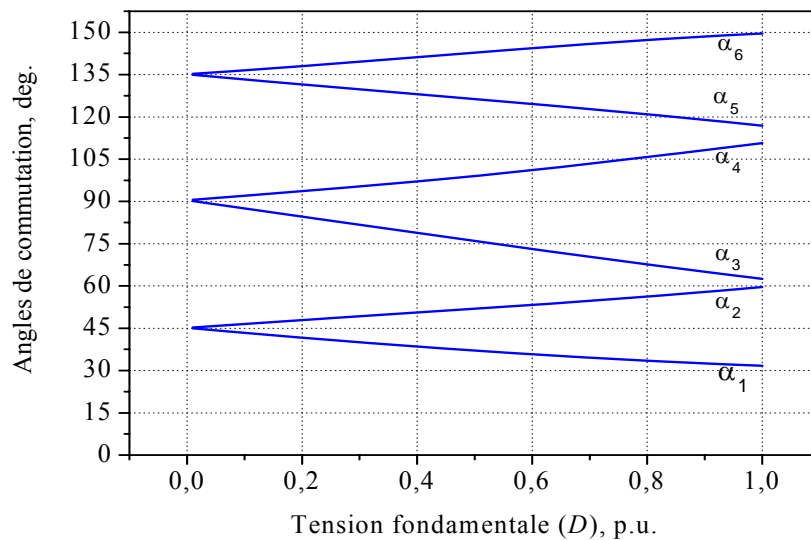


Fig. IV.9 Angles de commutation optimisés pour $M = 3$, 3^{ème} harmonique éliminé, harmonique à 100 Hz de v_{DC} utilisé.

IV.3.3 Exemple d'application au calcul d'angles de commutation

Dans le cas d'une tension de sortie de l'onduleur monophasé fonctionnant seul (pas de cascade de convertisseurs statiques, correspondant à la figure IV.4a) à trois niveaux comme celle de la figure III.2, six angles de commutation doivent être déterminés (ici pour $M = 3$), les deux harmoniques de rangs impairs les plus bas, c'est-à-dire le 3^{ème} et le 5^{ème}, seront éliminés. Six équations seront donc écrites, à partir des équations (IV.12) et (IV.13), trente harmoniques de la

tension v_{DC} seront pris en compte dans le calcul. Dans ce cas particulier, ces derniers harmoniques seront de rangs pairs multiples de la fréquence de modulation (i.e. de la fréquence de l'onde de sortie de l'onduleur) et seront rangés dans un tableau tel que :

$$\omega_p = \omega(p) = 2p\omega_m, \quad p=1,2,3,\dots,p_{max}, \quad r_p \text{ prenant alors les valeurs}$$

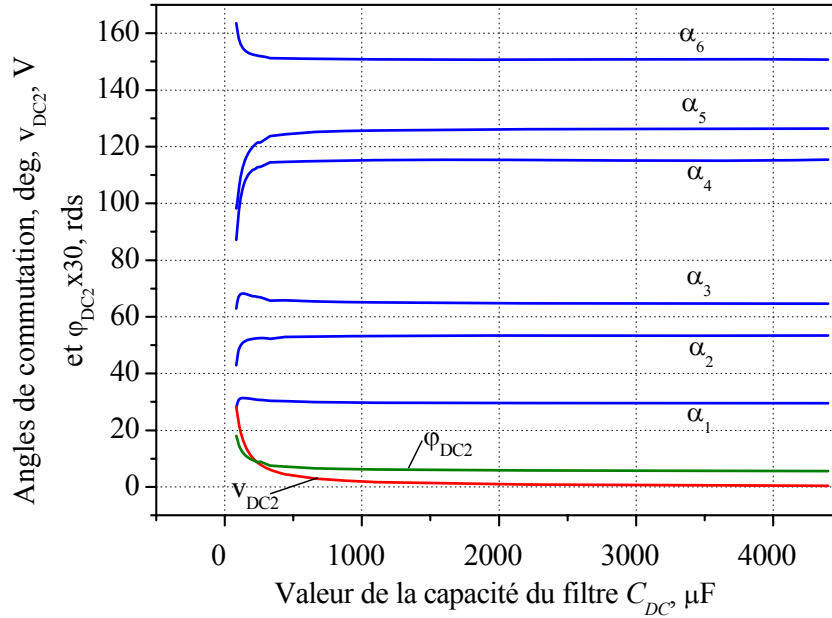


Fig. IV.10 Angles de commutation optimisés pour $M = 3$, $D = 0.89$ p.u., composante DC à 100 Hz et sa phase par rapport à la tension fondamentale de sortie ($3^{ème}$ and $5^{ème}$ harmoniques éliminés) en fonction de la capacité du filtre DC.

de $2p$ (selon la relation (IV.11)). En faisant coïncider le fondamental de l'onde MLI de tension en construction (considérée comme phase numéro 1) avec l'axe d et donc $\phi_1 = 0$ (voir figure IV.1), V_{d1} et V_{q1} pour le fondamental ($n = 1$) deviennent:

$$\begin{aligned} V_{d11} &= A_1 = V_{11} = D \\ V_{q11} &= B_1 = 0 \end{aligned} \tag{IV.19}$$

et celles relatives aux harmoniques de rang 3 et 5 à éliminer :

$$\begin{aligned} V_{d13} &= A_3 = 0 \\ V_{q13} &= B_3 = 0 \\ V_{d15} &= A_5 = 0 \\ V_{q15} &= B_5 = 0 \end{aligned} \tag{IV.20}$$

formant le vecteur V selon (IV.15). Ce qui donne le système d'équations à six ($2M$) inconnues α_k (formant le vecteur α conformément à la relation (IV.14)), avec $p_{max} = 30$ harmoniques significatifs présents dans l'ondulation de la tension continue v_{DC} :

$$\begin{aligned} & \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) - \cos(\alpha_6) \\ & - \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ \sin((\alpha_1) - \psi_1) - \frac{1}{3} \sin((3\alpha_1) - \psi_1) \right\} - \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \frac{1}{3} \sin((3\alpha_1) - \psi_2) - \frac{1}{5} \sin((5\alpha_1) - \psi_2) \right\} \\ & \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{59} \sin((59\alpha_1) - \psi_{30}) - \frac{1}{61} \sin((61\alpha_1) - \psi_{30}) \right\} \\ & \vdots \end{aligned} \tag{IV.21a}$$

$$\begin{aligned} & - \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ \sin((\alpha_6) - \psi_1) - \frac{1}{3} \sin((3\alpha_6) - \psi_1) \right\} - \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \frac{1}{3} \sin((3\alpha_6) - \psi_2) - \frac{1}{5} \sin((5\alpha_6) - \psi_2) \right\} \\ & \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{59} \sin((59\alpha_6) - \psi_{30}) - \frac{1}{61} \sin((61\alpha_6) - \psi_{30}) \right\} - \frac{\pi}{2} D = 0 \\ & - \sin(\alpha_1) + \sin(\alpha_2) - \sin(\alpha_3) + \sin(\alpha_4) - \sin(\alpha_5) + \sin(\alpha_6) \\ & + \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ \cos((\alpha_1) - \psi_1) - \frac{1}{3} \cos((3\alpha_1) - \psi_1) \right\} + \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \frac{1}{3} \cos((3\alpha_1) - \psi_2) - \frac{1}{5} \cos((5\alpha_1) - \psi_2) \right\} \\ & + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{59} \cos((59\alpha_1) - \psi_{30}) - \frac{1}{61} \cos((61\alpha_1) - \psi_{30}) \right\} \\ & \vdots \end{aligned} \tag{IV.21b}$$

$$\begin{aligned} & + \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ \cos((\alpha_6) - \psi_1) - \frac{1}{3} \cos((3\alpha_6) - \psi_1) \right\} + \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \frac{1}{3} \cos((3\alpha_6) - \psi_2) - \frac{1}{5} \cos((5\alpha_6) - \psi_2) \right\} \\ & + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{59} \cos((59\alpha_6) - \psi_{30}) - \frac{1}{61} \cos((61\alpha_6) - \psi_{30}) \right\} - 0 = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{3} \cos(3\alpha_1) - \frac{1}{3} \cos(3\alpha_2) + \frac{1}{3} \cos(3\alpha_3) - \frac{1}{3} \cos(3\alpha_4) + \frac{1}{3} \cos(3\alpha_5) - \frac{1}{3} \cos(3\alpha_6) \\ & - \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ \sin((\alpha_1) - \psi_1) - \frac{1}{5} \sin((5\alpha_1) - \psi_1) \right\} - \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \sin((\alpha_1) - \psi_2) - \frac{1}{7} \sin((7\alpha_1) - \psi_2) \right\} \\ & \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{57} \sin((57\alpha_1) - \psi_{30}) - \frac{1}{63} \sin((63\alpha_1) - \psi_{30}) \right\} \\ & \vdots \end{aligned} \tag{IV.21c}$$

$$\begin{aligned} & - \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ \sin((\alpha_6) - \psi_1) - \frac{1}{5} \sin((5\alpha_6) - \psi_1) \right\} - \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \sin((\alpha_6) - \psi_2) - \frac{1}{7} \sin((7\alpha_6) - \psi_2) \right\} \\ & \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{57} \sin((57\alpha_6) - \psi_{30}) - \frac{1}{63} \sin((63\alpha_6) - \psi_{30}) \right\} - 0 = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{3}\sin(3\alpha_1) + \frac{1}{3}\sin(3\alpha_2) - \frac{1}{3}\sin(3\alpha_3) + \frac{1}{3}\sin(3\alpha_4) - \frac{1}{3}\sin(3\alpha_5) + \frac{1}{3}\sin(3\alpha_6) \\
& + \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ -\cos(-(\alpha_1) - \psi_1) - \frac{1}{5}\cos((5\alpha_1) - \psi_1) \right\} + \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \cos((\alpha_1) - \psi_2) - \frac{1}{7}\cos((7\alpha_1) - \psi_2) \right\} \\
& + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{57}\cos((57\alpha_1) - \psi_{30}) - \frac{1}{63}\cos((63\alpha_1) - \psi_{30}) \right\} \\
& \vdots \\
& + \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ -\cos(-(\alpha_6) - \psi_1) - \frac{1}{5}\cos((5\alpha_6) - \psi_1) \right\} + \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ \cos((\alpha_6) - \psi_2) - \frac{1}{7}\cos((7\alpha_6) - \psi_2) \right\} \\
& + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{57}\cos((57\alpha_6) - \psi_{30}) - \frac{1}{63}\cos((63\alpha_6) - \psi_{30}) \right\} - 0 = 0
\end{aligned} \tag{IV.21d}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{5}\cos(5\alpha_1) - \frac{1}{5}\cos(5\alpha_2) + \frac{1}{5}\cos(5\alpha_3) - \frac{1}{5}\cos(5\alpha_4) + \frac{1}{5}\cos(5\alpha_5) - \frac{1}{5}\cos(5\alpha_6) \\
& - \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ -\frac{1}{3}\sin(-3(\alpha_1) - \psi_1) - \frac{1}{7}\sin((7\alpha_1) - \psi_1) \right\} - \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ -\sin(-(\alpha_1) - \psi_2) - \frac{1}{9}\sin((9\alpha_1) - \psi_2) \right\} \\
& - \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{55}\sin((55\alpha_1) - \psi_{30}) - \frac{1}{65}\sin((65\alpha_1) - \psi_{30}) \right\} \\
& \vdots \\
& - \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ -\frac{1}{3}\sin(-3(\alpha_6) - \psi_1) - \frac{1}{7}\sin((7\alpha_6) - \psi_1) \right\} - \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ -\sin(-(\alpha_6) - \psi_2) - \frac{1}{9}\sin((9\alpha_6) - \psi_2) \right\} \\
& - \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{55}\sin((55\alpha_6) - \psi_{30}) - \frac{1}{65}\sin((65\alpha_6) - \psi_{30}) \right\} - 0 = 0
\end{aligned} \tag{IV.21e}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{5}\sin(5\alpha_1) + \frac{1}{5}\sin(5\alpha_2) - \frac{1}{5}\sin(5\alpha_3) + \frac{1}{5}\sin(5\alpha_4) - \frac{1}{5}\sin(5\alpha_5) + \frac{1}{5}\sin(5\alpha_6) \\
& + \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ -\frac{1}{3}\cos(-3(\alpha_1) - \psi_1) - \frac{1}{7}\cos((7\alpha_1) - \psi_1) \right\} + \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ -\cos(-(\alpha_1) - \psi_2) - \frac{1}{9}\cos((9\alpha_1) - \psi_2) \right\} \\
& + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{55}\cos((55\alpha_1) - \psi_{30}) - \frac{1}{65}\cos((65\alpha_1) - \psi_{30}) \right\} \\
& \vdots \\
& + \frac{V_{DC1}}{2} \left\{ -\frac{1}{3}\cos(-3(\alpha_6) - \psi_1) - \frac{1}{7}\cos((7\alpha_6) - \psi_1) \right\} + \frac{V_{DC2}}{2} \left\{ -\cos(-(\alpha_6) - \psi_2) - \frac{1}{9}\cos((9\alpha_6) - \psi_2) \right\} \\
& + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \left\{ \frac{1}{55}\cos((55\alpha_6) - \psi_{30}) - \frac{1}{65}\cos((65\alpha_6) - \psi_{30}) \right\} - 0 = 0
\end{aligned} \tag{IV.21f}$$

constituant les $2M$ composantes du vecteur $\mathbf{F}(\alpha)$, dans cet ordre, dont les composantes du Jacobien sont calculées comme suit :

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} \right] &= -\sin(\alpha_1) - \frac{V_{DC1}}{2} \{ \cos((\alpha_1) - \psi_1) - \cos((3\alpha_1) - \psi_1) \} \\ &- \frac{V_{DC2}}{2} \{ \cos((3\alpha_1) - \psi_2) - \cos((5\alpha_1) - \psi_2) \} - \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \{ \cos((59\alpha_1) - \psi_{30}) - \cos((61\alpha_1) - \psi_{30}) \} \end{aligned} \quad (IV.22a)$$

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} \right] &= +\sin(\alpha_2) - \frac{V_{DC1}}{2} \{ -\sin((\alpha_2) - \psi_1) + \sin((3\alpha_2) - \psi_1) \} \\ &- \frac{V_{DC2}}{2} \{ -\sin((3\alpha_2) - \psi_2) + \sin((5\alpha_2) - \psi_2) \} - \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \{ -\sin((59\alpha_2) - \psi_{30}) + \sin((61\alpha_2) - \psi_{30}) \} \end{aligned} \quad (IV.22b)$$

⋮

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f_1}{\partial \alpha_6} \right] &= +\sin(\alpha_6) - \frac{V_{DC1}}{2} \{ -\sin((\alpha_6) - \psi_1) + \sin((3\alpha_6) - \psi_1) \} \\ &- \frac{V_{DC2}}{2} \{ -\sin((3\alpha_6) - \psi_2) + \sin((5\alpha_6) - \psi_2) \} - \dots - \frac{V_{DC30}}{2} \{ -\sin((59\alpha_6) - \psi_{30}) + \sin((61\alpha_6) - \psi_{30}) \} \end{aligned} \quad (IV.22c)$$

...

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f_6}{\partial \alpha_1} \right] &= -\cos(5\alpha_1) + \frac{V_{DC1}}{2} \{ -\sin(-3(\alpha_1) - \psi_1) + \sin((7\alpha_1) - \psi_1) \} \\ &+ \frac{V_{DC2}}{2} \{ -\sin(-(\alpha_1) - \psi_2) + \sin((9\alpha_1) - \psi_2) \} + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \{ -\sin((55\alpha_1) - \psi_{30}) + \sin((65\alpha_1) - \psi_{30}) \} \end{aligned} \quad (IV.22d)$$

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f_6}{\partial \alpha_2} \right] &= +\cos(5\alpha_2) + \frac{V_{DC1}}{2} \{ -\sin(-3(\alpha_2) - \psi_1) + \sin((7\alpha_2) - \psi_1) \} \\ &+ \frac{V_{DC2}}{2} \{ -\sin(-(\alpha_2) - \psi_2) + \sin((9\alpha_2) - \psi_2) \} + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \{ -\sin((55\alpha_2) - \psi_{30}) + \sin((65\alpha_2) - \psi_{30}) \} \end{aligned} \quad (IV.22e)$$

⋮

$$\begin{aligned} \left[\frac{\partial f_6}{\partial \alpha_6} \right] &= +\cos(5\alpha_6) + \frac{V_{DC1}}{2} \{ -\sin(-3(\alpha_6) - \psi_1) + \sin((7\alpha_6) - \psi_1) \} \\ &+ \frac{V_{DC2}}{2} \{ -\sin(-(\alpha_6) - \psi_2) + \sin((9\alpha_6) - \psi_2) \} + \dots + \frac{V_{DC30}}{2} \{ -\sin((55\alpha_6) - \psi_{30}) + \sin((65\alpha_6) - \psi_{30}) \} \end{aligned} \quad (IV.22f)$$

En initialisant le vecteur matrice $[\alpha^0] = [\alpha_1^0, \alpha_2^0, \alpha_3^0, \dots, \alpha_k^0, \dots, \alpha_{2M}^0]^T$ avec un jeu d'angles supposés être proche d'une solution, une solution du système d'équations (IV.21) est recherchée en minimisant les composantes de la matrice fonction $F(\alpha)$ à l'aide d'un algorithme numérique adéquat, comme celui à critère d'arrêt optimal [86], conformément aux contraintes (IV.7), sur la base de la précision ε désirée sur les F_i (choisie ici $\varepsilon = 10^{-6}$), le nombre maximal p_{max} d'harmoniques de la tension continue à prendre en considération (choisi ici $p_{max} = 30$) et leur

amplitude minimale (choisie ici égale à 0.005 p.u.). Le processus de recherche de solution est forcément itératif du moment que le contenu harmonique de la tension continue intermédiaire dépend des angles de commutation de l'onde MLI fabriquée. Ainsi, pour chaque jeu d'angles de commutation solution obtenus, le fonctionnement de l'onduleur dans le montage est simulé jusqu'à ce que le régime permanent soit atteint et la valeur moyenne V_{DC0} de la tension continue et son contenu harmonique déterminés. Ces derniers sont utilisés à nouveau pour résoudre le même système d'équations et obtenir de nouveaux angles de commutation. Ce processus est répété jusqu'à l'obtention d'une solution satisfaisante permettant ainsi d'assurer la régulation de la tension fondamentale de l'onde MLI construite (voir figure **IV.6**). Ce qui montre clairement le rôle supplémentaire de filtre actif que joue, en quelque sorte, le redresseur MLI survolteur dans ce cas. L'onduleur fonctionne tout simplement de la même manière en ce qui concerne la stratégie MLI vectorielle optimisée. D'autre part, et du fait des variations du spectre de la tension continue lors de l'exécution du programme de résolution du système, l'évolution vers une solution est tributaire du genre d'algorithme utilisé qui doit pouvoir se rediriger vers la bonne trajectoire des angles de commutation recherchés et ne pas diverger facilement. L'algorithme utilisé dans ce travail [86], qui met en œuvre plusieurs techniques numériques combinées avec la méthode dite de permutation et réarrangement des opérations arithmétiques pour l'évaluation des erreurs de calculs de l'ordinateur, s'est avéré assez performant. Cet algorithme peut, en fait, se bloquer sur un minimum local mais ne diverge jamais. Cette question, relative à la recherche de solution, dans ce cas particulier d'applications, constitue un thème encore d'actualité vu le nombre important de parutions dans la littérature très récente [90-96] pour une tension intermédiaire constante et lisse. La tâche de l'algorithme est, en effet, rendue très ardue à cause de la dépendance du contenu harmonique de la tension continue et des variations de sa valeur moyenne V_{DC0} par rapport aux angles de commutation en cours de résolution. Ce qui le rend, ainsi, très sensible et peut donc diverger facilement nécessitant l'intervention humaine pour le redémarrer avec une nouvelle proposition de jeu d'angles et/ou

réglages de tolérance, seuils et nombre d'harmoniques de la tension continue à prendre en compte dans la recherche de solution.

Table IV.3. Angles de commutation obtenus dans le cas de l'onduleur de tension, $M = 3$, $D=1.0$, le 3^{ème} et 5^{ème} harmoniques éliminés.

$\alpha_1 = 28.09405955$	$F(1) = .82227109E-06$
$\alpha_2 = 49.51005036$	$F(2) = -.83584180E-06$
$\alpha_3 = 60.41101264$	$F(3) = -.90823537E-06$
$\alpha_4 = 122.89564063$	$F(4) = .21521259E-06$
$\alpha_5 = 127.56269144$	$F(5) = .62367669E-06$
$\alpha_6 = 154.34007073$	$F(6) = -.50660936E-06$

La solution donnée par la table IV.3 a été obtenue au bout de huit itérations, de manière automatique, dans le cas du montage représenté par la figure IV.4a et dont les paramètres sont donnés dans la table VI.3 au chapitre VI, pour $M = 3$ et $D = 1.0$ p.u.. L'annexe E liste les résultats de calcul des étapes intermédiaires montrant l'évolution vers la solution.

IV.4. Questions d'ordre numérique et temps de calcul

Il est clair que, par inspection des équations (IV.12a et IV.13a), et comme indiqué au paragraphe IV.2 et dans le cas de convertisseurs statiques non - cascades (voir figure IV.4), la tension continue intermédiaire contient seulement des harmoniques de rang pair. Par conséquent, les harmoniques de rang impair (qui ont une amplitude de valeur très basse) résultant du calcul du spectre à l'aide de l'algorithme de la FFT doivent être ignorés. Dans le cas des convertisseurs statiques en cascade, cependant, puisque les angles de commutation sont déterminés à l'aide du système plus général d'équations, c'est-à-dire les équations (IV.12) et (IV.13) ou les équations (IV.12a) et (IV.13a) suivant les contraintes (IV.7), comme indiqué au même paragraphe IV.2, aucune autre précaution n'est à prendre. Ceci est dû au fait que les harmoniques de la tension continue qui présentent un rang impair par rapport à la fréquence de modulation correspondant au redresseur/onduleur sont automatiquement pris en charge par l'utilisation des équations (IV.12) et (IV.13). Comme la forme d'onde MLI en construction prend en compte tous les harmoniques de tension continue au point particulier de fonctionnement du système, un

compromis entre la précision de la solution et le temps de calcul est nécessaire et doit être réalisé en fixant un seuil aux amplitudes de ces harmoniques (selon les normes en vigueur) et un nombre parmi eux à prendre en compte.

Les amplitudes de ces harmoniques sont d'autant plus élevées que le taux de modulation augmente vers les valeurs proches de l'unité et varient de manière aléatoire. Ainsi, il appartient à l'utilisateur de choisir parmi ces harmoniques à prendre en compte par la fréquence, la valeur seuil d'amplitude ou les deux à la fois. Ceci permet alors l'obtention de plusieurs solutions acceptables bien que ces dernières peuvent en fait correspondre à des minima locaux mais nécessitant un temps de calcul assez court. Par exemple, les résultats de la figure IV.9 ont été obtenus en réglant la précision de la solution ε à 10^{-8} , le seuil des amplitudes des harmoniques de la tension continue à 0.2 Volt, et l'amplitude des harmoniques ciblés de la forme d'onde MLI pour être inférieures à 0.8 pour cent de V_{DC0} . D'autre part, la prise en compte d'un nombre élevé d'harmoniques de la tension continue permet l'obtention d'une solution plus précise mais au prix d'un temps de calcul relativement plus long. Dans l'exemple de la figure IV.7, ces paramètres étaient fixés, respectivement, à environs 10^{-8} , 0.4 Volt et 0.5 pour cent. A noter, cependant, que le contenu harmonique de la tension continue intermédiaire est moins riche pour des fréquences de commutation de l'onduleur plus élevées (c'est-à-dire pour des valeurs de M plus élevées) que pour des valeurs plus basses de ce dernier paramètre faisant en sorte que les solutions sont obtenues plus rapidement que dans le cas de valeurs de M basses. Des économies considérables en termes de temps de calcul peuvent être effectivement réalisées en acceptant des solutions présentant une erreur telle que la somme des carrés des composantes du vecteur $F(\alpha)$ soit inférieure au carré de dix fois la valeur de la précision ε , qui est en fait la tolérance spécifiée pour chacune de ces composantes, comme suit:

$$\sum_{l=1}^{2M} F_l(\alpha)^2 \leq (10 \cdot \varepsilon)^2 \quad (\text{IV.23})$$

Ceci est du au fait que les harmoniques ciblés restants les plus importants sont le plus souvent localisés près du premier harmonique non éliminé, donc facilement filtrables, comme observé au paragraphe IV.2.2 ci-dessus, principalement dans le cas du mode de $(M-1)/2$ harmoniques éliminés.

CHAPITRE V : REALISATION D'UN SIMULATEUR DE SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Le développement récent des montages de l'électronique de puissance et de leur commande de plus en plus complexe, conférant aux systèmes commandés des performances encore plus avantageuses, a fait que ces montages soient présents dans la plupart des applications de systèmes électromécaniques. Les performances des commandes appliquées sont, cependant, fortement dépendantes aussi bien des paramètres des éléments constituant le montage que du comportement de certaines parties de ce montage. L'aspect identification des paramètres des composants du système, ne faisant pas partie des objectifs de ces travaux, n'est pas considéré ici. Leur détermination ayant été effectuée, là où nécessaire, par des méthodes classiques ou appropriées. De même, la partie constituée de montage(s) à base de composants d'électronique de puissance, a un comportement qui est déterminé et par la commande appliquée et par ces mêmes paramètres. Ces derniers varient sous l'effet de diverses grandeurs physiques. De plus, ces montages ont un fonctionnement normal constitué par une succession de régimes transitoires et permanents de durée relativement courte distribués sur un cycle correspondant à la fréquence de travail. Cette succession de régimes transitoires et permanents au niveau du cycle de la fréquence de travail est aussi sujette à des modifications intervenant lors de traversées de régimes transitoires par le système. Celles-ci ont lieu dans le cas de régime de démarrage ou suite à une modification de consignes de variable(s) commandée(s) ou encore par suite de fluctuations des tensions de sources antagonistes et/ou de charge. Ce qui implique des modifications aléatoires de la configuration du(es) montage(s) de l'électronique de puissance lors du fonctionnement normal du système. D'où la nécessité de détection de ces situations et l'adaptation en conséquence aussi bien du programme de simulation que des modules de commandes. Ceci est particulièrement important en pratique lors de l'application des stratégies de modulation de largeur d'impulsions MLI qui sont très susceptibles aux changements de configuration des circuits de l'électronique de puissance. Ces changements se produisent du fait d'actions intentionnelles (commande) ou dues à des situations qui surviennent lorsque des

variables d'état du système traité prennent certaines valeurs à des moments particuliers imprévisibles. Les résultats de simulation et expérimentaux présentés ci-après permettent l'appréciation des qualités du logiciel réalisé qui a été utilisé au fur et à mesure de son développement [85, 89,97,98,99].

V.1 Description du logiciel

Le programme de simulation, écrit en FORTRAN 95 et qui a été entièrement développé localement, est basé sur l'analyse par la méthode de linéarisation par morceaux [100, 101] des circuits de l'électronique de puissance ainsi que sur la détection automatique de l'extinction des composants semi-conducteurs de puissance. La localisation du point de passage par zéro des courants déterminant l'état des semi-conducteurs (extinction ou conduction), ou de toute autre grandeur physique présentant un intérêt particulier, est très importante. Elle est spécifiée pour mettre en œuvre un algorithme intégré au simulateur, basé sur le recalage suite à la détection d'un événement. Cet algorithme est utilisé pour accélérer le processus de convergence vers le passage par zéro proprement dit de la grandeur physique concernée. Tout composant électrique est considéré comme étant une source à part entière.

Le noyau central du simulateur est constitué d'une routine d'intégration numérique de systèmes d'équations différentielles ordinaires, méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre, intégrée dans un module muni d'un algorithme de contrôle de précision de solution et d'adaptation (correction) du pas d'intégration [102]. Un gain en temps de calcul supplémentaire appréciable est ainsi obtenu. L'intégration de ces équations est effectuée en considérant que les grandeurs tension ou courant des sources antagonistes restent inchangées dans les limites d'un pas. Le simulateur réalisé est en mesure de traiter les systèmes électromécaniques aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

L'analyse spectrale des grandeurs courant et tension est effectuée à l'aide d'un sous-programme, mettant en œuvre l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT) [102], adapté et intégré auquel le programme principal fait appel pour traiter par paquet de trois les grandeurs physiques

d'intérêt (ici, dans l'ordre : v_{DC} , v_{Load} et i_{Load} et/ou v_{DC} , v_{in} et i_{in} telles que définies aux figures (IV.4 et IV.5).

Une routine pour optimiser les angles de commutation basée sur une technique, du type à critère d'arrêt optimal [86], pour la résolution des systèmes d'équations non linéaires a été également adaptée et intégrée au programme principal. Les angles de commutation des semi-conducteurs sont optimisés pour un convertisseur à la fois, à tour de rôle jusqu'à la fin de traitement du dernier convertisseur statique du système qui peut être constitué de plusieurs sous-montages séparés ou non.

D'autre part, un sous-programme d'interface texte utilisateur - simulateur a été réalisé et intégré. Ce dernier permet à l'aide de quelques modules installés par défaut pour la dernière application traitée ou « projet », de spécifier la configuration, le modèle correspondant du système à simuler, la valeur des paramètres des composants et sources, le type de stratégie MLI, etc. par l'intermédiaire de deux fichiers. Le sous-programme lit alors ces deux fichiers et crée les modules de base du projet qui, une fois compilés, la simulation du système peut commencer. Les fichiers ainsi créés peuvent alors être modifiés, individuellement ou en totalité, et recompilés au cours du développement de l'application. Le projet concerné restera actif jusqu'à ce qu'il soit remplacé par un autre. Le retour à tout moment à n'importe quel projet se trouve ainsi facilité.

V.2 Perspectives de développement

Le simulateur réalisé est donc, à ce stade du développement, semi-automatique dans la mesure où l'utilisateur effectue manuellement l'analyse du fonctionnement du système pour en établir le modèle. L'introduction future d'un module d'inversion des matrices en mode symbolique permettra l'automatisation complète du simulateur. Une interface graphique peut éventuellement être ajoutée pour simplifier et en faciliter l'exploitation. Un gain de temps considérable sera alors réalisé au niveau préparation du projet de simulation. L'implantation de modules de commande spécifique peut aussi être effectuée sans difficulté aucune du moment que la simulation est ici effectuée sur la base d'une progression orientée répétition cycle par cycle de

fréquence de base propre à chaque partie constituante du système à l'étude. Ceci qui montre la disponibilité de ce simulateur à l'adaptation aux situations d'application/développement de méthodes de commande nouvelles. Les composants semi-conducteurs de puissance ont été jusqu'ici considérés parfaits pour simplifier. Cette hypothèse est sans incidence sur les résultats de simulation effectuée dans ce travail. En effet, pour les besoins de démonstration et de validation de la stratégie MLI proposée, des interrupteurs de très faible puissance, ayant les caractéristiques adéquates, ont été utilisés. La modélisation de ces composants est toutefois nécessaire lorsqu'il s'agit d'applications en moyenne et haute puissance, comme dans le cas de la traction ferroviaire.

V.3 Utilité et application secondaire

En plus de son exploitation dans la recherche dans le domaine des entraînements réglés, ce simulateur peut, et est particulièrement adapté pour, être utilisé pour l'accomplissement de tâches pédagogiques en électronique de puissance, modélisation de machines électriques et associations de convertisseurs statiques – machines électriques, principalement. Ces tâches sont facilitées par le fait que les modèles des diverses parties et la commande du système peuvent être modifiées séparément ou simultanément. Ce qui est intéressant dans la mesure où la modification concerne, la plupart du temps, un nombre réduit de modules, si ce n'est un seul, les autres ayant été réglés une seule fois pour toute la durée des travaux.

V.4 Mise en œuvre

Comme indiqué au paragraphe V.1 ci-dessus, le système à simuler est analysé et mis en équations sous la forme classique d'équations différentielles ordinaires, là où applicable, comme suit :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{V.1})$$

où X est le vecteur variable d'état,

$$X = [X_1, X_2, \dots, X_N]^T \quad (\text{V.2})$$

N étant le nombre de variables d'état du système.

Du fait de l'existence de différents régimes de fonctionnement du système, plusieurs modes ou intervalles de fonctionnement différents peuvent être identifiés. A chacun de ces modes correspond un certain nombre d'équations simultanées du genre (V.1) qui peuvent être dans un ordre différent ou concerner des combinaisons de variables d'état différentes sur le cycle de fréquence selon les régimes. L'adaptation du nombre d'équations différentielles à résoudre, par l'élimination de celles correspondant aux variables d'état qui se seraient annulées (réduction de N), peut être avantageuse en termes d'économies en temps de calcul du fait de la réduction du nombre de tests sur l'existence ou non d'une équation et d'évaluation de la dérivée par rapport au temps de la variable correspondante ainsi que de la résolution inutile de l'équation différentielle correspondante. Ceci parce que de nombreuses itérations sont nécessaires, leur nombre exact étant aléatoire et pouvant être élevé, pour l'obtention d'une solution à la précision désirée, ce processus se répétant plusieurs fois sur l'intervalle complet d'étude. Ainsi, la configuration du système étudié est constamment mise à jour au bout de chaque pas d'intégration et un recalage des variables effectué si nécessaire. Ce simulateur est donc basé sur le principe de détection des événements et, par conséquent, de topologie variable des convertisseurs statiques et des systèmes électromécaniques.

