

République Algérienne Démocratique et Populaire

*Ministère de l'Enseignement supérieur
et de la Recherche Scientifique*

Université de MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU

Faculté de Génie électrique et de l'Informatique.



mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme d'Etudes Supérieures en Electrotechnique

Option : Machines électriques.

Thème:

**Etude comparative de deux stratégies PWM pour
un onduleur multi-niveaux.**

Présenté par :

M^r AMROUNI Samir.

M^r AKKOU Abdellah.

Promoteur :

M^{me} KACHENOURA

Année universitaire: 2012/2013

Remerciements

Je tiens à remercier ici l'ensemble des personnes qui ont contribué à la réussite de ce modeste travail.

Tout d'abord, j'adresse ma profonde reconnaissance à notre chère promotrice M^{me} KACHENOURA qui a été disponible avec nous au long de ce travail quelque soit avec ces orientations ou bien avec l'aide matériel, je lui souhaite une vie pleine de bonheurs et de succès.

J'adresse également mes sincères remerciements à l'ensemble des membres de jury de soutenance, en commençant par madame MEGHERBI, qui a accepté de présider ce jury composé monsieur CHALLAL et monsieur NAHI.

J'adresse enfin des remerciements particuliers à toutes les personnes qui ont pu se déplacer pour assister à la soutenance, et dont certaines sont venues de loin. Je reviens à ma famille, et notamment mes parents qui ont soutenu mes choix et ont toujours tout mis en œuvre pour m'offrir de bonnes conditions de travail.

AMROUNI Samir

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à ma promotrice madame KACHENOURA Rahma, enseignante au département électrotechnique UMMTO. Je tiens à la remercier tout particulièrement pour m'avoir fait bénéficier de son savoir, son expérience, son soutien moral et financier, mais aussi de la bonne volonté et de la patience dont elle a fait preuve tout au long de la réalisation de ce travail.

Je remercie l'ensemble des enseignants de l'Université du MOULOUZ MAMMERI DE TIZI-OUZOU département ETH et aussi mes collègues étudiants, pour m'avoir fait partager leurs expériences.

Je remercie et dédie ce travail à tous les membres de ma famille, spécialement ma mère pour leurs patiences, leurs encouragements incessants, et leurs supports morales durant mes longues années d'études.

Enfin, je le dédie à mes amis et à toute personne qui m'a aidé de près ou de loin tout le long de mon cheminement.

AKKOU Abdellah

INTRODUCTION

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont dus:

- Les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement, de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant de plus en plus élevés.
- Les nouvelles structures de convertisseurs, certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées (convertisseurs à commutation douce, ou dotés de circuits d'aide à la commutation). D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux des puissances importantes (structures Multi-niveaux, multicellulaires et multicellulaires étagées ...).
- de nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées.
- Le développement de micro-calculateur puissant

Quels sont les enjeux qui ont pu motiver de tels progrès ? Probablement le besoin de maîtriser le transfert de niveaux de puissance électrique de plus en plus importants, pour des applications industrielles ou de traction ferroviaire et autres applications...

Grâce aux performances accrues des convertisseurs statiques, de nouveaux champs d'application se sont ouverts. Certains d'entre eux sont très exigeants en termes de performances dynamiques. Nous pouvons citer comme exemples, la dépollution des réseaux électriques, l'alimentation de machines électriques pour des applications particulières, l'amplification de puissance (audio...). Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui générerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, et il n'y aurait pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé(e), car

Introduction Générale

«l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation » (G. Séguier, [SEG,96]). Pour réduire les effets indésirables du découpage de la tension de sortie, tendre ainsi un peu plus vers 'le convertisseur idéal', il existe trois moyens d'action :

- On peut augmenter le nombre de niveaux disponibles en sortie du convertisseur statique. Cela permet alors de réduire l'amplitude des fronts de la tension découpée, donc l'amplitude des raies harmoniques induites par le découpage.
- On peut également augmenter la fréquence de découpage de la tension de sortie, de manière à repousser plus loin les harmoniques de découpage, faciliter ainsi leurs filtrage. Cela n'est possible que si les interrupteurs statiques ne commutent pas déjà à leur fréquence maximale admissible.
- Enfin, on peut chercher à optimiser la stratégie de commande, de manière à assurer une poursuite du signal de référence la meilleure possible, pour un convertisseur donné, commutant à une fréquence imposée par des limitations technologiques, et avec un nombre de niveaux donné.

Dans de nombreux procédés de fabrication, les machines électriques sont omniprésentes et sont fréquemment appelés à travailler en synchronisme, avec des tolérances souvent élevées pour assurer une qualité uniforme du produit et éviter les bruits. Les courants harmoniques, définis comme la présence des courants électriques non parfaitement sinusoïdaux dans les réseaux électriques [1], sont l'une des causes principales d'arrêts et de pertes de production dans de nombreuses industries. Ils sont principalement causés par la présence d'une charge électrique non linéaire dans le réseau de transmission, de distribution ou de l'usine et par le démarrage de charges motrices importantes en industrie.

Face à ces problèmes, on utilise les onduleurs multi-niveaux. En effet dans les systèmes de commande à grande puissance, les onduleurs classiques à deux niveaux ne sont plus efficaces.

Non seulement ils provoquent un niveau élevé de la dérivée dv/dt résultante de la commutation, mais aussi les interrupteurs ne supportent pas des fortes tensions inverses. Par conséquent, les onduleurs multi-niveaux ont été choisis comme le convertisseur de puissance préféré pour les applications à haute puissance [2], [3]. Parmi les algorithmes de commutation proposées dans la littérature[4], [5], la modulation de largeur d'impulsions dite space vector (vecteur spatial) ou SVPWM (Space Vector Pulse-Width Modulation), semble la plus prometteuse, du fait qu'elle offre une grande flexibilité dans l'optimisation

Introduction Générale

au niveau de la conception et est également bien adaptée pour une implémentation numérique.

Ainsi elle permet de maximiser la puissance disponible. Depuis plus d'une décennie [6], [7], les domaines d'applications des onduleurs de tension à modulation par largeur d'impulsion (MLI) ne cessent de se multiplier. Cependant le contrôle des onduleurs multi-niveaux, basé sur des algorithmes mathématiquement très élaborés, a souvent été implémenté en utilisant des processeurs DSP (Digital signal processing) en association avec des composants de type ASIC/FPGA (Application-Specific Integrated Circuit / Field-Programmable Gate Array) pour faire face aux contraintes de temps imposés par un contrôle temps réel [10]. Une telle association pour le traitement numérique du signal possède les inconvénients tels qu'une complexité au niveau de la conception des circuits imprimés (PCB), mais aussi une bonne maîtrise de la programmation simultanée: Software (C, Assembleur), et Hardware (VHDL, Verilog). Ces dernières années les récentes évolutions technologiques ont poussé les chercheurs à s'intéresser à un autre moyen d'implémenter des algorithmes de contrôle complexe utilisant un composant intégré unique comme FPGA qui simplifierait ainsi la structure du contrôle ainsi que sa validation[1 0).

Le sujet de maîtrise proposé, a pour objectif d'explorer les deux techniques de commande des onduleurs multi-niveaux SPWM et SVPWM. Ce mémoire apportera une réponse sur l'efficacité de ces techniques de commande dans l'élimination des harmoniques et la qualité de signal obtenue. Quelle est l'influence d'augmentation la fréquence de la porteuse triangulaire sur la qualité de signal obtenue a la sortie de l'onduleur ? Comment doit être la pente de la porteuse pour avoir un signal de meilleure qualité ?

L'objectif principal de ce travail est d'évaluer les performances de l'utilisation des onduleurs multi-niveaux (trois niveaux), pour la commande des machines à courant alternatif en utilisant les outils académiques disponibles (Matlab/Simulink). Les techniques de commande SPWM et SVPWM seront utilisées pour la commande des onduleurs multi-niveaux, elle se répartit comme suit :

Le premier chapitre sera consacré aux généralités sur la théorie des onduleurs et un rappel sur les différents semi-conducteurs utilisés pour leur réalisation et des généralités sur les onduleurs de tension multi-niveaux.

Introduction Générale

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de l'onduleur triphasé multi-niveaux, dont la topologie est de type diodes de bouclage structure NPC.

Le troisième chapitre traitera de la théorie de la modulation de largeur d'impulsion de type sinus-triangle (SPWM)

Le quatrième chapitre nous allons présenter un algorithme de calcul pour la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVPWM).

Le cinquième chapitre présentera les simulations des technique de modulation de largeur d'impulsion SPWM et SVPWM avec l'onduleur multi-niveaux structure NPC et interprétation les résultats obtenue pour évaluer leur performances.

Et enfin une conclusion générale présentera les contributions de ce mémoire et les recommandations du travail.

1.1 - Introduction :

Ces dernières années de nombreuses applications exige de fortes puissances, dans ce chapitre nous présenterons le principe de l'onduleur qui est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue, c'est la fonction inverse d'un redresseur. L'onduleur est un convertisseur de type continu/alternatif. Les principaux schémas permettant d'obtenir une ou plusieurs tensions à partir d'une tension continue sont énumérés.

- En monophasé, on peut obtenir une tension alternative on utilisant :

-L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée (souvent appeler onduleur en demi-pont).

-L'onduleur en pont (ou en pont complet) à quatre interrupteurs.

Après avoir présenté ces deux structures, nous compléterons l'étude de l'onduleur :

- En triphasé, on peut obtenir un système de trois tensions alternatives en utilisons un onduleur à six interrupteurs ou onduleur triphasé en pont. L'étude de son comportement montrera dans quels cas, il faut lui substituer trois onduleurs monophasés distincts.
- Lorsque la tension continue d'alimentation à une valeur élevée, pour réduire les tensions que doivent supporter les interrupteurs à l'état bloqué, on peut associer des cellules de commutations élémentaires en série ou en parallèle. On augmente simultanément le nombre de niveaux que peut prendre la tension de sortie. Cela correspond aux onduleurs multiniveaux.

1.2-Définition de l'onduleur de tension :

On appelle onduleur de tension un onduleur qui est alimenter par une source de tension continue, c'est –à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension « u » n'est pas affectée par les variations du courant i qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [15].

a-Principe :

Les onduleurs de tension sont des structures en pont constituées le plus souvent d'interrupteurs d'électroniques tels que les (IGBT, GTO, MOSFET et des transistors de puissance ou thyristors). Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion), on module la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée [16].

1.2.1-Onduleur monophasé en demi- pont :

L'onduleur monophasé en demi- pont utilise deux interrupteurs bidirectionnels en courant et une source de tension à point milieu.

On obtient d'ordinaire ce point milieu à l'aide de deux condensateurs C_1 et C'_1 de même capacité C . Si celle-ci est suffisante, on obtient deux tensions sensiblement constantes et égales à $E/2$ [17].

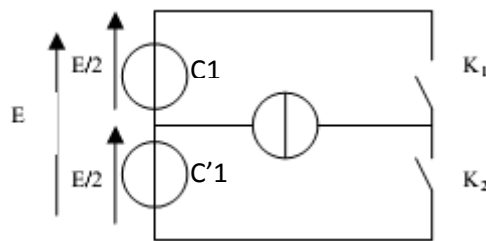


Fig 1.1 : cellule de commutation

a- Principe :

Puisque la somme des tensions $u_{c1}+u_{c'1}$ aux bornes des deux condensateurs est égale à E et que cette tension est supposée constante,

$$u_{c1}+u_{c'1}=E$$

Donne

$$C \cdot \frac{du_{c1}}{dt} = - C \cdot \frac{du_{c'1}}{dt}$$

$$i_{c1} = -i_{c'1}$$

Le courant de charge(ou de décharge) de C_1 égale au courant de décharge(ou de charge) de C'_1 .

Puisque $i' = i_{c'1} - i_{c1}$

$$i' = 2i_{c'1} = -2i_{c1} \quad (1.)$$

Le courant i' arrivant au point milieu du diviseur capacitif est le double du courant dans l'un des bras de celui-ci.

1.2.2- Onduleur monophasé en pont :

La fig1.2 représente le schéma de l'onduleur de tension. Nous avons alors supposé que les interrupteurs K_1 et K'_2 étaient fermés pendant la première alternance de la tension u' rendant celle-ci égale $+U$; les interrupteurs K_2 et K'_1 fermés pendant l'autre alternance rendant u' égale $-U$.

En fait, pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit et la source de courant jamais en circuit ouvert, la seule condition indispensable est que les commandes de K_1 et K'_1 soient complémentaires, ainsi que celles de K_2 et K'_2 .

Il est donc possible de décaler l'une par rapport à l'autre les commandes des deux demi-ponts pour faire varier la valeur de la tension u' toute en conservant une commande pleine onde pour K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 .

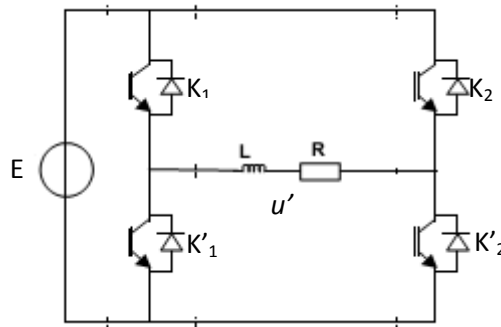


Fig1.2 : Onduleur monophasé en pont

a - Principe :

Désignant toujours par ω la pulsation du fondamental de la tension de sortie u' , en caractérise par l'angle β le décalage des commandes des deux demi-ponts :

K_1 est fermé pour $0 < \omega t < \pi$; K'_2 est fermé pour $\beta < \omega t < \pi + \beta$;

K'_1 est fermé pour $\pi < \omega t < 2\pi$; K_2 est fermé pour $\beta + \pi < \omega t < 2\pi + \beta$.

1.2.3- Onduleur triphasé en pont :

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi-ponts monophasés et en utilisant un diviseur capacitif commun.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatifs, i'_A, i'_B et i'_C , les interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être complémentaires deux à deux [19].

Pour que les tensions de sorties $v'A$, $v'B$ et $v'C$ soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamentale près, il faut commander chaque demi-pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent. En commande pleine onde, on ferme donc :

K_1 pour $\omega t = 0$ K'_1 pour $\omega t = \pi$

K_2 pour $\omega t = 2\pi/3$ K'_2 pour $\omega t = \pi + 2\pi/3$

K_3 pour $\omega t = 4\pi/3$ K'_3 pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$

- Si les courants i'_A , i'_B et i'_C sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré :

$$i'_A = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi);$$

$$i'_B = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3);$$

$$i'_C = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3).$$

Leur somme instantanée est nulle. Aucun courant ne passe dans la connexion entre le point neutre N et le point milieu 0 du diviseur capacitif : on peut supprimer cette connexion, et donc le diviseur qui devient inutile, sans que le régime des tensions et des courants de sortie soit modifié. On arrive ainsi au schéma usuel de l'onduleur de tension à six interrupteurs.

On va montrer que si les courants sont équilibrés mais non sinusoïdaux, la suppression de la liaison $0-N$ est non seulement mais qu'elle devient bénéfique.

- Ø Lorsque la tension continue d'alimentation à une valeur élevée, pour réduire les tensions que doivent supporter les interrupteurs à l'état bloqué, on peut associer des cellules de commutation élémentaires en séries ou en parallèle. On augmente simultanément le nombre de niveaux que peut prendre la tension de sortie. Cela correspond aux onduleurs multi niveaux.

1.3 - Onduleur multi-niveaux :

Si on dispose de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif), on peut faire apparaître autant de cellules de commutations élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveaux que l'on peut donner à la tension de sortie [21].

1.3.1 - Topologies d'onduleurs :

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. L'objectif de cette partie est de donner une vue générale des trois topologies de base des onduleurs multi-niveaux : la topologie à diode de bouclage, la topologie au condensateur flotteur et la topologie en cascade. Bien que cette partie ne soit en aucun cas une vue complète sur les topologies des onduleurs multi-niveaux mais elle couvre celles qui polarisent l'attention des chercheurs.

1.3.1.1 - Onduleur de tension à diode de bouclage

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveaux est celle de type NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée, la première fois en 1981, par Nabae et Al [1]. Sa représentation est la suivante.

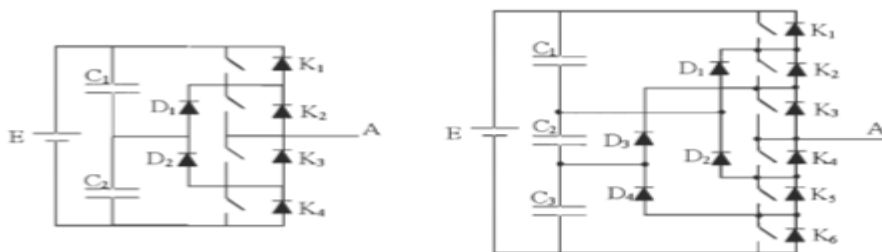


Fig 1.3 : Onduleurs à trois et à quatre niveaux (phase A)

1.3.1.2 Onduleur de tension à condensateur flotteur

La topologie de l'onduleur multi-niveaux à condensateur flotteur (flying capacitor multilevel inverter), a été proposée en 1992 [2]. Elle est considérée comme l'alternative la plus sérieuse à la topologie de l'onduleur NPC. L'avantage de cette topologie est qu'elle élimine le problème des diodes de bouclage présent dans les topologies des onduleurs NPC. En plus, cette topologie limite naturellement les contraintes en tension imposées aux

composants de puissance (faible valeur de dv/dt aux bornes des composants) et introduit des états de commutation additionnelles qui peuvent être utilisés pour aider à maintenir l'équilibre des charges dans les condensateurs. La topologie de l'onduleur à condensateur flotteur a assez d'états de commutation pour contrôler l'équilibre des charges dans chaque bras d'onduleur ayant n'importe quel nombre de niveaux, ce qui n'est pas le cas dans l'onduleur NPC. Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles doivent toujours être explorés: le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier; la topologie de l'onduleur à condensateur flotteur à multi-niveaux peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs; il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

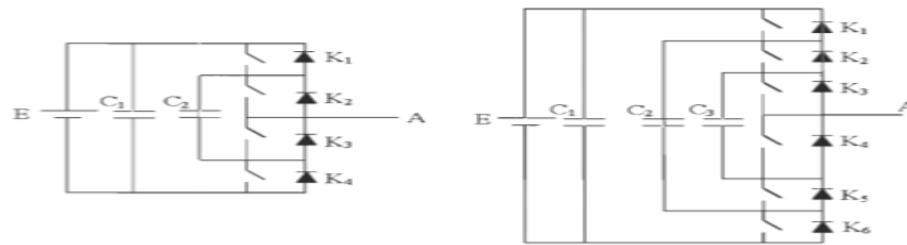


Fig 1.4 : Onduleurs à condensateurs flotteurs à trois et à quatre niveaux (phase A)

1.3.1.3 Onduleur de tension en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988 [3]. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés. Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire. L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système [4], [6]. La figure représente un onduleur monophasé en cascade à cinq niveaux.

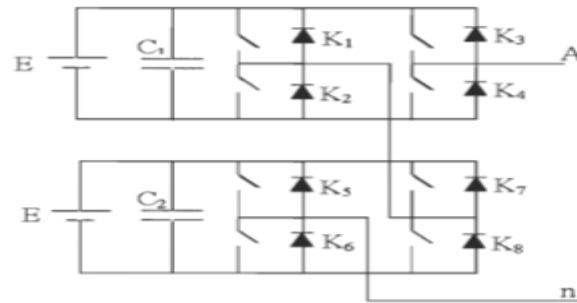


Fig 1.5 : Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase A)

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série telle que l'onde de la tension synthétisée est la somme des tensions de sortie. Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est définie par:

$$n=2s+1 \quad (1.1)$$

Où s est le nombre des sources des tensions continues.

L'avantage majeur de cette approche hybride est que le nombre de sortie peut être augmenté davantage sans aucun ajout de nouveaux composants. Il faut seulement des sources de tensions continues avec différents niveaux de tensions [5]. Probablement, le plus avantageux utilise des sources de tensions avec deux niveaux de tensions (E et $2E$) comme le montre la figure. Cet arrangement peut générer une tension à sept (07) niveaux ($0, +/-E, +/-2E, +/-3E$).

1.4 - Les différentes Composants de l'électronique de puissance utilisée dans les onduleurs

Les composants de l'électronique de puissance, doivent répondre à une commande qui exige l'état passant ou bloqué, ce changement de conductivité est possible grâce aux structures spéciales des semi-conducteurs qui contrôlent les porteurs de charges mobiles, trois différents types sont définis :

- **semi-conducteurs non contrôlés** : diodes de puissance: **PiN, SCHOTTKY, JBS.**
- **semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage**: Thyristors, Triacs.
- **semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage/blocage** :

→ Thyristors **GTO** (Gate Turn Off)

→ Transistors bipolaires de puissance **BJT** (Bipolar Junction Transistor)

→ Transistors de puissance **MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

→ **IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor)

→ **GCT** et **IGCT** (Integrated Gate Commutated Turn-off Thyristor)

→ **MCT** (Mos Controlled Thyristor)

→ **SIT** (Static Induction Transistor)

→ **SITH** (Static Induction thyristor)

Un nouvel horizon, qui est l'intégration en électronique de puissance, évolue vers une intégration de systèmes de puissance, comprenant les composants de conversion de l'énergie, des composants passifs, des éléments de commande et de protection. Deux technologies distinctes sont définies, la technologie hybride ou monolithique qui se divisent elle-même en:

- Circuits intégrés à haute tension **HVIC** (High Voltage Integrated Circuits).

- La technologie « Smart Power » : puissance intelligente.

On entend par « intelligent », le fait que les composants puissent réagir à différentes situations sans aide extérieure, donc ils puissent avoir une certaine autonomie.

Choix des interrupteurs

Les paramètres suivants sont importants pour un interrupteur en semi-conducteur conçu pour les applications de conversion de puissance [22]:

- > Courant maximal supporté.
- > Tension maximale bloquée.
- > Chute de tension à l'état passant et sa dépendance de la température.
- > Courant de fuite à l'état bloqué.
- > Capacité thermique.
- > Temps de transition de commutation pendant l'ouverture et la fermeture.
- > La tenue en $\frac{dv}{dt}$ à l'état bloqué ou pendant l'ouverture.
- > La tenue en $\frac{di}{dt}$ à l'état passant ou pendant la fermeture.
- > Capacité de résister aux courants et tensions excessifs.
- > Pertes de commutation. > La puissance contrôlée.

De manière générale, la constitution des semi-conducteurs de puissance est différente de leurs équivalents de courant faible. Des modifications sont faites sur les structures de bases afin de les adapter aux hautes tensions et aux forts courants.

En électronique de puissance, la diode bipolaire est souvent appelée diode PiN où *i* désigne une région peu dopée de type N, ainsi, le profil du champ électrique en régime inverse et les tenues en tensions seront augmentées par rapport à la diode **PN** standard [23].

La jonction **MS** (metal-semiconductor) est couramment connue sous la diode Barrière-Schottky, les principales caractéristiques d'une diode Schottky sont, la capacité à travailler en haute fréquence, ses faibles pertes (chute de tension très réduite) en polarisation directe. Elle est employée intensivement dans le domaine de l'électronique de puissance, en particulier en basses tensions et forts courants [24].

La diode **JBS** est un composant hybride issu d'un croisement entre une diode **PiN** et une diode Schottky [25]. L'intérêt d'une telle structure est d'obtenir une chute de tension directe plus faible qu'une diode bipolaire, tout en ayant un courant de fuite inverse plus faible qu'une diode Schottky. La technologie des thyristors est intrinsèquement plus performante que celle des transistors pour les valeurs de tension de blocage supérieures à 2,5 kV, elle offre un meilleur compromis entre la tension à l'état passant et la tension de blocage. L'ajout de la fonction d'extinction de gâchette impose plusieurs restrictions aux **GTO**. En effet La technologie de commande standard des **GTO**, largement répandue, provoquait des transitoires de commutations non homogènes, imposant l'utilisation de coûteux circuits amortisseurs de $\frac{dv}{dt}$ et $\frac{di}{dt}$, et de circuits de gâchette encombrants. Toutefois, elle a trouvé des domaines d'application intéressants pour les puissances entre 1 et 20 MVA, principalement dans les entraînements électriques à vitesse variable et dans la traction ferroviaire. Ces interrupteurs fonctionnent à des fréquences de commutations relativement basses [23] [26].

Les transistors bipolaires **BJT** sont utilisés dans les applications allant jusqu'à plusieurs centaines de kilowatts et à des fréquences allant jusqu'à 10 kHz. Les plus utilisés généralement dans les convertisseurs de puissances sont de type **NPN**, car ils possèdent, une chute de potentielle plus faible à l'état passant que le **PNP**, et ils ont une fréquence de commutation plus élevée (les électrons circulent plus vite que les trous) [27]. Pour la raison de son temps de commutation relativement grand, les pertes de commutation sont d'autant plus grandes que la fréquence augmente. Pour éliminer le besoin de grand courant de base, la

configuration Darlington est généralement utilisée [23]. Aussi pour conserver l'état passant le courant de base doit être présent en permanence, et un fort courant inverse et requis pour commuter à l'état ouvert rapidement, de ce fait le circuit de commande de la base devient complexe et coûteux [28].

Toutes ces limitations ont conduit au développement des transistors **MOSFET**, ces derniers ont permis d'obtenir des fréquences de commutations très élevées voisines de 1 MHz, avec une commande en tension qui nécessite une énergie pratiquement négligeable. Cependant, les **MOSFET** présentent de chutes de potentiels dus à la résistance à l'état passant, et donc des pertes en conduction d'autant plus importantes que la tension est grande par rapport aux **BJT** de même puissance. Ce qui limite leurs applications en haute tension à environ 1,2 kV [27].

Le transistor **IGBT** est l'un des composants de puissance le plus utilisé actuellement. Sa structure associe en sortie celle d'un transistor bipolaire **BJT** et celle d'un **MOSFET** en entrée. Donc l'**IGBT** regroupe les avantages en conduction du transistor bipolaire **BJT**, et les avantages en commutation et simplicité de commande du transistor **MOSFET**. Il est largement utilisé pour les applications de moyenne et dans certaines applications de haute tension, avec des tensions d'alimentation comprises entre 600V et 6.5kV, et des fréquences de l'ordre de 130 kHz [29] [30].

Les dispositifs « Smart Power » et **HVIC**, sont réalisés à partir de filières technologiques de type circuits intégrés. Des associations plus ou moins complexes sont envisageables, allant du simple interrupteur formé d'un **IGBT** avec sa diode en antiparallèle, le bras de pont, les ponts en H, ou triphasé (six-pack), ou même du hacheur (seven-pack), pour s'acheminer vers le module de puissance complet, baptisé **PIM** (power integrated module), réunissant dans un même boîtier : un pont redresseur à diodes, un hacheur de freinage, ainsi que les six **IGBT** de l'onduleur avec leurs diodes de roue libre. Quant aux modules dits « intelligents » ou **IPM** (intelligent power module), ils incluent en sus le driver et différents capteurs chargés de mettre en évidence un échauffement de température excessif, une surcharge ou un court-circuit. Ils sont conçus spécialement pour la commande des moteurs [31].

L'**IGCT** ou **GCT** (**IGCT** est un produit de ABB, **GCT** est un produit de Mitsubishi, mais le concept est le même), est un **GTO** optimisé et muni d'un circuit de commande de gâchette à faible inductance (constitué principalement de substrat, **MOSFETs**,

et capacités), afin de réduire considérablement la limitation due au $\frac{di}{dt}$, et permettre un fonctionnement sans circuit limiteur de $\frac{dv}{dt}$ (snubber), qui sont les principaux inconvénients des **GTO**, en plus de la fréquence de commutation assez lente. De ce fait il exploite de manière optimale la technologie des thyristors (pertes faibles et haut niveau de fiabilité) ainsi que l'extinction commandée sans circuit amortisseur (plus économique) pour les applications aux puissances de 0,5 MVA à plusieurs centaines de MVA à des fréquences allant jusqu'à plusieurs kHz.

Le thyristor **MCT** est une amélioration du thyristor (**GTO**) classique, où deux MOSFET sont intégrés afin de pouvoir forcer le composant au blocage et à l'amorçage. Ces thyristors offrent une solution intéressante pour la réalisation de convertisseurs, ils ne nécessitent pas d'impulsion d'extinction. Le **MCT** possède deux principaux avantages vis à vis du **GTO**, une commande plus simple pour commuter de l'état passant à l'état bloqué (un fort courant négatif n'est pas nécessaire) et des temps de commutation plus brefs (de l'ordre de quelques microsecondes). Le **MCT** est un composant commandé en tension comme l'**IGBT** ou le **MOSFET**, et la même énergie est nécessaire pour commuter un **MCT**, un **IGBT** ou un **MOSFET**. Les **MCT** présentent également de plus faibles tensions à l'état passant comparés aux **IGBT** ayant des caractéristiques similaires [22] [32].

On parlera maintenant des deux éléments de puissance le **SIT** et le **SITH**, tous deux très semblables dans la structure de base avec une légère modification au niveau des couches semi-conductrices.

Leurs principes de fonctionnement sont identiques au transistor **JFET**, qui peut s'assimiler à celui d'un barreau de semi-conducteur pour lequel on vient modifier sa résistance par l'application d'une tension négative sur la grille. Pour le **SIT** et le **SITH**, le courant principal circule entre le drain et la source, et son passage est limité par la résistance de la région N faiblement dopée, une grille, constituée de petits domaines de type P+, permet de modifier la conduction du substrat par effet d'induction. Les transistors statiques à induction **SIT** peuvent fonctionner à une puissance 100 kW à 100 kHz ou 10 W à 10 GHz [27].

Avant de fermer cette brèche, notons que tous les composants cités sont au Silicium, les recherches actuelles s'orientent vers un nouveau matériau semi-conducteur, on parle du Carbure de Silicium (Silicon Carbide) **SiC**. Le **SiC** est en mesure de bloquer une tension nettement plus élevée que le Silicium, cet avantage significatif hisse le **SiC** parmi les

meilleurs candidats pour les hautes tensions dans les dispositifs de l'électronique de puissance. Le nombre de composants de puissance réalisés sur carbure de silicium par diverses équipes augmente, la diversité des composants. On note ainsi dans la littérature des caractérisations de diodes **PiN**, Schottky, **JBS**, de **MOSFET** de puissance, de thyristors et d'**IGBT** [25]. Dans [23], une synthèse très satisfaisante est mise, des composants sus mentionnés en **SiC** avec des comparaisons de leurs homologues en Si.

1.5 - Type de commutation utilisée :

Les commutations des semi-conducteurs commandés peuvent être dures ou douces suivant qu'elles engendrent ou non des pertes de commutation significatives :

On peut distinguer 3 types de commutation, à la fermeture et à l'ouverture :

-commutation dure : le courant dans l'interrupteur et la tension à ses bornes varient simultanément, ce qui provoque une importante pointe de puissance instantanée dissipé dans l'interrupteur.

-commutation dure adoucie une inductance en série avec l'interrupteur à la fermeture ou un condensateur en parallèle à l'ouverture ralentit la montée du courant ou de la tension et réduit les pertes de commutation du composant semi-conducteur. de tels circuits sont appelés snubbers ou circuit d'aide à la commutation (CALC).

- commutation douce : si, à la fermeture, la montée du courant se fait après l'annulation de la tension (ZVS, zero-current switching), la commutation se fait virtuellement sans pertes.

La figure donne les formes d'ondes simplifiées du courant « i » dans le semi-conducteur commandé et de la tension « v » à ses bornes pour les différents types de commutation.

