

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur

et de la Recherche Scientifique

Université Mustapha Stambouli de Mascara

Faculté des Sciences et Technologie

Polycopié de Cours

Stratégie de commande des Convertisseurs statiques

Chergui Moulay-Idriss

Ce cours est destiné aux étudiants de Parcours
d'Electrotechnique en deuxième année master de la spéciali-
té ingénierie des systèmes électriques du régime LMD

Algérie

2016

Avant-Propos

L'électrotechnique a fait un saut étonnant depuis les vingt dernières années, principalement grâce à la disponibilité :

- Des microcontrôleurs qui calculent en temps réel à des vitesses colossales et prodigieuses ;
- Des commutateurs électroniques à haut vitesse comme les IGBT (insulated gate bipolar transistor) pouvant fonctionner à des fréquences jusqu'à 20 kHz, les GTO (gate turn-off thyristor) pouvant porter des courant de plusieurs milliers d'ampères sous des tensions de 5 kV.

Il est surprenant de constater à quel point l'électronique de puissance a occupé tous les aspects de l'électrotechnique. Ainsi, il n'est plus pertinent d'étudier isolément les machines électriques sans traiter la commande électronique qui fait partie de l'entraînement et commande de ces machines. La plupart des entraînements industriels couvrent la gamme des puissances de 1 kW à 600 KW. Or, c'est précisément dans cette gamme que la commande par IGBT est disponible. L'exposé de ce polycopié suit une progression graduelle et fait appel à des connaissances scientifiques élémentaires. Tant la pratique industrielle que dans l'enseignement universitaire et plus spécialement la deuxième année master en ingénierie des systèmes électriques.

'Stratégie de commandes des convertisseurs statiques' est une matière essentielle, elle s'adresse aux étudiants de la deuxième année master de la spécialité ingénierie des systèmes électriques du régime LMD. Le contenu de ce polycopié est débuté par une étude étymologie et utilisation du mot 'Stratégie' de commande pour bien montré l'intérêt et l'utilité de cette matière, spécifiquement les techniques de commande avancées des onduleurs. Nous enseignons ce contenu de ce polycopié dans le département des sciences et techniques de la faculté des sciences et de la technologie à l'université de Mascara. Il est présenté avec un style simple qui permet aux étudiants une compréhension graduelle et très rapide.

Mascara, le 4 Juin 2016

Table des matières

| | |
|---|----|
| AVANT-PROPOS | II |
| RESUME | II |
| NOTATIONS ET ABRÉVIATIONS | VI |
| INTRODUCTION | 7 |
| CHAPITRE 1 ÉTYMOLOGIE ET UTILISATION DU MOT ‘STRATEGIE’ | 8 |
| 1.1 <i>Concepts et définitions</i> | 8 |
| 1.1.1 <i>Stratégie, programmation et planification</i> | 8 |
| 1.1.2 <i>Emplois démesurés</i> | 8 |
| 1.2 <i>La nécessité de l’élaboration d’une stratégie pour la commande des convertisseurs statiques (CS)</i> | 9 |
| 1.2.1 <i>Définition de la stratégie de commande des convertisseurs statiques</i> | 9 |
| CHAPITRE 2 LES HARMONIQUES | 11 |
| 2.1 <i>Causes et conséquences des harmoniques</i> | 11 |
| 2.2 <i>Explication de la génération des harmoniques</i> | 12 |
| 2.3 <i>Composition d’une onde distorsionnée</i> | 12 |
| 2.4 <i>Harmoniques et diagrammes vectoriels</i> | 14 |
| 2.5 <i>Valeurs efficaces d’une onde distorsionnée</i> | 15 |
| 2.6 <i>Facteur crête et facteur de distorsion (THD)</i> | 16 |
| CHAPITRE 3 LA COMMANDE DES CONVERTISSEURS STATIQUES A DEUX ET QUATRE QUADRANTS | 21 |
| 3.1 <i>Hacheur continu-continu à deux quadrants</i> | 21 |
| 3.2 <i>Hacheur électronique continu-continu</i> | 27 |
| 3.3 <i>Hacheurs dévolteur et survolteur</i> | 28 |
| 3.4 <i>Hacheur à quatre quadrants</i> | 29 |
| 3.5 <i>Pertes dues à la commutation</i> | 30 |
| 3.6 <i>Convertisseur continu-alternatif</i> | 31 |
| 3.6.1 <i>Convertisseur continu-alternatif à onde carrée</i> | 31 |
| 3.6.2 <i>Convertisseur continu-continu à modulation de largeur d’impulsion</i> | 31 |
| 3.6.3 <i>Création de formes d’ondes alternatives quelconques</i> | 32 |
| 3.6.4 <i>Convertisseur continu-alternatif à onde sinusoïdale</i> | 33 |
| 3.7 <i>Autres méthode de commutations</i> | 37 |
| 3.8 <i>Réalisation graphique de la MLI</i> | 38 |
| 3.8.1 <i>Réalisation graphique de la MLI pour un convertisseur à 2 quadrants</i> | 38 |
| 3.8.2 <i>Réalisation graphique de la MLI pour un convertisseur à 4 quadrants (mode bipolaire)</i> | 39 |
| 3.8.3 <i>Réalisation graphique de la MLI pour un convertisseur à 4 quadrants (mode unipolaire)</i> | 40 |