V.4.1 Exemple de modélisation d'un convertisseur statique

Comme leur nom le suggère, les convertisseurs statiques transforment la puissance disponible sous une forme de tension et courant en une puissance sous une autre forme de grandeurs de tension et de courant. La figure **V.1** (ou **IV.4b**) illustre la transformation d'une puissance produite sous forme d'une tension et courant alternatifs (v_{AC} , i_m) en une puissance exploitable sous forme d'une tension et courant continus (v_{DC} , i_d) et sera utilisé ici comme exemple. La transformation inverse est aussi réalisable. Le convertisseur est alors dit réversible et fonctionne soit en redresseur MLI élévateur de tension (en mode « moteur », c'est-à-dire alimentant un moteur à courant continu) soit en onduleur (en mode renvoi de puissance vers la

source alternative qui est supposée capable de l'absorber, c'est-à-dire en mode générateur). L'un ou l'autre des deux modes de fonctionnement est imprimé au convertisseur par une distribution adéquate des impulsions de commande de gâchettes des composants représentés ici par des transistors MOSFET qui sont encore considérés parfaits. L'état du convertisseur peut être alors décrit par sa fonction dite de commutation SF donnée par:

$$SF = \frac{1}{2}(S_1 - S_2) \tag{V.3}$$

dans laquelle les termes SF_1 et SF_2 sont définis ci-dessous :

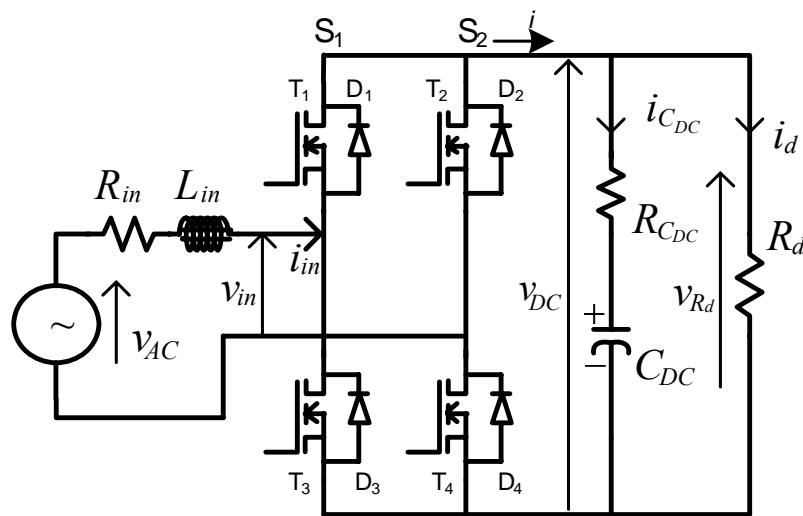


Fig.V.1 Redresseur MLI monophasé élévateur de tension

$$\begin{aligned} S_1 &= (T_1 + D_1) - (T_3 + D_3) \\ S_2 &= (T_2 + D_2) - (T_4 + D_4) \end{aligned} \tag{V.4}$$

où les T_i et les D_i peuvent prendre les valeurs 0 ou 1 selon que les interrupteurs sont à l'état de blocage (ouverts) ou en conduction (fermés), respectivement et qui est représentée, dans le cas idéal, par la figure III.2. Ce qui permet alors d'écrire les relations suivantes entre les grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur:

$$\begin{aligned} v_{in} &= SF v_{DC} \\ i &= SF i_{in} \end{aligned} \tag{V.5}$$

La fonction SF peut donc prendre les valeurs +1, 0 ou -1 selon les formes à imprimer aux grandeurs tension et courant (ici v_{in} et i_{in}) mais aussi selon les états des différents interrupteurs

résultant du fonctionnement même du système. Dans l'hypothèse toujours où les composants sont parfaits, le fonctionnement du montage correspond à deux configurations ou modes distincts qui se répètent tout au long de la période de la tension de source. La première est celle pour laquelle la fonction de commutation prend la valeur 0 et la deuxième est celle où celle-ci est soit égale à +1 ou à -1. Le schéma équivalent du montage relatif au premier mode de fonctionnement est alors celui de la figure V.2 et est régi par les équations (V.6) :

$$\begin{aligned}
 v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= 0 \\
 \frac{dv_{DC}}{dt} &= -\frac{1}{C_{DC}} \cdot \frac{1}{R_{C_{DC}} + R_d} v_{DC} \\
 i &= 0 \\
 i_{C_{DC}} &= -i_d
 \end{aligned}
 \tag{V.6}$$

tandis que celui correspondant au deuxième mode de fonctionnement est représenté par la figure V.3 qui est à son tour régi par les équations (V.7) :

$$\begin{aligned}
 v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} &= v_{in} \\
 \frac{dv_{DC}}{dt} &= \frac{1}{C_{DC}} \left[\frac{R_d}{R_d + R_{C_{DC}}} \cdot i - \frac{1}{R_d + R_{C_{DC}}} \cdot v_{in} \right] \\
 i &= i_{C_{DC}} + i_d \\
 R_{C_{DC}} i_{C_{DC}} + v_{C_{DC}} &= R_d i_d = v_{in}
 \end{aligned}
 \tag{V.7}$$

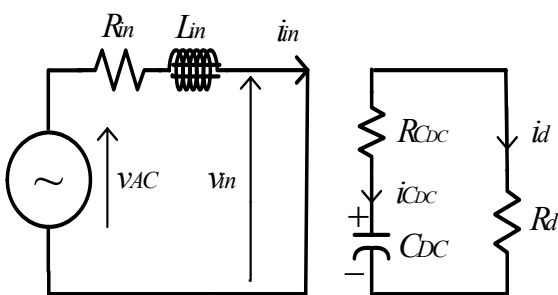


Fig.V.2 Schéma équivalent du montage en mode 1 : (D1 et T2) ou (D2 et T1) conducteurs.

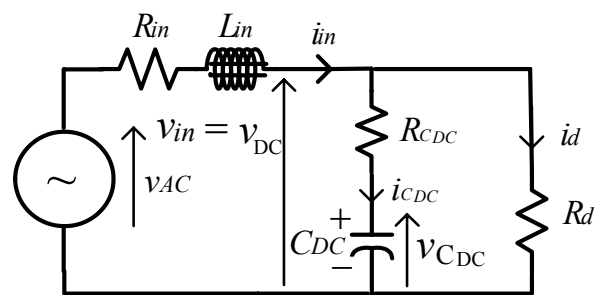


Fig.V.3 Schéma équivalent du montage en mode 2. (D1 et T4) ou (D2 et T3) conducteurs.

D'où, enfin, les équations différentielles régissant le fonctionnement du montage :

$$\frac{di_{in}}{dt} = -\frac{1}{L_{in}} \left[R_{in} i_{in} + \frac{R_d R_{C_{DC}}}{R_d + R_{C_{DC}}} SF i_{in} + \frac{R_d}{R_d + R_{C_{DC}}} SF v_{C_{DC}} - v_{AC} \right]
 \tag{V.8}$$

$$\frac{dv_{c_{DC}}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}} \left[\frac{R_d}{R_d + R_{c_{DC}}} SF i_{in} - \frac{v_{c_{DC}}}{R_d + R_{c_{DC}}} \right] \quad (\text{V.9})$$

Les instants de commutation déterminant les signaux de gâchette des interrupteurs peuvent être calculés directement au niveau du programme de gestion du système ou lus à partir de tables mémoires dans lesquelles ils auraient été préalablement stockés. Les valeurs que prend le terme fonction de commutation SF prennent en charge les actions de commande (commande externe) des interrupteurs et aussi de celles engendrées par l'évolution des grandeurs de courant et tension à travers ou aux bornes de ces composants (commande interne qui est aléatoire). Ce qui permet une description précise du comportement du système à l'étude. Donc l'application pratique de toute stratégie de commande de convertisseurs statiques dépend des paramètres des composants constituant le système. D'où la nécessité d'un dimensionnement particulièrement adapté des éléments de filtrage à installer.

VI.4.2 Exemple de dimensionnement des éléments de filtrage

VI.4.2.1 Principe de base

Dans le cas de l'exemple choisi de la figure **V.1**, sont installés deux filtres passifs. Le premier est l'inductance d'entrée L_{in} et a pour rôle la limitation de la vitesse de variation du courant d'entrée i_{in} et de stocker de l'énergie réactive durant le mode 1. Cette énergie réactive est transférée pendant le mode 2 vers le condensateur C_{DC} du côté continu pour relever la tension à la sortie du redresseur à une valeur supérieure à la valeur de crête V_{sm} de la source de tension v_{AC} . Le condensateur C_{DC} ayant alors pour rôle, en plus du stockage de l'énergie réactive, de limiter l'ondulation qui est observée sur la tension à ses bornes sous l'effet du processus de redressement. Le transfert de puissance, de la source alternative vers la charge ou inversement, peut être effectué avantageusement (du point de vue puissance maximale transmise) en faisant en sorte que le filtre LC, formé par l'inductance d'entrée L_{in} et le condensateur C_{DCeq} équivalent au condensateur C_{DC} vu du côté alternatif, constitue un circuit résonnant vis-à-vis du fondamental du courant d'entrée i_{in} .

V.4.2.2 Dimensionnement de l'inductance

L'objectif, dans ce cas, est de faire fonctionner le montage, de par le découpage judicieux de la tension d'entrée v_{in} et donc du courant d'entrée (ou de source i_{in}) et de leur positionnement relativement au passage par zéro de la tension de source v_{AC} , à facteur de puissance très proche de l'unité tout en éliminant/réduisant certains harmoniques du courant de source. Sachant que seul le fondamental est porteur de puissance active, le dimensionnement des composants passifs de filtrage peut être effectué sur la base de ce fondamental. La puissance active peut donc être évaluée en considérant qu'elle est la même, en valeur moyenne, des deux côtés alternatif et continu par :

$$V_{DC0} I_{d0} = \frac{V_{sm} I_{in1m}}{2} \quad (\text{V.10})$$

où I_{in1m} est la valeur de l'amplitude du courant fondamental de source alternative et (V_{DC0}, I_{d0}) les valeurs moyennes de V_{DC} et de I_d respectivement. D'où la valeur de crête du courant de source nécessaire :

$$I_{in1m} = \frac{2V_{DC0} I_{d0}}{V_{sm}} \quad (\text{V.11})$$

La valeur de l'inductance additionnelle L_C d'entrée se calcule de sorte que l'inductance totale $L_{in} = L_C + l_s$ (l_s étant l'inductance de fuite de la source alternative) produise à ses bornes une chute de tension de $k\%$ de V_{sm} relativement au courant fondamental :

$$\Delta v_{L_{in1m}} = L_{in} \omega I_{in1m} = kV_{sm} \quad (\text{V.12})$$

k étant exprimé en %. D'où la valeur de l'inductance additionnelle :

$$L_C = L_{in} - l_s = \frac{kV_{sm}}{\omega I_{in1m}} \quad (\text{V.13})$$

V.4.2.3 Dimensionnement du condensateur

La tension v_{DC} aux bornes du condensateur est donnée par l'équation (V.14) ci-après.

$$v_{DC} = \frac{1}{C_{DC}} \int (i - i_d) dt = \frac{1}{C_{DC}} \int SF i_{in} dt - \frac{1}{C_{DC}} \int i_d dt \quad (\text{V.14})$$

En introduisant cette dernière dans la première équation du système (V.7) régissant le fonctionnement du montage selon le mode deux correspondant à la figure V.3 et en utilisant les relations (V.5), on obtient l'équation (V.15):

$$v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} = SF v_{DC} \quad (\text{V.15})$$

Soit encore, en négligeant la résistance interne du condensateur :

$$v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} = SF \left(\frac{1}{C_{DC}} \int SF i_{in} dt - \frac{SF}{C_{DC}} \int i_d dt \right) \quad (\text{V.16})$$

Cette dernière équation peut être réécrite, sachant que la fonction de commutation peut être représentée par l'équation (V.17) en termes du fondamental, sous la forme de l'équation (V.18). Enfin, cette dernière équation donne l'équation (V.19) dans laquelle D est le taux de modulation, ω_m (ici égale à ω_s) la pulsation de la tension d'entrée v_{in} et δ_{in} l'angle de charge tel que défini par la figure V.4 correspondant à la réalisation du fonctionnement à facteur de déplacement unitaire.

$$SF = D \sin(\omega_m t - \delta_{in}) \quad (\text{V.17})$$

$$v_{AC} - R_{in} i_{in} - L_{in} \frac{di_{in}}{dt} = \frac{D}{C_{DC}} \int D i_{in} dt - \frac{D}{C_{DC}} \int i_d dt \quad (\text{V.18})$$

$$V_{sm} - R_{in} I_{in1} - j \omega_m L_{in} I_{in1} = -j \frac{D^2}{\omega_m C_{DC}} I_{in1} - v_{ld1} \quad (\text{V.19})$$

Cette dernière équation, réarrangée sous la forme (V.20), met en évidence la formation d'un circuit oscillant constitué de l'inductance d'entrée L_{in} et du condensateur fictif $C_{DC\acute{e}q}$ équivalent au condensateur C_{DC} du filtre de sortie vu du côté alternatif (à l'entrée du redresseur), comme illustré à la figure V.5, et dont la capacité ainsi « modulée » a pour expression (V.21).

$$V_{sm} - R_{in} I_{in1} - j \left(\omega_m L_{in} - \frac{D^2}{\omega_m C_{DC}} \right) I_{in1} = -v_{Id1} \tag{V.20}$$

$$C_{DC\acute{e}q} = \frac{C_{DC}}{D^2} \tag{V.21}$$

Le terme v_{Id1} peut être interprété comme étant une tension alternative fictive à fréquence fondamentale correspondant à la tension continue appliquée à la charge R_d qui absorbe alors un courant continu I_d représenté côté alternatif par le courant alternatif fictif fondamental I_{d1} à l'entrée du redresseur.

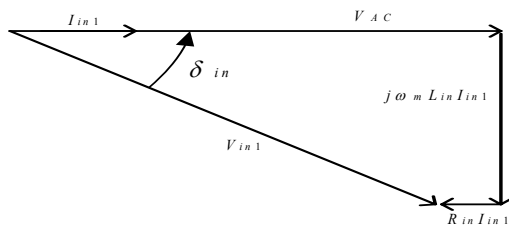


Fig.V.4 Diagramme de Fresnel à observer pour un fonctionnement du redresseur à facteur de déplacement unitaire.

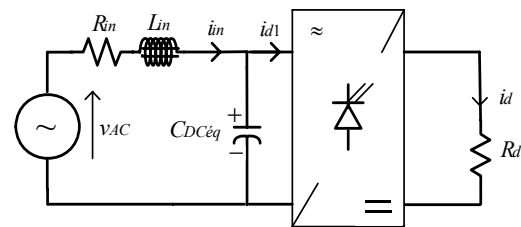


Fig.V.5 Schéma équivalent du montage de la figure VI.3 au fonctionnement en mode 2 relatif au fondamental.

La capacité C_{DC} du condensateur du filtre continu peut être calculée à partir de l'équation (V.22) ci-dessous.

$$C_{DC} = \frac{D^2}{\omega_m^2 L_{in}} \tag{V.22}$$

V. 4.2.4 Application au montage étudié

Si le courant maximal admissible circulant à travers les semi - conducteurs installés est choisi ayant une amplitude égale à $I_{in1m} = 1.8$ A et que l'inductance d'entrée est choisie pour produire une chute de tension à ses bornes, lorsque parcourue par ce courant, égale à 20 % de la tension maximale de source V_{sm} ($k = 20$ % dans la relation (V.12)), sa valeur est donnée par :

$$L_{in} = \frac{\Delta v_{L_{in}m}}{\omega_m I_{in1m}} = \frac{0.2 V_{sm}}{\omega_m I_{in1m}} \tag{V.23}$$

Soit : $L_{in} = 30,6$ mH (V.24)

si $V_s = 50 \text{ V}$, $\omega_m = 2\pi f_m = 100\pi$, $f_m = 50 \text{ Hz}$ et sachant que $l_s = 0.682 \text{ mH}$, l'inductance additionnelle aura pour valeur :

$$L_C = L_{in} - l_s \approx 30 \text{ mH} \quad (\text{V.25})$$

Et, pour une valeur du taux de modulation D telle que :

$$D = \frac{1}{1+k/100} \approx 0.833 \quad (\text{V.26})$$

la capacité du condensateur de sortie est obtenue en utilisant l'équation (V.22) qui donne :

$$C_{DC} = \frac{D^2}{\omega_m^2 L_{in}} \approx 225 \mu\text{F} \quad (\text{V.27})$$

Les paramètres obtenus ci-dessus ont été utilisés dans les travaux de simulation relatifs au redresseur élévateur de tension dont le schéma correspond à celui de la figure **V.1** avec la valeur de la capacité $C_{DC} = 560 \mu\text{F}$, le composant disponible au laboratoire au moment de la réalisation du test expérimental ayant cette dernière dimension.

D'autre part, augmenter la valeur du taux de modulation permet de diminuer la valeur moyenne de la tension continue jusqu'à la valeur minimale de $V_{DC0} = V_{sm}$ ou bien de l'augmenter en diminuant ce même taux de modulation. Du fait des oscillations du circuit résonnant LC ainsi formé, le fonctionnement du montage s'effectuera avec une ondulation maximale sur l'onde de la tension aux bornes du condensateur qui augmentera au fur et à mesure que la valeur de la capacité C_{DC} diminuera. Cet effet sera bien entendu conjugué aux variations du taux de modulation comme le montre la relation (V.22). Tout se passe alors comme si la capacité C_{DC} variait avec le taux de modulation D . Ce qui correspond donc à la « modulation » de cette capacité.

V.5 Exploitation, Exemples

V.5.1 Etude du montage redresseur élévateur de tension commandé par MLI

Le montage redresseur étudié au paragraphe V.4 ci-dessus (voir figure V.1) a été testé par simulation en mettant en oeuvre la stratégie MLI optimisée d'élimination d'harmoniques

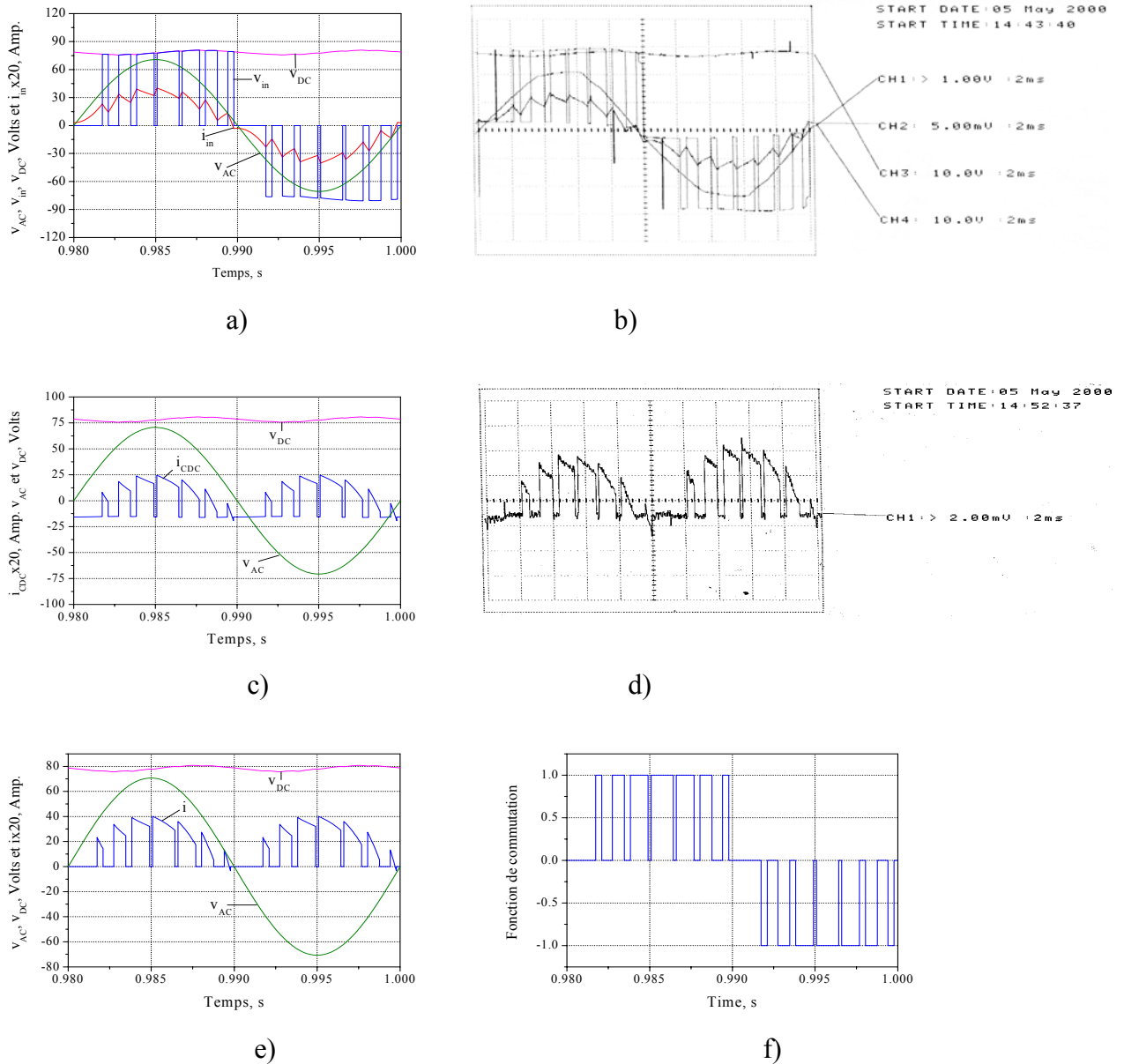


Fig.V.6 Résultats de simulation du redresseur élévateur de tension commandé par MLI optimisée conventionnelle symétrique et pratiqués par stratégie MLI à échantillonnage régulier pour $M = 7$, $D = 0.82$, $C_{DC} = 560 \mu F$ dans le cas des paramètres de la Table V.2 et angle de charge ajusté à $\delta_{in} = 13.0^\circ$ pour obtenir le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire.

a) Allure théorique des ondes de tensions v_{AC} , v_{in} et v_{DC} , Volts ainsi que celle du courant i_{in} , x20, Amp..

b) Relevé pratique des ondes de tensions v_{AC} , v_{in} et v_{DC} , ainsi que celle du courant i_{in} .

c) Allure théorique des ondes de tensions v_{AC} , et v_{DC} , Volts ainsi que celle du courant i_{CDC} , x20, Amp..

d) Oscillogramme du courant i_{CDC} .

e) Allure théorique des ondes de tensions v_{AC} , et v_{DC} , Volts ainsi que celle du courant de sortie du redresseur i , x20, Amp..

f) Fonction de commutation du redresseur MLI élévateur de tension.

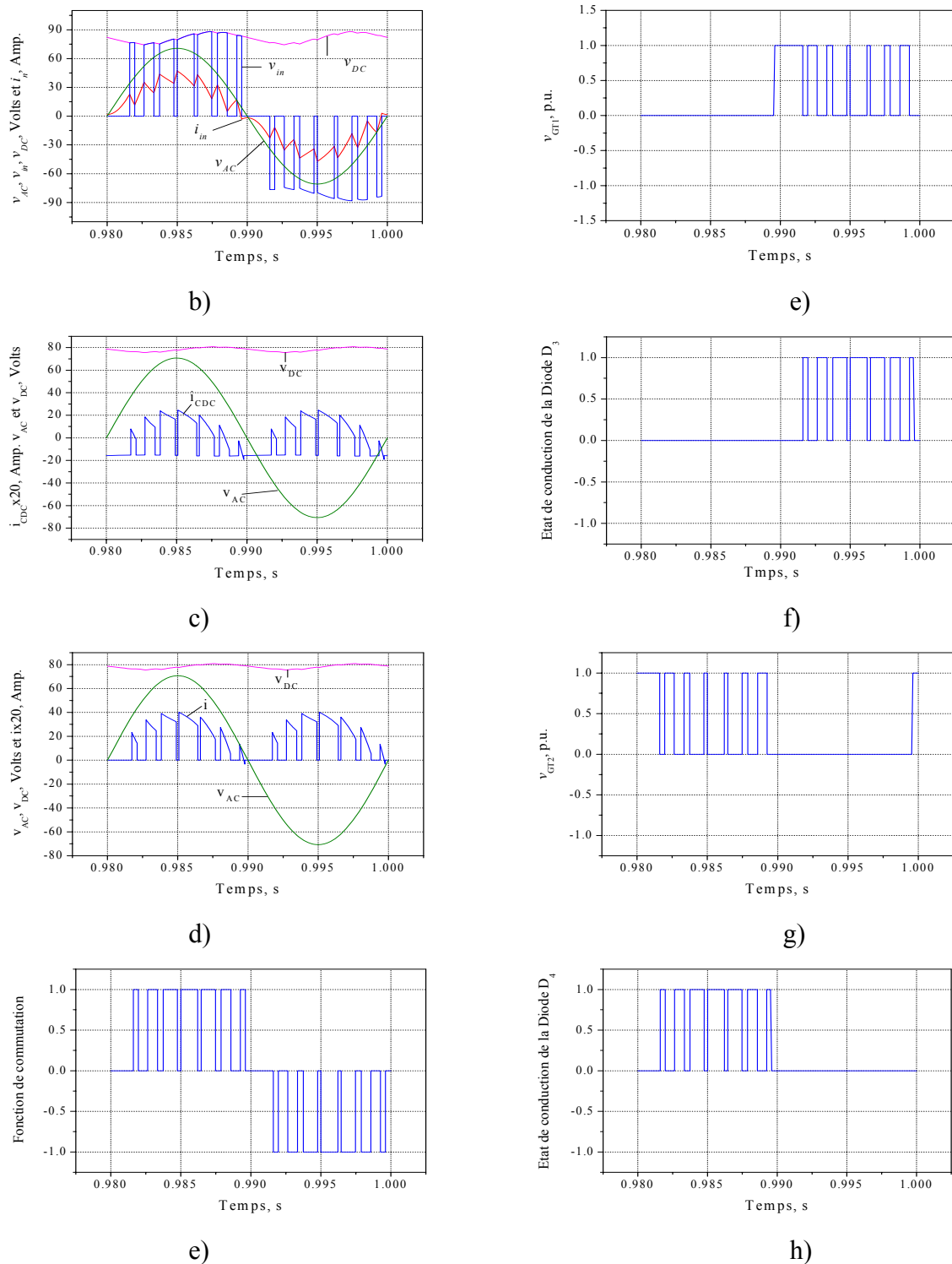


Fig.V.7 Résultats de simulation du redresseur élévateur de tension commandé par MLI optimisée conventionnelle symétrique pour $M = 7$, $D = 0.82$, $C_{DC} = 225 \mu F$ dans le cas des paramètres de la Table V.2 et angle de charge ajusté à $\delta_{in} = 11^\circ$ pour obtenir le fonctionnement à facteur de déplacement unitaire.

- a) Allure théorique des ondes de tensions v_{AC} , v_{in} et v_{DC} , Volts ainsi que celle du courant $i_{in} \times 20$, Amp..
- b) Allure théorique des ondes de tensions v_{AC} , et v_{DC} , Volts ainsi que celle du courant $i_{CDC} \times 20$, Amp..
- c) Allure théorique des ondes de tensions v_{AC} , et v_{DC} , Volts ainsi que celle du courant de sortie du redresseur $ix20$, Amp.,
- d) Fonction de commutation du redresseur MLI élévateur de tension ,
- e) Train d'impulsions de commande de gâchette de l'interrupteur T_1 ,
- f) Etat de conduction de la diode D_3 ,
- g) Train d'impulsions de commande de gâchette de l'interrupteur T_2 ,
- h) Etat de conduction de la diode D_4 .

conventionnelle HEPWM (pour $M=7$, $D=0.82$, $C_{DC}=560 \mu\text{F}$ et $\delta_{in}=13.0^\circ$), d'une part, et pratiquement par l'utilisation de la stratégie MLI à échantillonnage régulier RS PWM pour produire le même effet de forme d'onde MLI produite, d'autre part, pour les besoins de comparaison des résultats. Le processeur utilisé pour cela est le ADSP21061 installé dans une carte du genre SHARC EZKIT Lite et fonctionnant à 40 MHz. La figure V.6 met en évidence la concordance existant entre les formes d'ondes des grandeurs de courant et tension simulées et les relevés expérimentaux des mêmes grandeurs. A noter, cependant, que la dissymétrie observée,

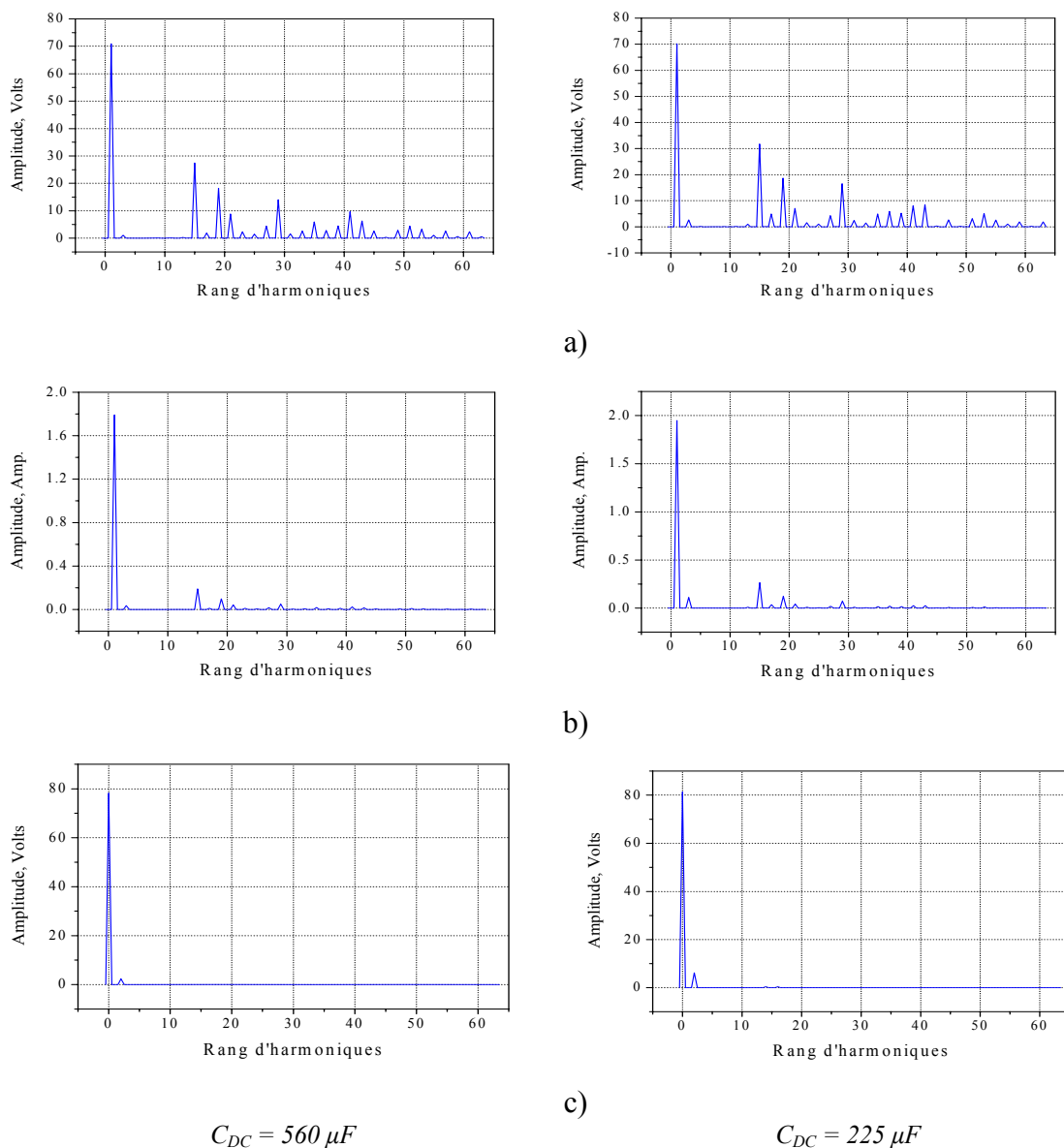


Fig.V.8 Spectres des grandeurs tension et courant obtenus par simulation du redresseur élévateur de tension commandé par MLI optimisée conventionnelle symétrique des figures V.6 et V.7 (pour $M=7$, $D=0.82$, $C_{DC}=560 \mu\text{F}$ et $C_{DC}=225 \mu\text{F}$, respectivement et les paramètres de la Table V.2).

- a) Spectres simulés de la tension d'entrée v_{in} , Volts
 b) Spectres simulés du courant $i_{in} \times 20$, Amp.
 c) Spectres simulés de la tension v_{DC} , Volts.

particulièrement évidente, dans le cas du courant traversant le condensateur C_{DC} (voir figure **V.6d**)) est due à deux facteurs distincts. Le premier facteur est l'effet des fluctuations de la tension de source alternative et son écrêtage. Le second facteur concerne la stratégie MLI à échantillonnage régulier qui nécessite une modification pour la prise en charge des conditions de fonctionnement anormales au voisinage du passage par zéro de la tension alternative. Celles-ci résultent du résultat de comparaison de l'onde modulante et de l'onde porteuse triangulaire qui ne tient pas compte de l'effet de roue libre à réaliser dans cette zone.

D'autre part, la figure **V.7** illustre, pour une valeur de $C_{DC} = 225 \mu\text{F}$ et $\delta_{in} = 11.0^\circ$, l'allure du courant de sortie du redresseur i_{CDC} et le train de gâchette des transistors (reflétant l'état effectif de conduction de ces composants qui sont du genre MOSFET ou IGBT) ainsi que l'état de conduction des diodes (1 = conducteurs et 0 = bloqués).

Les spectres de la tension d'entrée, de la tension aux bornes du condensateur C_{DC} et du courant de la source alternative (d'entrée) sont représentés à la figure **V.8** dans ces deux cas de test par simulation.

V.5.2 Etude du montage redresseur à commande par angle de retard à l'amorçage

Dans le cas du redresseur seul (du montage de la figure **III.6**), les composants semi-conducteurs ont été remplacés par des thyristors conventionnels. L'entrée en conduction de ces composants est déterminée par l'angle de retard à l'amorçage $\alpha = 0.0033 \cdot (100 \pi)$ rds. Ce système est simulé dans le but de mettre en évidence la détection des événements par le programme lors des transitions successives par les modes de conduction continue, discontinue puis une nouvelle fois continue. Ceci est illustré par la figure **V.9**, les paramètres du système étant ceux donnés en Table III.1.

V.5.3 Etude du montage redresseur abaisseur de tension commandé par MLI

La stratégie MLI optimisée d'élimination d'harmoniques conventionnelle pour gradateurs et redresseurs abaisseurs de tension (voir figure **III.3**) a été appliquée à un redresseur seul (un redresseur seulement dans le cas du montage de la figure **III.6**). Ce dernier alimente le moteur à

courant continu utilisé dans le paragraphe précédent (V.5.2). Un condensateur $C_{in} = 10$ nF de filtrage de l'inductance de source a été inclus. La figure V.10 montre les résultats de simulation

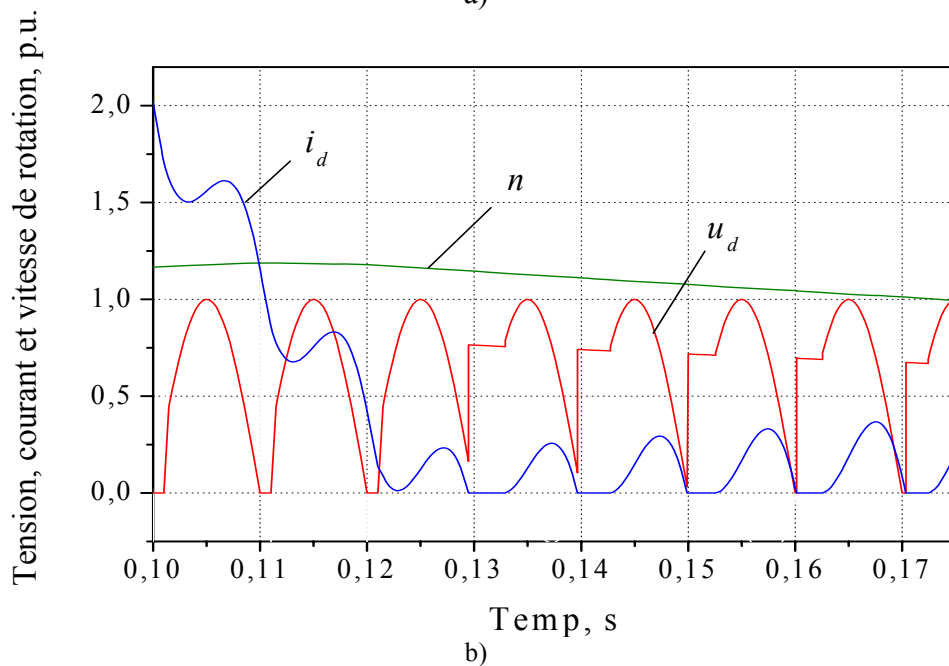
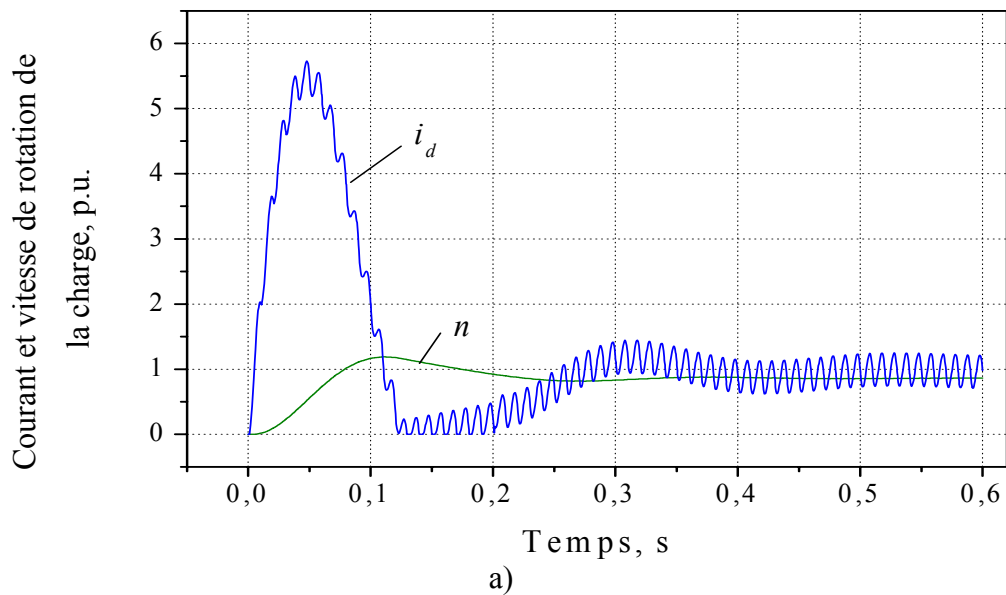


Fig.V.9 Simulation du régime transitoire du redresseur alimentant un moteur à courant continu à excitation séparée :

- a) Chronogrammes de la vitesse de rotation et courant dans le moteur, p.u., démarrage depuis l'arrêt
 b) Zoom dans le tracé a) montrant l'évolution du courant moteur et de la tension à ses bornes traversant les régimes de continuité et discontinuité.

du système correspondant obtenus par application de cette stratégie pour $M = 6$ et D augmenté progressivement par pas de 5 pour cent de la tension maximale redressée moyenne, appliquée pendant deux périodes de la tension alternative [85], jusqu'à la valeur de $D = 0.8$, p.u. La figure V.10a illustre les formes d'ondes des courants de source alternative et du moteur à courant

continu en régime permanent. Ce résultat montre clairement que si le réglage de la vitesse est plus ou moins effectif, l'élimination des harmoniques du courant de source alternative n'est pas atteinte à cause de l'ondulation du courant de la charge, le facteur de déplacement étant cependant amélioré par rapport à la commande par angle de retard à l'amorçage du redresseur. Cette stratégie MLI doit donc être revue pour être appliquée au courant de source alternative plutôt qu'à la tension d'entrée au redresseur. La figure **V.10d** montre l'évolution de la vitesse de rotation de la machine dans les mêmes conditions que précédemment mais avec le coefficient de réglage D comme paramètre, varié de 0.35 à .95 p.u.. Cette figure confirme donc le réglage linéaire de la vitesse en boucle ouverte.