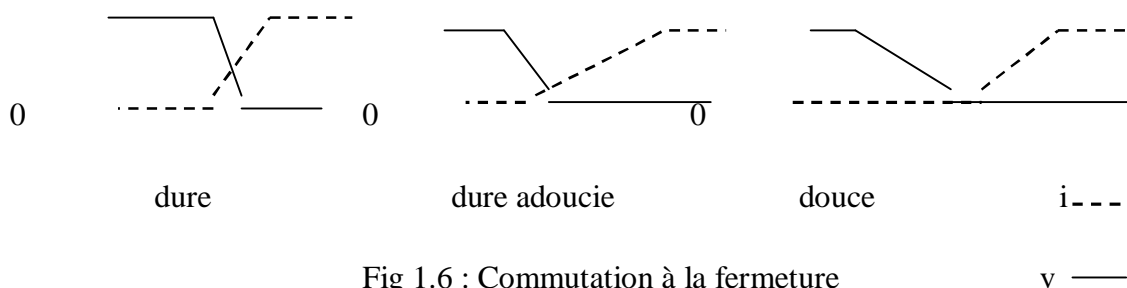


Fig 1.6 : Commutation à la fermeture

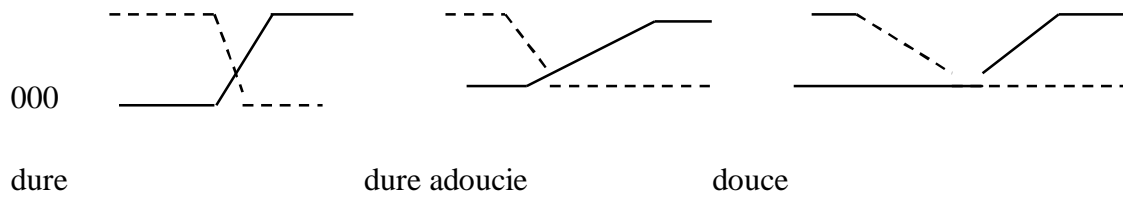


Fig 1.7 : Commutation à l'ouverture

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes composantes d'électronique de puissance utilisée dans les onduleurs de tension multi-niveaux et énuméré les principales topologies existantes. Le prochain chapitre sera consacré pour modéliser l'onduleur triphasé à diode de bouclage structure NPC.

2.1 Introduction

Tous les convertisseurs de l'électronique de puissance sont à base d'une cellule universelle. Le rôle des interrupteurs est de pouvoir moduler la puissance entre source(s) et charge(s).

La nature des interrupteurs électroniques K1 et K2 (Diode, Thyristor, thyristor dual, GTO, Transistor bipolaire, FET, MOS, IGBT ...) est fonction de la nature de la conversion à réaliser. Dans notre cas les sources de tension (Source) sont de nature continue et les sources de courant (Charge) sont de nature alternative, donc la conversion souhaitée est du type Energie Continue en Energie alternative. Le convertisseur effectuant cette transformation est appelé Onduleur. Dans les applications de moyennes puissances, les interrupteurs K1 et K2 sont constitués de transistors IGBT avec une diode en antiparallèle.

Pour analyser le fonctionnement de cette cellule, un nouveau formalisme qui consiste à utiliser la notion des fonctions de connexion et de conversion c'est développé ces dix dernières années [13] [14].

2.2 - Matrice des fonctions de connexion et de conversion

2.2.1 - Matrice des fonctions de connexion

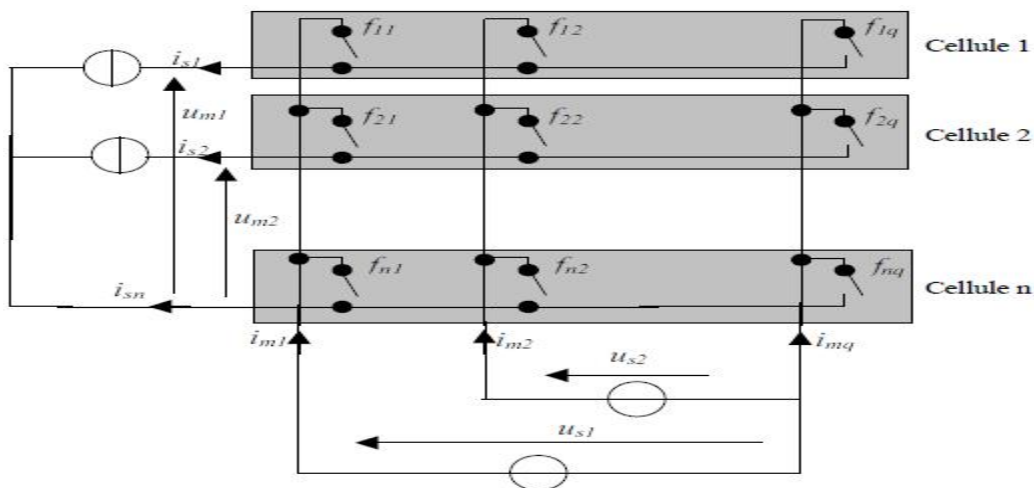


Fig.2.1 : Structure matricielle d'un onduleur n/q

Cette matrice est l'interprétation mathématique de la fig2.1. Les éléments de cette matrice de dimension (n*q) (nombre total d'interrupteurs) sont les fonctions de connexion des interrupteurs telles que :

$\sum_{k=1}^q f_{ck} = 1$ Avec $c = \{1 \dots \dots \dots n\}$. Cette relation signifie qu'à tout instant pour une cellule donnée, une seule connexion au plus est établie.

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1q} \\ f_{21} & f_{22} & & f_{2q} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ f_{n1} & f_{n2} & \dots & f_{nq} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

En définissant les vecteurs de tension et courant :

$$[v_s] = [v_{s1} \ v_{s2} \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ v_{sq}]^t, \quad [v_m] = [v_{m1} \ v_{m2} \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ v_{mn}]^t \quad (2.2)$$

$$[i_s] = [i_{s1} \ i_{s2} \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ i_{sq}]^t, \quad [i_m] = [i_{m1} \ i_{m2} \ \cdot \ \cdot \ \cdot \ i_{mn}]^t \quad (2.3)$$

Nous avons d'une manière condensée

$$[v_m] = [F][v_s] \quad (2.4)$$

$$[i_m] = [F]^T [i_s] \quad (2.5)$$

2.2.2 - Fonctions de conversion des structures matricielles

Ce sont des matrices qui relient les grandeurs de sortie et d'entrée du convertisseur. En d'autres termes, ce sont des coefficients qui mettent en relation les grandeurs commutées $[v_m]$ aux grandeurs modulées respectivement $[v_s]$. Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion. Lorsque la référence des tensions est commune de part et d'autre de la structure, on retrouve la matrice de connexion $[F]$, solution de (2.4) et (2.5).

Dans le cas général, une structure donnée génère deux matrices de conversion : l'une pour les tensions, l'autre pour les courants. Ainsi si la référence n'est pas la même pour les tensions d'entrée et de sortie, l'étude revient à considérer les tensions entre phases et les courants de lignes, comme dans les applications pratiques.

2.3 - Conversion des tensions et des courants

2.3.1 - Conversion des tensions

$$u_{sk} = v_{sk} - v_{sq} \quad (k=1,2,\dots,\dots,\dots,q-1) \quad (2.6)$$

$$u_{mc} = v_{mc} - v_{mn} \quad (c=1,2,\dots,\dots,\dots,n-1) \quad (2.7)$$

A partir des expressions (2.4) nous avons :

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^q f_{ck} v_{sk} \quad (2.8)$$

Et

$$v_{mn} = \sum_{k=1}^q f_{fk} v_{sk} \quad (2.9)$$

$$v_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} v_{sk} + f_{cq} v_{sq} \quad (2.10)$$

Et

$$v_{mn} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} v_{sk} + f_{nq} v_{sq} \quad (2.11)$$

Nous tirons à partir de la relation (2.a)

$$f_{cq} = 1 - \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} v_{ck} \quad (2.12)$$

Et

$$f_{nq} = 1 - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} \quad (2.13)$$

En remplaçant (2.a) dans (2.11), on obtient les tensions entre phases

$$u_{mc} = v_{mc} - v_{mn} = \sum_{k=1}^{q-1} f_{ck} (v_{sk} - v_{sq}) - \sum_{k=1}^{q-1} f_{nk} (v_{sk} - v_{sq}) \quad (2.14)$$

Soit :

$$u_{mc} = \sum_{k=1}^{q-1} m_{ck} - v_{sq} \quad (2.15)$$

$$\text{Avec } m_{ck} = f_{ck} - f_{nc} \quad (c = 1, 2, \dots, n-1) \quad m_{ck} \in (-1, 0, 1) \quad (2.16)$$

m_{ck} désigne les $(q-1)$ Fonction de conversion définissant les tensions de sortie u_{mc} à partir des $(q-1)$ tensions d'entrée u_{sk} .

En posant les vecteurs tensions :

$$[U_s] = [u_{s1}, u_{s2}, \dots, u_{sq-1}]^t \quad (2.17)$$

$$[U_m] = [u_{m1}, u_{m2}, \dots, u_{mq-1}]^t \quad (2.18)$$

Nous définissons par $[M_u]$ la matrice de conversion des tensions, dont les $(n-1)*(q-1)$ éléments sont des fonctions de conversion.

$$[M_m] = [M_u] [M_s] \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \\ \vdots \\ u_{mn-1} \end{bmatrix} = [M_u] \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ \vdots \\ u_{sq-1} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Avec

$$[M_u] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \dots & m_{1,q-1} \\ m_{21} & m_{22} & \dots & m_{2,q-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{n-1,1} & m_{n-1,2} & \dots & m_{n-1,q-1} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^n f_{ck} i_{sc} = \sum_{c=1}^{n-1} f_{ck} i_{sc} + f_{cn} i_{sc} \quad (2.22)$$

de plus nous avons:

$$\sum_{c=1}^n i_{sc} = 0 \quad \Rightarrow \quad i_{sn} = -\sum_{c=1}^{n-1} i_{sc} \quad (2.23)$$

On aboutit finalement

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^n (f_{ck} - f_{nk}) i_{sc} \quad k = (1,2,3 \dots \dots \dots, q - 1) \quad (2.24)$$

Soit

$$i_{mk} = \sum_{c=1}^{n-1} (m_{ck} i_{nc}) \quad m_{ck} \in (-1,0,1) \quad (2.25)$$

En considèrent les vecteurs courants

$$I_s = [i_{s1}, i_{s2} \dots \dots \dots i_{sq-1}]^t \quad I_M = [i_{m1}, i_{m2} \dots \dots \dots i_{mq-1}]^t \quad (2.26)$$

2.3.2 - Conversion des courants

A partir de la relation (2.5), Nous remarquons que

$$[M_i] = [M_u]^t \quad (2.27)$$

Par la suite nous retiendrons uniquement

$$[M_i] = [M_u]^t \quad (2.28)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{n1} & f_{12} - f_{n2} & \dots & f_{1,q-1} & f_{n,q-1} \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots \\ f_{n-1,1} - f_{n1} & f_{n-1,2} - f_{n2} & \dots & f_{n-1,q-1} & f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Nous pouvons établir l'expression matricielle exprimant la matrice de conversion à la matrice de connexion tel que :

$$[M] = [R_{cv}][F_r] \quad (2.30)$$

Avec

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1,q-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{n,1} & f_{n,2} & \dots & f_{n,q-1} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

- La matrice R_{cv} de dimension $(n-1)*n$ exprime la relation de conversion.
- La matrice $[F_r]$ de dimension $n*(q-1)$ désigne la matrice de connexion réduite obtenue à partir de la matrice $[F]$ après suppression de la dernière colonne.

2.4 - Applications à l'onduleur triphasé classique « convertisseur 3/2 »

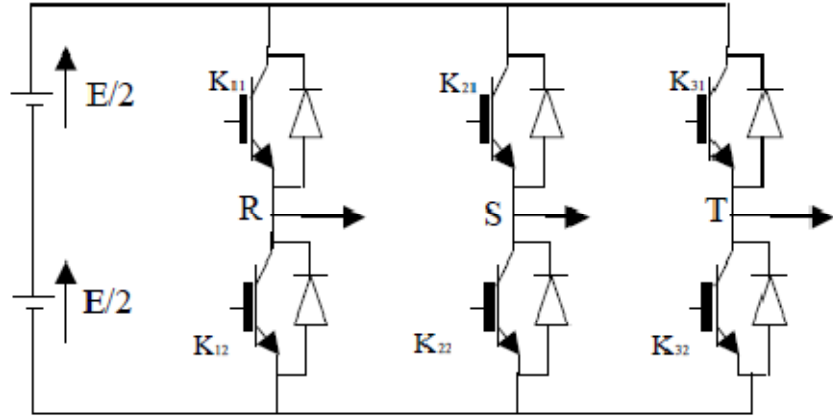


Fig2.2 : structure d'un onduleur en pont triphasé

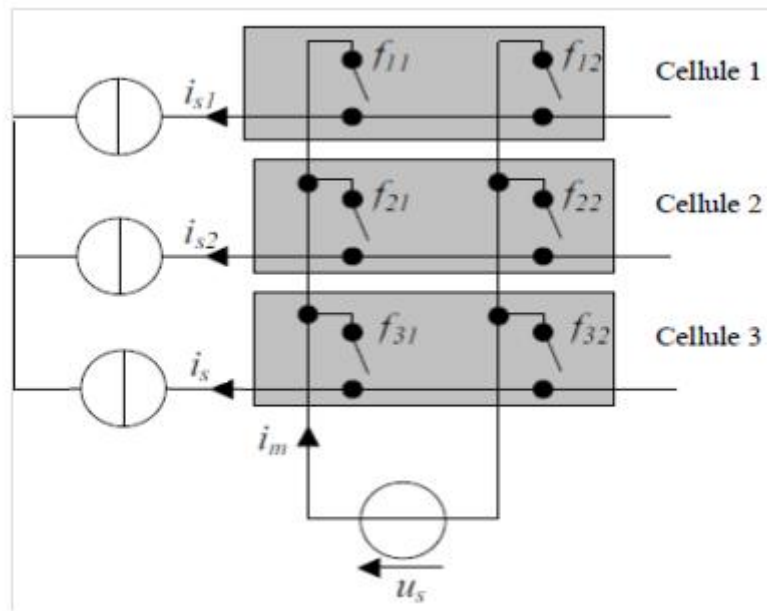


Fig2.3 : structure matricielle d'un onduleur en pont triphasé

Nous avons $n=3$ $q=2$ donc les matrices de connexion s'expriment par :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \\ f_{31} & f_{32} \end{bmatrix} \quad [F_r] = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$[R_{CV}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} f_{11} & -f_{31} \\ f_{21} & -f_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Les tensions et courants de sortie s'expriment :

$$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix} u_s \quad i_m = [m_1 \quad m_2] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Si nous posons $u_s = E$ $u_{m1} = u_{RT}$ $u_{m2} = u_{RS}$

f_{11}	f_{21}	f_{31}	m_1	m_2	u_{AC}	u_{BC}	i_{s1}	i_{s2}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	E	$-i_m$	i_m
1	1	0	1	1	E	E	0	i_m
1	0	0	1	0	E	0	i_m	0
1	0	1	0	-1	0	-E	i_m	$-i_m$
1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	-1	0	-E	0	$-i_m$	0
0	0	1	-1	-1	-E	-E	0	$-i_m$

Pour déduire la troisième tension composée nous savons :

$$v_{RT} = v_{RS} + v_{ST} \quad \Leftrightarrow \quad v_{RS} = v_{RT} - v_{ST} \quad (2.36)$$

Sachant que

$$\left. \begin{array}{l} v_{RT} = m_1 E \\ v_{RS} = m_2 E \end{array} \right\} \Leftrightarrow v = (m_1 - m_2) E \quad (2.37)$$

Soit $v_{RA} = m_3 E$

D'où l'expression des tensions composées :

$$\begin{bmatrix} v_{RT} \\ v_{ST} \\ v_{RS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ m_1 - m_2 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} f_{11} - f_{31} \\ f_{21} - f_{31} \\ f_{11} - f_{21} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

En introduisant la matrice $[R_{CV}]$

$$\begin{bmatrix} v_{RT} \\ v_{ST} \\ v_{RS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} E \quad (2.39)$$

Pour un système triphasé équilibré, la matrice de passage des tensions simples en fonction des tensions composées se calcule de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{RT} = v_{RN} - v_{TN} \\ v_{ST} = v_{SN} - v_{TN} \\ v_{RS} = v_{RN} - v_{SN} \end{cases} \quad (2.40)$$

D'où les tensions simples

$$\begin{cases} v_{RN} = \frac{1}{3} [v_{RT} - v_{RS}] \\ v_{SN} = \frac{1}{3} [v_{ST} - v_{RS}] \\ v_{TN} = \frac{1}{3} [v_{RT} - v_{ST}] \end{cases} \quad (2.41)$$

On aboutit à la relation

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ro} \\ v_{So} \\ v_{To} \end{bmatrix} E \quad (2.42)$$

Que l'on peut écrire également :

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} E \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} E \quad (2.44)$$

2.5 - Application à la structure à N cellules par phase

2.5.1 - Application à la structure à deux cellules par phase

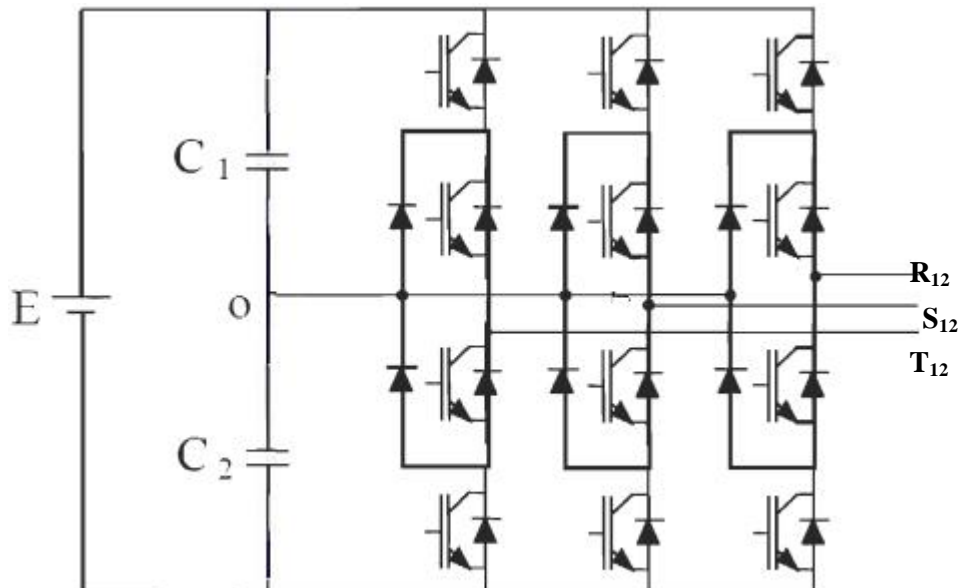


Fig2.4 : structure d'un onduleur triphasé multiniveaux à deux cellules par phase

Schéma fonctionnel pour une phase :

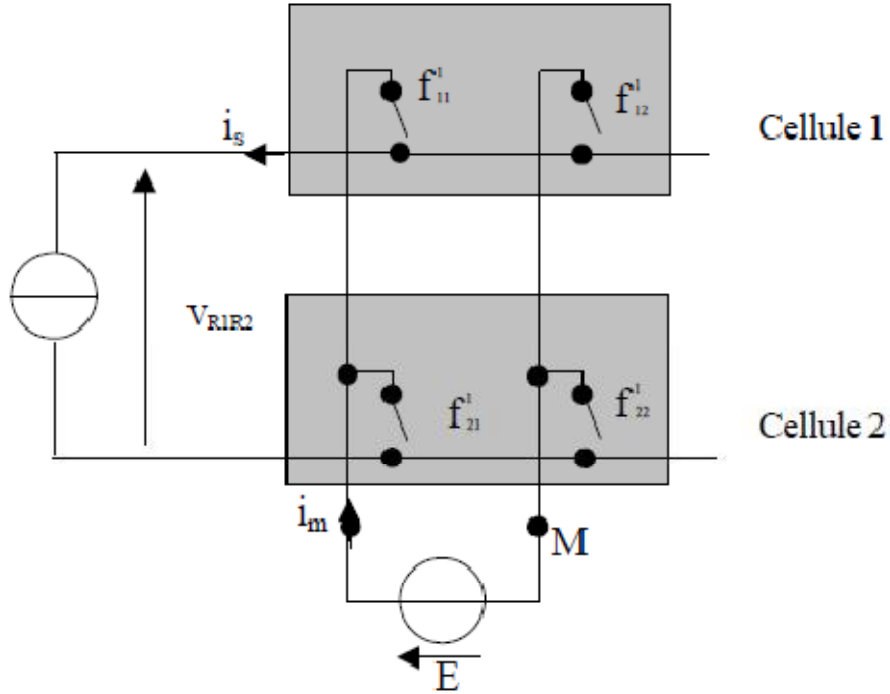


Fig2.5 : structure matricielle d'une phase d'un onduleur triphasé multiniveaux à deux cellules par phase

$$F = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \quad F_r = \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

$$R_{cv} = [1 \quad -1] \quad \text{et} \quad M = [f_{11} \quad -f_{21}] \quad (2.46)$$

$$v_{R1R2} = mE \quad i_m = m i_s \quad (2.47)$$

$$v_{R1R2} = v_{R1M} - v_{21M} \quad (2.48)$$

$$\text{Avec} \quad v_{R1M} = f_{11}^1 E \quad \text{et} \quad v_{R2M} = f_{21}^1 E \quad (2.49)$$

$$v_{RM} = v_{R1M} - \frac{v_{R1R2}}{2} \quad \text{D'où} \quad v_{RM} = \frac{f_{11}^1 + f_{21}^1}{2} E \quad (2.50)$$

De même nous déduisons :

$$v_{SM} = \frac{f_{11}^2 + f_{21}^2}{2} E \quad (2.51)$$

$$v_{TM} = \frac{f_{11}^3 + f_{21}^3}{2} E \quad (2.52)$$

Les tensions entre phases s'obtiennent :

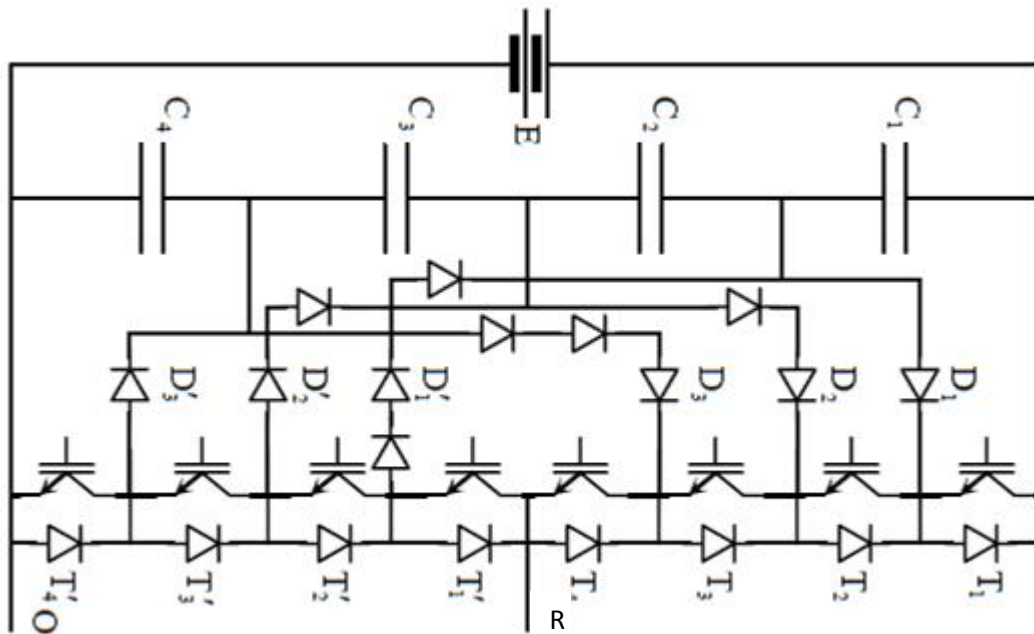
$$\begin{cases} v_{AS} = v_{RM} - v_{SM} = [f_{11}^1 + f_{21}^1] - [f_{11}^2 + f_{21}^2] \frac{E}{2} \\ v_{ST} = v_{SM} - v_{TM} = [f_{11}^2 + f_{21}^2] - [f_{11}^3 + f_{21}^3] \frac{E}{2} \\ v_{TR} = v_{TM} - v_{RM} = [f_{11}^3 + f_{21}^3] - [f_{11}^1 + f_{21}^1] \frac{E}{2} \end{cases} \quad (2.53)$$

Pour aboutir finalement aux tensions simples

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11}^1 + f_{21}^1 \\ f_{11}^2 + f_{21}^2 \\ f_{11}^3 + f_{21}^3 \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (2.54)$$

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11}^1 + f_{21}^1 \\ f_{11}^2 + f_{21}^2 \\ f_{11}^3 + f_{21}^3 \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (2.55)$$

2.5.2 - Application à une structure à quatre cellules par phase.



1. **Fig2.6** : structure d'un onduleur triphasé multiniveaux à quatre cellules par phase (les phases S et T sont structurellement identiques à la phase R)

$$v_{R1M} + (F_{31}^1 + F_{41}^1) \frac{E}{2} \quad d'ou \quad v_{R4M} = \left[\left(\frac{f_{11}^1 + f_{21}^1}{2} \right) + \left(\frac{f_{31}^1 + f_{41}^1}{2} \right) \right] \frac{E}{2} \quad (2.56)$$

Finalement

$$\begin{cases} v_{RAO} = (f_{11}^1 + f_{21}^1 + f_{31}^1 + f_{41}^1) \frac{E}{4} \\ v_{SAO} = (f_{11}^2 + f_{21}^2 + f_{31}^2 + f_{41}^2) \frac{E}{4} \\ v_{TAO} = (f_{11}^3 + f_{21}^3 + f_{31}^3 + f_{41}^3) \frac{E}{4} \end{cases} \quad (2.57)$$

D'où les tensions entre phases

$$\begin{cases} v_{RS} = (f_{11}^1 + f_{21}^1 + f_{31}^1 + f_{41}^1) - (f_{11}^2 + f_{21}^2 + f_{31}^2 + f_{41}^2) \frac{E}{4} \\ v_{ST} = (f_{11}^2 + f_{21}^2 + f_{31}^2 + f_{41}^2) - (f_{11}^3 + f_{21}^3 + f_{31}^3 + f_{41}^3) \frac{E}{4} \\ v_{TR} = (f_{11}^3 + f_{21}^3 + f_{31}^3 + f_{41}^3) - (f_{11}^1 + f_{21}^1 + f_{31}^1 + f_{41}^1) \frac{E}{4} \end{cases} \quad (2.58)$$

D'où les tensions simples

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (f_{11}^1 + f_{21}^1 + f_{31}^1 + f_{41}^1) \\ (f_{11}^2 + f_{21}^2 + f_{31}^2 + f_{41}^2) \\ (f_{11}^3 + f_{21}^3 + f_{31}^3 + f_{41}^3) \end{bmatrix} \frac{E}{4} \quad (2.59)$$

2.5.3 - Application à une structure à huit cellules par phase

D'une manière analogue aux structures précédentes, nous obtenons :

$$\begin{cases} v_{R10} = (f_{11}^1 + f_{21}^1) \frac{E}{2} \\ v_{R20} = (f_{31}^1 + f_{41}^1) \frac{E}{2} \\ v_{R30} = (f_{51}^1 + f_{61}^1) \frac{E}{2} \\ v_{R40} = (f_{71}^1 + f_{81}^1) \frac{E}{2} \end{cases} \quad (2.60)$$

D'où les tensions fictives

$$V_{RX0} = (f_{11}^1 + f_{21}^1 + f_{31}^1 + f_{41}^1) \frac{E}{4} \quad (2.61)$$

$$V_{RY0} = (f_{51}^1 + f_{61}^1 + f_{71}^1 + f_{81}^1) \frac{E}{4} \quad (2.62)$$

Soit

$$V_{R0} = \frac{v_{RX0} + v_{RY0}}{2} (f_{11}^1 + f_{21}^1 + f_{31}^1 + f_{41}^1 + f_{51}^1 + f_{61}^1 + f_{71}^1 + f_{81}^1) \frac{E}{8} \quad (2.63)$$

Que l'on peut généraliser

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (f_{11}^1 + f_{21}^1 + f_{31}^1 + f_{41}^1) \\ (f_{11}^2 + f_{21}^2 + f_{31}^2 + f_{41}^2) \\ (f_{11}^3 + f_{21}^3 + f_{31}^3 + f_{41}^3) \end{bmatrix} \frac{E}{4} \quad (2.64)$$

$$V_{i0} = \frac{E}{N} \sum_{j=1}^N f_{j,i} \quad (2.65)$$

Avec $i = \{1, 2, 3\}$ indice de phase et N nombre total de cellules universelles

Nous pouvons également généraliser les tensions entre phases

$$\begin{cases} v_{RS} = \frac{E}{N} \sum_{j=1}^N (f_{j,1}^1 - f_{j,1}^2) \\ v_{ST} = \frac{E}{N} \sum_{j=1}^N (f_{j,1}^2 - f_{j,1}^3) \\ v_{TR} = \frac{E}{N} \sum_{j=1}^N (f_{j,1}^3 - f_{j,1}^1) \end{cases} \quad (2.66)$$

$$\text{Soit} \quad \begin{bmatrix} v_{RS} \\ v_{ST} \\ v_{TR} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum f_{j,1}^1 \\ \sum f_{j,1}^2 \\ \sum f_{j,1}^3 \end{bmatrix} \frac{E}{N} \quad (2.67)$$

Les tensions simples se généralisent également par la formulation :

$$\begin{bmatrix} v_{RN} \\ v_{SN} \\ v_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum f_{j,1}^1 \\ \sum f_{j,1}^2 \\ \sum f_{j,1}^3 \end{bmatrix} \frac{E}{N} \quad (2.68)$$

2.6 - Conclusion

Les systèmes (2.67) et (2.68) représentent les expressions des tensions composées et simples délivrées par l'onduleur multiniveaux. La représentation matricielle permet d'aboutir, malgré la complexité de ces onduleurs, à un modèle relativement simple dans lequel on remarque que la loi de commande des fonctions de connexions conditionne la forme des tensions de l'onduleur.

Dans la suite de ce travail, nous opterons pour la commande en MLI naturelle, pour les raisons évoquées précédemment et qu'actuellement la plus part des variateurs de vitesse pour machines à courant alternatif vendus dans le commerce sont fabriqués à base de cette technique.

3.1 - Introduction

En électronique de puissance, les onduleurs de puissance deviennent de plus en plus incontournables. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Leur forte évolution est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissantes, robustes et rapides, et autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [7].

Il existe différentes stratégies de commande de modulation. Elles peuvent être classées comme suit:

- Ø Pleine onde
- Ø PWM Sinusoïdale
- Ø PWM Vectorielle ou SVPWM

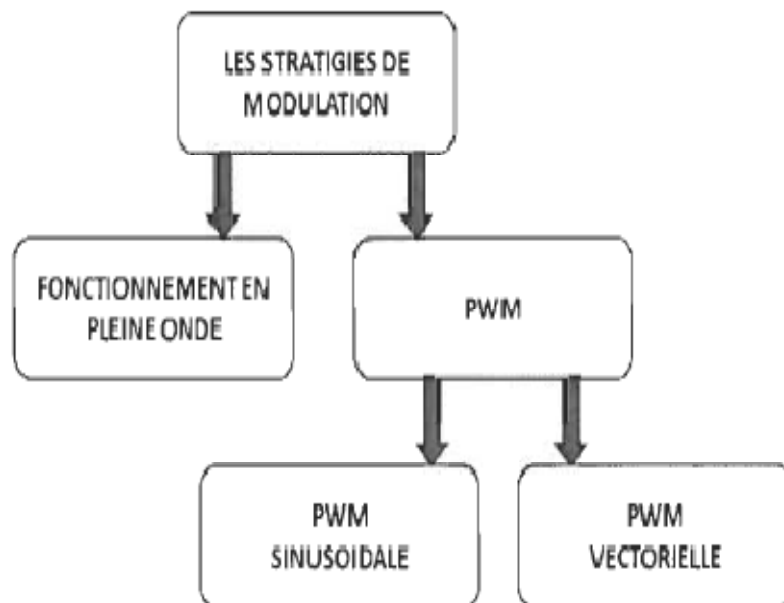


Fig 3.1 : les différentes stratégies de modulation pour la commande.

3.2 - Généralités sur les différents types de MLI

Un nombre important de stratégies différentes, suivant le choix des instants de commutation des interrupteurs (commandable à l'ouverture et à la fermeture), existe et reposent sur un compromis entre [8] [9] [10] [11] :

- Un spectre d'harmonique minimal,
- Une plage de variation d'amplitude de sortie maximale,
- Une facilité d'implantation et de mise au point,
- Un coût abordable,
- Une facilité de réglage de l'amplitude et de la fréquence des ondes de sortie.