| | |
|--|------------|
| 3.8.4 Convertisseur continu-triphasé | 41 |
| 3.9 Convertisseur triphasé : MLI par le calcul de 3 rapports cycliques | 48 |
| CHAPITRE 4 TECHNIQUES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR | 51 |
| 4.1 Dénomination des Onduleurs | 52 |
| 4.1.1 Onduleur de tension monophasé à demi-pont | 52 |
| 4.1.2 Onduleur monophasé en pont | 54 |
| 4.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension | 54 |
| 4.3 Paramètres de performances de l'onduleur triphasé | 57 |
| 4.3.1 Qualité du signal de sortie | 57 |
| 4.4 Techniques de commande de l'onduleur | 58 |
| 4.5 Inventaire des techniques de commande des onduleurs de tension | 58 |
| 4.5.1 Techniques de modulation classiques | 58 |
| 4.5.2 Techniques de modulation avancées | 64 |
| 4.6 Modulation graphique et algébrique des méthodes MLI | 87 |
| REFERENCES | 89. |

Résumé

L'exposé de ce mémoire suit une progression graduelle et fait appel à des connaissances scientifiques élémentaires. Tant la pratique industrielle que dans l'enseignement universitaire et plus spécialement la deuxième année master en ingénierie des systèmes électriques, matière stratégie de commandes des convertisseurs statiques.

Nous avons commencé par l'étude de l'étymologie des mots utilisés dans le titre de ce polycopié. Après nous traitons les causes et conséquences des oscillations et pertes dans les systèmes électriques : les harmoniques ; il est très utile et important de connaître leur comportement pour les bien localiser et éliminer. D'où l'étude de la commande des interrupteurs d'un convertisseur de manière à évoquer l'intérêt et l'impact des techniques sur la sortie du convertisseur, et commande de l'onduleur avec quelques techniques les plus utilisées.

Mots-clés : Harmoniques, Commande, Modulation de largeur d'impulsion, Hacheurs, Onduleur, MLI pré-calculée, Commande Vectorielle.