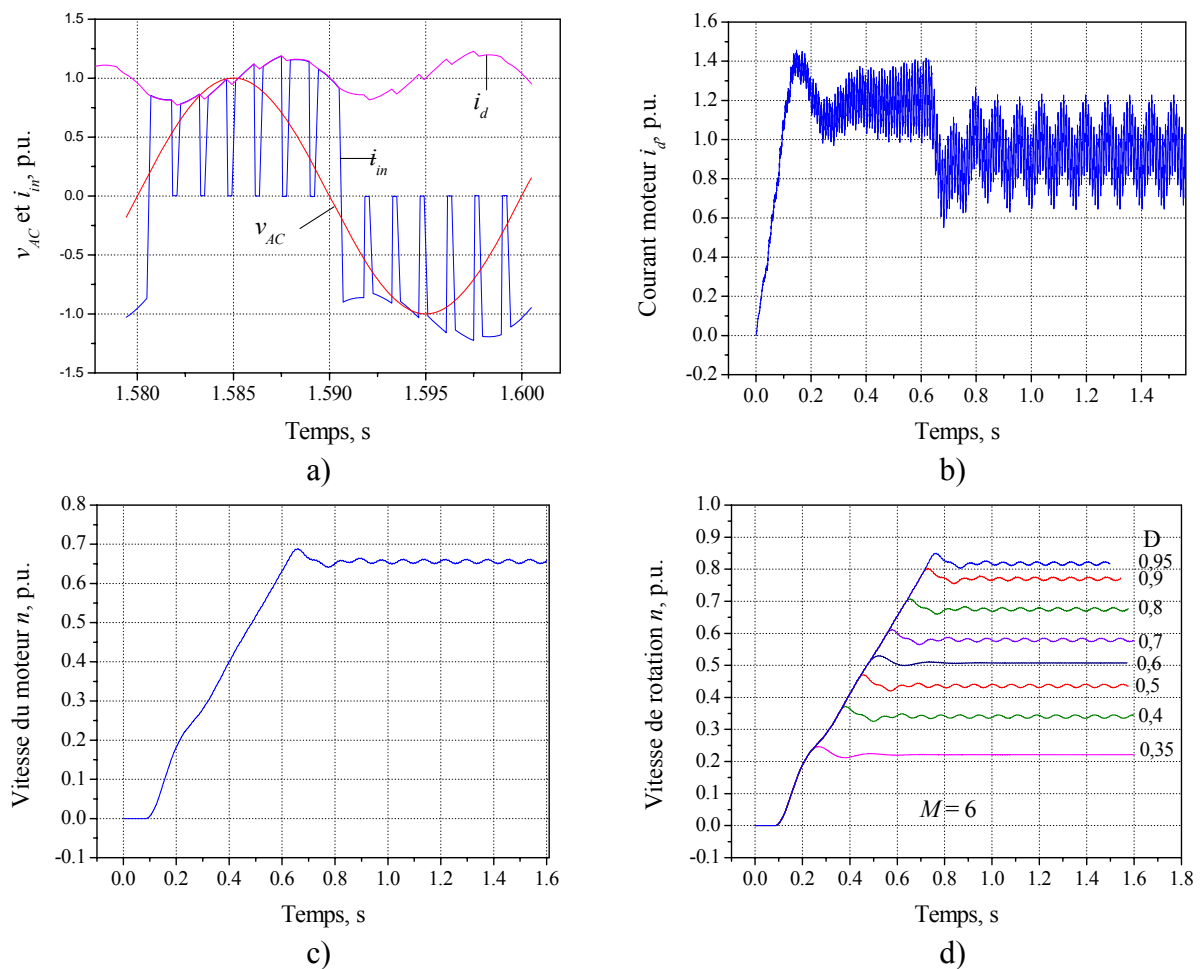


Fig.V. 10 Résultats de simulation du montage redresseur MLI abaisseur de tension (un convertisseur seul) de la figure **III.6** pour $M = 6$ (voir figure **III.3**) $D = 0.8$ p.u., condensateur d'entrée (non montré sur la figure) $C_{in} = 10$ nF.

- Traces de la tension v_{AC} et des courants i_m et i_d , p.u. en régime permanent,
- Allure du courant de charge i_d , p.u., en régime transitoire,
- Evolution de la vitesse de rotation n , p.u., depuis l'arrêt jusqu'au régime permanent, et
- Evolution de la vitesse de rotation n , p.u., dans les mêmes conditions qu'au c) mais avec D comme paramètre.

CHAPITRE VI : RESULTATS DE SIMULATION ET EXPERIMENTAUX**VI.1. Exemple de simulation de fonctionnement en redresseur MLI (système sans cascade)**

Le fonctionnement du montage à redresseur élévateur de tension de la figure IV.4b a été simulé en utilisant les angles de commutation donnés dans la table IV.1 (déterminés à l'aide des équations (IV.12a) et (IV.13a) seulement, suivant les contraintes (IV.7)) sur la base des paramètres donnés dans la table IV.2, la tension de référence utilisée étant l'amplitude de la tension de source alternative. L'angle de déplacement (qui est en fait l'angle de charge) est comme défini à la figure VI.1.

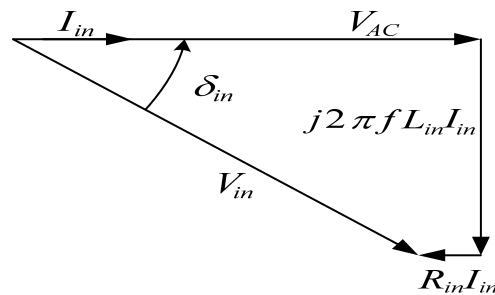


Fig.VII.1 Diagramme de Fresnel à observer pour un fonctionnement du redresseur à facteur de déplacement unitaire.

L'amplitude du courant fondamental de source alternative a été fixée à 1.8 A et l'inductance L_{in} calculée de façon à ce que ce courant produise une chute de tension de 20% à ses bornes. Le courant de référence a été choisi égal 1.2 fois l'amplitude du courant fondamental de source. D'une part, la capacité équivalente du condensateur du filtre intermédiaire vu du côté alternatif C_{DCeq} (c'est-à-dire $C_{DCeq} = C_{DC}/D^2$) a été choisie de manière à constituer une cellule résonnante avec l'inductance d'entrée à la fréquence de la source de tension alternative. La figure VI.2 montre les allures de la tension d'entrée, le courant d'entrée au redresseur et la tension continue intermédiaire simulés rapportées à l'amplitude de la tension de ligne ainsi que leurs spectres harmoniques respectifs pour $M = 9$ et $D = 0.89$ p.u., les harmoniques de rang 3 jusqu'au 17ème ayant été éliminés de la tension d'entrée et du courant de source alternative, le redresseur fonctionnant alors à facteur de déplacement égal à l'unité, démontrant l'efficacité théorique de la méthode proposée.

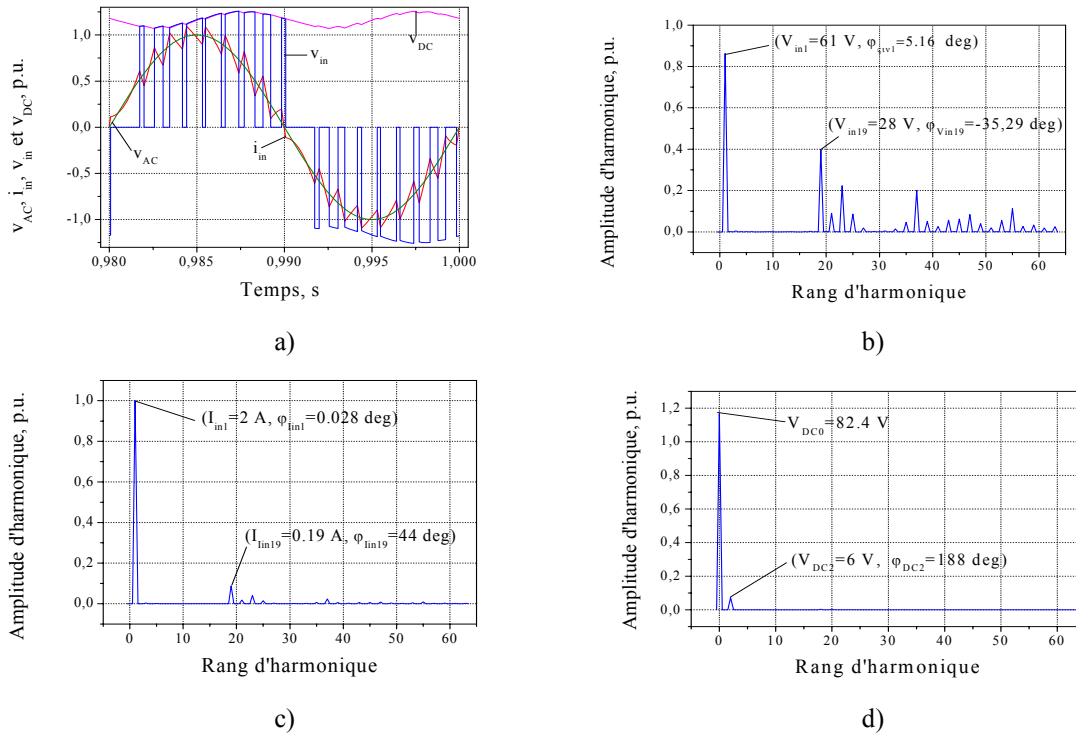


Fig. VI.2 Résultats de simulation pour MLI vectorielle optimisée, $M = 9$, $D = 0.89$ p.u., $C_{DC} = 225 \mu F$, du 3^{ième} au 17^{ième} harmonique éliminés, redresseur en mode moteur (redresseur), tension de base voltage $V_{AC}\sqrt{2}$.

- a) Formes d'onde simulées de courant et de tension
- b) Spectre simulé de tension
- c) Spectre simulé de courant
- d) Spectre simulé de tension du filtre DC.

VI.2. Fonctionnement en onduleur (système sans cascade)

VI.2.1. Réduction de la taille du condensateur du filtre intermédiaire, fonctionnement en onduleur (VSI)

La figure VI.3 illustre l'effet simulé de la réduction de la taille du condensateur du filtre intermédiaire sur le spectre de la tension et du courant de sortie de l'onduleur du fait de l'ondulation de tension continue qui apparaît, pour $M = 3$ et $D = 0.89$ p.u., quand la capacité idéale ($C_{DC} = 4400 \mu F$) est réduite à la valeur $C_{DC} = 85 \mu F$, dans le cas de la stratégie MLI optimisée conventionnelle, c'est-à-dire le troisième et le cinquième harmonique réapparaissent avec une amplitude non négligeable.

La figure VI.4, quant à elle, montre les formes d'onde et spectres des signaux des mêmes grandeurs dans les mêmes conditions de fonctionnement confirmant l'élimination de ces harmoniques en utilisant la stratégie MLI optimisée vectorielle proposée.

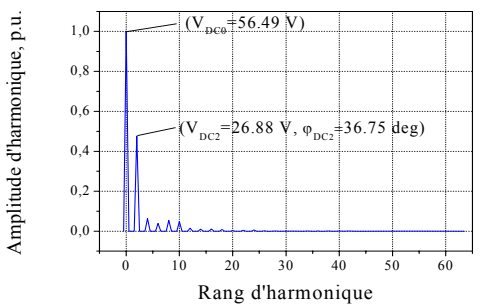
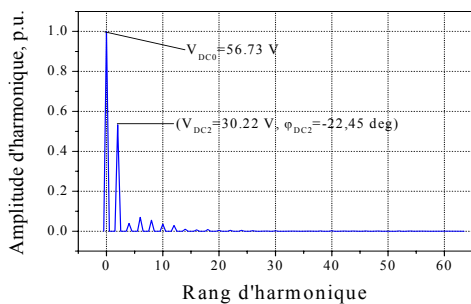
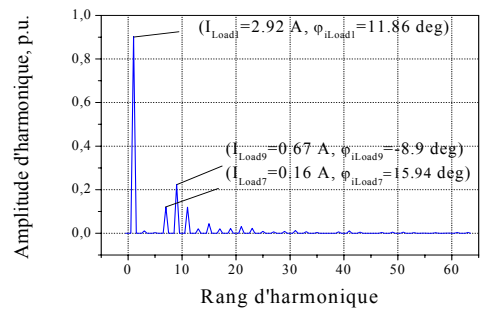
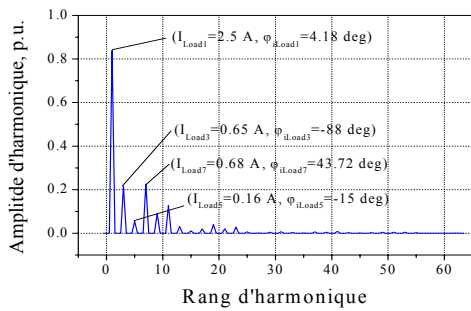
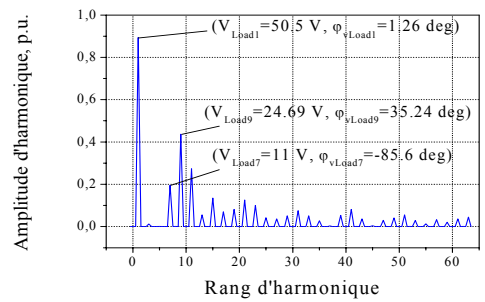
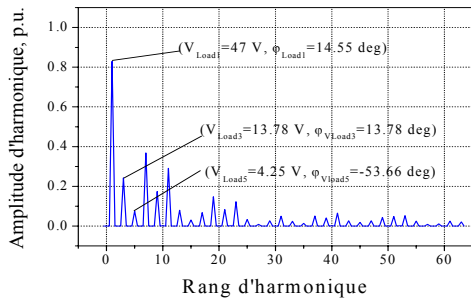
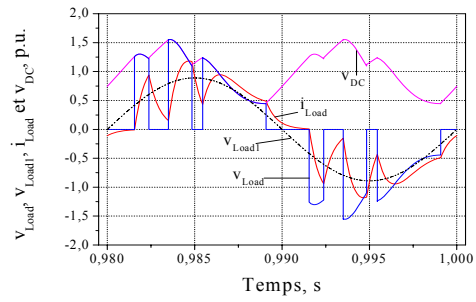
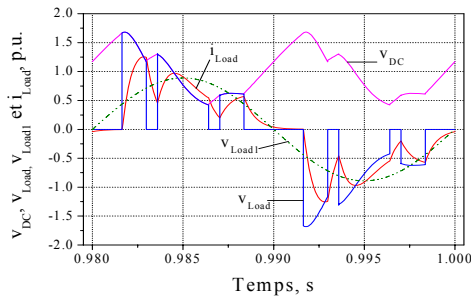


Fig.VI.3 Résultats de simulation par PWM optimisée conventionnelle pour $M = 3$, $D = 0.89$ p.u., $C_{DC} = 85 \mu F$, du 3^{ème} et 5^{ème} harmonique éliminés, fonctionnement en onduleur, tension de référence $V_{DC0} = 56.73$ V, courant de référence 2.99 A.

Fig.VI.4 Résultats de simulation par PWM optimisée vectorielle, $M = 3$, $D = 0.89$ P.U., $C_{DC} = \mu F 85$, du 3^{ème} et 5^{ème} harmonique éliminés, fonctionnement en onduleur, tension de référence $V_{DC0} = 56.49$ V, courant de référence 2.97 A.

- a) formes d'ondes tension et courant simulées
- b) Spectre théorique de la tension
- c) Spectre théorique du courant
- d) Spectre théorique de la tension continue intermédiaire.

VI.2.2. Fonctionnement en onduleur MLI (VSI), comparaison des résultats de simulation et expérimentaux

La stratégie a été testée sur un montage expérimental constitué d'un onduleur source de tension VSI dont les paramètres sont donnés dans la table VI.3, les signaux de gâchettes étant générés par un processeur de signal numérique TMS320F240 (DSP/microcontrôleur) lisant les angles de commutation calculés hors ligne (off-line) dans une table mémoire.

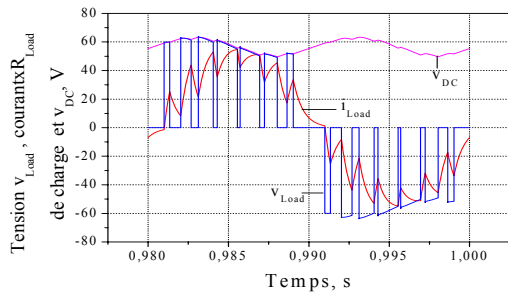
Table VI.3 : Paramètres du montage à onduleur unique

Onduleur VSI dimensionné à	220 W, 7 A, 63 V, 50 Hz
Transistors MOSFET de puissance	IRF520, 8 A, 100 V, $t_{\text{don}} = 20 \text{ nS}$, $t_{\text{doff}} = 50 \text{ nS}$
Filtre d'entrée LC	$L_F = 110.1 \text{ mH}$, $R_{L_F} = 2.7 \Omega$, $C_{DC} = (330 \mu\text{F}, 385 \text{ V})$, $R_{C_{DC}} = 0.41 \Omega$
Charge RL	$R_L = 17.5 \Omega$, $L_{LL} = 11.7 \text{ mH}$, $R_{LL} = 1.5 \Omega$
Source de tension continue	$V_{DC} = 60 \text{ V}$, constante

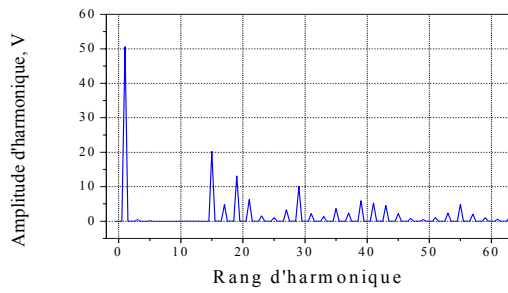
Les formes d'onde des signaux ont été relevées en utilisant un oscilloscope équipé d'une interface d'ordinateur personnel (PC) et stockées sous forme de tableaux. Le courant de charge i_{Load} a été ensuite calculé et la chute de tension $v_{R_{Load}} = i_{Load} R_{Load}$ correspondant à la résistance de charge totale R_{Load} évaluée, permettant ainsi le tracé de l'image tension du courant à l'aide de la relation $v_{i_{Load}} = v_{R_{Load}} / V_{DC0}$ (voir figure IV.4a). Après cela, un programme utilisant la transformée rapide de Fourier FFT a été appliqué aux données obtenues.

Les figures VI.5 et VI.6 illustrent les formes d'onde simulées et expérimentales avec leurs spectres harmoniques respectifs pour un nombre d'impulsions $M = 7$ et un taux de modulation $D = 0.89$ p.u., dans lesquelles les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11 et 13 ont été éliminés. Ces formes d'onde de tension et courant de charge simulées et expérimentales correspondent étroitement. Cette similitude est aussi démontrée par les spectres harmoniques correspondants.

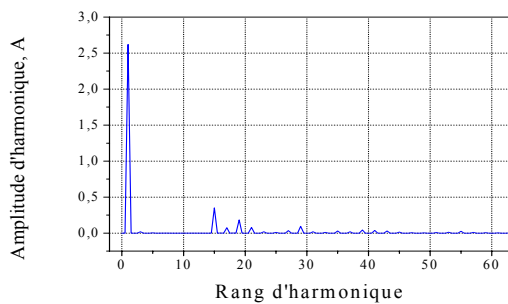
En outre, les figures VI.7 et VI.8 retracent les formes d'ondes de tension et de courant simulées et expérimentales et les spectres harmoniques associés pour un nombre d'impulsions $M = 17$ et un taux de modulation $D = 0.89$ p.u., mais seulement les huit premiers harmoniques de rang bas ont été éliminés en utilisant seulement la composante à 100 Hz



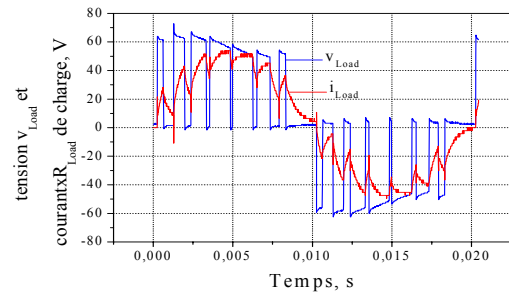
a)



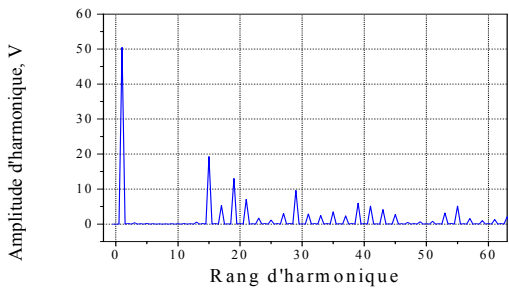
b)



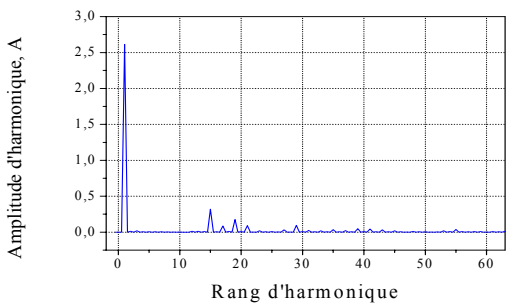
c)



a)



b)



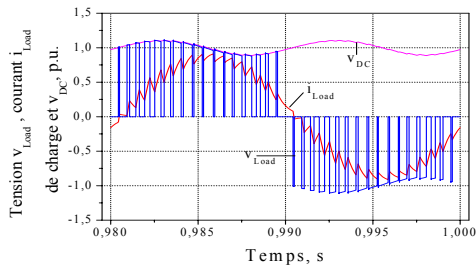
c)

Fig.VI.5 Résultats de simulation, par application de la stratégie MLI vectorielle optimisée, $M = 7$, $D = 0.89$ p.u., 3^{ème}, 5^{ème}, 7^{ème}, 9^{ème}, 11^{ème}, et 13^{ème} harmonique a éliminés.
 a) allures simulées de la tension et du courant
 b) spectre simulé de la tension
 c) Spectre simulé du courant.

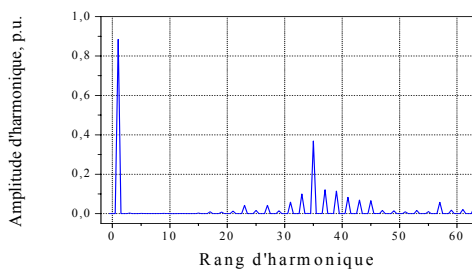
Fig.VI.6 Résultats expérimentaux par application de la stratégie MLI optimisée vectorielle, $M = 7$, $D = 0.89$ P.U., 3^{ème}, 5^{èmes}, 7^{ème}, 9^{ème}, 11^{ème}, et 13^{ème} harmonique éliminés.
 a) allures pratiques de tension et du courant
 b) Spectre expérimental de la tension
 c) Spectre expérimental du courant.

de la tension continue intermédiaire. Ces figures démontrent encore une fois un accord étroit entre les résultats simulés et expérimentaux dans aussi bien le cas des formes d'onde de tension que dans celui de celles de courant et des spectres y relatifs, en ce qui concerne les harmoniques éliminés. La légère différence enregistrée au niveau des amplitudes des harmoniques non éliminés est due aux performances des semi-conducteurs de puissance et aussi aux harmoniques de la tension continue intermédiaire qui n'ont pas été pris en considération. L'harmonique le plus significatif, d'une part, est le $(2M+1)^{ème}$, et les harmoniques non-éliminés de bas rang

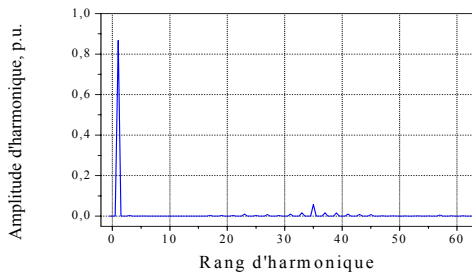
d'amplitudes les plus élevées sont situés près de ce dernier, particulièrement dans le cas d'un nombre d'impulsions $M = 7$ et plus. Ceux-ci sont facilement filtrés comme le démontrent les spectres courants correspondants des figures VI.7 et VI.8.



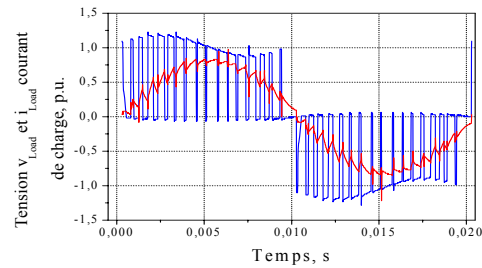
a)



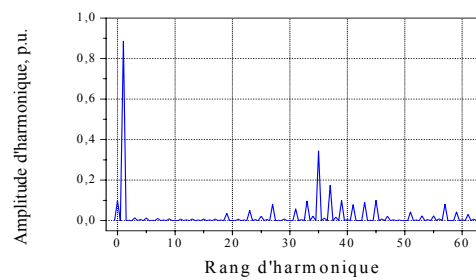
b)



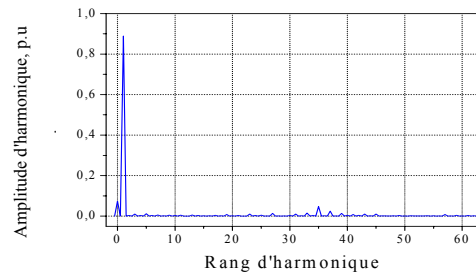
c)



a)



b)



c)

Fig.VI.7 Résultats de simulation par commande MLI optimisée vectorielle, $M = 17$, $D = 0.89$ p.u., du 3^{ème} au 17^{ème} harmoniques éliminés.

- a) formes d'onde simulées de tension et de courant
- b) Spectre calculé de la tension
- c) Spectre calculé du courant.

Fig.VI.8 Résultats expérimentaux par commande vectorielle MLI optimisée $M = 17$, $D = 0.89$ p.u., du 3^{ème} au 17^{ème} harmonique éliminés.

- a) formes d'onde expérimentales de tension et de courant
- b) Spectre expérimental de la tension
- c) Spectre expérimental du courant.

VI.2.3 Valeur minimale de la capacité du filtre intermédiaire, configuration à onduleur (VSI) unique :

La procédure de calcul des angles de commutation optimisés par MLI vectorielle décrite dans les paragraphes précédents a été employée pour déterminer la valeur minimale de la capacité C_{DC} du filtre intermédiaire dans le cas d'application à onduleur unique pour les valeurs de $M = 3, 5, 7$ et 9. La limite inférieure de la capacité du filtre atteinte est celle correspondant à deux angles de commutation successifs qui convergent vers la même valeur butant sur la limite de largeur

d'impulsion/espace de la même manière que dans le cas des valeurs élevées du taux de modulation (α_4 et α_5 dans le cas de la figure IV.10, par exemple). La figure VI.13 montre l'évolution de cette valeur minimale de la capacité du filtre en fonction de l'amplitude fondamentale de l'onde MLI dans la plage allant de 0.88 à 1.0 p.u.. Ces résultats sont, cependant, à considérer comme étant une obtenue parmi un ensemble de solutions possibles dépendant des paramètres du circuit de puissance, de la précision de solution spécifiée, du seuil fixé pour la détection des amplitudes des harmoniques de tension continue et de la proposition de solution de départ des calculs, comme indiqué au paragraphe IV.3. Ceci se traduit (voir figure VI.13) par un saut d'une trajectoire à une autre des angles de commutation matérialisé par les lignes brisées à cause du fait que ces angles n'aient pas été déterminés d'un seul trait pour cause de la taille relativement réduite de la mémoire vive installée dans le micro-ordinateur compatible (PC) utilisé, doté d'un processeur Pentium III.

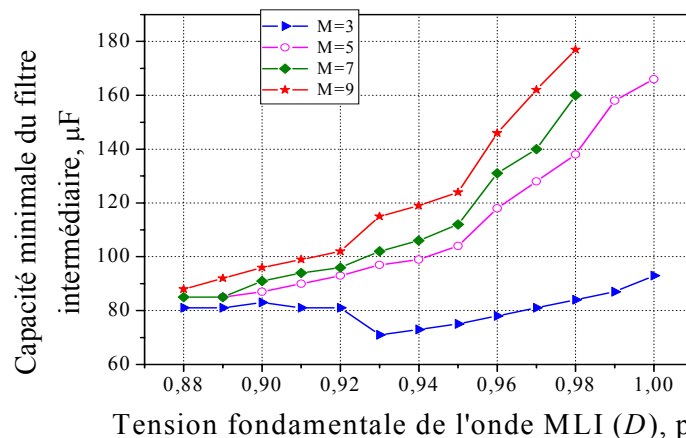


Fig.VI.13 Capacité minimale du filtre intermédiaire avec le nombre M d'impulsions par demi-période comme paramètre, cas onduleur monophasé et $M = 3, 5, 7$ et 9 .

VI.2.4 Fonctionnement de l'onduleur (VSI) à tension de sortie en créneau:

Du fait que les impulsions peuvent prendre n'importe quelle position dans la demi période de la forme d'onde MLI construite, le fonctionnement à tension de sortie de l'onduleur en créneau est maintenant rendue disponible pour des valeurs de taux de modulation allant jusqu'à $D = 1.26$ p.u., dans le cas idéal d'une tension continue parfaitement lisse et jusqu'à environ à 1.2 p.u. dans le cas d'une taille réduite du condensateur de filtre intermédiaire. La figure VI.14 montre la fonction de commutation correspondante, dans laquelle les angles de commutation ont été pris

des caractéristiques de la figure **VI.15** obtenues pour la valeur idéale de la capacité $C_{DC} = 4400 \mu\text{F}$. A noter, cependant, que dans ce cas, aucun harmonique ne peut être éliminé. Ceci n'a en fait pas d'importance puisque dans des applications de moyenne et haute puissance des onduleurs triphasés sont utilisés et dans lesquelles le troisième harmonique, c'est-à-dire le plus important, est éliminé naturellement de la tension de ligne du système triphasé.

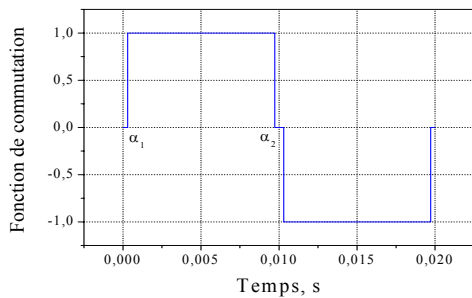


Fig.VI.14 Fonction de commutation pour $M = 1$, $D = 1.26 \text{ p.u.}$, fonctionnement onduleur en créneau.

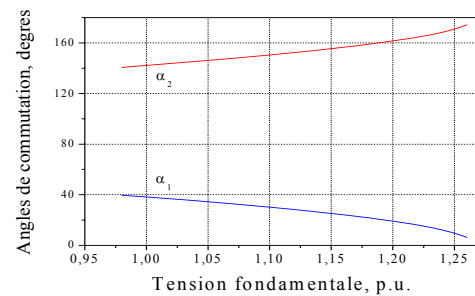


Fig.VI.15 Angles de commutation pour $M = 1$, $D = [0.88 - 1.26] \text{ p.u.}$, tension de sortie ondulée pour $C_{DC} = 91 \mu\text{F}$.

VI.2.5 Fonctionnement de l'onduleur (VSI), performances de la stratégie

Le taux de distorsion harmonique a été évalué dans le cas d'application de la stratégie proposée à un onduleur VSI fonctionnant seul pour $M = 3$ et 7 tel que défini par les relations (III.3) et (III.4). Les résultats correspondants à la mise en œuvre de la stratégie MLI optimisée conventionnelle (trace 1), stratégie MLI vectorielle optimisée appliquée au cas d'une tension continue intermédiaire idéale (lisse, trace 2) et ondulée pour une capacité de filtre $C_{DC} = 330 \mu\text{F}$ (trace 3) sont représentés dans les figures **VI.16** et **VI.17**. Ces résultats confirment le maintien des performances, relativement à cet indice, de la stratégie MLI optimisée conventionnelle sur toute la plage de variation du taux de modulation D et une amélioration non négligeable est enregistrée pour $M = 7$ à partir de la valeur de $D = 0.8 \text{ p.u.}$ et supérieures.

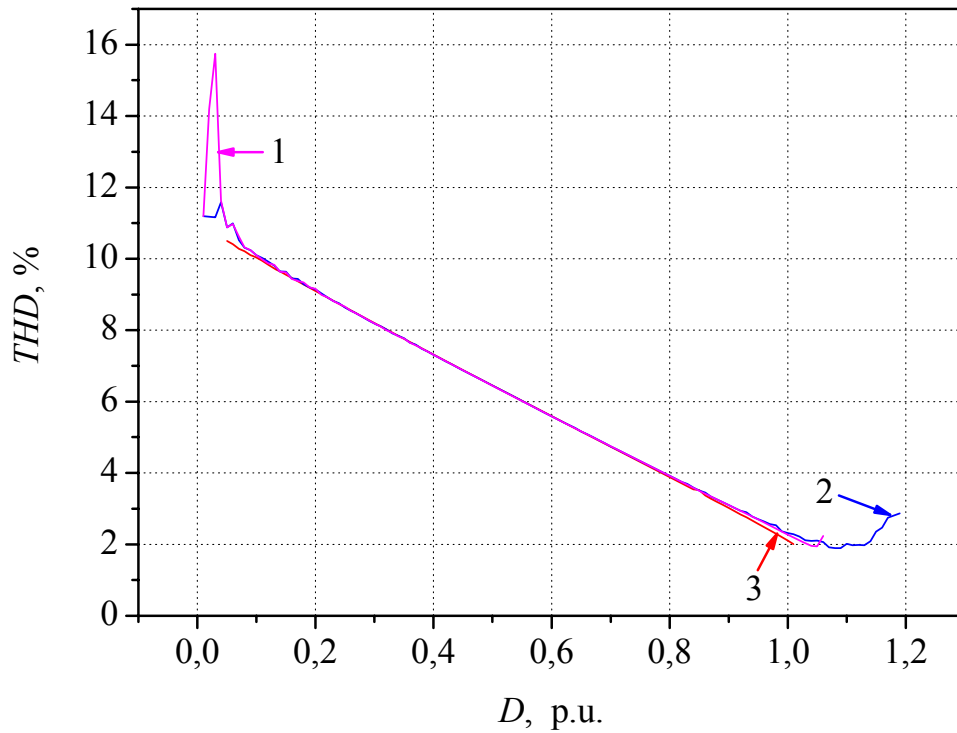


Fig.VI.16 Comparaison des résultats de simulation par le taux de distorsion harmonique obtenus pour $M = 3$ par la stratégie MLI

- 1 - optimisée conventionnelle ($v_{DC} = V_{DC0}$, $C_{DC} = 4400 \mu F$),
- 2 - vectorielle optimisée avec ($v_{DC} = V_{DC0}$ constante, $C_{DC} = 4400 \mu F$), et
- 3 - vectorielle optimisée ($v_{DC} = V_{DC0} + v_{DC2}$, $C_{DC} = 330 \mu F$).