L'implantation technologique des techniques de PWM peut être groupée en trois familles

- Commande analogique,
- Commande numérique avec calcul en temps réel,
- Commande numérique avec les instants de commutation préprogrammés.

3.2.2 Principes de la MLI

L'onduleur étant capable de générer un ensemble de niveaux donnés, chacun pouvant être considéré comme constant, les méthodes de modulation adaptées sont les modulations en largeur d'impulsion (MLI, PWM en anglais).

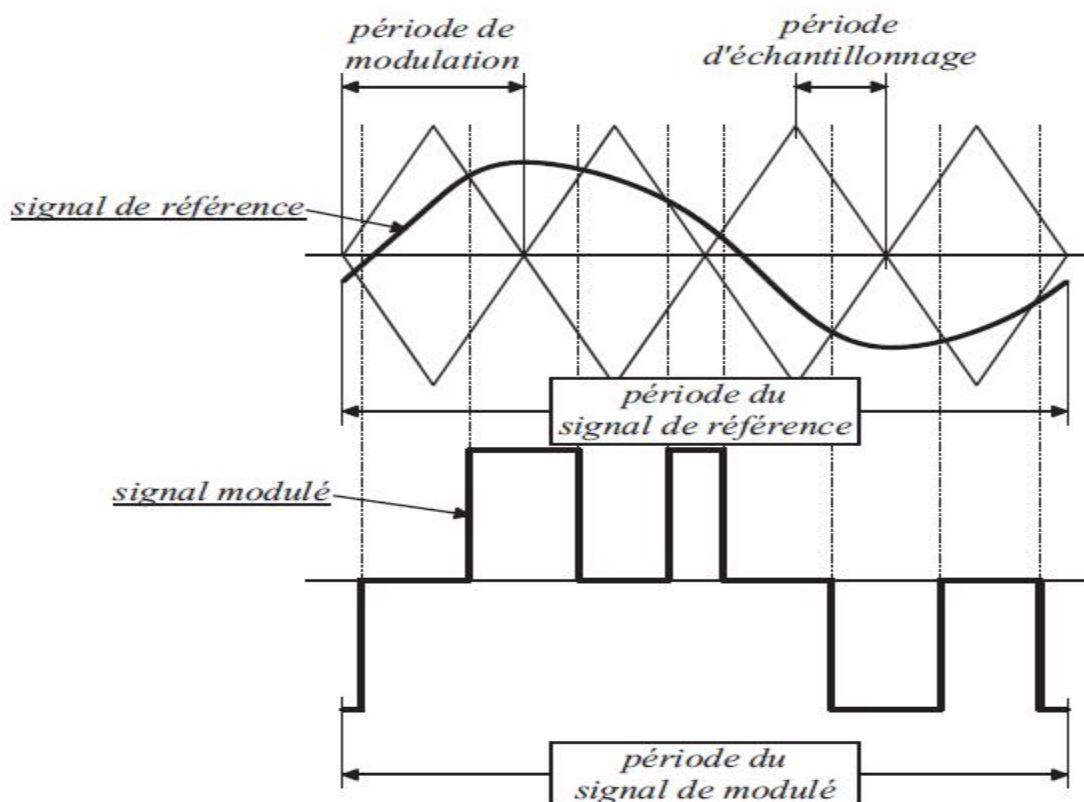


Fig 3.2 : Définitions des grandeurs associées à la modulation

3.2.3 Définitions

La Fig 3.2 définit quelques grandeurs clef associées à la modulation. Le signal qu'on souhaiterait appliquer à un dispositif électrique à l'aide de l'onduleur est le **signal de référence**. Le signal effectivement généré par l'onduleur est le **signal modulé**. Les signaux appliqués aux interrupteurs afin d'obtenir le signal modulé en sortie de l'onduleur sont les **signaux de commande**. La période de répétition du signal de sortie pour une référence constante est la **période de modulation**. Elle correspond généralement à la période des porteuses. La période d'intersection du signal de référence avec les porteuses est la **période d'échantillonnage**. Pour une référence discrète, il s'agit simplement de la période des échantillons. Soulignons que la période du signal modulé n'est pas forcément égale à la période du signal de référence.

3.2.4 Distinction entre modulation et commande

L'ambivalence des signaux de comparaison conduit parfois à la confusion des mécanismes de modulation et de commande. Pourtant ces mécanismes sont radicalement distincts comme illustré à la Fig 3.3. La modulation cherche à obtenir la représentation la plus proche du signal de référence à partir d'un ensemble de niveaux fixé. Elle ne nécessite pas la connaissance de la topologie du convertisseur qui va appliquer cette représentation à la charge. Au contraire, la commande applique la représentation obtenue au convertisseur, ce qui nécessite la connaissance précise de la topologie et de son fonctionnement. Cependant, selon la méthode de modulation, le passage aux signaux de commande est plus ou moins difficile et par conséquent, certaines méthodes peuvent être mieux adaptées à une implantation simple. D'autre part, la méthode de modulation influe la trajectoire de la tension et donc celle des signaux de commande. Les trajectoires peuvent influencer les sollicitations imposées au convertisseur.

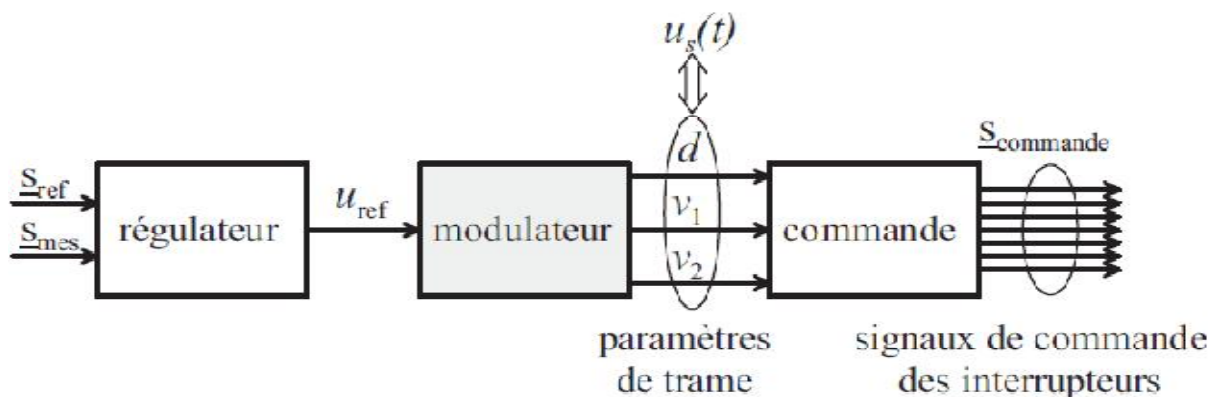


Fig 3.3 : Plusieurs fonctions distinctes permettent de commander un convertisseur

3.3 - Modulation de largeurs d'impulsions naturelle ou en sinus-triangle (PWM Sinusoïdale)

La technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ou PWM : Pulse Width Modulation) ou de Modulation d'Impulsions en Durée (MID), proposé pour la première fois en 1981, par N. Akira & al [7], est, de loin, l'onduleur le plus performant.

Son Principe repose sur une onde modulatrice sinusoïdale v_{ref} , de fréquence f_{ref} est comparée à une onde triangulaire v_{por} de fréquence f_{por} . L'obtention d'un signal modulé ayant de bonnes performances nécessite que la fréquence de la porteuse soit plus grande que celle de la modulante. On dit que la MLI est synchrone si le rapport $m=f_{por}/f_{ref}$ (indice de modulation) est entier, est asynchrone si le rapport n'est plus entier. Les points d'intersection de deux ondes déterminent les instants de commutation des interrupteurs. La fréquence des ondes de références donne la fréquence des ondes des tensions de sortie de l'onduleur. Alors que la fréquence des porteuses impose le nombre d'impulsions par période. Le principe développé par Schong et Stemmler est mentionné dans la littérature sous le nom de SPWM. Lorsque le signal sinusoïdal de référence dépasse le signal triangulaire, le signal modulé est 1, si on considère le premier bras de l'onduleur. Si non, le signal modulé est 0.

3.3.1 - MLI synchrone

Si la fréquence de découpage f_{por} est un multiple de f_{ref} , on dit que la MLI est synchrone. Dans ce cas, le spectre de la tension de sortie $V_s(t)$ possède des raies aux fréquences multiples de f_{ref} . Le fondamental de V_s est alors à la fréquence f_{ref} . Il n'y a pas de sous-harmoniques de tension.

Lorsque la fréquence f_{por} n'est pas multiple de f_{ref} , la MLI est dite asynchrone. Ce cas est plus délicat à traiter, car des sous-harmoniques apparaissent sur la tension V_s . Dans ce cas, nous devons distinguer deux sous-catégories : la MLI asynchrone avec un rapport de fréquences f_{por}/f_{ref} rationnel, et la MLI asynchrone avec un rapport de fréquences irrationnel.

3.3.2 - MLI asynchrone avec un rapport de fréquences rationnel

Dans le cas d'une MLI asynchrone, avec un rapport rationnel entre f_{por} et f_{ref} , la tension de sortie est périodique. De plus, la période de $V_s(t)$ est égale au plus petit commun multiple des périodes T_{por} et T_{ref} . En effet, s'il existe deux entiers naturels non nuls p et q premiers entre eux, avec $p \neq 1$ et $q \neq 1$, tels que $f_{por}/f_{ref}=p/q$, alors nous avons la relation suivante entre les périodes : $p T_{ref}= q T_{por}$

La Fig 3.4.a illustre ce cas avec $p=5$ et $q=3$, dans le cas d'une MLI naturelle deux niveaux. La condition pour qu'un motif de la tension modulée se retrouve identique à lui même est que la dent de scie soit calée de la même manière par rapport au signal modulant.

Le calage que l'on observe à un instant t est à nouveau observable à l'instant $t+p.T_{por}$, d'où la répétition des motifs de MLI avec une période $T_{fond} = p T_{por} = q T_{ref}$.

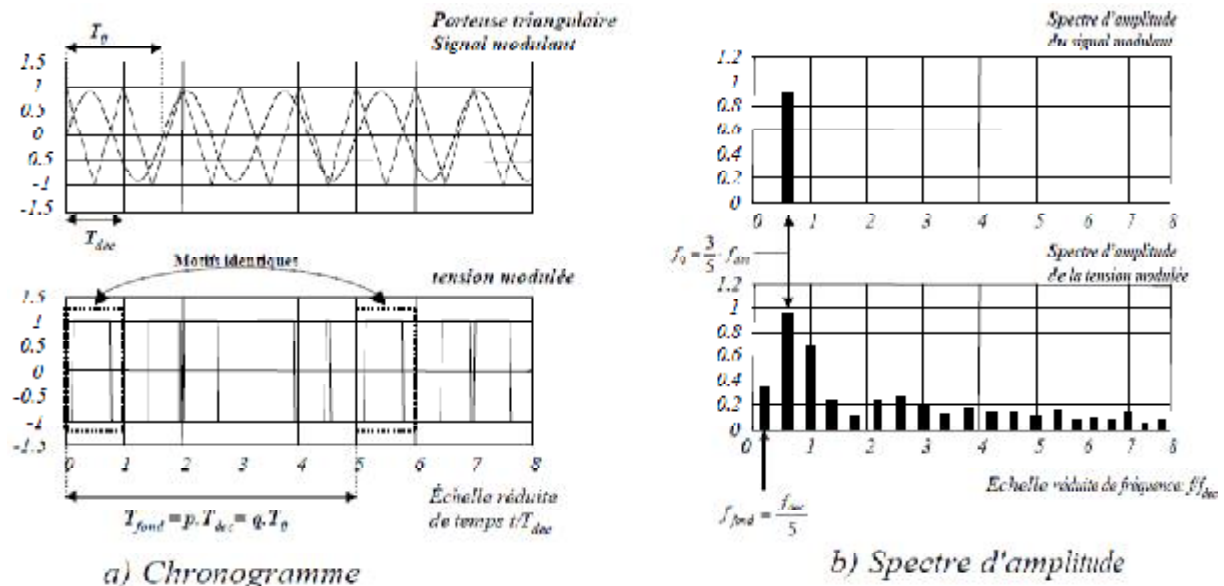


Fig 3.4 : MLI naturelle deux niveaux. Chronogramme et spectre d'amplitude.

Du point de vue fréquentiel, la fréquence fondamentale de la tension modulée est le plus grand commun diviseur des fréquences f_{por} et f_{ref} :

$$f_{fond} = \frac{f_{por}}{p} = \frac{f_{por}}{p}$$

La Fig 3.4b montre le spectre correspondant à la tension MLI deux niveaux de la Fig 3.4a. Nous pouvons clairement y distinguer la raie de fréquence f_{ref} , et une raie sous harmonique de moindre amplitude à la fréquence $\frac{f_{ref}}{3} = \frac{f_{por}}{5}$.

Bien que présenté dans le cas particulier d'une MLI naturelle deux niveaux, le raisonnement ci-dessus est généralisable à une tension multiniveaux, et avec d'autres stratégies de modulation présentées dans ce chapitre.

3.3.3 - MLI asynchrone avec un rapport de fréquences non rationnel

Dans le cas d'une MLI asynchrone, pour laquelle le rapport f_{por}/f_{ref} n'est pas rationnel, la tension $V_s(t)$ n'est plus périodique. Si nous reprenons le chronogramme de la Fig 3.4.a, il serait impossible de retrouver deux motifs strictement identiques de la tension modulée.

Evidemment, nous pourrions en trouver deux 'presque' identiques.

Ce cas limite d'un rapport f_{por}/f_{ref} irrationnel peut être approché par un rapport p/q , avec p et q premiers entre eux, et de valeurs très élevées. Ceci correspondrait à un spectre de V_s possédant une fréquence fondamentale f_{fond} quasi nulle, et des raies harmoniques infiniment rapprochées (le pas fréquentiel séparant deux raies consécutives vaut $\frac{f_{por}}{p} = \frac{f_{ref}}{p}$)

Dans ce cas limite d'une MLI asynchrone 'irrationnelle', le calcul des coefficients de Fourier et la décomposition en série de Fourier de la tension V_s ne sont plus possibles. Il faut recourir à la transformée de Fourier, qui nous donne un spectre continu pour la tension de sortie :

$$V_s(f) = \int v_s(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt$$

Dans le choix de notre balayage fréquentiel, nous nous sommes limités au premier cas « La MLI synchrone ». Ceci nous permet néanmoins de réaliser un balayage fréquentiel suffisamment fin pour tracer les courbes de réponse fréquentielle.

3.4 Projection de la référence sur l'axe temporel

Prenons un signal en dents de scie comme porteuse, et un signal de référence quelconque variant lentement par rapport à cette porteuse, comme représentés à la Fig 3.5. Le signal modulé est dans ce cas obtenu par comparaison de la porteuse avec le signal de référence. Lorsque la porteuse est plus grande que le signal de référence, le niveau bas du signal modulé est appliqué ; lorsqu'elle est inférieure, le niveau haut est appliqué. Le signal de référence est échantillonné à ses points d'intersection avec la porteuse, et ses échantillons sont projetés sur l'axe temporel. Une des représentations possibles à deux niveaux est obtenue. Par la même opération nous obtenons implicitement une représentation échantillonnée du signal à temps continu, et pour chacun des échantillons les deux durées d'application du niveau haut et du niveau bas. Ce mécanisme de projection permet de cette manière d'obtenir le rapport cyclique de modulation puis de construire le signal de sortie sans avoir à effectuer de calcul. Il est à la base du fonctionnement des modulateurs en largeur d'impulsion basés sur la comparaison d'un signal de référence avec un ensemble de porteuses. Il assure l'égalité de la valeur moyenne du signal modulé avec la valeur du signal échantillonné :

$$u_{ref} = \frac{t_1}{T_e} \cdot v_1 + \frac{t_2}{T_e} \cdot v_2 = v_1 + d(v_2 - v_1) \quad (v_1 - u_{ref})(v_2 - u) \leq 0$$

Avec t_1 et t_2 les durées d'application des niveaux v_1 et v_2 , d le rapport cyclique correspondant, T_e la période d'échantillonnage. La condition de droite impose que (u_{ref}) est compris entre v_1 et v_2 . Le rapport cyclique se déduit:

$$d = \frac{(u_{ref} - v_1)}{(v_2 - v_1)}$$

v_1 et v_2 sont obtenus en ordonnant v_B le niveau immédiatement inférieur à u_{ref} et v_H le niveau immédiatement supérieur. Lorsque les niveaux du modulateur sont uniformes, v_B et v_H peuvent être obtenus par arrondi de la référence :

$$\begin{cases} v_B = \Delta U \cdot \text{arrondir} \left(\frac{u_{ref} - \frac{1}{2}}{\Delta U} \right) \\ v_H = v_B + \Delta U \end{cases}$$

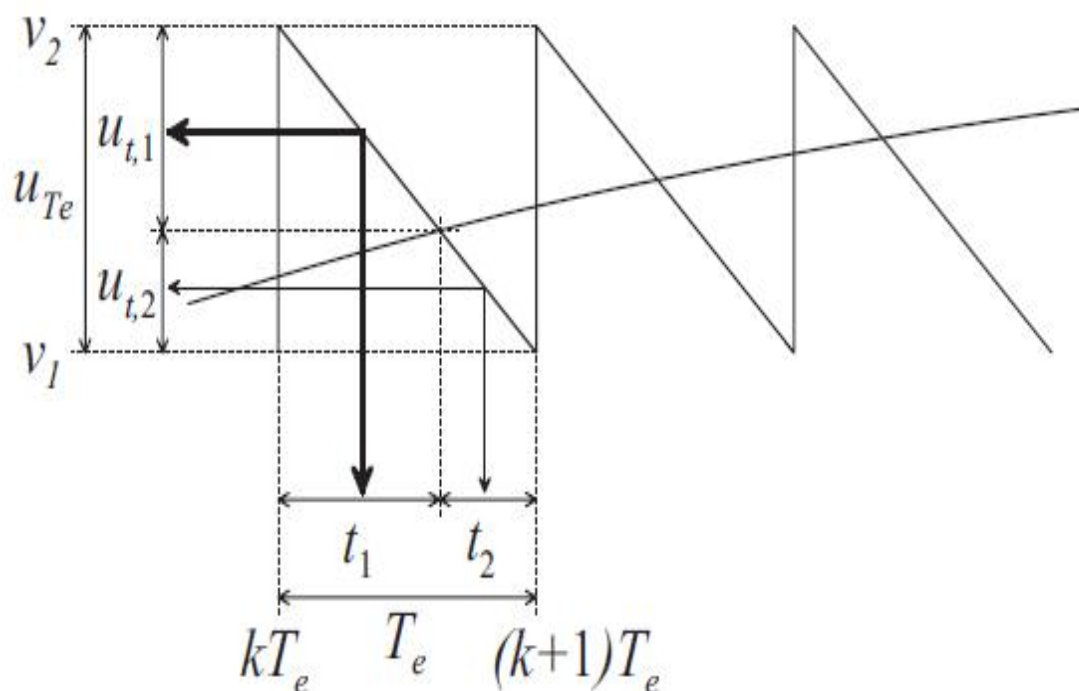


Fig 3.5: Modulateur 2 niveaux avec porteuse en forme de dents de scie : $u_{t,1}$ et $u_{t,2}$ sont projetés sur l'axe temporel en t_1 et t_2 (l'indice k a été omis pour alléger l'écriture)

3.5 - Echantillonnage de la référence

L'échantillonnage qui vient d'être décrit est «l'échantillonnage naturel» d'un signal à temps continu par la porteuse. Les instants d'échantillonnage dépendent de la valeur du signal. En conséquence, il n'y a pas de relation linéaire entre le signal continu et sa représentation échantillonnée. En termes de fonction de transfert, le signal échantillonné subit une distorsion et contient généralement des composantes fréquentielles n'apparaissant pas dans le signal d'origine. Par opposition, en réglage automatique, les instants

d'échantillonnage ne dépendent généralement pas de la valeur du signal à temps continu. On parle généralement «*d'échantillonnage à pas régulier*», ou plus simplement d'échantillonnage, la suite étant implicite. Pour autant que le théorème de Shannon sur l'échantillonnage soit respecté, il existe une relation linéaire entre le signal à temps continu et sa représentation échantillonnée. A ce niveau, il n'y a pas de distorsion, d'un point de vue fréquentiel, le signal échantillonné est identique au signal continu.

3.6 - Forme de la porteuse

Pour que le principe de projection fonctionne linéairement, la porteuse doit être formée de segments de droite de pentes identiques, positive ou négative. On distingue la porteuse en dents de scie (Fig 3.5) et la porteuse triangulaire symétrique. La dernière présente l'avantage de permettre un échantillonnage à deux fois la fréquence de pulsation, ce qui se traduit par un signal généralement de meilleure qualité.

3.7 - Principes des modulateurs multiniveaux classiques

Les principes présentés précédemment sont également valables pour les modulateurs multiniveaux dont nous présenterons maintenant les spécificités. La plupart des modulateurs décrits dans la littérature sont basés sur la comparaison d'un ensemble de porteuses triangulaires avec le signal de référence [12]. Ils peuvent également être basés sur le calcul des angles de commutation, en vue d'éliminer des harmoniques spécifiques [1]. Les modulateurs multiniveaux sont généralement basés sur l'utilisation de porteuses triangulaires symétriques. Ces porteuses sont au nombre d'une de moins que le nombre de niveaux, leur agencement caractérise la méthode de modulation. La combinaison des signaux de comparaison permet de déterminer le signal modulé et plus ou moins directement d'obtenir les signaux de commande. Le signal modulé est généré par le convertisseur par l'intermédiaire des signaux de commande, il n'a généralement pas d'utilité en tant que signal et souvent on passe directement des signaux de comparaison aux signaux de commande du convertisseur, comme illustré à la Fig 3.6.

Les agencements les plus fréquemment rencontrés sont [12]:

1. porteuses en phase (PD), Fig 3.7a,
2. porteuses alternées (APD), Fig 3.7b,
3. porteuses en phase du même côté de l'axe du zéro, avec opposition de part et d'autre de l'axe zéro (APO), Fig 3.7c.

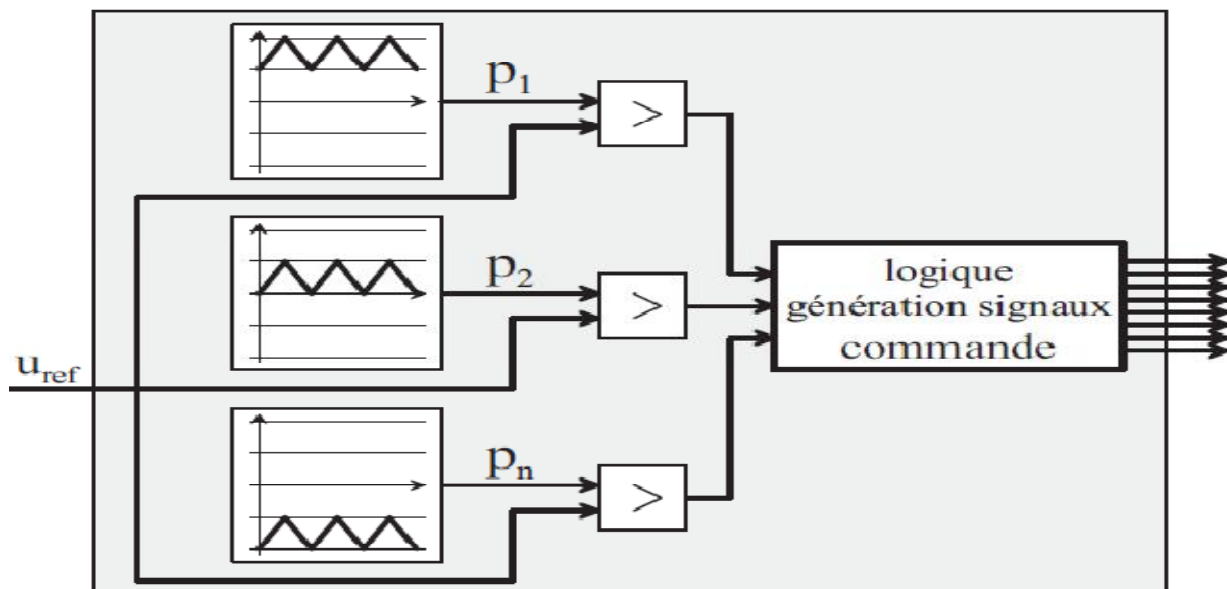


Fig 3.6 : Schéma d'implantation d'un modulateur multiniveau avec un ensemble de porteuses

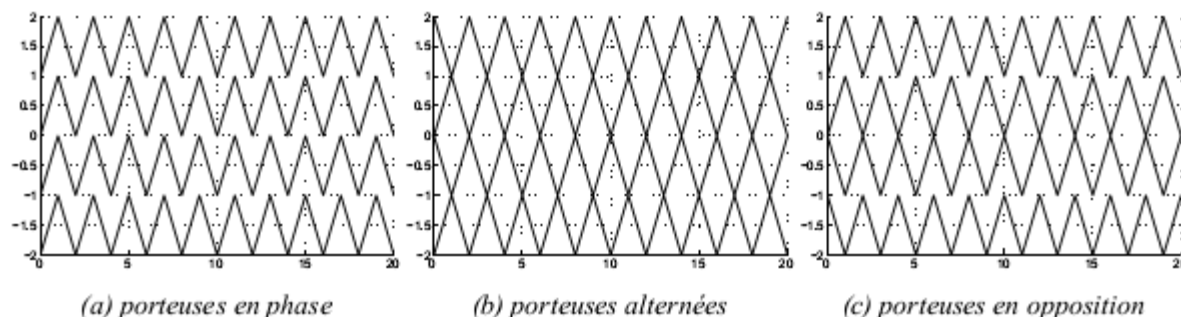


Fig 3.7 : Principaux agencements de porteuse

Pour caractériser complètement la méthode de modulation, il faut encore spécifier si l'échantillonnage est naturel ou à pas réguliers.

3.8 - Propriétés des modulateurs multiniveaux classiques

Les propriétés obtenues dépendent de l'agencement des porteuses et du mode d'échantillonnage.

3.9 - Méthode adaptée aux applications polyphasées

L'utilisation de porteuses en phase convient bien aux applications polyphasées. Pour cela, les porteuses doivent également être en phase pour les différentes phases. Pour comprendre le bénéfice de cet agencement, il faut observer les tensions composées. Dans une période de modulation, elles sont toujours modulées entre 2 niveaux adjacents autour de la référence, ce qui produit une erreur inférieure ou égale au pas, Fig 3.8a. Au contraire, avec les autres agencements, lorsque la tension composée est obtenue par deux porteuses déphasées,

trois niveaux sont modulés dans une période de modulation, ce qui conduit à une erreur qui dépasse un pas Fig 3.8b.

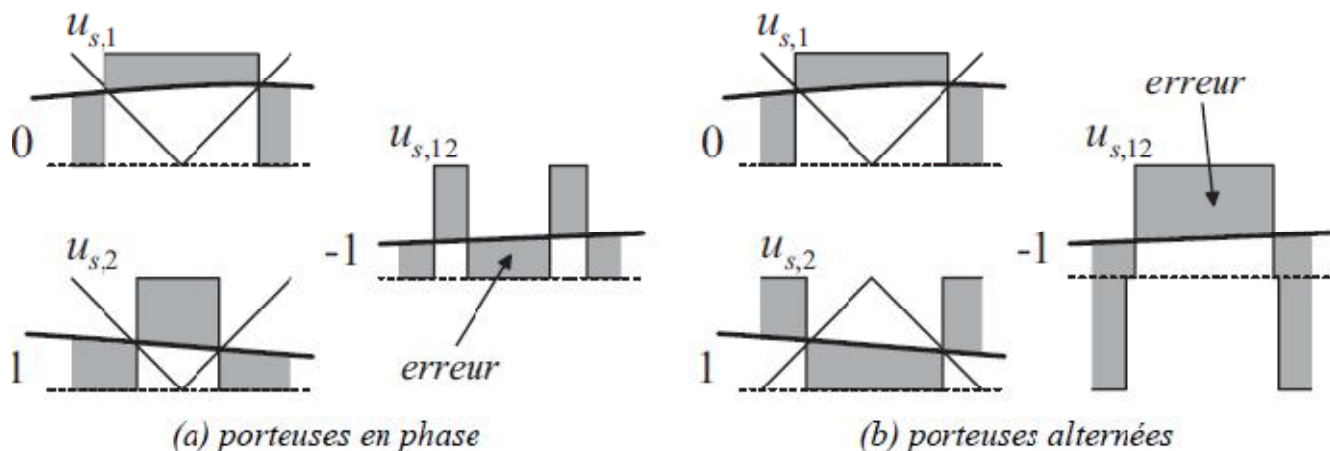


Fig 3.8 : Comparaison de la tension composée obtenue avec deux agencements différents de portuses

3.10 - Apparition d'une composante continue parasite et d'harmoniques paires

La MLI est un processus non linéaire qui conduit à l'apparition d'harmoniques sur l'ensemble du spectre fréquentiel. Selon les propriétés du signal de référence et selon son interaction avec le modulateur, la composante continue ou les harmoniques paires peuvent être nuls.

La linéarité de l'échantillonnage à pas régulier est une propriété extrêmement intéressante rattachée aux modulateurs discrets. Lorsque la référence ne comporte pas de composante continue, le signal échantillonné à pas régulier n'en comporte pas non plus. Bien qu'il soit non-linéaire, le processus de modulation garanti la proportionnalité entre la valeur du signal échantillonné, et celle de la surface du signal modulé. Le signal modulé ne comporte donc pas de composante continue si le signal de référence n'en a pas.

Pour les modulateurs à échantillonnage naturel, l'échantillonnage étant non linéaire, des distorsions peuvent apparaître dans le signal échantillonné. L'absence de composante continue pour le signal modulé n'est donc pas garantie et une telle composante parasite apparaît souvent. Elle peut être annulée dans certains cas spécifiques caractérisés par un signal de référence présentant des symétries et des rapports de fréquence permettant à la modulation de les conserver.

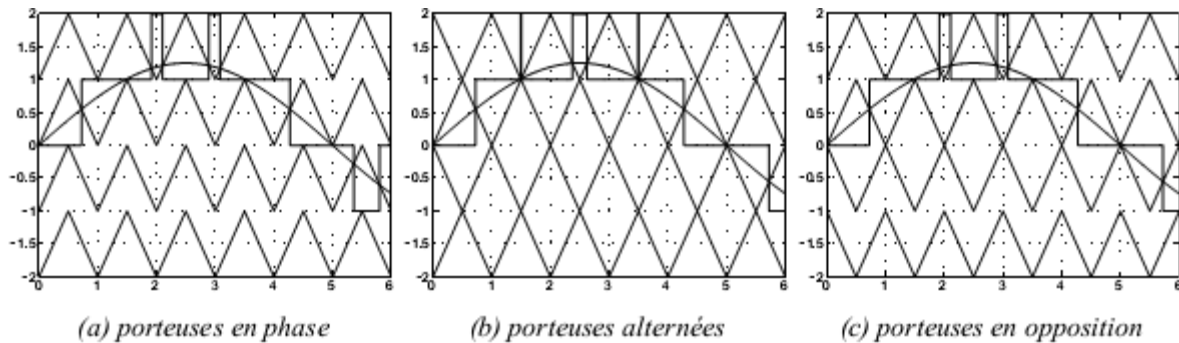


Fig 3.9: Exemple de signaux modulés avec les principaux agencements de porteuses

Les signaux sinusoïdaux présentent de nombreuses symétries. Considérons un signal présentant les mêmes symétries qu'un signal sinusoïdal et un ensemble de porteuses alternées ou un ensemble de porteuses en opposition :

1. Lorsque m est un entier pair, que le déphasage est nul, toutes les symétries sont conservées.

2. Si le déphasage n'est pas nul ou que m est impair, toutes les symétries ne sont pas conservées, mais les surfaces sont identiques et la composante continue est nulle.

Avec un ensemble de porteuses en phase, les surfaces sont identiques lorsque m est un entier impair.