Notations et Abréviations

Introduction

Du côté réseau électrique d'un convertisseur statique le courant non-sinusoïdal se compose du courant fondamental de fréquence le plus bas f et un nombre n de courants harmoniques de fréquence $n.f$. Ces derniers produisent avec la tension sinusoïdale du réseau une puissance de valeur moyenne nulle; car ils ne participent pas aux transports de l'énergie. Il s'agit d'un phénomène secondaire parasite. En effet du fait de présence de résistance dans le réseau, les courants harmoniques peuvent donner naissance à des harmoniques de tension déformant l'onde de tension de tension du réseau et générée des pertes supplémentaires. Ce sont des oscillations secondaires qui s'ajoutent en l'altérant à une oscillation principale, et dont la fréquence est un multiple de l'oscillation principale.

En effet, en ajoutant la commande électronique qui fait partie de l'entraînement et commande des machines, l'une des préoccupations primordiales des chercheurs en commande des convertisseurs est d'éliminer le phénomène secondaire qui perturbe le réseau électrique.

En ce qui nous concerne dans cette polycopié, il s'agirait d'étudier et d'évaluer quelques techniques de commande (comme la MLI précalculée et la MLI vectorielle) des convertisseurs statiques (comme le hacheur et l'onduleur).

Nous avons divisé cette polycopié en quatre chapitres:

Chapitre 1: Étymologie, Concepts et définitions des mots utilisés dans le titre de ce polycopié

Chapitre 2: Etude des harmoniques; il est très utile et important de connaître le comportement des harmoniques pour les bien localiser et éliminer.

Chapitre 3: Etude de la commande des interrupteurs d'un convertisseur de manière à évoquer l'intérêt et l'impact des techniques sur la sortie du convertisseur, comme le hacheur à deux et à quatre quadrants avec le rôle du rapport cyclique.

Chapitre 4: Commande de l'onduleur avec quelques techniques les plus utilisées, comme la MLI sinus-triangle, MLI calculée, MLI vectorielle.

Chapitre 1 **Étymologie et utilisation du mot ‘Strategie’**

Le mot stratégie dérive du grec στρατηγός/strategos (stratos signifie « armée », ageîn signifie « conduire » ou « argos » je conduis.).

De ce fait la stratégie trouve ses origines dans le domaine militaire. Donc étymologiquement la stratégie est la conduite des armées. C’est à dire planifier la destruction de ses ennemis par un usage efficace des ressources. On retrouve cette idée dans les affaires: Empêcher de progresser ses concurrents, ce n’est plus la force physique qui fonctionne mais l’intelligence [1].

1.1 Concepts et définitions

La stratégie est un « ensemble d’actions combinées et coordonnées, d’opérations exercées et habiles de menées en vue d’atteindre un but précis ». Elle concerne divers domaines tels l’art militaire, la politique économique, les entreprises en management...etc.

1.1.1 Stratégie, programmation et planification

La stratégie consiste à la définition d’actions cohérentes intervenant selon une logique séquentielle pour réaliser ou pour atteindre un ou des objectifs. Elle se traduit ensuite, au niveau opérationnel en plans d’actions par domaines et par périodes, y compris éventuellement des plans alternatifs utilisables en cas d’évènements changeant fortement la situation.

Le plan est l’œuvre qui découle d’un raisonnement linéaire qui privilégie la tension entre objectifs et contraintes. Il s’agit d’atteindre les objectifs tout de suite en éliminant tous les obstacles par la contrainte.

Le raisonnement stratégique est de nature plus complexe: il intègre les ressources dans les données du problème car le fait de disposer ou non des ressources suffisantes peut conditionner fortement la définition des objectifs. La « bonne » stratégie ne peut évacuer a priori la question des ressources: elle peut conduire en effet à renoncer à des objectifs pressentis comme irréalistes ou du moins à les reformuler. Une réflexion pertinente sur les ressources porte sur les vertus de ce qui existe et sur les moyens d’en tirer parti. Elle consiste en la valorisation et la mobilisation des ressources, la fertilisation des réussites et des innovations, l’optimisation de l’emploi des capacités financières et des moyens matériels, la saisie de toutes les occasions et de toute conjoncture favorable, avec la minimisation des coûts et l’économie des énergies. Quant aux contraintes et aux obstacles, on essaye de les aménager, de les contourner, et mieux encore, de les transformer en ressources.