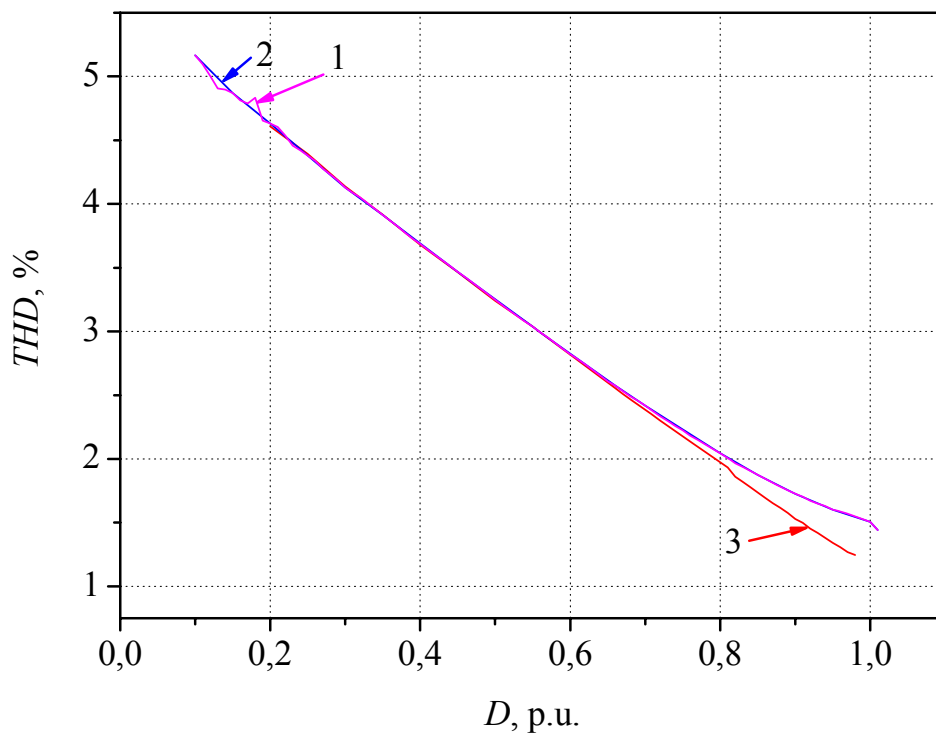


Fig.VI.17 Comparaison des résultats de simulation par le taux de distorsion harmonique obtenus pour $M = 7$ par la stratégie MLI

- 1 - optimisée conventionnelle ($v_{DC} = V_{DC0}$, $C_{DC} = 4400 \mu F$),
- 2 - vectorielle optimisée avec ($v_{DC} = V_{DC0}$ constante, $C_{DC} = 4400 \mu F$), et
- 3 - vectorielle optimisée ($v_{DC} = V_{DC0} + v_{DC2}$, $C_{DC} = 330 \mu F$).

VI.3 Système redresseur-onduleur MLI (configuration à cascade de convertisseurs statiques)

VI.3.1 Fonctionnement d'une cascade redresseur-onduleur (VSI)

Dans cette partie du travail, est expliqué le fait que le redresseur et l'onduleur (VSI) d'une cascade, comme celle de la figure **IV.5**, peuvent être commandés simultanément de façon à leur faire jouer le rôle, à tous les deux, de filtres actifs de puissance en employant la stratégie proposée. Les angles de commutation correspondants ont été calculés à l'aide des équations (IV.12)-(IV.13) et (IV.12a)-(IV.13a) observant les contraintes (IV.7), comme cela a été expliqué au chapitre IV. Au fur et à mesure que la capacité du condensateur intermédiaire diminue [3], la tension continue à ses bornes, qui est normalement lisse, devient de plus en plus ondulée sous l'effet des processus de redressement et d'ondulation des convertisseurs statiques, respectivement [2, 39].

Les harmoniques prédominants de la tension continue intermédiaire sont alors ceux à la fréquence du courant de sortie du redresseur, à la fréquence du courant d'entrée de l'onduleur et aux fréquences de battement si un système à cascade redresseur monophasé-filtre intermédiaire-onduleur monophasé est utilisé. Ces harmoniques prédominants de la tension continue représentent l'échange de puissance réactive qui a lieu entre la source de tension alternative/la charge de l'onduleur et le filtre intermédiaire et sont, principalement, responsables de la réapparition des harmoniques éliminés du courant de ligne/de la tension de sortie de l'onduleur. Le reste des harmoniques de la tension continue intermédiaire contribuent de manière beaucoup moins significative. Les équations en question tiennent compte du fait que le spectre harmonique de la tension continue commune est effectivement vu différemment par le redresseur et l'onduleur lorsqu'ils fonctionnent à des fréquences de modulation différentes, c'est-à-dire à fréquence de sortie d'onduleur variable. Cependant, les fluctuations de l'ondulation de la tension continue intermédiaire et de sa valeur moyenne sont incluses dans la détermination des angles de commutation en calculant de manière cyclique son contenu harmonique et en gérant alors le redresseur et l'onduleur de façon à réduire l'effet mentionné ci-dessus (c'est-à-dire la

réapparition des harmoniques du courant de ligne et du courant de charge de l'onduleur ainsi que la réduction de l'amplitude du fondamental de l'onde MLI) et dans le même temps réaliser un facteur de déplacement égal à l'unité. Ceci implique donc que le redresseur effectue la correction du facteur de puissance et à un certain degré le filtrage actif, l'onduleur contribuant à ce processus puisqu'il fonctionne tout juste de la même manière, en ce qui concerne la stratégie proposée, assurant, en plus de cela, l'élimination/réduction de la composante continue qui apparaît sur le courant de source alternative ou de charge alternative lors du fonctionnement à fréquence de sortie d'onduleur variable [99]. Les jeux d'angles de commutation obtenus doivent encore être stockés en mémoire pour usage ultérieur comme table de lecture pour générer le train d'impulsions de gâchettes par un microprocesseur. La configuration du circuit de puissance de la figure IV.5 (les paramètres correspondants sont donnés dans la table VI.4) a été utilisée dans les essais de simulation afin de démontrer l'applicabilité de la stratégie proposée aux convertisseurs statiques en cascade [99].

Table VI.4 : Paramètres du circuit de la cascade redresseur-onduleur

Filtre inductif d'entrée	$L_{in} = 32.82 \text{ mH}, R_{in} = 1.29 \Omega$
Capacité du filtre intermédiaire	$C_{DC} = (81, 936) \mu\text{F}, R_{CDC} = 0.41 \Omega$
Charge RL	$R_L = 41.5 \Omega, L_{LL} = 23.4 \text{ mH}, R_{LL} = 1.5 \Omega$
Source alternative	$V_{AC} = 50 \text{ V}, \text{ constante}$

La figure VI.9 représente les résultats de simulation de la cascade redresseur-onduleur fonctionnant à 50 Hz correspondants à un angle de déphasage d'environ 48° de la tension fondamentale de sortie de l'onduleur par rapport au point de passage à zéro de la tension de source alternative, le redresseur fonctionnant alors à facteur de déplacement égal à l'unité, pour $C_{DC} = 81 \mu\text{F}$, l'angle de charge (qui est le déphasage de la tension fondamentale d'entrée au redresseur) étant alors approximativement de 11° . Les harmoniques ciblés sont effectivement éliminés, comme le démontrent les spectres correspondants de courant/tension, malgré la présence de l'harmonique à 100 Hz sur la tension continue intermédiaire avec une amplitude de 29% environs. Ces résultats sont dans un accord étroit avec ceux théoriques et pratiques des figures VI.5 et VI.6 pour une valeur de $M = 7$, relatifs au côté onduleur. Ce mode de

fonctionnement convient aux applications à fréquence fixe telles que les alimentations sans coupure (UPS). La capacité du filtre intermédiaire peut être encore diminuée si l'onduleur est commandé pour délivrer une tension fondamentale synchronisée avec la tension de source alternative. L'harmonique de rang deux de la tension continue serait alors négligeable et le reste

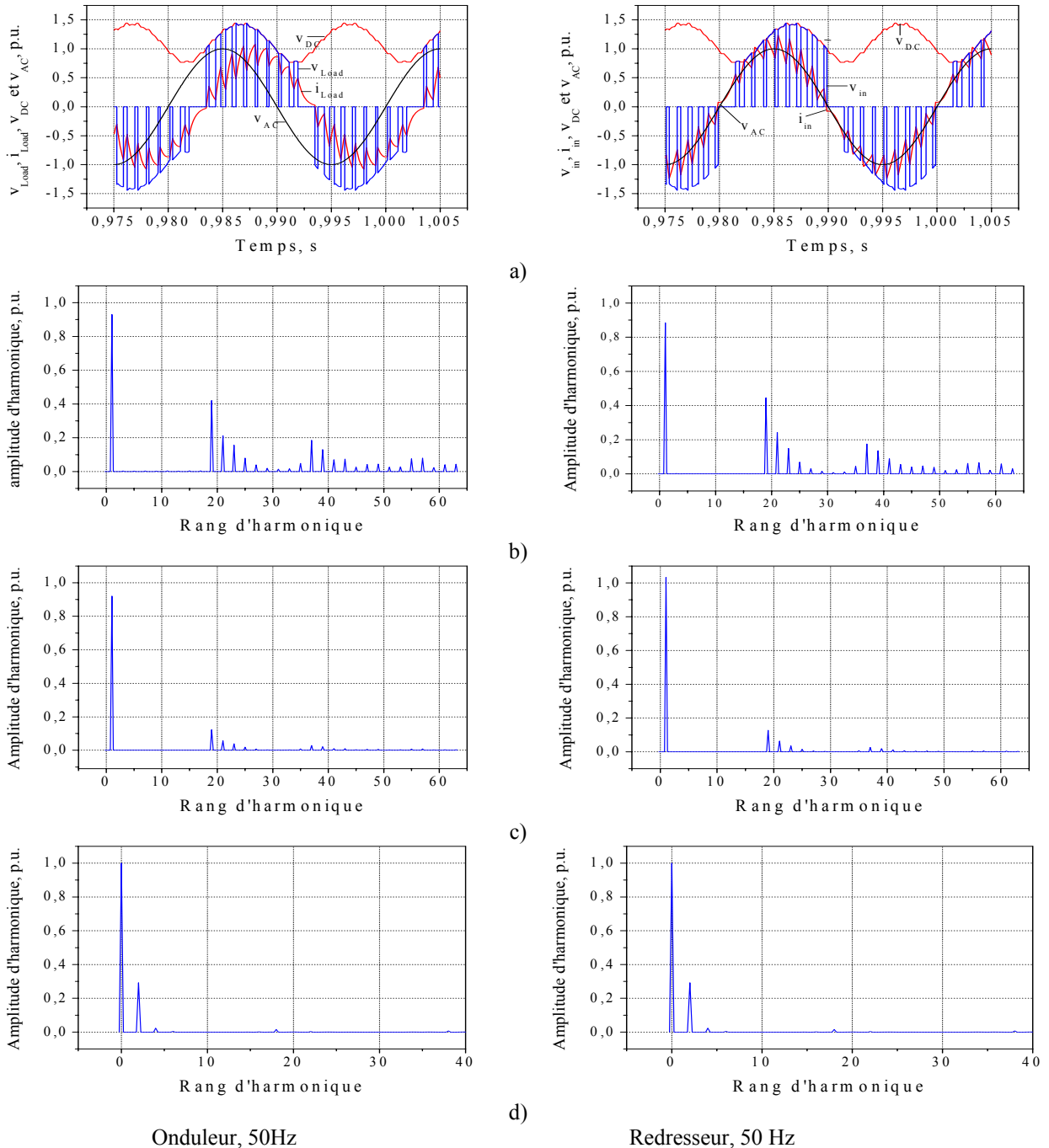


Fig.VI.9 Résultats simulés de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (50 Htz) pour $M=9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.88$ p.u., et $V_{DC0} = 79.38$ V, $C_{DC} = 81.0$ μ F, tension de basse $V_{AC} = 50$ V et courant de base (1.8 A et $V_{DC0}/R_{Load} = 1.82$ A, respectivement).

a) allure de tension et courant de charge/entrée du redresseur, de la tension de source alternative et de la tension continue intermédiaire, en p.u.

b) spectre simulé de tension de charge/entrée de convertisseur

c) spectre simulé du courant de charge/entrée du redresseur

d) Spectre simulé de la tension continue alternative.

des composantes seraient non significatives, imposant moins de contraintes en termes de tension inverse appliquée aux semi-conducteurs de puissance, tel qu'illustré par la figure VI.10.

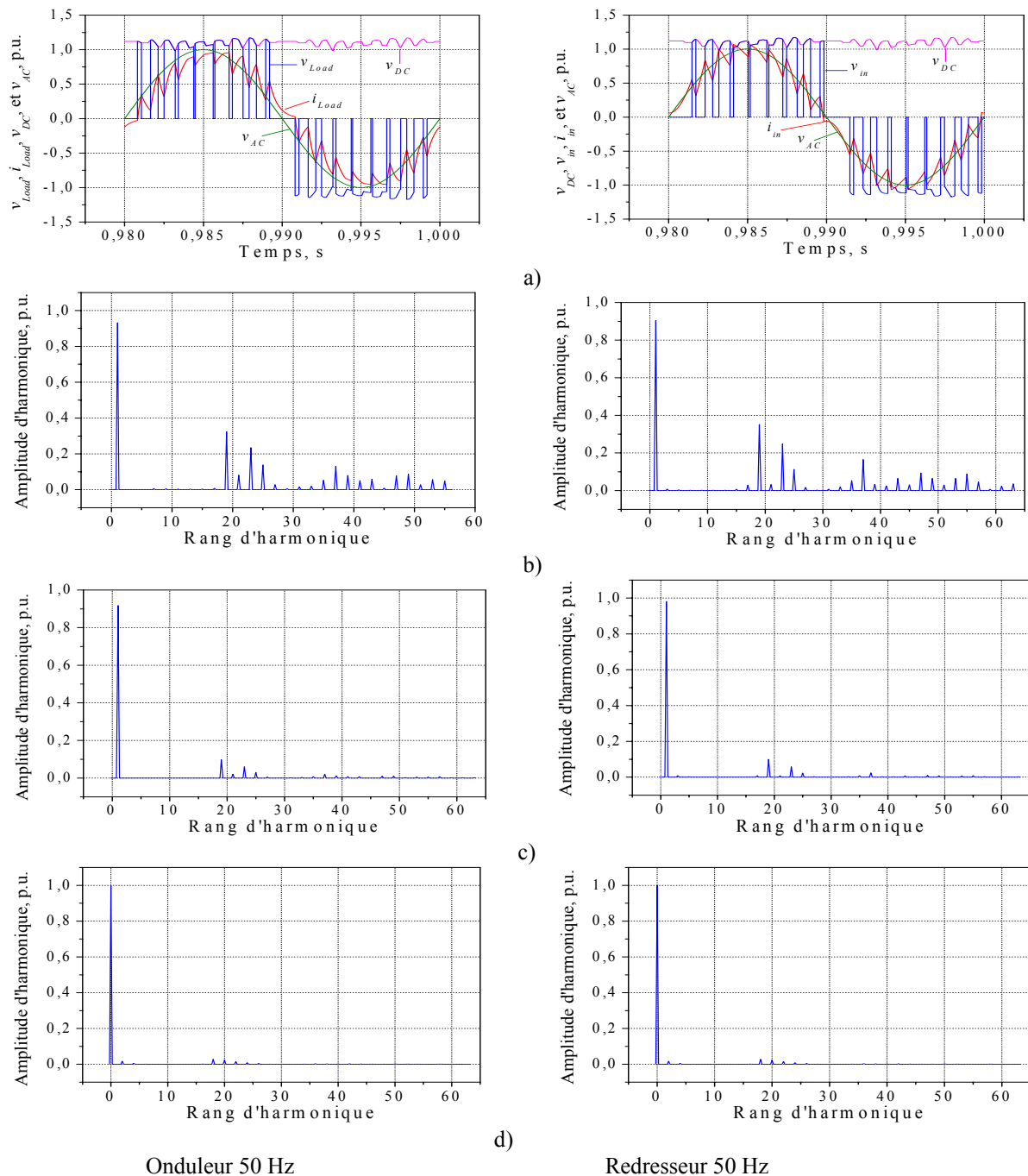


Fig.VI.10 Résultats simulés de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (50 Hz) pour $M = 9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.90$ p.u., et $V_{DC0} = 78$ V, $C_{DC} = 48$ μ F, tension de basse $V_{AC} = 50$ V et courant de base (1.8 A et $V_{DC0}/R_{Load} = 1.81$ A, respectivement) et angle de charge $\delta_{in} = 11^\circ$.

a) allure de tension et courant de charge/entrée du redresseur, de la tension de source alternative et de la tension continue intermédiaire, en p.u.

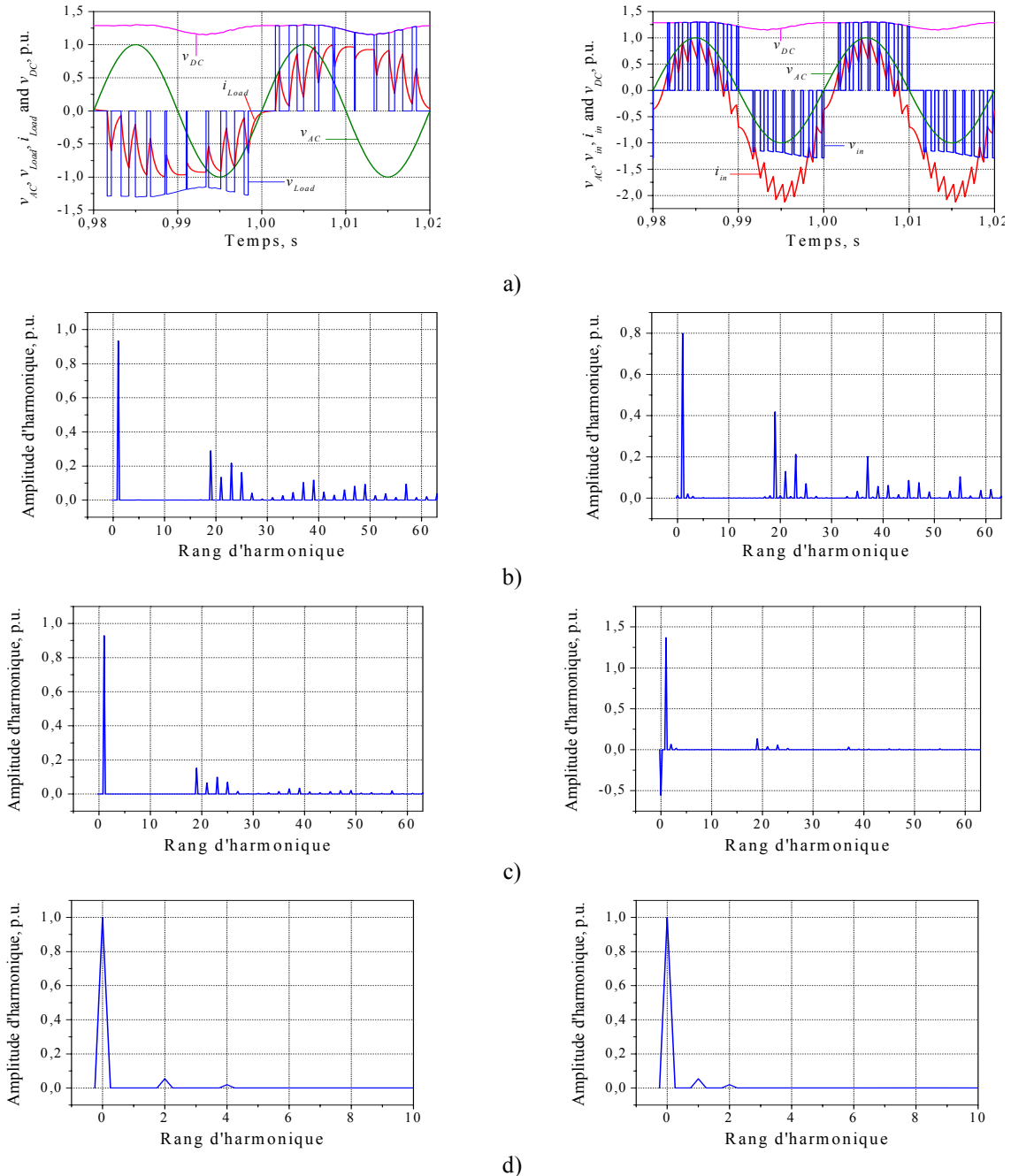
b) spectre simulé de tension de charge/entrée de convertisseur

c) spectre simulé du courant de charge/entrée du redresseur

d) Spectre simulé de la tension continue alternative.

D'autre part, ceci correspond au point de fonctionnement auquel aboutit le système suite à l'augmentation de la fréquence de sortie de l'onduleur à cause de l'application nécessaire du

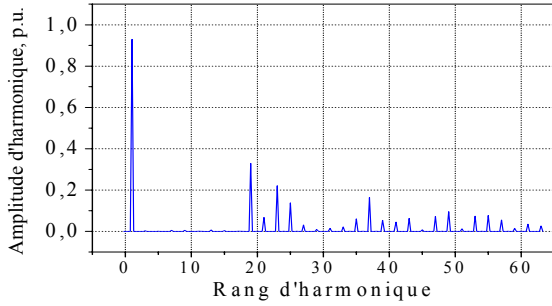
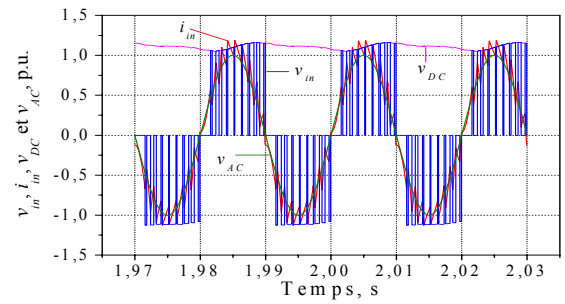
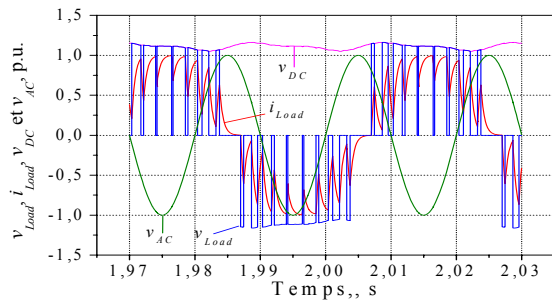
déphasage à la tension fondamentale correspondante dans le but d'annuler/réduire la composante continue qui, autrement, apparaîtrait sur le courant de source alternative ou de charge de l'onduleur. Cette composante continue est due au fait que l'ondulation de la tension



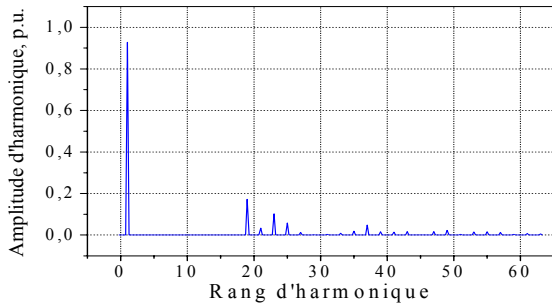
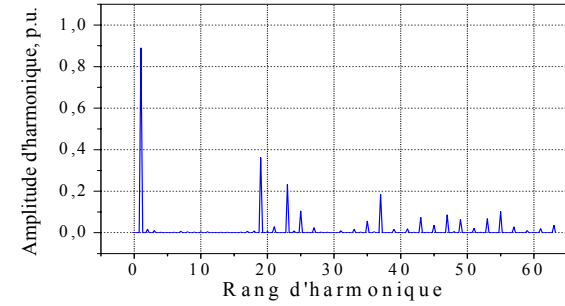
Onduleur 50 Hz

Redresseur 50 Hz

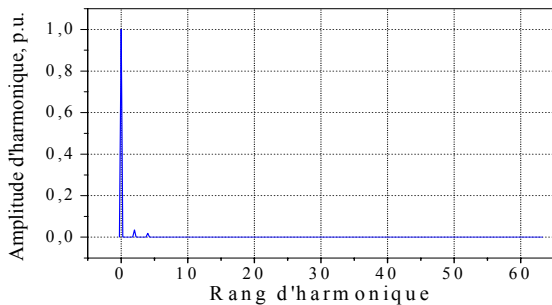
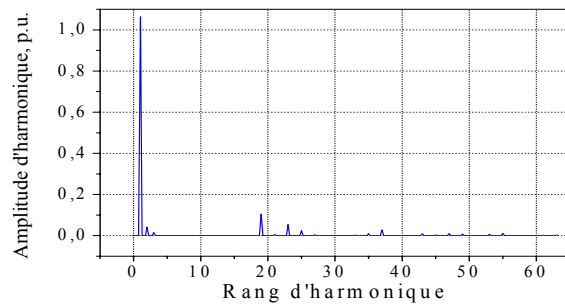
Fig.VI.11 Résultats simulés de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (25 Htz) pour $M = 9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.82$ p.u., et $V_{DC0} = 88$ V (tension de base onduleur), $C_{DC} = 897$ μ F, tension de base redresseur $V_{AC} = 71.7$ V et courant de base (1.8 A et $V_{DC0}/R_{Load} = 2$ A, respectivement) et $\delta_{ond} = 0^\circ$, $\delta_{red} = 18^\circ$.
 a) allure de tension et courant de charge/entrée du redresseur, de la tension de source alternative et de la tension continue intermédiaire, en p.u.
 b) spectre simulé de tension de charge/entrée de convertisseur
 c) spectre simulé du courant de charge/entrée du redresseur
 d) Spectre simulé de la tension continue.



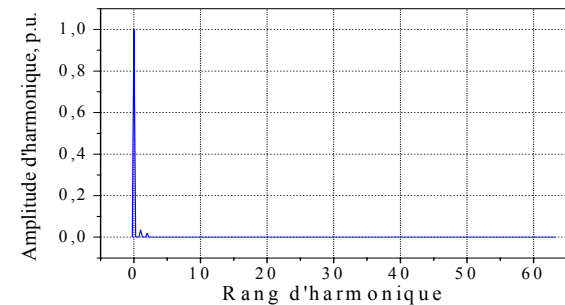
a)



b)



c)



d)

Onduleur, 25 Hz

Redresseur, 50 Hz

Fig.VI. 12 Simulation du fonctionnement en cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (25 Hz) pour $M = 9$, $D_{red} = 0.88$ p.u., $D_{ond} = 0.93$ p.u., et $V_{DC0} = 79.12$ V, $C_{DC} = 936.0$ μ F, tension de base $V_{AC}\sqrt{2}$ $V_{sm} = 70.7$ V et courant de base (1.8 A et $V_{DC0}/R_{Load} = 1.82$ A, respectivement).

a) Chronogrammes des tension de charge/d'entrée source AC, courant, tension de source AC et tension continue intermédiaire

b) Spectre simulé de la tension de charge/d'entrée au redresseur

c) Spectre simulé du courant de charge/d'entrée au redresseur (du réseau)

d) Tension continue intermédiaire simulée.

continue n'est pas symétrique sur une période de la tension de source alternative à cause du fonctionnement du redresseur et de l'onduleur à des fréquences de modulation différentes, comme l'illustre la figure VI.11.

La figure VI.12 montre un résultat partiel obtenu à ce stade des travaux.

VI.3.2 Cascade redresseur-onduleur (VSI), facteur de puissance

Les facteurs de puissance F_P et de déplacement F_D ont été déterminés dans les deux cas d'application de la stratégie conventionnelle et de celle vectorielle proposée à la cascade, tous deux de type VSI, pour $M=9$ et dans les mêmes conditions que celles de la figure VI.9. Les deux cas de fonctionnement, redresseur (50 Hz) – onduleur (50 Hz) et redresseur (50 Hz) – onduleur (25 Hz) ont été simulés. Le facteur de puissance F_P a été calculé à l'aide des relations (VI.1) à (VI.3) après simulation du système jusqu'au régime permanent et détermination des spectres d'harmoniques des grandeurs i_{Load} et v_{Load} ainsi que celui de i_{AC} et leurs déphasages respectifs. Ces spectres sont évalués par rapport au passage par zéro du fondamental de la tension v_{Load} et de celui de la tension de source alternative v_{AC} , respectivement.

$$F_P = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (VI.1)$$

Où P et Q sont les puissances active et réactive définie par les relations (VI.2) et (VI.3) ci-dessous où V_0 et I_0 sont les composantes continues de tension et de courant, respectivement.

$$P = V_0 I_0 + \sum_{k=1}^{499} V_k I_k \cos(\varphi_k) \quad (VI.2)$$

$$Q = \sum_{k=1}^{499} V_k I_k \sin(\varphi_k) \quad (VI.3)$$

$$F_D = \cos(\varphi_1) \quad (VI.4)$$

La source de tension v_{AC} est supposée parfaitement sinusoïdale. Le facteur de déplacement F_D est obtenu comme étant le cosinus de l'angle de déphasage φ_1 entre le courant fondamental i_{Load1} et la tension fondamentale v_{Load1} , pour le côté onduleur, et de celui entre le courant fondamental i_{AC1} (ou i_{in1}) et la tension de source v_{AC} , au niveau de cette dernière.

Les figures VI.18 et VI.19 montrent l'évolution de ces deux facteurs de puissance et de déplacement dans le cas d'application de la stratégie conventionnelle (idéale) et vectorielle lorsque la capacité C_{DC} est diminuée depuis la valeur de 4400 μF jusqu'à celle de 81 μF à la sortie

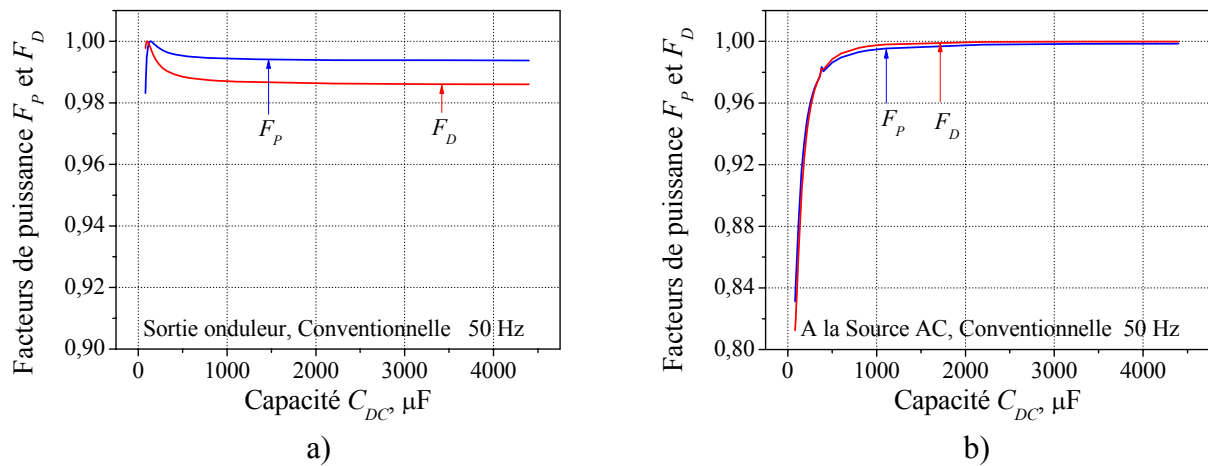


Fig.VI.18 Facteurs de puissance F_p et de déplacement F_D , simulés dans le cas de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (50 Hz) pour $M=9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.88$ p.u., et C_{DC} variant de 4400 à 81.0 μF , tension de basse $V_{AC} = 70.71$ V dans les mêmes conditions que le cas de figure VI.9. Les angles de commutation utilisés étant ceux correspondants au cas idéal d'application de la stratégie optimisée conventionnelle pour $C_{DC} = 4400$ μF .

a) Côté onduleur (VSI), et
b) Au niveau de la source alternative (AC).

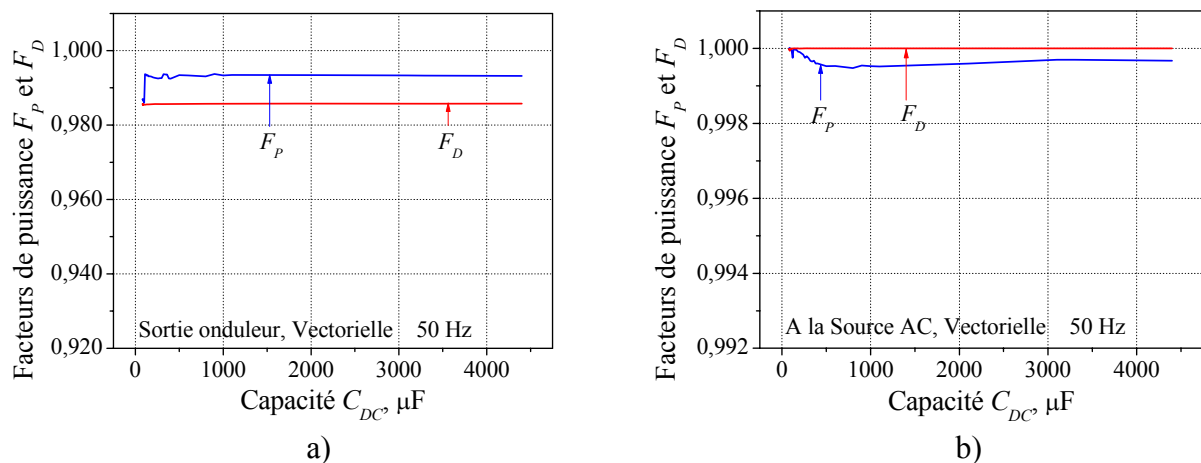


Fig.VI.19 Facteurs de puissance F_p et de déplacement F_D , simulés dans le cas de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (50 Hz) pour $M=9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.88$ p.u., et C_{DC} variant de 4400 à 81.0 μF , tension de basse $V_{AC} = 70.71$ V dans les mêmes conditions que le cas de figure VI.18. Les angles de commutation utilisés étant ceux calculés par application de la stratégie vectorielle pour C_{DC} allant de 4400 μF à 81 μF .

a) Côté onduleur (VSI), et
b) Au niveau de la source alternative (AC).

de l'onduleur et au niveau de la source alternative pour une fréquence modulante égale à 50 Hz pour les deux convertisseurs. La figure VI.19 met en évidence la quasi-constance du facteur de puissance aussi bien à la sortie de l'onduleur qu'au niveau de la source alternative confirmant ainsi l'efficacité de la stratégie proposée. L'augmentation du facteur de puissance, atteignant le maximum, observée à la sortie de l'onduleur (Figure VI.18) dans le cas de la stratégie conventionnelle n'est toutefois pas utile car les harmoniques de rang bas (le troisième

notamment, dans ce cas de montage) existent et ne peuvent être tolérés. De plus, les facteurs de puissance et de déplacement commencent à baisser et se détériorent rapidement à partir de $C_{DC} = 700 \mu\text{F}$ vers les basses valeurs rendant la stratégie conventionnelle inutilisable dans cette plage. Ces résultats sont repris dans les figures VI.20 et VI.21 aux fins d'une comparaison

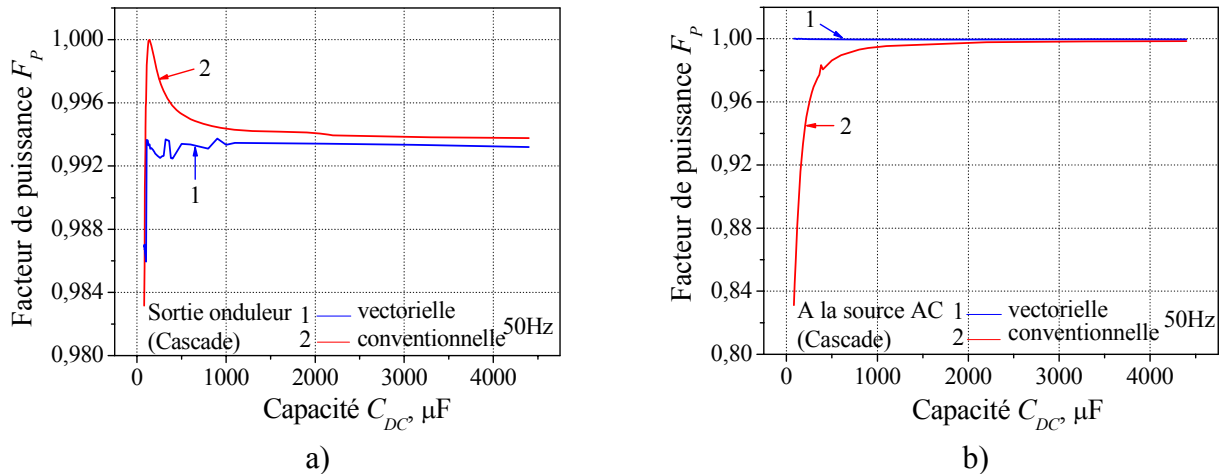


Fig.VI.20 Comparaison des facteurs de puissance F_p , simulés côté source alternative et à la sortie de l'onduleur dans le cas de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (50 Hz) pour $M=9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.88$ p.u., et C_{DC} variant de 4400 à $81.0 \mu\text{F}$, tension de basse $V_{ACm} = 70.71$ V, obtenus dans le cas d'application des stratégies conventionnelle et proposée (figures VI.18 et VI.19).

a) à la sortie de l'onduleur, et
b) à la source de tension alternative v_{AC} .