Lorsque l'absence de composante continue n'est pas garantie par des conditions de symétrie telles que celles mentionnées précédemment, l'évaluation des méthodes de modulation traitée précédemment montre que la composante continue parasite est nettement plus élevée avec un ensemble de porteuses en phase qu'avec les autres agencements. La raison essentielle est l'absence de symétrie autour de l'axe zéro.

3.11 - Echantillonnage naturel et période d'échantillonnage

Avec un ensemble de porteuses alternées et un échantillonnage naturel, l'intervalle maximum entre 2 échantillons est de 2 périodes de modulation. Avec un ensemble de porteuses en phase ou en opposition, cet intervalle peut être plus grand, ce qui conduit localement à une augmentation de la période d'échantillonnage et à une mauvaise représentation du signal de référence.

Etudions la position des intersections entre la référence et les porteuses pour différents agencements de porteuses en faisant varier les rapports de fréquences, les amplitudes et les déphasages.

Pour un ensemble de porteuses en phase, la position des points d'intersection et leur nombre sont très sensibles aux paramètres, surtout lorsque m est pair. Selon sa configuration, le signal de référence peut traverser de longs intervalles sans croiser de porteuse, ou au contraire traverser des porteuses à intervalles plus resserrés.

Pour une référence sinusoïdale, à certaines amplitudes le nombre de points d'intersection varie très fortement entre la partie positive et la partie négative. Par symétrie du signal sinusoïdal et antisymétrie de l'ensemble des porteuses, lorsque les intersections sont rares dans une des parties du signal de référence, elles sont plus nombreuses dans la partie opposée, le nombre de points d'intersection ne variant pas. La conséquence de cet échantillonnage à pas très variable est l'apparition d'une composante continue et d'un harmonique de rang deux, tous deux provoqués par la représentation très différente des parties positives et négatives du signal. Il s'ensuit une augmentation très importante de la distorsion harmonique pondérée par la fréquence.

D'autre part, ces 2 composantes ne sont pas éliminées sur la tension composée, elles sont difficilement filtrables et inacceptables dans bien des applications.

En conséquence, si un ensemble de porteuses en phase peut convenir lorsque la forme de la référence, son déphasage et son rapport de fréquence sont connus, il ne conviendra pas dans les autres cas, par exemple lorsque la référence est issue de la sortie d'un régulateur. Dans le premier cas, il est possible de se limiter aux rapports impairs qui ne posent pas de problèmes et alors de profiter de performances convenables. Dans les autres cas, lorsque la référence n'est pas bien connue, ou qu'il n'est pas possible de contrôler ses caractéristiques, il sera préférable d'opter pour une autre méthode de modulation.

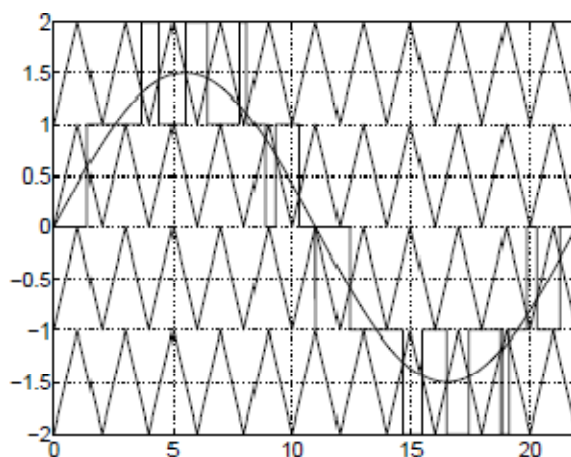
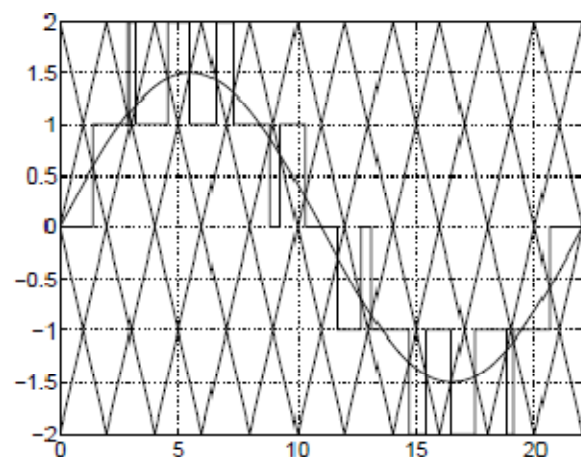
L'apparition de ces composantes est provoquée par l'absence de symétrie de l'ensemble des porteuses en phase entre la partie positive et la partie négative du signal. Elles n'apparaissent pas avec les autres agencements de porteuses qui présentent une symétrie entre la partie positive et la partie négative du signal. C'est un problème spécifique à l'agencement des porteuses en phase avec échantillonnage naturel, qui rend cette méthode inadaptée pour générer le signal modulé d'un signal de référence aléatoire.

Exemples

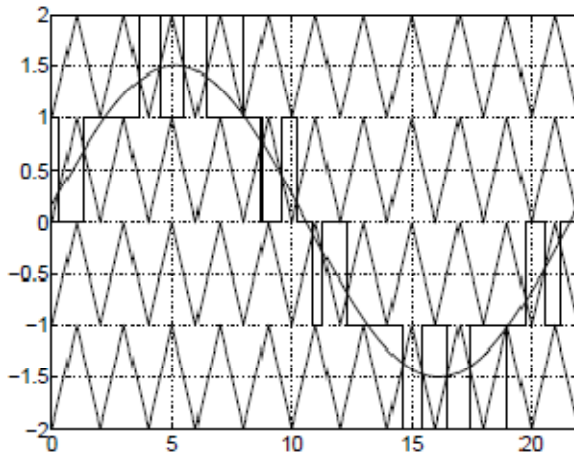
Nous illustrons ces phénomènes, à l'aide de quelques exemples résumés dans un tableau, en comparant le nombre d'échantillons obtenus par intersection avec les porteuses, dans la partie positive du signal avec celui obtenu dans la partie négative :

<i>config.</i>	paramètres			porteuses en phase		porteuses alternées	
	P	$\phi [^\circ]$	\hat{U}_{ref}	$N_{\text{int, pos}}$	$N_{\text{int, neg}}$	$N_{\text{int, pos}}$	$N_{\text{int, neg}}$
<i>Fig.3.10(a)(c)</i>	10	0	1.5	7	13	10	10
<i>Fig.3.10(e)(g)</i>	10	67	1.5	10	10	10	10
—	10	90	1.5	10	10	10	10
<i>Fig.3.10(i)(k)</i>	10	67	1.4	8	12	10	10
<i>Fig.3.9(a)(b)</i>	11	0	1.5	11	11	11	11
<i>Fig.3.9(c)(d)</i>	11	67	1.5	12	12	12	10
—	11	90	1.5	10	10	12	10
<i>Fig.3.9(e)(f)</i>	11	67	1.4	10	10	12	10

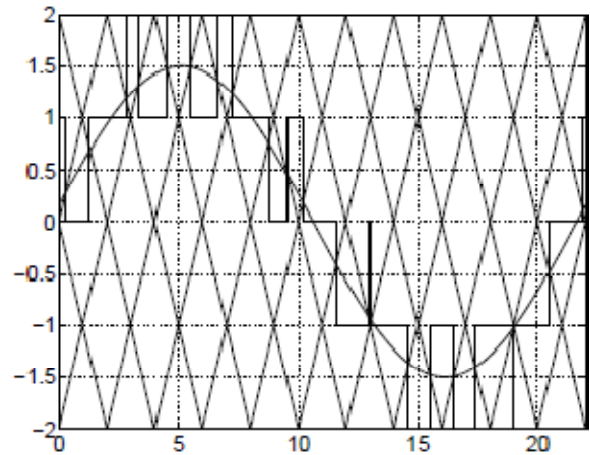
La référence est sinusoïdale, Φ est le déphasage entre les porteuses et le signal de référence, $N_{\text{int, pos}}$ est le nombre d'intersections dans la partie positive, $N_{\text{int, neg}}$ dans la partie négative. Nous voyons que pour certains points de fonctionnement, le signal n'est pas échantillonné avec la même précision dans sa partie positive et dans sa partie négative. Nous vérifions la présence d'une composante continue et d'un harmonique deux pour la modulation avec porteuses en phase.

(a) $\Phi = 0$, $A = 1.5$ 

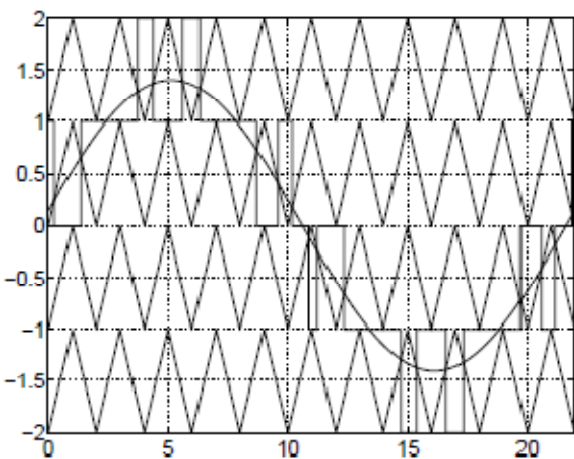
(b)



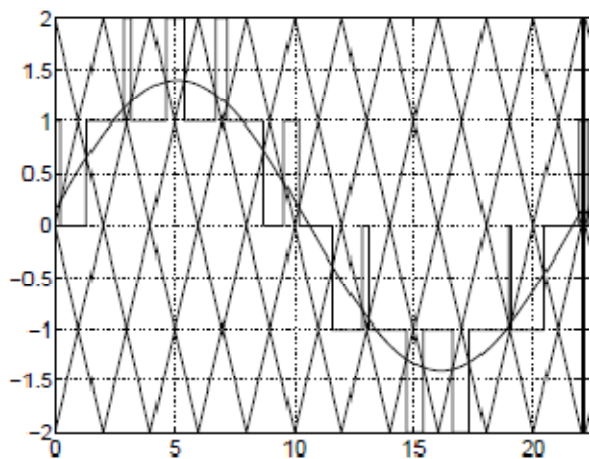
(c) $\Phi = 67, A = 1.5$



(d) *portuses alternées*

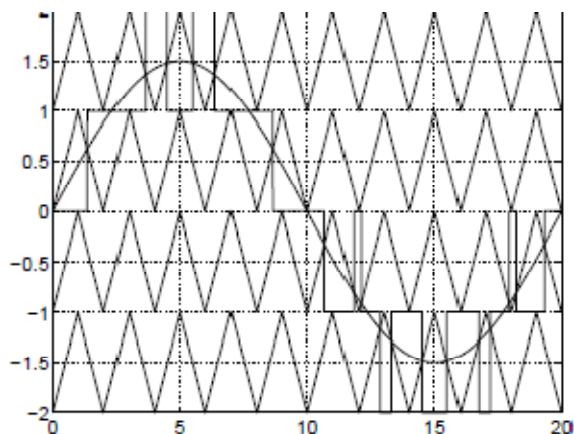


(e) *portuses en phase*

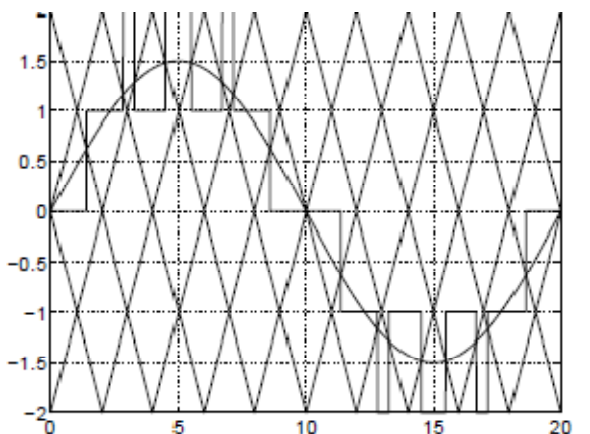


(f) $\Phi = 67, A = 1.4$

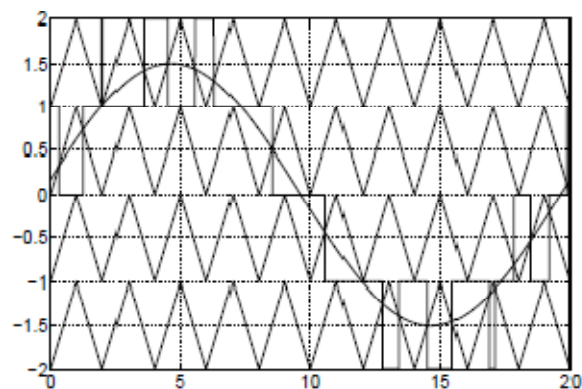
Fig 3.10 : Comparaison de signaux obtenus pour un rapport m impair



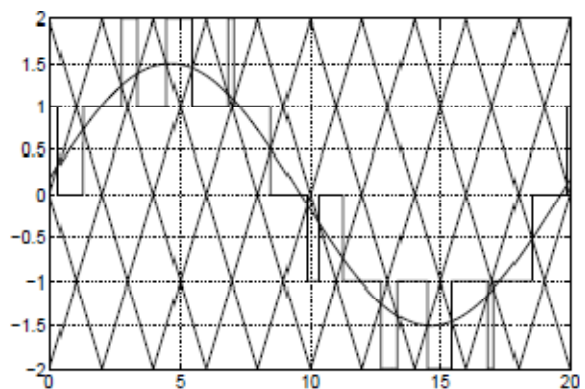
(a) $\Phi = 0, A = 1.5$



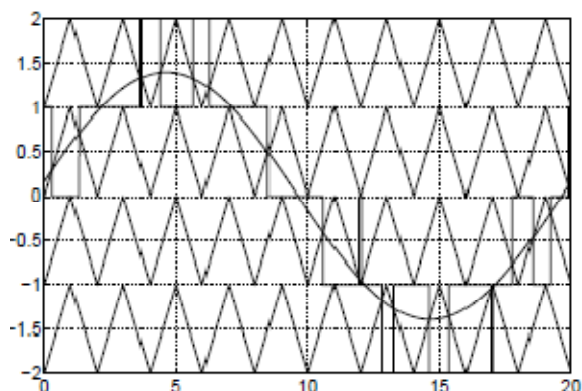
(b)



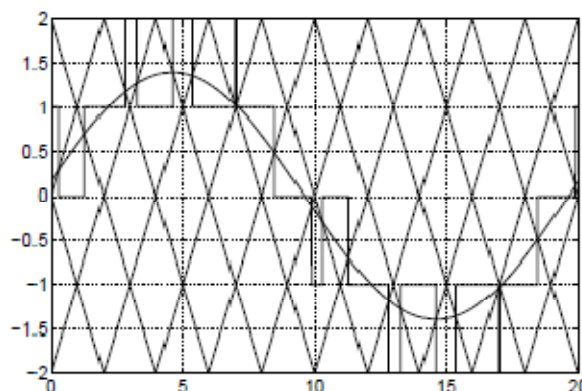
(c) $\Phi = 67, A = 1.5$



(d) *porteuses alternées*

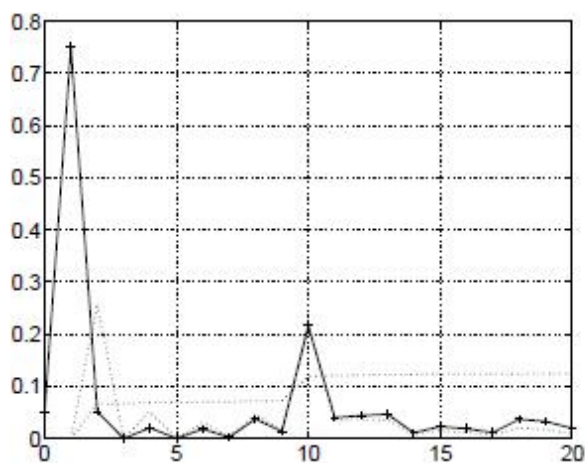


(e) *porteuses en phase*

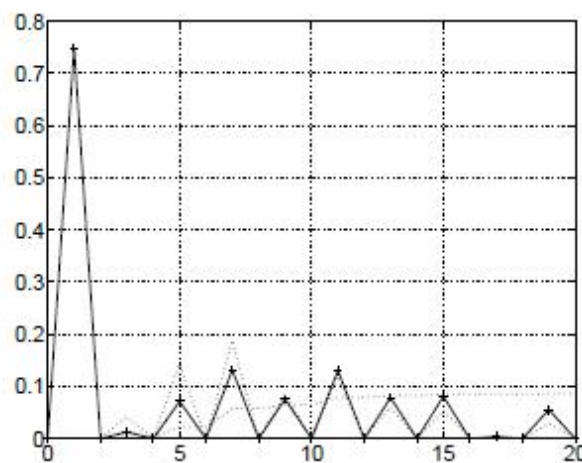


(f) $\Phi = 67, A = 1.4$

Fig 3.11 : Comparaison de signaux obtenus pour un rapport m pair (voir spectres à la Fig3.12).



(a) $\Phi = 0, A = 1.5$



(b)

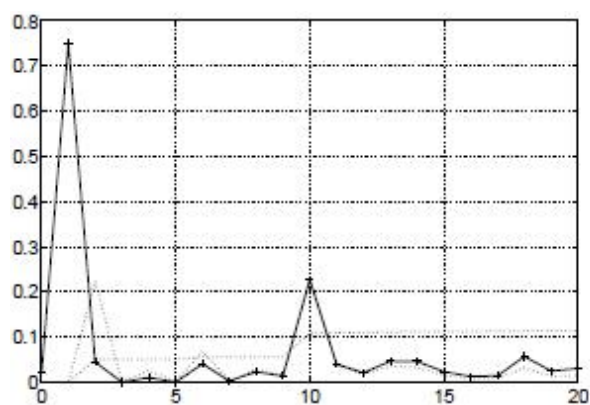
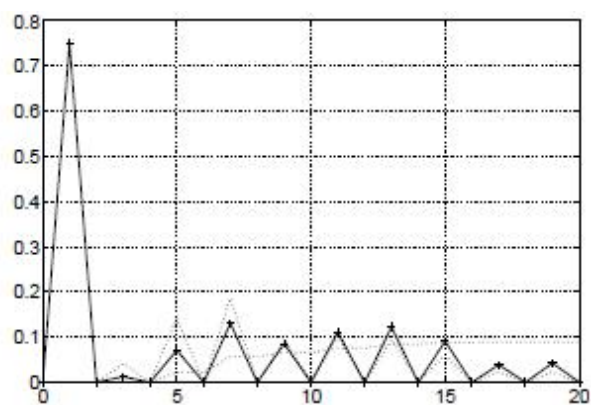
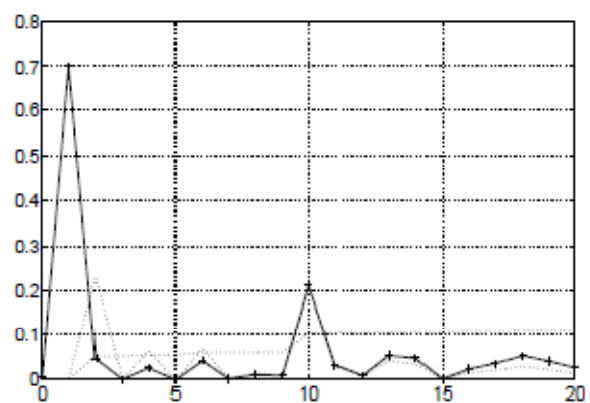
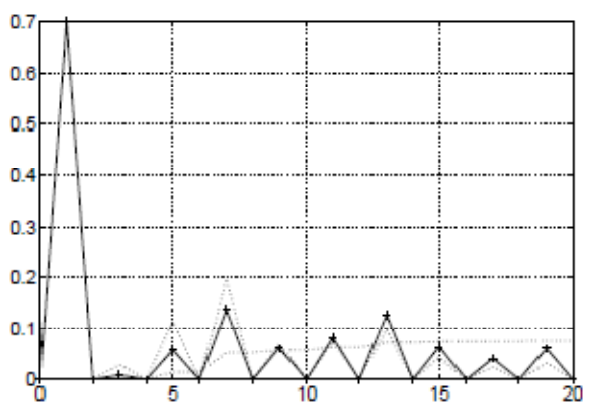
(c) $\Phi = 67$, $A = 1.5$ (d) *portuses alternées*(e) *portuses en phase*(f) $\Phi = 67$, $A = 1.4$

Fig 3.12 : Comparaison de signaux obtenus pour un rapport m pair

3.14- Conclusion

Dans le prochain chapitre, nous opterons pour la commande en MLI vectorielle, pour des raisons de comparaison leur performance avec la MLI naturelle concernant la qualité de signal obtenu à la sortie de l'onduleur

4.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous appliquons les onduleurs multi-niveaux pour avoir une tension a la sortie de ces derniers, dans le but d'améliorer la qualité du signal. C'est ainsi qu'une étude de l'algorithme de commande SVPWM pour les onduleurs deux et trois niveaux sera réalisée. Notons que les études réalisées dans ce chapitre sont basées sur les onduleurs multi-niveaux avec la topologie NPC (Neutral-Point-Clamped) du fait de ses avantages .

4.2. Modulation vectorielle :

C'est une méthode générale basée sur l'exploitation directe du diagramme vectoriel de la Fig 4.1. Etant donné un vecteur de référence \vec{V}_{ref} , on choisit les vecteurs \vec{V}_k utilisés pour le synthétiser, puis les durées T_k sont calculées conformément aux relations 4.17. Le séquençement des différents états est déterminé par algorithme, puis les ordres de commande adéquats sont appliqués aux interrupteurs.

Les algorithmes utilisés en MLI vectorielle doivent répondre en temps réelles, ainsi ces méthodes offrent un contrôle total sur le choix et la répartition des états utilisés. Elle nécessite souvent un processeur de commande performant, par conséquent couteux, pour effectuer tous les calculs nécessaires en un temps raisonnable. En effet, ces calculs doivent être réitérés chaque période de découpage ; l'augmentation des fréquences de découpage nécessite donc une rapidité de calcul accrue.

4.3. Méthode de SVPWM pour l'onduleur a deux niveaux :

La modulation vectorielle (SVPWM) se réfère à une séquence de commutation spéciale des trois IGBT de puissance supérieure de l'onduleur triphasé [44].

Il a été démontré à générer moins de distorsion harmonique des tensions de sortie et /ou des courants appliqués aux phases d'un moteur à courant alternatif et à assurer une utilisation plus efficace de la tension d'alimentation par rapport à la technique de modulation sinusoïdale [42].

La Fig 4.1 montre le vecteur de commutation de base de la technique SVPWM. Dans ce schémas il y a huit vecteurs valide de commutation, et six de ces vecteurs spatiale

sont actif et uniformément répartis à 60° avec une longueur d'intervalle $2V_{cc} / 3$ et forment un hexagone.

On a également deux vecteurs spatiaux nuls qui sont localisé dans le centre de l'hexagone dans le plan complexe comme le montre la Fig 4.1. Pour une grandeur (longueur) et une position données, V_{ref} peut être synthétisé par trois vecteurs proches stationnaires, sur la base duquel les états de commutation de l'onduleur peuvent être sélectionné, et générés des signaux de commande des commutateurs actifs. Lorsque \vec{V}_{ref} passe à travers les secteurs un par un, les différents ensembles des interrupteurs seront ouvert ou fermé [46].

Par conséquent, lorsque \vec{V}_{ref} tourne un tour dans l'espace, la tension de sortie du variateur varie d'un cycle au fil du temps. La fréquence de sortie correspond à la vitesse de rotation de \vec{V}_{ref} , alors que sa tension de sortie peut être ajustée par l'amplitude de \vec{V}_{ref} . Le vecteur \vec{V}_{ref} (appelé le vecteur de référence) tourne dans le sens antihoraire à l'angle θ varie entre 0 et 360 degrés.

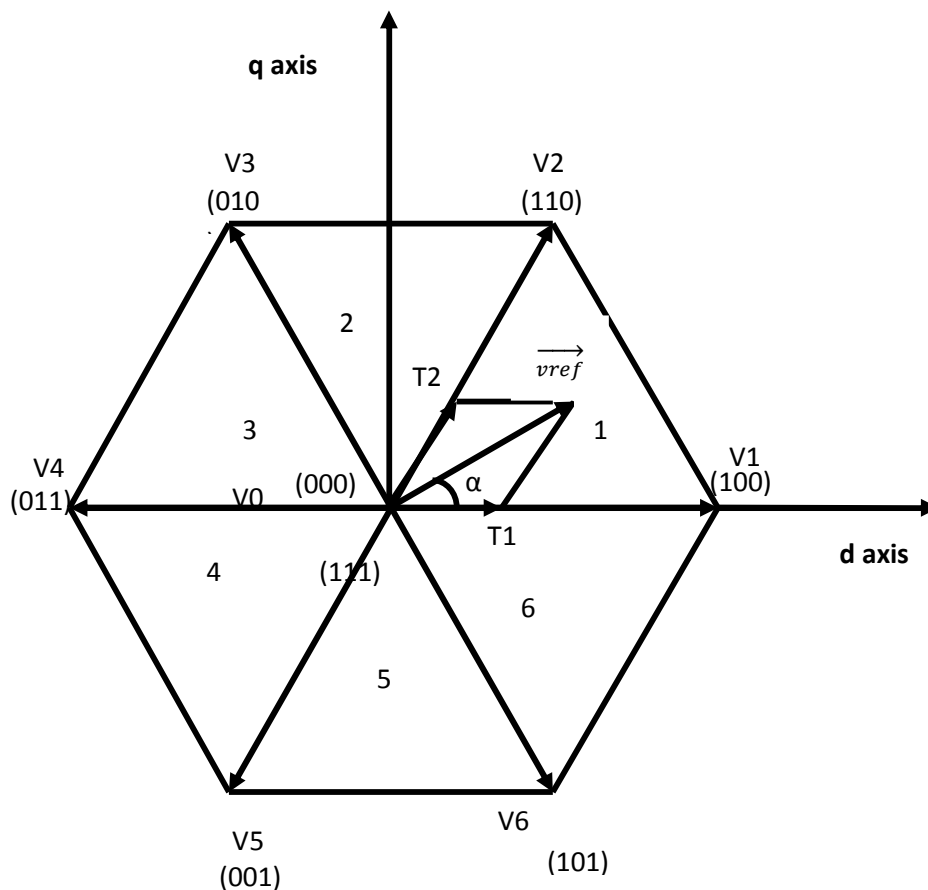


Fig 4.1 : Montre le vecteur de commutation de base de la technique SVPWM

4.3.1. PWM Vectorielle ou SVPWM

Le circuit modèle d'un onduleur typique PWM triphasé est montré sur la Fig 4.2 sont les six interrupteurs qui déterminent la sortie. Ils sont contrôlés par les variables R, R', S, S', T et T' [42]. Lorsque un transistor de la partie supérieure est commuté sur ON, c'est-à dire quand R, S ou T est à 1, la partie inférieure correspondante est commuté sur OFF, autrement dit R', S' ou T'est à 0. Par conséquent, les états ON et OFF des transistors supérieurs S₁, S₃ et S₅ peuvent être utilisés pour déterminer la tension de sortie [43].

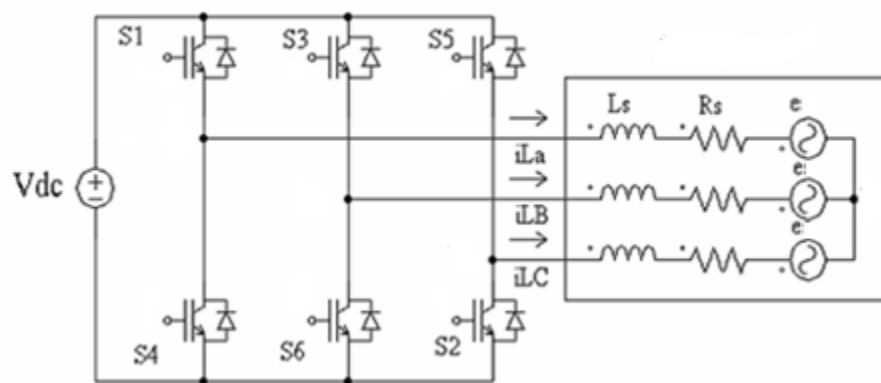


Fig 4.2 : Schéma d'un moteur alimenté par un onduleur triphasé

La relation entre la variable vecteur $[R, S, T]^t$ et le vecteur tension ligne à ligne $[V_{RS}, V_{ST}, V_{TR}]^t$ est donné comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{RS} \\ V_{ST} \\ V_{TR} \end{bmatrix} = Vdc \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ S \\ T \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Aussi, la relation entre la variable vecteur $[R, S, T]^t$ et le vecteur tension de phase $[V_{RN}, V_{SN}, V_{TN}]^t$ peut être exprimé comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{RN} \\ V_{SN} \\ V_{TN} \end{bmatrix} = Vdc/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ S \\ T \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

Comme illustré au tableau 4.1, il y'a huit combinaisons possibles de ON et OFF pour les trois interrupteurs de puissance supérieurs. Les états ON et OFF des composants de puissance inférieurs sont opposés aux supérieurs et donc sont faciles à déterminer une fois les états des transistors supérieurs sont déterminés. Nous déterminons les huit vecteurs de tension de sortie ligne-neutre (tension de phase), et les tensions de sortie ligne-à-ligne. Elles sont données dans le Tableau IV.1.

Tableau IV.1 : vecteurs tensions de phase et tension de sortie ligne par ligne.

Vecteurs Tension	Vecteurs de switch			Tension Ligne-Neutre			Tension Ligne-Ligne		
	R	S	T	V_{RN}	V_{SN}	V_{TN}	V_{RS}	V_{ST}	V_{TR}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	0
V_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0

Notons que les tensions respectives devront être multipliées par V_{dc} .

Pour implémenter le SVPWM, les équations de tension dans le repère abc peuvent être transformées dans le repère stationnaire dq dont l'axe des abscisses est d celui des ordonnées est q comme le montre la Fig 4.3.

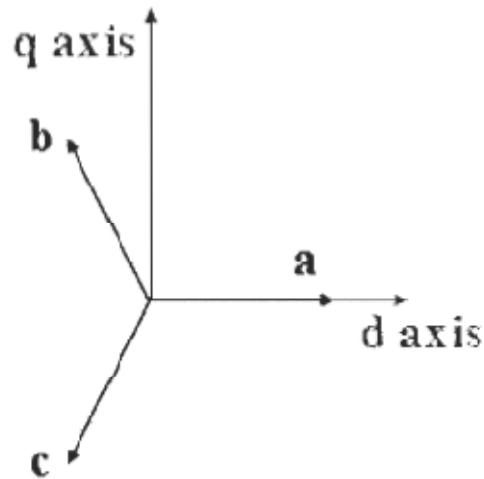


Fig 4.3: Relation entre le repère (R, S, T) et le repère stationnaire dq

D'après la figure ci dessus, la relation entre ces deux références est:

$$f_{dq0} = K_s \cdot f_{RST}$$

Où :

$$K_s = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, f_{dq0} = [f_d \ f_q \ f_0]^t, f_{abc} = [f_R \ f_S \ f_T]^t \quad (4.3)$$

Où f représente la variable de tension ou de courant.

Comme décrit sur la Fig 4.1, cette transformation est équivalent à une projection orthogonale de $[R, S, T]^t$ sur les deux dimensions perpendiculaires au vecteur $[1, 1, 1]^t$ (l'équivalent du plan d-q) dans un système de coordonnées à trois-dimensions. Il en résulte, six vecteurs non nuls et deux vecteurs nuls possibles. Les six vecteurs non nuls (V1 à V6) forment

les axes d'une forme hexagonale comme représentés à la Fig 4.4. Et l'alimentation électrique de la charge. L'angle entre deux vecteurs non nuls adjacents est 60 degré.

Les deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) sont à l'origine et appliquent une tension nulle à la charge. Les huit vecteurs sont appelés vecteurs espace de base et sont représentés par V_0 , V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 , V_6 et V_7 . La même transformation peut être appliquée à la tension de sortie désirée pour obtenir le vecteur tension de référence désirée \vec{V}_{ref} dans le plan d-q.

L'objectif de la technique SVPWM est d'avoir une approximation du vecteur tension de référence \vec{V}_{ref} en utilisant les huit interrupteurs. La méthode d'approximation utilisée consiste à générer un même rendement moyen de la sortie de l'onduleur dans une petite période T comme celui de \vec{V}_{ref} dans la même période.