La planification est l’organisation dans le temps de la réalisation d’objectifs: dans un domaine précis; avec différents moyens mis en œuvre; et sur une durée (et des étapes) précise(s).

1.1.2 Emplois démesurés

Le mot « stratégie » et le qualificatif « stratégique » sont parfois appliqués de façon abusive à différents domaines ou notions. Ils sont ainsi souvent utilisés dans des situations où d’autres termes - plus

modestes et plus spécifiques - tels que « politique », « idée », « concept », « plan », « alliance » ou « tactique » seraient en réalité plus synonymes et appropriés.

L'élaboration d'une action, notamment dans les activités économiques (d'entreprise, commerciales, ou financières... etc) ne relève pas systématiquement et forcément d'un niveau de réflexion ou d'une démarche « stratégiques ».

Il est également parfois fait état de « stratégies d'apprentissage » (en didactique) ou de « stratégies de communication » alors qu'il serait plus judicieux et plus exact de parler de « méthodes » ou de « techniques » d'apprentissage et de communication

Le mot «tactique» venant lui aussi du grec τακτική/taktike et ayant porté à l'organisation de l'armée et à la conduite de l'engagement, est beaucoup plus limité [1].

1.2 La nécessité de l'élaboration d'une stratégie pour la commande des convertisseurs statiques (CS)

Pour qu'un système électrique et électronique puisse faire face:

- Aux défis de ses environnements (non linéarité des charges, implantation compliquée des techniques, présence intempestive des perturbations et coupures de la source d'énergie... etc);
- Pour la destruction de ses ennemis (élimination ou réduction des harmoniques) par un usage efficace des ressources (techniques);
- Pour assurer une commande adéquats et exiger des adaptations aux systèmes d'entraînement;

La commande des CS doit disposer d'une vision stratégique en conformité avec son rôle et ses moyennes. Dans son approche commande des CS, elle est l'ensemble des méthodes qui maximisent dans un univers aléatoire et conflictuel ou performant "c-à-d face aux perturbations électriques, présence des harmoniques, aux amortissements, aux ondulations, aux problèmes de la compatibilité électromagnétique" les chances d'atteindre un objectif donné malgré les contraintes et actions indésirables.

1.2.1 Définition de la stratégie de commande des convertisseurs statiques

La stratégie consiste à déterminer les objectifs à long terme d'une commande des convertisseurs statiques (La commande électronique des systèmes et non pas la commande électrique), adopter des moyens d'action et allouer des ressources nécessaires pour atteindre ces objectifs. Cette définition est articulée autour de trois éléments:

La stratégie est un choix d'orientation de longue durée pour l'ensemble de commande des convertisseurs statiques; qui fixe le système d'objectifs pour une durée plus ou moins longue; et qui fixe les moyens alloués pour atteindre les objectifs définis. Dans son sens le plus large, désigne, l'ensemble des méthodes qui permettent de contrôler et commander les performances d'un système électrique. Donc, il s'agit d'élaborer un programme de sorte que le pic génère les 8 signaux de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) nécessaires à la commande des interrupteurs électroniques des convertisseurs statiques, autrement, une implémentation numérique d'une technique MLI qui consiste à minimiser le taux d'harmoniques de distorsion (THD) de l'onde de sortie.