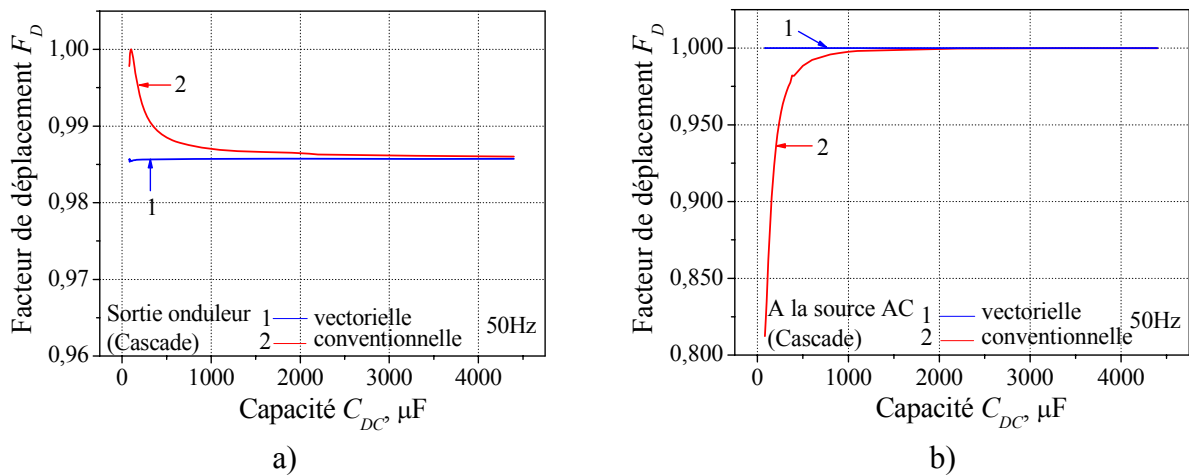


Fig.VI.21 Comparaison des facteurs de déplacement F_D , simulés côté source alternative et à la sortie de l'onduleur dans le cas de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (50 Hz) pour $M=9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.88$ p.u., et C_{DC} variant de 4400 à $81.0 \mu\text{F}$, tension de basse $V_{ACm} = 70.71$ V, obtenus dans le cas d'application des stratégies conventionnelle et proposée (figures VI.18 et VI.19).

a) à la sortie de l'onduleur, et
b) à la source de tension alternative v_{AC} .

directe entre les deux stratégies conventionnelle et vectorielle qui montre que dans le cas de l'onduleur le facteur de puissance exhibe de petites variations aux basses valeurs de la capacité C_{DC} . Ces variations sont dues à la précision relativement modeste spécifiée ($\varepsilon = 10^5$) sur les

amplitudes des harmoniques ciblés et application de la relation (IV.23). Cependant, une baisse plus importante du facteur de puissance côté onduleur, bien que demeurant faible (de l'ordre de 0.008), est enregistrée pour les valeurs de C_{DC} inférieures à celle correspondant au passage par le maximum de ce même facteur dans le cas de la stratégie conventionnelle (voir figure VI.20a). Cette baisse du facteur de puissance peut avoir une autre origine qui reste à déterminer.

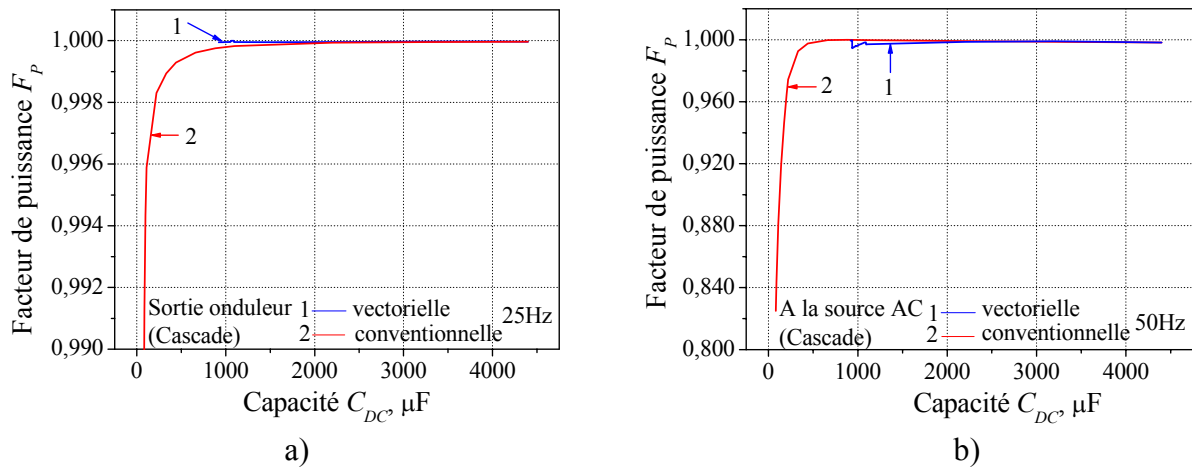


Fig.VI.22 Comparaison des facteurs de puissance F_p , simulés côté source alternative et à la sortie de l'onduleur dans le cas de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (25 Hz) pour $M= 9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.82$ p.u. et tension de basse $V_{ACm} = 70.71$ V, obtenus dans le cas d'application des stratégies conventionnelle (C_{DC} variant de 4400 à 81.0 μF , $V_{DC0} = 95.5$ V) et proposée (C_{DC} variant de 4400 à 915.0 μF , $V_{DC0} = 84.0$ V).
 a) à la sortie de l'onduleur, et
 b) à la source de tension alternative v_{AC} .

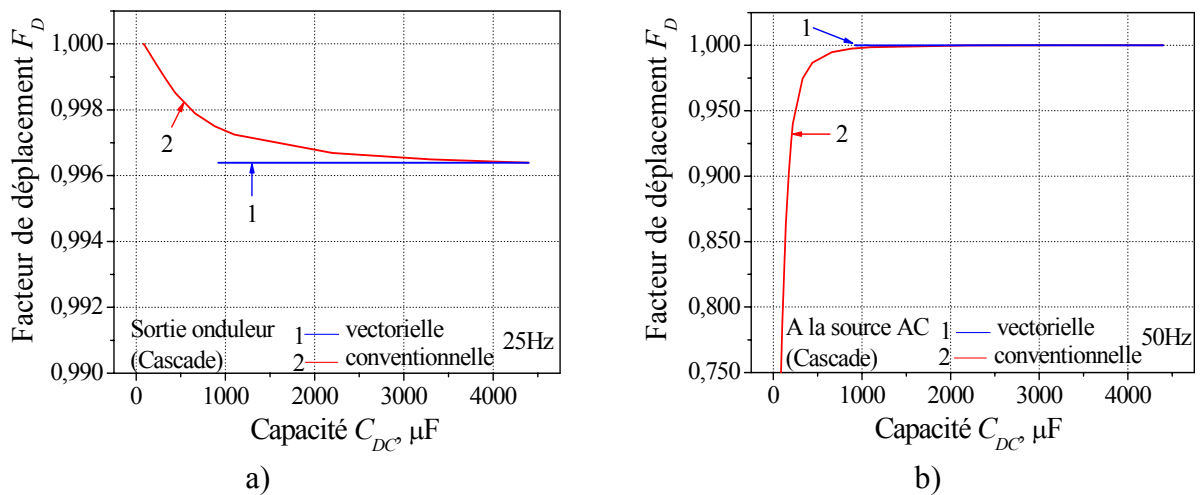


Fig.VI.23 Comparaison des facteurs de déplacement F_D , simulés côté source alternative et à la sortie de l'onduleur dans le cas de fonctionnement de la cascade redresseur (50 Hz)-onduleur (25 Hz) pour $M= 9$, $D_{ond} = 0.93$ p.u., $D_{red} = 0.82$ p.u. et tension de basse $V_{ACm} = 70.71$ V, obtenus dans le cas d'application des stratégies conventionnelle (C_{DC} variant de 4400 à 81.0 μF , $V_{DC0} = 95.5$ V) et proposée C_{DC} variant de 4400 à 915.0 μF , $V_{DC0} = 84.0$ V).
 a) à la sortie de l'onduleur, et
 b) à la source de tension alternative v_{AC} .

Les figures **VI.22** et **VI.23** illustrent les variations des facteurs de puissance et de déplacement dans le cas de fonctionnement du système précédent à des fréquences de modulation différentes qui sont de 50 Hz pour le redresseur et de 25 Hz pour l'onduleur. Ces résultats partiels correspondent à la baisse de la capacité C_{DC} de 4400 μF jusqu'à la valeur de 915 μF et présentent, pour cette plage, des résultats similaires à ceux obtenus pour un rapport entier des fréquences de modulation des convertisseurs (cas des figures **VI.20** et **VI.21**).

CONCLUSION

Ce travail a concerné la correction du facteur de puissance dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé. Cette étude a abouti principalement au développement d'une stratégie MLI optimisée de modulation basée sur l'élimination vectorielle des harmoniques et le réglage de la tension fondamentale. Celle-ci inclut la compensation de la puissance réactive due à l'ondulation de la tension continue intermédiaire pour onduleur/redresseur survolteur monophasé et les systèmes à cascade redresseur-onduleur quand la taille du condensateur du filtre intermédiaire est réduite.

Ces travaux ont été accompagnés par la réalisation d'un logiciel de simulation des systèmes électromécaniques écrit en FORTRAN 95, développé dans sa totalité localement, basé sur l'intégration numérique des équations différentielles ordinaires et incorporant un programme adapté de résolution des systèmes d'équations non linéaires du genre à critère d'arrêt optimal. Ce simulateur est à l'origine de l'obtention des résultats présentés.

La stratégie proposée a pour principe l'extraction du spectre harmonique de la tension continue intermédiaire, de manière cyclique en régime permanent, et son utilisation dans le calcul des angles de commutation optimisés. Les expressions nouvellement établies représentant le spectre harmonique de la forme d'onde MLI construite sont alors utilisées. Durant le processus de détermination de ces angles de commutation, le redresseur et/ou l'onduleur sont commandés pour ajuster la position de la tension fondamentale de l'onde MLI dans le cas d'un redresseur seul ou d'un système à cascade de redresseur-onduleur réalisant la correction du facteur de déplacement et l'amélioration du facteur de puissance du côté charge de l'onduleur. Les résultats obtenus par la simulation et les essais expérimentaux effectués sur un prototype de laboratoire constitué d'un onduleur source de tension (VSI) sont en accord. D'autre part, les résultats théoriques obtenus ont démontré l'efficacité de cette stratégie quand appliquée à un système constitué d'une cascade monophasée redresseur-onduleur MLI fonctionnant à la même fréquence de modulation même en présence d'un filtre intermédiaire doté d'un condensateur

de très basse capacité. La stratégie MLI vectorielle optimisée d'élimination des harmoniques possède les qualités suivantes:

La stratégie optimisée de modulation de largeur d'impulsion est basée sur l'élimination vectorielle des harmoniques et le réglage de la tension fondamentale incluant la compensation de la puissance réactive due à l'ondulation de la tension continue du filtre intermédiaire.

- Le redresseur MLI joue le rôle supplémentaire d'un filtre actif de puissance et permet, en plus de ces qualités, la correction du facteur de puissance sans avoir recours à un filtre actif (APF) additionnel. L'onduleur, d'autre part, effectue la correction du facteur de puissance évitant le recours à un hacheur continu/continu additionnel pour la réduction de l'ondulation de la tension continue intermédiaire.
- En outre, la taille du condensateur du filtre intermédiaire est considérablement réduite et son optimisation peut donc être effectuée.
- Le fonctionnement en créneau de l'onduleur a été rendu possible jusqu'à 1.26 p.u. dans le cas d'une valeur infinie de la capacité et à 1.2 p.u. pour une capacité de valeur finie.
- Une implémentation simple à base d'un processeur numérique du signal peut aussi être envisagée, selon l'application MLI requise.
- La stratégie tient aussi compte des rapports fractionnaires des fréquences de modulation du redresseur/onduleur qui provoquent la présence d'harmoniques de rang impair dans les systèmes à cascade de convertisseurs statiques fonctionnant à fréquence de modulation variable.
- Dans le cas du point précédent, le déphasage du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur MLI par rapport au passage par zéro de la tension de source alternative peut être aussi réglé afin d'annuler/réduire la composante continue qui apparaît sur le courant d'entrée du redresseur ou de sortie de l'onduleur.

Les résultats théoriques obtenus jusqu'ici, cependant, dans le cas de systèmes monophasés à cascade redresseur-onduleur sont seulement partiels et les investigations les concernant doivent être poursuivies. Les résultats correspondants seront publiés ultérieurement. L'applicabilité de cette stratégie à d'autres systèmes tels que les convertisseurs multi-niveaux et les systèmes flexibles de transmission d'énergie à courant alternatif (FACTS), entre autres, devrait aussi faire l'objet d'études approfondies.

REFERENCES

- [1] Nouvion, F.F. (1985). Railway Electrification Technology-Technical Paper. *Indian Railways-International Seminar and Exhibition on Railway Electrification*, 1985, pp. 1-21.
- [2] Weber, H.H. (1977). The Application of Controlled Static Converters in Tractive Units. IFAC Symposium on Control in Power Electronic and Electrical Drives, 3-5th Oct., 1977, pp. 651-698.
- [3] Van Wyk, J.D., Skudelyn, H-Ch. & Muller-Hellmann, A. (1986). Power Electronics, control of the Electromechanical Energy conversion Process and Some Applications. *IEE Proc.*, Vol. 133, Pt-B, No. 6, Nov. 1986, pp. 369-399.
- [4] Kemp, R.J. (1986). Technological Development in Guided Land Transport. *G.E.C. Review*, Vol. 2, No. 3, 1986, pp. 143-150.
- [5] Bouley, J. (1987). Electrification : Why not ?. International Conference on 'Electric Railway Systems for a New Century', 22-25th Sept., 1987, pp. 31-34.
- [6] Machefert-Tassin, Y. (1986) Les évolutions de la traction électrique. In *Science&Vie*, No. 154 (Hors Série), Mars 1986, pp. 70-81.
- [7] Suddards, A.D. (1985). Overhead Equipment for Railway Electrification. *Indian Railways-International Seminar and Exhibition on Railway Electrification*, 1985, pp. 55-68.
- [8] Mayes, J.A. (1982). G.E.C. Symposium at Preston, Oct., 1982, pp. 1-6.
- [9] Case, S.H., Hayes, A.M., McNeil, J.H., Morrison, R.E. & Riches, E.E. (1983). Electrification of Taiwan Main Line Railway from Keelung to Kaohsiung. *IEE Proc.*, Vol. 130, Pt-B, No. 5, Sept. 1983, pp. 289-301.
- [10] Agarwal, S.B. (1985). Booster Transformers and Return Conductor System-A Technico-Economic Appraisal. *Indian Railways-International Seminar and Exhibition on Railway Electrification*, 1985, pp. 55-68.
- [11] Nogi, T. (1971). Feeding System for AC on the San-Yo Shin Kansen. *Rail International*, June, 1971, pp. 540-548.

-
- [12] Tierney, J.R. & Turner, R.J. (1981). Improvement to the Booster-Transformer/Return Conductor Method of Suppressing 50 Hz Interference from AC-Electrified Railway Systems. *IEE Proc.*, Vol. 128, Pt-B, No. 1, Jan. 1981, pp. 61-66.
- [13] (1924) New York, New Heaven & Hartford Railroad Electrification. Published by Westinghouse Electric Company, 1924.
- [14] Dutta, M. (1985). 50/25 kV Cycles AC Traction. *Indian Railways-International Seminar and Exhibition on Railway Electrification*, 1985, pp. 321-340.
- [15] Harrison, L.C. (1985). Power Feeding at 25-0-25 kV on Central Queensland Electrification of Coal Railways. Conference on Railway Engineering, Brisbane, 17-19th June, 1985, pp. 217-222.
- [16] Gregor, A.W. (1985). Electrification of New Zealand Railways North Island Main Trunk-The System Chosen. Conference on Railway Engineering, Brisbane, 17-19th June, 1985, pp. 87-92.
- [17] Botham, G.J.M. & McNeil, J.H. 25 kV Electrical Multiple Unit for the Kowloon-Canton Railway (British Section). *Proceedings of Institution of Mechanical Engineers*, Vol. 197, pp.1-11.
- [18] Sen, P.C. & Doradla, S.R. (1978). Evaluation of Control Schemes for Thyristor-Controlled D.C. Motors. In *IEEE trans. On Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. IECI-25, No. 3, August, 1978, pp. 247-255.
- [19] Doradla, S.R. & Patel, B.K. (1982). Performance Characteristics of Single-Phase Line and Force Commutated Converters-A Comparative study. *Institution Engineers India Journals*, Vol. 63, August, 1982, pp. 12-18.
- [20] Brechbuhler, M. & Baden, B.S. The Static Converter as Modern Power Controller. *Brown Boveri Review*, 12-82, pp. 441-452.
- [21] Jager, A., Baechler, U. & Brom, B. The grid Response of Thyristor-Controlled Traction Vehicles. *Brown Boveri Review*, 12-73, pp. 3-26.

- [22] Mellitt, B. & Cadler, G.S.W. (1985). The effects of thyristor Equipment on Signalling and Telecommunication Circuits in A.C. and D.C. Railways. *Indian Railways-International Seminar and Exhibition on Railway Electrification*, 1985, pp. ER-55-80.
- [23] ARRILLAGA, J., Bradley, D.A. & Bodger, P.S. Power System Harmonics. John & Sons Publication, pp. 203-211.
- [24] Thatcher, J. (1982). Power Converters for A.C. Traction. *G.E.C. Symposium at Preston*, 11-12 Oct., 1982, pp. 1-12.
- [25] Turn-Off Circuit Improves Power Factor of Thyristor Traction Control. *Railway Gazette International*, Nov. 1975, pp. 15-26.
- [26] Zander, H. (1973). Self-Commutated Rectifier to Improve Line Conditions. *IEE Proc.*, Vol. 120, No. 9, Sept., 1973, pp. 977-981.
- [27] Kielgas, H. & Nill, R. (1977). Converter Propulsion System with 3-Phase Induction Motors for Electric Traction Vehicles. *IEEE-IAS Int. Semiconductor Power Conference*, 1977, pp. 305-319.
- [28] Matsukuma, M. (1985). Newly Developed A.C. Electric Railcar with G.T.O.-P.W.M. Converter & Economic Effect to Ground Facilities by Using This Newly Developed Railcar. *Indian Railways-International Seminar and Exhibition on Railway Electrification*, 1985, pp. TM-135-148.
- [29] Steimel, A. (1996). Electric Railcar Traction In Europe A Survey of the State-of-the-Art. *Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'96*, 17-20th, June, 1996, Vol. 1, pp. 40-48.
- [30] Band, C.E. (1973). Power Electronics in A.C. and D.C. Traction Systems. *G.E.C. Journal of Science & Technology*, Vol. 40, No. 4, 1973, pp. 171-178.
- [31] Ruegg, R. Class RB DE 4/4 Motor Coaches for Shuttle-Service Trains of Swiss Standard Gauge Railways. *Brown Boveri Review*, 1/2-82, pp. 15-26.

- [32] Stokes, R.W. (1979). System Performance and Optimisation. *G.E.C. Symposium on the Subject of 'Main-Line A.C. Electrification'*, 28th Nov., 1979, pp. 31-40.
- [33] Becker, W., Janssen, R. Muller-Hellmann, A. & Skudelny, H-Ch. (1982). Analysis and Micro Computer-Aided Optimisation of the Reactive and Psophometric Current and Characteristics of Power Converters for A.C.-Fed Traction Drives. *International Semiconductor Power Converter Conference*, Orlando, Florida, May 24-27th, 1982, pp. 122-135.
- [34] Lyall, A.M. Thyristor Control by Cycle Selection. *G.E.C. Traction Publication*, pp. 1-4.
- [35] Markham, J.D. (1976). A.C. Thyristor Controlled Vehicles. *G.E.C. Symposium on Developments in Electric Traction*, March, 1976, pp. 1-9.
- [36] Depenbrock, M. (1973). Eiphasen-Stromrichter mit sinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrößen. *ETZ-A 94* (1973), No. 8, pp.466-471.
- [37] Kehrmann, H.; Lienau,W.; Nill, R. (1974). Vierquadrantenstellereine netzfreundliche Einspeisung für Triebfahrzeuge mit Dreshtromantrieb. *Elektrische Bahnen 45* (1974), No. 6, pp. 135-142.
- [38] The channel Tunnel Challenge. *Engineering*, Sept., 1986, pp. 632-634.
- [39] Tunnel Trains to Link Three Capitals, *Railway Gazette International*, April, 1988, pp. 227-229.
- [40] Depenbrock, M. & Steimel, A. (1990). High Power Traction Drives and Converters. *In Proc. Electrical Drives Symposium'90*, 1990, Capri, I 1-9
- [41] Bonifas, J. (1994). La Traction Asynchrone des TGV de Nouvelle Génération. *In Proc. Int. Symp. on Technological Innovation in Guided Transport*, 1994, Lille.
- [42] European Working Group-IEEE/IAS IPCC (1995). Aspects of Power Electronics Evolution in Europe. *In IEEE Industry Applications Magazine*, March/April, 1995, pp. 8-16.
- [43] AKAGI, H. (1998). The state-of-the-art of power elctronics in Japan. *In IEEE Trans. On Power Electronics*, 1995, Vol. 13, Issue 2, pp. 345-356.

-
- [44] Krah, Jens-Onno. & Holtz, Joachim. (1995). Total Compensation of Line-Side Switching Harmonics in Converter-Fed AC Locomotives. In *Proc. IEEE Trans. On Ind. Appl.*, (1995), Vol. 31, No. 6, pp. 1264-1273.
- [45] Salam, Z. & Goodman, C.J. (1996). Compensation of Fluctuating DC Link Voltage for Traction Inverter Drives. Conference Publication No. 429, C © IEE, 1996, pp. 390-395.
- [46] Gu, B.G. & Nam, K. (2005) A theoretical minimum DC-link capacitance in PWM converter-inverter systems', *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, January 2005, 152, (1), pp. 81-88.
- [47] M. Chomat and L. Schreier: 'Control method for DC-link voltage ripple cancellation in voltage source inverter under unbalanced three-phase voltage supply conditions', *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* May 2005, 152, (3), pp.494-500.
- [48] Ran, L., Holdsworth, L. & Putrus, G.A. (2002) Dynamic selective harmonic elimination of a three-level inverter used for static Var compensation. In *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 149, No. 1, 2002, pp.83-89.
- [49] Tan, Pee-Chin, Morrison, Robert E. & Holmes, Donald Grahame (2003), Voltage Form Factor Control and Reactive Power Compensation in a 25-kV Electrified Railway System Using a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection. In *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, 2003, Vol. 39, No. 2, pp.575-581.
- [50] Meyer, M. & Sonnenmoser, A. (1993) A Hysteresis Current Control for Parallel Connected Line-Side Converters of an Inverter Locomotive. In *Proc. EPE'93* , 1993, pp. 102-107.
- [51] Chakravorti, A. K. & Emanuel, A. E. (1995) A Current Regulated Converter: Design and limitations as a Var Controller and an Active Filter. In *Proc. IEEE-IAS'95*, 1995, pp. 2703-2710.
- [52] AKAGI, H. (1996) New Trends in Active Power Filters for Improving Power Quality. In *Proc. IEEE-PEDES'96*, 1996, pp. 417-425.

- [53] AKAGI, H. (2005) Active Harmonic Filters. In *Proc. IEEE*, 2005, Vol. 93, No. 12, pp. 2128-2141.
- [54] Singh, B., Al-Haddad, K. & Chandra A. (1999) A Review of Active Filters for Power Quality Improvement. In *Proc. IEEE Trans. On Ind. Electronics*, 1999, Vol. 46, No. 5, pp. 960-971.
- [55] Cortés, B. L., Horta, M. S., Claudio, S. A. & Cardenas, G. V. M. (1998) Single-Phase Active Power Filter for Reactive Power and Harmonic Compensation. In *Proc. IEEE-CIEP* 98, 1998, pp. 184-187.
- [56] Deib, D. A. & Hill, H. K. (1993?) A New Control Strategy for Static VAR Compensators for Minimum Harmonic Injection. In *Proc. IEEE ?*, 1993?, Vol. ?, pp. 656-661.
- [57] Maeda, T., Watanabe, T., Mechi, A., Shiota, T. & Iida, K. (1997) A Hybrid Single-Phase Power Active Filter For High Order Harmonics Compensation in Converter-fed High Speed Trains. In *Proc. IEEE-Power Conversion Conference*, 1997, Vol. 2, pp. 711-717.
- [58] Nava-Segura, A. & Carmona-Hernandez, M. (1999) A Detailed Instantaneous Harmonic and Reactive Compensation Analysis of Three-Phase AC/DC Converters, in *abc* and $\alpha\beta$ Coordinates. In *Proc. IEEE Trans. On Power Delivery*, 1999, Vol. 14, No. 3, pp.1039-1045.
- [59] Benchaita, L., Saadate, S. & Salem nia, A. (1999) A Comparison of Voltage Source and Current Source Shunt Active Filter by Simulation and Experimentation. In *Proc. IEEE Trans. On Power Systems*, 1999, Vol. 14, No. 2, pp.173-185.
- [60] Lin, Bor-Ren, & Hou, Yi-Lang (2002) Single-Phase Integrated Power Quality Compensator Base on Capacitor-Clamped Configuration. In *Proc. IEEE Trans. On Ind. Electronics*, 2002, Vol. 49, No. 1, pp.173-185.
- [61] Sen, K. K. (1998) STATCOM-STATIC synchronous COMPensator: Theory, modelling and applications. In *Proc. IEEE-PES Winter Meeting*, 1998, Vol. 2, pp.1177-1183.
- [62] Schauder, C. et al. (1997) Operation of ± 100 MVAR TVA STATCON. In *IEEE Trans. on Power Delivery*, 1997, Vol. 12, pp.1805-1811.

-
- [63] Sensarma, P.S., Padiyar, K. R., & Ramanarayanan, V. (2000), A STATCOM for composite power line conditioning. In *Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Technology*, 2000, Vol. 1, pp.542-547.
- [64] Pottker, F. & Barbi, I. (1997), Power factor correction of nonlinear loads employing a single phase active power filter: Control strategy, design methodology and experimentation. In *Proc. IEEE PESC'97*, 1997, Vol. 1, pp.412-417.
- [65] Patel, S.H. & Hoft, R.G. (1973) Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-Harmonic elimination. In *IEEE Trans. IA*, 1973, IA-9, (3), pp. 310-317.
- [66] Patel, S.H. & Hoft, R.G. (1973) Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II-Voltage control techniques. In *IEEE Trans. IA*, 1974, IA-10, (5), pp. 666-673.
- [67] Taufiq, J. A., Mellitt, B. & Goodman, C.J. (1986) Novel algorithm for generating Near-optimal PWM waveforms for AC traction drives. In *IEE Proc.*1986, 133, B, (2), pp.85-94.
- [68] Deib, D.A. & Hill, H.W. (1993) The advantages of harmonic-distortion minimisation over traditional harmonic-elimination techniques. In *PESEC Conf. Record*, 1993, pp.1048-1054.
- [69] Bowes, S.R., & Grewal, S. (1999) Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques. In *IEE Proc.-Electri. Power Appl.*, Vol. 146, No. 5, 1999, pp.495-514.
- [70] Bowes, S.R. & Clark, Paul R. (1995) Regular-Sampled Harmonic-Elimination PWM Control of Inverter Drives. In *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1995, Vol. 10, No. 5, pp.521-531.
- [71] Bowes, S.R. (1975) New Sinusoidal Pulse-Width Modulated Inverter. In *IEE Proc.*, 1975, 122 (11), pp.1279-1285.

-
- [72] Bowes, S.R. & Clark, P.R. (1992) Simple Microprocessor Implementation of New Regular-Sampled Harmonic Elimination PWM Techniques. In *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1992, 28, (1), pp.89-95.
- [73] Bowes, S.R., & Clark, P.R. (1992) Transputer-Based Harmonic-Elimination PWM Control of Inverter Drives. In *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1992, 28, (1), pp.72-80.
- [74] Bowes, S.R. (1995) Advanced Regular-Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters. In *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1995, 42, (4), pp.367-373.
- [75] Bowes S.R. & Lai, Y.S. (1996) Investigation into Optimising High Switching Frequency Regular Sampled PWM Control for Drives and Static Power Converters. In *IEE Proc.-Electri. Power Appl.*, 1996, 143, (4), pp.281-293.
- [76] Bowes S.R., Grewal S. & Holliday, D. (2001) Single-phase three-level regular-sampled selective harmonic elimination PWM. In *IEE Proc.-Electri. Power Appl.*, Vol. 148, No. 2, 2001, pp.155-161.
- [77] Bowes, S.R., & Grewal, S. (1999) Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques. In *IEE Proc.-Electri. Power Appl.*, Vol. 146, No. 5, 1999, pp.495-514.
- [78] Bowes, S.R. & Grewal, S. (1999) Three-level hysteresis band modulation strategy for single-phase PWM inverters. In *IEE Proc.-Electri. Power Appl.*, Vol. 146, No. 6, 1999, pp.695-706.
- [79] Bowes, S.R., Holliday, D. & Grewal, S. (2004) Comparison of single-phase three-level pulse width modulation strategies. In *IEE Proc.-Electri. Power Appl.*, Vol. 151, No. 2, 2004, pp.205-214.
- [80] Liu, Hyo L. & Cho, H. (1994), Thre-Level Space Vector PWM in Low Index Modulation Region Avoiding Narrow Pulse Problem. In *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1994, Vol. 9, No. 5, pp.481-486.

-
- [81] Liu, Hyo L., Cho, H. & Park, Sun S. (1995), Optimal PWM Design for High Power Three-Level Inverter Through Comparative Studies. In *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1995, Vol. 10, No. 1, pp.38-47.
- [82] Holmes, D.G. & McGrath, Brendan P. (2001) Opportunities for Harmonic Cancellation with Carrier-Based PWM for Two-Level and Multilevel Cascaded Inverters. In *IEEE Trans on Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 2, 2001, pp. 574-582.
- [83] Buja, G. & Indri, G. (1997) Optimal PWM for Feeding AC Motors. In *IEEE Trans Ind. Appl.*, 1997, 13, (1), pp. 34-42.
- [84] Enjeti, P. & Lindsay, J.F. (1987) Solving Nonlinear Equations of Harmonic Elimination PWM in Power Control. *Electron. Lett.*, 1987, 23, (12), pp. 656-657.
- [85] Hadji, S. (1992) Amélioration par ondes PWM du facteur de puissance et élimination des harmoniques dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé. In *Proceedings of 2007 International Conference "Méthodes et Outils d'Aide à la Décision MOAD'1992"*. Bejaia-Algeria, pp. 383-387.
- [86] Vignes, J., Alt, R. & Pichat, M. (1980) Algorithmes numériques-Analyse et mise en oeuvre - Equations et systèmes non linéaires. Paris, 1980, Editions Technip.
- [87] Slonim, M.A. & Van Wyk, J.D. (1988). Power components in a system with sinusoidal and non sinusoidal voltages and/or currents. In *IEE Proc.*1988, 135, B, (2), pp.76-84.
- [88] Salam, Z. & Goodman, C.J. (1997). Compensation of Low-Frequency Beat Current in Traction Inverter Drives using the Volt-second Equalization Method. In *Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications*. 3, pp. 465-470. Norway.
- [89] Hadji, S., Touhami, O. & Goodman, C.J. (2007). Vector-optimised harmonic elimination for single-phase pulse-width modulation inverters/converters. *IET Electr. Power Appl.*, 2007, 1, (3), pp. 423-432.

- [90] Sun, J., Beineke, S. & Grotstollen, H. (1996). Optimal PWM Based on Real-Time Solution of Harmonic Elimination Equations. In *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 11, No. 4, July 1996, pp. 612-621.
- [91] Kato, T. (1999). Sequential Homotopy-Based Computation of Multiple Solutions for Selected Harmonic Elimination in PWM Inverters. In *IEEE Trans. On Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 46, No. 5, May 1999, pp. 586-593.
- [92] Wells, J. R., Nee, B. M. & Krein, P. T. (2004). Optimal Harmonic Elimination Control. 2004 35th Annual IEEE Power electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 4214-4219.
- [93] Agelidis, V. G. & Balouktsis, A. (2004). On Applying a Minimization Technique to the Harmonic Elimination PWM Control: The Bipolar waveform. In *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 2, No. 2, June 2004, pp. 41-44.
- [94] Chiasson, J. N., Tolbet, L M., McKenzie, K. J. & Du, Z. (2004). A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem. In *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, March 2004, pp. 491-499.
- [95] Jabr, R.A.: Solution trajectories of the harmonic-elimination problem. (2006) In *IEE Proc.* January 2006, 153, (1), pp.97-104.
- [96] Wells Jason. R., Nee, Brett M., Chapman, Patrick L. & Krein, Philip T. (2005). Selective Harmonic Control: A General Problem Formulation and Selected Solutions, In *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 20, No. 6, November 2005, pp.1337-1345.
- [97] Hadji, S., ARFA, K. & Meziani, S. (1994). Optimised PWM Control of a Single Phase Capacitor Run Motor. In *Proceedings of SEE-International Conference ICEM'94*. 1994, Paris-France, Vol.1, pp. 188-193.
- [98] ARFA, K., Meziani, S. & Hadji, S. (1995). Optimisation de la capacité d'un condensateur permanent d'un moteur asynchrone monophasé. In *Proceedings of 1995 International Conference C2MNI'95*. 1995, Rabat-Morocco, Vol.1, pp. 323-327.

-
- [99] Hadji, S., Touhami, O. & Goodman, C.J. (2007). Vector optimized harmonic elimination application to single phase-single phase PWM converter/inverter systems. Due to appear in *Proceedings of 2007 International Conference "Méthodes et Outils d'Aide à la Décision MOAD'2007"*. Bejaia-Algeria.
- [100] Mellitt, B. & Mwandosya, M. J. (1980). Input characteristics of naturally commutated single-phase asymmetrical convertors. In *IEE Proc.*1980, Vol. 127, Pt. B, No. 2, March 1980, pp.107-115.
- [101] Mellitt, B., and Rashid, M.H. (1974). Analysis of d.c. chopper circuits by computer-based piecewise linear technique. In *IEE Proc.* 1974, 121, pp. 173-178.
- [102] Press, W. H., Flannery, B. P., Teukolsky, S. A. & Vetterling, W. T. (1986). *NUMERICAL RECIPIES The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 1986, Cambridge.