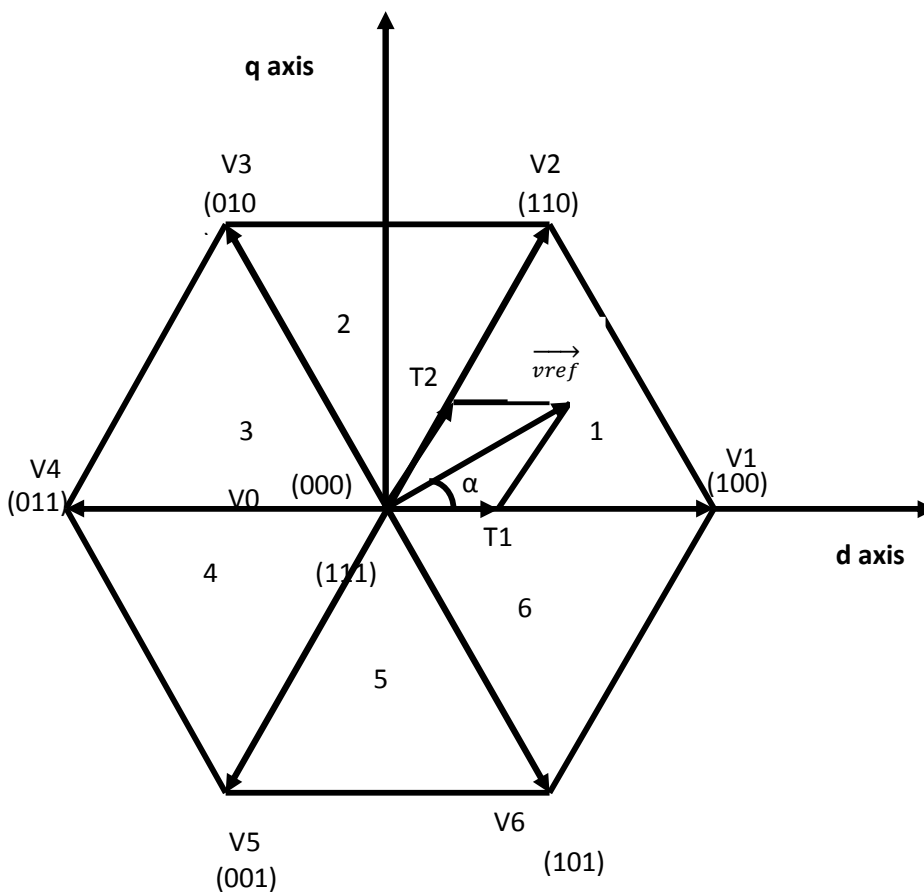


Fig 4.4 : vecteur de commutation de base et secteurs

Par conséquent, SVPWM peut être implémenté suivant les étapes ci-dessous:

- Étape 1 : détermination de V_d , V_q , V_{ref} , et l'angle α

- Étape 2 : détermination du temps T1, T2, To
 - Étape 3 : détermination du temps de commutation de chaque transistor (S1- S6).
 - Envoi des données au Workspace.
3. Affichage des résultats de simulation avec Matlab.

4.3.2.Étape 1 : Détermination de V_d , V_q , V_{ref} , et l'angle α

D'après la Fig 4.3, les vecteurs V_d , V_q , V_{ref} , et l'angle α peuvent être déterminés comme suit:

$$\begin{aligned} V_d &= V_{RN} - V_{SN} \cdot \cos(p/3) - V_{TN} \cdot \cos(p/3) \\ &= V_{RN} - 1/2V_{SN} - 1/2V_{TN} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} V_q &= 0 + V_{SN} \cdot \cos(p/6) - V_{TN} \cdot \cos(p/6) \\ &= 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{SN} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{TN} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{v} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{RN} \\ V_{SN} \\ V_{TN} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{v} \quad |V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{v} \quad \alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_d}{V_q}\right) = \omega t = 2\pi f t \quad \text{où } f = \text{fréquence fondamentale} \quad (4.7)$$

4.3.3 Étape 2 : Détermination des durées T1, T2, To

A partir de la Fig 4.5, la durée du temps de commutation peut être calculée comme suit :

- La durée du temps de commutation au niveau du secteur 1 [50].

$$\int_0^{T_z} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \vec{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \vec{V}_0 dt \quad (4.8)$$

$$\mathbf{v} \quad T_z \cdot |V_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(p/3) \\ \sin(p/3) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Où $0 \leq a \leq 60^\circ$

$$\sqrt{T1} = Tz \cdot a \cdot \frac{\sin(p/3 - a)}{\sin(p/3)} \quad (4.10)$$

$$\sqrt{T2} = Tz \cdot a \cdot \frac{\sin(a)}{\sin(p/3)} \quad (4.11)$$

$$\sqrt{T0} = Tz - (T1 + T2), \quad \text{où } Tz = \frac{1}{fz} \quad \text{et } a = \frac{|Vref|}{\frac{2}{3}Vdc} \quad (4.12)$$

Durées du temps de commutation dans n'importe quel secteur.

$$\sqrt{T1} = \frac{\sqrt{3} \cdot Tz \cdot |Vref|}{Vdc} \left(\sin\left(\frac{p}{3}\right) - a \cdot \frac{n-1}{3} \cdot p \right)$$

$$T1 = \frac{\sqrt{3} \cdot Tz \cdot |Vref|}{Vdc} \left(\sin\left(\frac{n}{3}p - a\right) \right)$$

$$T1 = \frac{\sqrt{3} \cdot Tz \cdot |Vref|}{Vdc} \left(\sin\left(\frac{n}{3}p\right) \cdot \cos(a) - \cos\left(\frac{n}{3}p\right) \cdot \sin(a) \right)$$

(4.13)

$$\sqrt{T2} = \frac{\sqrt{3} \cdot Tz \cdot |Vref|}{Vdc} \left(\sin\left(a - \frac{n-1}{3}p\right) \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot Tz \cdot |Vref|}{Vdc} \left(-\cos(a) \cdot \sin\left(\frac{n-1}{3}p\right) - \sin(a) \cdot \cos\left(\frac{n-1}{3}p\right) \right)$$

(4.15)

$T0 = Tz - (T1 + T2)$, où $n=1$ à 6 (représentant le secteur 1 à 6) $0 \leq a \leq 60^\circ$

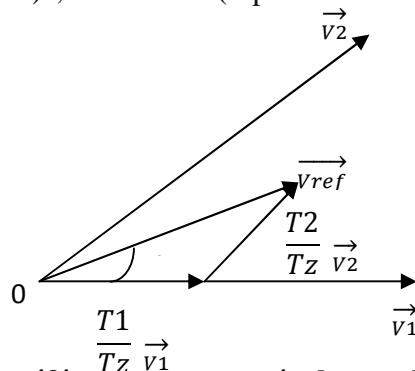


Fig 4.5 : Vecteur référence comme résultante des vecteurs adjacents du secteur 1.

4.3.4. Étape 3: Détermination du temps de commutation de chacun des transistors (S1 à S6)

La Fig 4.6 montre le temps de commutation du SVPWM dans chaque secteur [45]

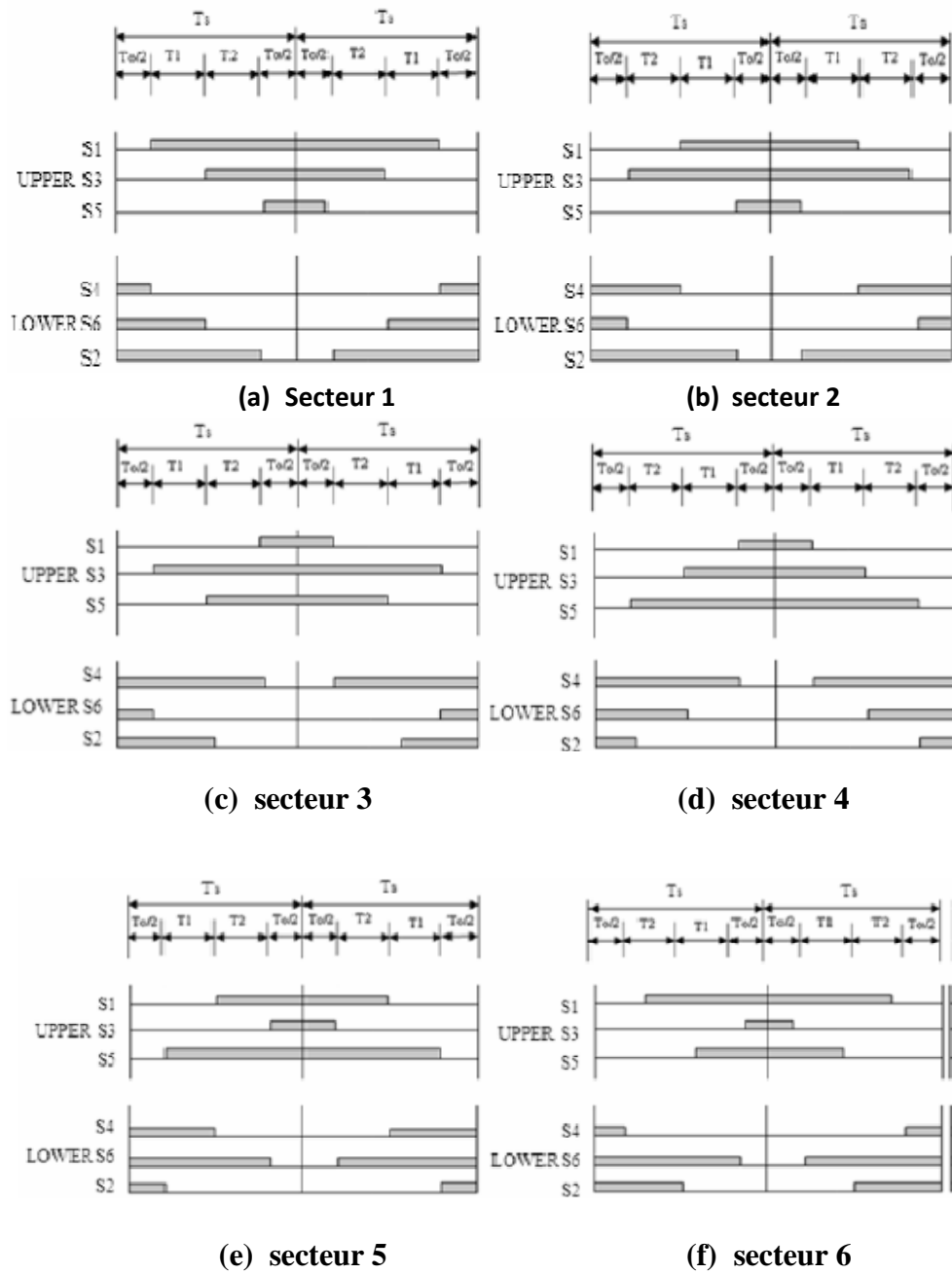


Fig 4.6: Temps de commutation de SVPWM dans chaque secteur

secteur	Interrupteurs supérieures (S1,S3,S5)	Interrupteurs inférieures (S2 ,S4,S5)
1	$S1=T1+T2+T0 /2$ $S3=T1+T0 /2$ $S5=T0 /2$	$S4=T0/2$ $S6=T1+T0/2$ $S2=T1+T2+T0/2$
2	$S1=T1+T0 /2$ $S3=T1+T2+T0 /2$ $S5=T0 /2$	$S4= T2+T0/2$ $S6=T0/2$ $S2=T1+T2+T0/2$
3	$S1=T0/2$ $S3=T1+T2+T0/2$ $S5=T2+T0 /2$	$S4=T1+T2+T0/2$ $S6=T1+T0/2$ $S2=T0/2$
4	$S1=T0/2$ $S3=T1+T0/2$ $S5=T1+T2+T0/2$	$S4=T1+T2+T0/2$ $S6=T2+T0/2$ $S2=T0/2$
5	$S1=T2+T0/2$ $S3=T0/2$ $S5=T1+T2+T0/2$	$S4= T1+T0/2$ $S6=T1+T2T0/2$ $S2=T0/2$
6	$S1= T1+T2+T0/2$ $S3=T0/2$ $S5=T1+T0/2$	$S4=T0/2$ $S6=T1+T2+T0/2$ $S2=T2+T0/2$

Tableau 4.2 : calcul du temps de commutation

La MLI dite space vector (vecteur spatial) est surtout applicable aux variateurs de vitesse triphasés. Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour le ramener dans le plan $(V_d \ V_q)$. Le système de tensions triphasées à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan. Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en moyenne le vecteur recherché. En modulation sinusoïdale, elle donne des résultats similaires à la MLI intersective à porteuse triangulaire centrée. Néanmoins, elle peut être plus facile à implanter dans un microcontrôleur ou. Cette technique a l'avantage de maximiser la puissance disponible, ce qui justifie son usage.

4.4. Commande d'un onduleur à trois niveaux

Le principe de la commande PWM d'un onduleur NPC à deux niveaux a été déjà expliqué dans ce qui a précédé. Le but est d'obtenir une tension de sortie à deux niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distinct. Dans cette partie on va étudier l'onduleur NPC à trois niveaux avec la commande SVPWM.

4.4.1. Structure de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux

La structure de l'onduleur de tension en pont triphasé à trois niveaux représentée par la Fig 4.7, est composée de trois demi-ponts monophasés. A partir de la source principale de tension continue E , et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune un potentiel à demi tension $E/2$. Cette structure crée alors un point neutre O entre les condensateurs C_1 et C_2 . Chaque demi-pont est composé de deux étages d'interrupteurs.

Chaque étage comporte deux transistors IGBT en série avec un point commun relié par une diode au point neutre O . Les diodes anti-parallèles sur les transistors assurent la réversibilité des courants de la charge.

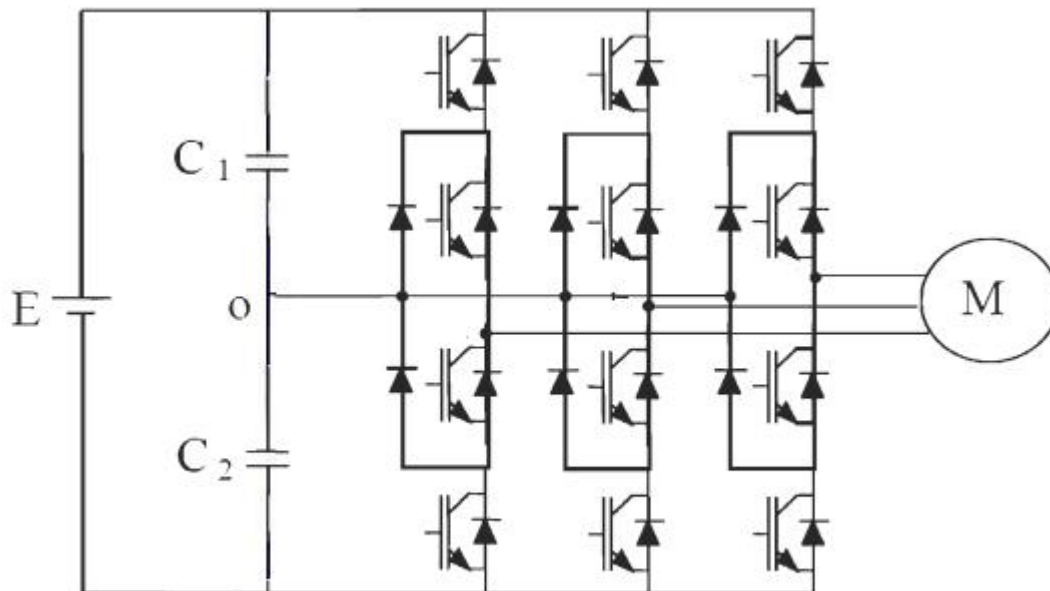


Fig 4.7 : structure d'un onduleur à trois niveaux.

4.4.2. Principe de fonctionnement

Pour décrire le fonctionnement de l'onduleur triphasé de type NPC, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la Fig 4.8. Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne "R" de la charge et le point neutre O. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 et K_4 du bras. Le sens positif ou négatif des courants I_{d0} , I_{d1} et I_{d2} fixe le sens du transfert de l'énergie du convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant. Sur les $2^4 = 16$ séquences possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, donc elles sont à éviter.

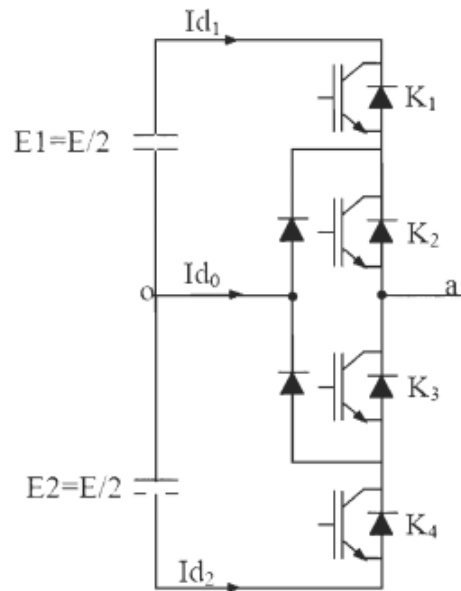


Fig 4.8. Bras d'un onduleur triphasé à trois niveaux

En effet, elles provoquent:

Soient des court-circuits des sources de tension continue:

- court-circuit de E1 et de E2 avec les séquences [1111] et [1001],
- court-circuit de E1 avec les séquences [1110], [1000] et [1010],
- court-circuit de E2 avec les séquences [0111], [0001] et [0101] ;

Soient la déconnexion de la charge pour la séquence [0000]. Soient encore, elles ne permettent pas d'assurer la connexion de la charge au point neutre pour les séquences [0100] et [0010]. Les trois configurations du bras de l'onduleur correspondant aux trois séquences fonctionnelles sont dans le tableau suivant:

Tableau 4.3 : séquences des vecteurs de commande du bras d'onduleur à trois niveaux

Séquences	Etats des interrupteurs		
	[K1 K2 K3 K4]	Tension inverse des Interrupteurs	Tension de sortie V_{Ro}
1	[1100]	$V_{k3}=V_{k4}= +E/2$	$V_{Ro}=+E/2$
2	[0110]	$V_{k1}=V_{k4}= +E/2$	$V_{Ro}=0$
3	[0011]	$V_{k1}=V_{k2}= +E/2$	$V_{Ro}=-E/2$

Les séquences 1,2 et 3 vont s'enchaîner durant chaque période de la façon suivante: 1-2-3-2

4.4.3. Algorithme de commande PWM trois niveaux

Pour commander un onduleur à 3 niveaux de tension, 2 porteuses triangulaires sont nécessaires. Les signaux triangulaires doivent tous avoir la même fréquence f_c , et la même amplitude A_c . Ils peuvent être horizontalement ou verticalement décalés. S'ils sont horizontaux, le déphasage entre deux signaux consécutifs est donné par π . S'ils sont verticaux, ils peuvent être en phase ou non et occupent une bande continue avec le même décalage vertical. Ils sont ensuite comparés au signal de référence d'amplitude A_r et de fréquence f_r . Chaque comparaison donne 0 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 1 dans le cas contraire. À la sortie du modulateur, la somme des résultats issus des comparaisons est ensuite décodée, et donne la valeur correspondant à chaque niveau de tension. Cette modulation est aussi caractérisée par l'indice de modulation m qui est égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence A_r à la valeur crête A_c de la porteuse: $m = \frac{A_r}{A_c}$

Par exemple pour un onduleur triphasé à trois niveaux, on utilise deux porteuses en dents de scie bipolaires (vc_1,vc_2) ayant le même décalage vertical l'une par rapport à l'autre.

4.4.3.1. Détermination des porteuses en dents de scie et des tensions triphasées

Les deux porteuses

$$V_{c1} = A_c \left(\frac{2t}{T_c} \right); 0 \leq t < T_c$$

$$V_{c2} = A_c \left(\frac{2t}{T_c} \right) - 1; 0 \leq t < T_c$$

4.4.3.2. Calcul du comparateur

$$V_{\text{ref}k} \geq V_{c1} \Rightarrow T_{k1} = 1$$

$$V_{\text{ref}k} < V_{c1} \Rightarrow T_{k1} = 0$$

ou

$$V_{\text{ref}k} \geq V_{c2} \Rightarrow T_{k1} = 1$$

$$V_{\text{ref}k} < V_{c2} \Rightarrow T_{k1} = 0$$

4.4.3.3. Calcul du sommateur

$$T_{k1} = (T_{k1} - T_{k2})$$

4.4.3.4. Calcul des tensions et des vecteurs de commande

$$\text{Si } T_k = 1 \Rightarrow G_k = [1100] \text{ et } V_k = V_{dc}/2$$

$$\text{Si } T_k = 0 \Rightarrow G_k = [0110] \text{ et } V_k = 0$$

$$\text{Si } T_k = -1 \Rightarrow G_k = [0011] \text{ et } V_k = -V_{dc}/2$$

Avec: V_{c1} et V_{c2} : Porteuses en dents de scie,

$V_{\text{ref}k}$: Tensions de référence triphasées,

T_k : Sortie du sommateur dans le comparateur,

G_k : Vecteur de commande des gâchettes,

V_k : Tensions de sortie de l'onduleur,

$V_{dc} = E$: Tensions d'alimentation de l'onduleur.

Cet algorithme est constitué de cinq étapes essentielles. Au niveau de chaque étape, il existe plusieurs méthodes de calcul. Les étapes sont les suivantes:

- Détermination du vecteur de tension de référence
- Calcul du secteur
- Calcul de la région
- Calcul des temps de commutation
- Calcul des séquences de commutation
- Génération des signaux PWM

Depuis que la méthode SVPWM multi-niveaux utilise la modélisation deux niveaux pour calculer les temps de commutation, l'estimation de ces derniers devient moins difficile. Une modélisation multi-niveaux est expliquée, et les résultats de simulation sont donnés pour onduleurs deux et trois-niveaux.

4.4. SVPWM à trois niveaux

4.4.1. Calcul du vecteur de référence

Nous avons montré plus haut le circuit principal de l'onduleur triphasé à trois niveaux Fig 4.7. Chaque branche est composée de quatre commutateurs à trois états de commutation qui peuvent être représentés par P, 0, N listé dans le tableau. D'après ce qui précède, nous comprenons alors qu'il existe 27 vecteurs de tension de référence dans le diagramme vectoriel d'un onduleur triphasé à trois niveaux dont chacun peut être représenté sous la forme vectorielle suivante comme vecteur de référence:

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} (\vec{V}_{RO} \cdot e^{j0} + \vec{V}_{SO} \cdot e^{j2p/3} + \vec{V}_{TO} \cdot e^{-j2p/3}) \quad (4.16)$$

Avec \vec{V}_{RO} , \vec{V}_{SO} , \vec{V}_{TO} sont les tensions de références des phases R, S et T du stator.

Pour alimenter une machine électrique par un système de tensions triphasées sinusoïdales, on crée donc un vecteur \vec{V}_{ref} d'amplitude V_{ref} constante égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de la Fig 4.9 à vitesse angulaire

$w = \frac{dq}{dt}$ constante correspondant à la pulsation électrique souhaitée. Dans le cas général, il

n'est pas possible d'appliquer directement le vecteur \vec{V}_{ref} avec l'onduleur, car celui-ci ne peut prendre que des états discrets. On doit donc construire \vec{V}_{ref} à l'aide d'une combinaison des vecteurs avoisinants (\vec{V}_k , représentés sur la Fig 4.9), appliqués individuellement pendant une certaine durée T_k de sorte que \vec{V}_{ref} se retrouve au barycentre de ces vecteurs pondérés par leur durée :

$$\begin{cases} T_{dec} \cdot \vec{V}_{ref} = \sum_k T_k \cdot \vec{V}_k \\ T_{dec} = \sum_k T_k \end{cases} \quad (4.17)$$

Où T_{dec} est la durée totale allouée pour appliquer successivement les vecteurs \vec{V}_k (elle est normalement fixe et nommée période de découpage ; il en résulte la fréquence de découpage $f_{dec} = 1/T_{dec}$). Ainsi, pour construire le vecteur \vec{V}_{ref} de la Fig 4.9, on pourra par exemple utiliser les vecteurs \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_8 . Toute combinaison de vecteurs est valide tant que le plus grand polygone reliant leurs extrémités contient \vec{V}_{ref} (car les coefficients de pondération T_k sont des durées qui doivent être positives) [47].

Les 27 vecteurs constituent le diagramme vecteur espace de l'onduleur à trois niveaux comme représentés à la Fig IV.9. Il y'a 24 vecteurs actifs dont 12 vecteurs courts, 6 vecteurs moyens et 6 vecteurs longs, et les trois restants sont des vecteurs nuls (PPP, 000 NNN). Ils convergent tous au centre de l'hexagone [48]. Conformément au principe de transformation du triphasé au biphasé, les trois vecteurs de tensions de référence ($\vec{V}_{RO}, \vec{V}_{SO}$ et \vec{V}_{TO}) peuvent être transformés en (\vec{V}_a, \vec{V}_b) comme suit:

$$\begin{matrix} \vec{v}_{ref} \\ \vec{v}_a \\ \vec{v}_b \end{matrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{matrix} \vec{v}_{RO} \\ \vec{v}_{SO} \\ \vec{v}_{TO} \end{matrix} \quad (4.18)$$

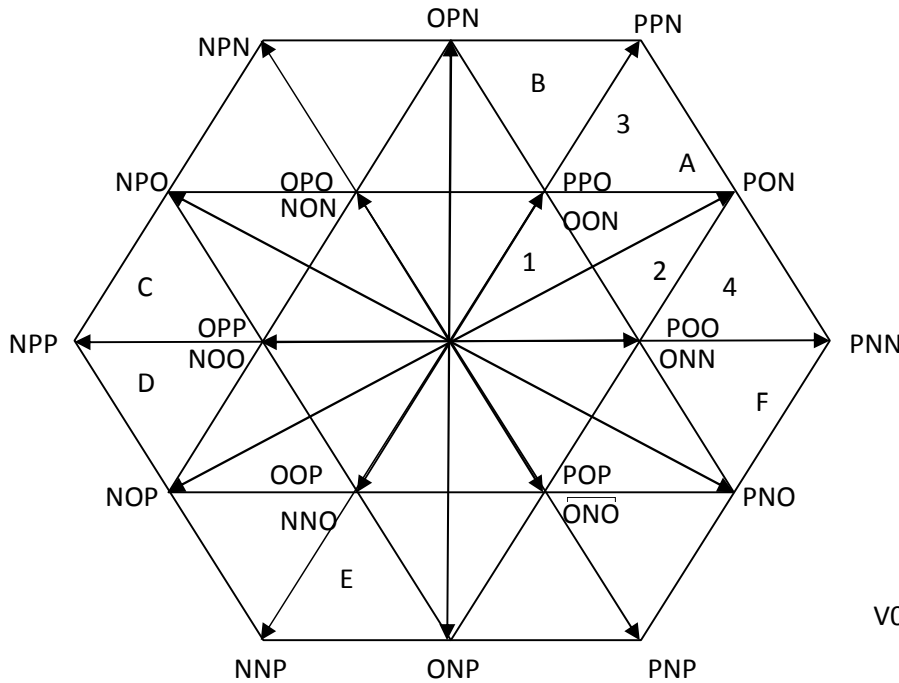


Fig 4.9 Diagramme vectoriel d'onduleur à trois niveaux

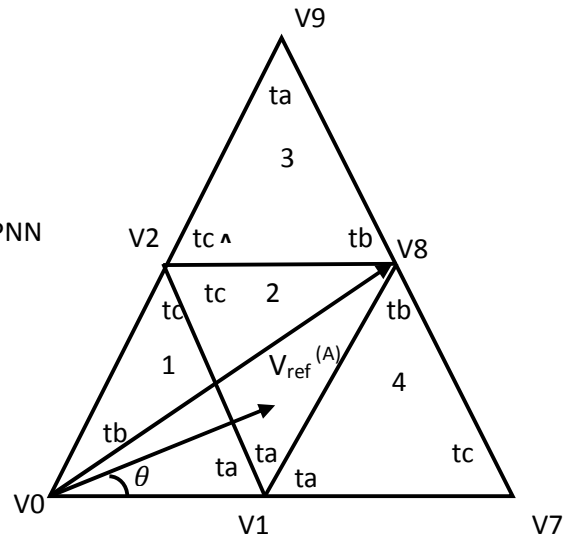


Fig 4.10 : tension de référence dans le secteur A

$$\vec{V}_{ref} = v e^{iq} \tag{4.19}$$

v_a et v_b sont les coordonnées cartésiennes de la tension de référence \vec{V}_{ref} .

θ est l'angle de phase de \vec{V}_{ref} .

4.4.2. Calcul du secteur

L'hexagone du diagramme vecteur d'espace de l'onduleur à trois niveaux peut être subdivisé en 6 secteurs (A à F) dont chacun à 4 régions (1 à 4). Ce qui donne un total de 24 régions.

Les secteurs peuvent être déterminés de la façon suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2 & \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi \\ 4 & \pi < \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \frac{5\pi}{3} < \theta < 2\pi \end{cases}$$

4.4.3. Calcul de la région

À partir de la Fig 4.11, m_2 et m_1 peuvent être calculés comme suit:



Fig 4.11 : Diagramme vecteur espace pour m_1 et m_2 dans le secteur A

$$a = m_2 = \frac{b}{\sin(p/3)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot b = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot m_n \cdot \sin(a) \tag{4.20}$$

$$m_1 = m_n \cdot \cos(a) - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot m_n \cdot \sin(a) \right) \cdot \cos\left(\frac{p}{3}\right)$$

$$m_1 = m_n \cdot \left(\cos(a) - \frac{\sin(a)}{\sqrt{3}} \right) \tag{4.21}$$

Et ensuite \vec{V}_{ref} est dans la région :

$$\text{Région} = \begin{cases} 1 & \text{si } m_1, m_2 \text{ et } (m_1+m_2) < 0.5 \\ 2 & \text{si } m_1 > 0.5 \\ 3 & \text{si } m_2 > 0.5 \\ 4 & \text{si } m_1 \text{ et } m_2 < 0.5 \text{ et } (m_1+m_2) > 0.5 \end{cases}$$

4.4. Calcul des temps de commutation

La symétrie du système triphasé, nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de $\pi/3$. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence \vec{V}_{ref} est situé dans le secteur A. Alors, considérant que le vecteur de tension de référence \vec{V}_{ref} reste dans la région 2, dans ce cas, la tension de référence \vec{V}_{ref} est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions \vec{v}_1, \vec{v}_2 et \vec{v}_8 ; comme illustré à la Fig 4.10.

Pour une fréquence de commutation « T_z » suffisamment élevée le vecteur d'espace de référence \vec{V}_{ref} est considéré constant pendant un cycle de commutation. Tenant compte du fait que : \vec{v}_1, \vec{v}_2 et \vec{v}_8 sont constants, il s'en suit que pour un cycle de commutation :

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} = \vec{V}_1 ta + \vec{V}_8 tb + \vec{V}_2 tc \\ T_z = ta + tb + tc \end{cases} \quad (4.22)$$

Avec : ta, tb, tc : temps alloués respectivement aux vecteur.

$$\vec{v}_1, \vec{v}_2 \text{ et } \vec{v}_8$$

À partir de ces expressions précédentes, les temps de commutation des vecteurs de tensions peuvent être calculés comme suit:

$$\begin{cases} ta = T_z - 2k \cdot \sin(q) \\ tb = 2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} + q\right) - T_z \\ tc = T_z - 2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} - q\right) \end{cases} \quad \text{où } k = \frac{4\sqrt{3}}{3} \left(\frac{V_{ref}}{E}\right) \cdot T_z \quad (4.23)$$

En suivant la même procédure, les temps de commutation dans les autres régions du secteur A peuvent être obtenus comme montré dans le **Tableau 4.4**.