**ANNEXE A : STRATEGIE MLI OPTIMISEE POUR GRADATEURS ET
REDRESSEURS DEVOLTEURS**

Cette stratégie [85] consiste en le découpage de la tension alternative v_s d'une source sinusoïdale pour construire un train à M creux porteur de puissance à appliquer normalement à une charge. Dans ce cas, la position des impulsions dans le cycle de la tension de sortie est telle qu'à chaque (creux) impulsion dans le premier quart, par exemple, corresponde (un creux) une impulsion qui lui est symétrique, au deuxième quart, par rapport au quart de période. Ceci est aussi valable pour la deuxième moitié de la période. L'onde MLI de sortie à obtenir correspond alors à celle illustrée, à titre d'exemple, par la figure IV.3. Les instants de commutation α_k sont à calculer de façon à régler l'amplitude du fondamental et des harmoniques contenus dans cette onde. Pour cela, le spectre des harmoniques contenus dans l'onde MLI est déterminé en utilisant la transformation de Fourier de cette onde de la manière suivante.

Si l'on désigne par v_o la tension de sortie MLI, sa transformée de Fourier peut s'écrire sous la forme [65,66,85] :

Sachant que

$$v_s = V_{sm} \sin(\omega_s t)$$

$$V_o(\omega_s t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega_s t) + B_n \cos(n\omega_s t)] \quad (\text{A.1})$$

où

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_s d(\omega_s t) & A_0 &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{sm} \sin(\omega_s t) d(\omega_s t) \\ A_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_s \sin(n\omega_s t) d(\omega_s t) \text{ soit } & A_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{sm} \sin(\omega_s t) \sin(n\omega_s t) d(\omega_s t) \\ B_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_s \cos(n\omega_s t) d(\omega_s t) & B_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{sm} \sin(\omega_s t) \cos(n\omega_s t) d(\omega_s t) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

sont les coefficients de Fourier pour l'onde considérée et l'amplitude de l'harmonique de rang n et sa phase par rapport à la tension de la source v_s sont obtenues comme suit :

$$V_{on} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{B_n}{A_n}\right) \quad (\text{A.3})$$

Onde MLI symétrique par rapport à la demie-période :

En adoptant un découpage symétrique par rapport à la demi - période, on aura :

$$V_{sm} \sin(\omega_s t) = -V_{sm} \sin(\omega_s t + \pi) \quad (\text{A.4})$$

et

$$A_0 = 0$$

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi V_{sm} \sin(\omega_s t) \sin(n\omega_s t) d(\omega_s t) \quad (\text{A.5})$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} V_{sm} \int_0^\pi \{ \cos[(n-1)\omega_s t] - \cos[(n+1)\omega_s t] \} d(\omega_s t)$$

$$\text{Posons : } D(\omega_s t) = \{ \cos[(n-1)\omega_s t] - \cos[(n+1)\omega_s t] \} \quad (\text{A.6})$$

On peut alors écrire, tenant compte du découpage, (voir figure [IV.3](#)):

$$A_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left[\int_{\alpha_0}^{\alpha_1} D(\omega_s t) d(\omega_s t) + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} D(\omega_s t) d(\omega_s t) + \dots + \int_{\alpha_{M-2}}^{\alpha_{M-1}} D(\omega_s t) d(\omega_s t) \right] \quad (\text{A.7})$$

$$\text{avec} \quad \alpha_0 = 0 \quad \text{et} \quad \alpha_{M+1} = \pi \quad (\text{A.8})$$

Pour obtenir l'amplitude du fondamental de l'onde MLI de sortie, on effectue le calcul pour $n = 1$ et l'on écrit alors pour le coefficient A_1 :

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi V_{sm} \sin^2(\omega_s t) d(\omega_s t) = \frac{V_{sm}}{\pi} \sum_{k=0}^{M/2-1} \int_{\alpha_{2k}}^{\alpha_{2k+1}} [1 - \cos(2\omega_s t)] d(\omega_s t) \quad (\text{A.9})$$

Et posant $\alpha = \omega_s t$, donne pour A_1 :

$$A_1 = \frac{V_{sm}}{\pi} \sum_{k=0}^{M/2-1} \left[\alpha - \frac{1}{2} \sin(2\alpha) \right]_{-2k}^{2k+1} \quad (\text{A.10})$$

D'où :

$$A_1 = \frac{V_{sm}}{\pi} \sum_{k=0}^{M/2-1} \left[\alpha_{2k+1} - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_{2k+1}) - \alpha_{2k} - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_{2k}) \right] \quad (\text{A.11})$$

Ce qui donne, en réarrangeant et ordonnant les termes, pour le fondamental :

$$A_1 = \frac{V_{sm}}{\pi} \left[\sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \alpha_k + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^k \sin(2\alpha_{2k}) \right] \quad (\text{A.12})$$

De même, on obtient l'expression A_n pour les autres harmoniques de l'onde MLI :

$$A_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=0}^{M/2-1} [\sin([n-1]\alpha)]_{2k}^{2k+1} - \frac{1}{n+1} \sum_{k=0}^{M/2-1} [\sin([n+1]\alpha)]_{2k}^{2k+1} \right\} \quad (\text{A.13})$$

Réarrangeant et ordonnant les termes, on obtient :

$$A_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \sin([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^k \sin([n+1]\alpha_k) \right\} \quad (\text{A.14})$$

Pour obtenir l'expression des coefficients B_n , on suit la même séquence de calcul que ci-dessus sachant que l'on a :

$$\sin(\omega_s t) \cos(\omega_s t) = \frac{1}{2} \{ \sin[(n+1)\omega_s t] - \sin[(n-1)\omega_s t] \} \quad (\text{A.15})$$

Et donc :

$$B_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \int_0^\pi \{ \sin[(n+1)\omega_s t] - \sin[(n-1)\omega_s t] \} d(\omega_s t) = \frac{V_{sm}}{\pi} \int_0^\pi C(\omega_s t) d(\omega_s t) \quad (\text{A.16})$$

et alors :

$$B_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left[\int_{\alpha_0}^{\alpha_1} C(\omega_s t) d(\omega_s t) + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} C(\omega_s t) d(\omega_s t) + \dots + \int_{\alpha_{M-2}}^{\alpha_{M-1}} C(\omega_s t) d(\omega_s t) \right] \quad (\text{A.17})$$

Ce qui donne, en observant toujours les conditions (A.8) :

$$B_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} \left(1 + \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^k \cos([n+1]\alpha_k) \right) + \frac{1}{n-1} \left(-1 + \sum_{k=1}^{M-1} (-1)^{k+1} \cos([n-1]\alpha_k) \right) \right\} \quad (\text{A.18})$$

Onde MLI symétrique par rapport au quart et à la demi-période :

Si, maintenant, nous imposons la symétrie par rapport au quart de période à l'onde MLI de sortie, comme condition supplémentaire à celle par rapport à la demi - période, comme suit :

M étant le nombre de creux pratiqués par demi-période, et

$$\alpha_{2M+1-k} = \pi - \alpha_k, \quad \text{où } k = 1, \dots, M, \quad (\text{A.19})$$

avec cette fois-ci : $\alpha_0 = 0$ et $\alpha_{2M+1} = \pi$ (A.20)

avec M pair ou impair dans le cas de la forme d'onde MLI considérée, fait que, sachant qu'alors $\sin(\alpha_{2M+1-k}) = \sin(\pi - \alpha_k)$, l'on ait, réutilisant les équations (A.8) à (A.12) :

$$A_1 = \frac{2V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2} \delta + \sum_{k=1}^M \left[(-1)^{k+1} \alpha_k + (-1)^k \frac{\sin(2\alpha_k)}{2} \right] \right\} \quad (\text{A.21})$$

Où δ est donné par :

$\delta = 1$, si M est pair, et

$\delta = 0$, si M est impair,

et que, de l'équation (A.14) :

$$A_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \sin([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin([n+1]\alpha_k) \right\} \quad (\text{A.22})$$

Et, de même, pour B_n :

$$B_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} \left(\sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos([n+1]\alpha_k) + 1 - (-1)^{n+1} \right) + \frac{1}{n-1} \left(\sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \cos([n-1]\alpha_k) + 1 - (-1)^{n+1} \right) \right\} \quad (\text{A.23})$$

- Si n est pair, on a : $A_n = C^{te}$, et $B_n = 0$

- Si n est impair, on a, d'après les relations (A.22) et (A.23) :

$$A_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \sin([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \sin([n+1]\alpha_k) \right\} \quad (\text{A.24})$$

$$B_n = \frac{V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \cos([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos([n+1]\alpha_k) \right\} \quad (\text{A.25})$$

Les équations (A.24) et (A.25) ont $2M$ inconnues $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2M}$. Tenant compte du découpage de la tension sinusoïdale d'alimentation de façon à avoir une symétrie par rapport au quart de période, en plus de la symétrie par rapport à la demi-période, et remarquant qu'on a alors (voir figure IV.3):

$$\begin{aligned} V_{sm} \sin(\omega_s t) &= V_{sm} \sin(\pi - \omega_s t) \\ \alpha_k &= \pi - \alpha_{2M+1-k}; \quad k = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

D'où :

$$\cos(n-1)\alpha_k = \cos(n-1)(\pi - \alpha_{2M+1-k}) = [\cos(n-1)\pi][\cos(n-1)\alpha_{2M+1-k}]$$

et

$$\cos(n+1)\alpha_k = \cos(n+1)(\pi - \alpha_{2M+1-k}) = [\cos(n+1)\pi][\cos(n+1)\alpha_{2M+1-k}].$$

Pour n impair, ces deux dernières relations deviennent, respectivement :

$$\cos(n-1)\alpha_k = \cos(n-1)\alpha_{2M+1-k} \quad (\text{A.27})$$

et

$$\cos(n+1)\alpha_k = \cos(n+1)\alpha_{2M+1-k} \quad (\text{A.28})$$

D'où, de (A.27) et (A.28) et (A.25), on obtient : $B_n = 0$.

De même, on a :

$$\sin(n-1)\alpha_k = -\sin(n-1)\alpha_{2M+1-k} \quad (\text{A.29})$$

et

$$\sin(n+1)\alpha_k = -\sin(n+1)\alpha_{2M+1-k} \quad (\text{A.30})$$

D'où, de (A.29), (A.30) et (A.24), on obtient :

$$A_n = \frac{2V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \sin([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^M (-1)^k \sin([n+1]\alpha_k) \right\} \quad (\text{A.31})$$

Pour éliminer un harmonique, il faut annuler ses coefficients A_n et B_n . B_n étant nul pour tout n , on doit déterminer les angles de commutation α_k solutions des expressions $A_n = 0$ ci-dessus, c'est-à-dire résoudre un système de $(M-1)$ équations à M inconnues écrites sous la forme :

$$F_i(\alpha) = \frac{2V_{sm}}{\pi} \left\{ \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \sin([n-1]\alpha_k) + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^M (-1)^k \sin([n+1]\alpha_k) \right\} = 0 \quad (\text{A.32})$$

$i = 1, 2, 3, \dots, M-1$

Soit, en notation vectorielle :

$$\begin{aligned} F(\alpha) &= 0; \\ \alpha &= [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T; \\ 0 &\leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \pi/2 \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

Une équation supplémentaire est donc nécessaire pour résoudre ce système et éliminer $(M-1)$ harmoniques. Cette équation est celle donnant la composante fondamentale de la tension découpée (voir figure **IV.3a**), qui redressée doit correspondre à, et donner, la tension continue moyenne U_{dmoy} dont le moteur à courant continu a besoin pour tourner à la vitesse que l'on désire obtenir. L'équation (A.21) permet, à partir de l'amplitude du fondamental de la tension sinusoïdale fictive résultant du découpage, de déterminer la valeur moyenne de la tension redressée. D'où, en posant :

$$D = \frac{A_1}{V_{sm}}, \quad \text{on a, d'autre part,} \quad U_{dmoy} = \frac{2A_1}{\pi} = D \frac{2V_{sm}}{\pi} \quad \text{et donc:}$$

$$U_{dmoy} = DU_{d0}; \quad \text{où} \quad U_{d0} = \frac{2V_{sm}}{\pi} \quad (\text{A.34})$$

En variant, ainsi, D entre 0 et 1, on fait varier continûment la tension redressée moyenne entre la valeur 0 et la valeur maximale $U_{dmoy, \max} = U_{d0}$ (c'est-à-dire celle correspondant à la pleine onde) de manière linéaire.

Si M est pair, on a :

$$\sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \alpha_k = 2 \sum_{k=1}^{M+1} (-1)^{k+1} \alpha_k \quad (\text{A.35})$$

avec
$$\alpha_{M+1} = \frac{\alpha_{2M+1}}{2} = \frac{\pi}{2} .$$

Pour résoudre les équations non linéaires ainsi obtenues, on les arrange sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} n &= 2i + 1; \quad i = 1, 2, 3, \dots, M - 1 \\ F_i(\alpha) &= \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \sin [(n-1)\alpha(k)] + \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^M (-1)^k \sin [(n+1)\alpha(k)] \\ i &= M \\ F_M(\alpha) &= \frac{\pi}{2} (\delta - D) + \sum_{k=1}^M (-1)^k \left[-\alpha(k) + \frac{\sin(2\alpha_k)}{2} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.36})$$

Et, définissant la matrice des dérivées partielles des éléments de $F(\alpha)$ par rapport aux α_k comme suit :

$$\begin{aligned} i &= 1, 2, 3, \dots, M - 1; \quad j = 1, 2, 3, \dots, M \\ \frac{\partial F_i(\alpha)}{\partial \alpha_j} &= (-1)^{j+1} \cos [i\alpha(j)] + (-1)^j \cos [2(i+1)\alpha(j)] \\ i &= M \\ \frac{\partial F_M(\alpha)}{\partial \alpha_j} &= (-1)^{j+1} \sin(\alpha_j) \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

on peut rechercher une solution à l'aide d'un algorithme numérique, du genre de la méthode itérative de Newton-Raphson, minimisant les composantes $F(\alpha)$ de l'équation (A.33).

ANNEXE B: TRAJECTOIRES DES ANGLES DE COMMUTATION OPTIMISES

Les figures **B.1** à **B.19** ci- dessous montrent les trajectoires des angles de commutation solution obtenus dans le cas du gradateur MLI (hacheur de courant alternatif) monophasé fonctionnant seul, dans le cas de figure **III.3**, par la stratégie MLI optimisée sans régulation du fondamental (méthode conventionnelle de l'annexe A) éliminant les $M-1$ premiers harmoniques de l'onde construite à partir d'une source de tension alternative sinusoïdale pure.

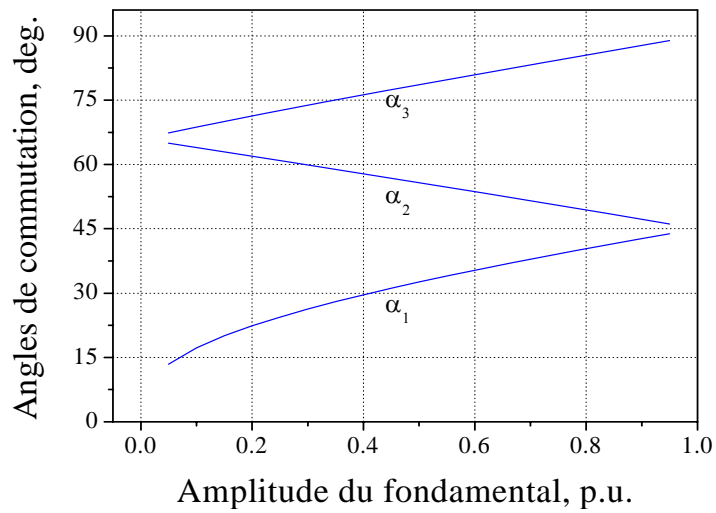


Fig.B.1 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 3$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3 et 5 éliminés.

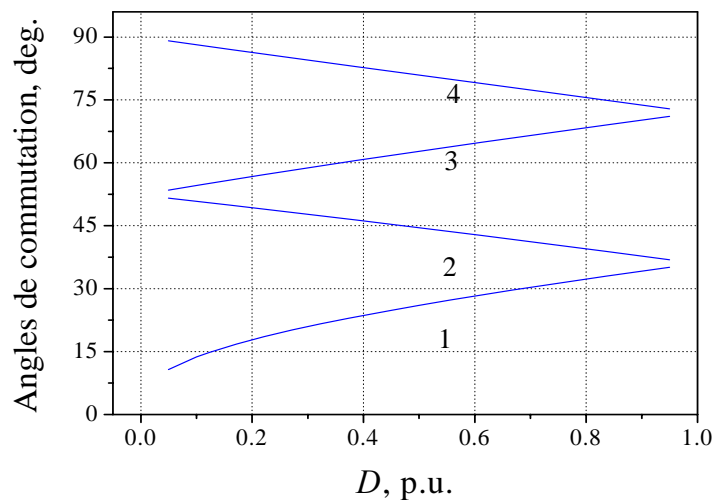


Fig.B.2 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 4$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5 et 7 éliminés.

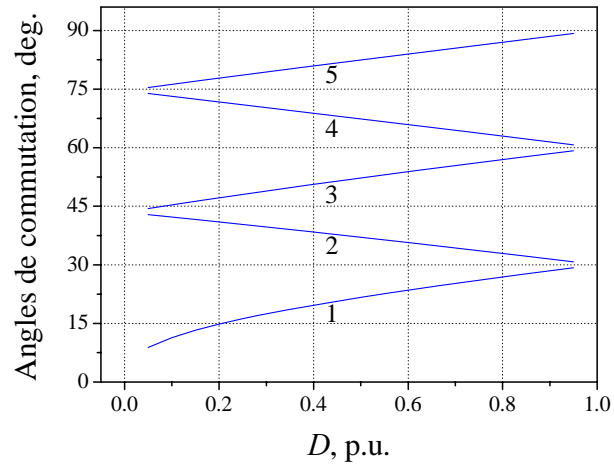


Fig.B.3 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 5$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, et 9 éliminés.

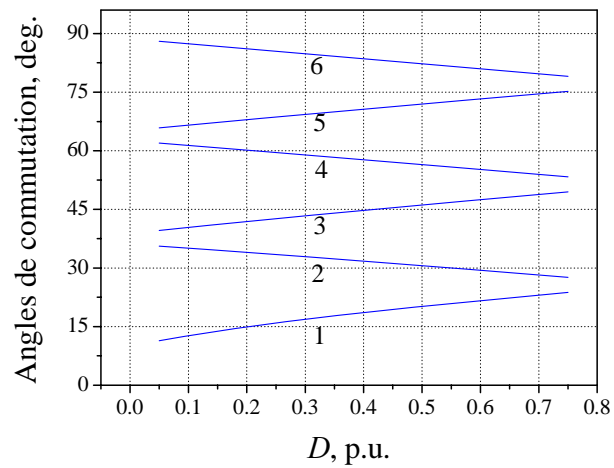


Fig.B.4 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 6$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9 et 11 éliminés.

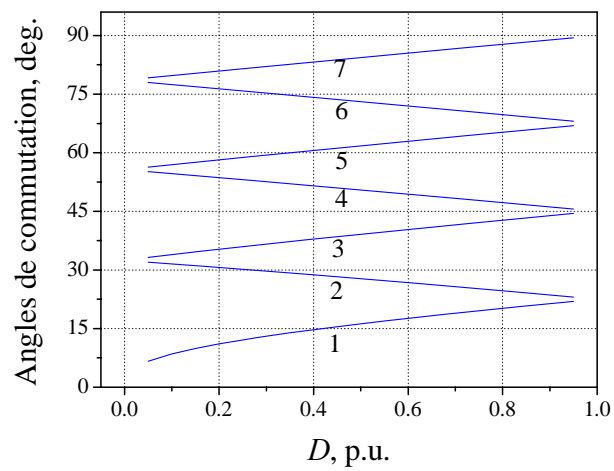


Fig.B.5 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 7$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11 et 13 éliminés.

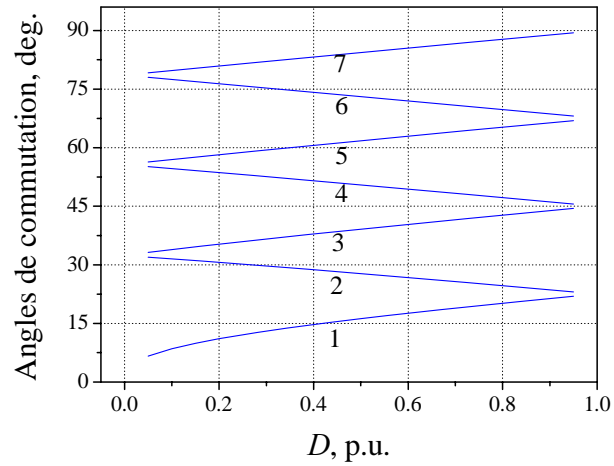


Fig.B.6 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 8$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13 et 15 éliminés.

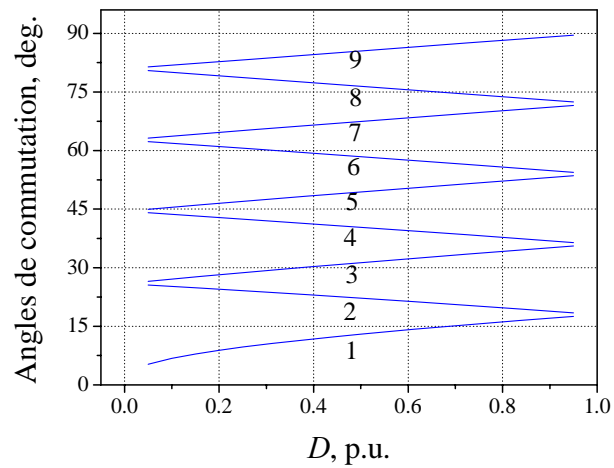


Fig.B.7 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 9$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 et 17 éliminés.

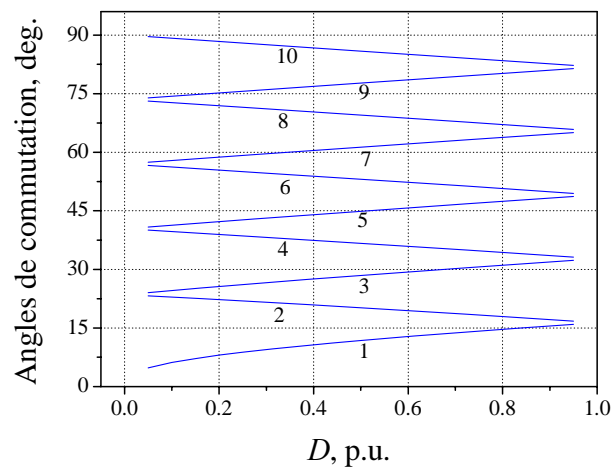


Fig.B.8 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 10$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17 et 19 éliminés.

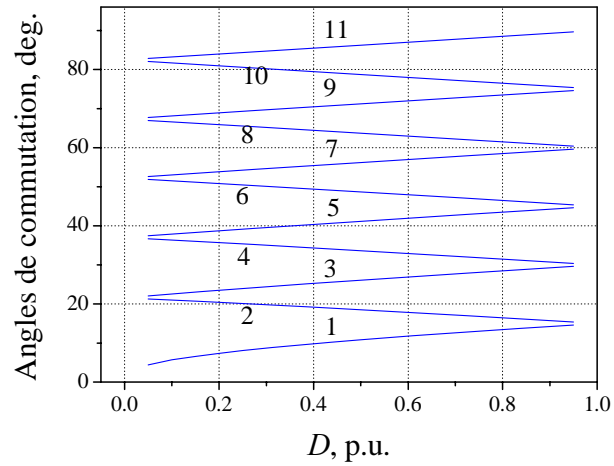


Fig.B.9 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 11$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19 et 21 éliminés.

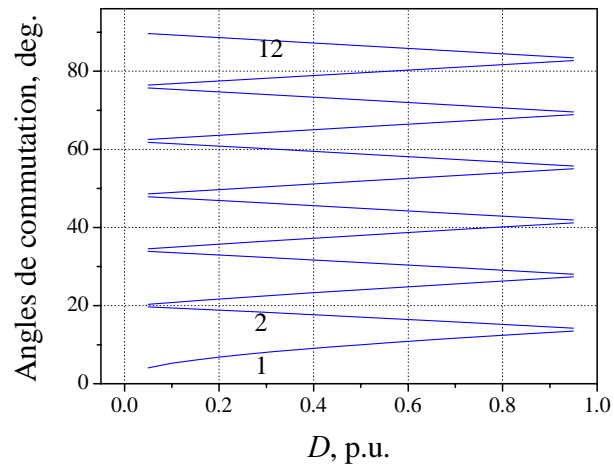


Fig.B.10 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 12$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21 et 23 éliminés.

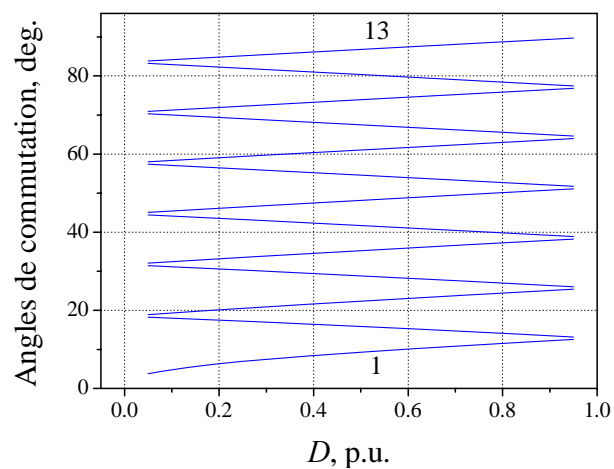


Fig.B.11 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 13$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23 et 25 éliminés.

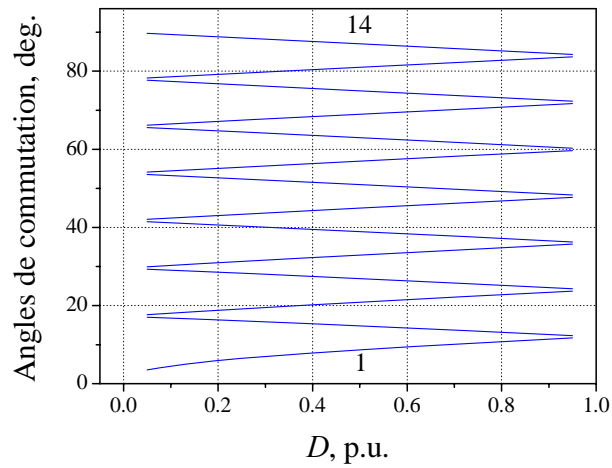


Fig.B.12 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 14$, $f_l = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25 et 27 éliminés.

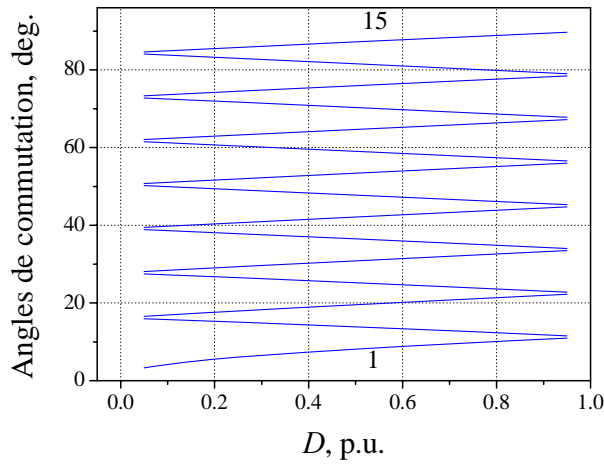


Fig.B.13 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 15$, $f_l = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27 et 29 éliminés.

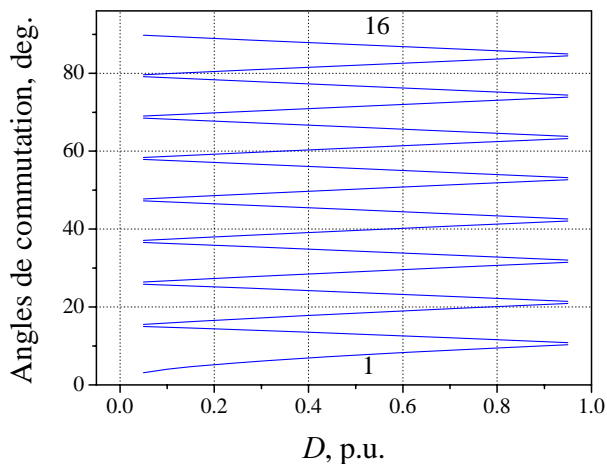


Fig.B.14 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 16$, $f_l = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29 et 31 éliminés.

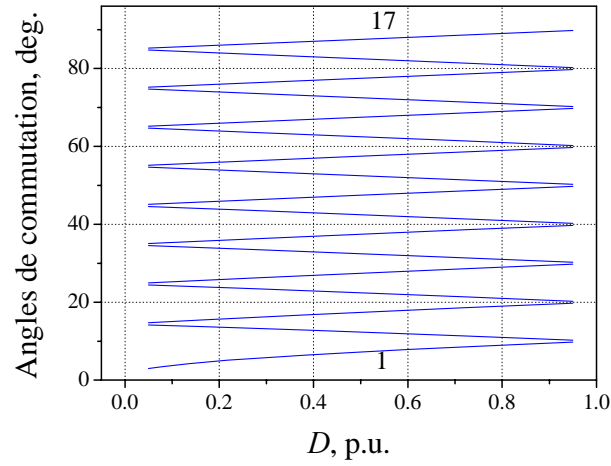


Fig.B.15 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 17$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31 et 33 éliminés.

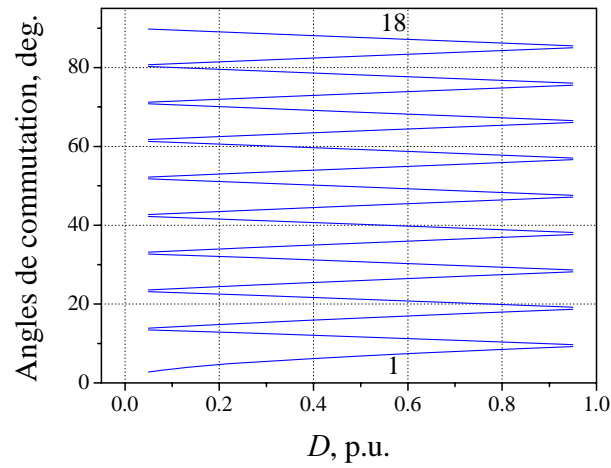


Fig.B.16 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 18$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33 et 35 éliminés.

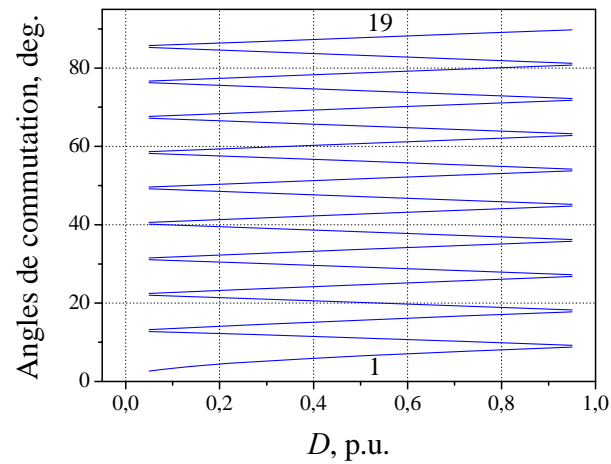


Fig.B.17 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 19$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33, 35 et 37 éliminés.

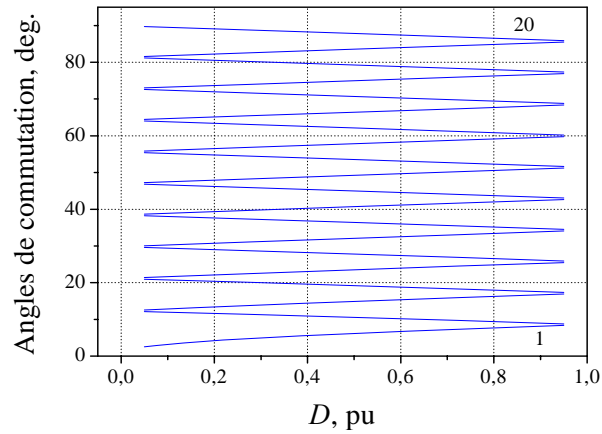


Fig.B.18 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 20$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33, 35, 37 et 39 éliminés.

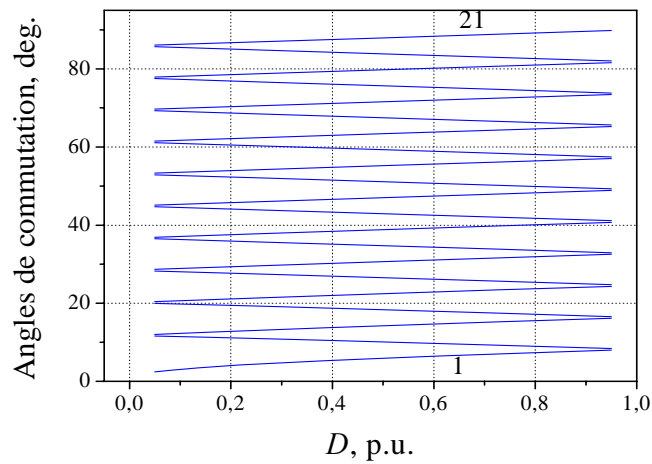


Fig.B.19 Angles de commutation optimisés $\alpha_k = f(D)$, $M = 21$, $f_1 = 50$ Hz, cas du hacheur alternatif/redresseur abaisseur de tension, harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27, 29, 31, 33, 35, 37, 39 et 41 éliminés.