Espaces temps	Ta	tb	tc
Région			
1	$2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} - q\right)$	$T_z - 2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} + q\right)$	$2k \cdot \sin(q)$
2	$T_z - 2k \cdot \sin(q)$	$2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} + q\right) - T_z$	$T_z - 2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} - q\right)$
3	$2k \cdot \sin(q) - T_z$	$2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} - q\right)$	$2T_z - 2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} + q\right)$
4	$2T_z - 2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} + q\right)$	$2k \cdot \sin(q)$	$2k \cdot \sin\left(\frac{p}{3} - q\right) - T_z$

Tableau 4.4 : Calcul des temps de commutation

Détermination des séquences des temps de commutation Une fois que les espaces temps ont été calculés, les séquences de commutation doivent aussi être déterminées. Cependant les onduleurs ont certains états de commutation qui sont redondants. Cela signifie que les séquences de commutation doivent être déterminées de manière intelligente, de manière à éviter les redondances afin d'optimiser le système et minimiser au maximum le taux de distorsion harmonique. Ainsi dans cette méthode de calcul du SVPWM multi-niveaux, tous les temps de commutation sont ordonnés de façon à former des séquences de commutation optimale [49]. Les commutations se font en changeant l'état d'un seul commutateur à la fois.

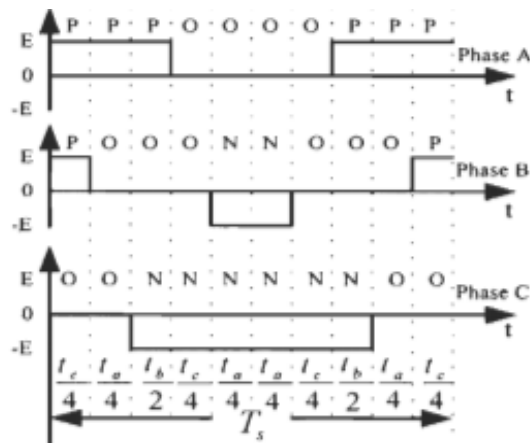


Fig 4.11 : Ordre des séquences de commutation symétrique

Nous obtenons les séquences suivantes selon la région où se trouve le vecteur de référence:

Région 1 : PPO-POO-OOO-OON-ONN et inverse

Région 2: PPO-POO-PON-OON-ONN et inverse

Région 3 : PPO-PPN-PON-OON et inverse

Région 4: POO-PON-PNN-ONN et inverse

4.5. Génération des signaux symétriques PWM

Régions Temps	1	2	3	4
PWM_S1a	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4}$	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4} + \frac{tb}{4}$	$\frac{Tz}{2} - \frac{tc}{4}$	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4}$
PWM_S2a	$\frac{Tz}{2}$	$\frac{Tz}{2}$	$\frac{Tz}{2}$	$\frac{Tz}{2}$
PWM_S1b	$\frac{tc}{4}$	$\frac{tc}{4}$	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4}$	0
PWM_S2b	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4} + \frac{tb}{4}$	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4}$	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4}$	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4}$
PWM_S1c	0	0	0	0
PWM_S2c	$\frac{Tz}{2} - \frac{ta}{4} - \frac{tc}{4}$	$\frac{tc}{4} + \frac{ta}{4}$	$\frac{tc}{4}$	$\frac{ta}{4}$

Tableau 4.5 : Temps de commutation de la branche supérieure du secteur A

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons abordé la commande vectorielle (SVPWM) pour l'onduleur deux et trois niveaux, et on a essayé de présenter l'algorithme de commande SVPWM pour les différents niveaux (deux et trois niveaux), et les différentes étapes à suivre pour l'implantation de cette algorithme.

5.1. Introduction

Une fois que les modèles mathématiques sont établis, nous allons les implanter sous environnement MATLAB afin de faire les simulations désirées. Nous allons diviser le système en trois blocs principaux : Un bloc générant des signaux de commande en MLI, un bloc source, et enfin un bloc onduleur multi-niveaux. Pour pouvoir étudier le signal obtenu à la sortie de l'onduleur. Nous allons relever un ensemble de courbes représentant les spectres et les taux de distorsions harmoniques. Un regard sur les courbes permettra d'une manière qualitative d'avoir une idée sur les variations de celles-ci.

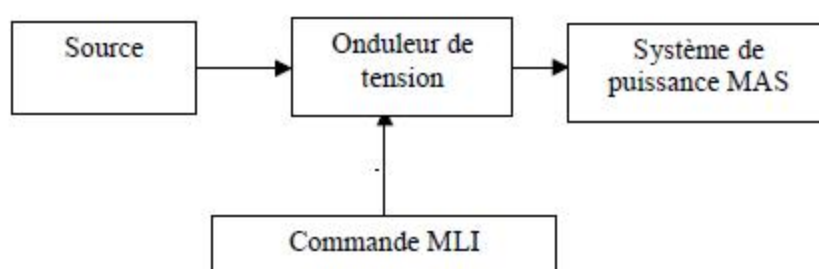


Fig 5.1: Shéma de principe de la décomposition en blocs

5.1.1. Bloc « source d'alimentation »

La source d'alimentation est supposée être une tension continue représentée par l'équation mathématique: $V = Cst = E$

5.1.2. Bloc « commande en modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle »

Le principe général de cette stratégie est basé sur la comparaison d'une tension de référence sinusoïdale dite modulante, à une porteuse triangulaire ou en dents de scie dite modulatrice.

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par les points d'intersection entre la modulante et la porteuse. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En général, les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont dépendants du signe de la pente de la modulatrice:

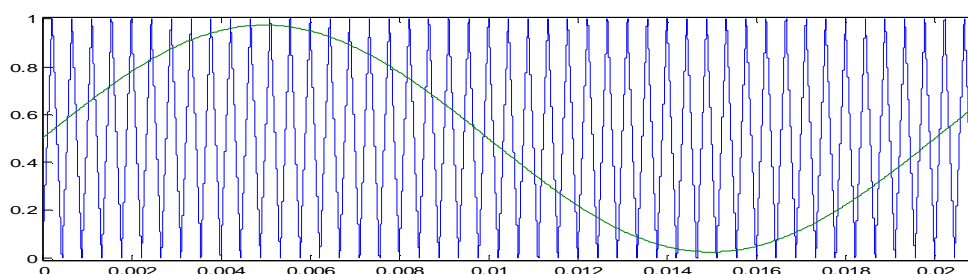


Fig. 5.2 : Principe de la modulation

Trois paramètres caractérisent la commande MLI :

- L'indice de modulation m qui est égal au rapport de la fréquence de la modulatrice sur la fréquence de la référence. $m = \frac{f_{por}}{f_{ref}}$
- Si m est entier la modulation sera dite synchrone et asynchrone dans le cas contraire. Dans le cas de la Fig (5.2), $m=45$
- Le taux de modulation « c » qui est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence v_{ref} sur celle de la porteuse v_{por} . $c = \frac{v_{ref}}{v_{por}}$

$C=0.8$ pour toutes les simulations.

- La pente de la porteuse $r = \frac{T_{rising}}{T_{por}}$

5.1.2.1. Modélisation du bloc porteuse

La porteuse est un signal triangulaire d'amplitude v_{por} et de fréquence f_{por} nettement supérieure à f_{ref} (fréquence de la référence).

$$f_{por} = m f_{ref}$$

Il a pour expression

$$v_{por}(t) = v_p \arcsin(\sin 2\pi f_{por} t)$$

5.1.2.2. Modélisation de bloc signale de référence :

Le système de tensions de référence est triphasé sinusoïdal, il est composée de trois signaux de fréquence f_{ref} . d'amplitude v_{ref} avec un déphasage de $(2\pi/3)$ entre vecteurs.

$$\begin{bmatrix} v_{ref1} \\ v_{ref2} \\ v_{ref3} \end{bmatrix} = \frac{V_m}{2} \begin{bmatrix} 1 + \sin(2\pi f_{ref} t) \\ 1 + \sin\left(2\pi f_{ref} t - \left(\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ 1 + \sin\left(2\pi f_{ref} t + \left(\frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{bmatrix}$$

5.2. Modélisation du bloc commande a MLI

La Fig 5.3 donne un aperçu global sur le principe de cette stratégie de commande.

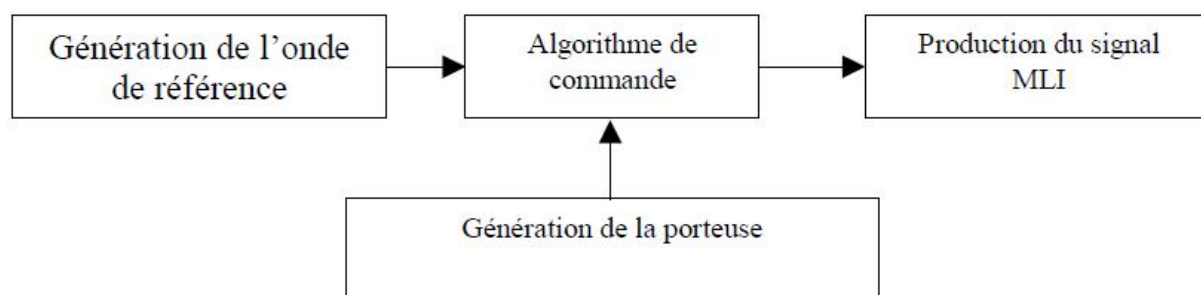


Fig.5.3 : principe de la commande MLI sinus-triangle.

Les intersections des trois ondes de référence avec l'onde de modulation (porteuse) déterminent les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur.

5.2.1. Cas d'une porteuse multi-niveaux

Pour générer la porteuse, dans le cas des multi-niveaux, le principe reste le même que précédemment. Le schéma blocs de la Fig.5.3 est dupliqué N fois pour obtenir «N» porteuses décalées l'une par rapport à l'autre verticalement et ayant les mêmes amplitudes et les mêmes pentes.

Dans notre cas N=2 nous aurons

$$\begin{cases} v_{por1} = 0.25 + \frac{[0.25 \arcsin(\sin(2\pi f_p t))]}{\pi/2} \\ v_{por2} = 0.75 + \frac{[0.25 \arcsin(\sin(2\pi f_p t))]}{\pi/2} \end{cases} \quad (5.1)$$

5.2.2. Modèle de simulation du bloc onduleur multi-niveaux

Comme nous l'avons démontré précédemment au chapitre 2, les tensions simples se généralisent par la formulation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum f_{j,1}^1 \\ \sum f_{j,1}^2 \\ \sum f_{j,1}^3 \end{bmatrix} \frac{E}{N} \quad (5.2)$$

5.3 Interprétation des résultats de simulation pour la modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle

Nous avons opté dans les simulations la modulation synchrone avec une valeur de l'indice de modulation m impaire et multiple de trois pour que les trois tensions V_R-V_O , V_S-V_O et V_T-V_O soient identiques à un tiers de leurs période près, cette identité se retrouve alors avec les tensions U_{RS} , U_{ST} et U_{TR} ou avec les tensions V_R , V_S et V_T . La Fig5.4 donne un exemple de tracé des formes d'ondes avec référence sinusoïdale. Ce tracé correspond à $m=45$, $c=0.95$ et $r=0.5$.

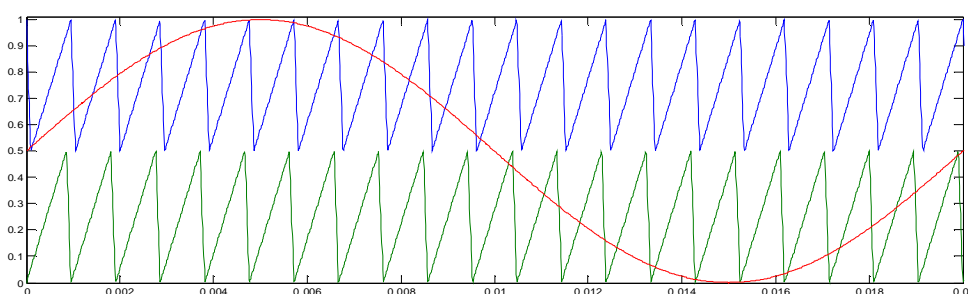


Fig.5.4 : principe de la modulation pour un onduleur à trois niveaux

Les tensions de sortie (V_R , V_S et V_T) sont déduites de V_R-V_O , V_S-V_O et V_T-V_O

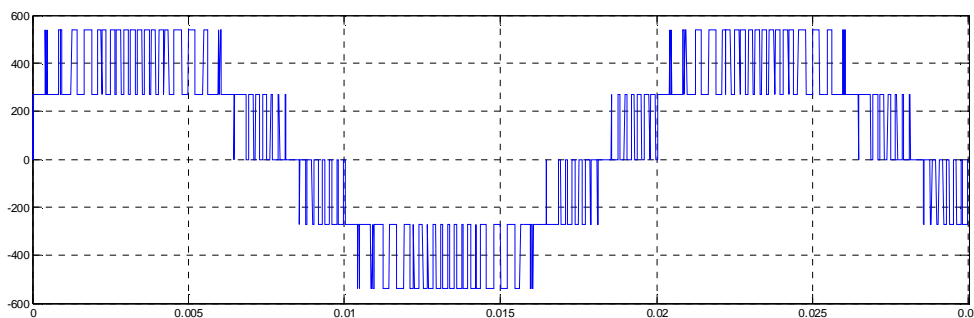
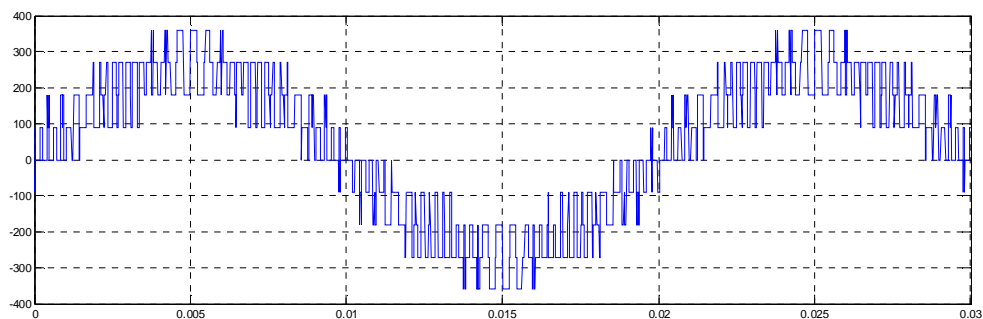


Fig .5.5 : Tension entre composée.

Fig .5.6 : La tension simple V_{RN} .

Puisque m impaire et multiple de trois, cela engendre la suppression des harmoniques multiple de trois. Le plus important est celui de fréquence mf situé au centre de la première famille.

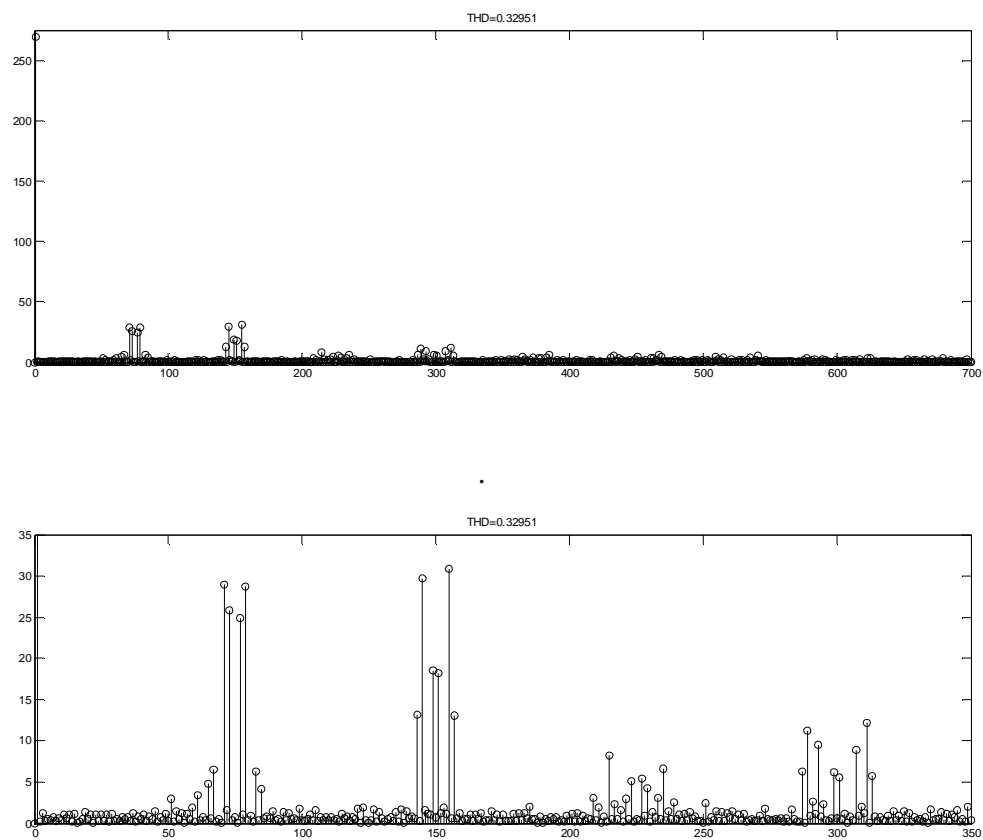


Fig. 5.7

Les rangs des harmoniques de tension qui apparaissent sont :

- Les harmoniques de fréquence ($m \pm 2$, $m \pm 4$, $m \pm 8$, $m \pm 10$) de la première famille.
- Les harmoniques de fréquence ($2m \pm 1$, $2m \pm 5$, $2m \pm 7$) de la deuxième famille.

- L'harmonique de fréquence $(3m\pm 2, 3m\pm 4, 3m\pm 10)$ situé au centre de la troisième famille.
- Les harmoniques de fréquence $(4m\pm 1, 4m\pm 7, 4m\pm 11, 4m\pm 13)$ de la quatrième famille.

Quand m est grand, le début de développement en série de Fourier de $(V_R, V_S$ et $V_T)$ est compté tenu des harmoniques restants dans ces tensions.

$$V_R = v'_1 \sqrt{2} \sin \omega t + v'_{m\pm 2} \sqrt{2} [\sin(m-2)\omega t + \sin(m+2)\omega t] \\ + v'_{2m\pm 1} \sqrt{2} [-\sin(2m-1)\omega t + \sin(2m+1)\omega t]$$

$v'_1, v'_{m\pm 2}$ et $v'_{2m\pm 1}$ ayant des valeurs indiquées pour $U_1, U_{m\pm 2}$ et $U_{2m\pm 1}$.

Pour trouver la valeur et le rang des harmoniques restants. On peut utiliser la conservation de la puissance instantanée.

$$U_i = v'_R i'_R + v'_S i'_S + v'_T i'_T$$

$$U_i = 3v'_1 I \cos \varphi + 3v'_{m\pm 2} I \{\cos[(m-3)\omega t + \varphi] - \cos[(m+3)\omega t - \varphi]\} \\ + 3v'_{2m\pm 1} I \{\cos[(2m\omega t - \varphi) + \cos(2m\omega t + \varphi)]\}$$

I : valeur efficace de courant à la sortie de l'onduleur.

La MLI ne réduit pas les taux d'harmoniques. Ceux-ci sont pratiquement indépendants de m lorsque ce dernier est très important.

Puisque m est impaire, le développement en série de Fourier de la tension de sortie de l'onduleur ne comporte, en plus du fondamental, que des harmoniques impaires. Si l'on prend pour origine des temps le passage de u_{ref} par zéro, la tension de sortie peut s'écrire :

$$u' = A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3\omega t + A_5 \sin 5\omega t + \dots + A_n \sin n\omega t + \dots \text{les rangs des harmoniques}$$

Avec :

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u' \sin n\omega t d\omega t$$

$$A_n = \frac{4U}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} \sin n\omega t d\omega t - \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\frac{\theta_{m-1}}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t d\omega t \right]$$

Ce qui donne :

$$A_n = \frac{1}{n} \frac{4U}{\pi} \frac{1}{2} \left(1 - 2 \cos n\theta_1 + 2 \cos n\theta_2 + \dots + 2 \cos n\theta_{\frac{m-1}{2}} \right)$$

On obtient la valeur efficace de U'_1 du fondamental et celles de $U'_3, U'_5, \dots, U'_n, \dots$, Un des divers harmoniques impaires constituant la tension u' par :

$$U'_1 = \frac{A_1}{\sqrt{2}} ; U'_3 = \frac{|A_3|}{\sqrt{2}} ; U'_5 = \frac{|A_5|}{\sqrt{2}} ; \dots ; U'_n = \frac{|A_n|}{\sqrt{2}}$$

La somme quadratique des harmoniques est calculée par :

$$\left(\sum_2^{\infty} U_n'^2 \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{U_2'^2 - U_1'^2}$$

Et, si l'on apprend pour la valeur de U_1

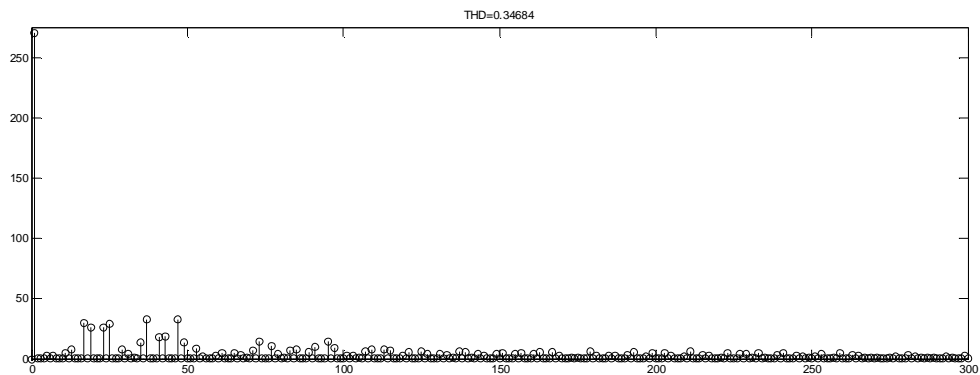
$$\left(\sum_2^{\infty} U_n'^2 \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{U}{2} \sqrt{1 - \frac{r^2}{2}}$$

En règle générale, la valeur des harmoniques diminue lorsque la fréquence centrale de la famille croit et, à l'intérieur d'une famille, lorsqu'ils s'écartent de la fréquence centrale. Aussi d'ordinaire il suffit de s'intéresser aux premières familles qui en des harmoniques d'amplitudes importantes, les autres étant plus faibles donc faciles à filtrer.

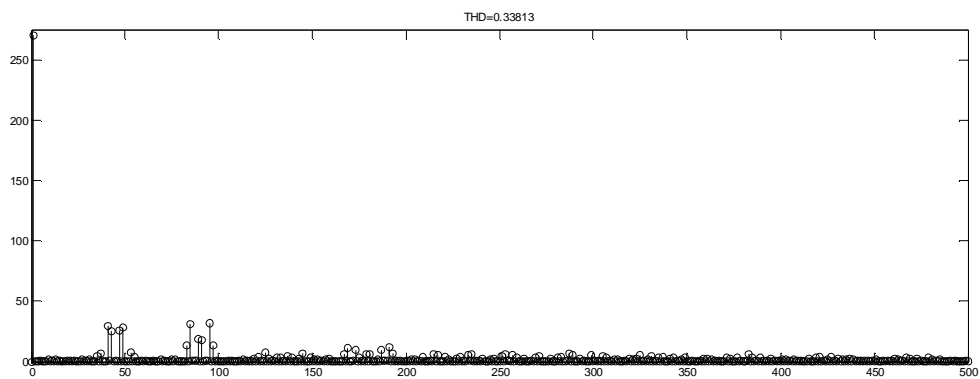
Lorsque m est très grand, les termes des premières familles ne sont pas interférés, le début du spectre est formé d'un groupe de raies symétriques par rapport à mf , puis d'un autre symétrique par rapport à $2mf$; les deux harmoniques de la même paire ont la même amplitude. Cette séparation des diverses familles est d'autant moins nette que m est plus faible.

- Pour montrer comment l'augmentation de m décale les harmoniques vers les fréquences élevées et clarifie le spectre correspondant au coefficient de réglage égale à $c=0.95$ et $r=0.5$, pour m respectivement égale à 21, 45, 75, 93, 171, 225, 453.

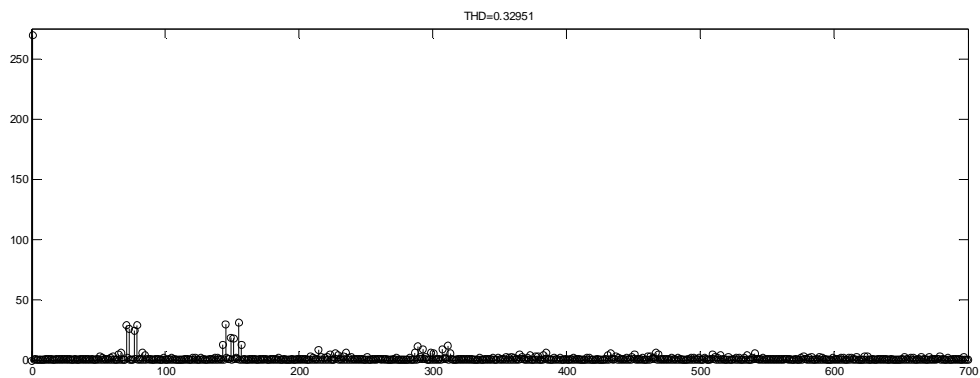
- $m=21$



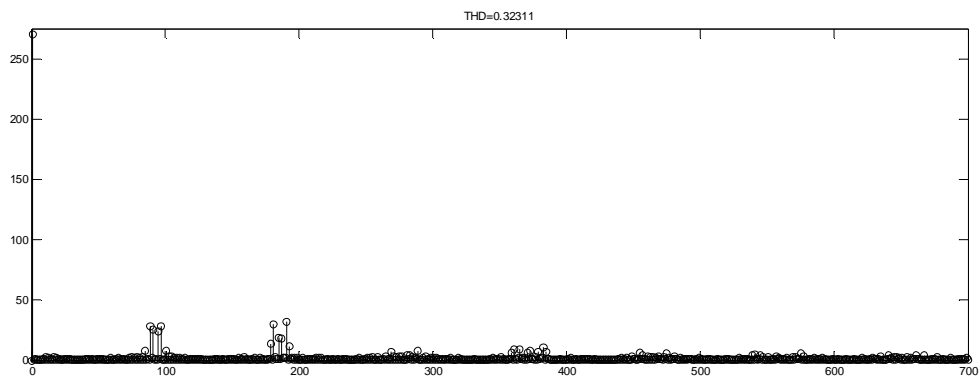
• m=45



• m=75



• m=93



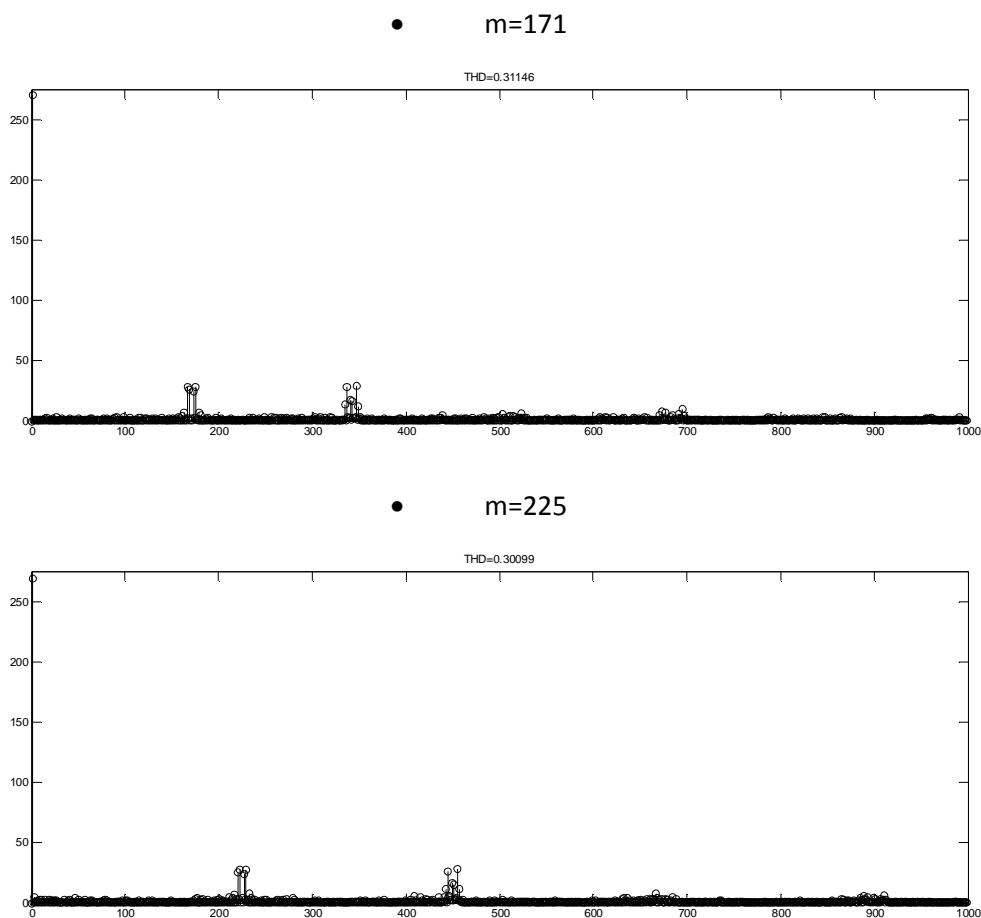


Fig.5.8 : Analyse spectrale de la tension pour les différents indices de modulation.

Pour $m=21$ la 2^{ème} famille commence à se dégager, pour $m=45$ la 2^{ème} famille est bien séparée du 3^{ème}. Le spectre tracé pour $m=75$ montre les groupes d’harmoniques centrés sur $3mf$ et sur $4mf$ bien distincts et l’égalité des harmoniques de la même paire (comme l’en observe sur la Fig5.10) Pour les valeurs supérieurs de m , le spectre est le même, seul l’écart entre les familles croit.

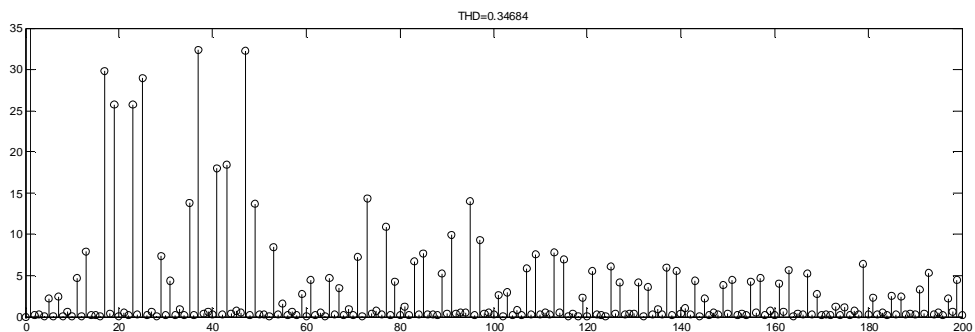


Fig 5.9 : m=21 c=.95 r=0.5

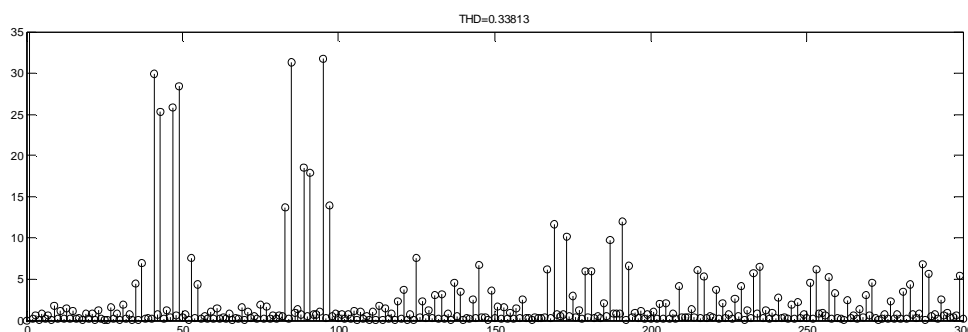


Fig 5.10 : analyse spectral pour $m=45$ $c=0.95$ $r=0.5$

On constate que les $2m$ angles de commutations, $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{2m}$ définissant la forme d'onde de la tension de sortie au cours de sa période, sont déterminés par l'intersection de la tension de sortie et de u_{ref} . Ces angles ne sont fonction que de m et de r .

Puisque m est impair, il n'y a plus que $(m-1)/2$ angles à déterminer :

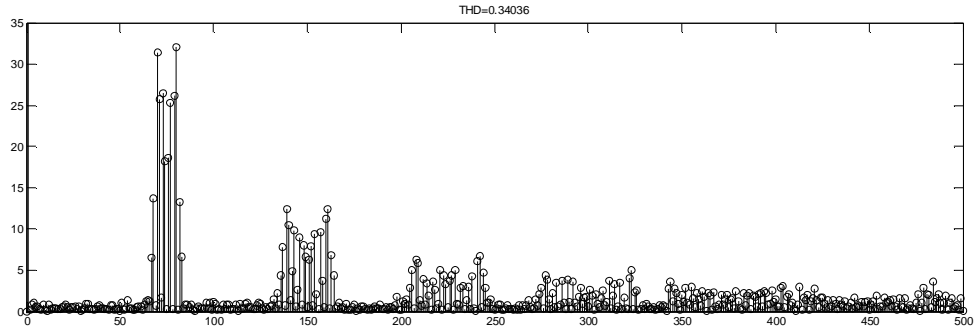
Lorsque la porteuse a une forme triangulaire symétrique et m prend des valeurs importantes, on remarque que les harmoniques se regroupent dans des familles centrées sur les multiples de l'indice de modulation m . avec un nombre non important d'harmoniques.

- Les harmoniques de la deuxième famille ont des amplitudes égales à celles de ceux de la première famille.
- Les amplitudes des harmoniques de la troisième famille sont inférieures à celles de la quatrième famille.

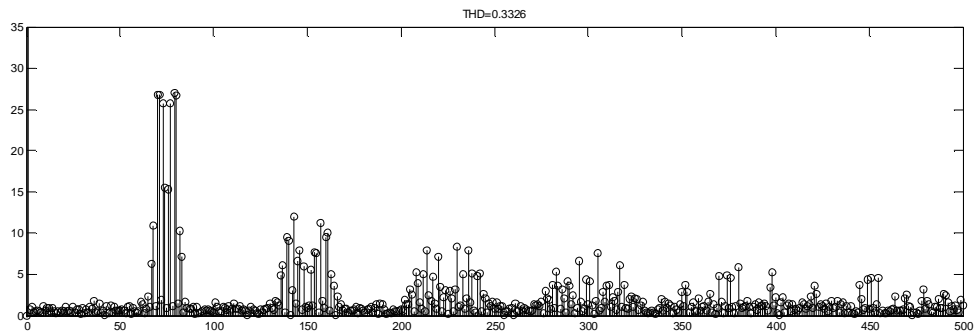
Lorsque $m=75$, $r=0.5$ et le coefficient de réglage égale à $c=0.95$, on remarque l'apparition de 4 familles d'harmoniques, à partir de la dernière les amplitudes sont négligeables, donc facile à filtrer.

Lorsque la forme de la porteuse n'est pas triangulaire symétrique donc (elle s'approche a une dent de scie ou bien elle a une forme de dent de scie), les amplitudes des familles harmoniques diminuent lorsque la fréquence des harmoniques augmente.

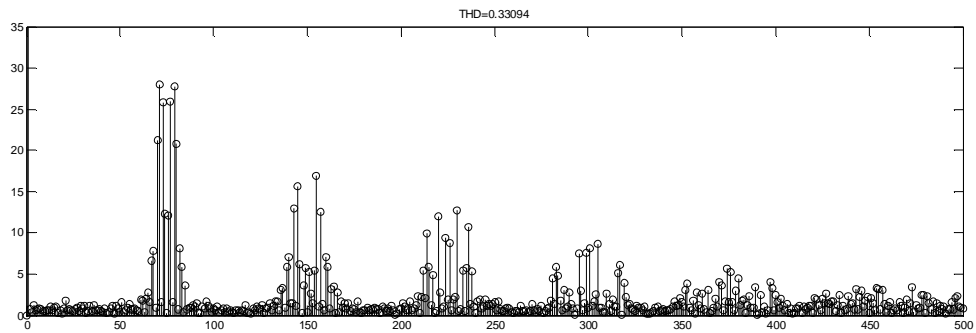
Les familles harmoniques contiennent un nombre important de spectres, qui ont une amplitude importante. Ce qui engendre la non séparation des familles lorsque m prend des petites valeurs, ou pour les fréquences des spectres important



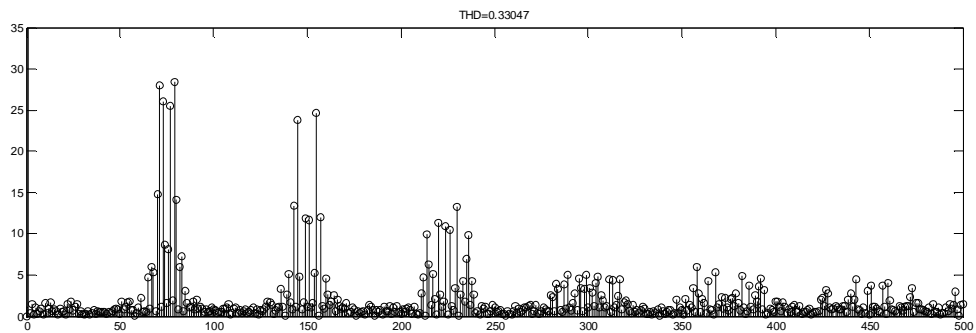
• $r=0.00$



• $r=0.1$



• $r=0.2$



• $r=0.3$

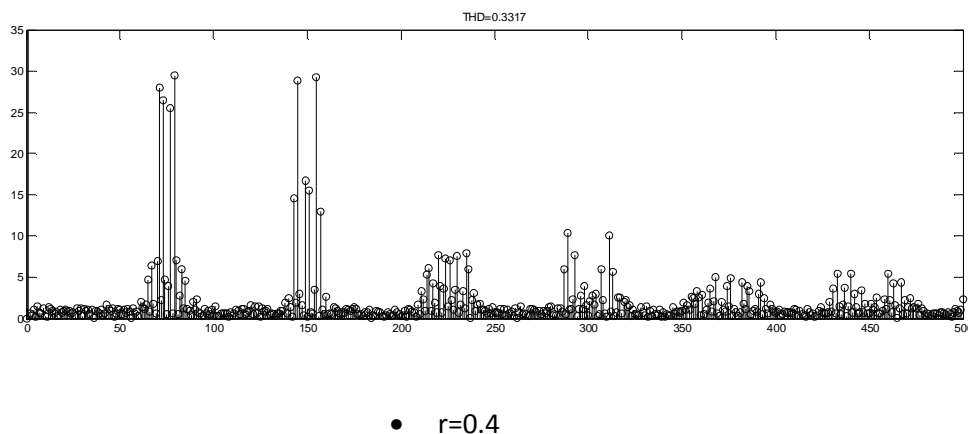


Fig.5.11 analyse spectral pour différentes valeur de « r »

5.4. Conséquences sur le taux de distorsion harmonique :

La Fig 5.12 montre l'évolution du taux de distorsion harmonique de la tension de sortie de l'onduleur V_s , lorsque en fait varier la fréquence de la porteuse triangulaire ou bien l'indice de modulation m , pour les pentes suivantes des porteuses triangulaires (0, 0.1 ,0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1.0), les 11 courbes tracées correspondantes aux cinq valeurs choisies de l'indice de modulation ($m=21, 45, 75, 93, 171, 225, 453$), nous remarquons tout d'abord que le taux de distorsion harmonique diminue lorsque l'indice de modulation augmente. Donc le taux de distorsion harmonique est inversement proportionnel à l'indice de modulation m .

On remarque aussi que la variation de taux de distorsion est dépendante de pente de la porteuse, le taux de distorsion est minimum lorsque la porteuse est parfaitement triangulaire symétrique et lorsque la pente proche d'être symétrique pour les valeurs de ($r=0.5 ;(0.4, 0.6) ;(0.3, 0.7)$).

-le taux de distorsion prend des valeurs importantes lorsque la pente a une forme de dent de scie ou bien proche de cette dernière.

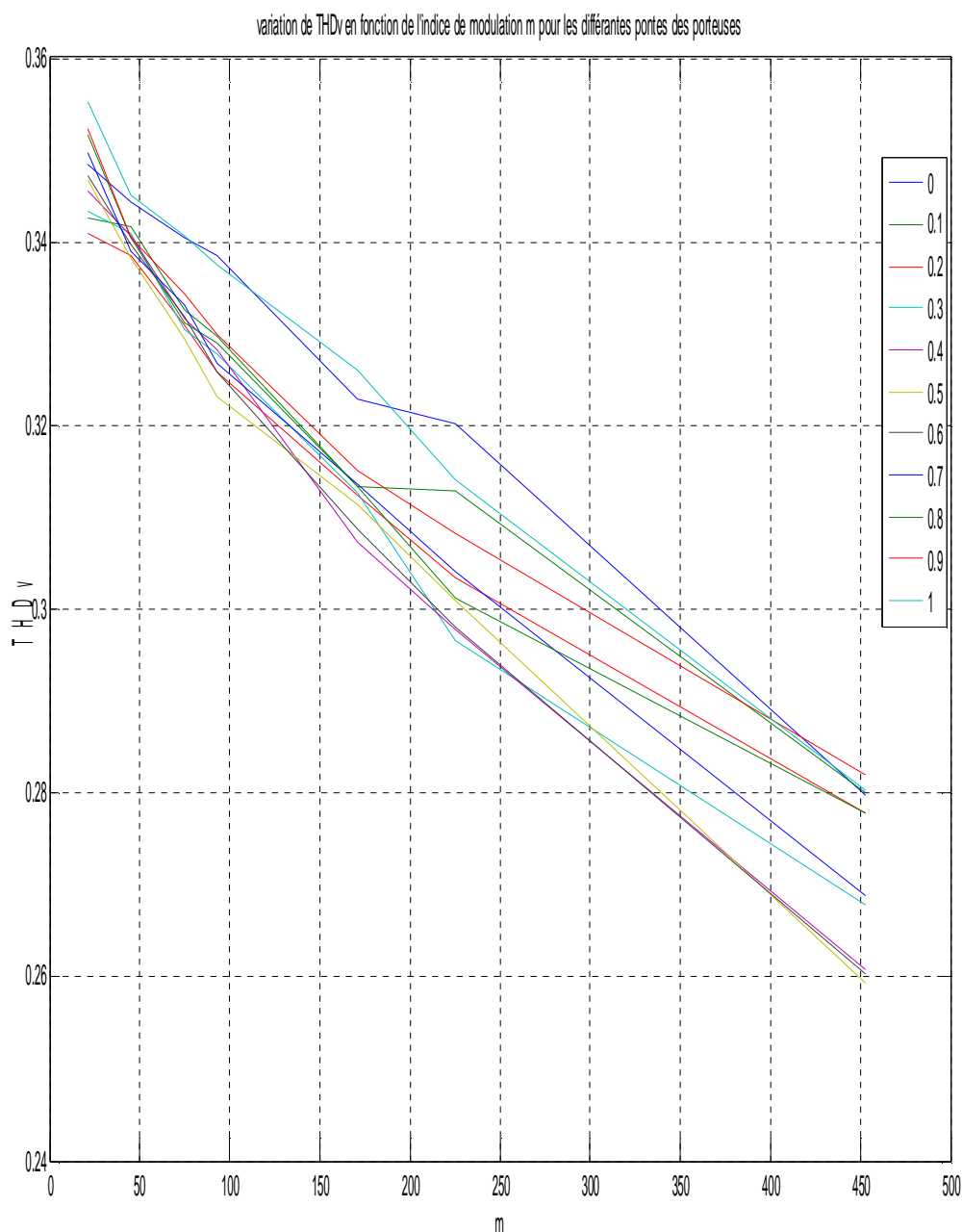


Fig. 5.12 : Le THD de la tension en fonction de l'indice de modulation m pour les différentes pentes des porteuses.

Les résultats obtenus pour des valeurs de $(r=0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4)$ sont très proches de ceux de $(r=1, 0.9, 0.8, 0.7, 0.6)$ respectivement, donc il existe une symétrie par rapport à $(r=0.5)$. Donc la porteuse triangulaire symétrique nous donne des bons résultats concernant la qualité de signal à la sortie de l'onduleur. Lorsque le nombre de spectres est important dans les

familles harmoniques, cela engendre un taux de distorsion important, même pour les petites amplitudes.

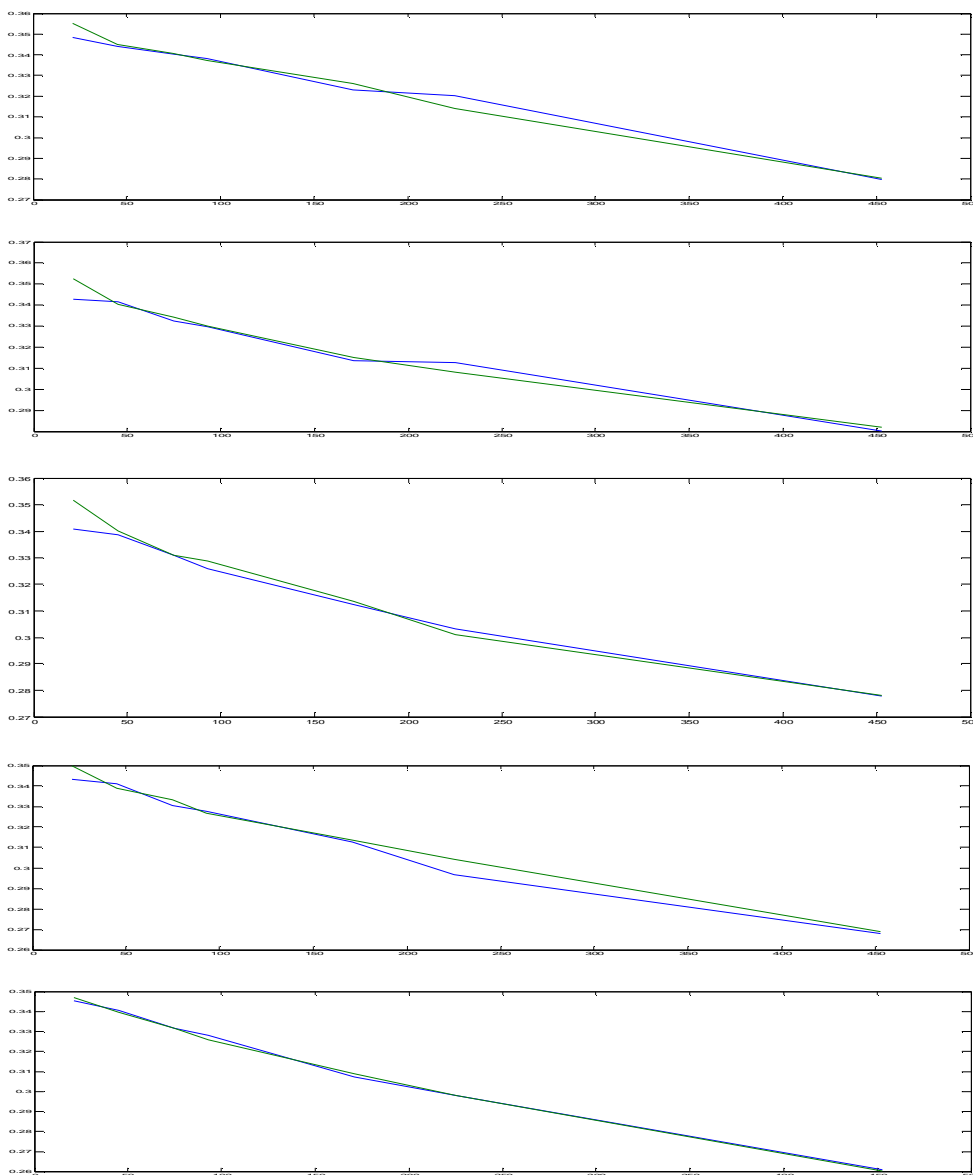


Fig.5.13 : Variation du THD pour les pentes symétriques par rapport à 0.5

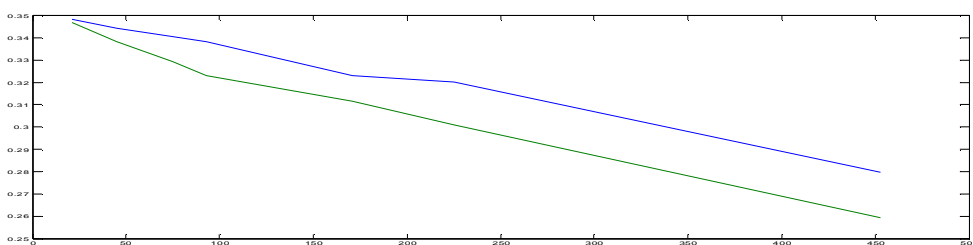


Fig. 5.14 : Variation du THD en fonction de l'indice de modulation pour r=0.5 et r=1

5.5. Résultats de simulation de la commande vectorielle

Le principe général de cette stratégie est basé sur la comparaison d'une tension de référence dite modulante, à une porteuse triangulaire ou en dents de scie dite modulatrice.

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par les points d'intersection entre la modulante et la porteuse. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En général, les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont dépendants du signe de la pente de la modulatrice:

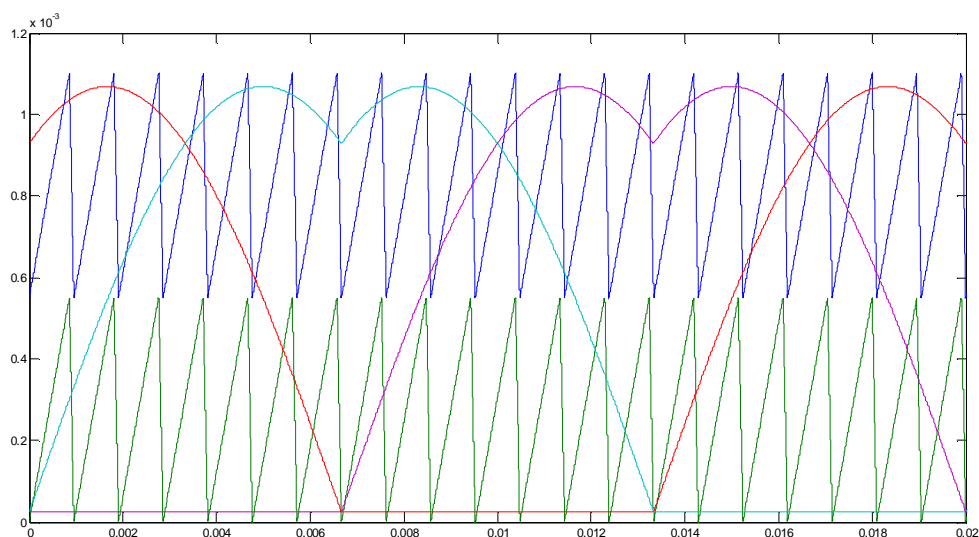


Fig 5.15 : Principe de la modulation pour un onduleur a trois niveaux.

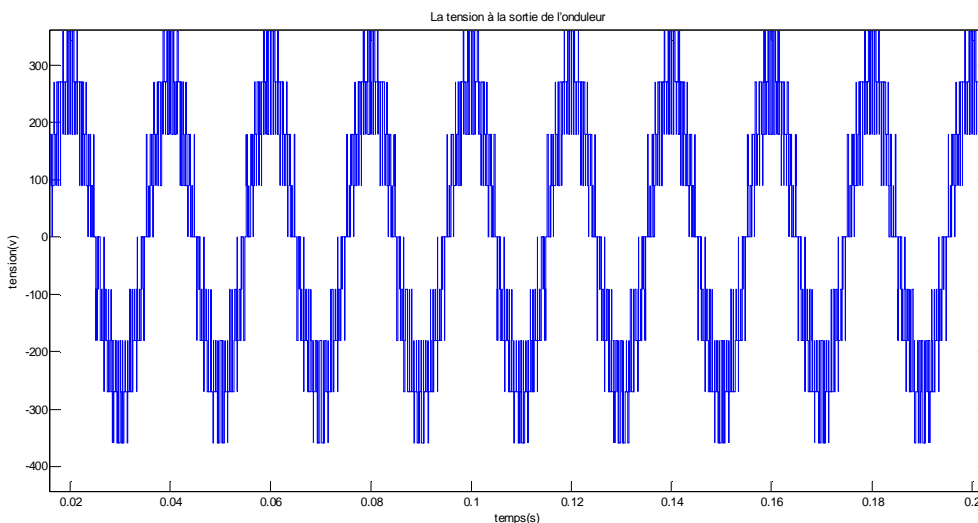


Fig 5.16 : Tension de sortie pour la SVPWM

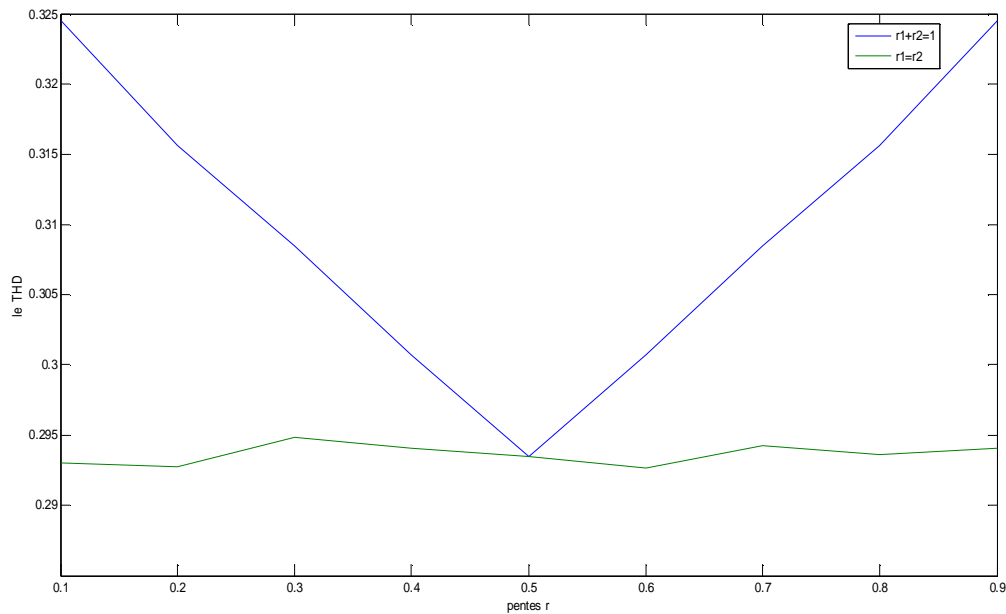


Fig 5.17 : Comparaison du THD quand $r_1=r_2$ et quand $r_1+r_2=1$

Interprétation des résultats :

La Fig.5.17 montre les résultats de simulation pour la commande vectorielle du THD en fonction des coefficients des pentes des deux porteuses, on voit que dans le cas où les pentes sont égales ($r_1=r_2$) le THD est minimum pour $r=0,0,1,0,2,0,3,0,4$, et il y a une symétrie par rapport à $r=0,5$ pour les valeurs de $r=0,6,0,7,0,8,0,9,1$.

Par contre dans le cas où la somme des deux pentes égale à 1 il y a une parfaite symétrie par rapport à $r=0,5$.

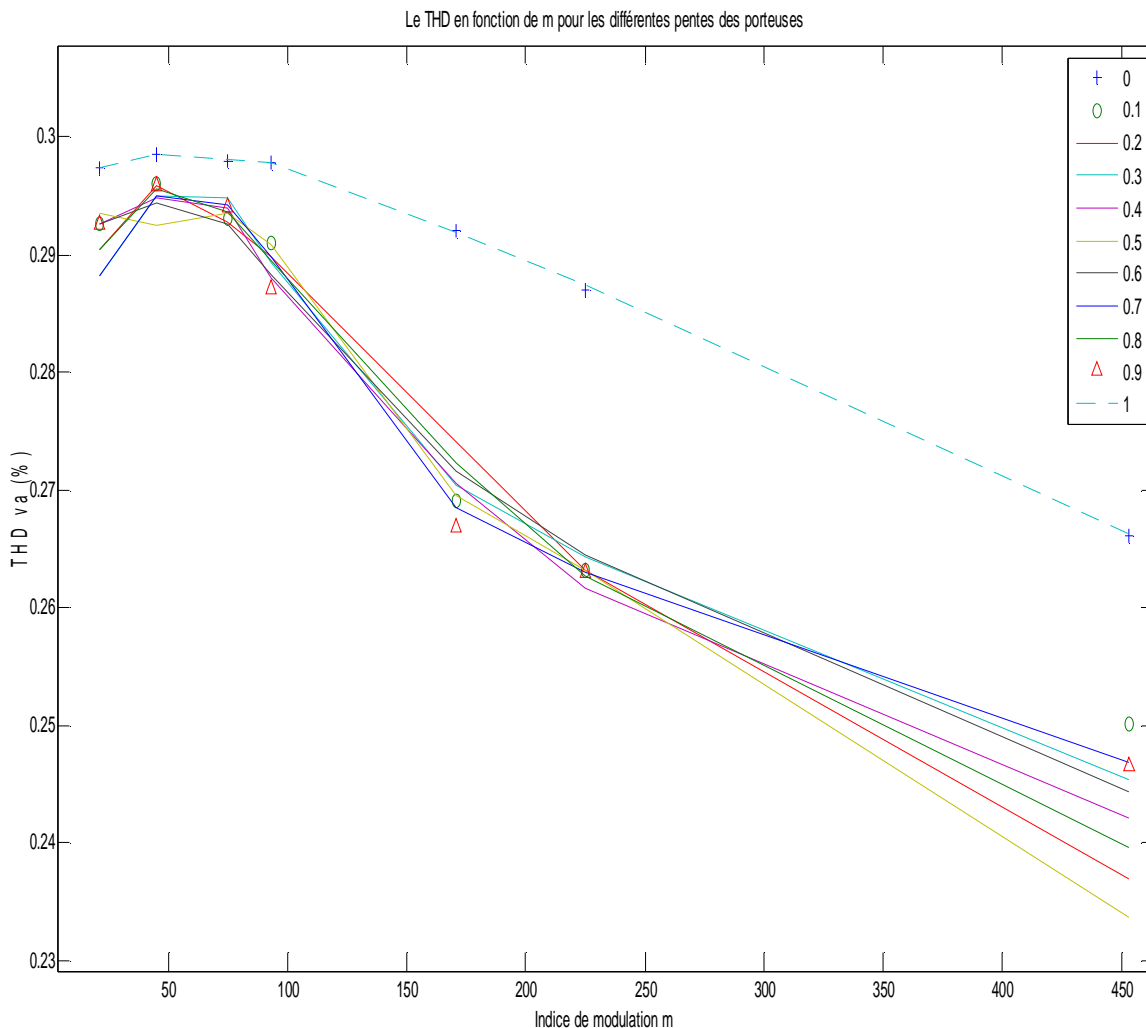


Fig 5.18 : Le THD de la tension en fonction de l'indice de modulation m pour les différentes pentes des porteuses

La Fig.5.18 montre l'évolution du taux de distorsion harmonique en fonction des indices de modulation ($m=21,45,75,93,171,225,453$) pour les différentes pentes des deux porteuses ($r_1=r_2=0,0.1,0.2,0.3,0.4,0.5,0.6,0.7,0.8,0.9,1$) ; on remarque que le THD diminue lorsque on passe de l'indice de modulation m inférieure à l'indice de modulation m supérieure.

Pour $m=21$, le THD est minimum pour $r=0.5$ et pour les autres résultats ($r=0.1,0.2,0.3,0.4$), le THD est symétrique par rapport aux autres valeurs ($r=0.6,0.7,0.8,0.9$) autres à $r=0.5$, si on prend par exemple $r=0.1$ le $THD=0.2445$ on trouve la même valeur pour $r=0.9$.

Pour les autres valeurs de l'indice de modulation la valeur du THD est dépendante de r.

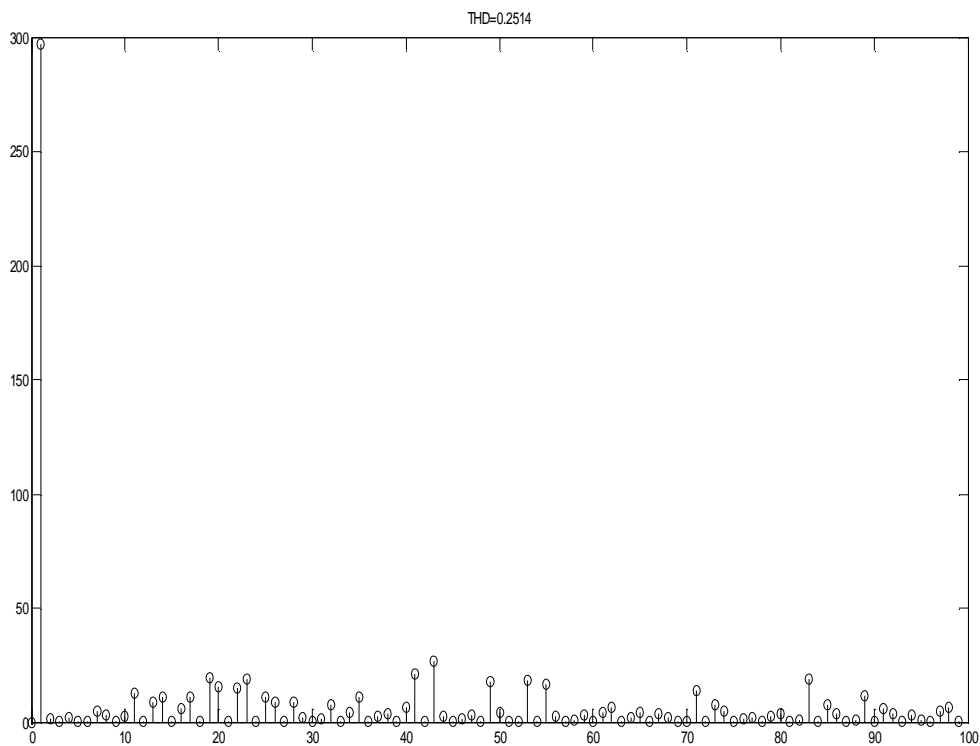


Fig5.19 : Le THD de la tension v_{AN} pour la SVPWM (Pour $m=21$)

5.5.1. Comparaison entre la commande SPWM et la commande SVPWM :

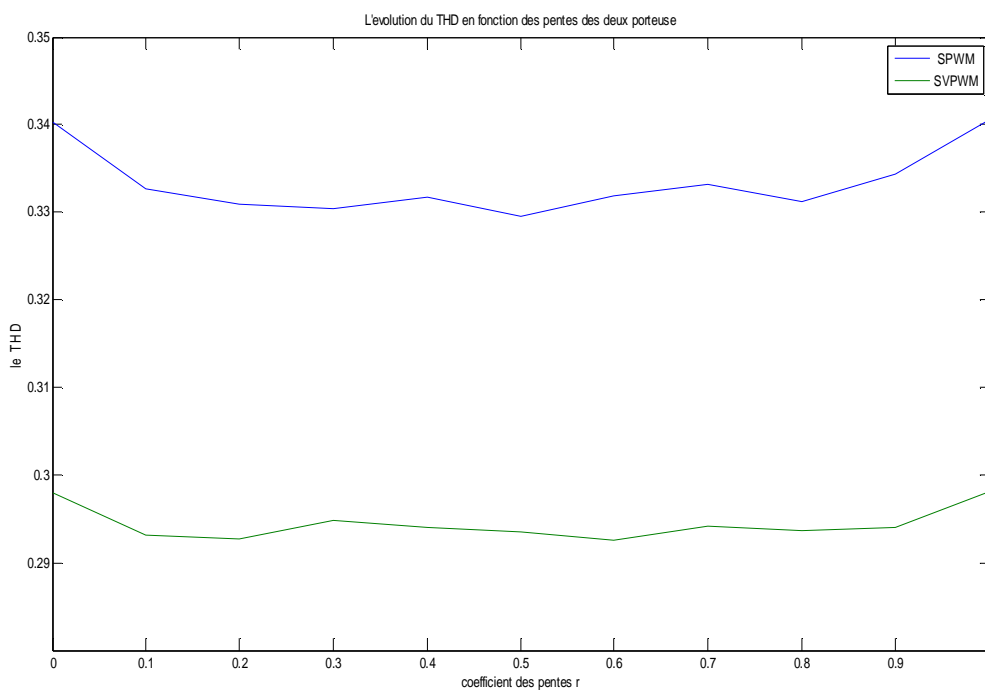


Fig 5.20 : Comparaison THD de SPWM et SVPWM quand $r_1=r_2$

Interprétation des résultats :

La Fig5.20 représente la variation du taux de distorsion harmonique en fonction des pentes des deux porteuses, pour les deux types de modulation de largeur d'impulsion, on remarque que la méthode SVPWM c'est elle qui a un meilleur taux de distorsion harmonique par rapport à la SPWM.