**ANNEXE C : STRATEGIE MLI VECTORIELLE OPTIMISEE POUR ONDULEURS
ET REDRESSEURS SURVOLTEURS**

Sachant que la tension aux bornes du condensateur intermédiaire de filtrage C_{DC} (voir Figure **IV.4**), $v_{DC}(t)$, peut être exprimée sous la forme d'une composante continue de valeur moyenne notée V_{DC0} et de tous les harmoniques présents, d'ordre pair, placés dans un tableau dont les éléments sont pointés par l'indice p , de pulsation ω_p et d'amplitude absolue V_{DCpm} , résultant des courants participant à sa charge (courant de sortie du redresseur survolteur, côté source alternative) et/ou à sa décharge (pompés par l'onduleur côté charge), comme suit, en valeur absolue :

$$v_{DCa}(\omega_p t) = V_{DC0} + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCpm} \sin[(\omega_p t) - \psi_p], \quad (C.1)$$

les ondes MLI de tension de sortie de l'onduleur $v_o(\omega_{om} t)$ et de la tension d'entrée au redresseur survolteur $v_{in}(\omega_{rm} t)$ illustrées par les figures **III.3** et **III.2**, respectivement, sont obtenues en découpant cette tension selon les fonctions de commutation respectives, qui sont de la forme indiquée par la figure **III.2** (cas de logique négative et une onde à trois niveaux, pour l'onduleur). Ces ondes MLI peuvent être représentées sous une forme commune, par les séries de Fourier, comme suit, n étant le rang de l'harmonique qui y est présent :

$$v_{(o,in)a}(\omega_m t) = \frac{A_{0a}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{na} \sin(n\omega_m t) + B_{na} \cos(n\omega_m t)] \quad (C.2)$$

où

$$\begin{aligned} A_{0a} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{o,in}(\omega_m t) d(\omega_m t) = 0 \\ A_{na} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{DC}(t) \sin(n\omega_m t) d(\omega_m t) \\ B_{na} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{DC}(t) \cos(n\omega_m t) d(\omega_m t) \end{aligned}$$

soit, sachant que, du fait de la symétrie par rapport à la demi – période, A_0 est nul:

$$\begin{aligned}
A_{0a} &= 0 \\
A_{na} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left[V_{DC0} + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCpm} \sin[(\omega_p t) - \psi_p] \right] \sin(n\omega_m t) d(\omega_m t) \\
B_{na} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left[V_{DC0} + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCpm} \sin[(\omega_p t) - \psi_p] \right] \cos(n\omega_m t) d(\omega_m t)
\end{aligned} \tag{C.3}$$

et, en unités relatives, avec V_{DC0} comme tension de base (de référence):

$$\begin{aligned}
A_0 &= 0 \\
A_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left[1 + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCp} \sin[(\omega_p t) - \psi_p] \right] \sin(n\omega_m t) d(\omega_m t) \\
B_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left[1 + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCp} \sin[(\omega_p t) - \psi_p] \right] \cos(n\omega_m t) d(\omega_m t)
\end{aligned} \tag{C.4}$$

L'amplitude, en unités relatives, de l'harmonique de rang n et sa phase par rapport à un référentiel, choisi convenablement, y compris pour la tension du condensateur de liaison $v_{DC}(t)$, sont obtenues comme suit :

$$V_{(o,in)n} = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_{(o,in)n} = \arctg\left(\frac{B_n}{A_n}\right) \tag{C.5}$$

avec, toutefois, la fréquence de l'onde de modulation $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$ représentant tantôt la fréquence de modulation de l'onde MLI de sortie de l'onduleur $f_{om} = \frac{\omega_{om}}{2\pi}$ et, tantôt, celle d'entrée au redresseur MLI survolteur $f_{rm} = \frac{\omega_{rm}}{2\pi}$, respectivement. Avec $v_{DCa}(t)$ qui devient alors (en unités relatives):

$$v_{DC}(\omega_p t) = 1 + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCp} \sin(\omega_p t - \psi_p) \tag{C.6}$$

Le spectre de l'onde MLI considérée est calculé comme indiqué ci-dessous, observant la symétrie de l'onde MLI :

$$V_m \sin(\omega_m t) = -V_m \sin(\omega_m t + \pi), \tag{C.7}$$

sachant que :

$$\sin(\omega_p t - \psi_p) \sin(n\omega_m t) = \frac{1}{2} \left\{ \cos[(\omega_p - n\omega_m)t - \psi_p] - \cos[(\omega_p + n\omega_m)t - \psi_p] \right\},$$

Et, posant :

$$r_p = \frac{\omega_p}{\omega_m}, \quad (\text{C.8})$$

on a alors, notant par :

$$D(\omega_m t, r_p) = \left\{ \cos((r_p - n)\omega_m t - \psi_p) - \cos((r_p + n)\omega_m t - \psi_p) \right\}, \quad (\text{C.9})$$

l'on obtient successivement, pour A_n :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \left[\sin(n\omega_m t) d(\omega_m t) + \sum_{p=1}^{\infty} V_{DCp} \sin(\omega_p t - \psi_p) \sin(n\omega_m t) d(\omega_m t) \right]$$

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \left[\sin(n\omega_m t) d(\omega_m t) + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} D(\omega_m t, r_p) d(\omega_m t) \right]$$

Et posant : $\alpha = \omega_m t$ et désignant par M le nombre d'impulsions par demi-période, on peut écrire :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\alpha) d(\alpha) + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin(n\alpha) d(\alpha) + \dots + \int_{\alpha_{2M-1}}^{\alpha_{2M}} \sin(n\alpha) d(\alpha) \right]$$

$$+ \frac{2}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} D(\alpha, r_p) d(\alpha) + \dots + \int_{\alpha_{2M-1}}^{\alpha_{2M}} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} D(\alpha, r_p) d(\alpha) \right]$$

Qui donne, utilisant la relation (C.9) :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \left\{ \left[\left[-\frac{1}{n} \cos(n\alpha) \right]_{\alpha_0}^{\alpha_1} + \left[-\frac{1}{n} \cos(n\alpha) \right]_{\alpha_3}^{\alpha_4} + \dots + \left[-\frac{1}{n} \cos(n\alpha) \right]_{\alpha_{2m-1}}^{\alpha_{2M}} \right] \right.$$

$$+ \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left\{ \left[\frac{1}{r_p - n} \sin[(r_p - n)\alpha - \psi_p] \right]_{\alpha_0}^{\alpha_1} + \dots + \left[\frac{1}{r_p - n} \sin[(r_p - n)\alpha - \psi_p] \right]_{\alpha_{2M-1}}^{\alpha_{2M}} \right.$$

$$\left. - \left[\frac{1}{r_p + n} \sin[(r_p + n)\alpha - \psi_p] \right]_{\alpha_0}^{\alpha_1} - \dots - \left[\frac{1}{r_p + n} \sin[(r_p + n)\alpha - \psi_p] \right]_{\alpha_{2M-1}}^{\alpha_{2M}} \right\} \left. \right\}$$

Ou encore :

$$\begin{aligned}
A_n = & \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} \left\{ \left[-\frac{1}{n} \cos(n\alpha_k) + \frac{1}{n} \cos(n\alpha_{k-1}) \right] \right. \\
& + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left[\frac{1}{r_p - n} \sin[(r_p - n)\alpha_k - \psi_p] - \frac{1}{r_p - n} \sin[(r_p - n)\alpha_{k-1} - \psi_p] \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{r_p + n} \sin[(r_p + n)\alpha_k - \psi_p] + \frac{1}{r_p + n} \sin[(r_p + n)\alpha_{k-1} - \psi_p] \right] \right\}
\end{aligned}$$

D'où, en ordonnant et compactant les termes, l'expression finale de A_n :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ -\frac{1}{n} \cos(n\alpha_k) + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left[\frac{1}{r_p - n} \sin[(r_p - n)\alpha_k - \psi_p] - \frac{1}{r_p + n} \sin[(r_p + n)\alpha_k - \psi_p] \right] \right\} \quad (C.10)$$

Menant un calcul similaire, on trouve l'expression finale de B_n :

$$B_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left\{ \frac{1}{n} \sin(n\alpha_k) - \sum_{p=1}^{\infty} \frac{V_{DCp}}{2} \left[\frac{1}{r_p - n} \cos[(r_p - n)\alpha_k - \psi_p] - \frac{1}{r_p + n} \cos[(r_p + n)\alpha_k - \psi_p] \right] \right\} \quad (C.11)$$

Ces deux dernières équations ne peuvent être simplifiées, comme dans le cas de la stratégie MLI optimisée conventionnelle, du fait que la tension $v_{DC}(t)$ est entachée d'une ondulation, et sont donc à utiliser simultanément pour déterminer les angles optimisés α_k de commutation.

ANNEXE D : APPLICATION DE LA STRATEGIE MLI VECTORIELLE AU CAS HEPWM

Les figures **D.1** à **D.8** ci- dessous montrent les trajectoires des angles de commutation solution obtenus dans le cas de l'onduleur monophasé fonctionnant seul, comme indiqué à la figure **IV.4a**, par la stratégie MLI vectorielle optimisée éliminant les $(M-1)/2$ premiers harmoniques de l'onde construite et utilisant le seul harmonique à 100 Hz de la tension continue du filtre intermédiaire.

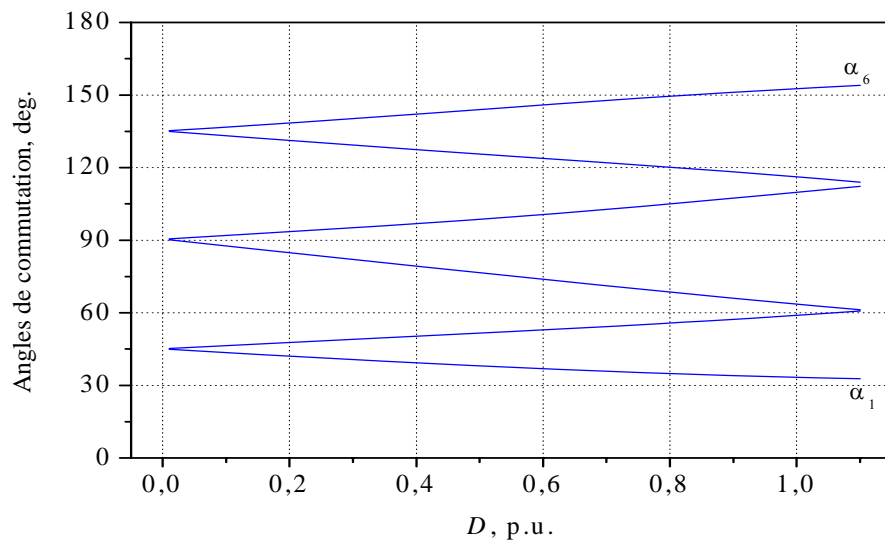


Fig.D.1 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 3^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 3$.

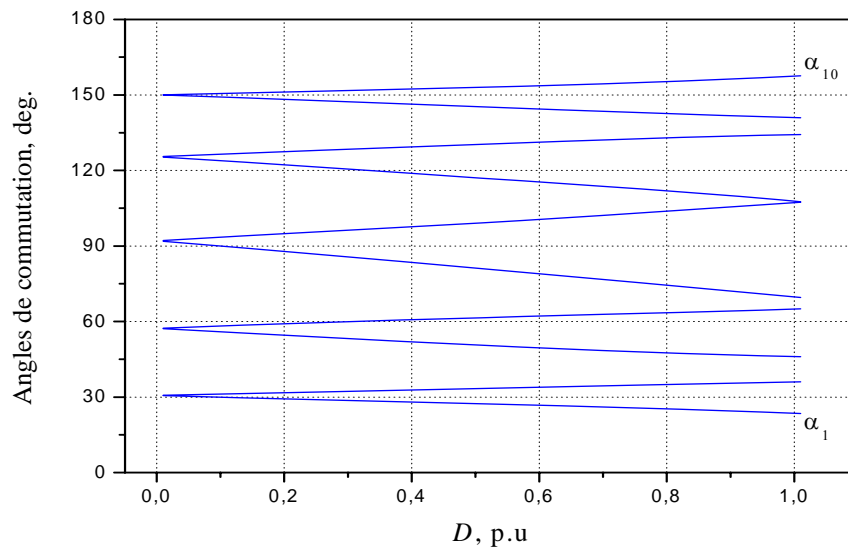


Fig.D.2 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 5^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 5$.

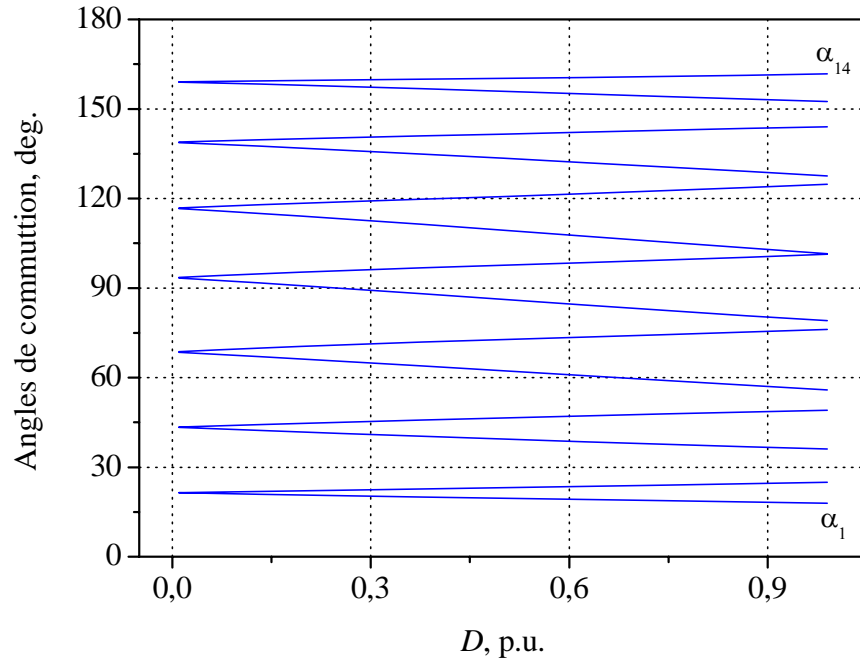


Fig.D.3 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 7^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 7$.

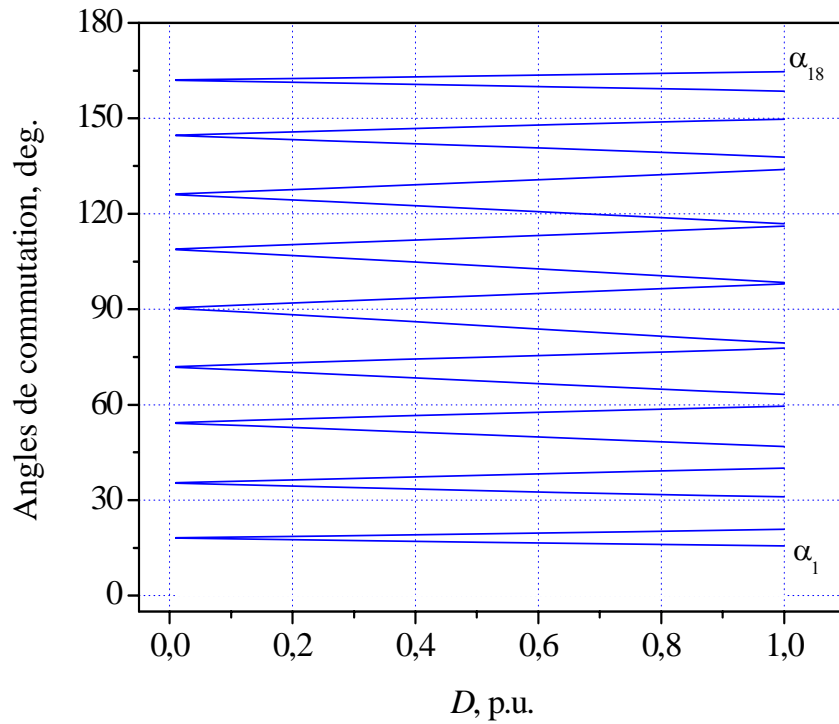


Fig.D.4 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 19^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 9$.

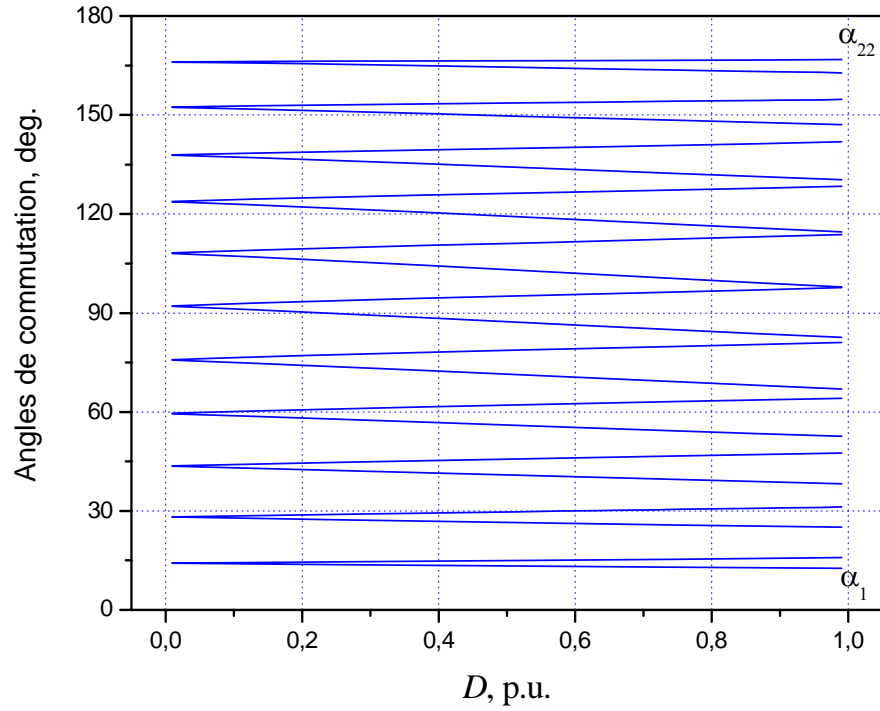


Fig.D.5 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 11^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 11$.

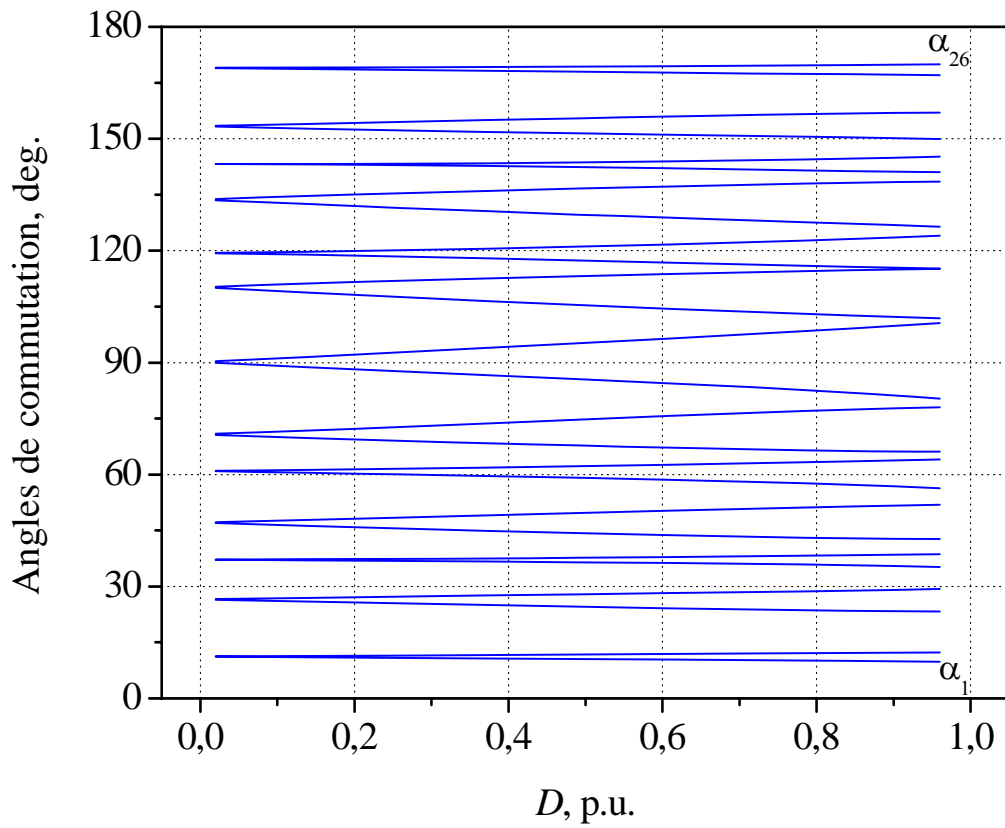


Fig.D.6 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 13^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 13$.

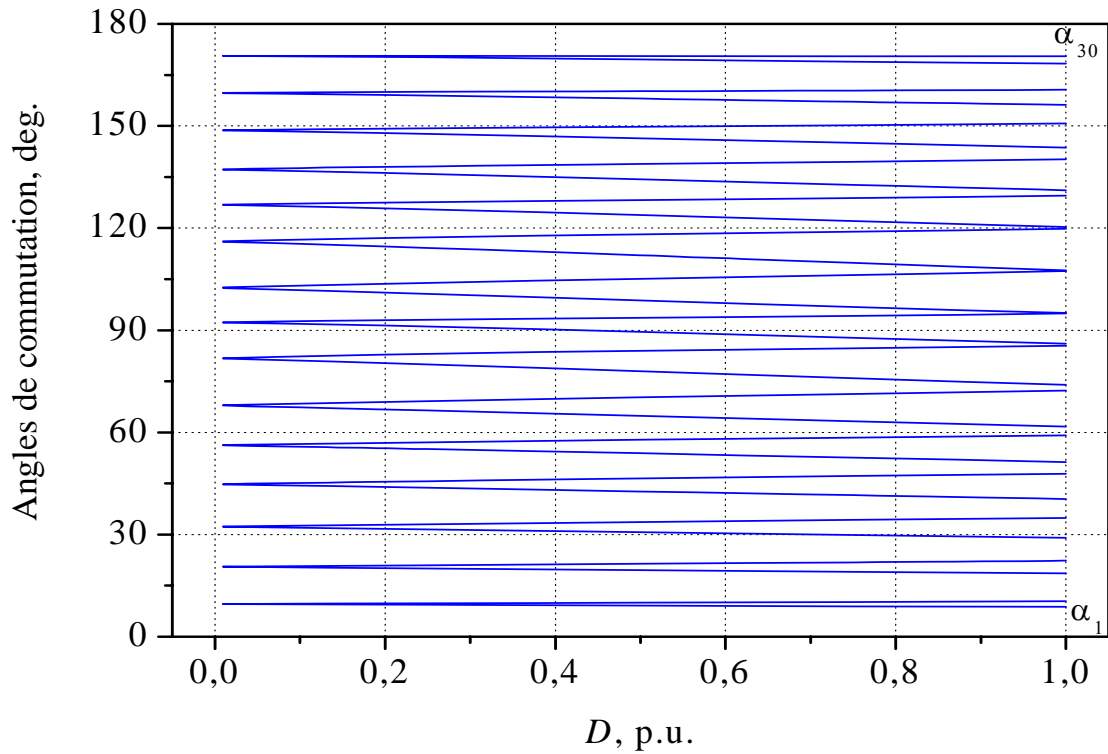


Fig.D.7 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 15^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 15$.

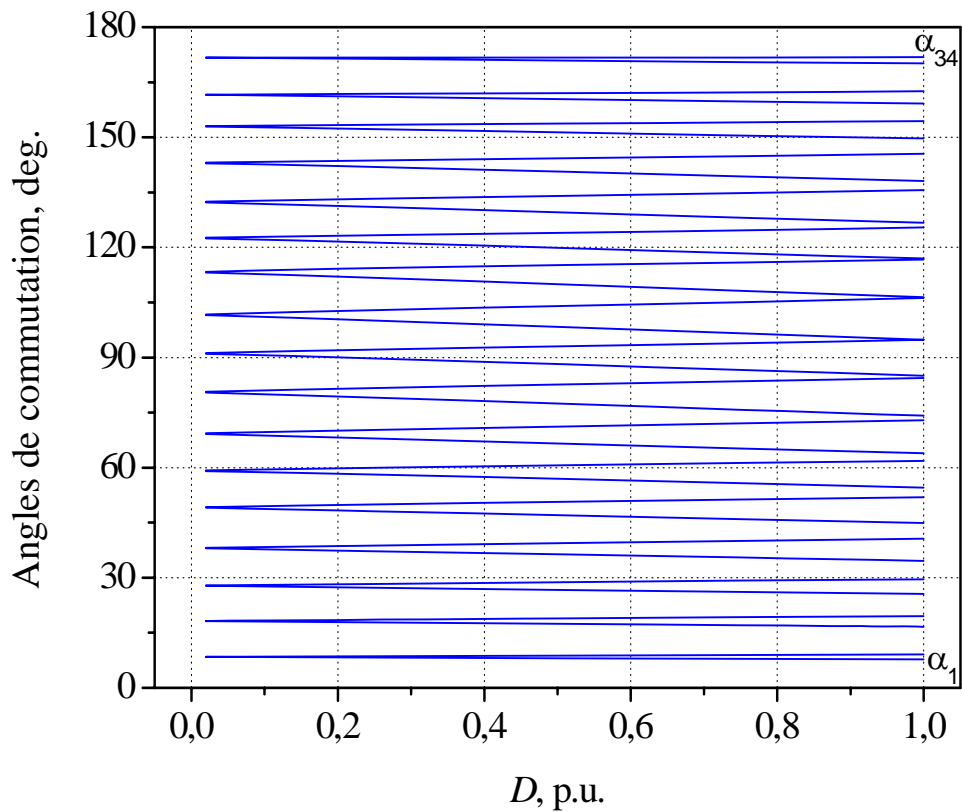


Fig.D.8 Angles de commutation optimisés par MLI vectorielle, $(M-1)/2$ premiers harmoniques (du 3^{ème} au 17^{ème}) éliminés utilisant l'harmonique à 100 Hz uniquement, $M = 17$.

AnnexeE

Les différentes étapes parcourues par le programme d'optimisation des angles de commutation des semi-conducteurs dans le cas de l'onduleur VSI monophasé calculés en utilisant la stratégie MLI vectorielle optimisée sont listées ci-dessous dans l'ordre de leur exécution pour un nombre d'impulsions $M = 3$ et un taux de modulation $D = 1.000$.

Démarrage du programme de recherche de solution, avec le jeu d'angles solution proposés suivants:

```
! alpha( 1) = 28.03921200      F( 1)= .00000000E+00 !
! alpha( 2) = 48.44799100      F( 2)= .00000000E+00 !
! alpha( 3) = 59.46856000      F( 3)= .00000000E+00 !
! alpha( 4) = 125.20639000     F( 4)= .00000000E+00 !
! alpha( 5) = 130.12829000     F( 5)= .00000000E+00 !
! alpha( 6) = 154.12532000     F( 6)= .00000000E+00 !
```

Simulation du système en cours ...

```
Cycles:  1  2  3  4  5  6  7  8  9 10 11 12 13 14 15
         16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
         31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45
         46 47 48 49 50 51
```

... Simulation du Système Terminée ...

... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et tension pour :ond1un(1),...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

```
Vdc0 =      55.9952(V)      I base =      2.9471(A)
FundDs=      .0000(Deg)    PhsShift=      .0000(Deg)
p_max =      30           InvNumb =      1
Cf( 2)=     330.0000(µF)    ModDpthD=      1.0000
Vbase =      55.9952(V)
```

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhsAng
1	2.00	2.00	7.48669359	16.05137401
2	6.00	6.00	.72894220	3.26962295
3	10.00	10.00	.62713566	210.33721921
4	14.00	14.00	.29163238	43.44237952
5	4.00	4.00	.24629508	-47.33955746
6	8.00	8.00	.16047862	173.84042544
7	20.00	20.00	.09421099	.77345995
8	24.00	24.00	.09336447	197.22059585
9	16.00	16.00	.05720472	156.56720710
10	18.00	18.00	.05606179	225.59865857
11	28.00	28.00	.05139368	21.05066175
12	22.00	22.00	.04046718	266.78950094
13	12.00	12.00	.03705715	-7.74587269
14	26.00	26.00	.03508166	90.07509632
15	38.00	38.00	.03331500	158.28335803
16	36.00	36.00	.03096552	-75.85573693
17	34.00	34.00	.03068480	-30.24728741
18	42.00	42.00	.02122006	-24.85173710
19	32.00	32.00	.02041004	139.61783948
20	40.00	40.00	.01955265	116.43527034
21	48.00	48.00	.01928221	-59.23864507
22	52.00	52.00	.01786122	137.75074253
23	50.00	50.00	.01460439	-75.16227509
24	46.00	46.00	.01452581	119.70066859
25	30.00	30.00	.00939661	186.65574785
26	44.00	44.00	.00597769	75.73851031
27	3.00	3.00	.00203873	195.07595096
28	7.00	7.00	.00145245	185.20826191
29	1.00	1.00	.00134088	26.69744321
30	9.00	9.00	.00111136	199.78190076

AnnexeE

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1),
vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

nH	AmpH(pu)	Déphas(Deg.)
0	.000	.000
1	.997	-.289
2	.000	-7.517
3	.010	-22.415
4	.000	9.496
5	.003	35.842
6	.000	7.543
7	.224	-12.830
8	.000	-64.303
9	.219	21.274

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), résultat:

```
! alpha( 1) = 28.02578320      F( 1)= .63129737E-02 !
! alpha( 2) = 48.94637244      F( 2)= -.33571203E-02 !
! alpha( 3) = 59.91407050      F( 3)= -.72033030E-02 !
! alpha( 4) = 125.46581037     F( 4)= .17706917E-02 !
! alpha( 5) = 129.88489635     F( 5)= .29679428E-02 !
! alpha( 6) = 154.67755421     F( 6)= -.29865937E-02 !
```

Résultat non Valable, Reprendre la Recherche.

Simulation du système en cours ...

```
Cycles:  1  2  3  4  5  6  7  8  9 10 11 12 13 14 15
         16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
         31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45
         46 47 48 49 50 51
```

... Simulation du Système Terminée ...

... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et
tension pour :ond1un(1), ...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

```
Vdc0 = 55.9389(V)      Ibase = 2.9442(A)
FundDs= .0000(Deg)    PhsShift= .0000(Deg)
p_max = 30            InvNumb = 1
CF( 2)= 330.0000(µF)  ModDpthD= 1.0000
Vbase = 55.9389(V)
```

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhAng
1	2.00	2.00	7.47223317	17.40947189
2	6.00	6.00	.74594054	4.37029905
3	10.00	10.00	.62265398	213.39768447
4	4.00	4.00	.31459504	-35.58805146
5	14.00	14.00	.27784546	48.87002519
6	8.00	8.00	.18378835	174.79330968
7	20.00	20.00	.09863513	6.69859383
8	24.00	24.00	.09249397	205.03455881
9	16.00	16.00	.06582513	159.55549150
10	12.00	12.00	.04726716	-13.84213963
11	28.00	28.00	.04621863	29.20893470
12	18.00	18.00	.04358051	237.06146614
13	22.00	22.00	.04230522	264.36954066
14	34.00	34.00	.03483980	-19.60669714
15	38.00	38.00	.03416139	169.59191941
16	26.00	26.00	.03130131	89.80400618
17	36.00	36.00	.03054298	-69.75998587
18	48.00	48.00	.02282351	-39.60553420
19	42.00	42.00	.02039817	-16.92189802
20	32.00	32.00	.01985832	134.25837564

AnnexeE

21	52.00	52.00	.01901976	154.77953191
22	46.00	46.00	.01534600	125.23174579
23	40.00	40.00	.01517110	125.03848032
24	30.00	30.00	.01446436	174.92727201
25	50.00	50.00	.01430243	-64.21855927
26	44.00	44.00	.01022556	117.51326844
27	56.00	56.00	.00797217	-33.04164887
28	58.00	58.00	.00707661	113.21765240
29	60.00	60.00	.00677925	87.04407918
30	54.00	54.00	.00505010	142.14092205

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1),
vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

nH	AmpH(pu)	Déphas(Deg.)
0	.000	.000
1	1.005	.104
2	.000	-2.629
3	.001	57.298
4	.000	.424
5	.005	66.957
6	.000	.653
7	.229	-11.796
8	.000	-68.074
9	.218	24.813

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), résultat:

! alpha(1) = 28.13185731 F(1)= .15355163E-03 !
 ! alpha(2) = 49.63423734 F(2)= -.93434293E-04 !
 ! alpha(3) = 60.56959614 F(3)= -.14849598E-03 !
 ! alpha(4) = 122.46155630 F(4)= .15506041E-04 !
 ! alpha(5) = 127.09705561 F(5)= .91216305E-04 !
 ! alpha(6) = 154.31987382 F(6)= -.10558222E-03 !

Résultat non Valable, Reprendre la Recherche.

Simulation du système en cours ...

Cycles: 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45
 46 47 48 49 50 51

... Simulation du Système Terminée ...

... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et
tension pour :ond1un(1), ...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

Vdc0 = 55.9769(V) I base = 2.9462(A)
 FundDs= .0000(Deg) PhsShift= .0000(Deg)
 p_max = 30 InvNumb = 1
 Cf(2)= 330.0000(µF) ModDpthD= 1.0000
 Vbase = 55.9769(V)

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhAng
1	2.00	2.00	7.29579166	17.13449650
2	6.00	6.00	.81850803	3.54946431
3	10.00	10.00	.61566267	208.72371221
4	4.00	4.00	.33508769	-22.77793978
5	8.00	8.00	.29043711	189.55905814
6	14.00	14.00	.22501820	45.73349728
7	12.00	12.00	.13649182	9.92317352
8	16.00	16.00	.11582859	163.70868775
9	20.00	20.00	.11136552	-15.01507823
10	22.00	22.00	.08014281	213.68634035

AnnexeE

11	24.00	24.00	.06403007	177.82918086
12	34.00	34.00	.04713230	-66.53892581
13	30.00	30.00	.04276178	124.54274103
14	26.00	26.00	.04275028	14.66081857
15	18.00	18.00	.03492867	-14.16373289
16	44.00	44.00	.03028029	84.15578469
17	32.00	32.00	.02682942	8.85924854
18	48.00	48.00	.02216466	-85.43447954
19	38.00	38.00	.02167442	116.53214935
20	36.00	36.00	.01954756	183.86573305
21	40.00	40.00	.01716888	-84.09460511
22	46.00	46.00	.01466402	-56.74896243
23	54.00	54.00	.01288958	233.97879310
24	58.00	58.00	.01179816	55.07253783
25	50.00	50.00	.01109094	93.89090833
26	56.00	56.00	.01061784	87.80644815
27	60.00	60.00	.00832876	-85.06763067
28	68.00	68.00	.00770839	171.52115959
29	42.00	42.00	.00580904	130.30191954
30	28.00	28.00	.00557537	49.56080494

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1),
vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

nH	AmpH(pu)	Déphas(Deg.)
0	.000	.000
1	.999	.004
2	.000	-2.916
3	.006	2.590
4	.000	5.854
5	.002	-63.110
6	.000	-.047
7	.254	-10.832
8	.000	-50.440
9	.193	24.762

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), résultat:

! alpha(1) =	28.10745638	F(1)=	-.46065129E-03 !
! alpha(2) =	49.56290078	F(2)=	.38746531E-05 !
! alpha(3) =	60.45882779	F(3)=	.38387487E-03 !
! alpha(4) =	122.71375317	F(4)=	-.76076545E-04 !
! alpha(5) =	127.40722037	F(5)=	-.24218645E-03 !
! alpha(6) =	154.32219948	F(6)=	.23926167E-03 !

Résultat non Valable, Reprendre la Recherche.

Simulation du système en cours ...

Cycles: 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45
46 47 48 49 50 51

... Simulation du Système Terminée ...

... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et
tension pour :ond1un(1),...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

Vdc0 =	55.9770(V)	I base =	2.9462(A)
FundDs=	.0000(Deg)	PhsShift=	.0000(Deg)
p_max =	30	InvNumb =	1
Cf(2)=	330.0000(µF)	ModDpthD=	1.0000
Vbase =	55.9770(V)		

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhAng
1	2.00	2.00	7.30603391	16.90083590

AnnexeE

2	6.00	6.00	.81237875	3.81226383
3	10.00	10.00	.61963678	208.92622756
4	4.00	4.00	.32331903	-23.59992542
5	8.00	8.00	.27672873	189.28806165
6	14.00	14.00	.23223616	45.14030744
7	12.00	12.00	.12772223	10.31421430
8	20.00	20.00	.11231792	-12.75575485
9	16.00	16.00	.11209653	164.67126803
10	22.00	22.00	.07717818	216.96808785
11	24.00	24.00	.06879280	180.01843349
12	34.00	34.00	.04748146	-62.26888823
13	26.00	26.00	.04263428	20.11615631
14	30.00	30.00	.04108683	129.46998583
15	44.00	44.00	.02992999	88.33106192
16	18.00	18.00	.02819657	-19.95636815
17	32.00	32.00	.02477659	17.56379646
18	38.00	38.00	.02451990	120.86003045
19	48.00	48.00	.02422957	-82.21804158
20	36.00	36.00	.01999180	195.67455725
21	40.00	40.00	.01478540	-76.56051754
22	58.00	58.00	.01264432	61.28103531
23	54.00	54.00	.01237826	240.07247629
24	46.00	46.00	.01229267	-46.67487729
25	50.00	50.00	.00964749	102.83232177
26	28.00	28.00	.00921322	22.76742329
27	56.00	56.00	.00866411	92.35555634
28	60.00	60.00	.00787543	-76.45714637
29	62.00	62.00	.00628292	264.79177557
30	52.00	52.00	.00620688	133.12610087

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1),
vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

nH	AmpH(pu)	Déphas(Deg.)
0	.000	.000
1	.999	-.058
2	.000	8.611
3	.006	16.199
4	.000	-11.594
5	.002	-77.823
6	.000	-13.317
7	.251	-10.729
8	.000	-51.180
9	.195	24.251

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), résultat:

! alpha(1) =	28.10099269	F(1) =	-.46826978E-03 !
! alpha(2) =	49.53747736	F(2) =	.39129507E-04 !
! alpha(3) =	60.43534293	F(3) =	.48722330E-03 !
! alpha(4) =	122.78805701	F(4) =	-.84238030E-04 !
! alpha(5) =	127.46724610	F(5) =	-.27148421E-03 !
! alpha(6) =	154.32688127	F(6) =	.24126041E-03 !

Résultat non Valable, Reprendre la Recherche.

Simulation du système en cours ...

Cycles: 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45
46 47 48 49 50 51

... Simulation du Système Terminée ...

... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et
tension pour :ond1un(1), ...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

```

AnnexeE
Vdc0 = 55.9759(V) I base = 2.9461(A)
FundDs= .0000(Deg) PhsShi ft= .0000(Deg)
p_max = 30 InvNumb = 1
Cf( 2)= 330.0000(µF) ModDpthD= 1.0000
Vbase = 55.9759(V)

```

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhAng
1	2.00	2.00	7.31325648	16.92525609
2	6.00	6.00	.80992422	3.76374482
3	10.00	10.00	.61979266	209.00441146
4	4.00	4.00	.32221312	-23.94766604
5	8.00	8.00	.27362926	189.04742696
6	14.00	14.00	.23383737	45.11771987
7	12.00	12.00	.12536595	10.17368310
8	20.00	20.00	.11237161	-12.29230118
9	16.00	16.00	.11103740	164.70475856
10	22.00	22.00	.07614821	217.86346116
11	24.00	24.00	.06983150	180.53888686
12	34.00	34.00	.04757439	-61.22557279
13	26.00	26.00	.04233905	21.48832160
14	30.00	30.00	.04064462	130.55503946
15	44.00	44.00	.02984510	89.33274850
16	18.00	18.00	.02665719	-22.26678509
17	38.00	38.00	.02523634	121.86356355
18	48.00	48.00	.02474002	-81.47245600
19	32.00	32.00	.02422695	19.98759084
20	36.00	36.00	.02005063	198.66873364
21	40.00	40.00	.01419300	-74.77853276
22	58.00	58.00	.01291618	62.58333335
23	54.00	54.00	.01228486	241.50341078
24	46.00	46.00	.01170925	-43.39724703
25	28.00	28.00	.01029388	19.61821722
26	50.00	50.00	.00926871	105.36139064
27	56.00	56.00	.00813492	94.30140278
28	60.00	60.00	.00775567	-73.73356409
29	52.00	52.00	.00674416	129.44531712
30	62.00	62.00	.00664500	263.99624785

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1),
vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

nH	AmpH(pu)	Déphas(Deg.)
0	.000	.000
1	.999	-.059
2	.000	12.428
3	.006	15.830
4	.000	-19.274
5	.002	-79.968
6	.000	-16.569
7	.251	-10.798
8	.000	-60.729
9	.196	24.201

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), résultat:

```

! alpha( 1) = 28.09307198 F( 1)= -.21820454E-04 !
! alpha( 2) = 49.50643033 F( 2)= .59479558E-05 !
! alpha( 3) = 60.40618446 F( 3)= .21979560E-04 !
! alpha( 4) = 122.90698663 F( 4)= -.41034528E-05 !
! alpha( 5) = 127.57591975 F( 5)= -.12795189E-04 !
! alpha( 6) = 154.33993611 F( 6)= .11896459E-04 !

```

Résultat non Valable, Reprendre la Recherche.

Simulation du système en cours...

Cycles: 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15

AnnexeE

16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45
 46 47 48 49 50 51

... Simulation du Système Terminée ...
 ... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et tension pour : ond1un(1), ...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

Vdc0 = 55.9742(V) I base = 2.9460(A)
 FundDs= .0000(Deg) PhsShift= .0000(Deg)
 p_max = 30 InvNumb = 1
 Cf(2)= 330.0000(µF) ModDpthD= 1.0000
 Vbase = 55.9742(V)

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhAng
1	2.00	2.00	7.32054227	16.93384509
2	6.00	6.00	.80723155	3.80529553
3	10.00	10.00	.62060284	209.17166533
4	4.00	4.00	.32109408	-24.51451667
5	8.00	8.00	.26875091	188.66425320
6	14.00	14.00	.23633884	45.11219196
7	12.00	12.00	.12155755	10.02923826
8	20.00	20.00	.11240026	-11.37066670
9	16.00	16.00	.10923713	164.90912086
10	22.00	22.00	.07465057	219.41286268
11	24.00	24.00	.07150070	181.56162937
12	34.00	34.00	.04763862	-59.37754012
13	26.00	26.00	.04191862	23.80044812
14	30.00	30.00	.03991846	132.44115533
15	44.00	44.00	.02963729	91.21150716
16	38.00	38.00	.02628406	123.77775090
17	48.00	48.00	.02546637	-79.91016398
18	18.00	18.00	.02435253	-26.01593430
19	32.00	32.00	.02339621	24.21755014
20	36.00	36.00	.02022058	203.62826754
21	58.00	58.00	.01325566	65.11220622
22	40.00	40.00	.01322858	-71.42287054
23	28.00	28.00	.01211029	16.21435522
24	54.00	54.00	.01203618	244.06223017
25	46.00	46.00	.01079156	-37.59221743
26	50.00	50.00	.00861539	110.00977089
27	52.00	52.00	.00764335	125.83190005
28	60.00	60.00	.00752799	-69.03331854
29	56.00	56.00	.00730121	97.59885900
30	62.00	62.00	.00720610	264.03967768

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1), vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

nH	AmpH(pu)	Déphas(Deg.)
0	.000	.000
1	.999	-.049
2	.000	3.821
3	.005	14.794
4	.000	-2.906
5	.002	88.410
6	.000	-8.910
7	.250	-10.864
8	.000	-50.706
9	.198	24.139

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), résultat:

AnnexeE

```
! al pha( 1) = 28.09351120      F( 1)= .40391392E-04 !
! al pha( 2) = 49.50680882      F( 2)= -.10370857E-04 !
! al pha( 3) = 60.40782397      F( 3)= -.33270080E-04 !
! al pha( 4) = 122.91040305     F( 4)= .27259839E-05 !
! al pha( 5) = 127.57668203     F( 5)= .24240562E-04 !
! al pha( 6) = 154.34175863     F( 6)= -.23660599E-04 !
```

Résul tat non Val abl e, Reprendre l a Recherche.

Simulation du système en cours ...

```
Cycl es:  1  2  3  4  5  6  7  8  9 10 11 12 13 14 15
          16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30
          31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45
          46 47 48 49 50 51
```

... Simulation du Système Terminée ...

... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et tension pour : ond1un(1), ...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

```
Vdc0 = 55.9740(V)      I base = 2.9460(A)
FundDs= .0000(Deg)    PhsShi ft= .0000(Deg)
p_max = 30            InvNumb = 1
CF( 2)= 330.0000(µF)  ModDpthD= 1.0000
Vbase = 55.9740(V)
```

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhAng
1	2.00	2.00	7.32080676	16.94250790
2	6.00	6.00	.80720214	3.80641362
3	10.00	10.00	.62056836	209.18708280
4	4.00	4.00	.32137367	-24.53147689
5	8.00	8.00	.26874492	188.64652389
6	14.00	14.00	.23633820	45.13682525
7	12.00	12.00	.12149903	10.01566960
8	20.00	20.00	.11238360	-11.34060889
9	16.00	16.00	.10920289	164.91403396
10	22.00	22.00	.07462009	219.45785993
11	24.00	24.00	.07150806	181.60290785
12	34.00	34.00	.04764312	-59.32050308
13	26.00	26.00	.04189302	23.85048366
14	30.00	30.00	.03991310	132.47778474
15	44.00	44.00	.02964382	91.28719153
16	38.00	38.00	.02629680	123.84028394
17	48.00	48.00	.02547847	-79.84039505
18	18.00	18.00	.02434083	-26.03043891
19	32.00	32.00	.02338514	24.32099239
20	36.00	36.00	.02021629	203.73259866
21	58.00	58.00	.01326758	65.20447439
22	40.00	40.00	.01322433	-71.35772273
23	28.00	28.00	.01212712	16.20704788
24	54.00	54.00	.01203940	244.16538359
25	46.00	46.00	.01078320	-37.44025506
26	50.00	50.00	.00861022	110.13500851
27	52.00	52.00	.00764954	125.80379229
28	60.00	60.00	.00752803	-68.86028516
29	56.00	56.00	.00729294	97.79635174
30	62.00	62.00	.00721578	264.04655695

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1), vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

```
nH      AmpH(pu)  Déphs(Deg.)
0        .000      .000
```

AnnexeE

1	.999	-.047
2	.000	4.807
3	.005	14.367
4	.000	-3.739
5	.002	88.324
6	.000	-9.865
7	.250	-10.865
8	.000	-49.544
9	.198	24.155

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), resultat:

! alpha(1) =	28.09452513	F(1)=	.38127459E-04 !
! alpha(2) =	49.50854626	F(2)=	-.24950046E-04 !
! alpha(3) =	60.40927637	F(3)=	-.45442841E-04 !
! alpha(4) =	122.90941273	F(4)=	-.12727265E-05 !
! alpha(5) =	127.57597008	F(5)=	.18813381E-04 !
! alpha(6) =	154.34215662	F(6)=	-.31283546E-04 !

Résultat non Valable, Reprendre la Recherche.

Simulation du système en cours ...

Cycles:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
	46	47	48	49	50	51									

... Simulation du Système Terminée ...

... Analyse par le programme FFT des grandeurs courant et tension pour :ond1un(1), ...

... Calcul du Spectre de la Tension vDC pour: ond1un(1) :

Vdc0 =	55.9741(V)	I base =	2.9460(A)
FundDs=	.0000(Deg)	PhsShift=	.0000(Deg)
p_max =	30	InvNumb =	1
Cf(2)=	330.0000(μF)	ModDpthD=	1.0000
Vbase =	55.9741(V)		

p	rp	nH	Harmon_Ampl	Harmo_PhAng
1	2.00	2.00	7.32067573	16.94319381
2	6.00	6.00	.80722990	3.81239407
3	10.00	10.00	.62055521	209.19369675
4	4.00	4.00	.32140382	-24.51933315
5	8.00	8.00	.26883808	188.66035402
6	14.00	14.00	.23630273	45.14993987
7	12.00	12.00	.12157060	10.03456449
8	20.00	20.00	.11238005	-11.33498103
9	16.00	16.00	.10922850	164.93128181
10	22.00	22.00	.07464995	219.44925470
11	24.00	24.00	.07148214	181.60925383
12	34.00	34.00	.04764101	-59.31831861
13	26.00	26.00	.04190693	23.84049927
14	30.00	30.00	.03992199	132.48071265
15	44.00	44.00	.02964575	91.30025630
16	38.00	38.00	.02628127	123.84741183
17	48.00	48.00	.02546710	-79.82011264
18	18.00	18.00	.02438151	-25.95457326
19	32.00	32.00	.02339783	24.27204052
20	36.00	36.00	.02021657	203.67805096
21	58.00	58.00	.01326129	65.21973245
22	40.00	40.00	.01323949	-71.35850532
23	28.00	28.00	.01209990	16.28450002
24	54.00	54.00	.01204209	244.18509581
25	46.00	46.00	.01079978	-37.51010278

AnnexeE

26	50.00	50.00	.00862373	110.11589379
27	52.00	52.00	.00763601	125.90832897
28	60.00	60.00	.00753413	-68.89248195
29	56.00	56.00	.00730768	97.77364408
30	62.00	62.00	.00720708	264.10338327

... Calcul du Spectre de la Tension vLoad pour ond1un(1),
vLoad(1), 2M+3 premiers harmoniques restants, (M = 3) :

nH	AmpH(pu)	Déphas(Deg.)
0	.000	.000
1	.999	-.046
2	.000	6.696
3	.005	14.388
4	.000	-6.448
5	.002	88.500
6	.000	-11.654
7	.250	-10.858
8	.000	-49.405
9	.198	24.164

... Recherche de Solution pour: ond1un(1), résultat:

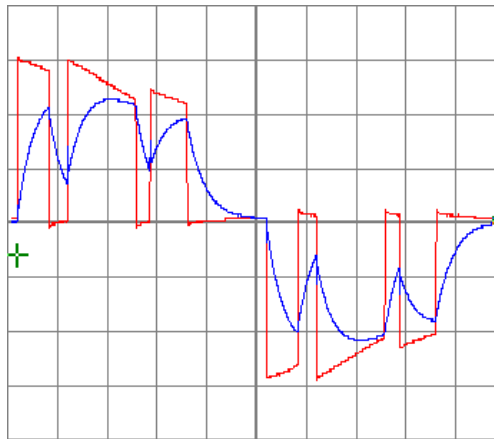
Solution Optimale Trouvée Après : 8 Essais, avec Eps**2 = .2892E-11

```
!-----!
! alpha( 1) = 28.09405955      F( 1)= .82227109E-06 !
! alpha( 2) = 49.51005036      F( 2)= -.83584180E-06 !
! alpha( 3) = 60.41101264      F( 3)= -.90823537E-06 !
! alpha( 4) = 122.89564063     F( 4)= .21521259E-06 !
! alpha( 5) = 127.56269144     F( 5)= .62367669E-06 !
! alpha( 6) = 154.34007073     F( 6)= -.50660936E-06 !
!-----!
```

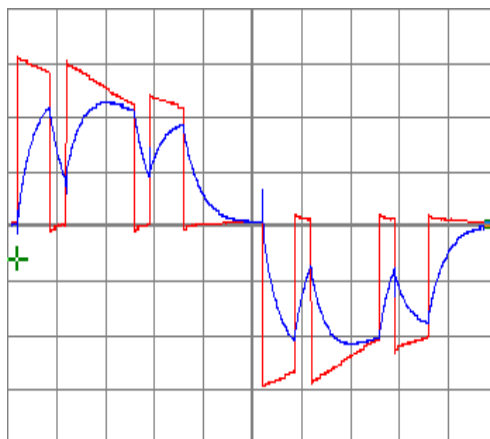
Recherche de Solution Terminée.

ANNEXE F: OSCILLOGRAMMES - STRATEGIES MLI VECTORIELLE OPTIMISEE SYMETRIQUE ET ASYMETRIQUE

Les figures **F.1** à **F.8** représentent les relevés expérimentaux permettant la comparaison entre les résultats correspondants à l'application de la stratégie MLI vectorielle optimisée proposée dans les deux cas de situations où l'onde MLI de tension de sortie obtenue pour l'onduleur monophasé débitant sur charge RL est symétrique (tension de source continue idéale (lisse)) *b*) et pratique (tension de source continue ondulée (capacité $C_{DC} = 330 \mu\text{F}$) *a*). La différence apparaît distinctement dans les formes relatives à la stratégie conventionnelle qui montre une forme du courant qui s'écarte de la forme sinusoïdale nettement visible au fur et à mesure que M augmente.



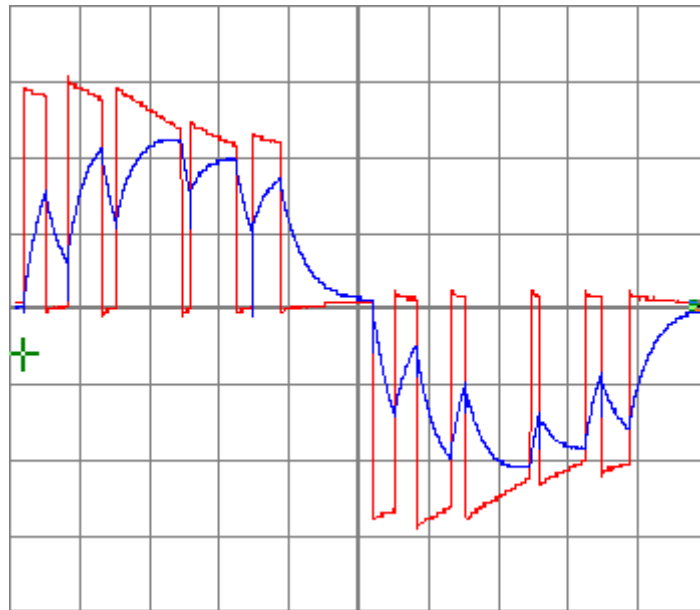
a)



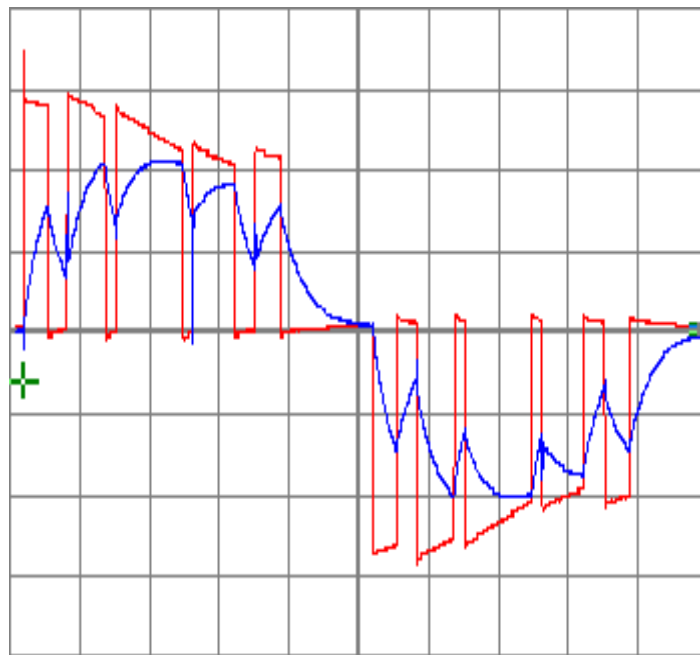
b)

Fig.F.1 Oscillogramme du relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 3$, $D = 0.89$, 3^{ème} harmonique éliminé.
20 Volts / division, 2ms / division.

- v_{RL}
 - image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .
- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.



a)

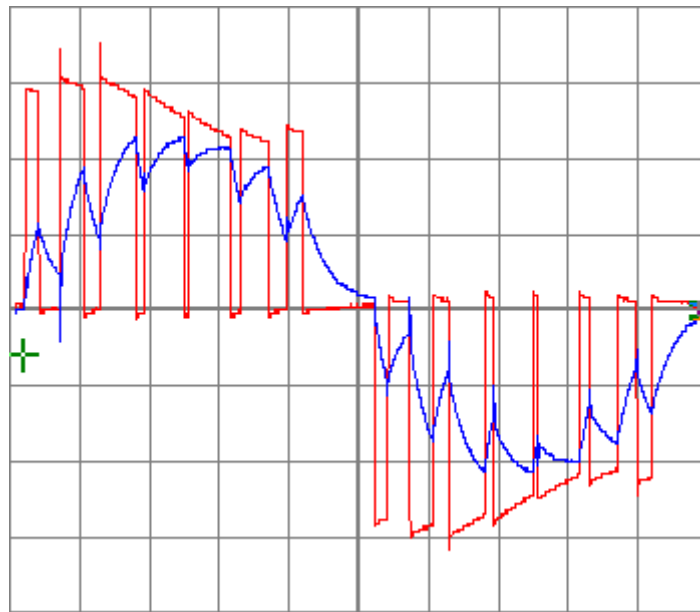


b)

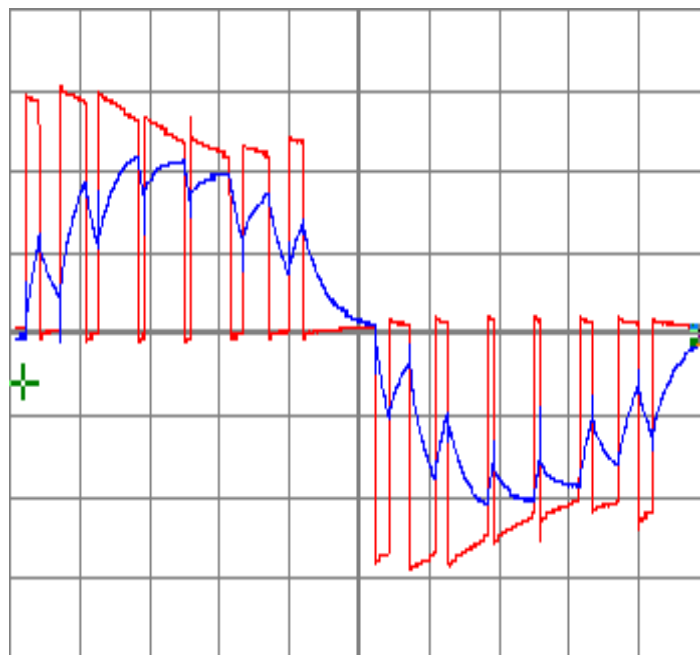
Fig.F.2 Oscillogramme relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 5$, $D = 0.89$, $3^{\text{ème}}$ et $5^{\text{ème}}$ harmoniques éliminés.
20 Volts / division, 2ms / division.

— v_{RL}
— image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .

- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.



a)

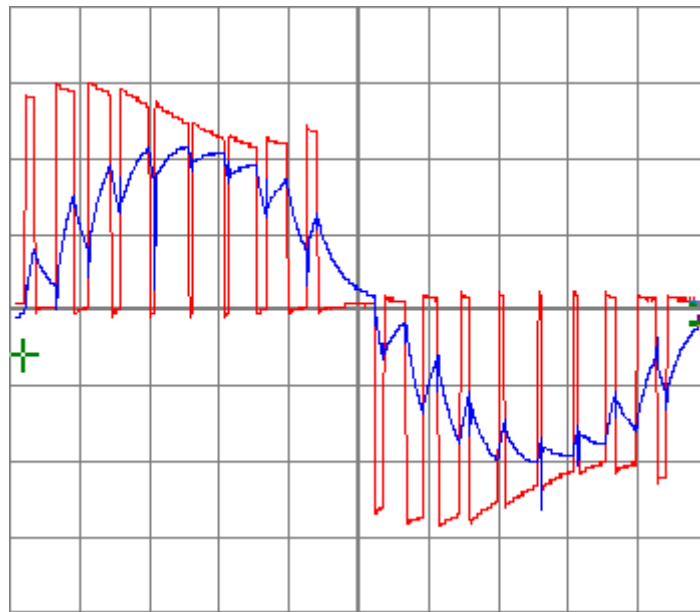


b)

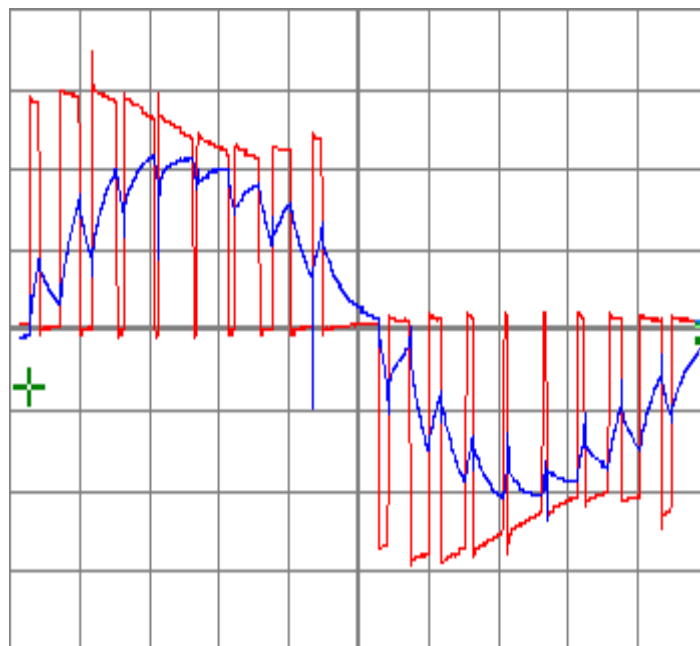
Fig.F.3 Oscillogramme relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 7$, $D = 0.89$, $3^{\text{ème}}$, $5^{\text{ème}}$ et $7^{\text{ème}}$ harmoniques éliminés. 20 Volts / division, 2ms / division.

— v_{RL}
 — image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .

- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
 b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.



a)

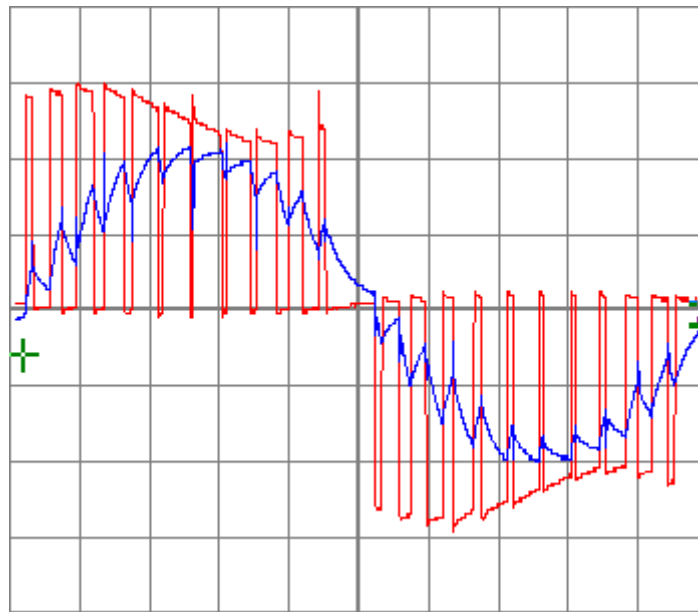


b)

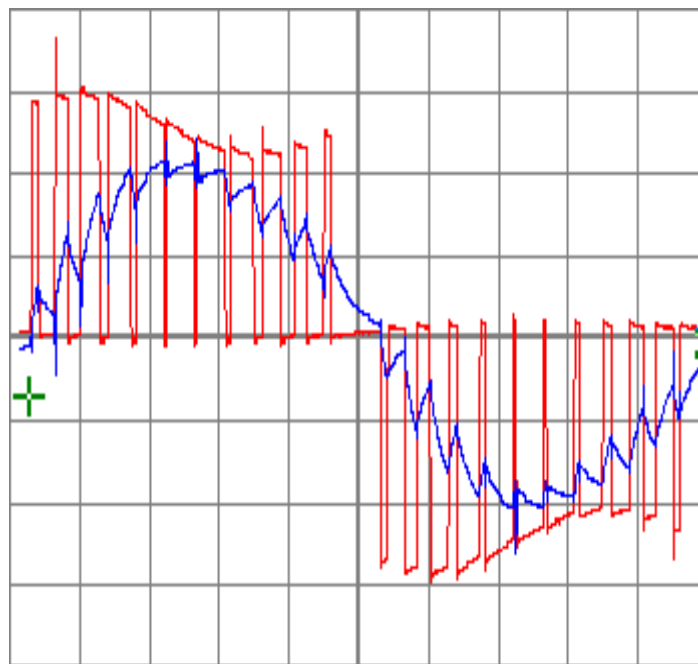
Fig.F.4 Oscillogramme relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 9$, $D = 0.89$, 3^{ème}, 5^{ème}, 7^{ème} et 9^{ème} harmoniques éliminés. 20 Volts / division, 2ms / division.

— v_{RL}
 — image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .

- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
 b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.



a)

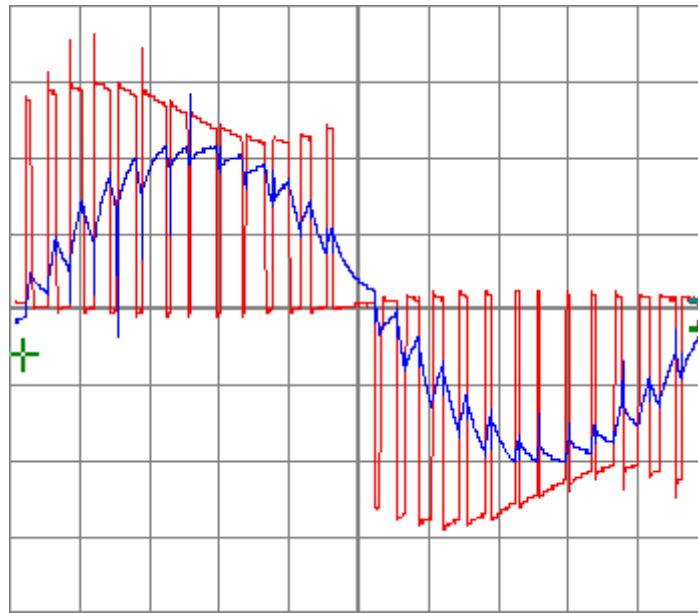


b)

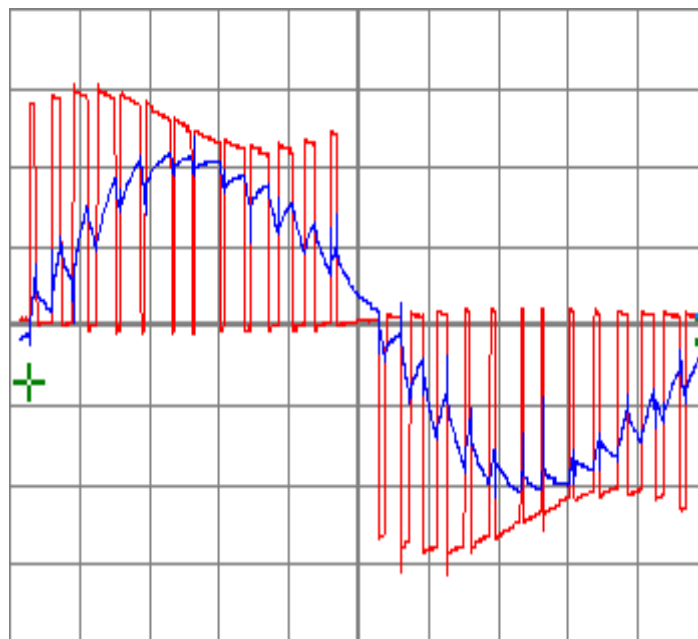
Fig.F.5 Oscillogramme relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 11$, $D = 0.89$, 3^{ème}, 5^{ème}, 7^{ème}, 9^{ème} et 11^{ème} harmoniques éliminés. 20 Volts / division, 2ms / division.

— V_{RL}
 — image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .

- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
 b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.



a)

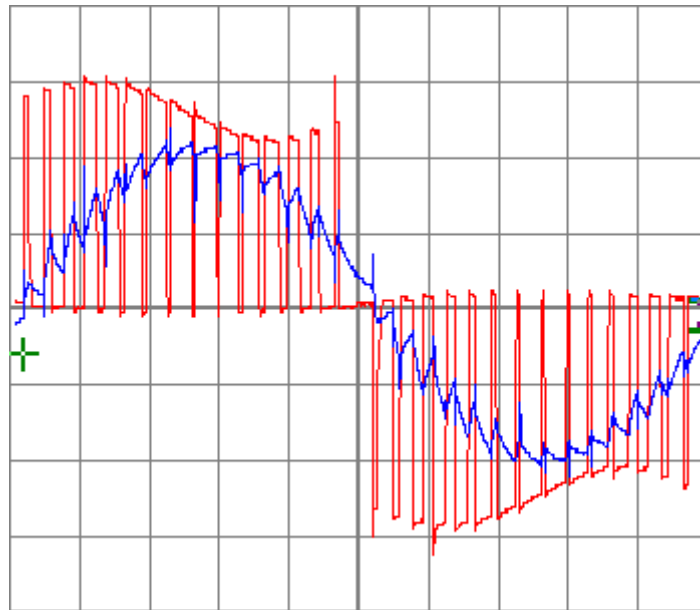


b)

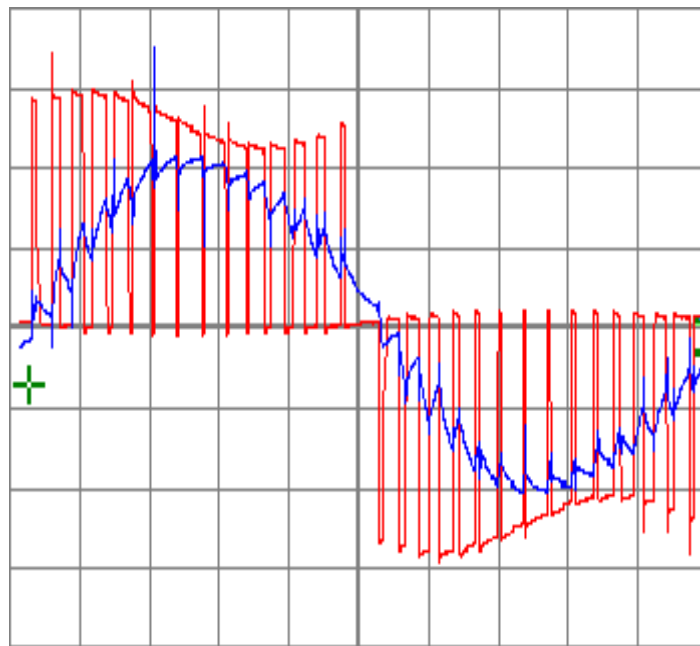
Fig.F.6 Oscillogramme relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 13$, $D = 0.89$, 3^{ème}, 5^{ème}, 7^{ème}, 9^{ème}, 11^{ème} et 13^{ème} harmoniques éliminés. 20 Volts / division, 2ms / division.

— v_{RL}
 — image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .

- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
 b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.



a)

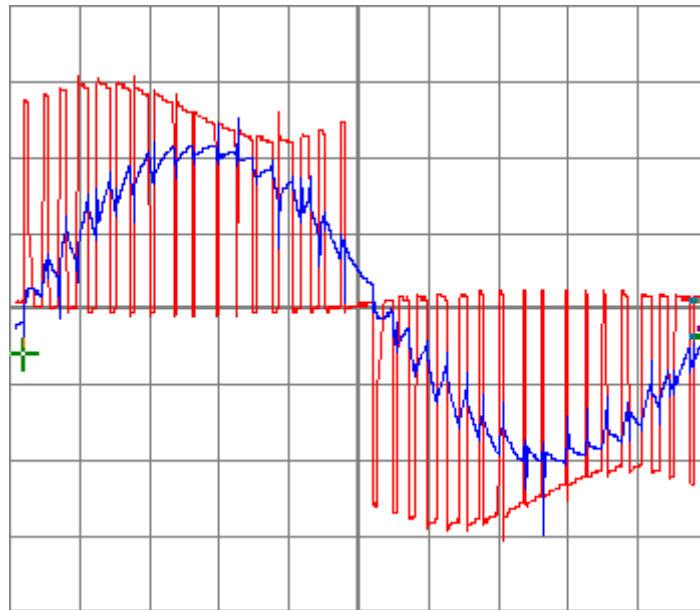


b)

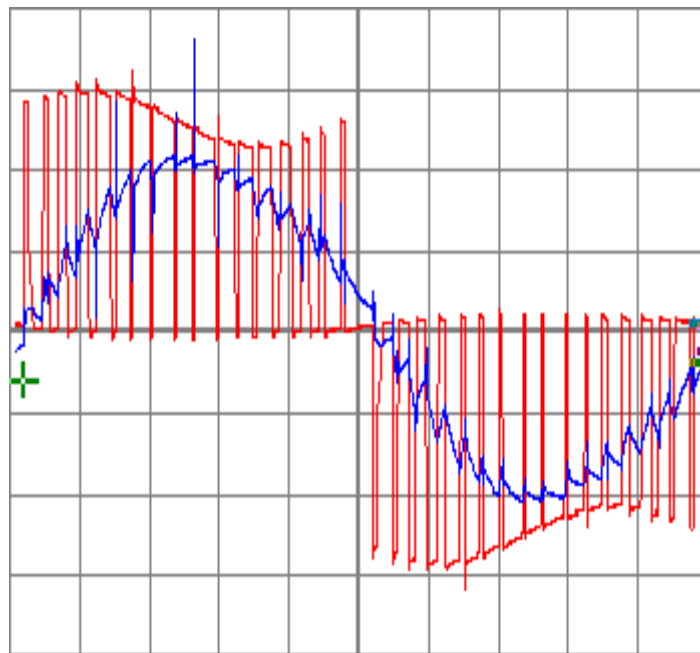
Fig.F.7 Oscillogramme relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 15$, $D = 0.89$, 3^{ème}, 5^{ème}, 7^{ème}, 9^{ème}, 11^{ème}, 13^{ème} et 15^{ème} harmoniques éliminés. 20 Volts / division, 2ms / division.

— v_{RL}
 — image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .

- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
 b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.



a)



b)

Fig.F.8 Oscillogramme relevé expérimental de la tension et courant de la charge RL alimentée par onduleur MLI vectoriel HEPWM pour $M = 17$, $D = 0.89$, 3^{ème}, 5^{ème}, 7^{ème}, 9^{ème}, 11^{ème}, 13^{ème}, 15^{ème} et 17^{ème} harmoniques éliminés. 20 Volts / division, 2ms / division.

— V_{RL}
 — image tension du courant i_{Load} mesurée aux bornes de R_L .

- a) Pour MLI HEPWM vectorielle
 b) Pour MLI HEPWM conventionnelle.