Par exemple pour une même valeur de $m=75$ et de $r=0.1$, le THD de la MLI vectorielle est égale à 0.2930, pour la sinus-triangle le THD égale à 0.3326 parce que la SVPWM à été élaboré de manière à générer moins de distorsion harmonique dans les tensions de sortie de l'onduleur et a assurer une utilisation plus efficace de cette tension.

La fig 5.22 illustre la tension moyenne a la sortie de l'onduleur dans les deux commandes (SPWM et SVPWM), cette figure montre que la commande SVPWM est meilleure que la SPWM.

$r1=r2$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
Van_Fond SPWM	270.29	270.05	270.19	270.12	270.10	269.35	270.09	269.11	269.59	269.65	269.3
Van_Fond_{SVPWM}	329.4	328.95	329.27	329.22	329.02	329.49	329.34	329.44	329.16	328.75	329.28

Tableau 5.1 : Montre le fondamentale de la tension de sortie pour les deux commandes.

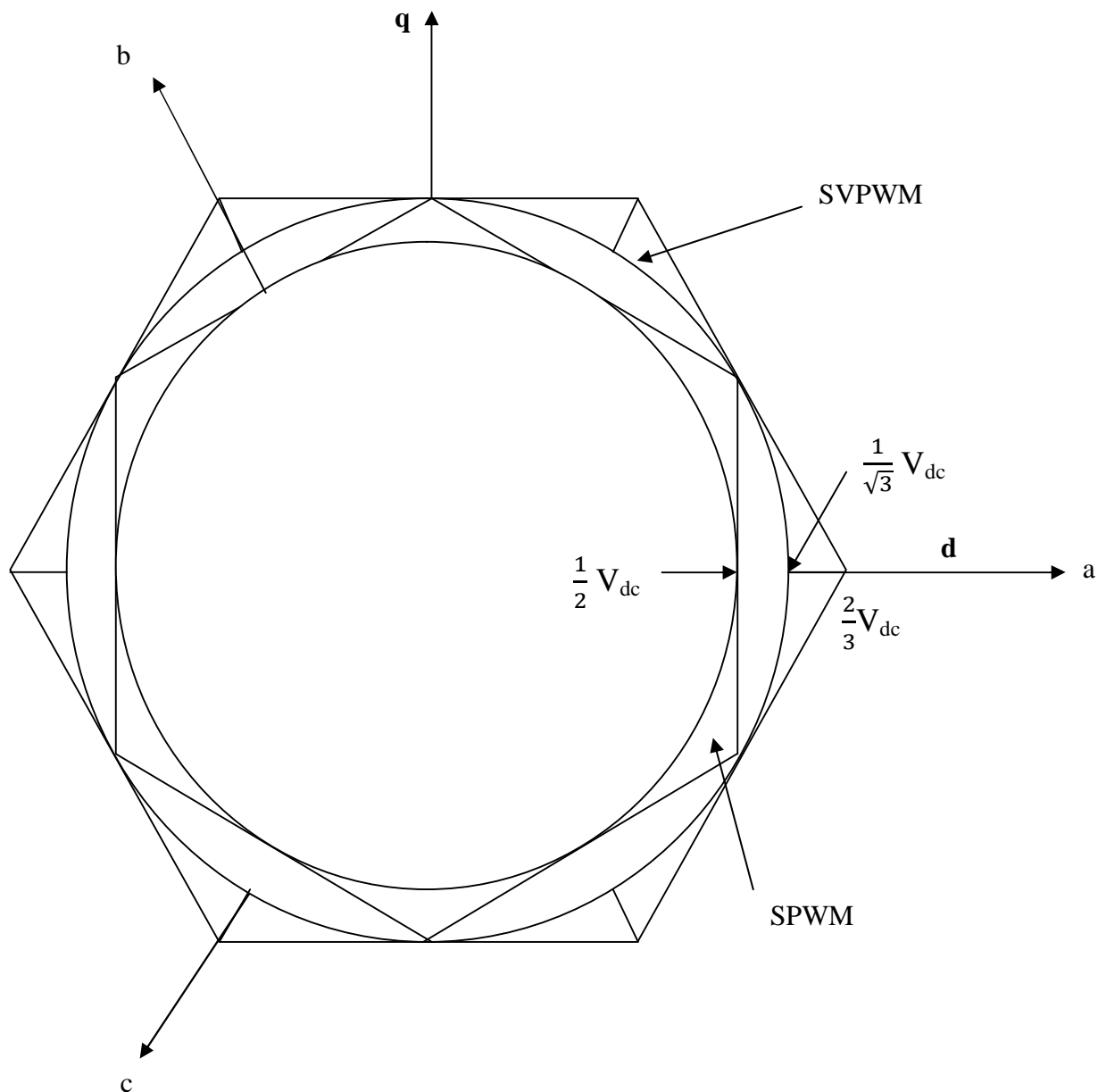


Fig 5.22 : Comparaison de la tension de contrôle linéaire maximum dans Sine PWM et SVPWM.

5.6.Conclusion : Dans ce chapitre nous avons comparés le taux de distorsions harmoniques des deux algorithmes de modulation. Nous constatons que la technique SVPWM offre de meilleures perspectives.

Conclusion générale

Conclusion générale

Afin de répondre à la question posée initialement, à savoir : quels moyens pour améliorer le taux de distorsion harmonique pour un onduleur de type tension, nous avons opté pour l'étude de l'onduleur multi-niveaux de type NPC, avec deux méthodes de modulation de largeur d'impulsions.

Ainsi, nous avons développé un modèle d'un système de commande des onduleurs multi-niveaux avec la technique SPWM et SVPWM. Nos trois principales contributions portent sur :

- Ø L'évaluation du taux de distorsion harmonique des deux commandes SPWM et SVPWM, de l'onduleur sous MATLAB/Simulink.
- Ø Le développement d'un algorithme de commande simple SVPWM deux et trois niveaux.

Les résultats de simulation montrent bien une amélioration du taux de distorsion harmonique dans la modulation vectorielle (SVPWM) par rapport à la commande sinusoïdale (SPWM).

Bibliographie

- [1] A. Nabae, « A Neutral - Point Clamped PWM Inverter », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, N° 5, Septembre/Octobre 1981 , pp 518-523.
- [2] N. Celanovic, "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters", PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [3] Y. Shakweh, E. A. Lewis, Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multi-megawatt variable speed drive applications", IEEE-PESC Conference Record, vol.2, pp. 965-971, 1999.
- [4] L. M. Tolbert, "Multilevel Converters for Large Electric Drives", IEEE Trans. on Ind. Application, Vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.
- [5] T. Meynard, M. Nahrstaedt, R. Jakob, “ Evolution des structures de converSlom”, RESELEC, 2004
- [6] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", IEEE-APEC Conference Record, 1999
- [7] H. FOCH, F. FOREST, T. MEYNARD, "Onduleurs de tension", Techniques de l'Ingénieur, novembre 1998.
- [8] Patel S., Hoft G. «Generalized Technique of Harmonic elimination and control voltage in thyristor inverter» Part I: « Harmonic elimination »IEEE-IA vol IA-9, May/June 1974.
- [9] Patel S., Hoft G. «Generalized Technique of Harmonic elimination and control voltage in thyristor inverter» Part II: « Voltage control technique »IEEE-IA vol IA-9, Sep/Oct 1974.
- [10] Midoune A. «New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives » IEE Proce Vol 133, Pt.B, N°4, july 1986
- [11] Bowes S.R, Davies T. «Novel approach to analysis of modulation processes in power converter »Proc IEE., vol 132, N°5, May 1975.
- [12] G. Carrara et al. A new multilevel PWMmethod : a theoretical analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 7(3) :497–505, July 1992.
- [13] Ivanov – Smolinski A. «Machines électriques », Edition MIR, Moscou,1980.
- [14] François B. « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle » Thèse présentée à l’université des sciences et technologies de Lille, pour obtenir le titre de DOCTEUR de l’université, spécialité »:Génie Electrique, le 8 Janvier 1996.
- [15] MHANGO ,L.M.C.,et CREIGHTON,G.K.(1984). Novel tow-phase inverter – fed introduction – motor drive, proc. Ins. Electr. Eng., part B, 131(3),99 – 104

- [16] OGUCHI, K., et OHTA, M. (1984) : An improved three-phase multitepped-voltage inverter combined with a single-phase inverter through switching devices, IEEE Trans. Ind. Appl., 20(3), 656-666
- [17] BRUNNING, G.W.(1986) : A new high – voltage oscillator, IEEE Trans. Ind. Electron., 33(3) ; 171-175
- [18] ASUMADU, J.A., et HOFT R.G.(1989) : Microprocesseur-based sinusoidal waveform synthesis using walsh and related orthogonal functions, IEEE Trans. Power Electron., 4(2),234-241
- [19] KUMAR, B.S.A., et MIRBOD, A. (1989) : A variable – voltage current – commutated three – phase inverter, IEEE Trans. Ind. Appl.,25(3), 419-426
- [20] SMITH, I.R., CREIGHTON, L.M.C. (1989) : Analysis and performance of a novel two – phase drive for fan and water – pumping applications, IEEE Trans. Ind. Electron., 36(4); 530-538
- [21] MASUKAWA, S., et IIDA, S.(1994) :A method for reducing harmonics in output voltages of double connected inverter. IEEE Trans Power Electron. 9(5), 543-550
- [22] Timothy L. Skvarenina “The Power Electronics Handbook”, Edition CRC Press LLC 2002, ISBN 0-8493-7336-0.
- [23] Pierre Brosselard
“Conception, Réalisation et Caractérisation d’interrupteurs (*thyristors* et *JFETs*) haute tension (5kV) en carbure de silicium ”, Thèse doctorat de l’INSA de Lyon 2004.
- [24] Kwok K.Ng “Complete Guide to Semiconductor Devices”, Edition McGraw-Hill ISBN 0-17-113527-8.
- [25] Franck Nallet
“SiC pour l’Électronique de puissance du futur”, RE 3, Techniques de l’Ingénieur.
- [26] Peter K. Steimer et al.
“IGCT-une nouvelle génération de thyristors pour des onduleurs de forte puissance à moindre coût”, ABB Industrie AG, Revue ABB 5/98.
- [27] Rashid, Muhammad H. “Power Electronics Handbook.” Academic Press Series in Engineering 2001, ISBN: 0-12-581650-2.
- [28] Fairchild Semiconductor
“AN9010 MOSFET Basics”, April 1999. www.fairchild-direct.com.
- [29] Serge Pittet
“Modélisation Physique d’un Transistor de Puissance IGBT -Traînée en Tension à

L'enclenchement”, Thèse doctorat EPFL Lausanne 2005.

[30] STMicroelectronics “IGBT Basics, AN1491 - Application Note”, 2001.

<http://www.st.com>

[31] Motto, E.R., Donlon, J.F., Majumdar, G., Hatae, S.

“A New Intelligent Power Module With Microprocessor Compatible Analog Current Feedback, Control Input, and Status Output Signals”, IEEE Thirty-First Industry Applications Conference, vol.3, pp. 1287 – 1291, Oct 1996

[32] François Bernot

“Composants de l'électronique de puissance”, E3960 Technique de l'Ingénieur.

[33] G. SEGUIER “ Electronique de Puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications ”. Dunod, 1996. ISBN 2-10-003107-4.

[34] Wikipédia, "courants harmoniques", http://fr.wikipedia.org/wiki/Courants_harmoniques.

[35] L. Li, C. Dariusz, and Y. Liu, "Multilevel space vector PWM technique based on phaseshift

hannonic suppression," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol. 1 , 2000, pp535-541 .

[36] L. M. Tolbert, "Multilevel Converters for Large Electric Drives", IEEE Trans. on Ind. Application, Vol. 35, pp. 36-44, January/February 1999.

[37] L. Yiqiao, and C.O. Nwankpa, "A new type of STA TCOM based on cascading voltage source inverters with phase-shifted uni polar SPWM," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.35, No.5, 1999, pp1118-1123.

[38] D.G. Holmes, and P.M. Brendan, "Opportunities for hannonic cancellation with carrier based PWM for two level and multilevel cascaded inverters," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.37, No.2, 2001, pp574-582.

[39] T. Meynard, M. Nahrstaedt, R. Jakob, « Evolution des structures de converSlom», RESELEC, 2004

[40] A. Nabae, « A Neutral - Point Clamped PWM Inverter », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, N° 5, Septembre/Octobre 1981 , pp 518-523.

[41] Marcelo F. Castoldi, Manoel L. Aguiar, "Simulation ofDTC Strategy in VHDL Code for Induction Motor Control", IEEE ISIE 2006, July 9-12,2006, Montréal, Québec, Canada.

[42] Kalpesh H Bhalodi and Pramod agraval” Space Vector Modulation with DC-Link Voltage Balancing Control for Three-Level Inverters «International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol 1, No. 3, May 2009

- [43] Jin-woo Jung “space vector pwm inverter” mechatronic systems laboratory department of electrical and computer engineering he Ohio state university, pp 4 - 14.
- [44] Hamid A. Toliyat and Steven Campbell “dsp-based electromechanical motion control” Texas A&M University Department of Electrical Engineering College Station, Texas, pp.223-224.
- [45] Do-Hyun jang and duck yong yoon “Space vector technique for two phase inverter fed single phase induction Motor “IEEE-1999
- [46] B. Wu, High-Power Converters and AC Drives, IEEE Press and Wiley, 2006.
- [47]Arnaud Videt, Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multi-niveaux et nouvelles stratégies de modulation, 2008
- [48] Ivo Pereira, Antonio Martins, Experimental Comparison of Carrier and Space Vector PWM Control Methods for Three-Phase NPC Converters, 2009
- [49]P.Tripura, Y.S.Kishore Babu, Y.R.Tagore, Space Vector Pulse Width Modulation Schemes for Two-Level Voltage Source Inverter, October 2011
- [50] K. Vinoth Kumar, simulation and comparison of spwm and svpwm control for three phase inverter

Méthodes d'évaluation des modulateurs

La performance d'un modulateur est caractérisée par sa capacité à générer un signal proche du signal de référence. La ressemblance entre les signaux d'entrée et de sortie d'un modulateur n'est pas aisée à déterminer sans critères précis. Différentes mesures permettent d'évaluer la distance entre les signaux d'entrée et de sortie d'un modulateur. Nous verrons que la classification d'un ensemble de modulateurs dépend de la mesure choisie. Il est donc important de déterminer les critères ou mesures les plus importants pour une application donnée avant de se prononcer.

Les principales mesures sont passées en revue puis la manière de les obtenir est décrite.

Mesures

3.3.1.1 Mesure du spectre fréquentiel

Le spectre fréquentiel du signal de référence peut être comparé au spectre du signal modulé. A moins de disposer d'un gabarit objectif à ne pas dépasser, cette mesure ne se prête pas facilement à l'interprétation, parce que la comparaison de signaux doit être effectuée harmonique par harmonique.

Mesure de la distorsion totale

La distance entre le signal de référence et le signal modulé peut être mesurée par l'erreur quadratique entre le signal du modulateur et le signal de référence.

Cette mesure est celle de l'énergie du signal d'erreur, c'est-à-dire de la distorsion totale. Elle peut être mesurée temporellement ou fréquentiellement, pour un signal périodique, elle s'exprime :

$$D_{tot}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (u_{ref}(t) - u_s(t))^2 dt$$

$$D_{tot}^2 = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} (U_{ref,v} - U_{s,v})^* \cdot (U_{ref,v} - U_{s,v})$$

Avec les signaux de référence et modulé se décomposant comme :

$$u_{ref}(t) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} U_{ref,v} e^{iv \frac{2\pi}{T_{mod}} t} \quad u_s(t) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} U_{s,v} e^{iv \frac{2\pi}{T_{mod}} t}$$

Mesure de la distorsion harmonique, du retard et de l'erreur d'amplitude

La mesure de la distorsion totale est une mesure synthétique de type indice, mais elle ne suffit pas ou n'est pas toujours adaptée. Selon l'application, le retard introduit par le modulateur est un facteur plus ou moins important qui ne doit pas nécessairement rentrer en ligne de compte. Nous ne pouvons pas affirmer qu'un modulateur ne déformant pas le signal mais le retardant est un mauvais modulateur. Pourtant, en prenant pour critère de comparaison l'erreur quadratique, un modulateur ayant un retard important sera plus mal jugé qu'un modulateur avec un retard faible mais avec une déformation importante. Il en va de même avec les erreurs d'amplitude. Nous voyons les limites de la mesure de l'erreur quadratique. Pour pallier à ce défaut de mesure, la distorsion d'amplitude, le retard et la distorsion harmonique peuvent être mesurés séparément.

Pour un signal de référence sinusoïdal, la distorsion harmonique correspond simplement à la somme (3.18) sur toutes les composantes sauf celle de la référence :

$$D_{\text{harm}}^2 = \sum_{v \in \{-v_1, v_1\}} U_{s,v}^* U_{s,v}$$

Avec $v_1 = Pd$ le rang harmonique du fondamental.

Le déphasage entre la composante fondamentale et le signal de référence permet d'obtenir le retard du modulateur. Le rapport entre l'amplitude de cette composante et celle de la référence permet de mesurer l'erreur sur l'amplitude.

Nous disposons ainsi de 3 mesures séparées permettant de qualifier de manière plus fine les performances des modulateurs avec référence sinusoïdale.

Mesure de la déformation, du retard et de l'erreur d'amplitude pour des signaux non-sinusoïdaux

Pour un signal de référence non sinusoïdal, la distorsion harmonique n'a pas de sens étant donné que la référence est constituée d'harmoniques. Le terme distorsion harmonique fait place au concept de déformation du signal de référence. La mesure séparée du retard, de la distorsion en amplitude et de la déformation est moins évidente que pour le cas sinusoïdal.

Une séparation directe des harmoniques n'est pas possible. On peut cependant imaginer mesurer le retard introduit par le modulateur et la réponse en amplitude à l'aide de la fonction d'intercorrélation entre sa sortie et sa référence. Cette fonction mesure la ressemblance entre 2 signaux. La position du maximum de cette fonction donne le retard de la sortie sur la

référence et sa valeur normalisée donne la distorsion en amplitude. La déformation du signal de référence est alors obtenue en soustrayant de la sortie la référence retardée et amplifiée.

Calcul théorique du spectre de $V_s(t)$

Ce calcul est théoriquement réalisable quelle que soit la tension de sortie $V_s(t)$. Si V_s n'est pas périodique (cas de la MLI asynchrone avec un rapport de fréquences non rationnel), nous devons utiliser la transformée de Fourier. Le spectre de V_s est alors continu. Si V_s est périodique (cas de la MLI synchrone, et de la MLI asynchrone avec un rapport de fréquences rationnel), alors elle est décomposable en série de Fourier. La tension de sortie peut s'exprimer sous la forme suivante:

$$V_s(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} C_n \cdot \cos(n \cdot \omega_{fond} \cdot t + \varphi_n)$$

Avec:

A_0 : valeur moyenne de la grandeur $V_s(t)$.

f_{fond} : fréquence du fondamental de $V_s(t)$.

ω_{fond} : pulsation du fondamental de $V_s(t)$.

$$(\omega_{fond} = 2\pi \times f_{fond})$$

C_n : amplitude de l'harmonique de rang n de $V_s(t)$.

φ_n : Phase de l'harmonique de rang n de $V_s(t)$.

Le spectre de la tension de sortie se présente alors sous la forme de raies aux fréquences $n \cdot f_{fond}$ (n étant un entier naturel non nul). En pratique, nous ne saurons pas calculer littéralement les coefficients C_n , sauf dans le cas particulier de la MLI naturelle, avec un rapport fréquentiel f_{ref} / f_{por} très inférieur à 1. Hormis ce cas, la décomposition en série de Fourier de $V_s(t)$ ne nous sera d'aucun secours.

La transformée rapide de Fourier

La transformée rapide de Fourier (en anglais: Fast Fourier Transform) est un outil simple et puissant qui nous permet d'obtenir le spectre d'amplitude d'un signal périodique $x(t)$ à partir du fichier de points issu de la simulation. L'utilisation de la FFT nécessite cependant quatre précautions.

Tout d'abord, il est nécessaire que la simulation soit effectuée à pas fixe: les échantillons du signal étudié doivent être calculés à intervalles de temps réguliers. Dans la suite de ce paragraphe, nous allons noter T_p le pas de calcul, c'est à dire la durée écoulée entre deux points consécutifs de la simulation. Cette durée doit être constante.

La deuxième précaution concerne l'horizon temporel de la simulation. Celui-ci doit être supérieur ou égal à la période du signal étudié. Ainsi, en notant t_0 la date du début de la simulation, t_f la date de fin de simulation et T_{fond} la période du signal étudié $x(t)$, nous devons avoir:

$$t_f - t_0 \geq T_{fond}$$

Lors du calcul de la FFT, nous ne sommes pas obligés de prendre en compte tous les points issus de la simulation. Nous nous contenterons des N derniers points, qui correspondent à un nombre entier de périodes T_{fond} . Le premier échantillon sera pris à une date $t_1 \geq t_0$, de telle sorte que:

$$t_f - t_0 = QT_{fond}$$

Q doit être un entier naturel non nul. En général, nous choisirons $Q=1$. D'autre part, puisque les N derniers échantillons sont compris dans l'intervalle temporel $[t_1; t_f]$, nous avons une deuxième relation:

$$N = \frac{t_f - t_1}{T_p}$$

Ces N derniers échantillons du signal $x(t)$ sont stockés dans un vecteur X de dimension N .

$$X = [x(t_1) \quad x(t_1 + T_p) \quad x(t_1 + 2T_p) \quad \dots \quad \dots \quad x(t_1 + (N - 1)T_p)]$$

La transformée de Fourier du signal $x(t)$ associe à ce vecteur X un vecteur complexe de dimension N défini par:

$$FFT(X) = \left[A(0) \quad A\left(\frac{F_p}{N}\right) \quad A\left(\frac{2F_p}{N}\right) \dots \quad \dots \quad A\left(\frac{N-1}{N}F_p\right) \right]$$

Avec:

$F_p = 1/T_p$: Fréquence de l'échantillonnage induit par le calcul numérique.

$$A\left(k \frac{F_p}{N}\right) = \sum_{n=0}^{n=N-1} x(t_1 - nT_p) \cdot e^{-j2\pi \frac{kn}{N}}$$

Pour tout entier k compris entre 0 et $N-1$.

Le module de la $(k-1)^{ème}$ composante du vecteur $FFT(X)$ est susceptible nous donner une raie à la fréquence $k f_p/N$. Nous définissons alors le pas fréquentiel de la FFT: c'est l'écart fréquentiel entre deux lobes consécutifs obtenus lors du tracé du module de $A(f)$ en fonction de f . Dans notre cas, cet écart vaut:

$$\Delta f = \frac{F_p}{N} = \frac{1}{t_f - t_1} = \frac{f_{fond}}{Q}$$

Avec:

$f_{fond} = 1/T_{fond}$: fréquence fondamentale du signal périodique $x(t)$.

La troisième précaution concerne le choix du pas fréquentiel Δf . Il est indispensable de synchroniser les raies harmoniques du signal $x(t)$ avec les fréquences $k f_p/N$ ($0 \leq k \leq N-1$).

Ceci revient à dire que la fréquence fondamentale f_{fond} doit être un multiple du pas fréquentiel Δf . Le fait de prélever les N derniers échantillons correspondant à un nombre entier de périodes T_{fond} garantit cette synchronisation ($Q = t_f - t_1 / T_{fond}$ entier naturel non nul). La Figure 27 illustre le fait que le pas fréquentiel est inversement proportionnel au nombre de périodes fondamentales prises en compte pour le calcul de la FFT.

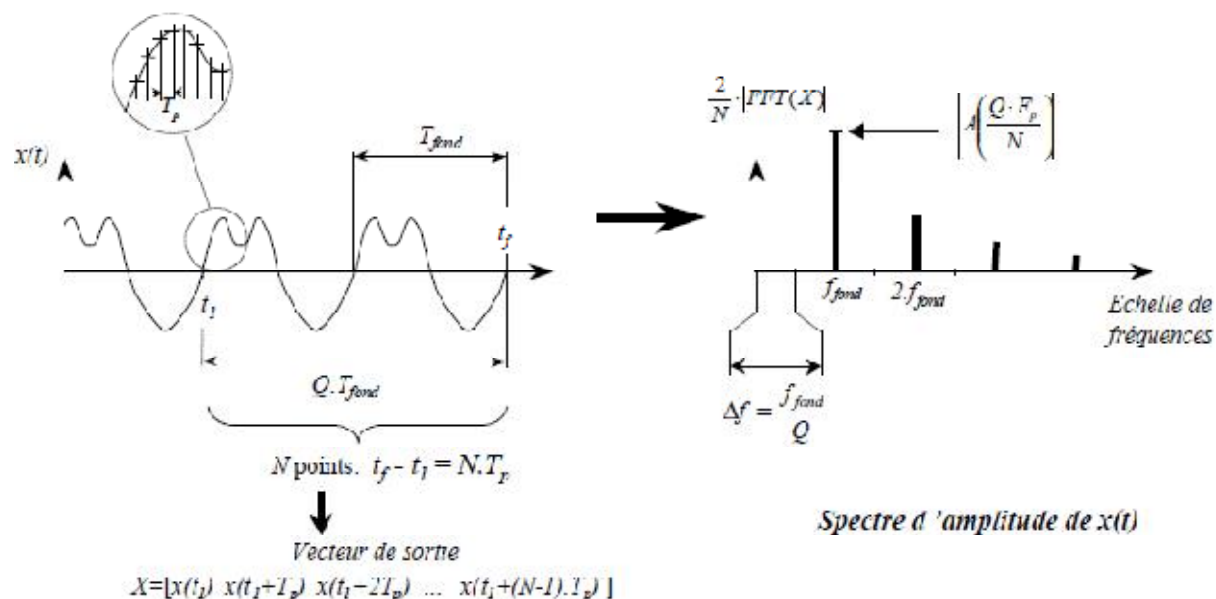


Fig. : Relation entre horizon temporel et pas fréquentiel lors du calcul de la FFT.
Cas où $Q=2$.

Enfin, la dernière précaution est dictée par le théorème de Shannon. La fréquence de calcul F_p doit être supérieure à deux fois la fréquence maximale des harmoniques que l'on désire étudier.

$$F_p \geq 2 \cdot f_m$$

Si les quatre précautions sont prises, alors l'amplitude des raies harmoniques de $x(t)$ est proportionnelle au module des composantes complexes de $FFT(X)$. Le rapport de proportionnalité vaut $2/N$.

$$X(k f_{fond}) = \frac{2}{N} \left| A \left(k \cdot Q \cdot \frac{F_p}{N} \right) \right|$$

avec les notations suivantes:

$X(k, f_{fond})$: amplitude du $k^{ème}$ harmonique de $x(t)$.

N : nombre d'échantillons pris en compte pour le calcul de $FFT(X)$.

Q : rapport entre la fréquence fondamentale f_{fond} et le pas fréquentiel Δf .

Sauf exception, nous choisirons $Q=1$. Nous simulerons sur une période de $x(t)$, et le pas fréquentiel vaudra f_p/N .

En fin de compte, la transformée rapide de Fourier nous permet d'obtenir aisément le spectre d'amplitude de la tension de sortie, à condition toutefois de connaître à priori la fréquence fondamentale de $V_s(t)$. Dans tous les cas, nous connaissons f_{fond} . Lorsque la MLI est synchrone, f_{fond} est égale à f_{ref} (fréquence du signal modulant). Dans le cas d'une MLI asynchrone avec un rapport fréquentiel f_{por}/f_{ref} rationnel, f_{fond} est le plus grand diviseur commun de f_{ref} et de f_{por} . Grâce à la connaissance exacte de f_{fond} , nous serons toujours capables d'obtenir le spectre d'amplitude de $V_s(t)$ par l'intermédiaire de la FFT.

Calcul du taux de distorsion harmonique

Nous allons définir le taux de distorsion harmonique de la tension $V_s(t)$ de la façon suivante [GIR, 88], [MAN, 89]:

$$THD(V_s) = \frac{\sqrt{A_0^2 + \sum_{\substack{k \geq 1 \\ kf_{fond} = f_0}} V_{seff}(kf_{fond})^2}}{V_{seff}(f_0)}$$

avec les notations suivantes :

A_0 : valeur moyenne de la grandeur $V_s(t)$.

f_{ref} : fréquence du signal modulant $e(t)$.

f_{fond} : fréquence du fondamental de $V_s(t)$. Dans le cas où le rapport f_{por}/f_{ref} est un nombre rationnel, f_{fond} est le plus grand commun diviseur de f_{ref} et de f_{por} .

$V_{seff}(k, f_{fond})$: valeur efficace du $k^{ième}$ harmonique de la tension $V_s(t)$, de fréquence $k.f_{fond}$

$V_{seff}(f_{ref})$: valeur efficace de l'harmonique de fréquence f_{ref} de la tension $V_s(t)$.

La définition du taux de distorsion harmonique donnée par la formule (2.18) appelle plusieurs remarques.

Tout d'abord, cette définition diffère légèrement de la définition la plus communément admise. Nous avons en effet décidé d'y inclure la composante continue de la grandeur considérée. Grâce à cette définition peu académique du taux de distorsion harmonique, une éventuelle composante continue sera 'sanctionnée' par un TDH élevé. Ainsi défini, le TDH vaudrait 0 si $V_s(t)$ était parfaitement sinusoïdale et de fréquence f_{ref} .

D'autre part, il existe une autre méthode pour calculer le taux de distorsion harmonique, en faisant intervenir la valeur efficace de la tension $V_s(t)$. En notant :

V_{seff} : la valeur efficace de la tension $V_s(t)$,

A_0 : la valeur moyenne de $V_s(t)$,

L'égalité de Parseval [MAN, 89] s'écrit de la manière suivante :

$$V_{seff}^2 = A_0^2 \sum_{k=1}^{\infty} V_{seff}(kf)^2$$

Nous en déduisons une autre expression du taux de distorsion harmonique :

$$THD(V_s) = \frac{\sqrt{V_{seff}^2 + V_{seff}(f_0)^2}}{V_{seff}(f_0)}$$

Cette deuxième expression est plus délicate à utiliser lorsqu'il s'agit de calculer le taux de distorsion harmonique de la tension $V_c(t)$ obtenue en sortie du filtre, aux bornes de la charge. En effet, lorsque la tension étudiée est relativement pure (c'est souvent le cas de $V_c(t)$), les imprécisions liées au calcul numérique peuvent être du même ordre de grandeur que la différence $V_{ceff}^2 - V_{ceff}(f_{ref})^2$. Une erreur relative de quelques pour mille sur le calcul de l'une de ces deux valeurs efficaces suffit à fausser le résultat.

La troisième remarque porte sur la formule (2.18). Lors du calcul du taux de distorsion de V_s , il serait intéressant d'introduire pour chaque raie harmonique un coefficient de pondération noté a_k (k entier naturel):

$$THD(V_s) = \frac{\sqrt{\alpha_0 A_0^2 + \sum_{\substack{k \geq 1 \\ kf_{fond} \neq f_0}} \alpha_k V_{seff}(kf_{fond})^2}}{V_{seff}(f_0)}$$

avec les notations suivantes :

a_0 : coefficient de pondération associé à la $k^{\text{ème}}$ raie harmonique de $V_s(t)$.

a_k : est un nombre strictement positif et sans dimension.

Dans l'expression (2.21), a_k dépend du caractère plus ou moins gênant de l'harmonique considéré. Ainsi, les harmoniques fortement indésirables seront affectés d'un fort coefficient de pondération, tandis que les autres auront un coefficient a_k plus faible. De par sa définition, le taux de distorsion harmonique de la tension de sortie reflète le niveau de pollution harmonique généré par le convertisseur statique. Bien entendu, le choix des coefficients de pondération dépend de l'application considérée. Il ne nous a pas semblé satisfaisant de définir ceux-ci de manière arbitraire et indépendamment de tout contexte.

Aussi, nous nous sommes contentés de tracer les courbes de TDH à partir de la définition donnée par l'expression (2.18).