Chapitre 2

Les Harmoniques

Il apparait fréquemment que les tensions et les courants d'un circuit ne disposent pas une forme d'onde sinusoïdale. Ainsi la figure 2.1 montre un courant alternatif qui est fortement déformé. C'est un circuit dans un système d'entraînement électronique, l'onde contient les harmoniques suivant: Fondamentale (60 Hz) = 59 A; 5^e harmonique (300 Hz) = 15.6 A; 7^e harmonique (420 Hz) = 10.3 A [2]

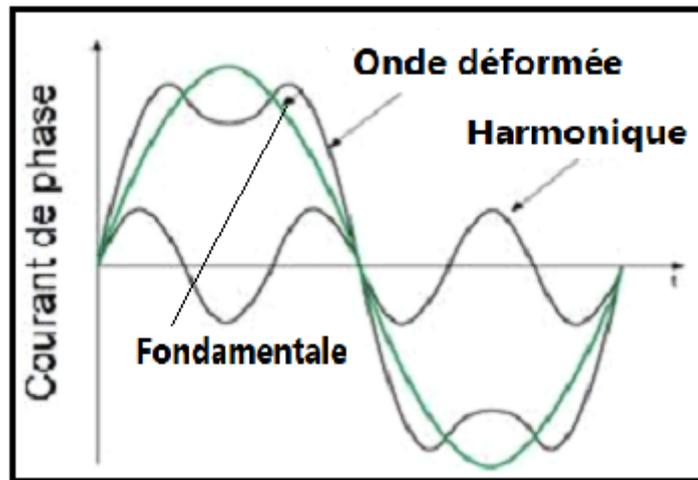


Figure 2.1 Forme d'onde déformée d'un courant à 60 Hz ayant une valeur efficace de 62.5 A à 60 Hz.

2.1 Causes et conséquences des harmoniques

En générale, les harmoniques de tensions ou de courant sont nocifs et nuisibles mais dans certains montages ils sont inéluctables et inévitables. Ces distorsions engendrées peuvent être causées par :

- Le circuit magnétique saturable tel que la saturation du flux dans le noyau d'un transformateur ;
- La commutation des interrupteurs électroniques dans un système d'entraînement tels que les redresseurs et les onduleurs ;
- Toute charge non-linéaire, tels que les machines électriques et les arcs électriques.

Par conséquent, Les harmoniques peuvent générer

- Des pertes joule dans les convertisseurs statiques et machines électriques ;
- Des perturbations dans la tension de la charge, des pointes de courant, des oscillations du couple dans la machine commandée par un onduleur ;
- Créer ainsi des bruits acoustiques néfastes pour l'environnement immédiat, des résonances électromagnétiques ;
- Les harmoniques injectent du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système ;

- e. Les harmoniques affectent la qualité de la puissance offerte par le fournisseur de l'électricité ;
- f. La performance de plusieurs appareils électronique et risque d'endommager la charge si aucune précaution n'est prise en compte pour leur élimination.

Donc il est impératif d'appliquer une technique de commande performante et avancée qui élimine ou repousse le maximum des harmoniques.

2.2 Explication de la génération des harmoniques

Considérons une tension sinusoïdale E connectée à une charge, et avec les causes citées au paragraphe 2.1 (Causes et conséquences des harmoniques), le courant I ne sera pas sinusoïdal. Il contient donc une composante fondamentale I_F et des harmoniques I_H . La composante fondamentale est produite par la tension E , mais les composantes harmoniques sont générées par la charge elle-même. Il est évident que ces harmoniques de courant circulent dans la source E en même temps qu'ils parcourent la charge. En ce qui concerne la composante du courant, elle peut être en avance, en retard, ou en phase avec la tension E . C'est-à-dire qu'on peut associer une puissance active et une puissance réactive. Par contre, le produit de la tension fondamentale E et de l'un des harmoniques de courant quelconque ne donne aucune puissance active, ni aucune puissance réactive.

2.3 Composition d'une onde distorsionnée

On peut décomposer une onde périodique distorsionnée en une série d'onde sinusoïdale. Inversement, on peut créer une onde périodique distorsionnée, en la somme de plusieurs ondes sinusoïdales de fréquences et d'amplitudes différentes.

Considérons un groupe d'ondes sinusoïdales dont la fréquence la plus basse est f et dont les autres fréquences sont des multiples entiers de f . L'onde sinusoïdale ayant la fréquence f s'appelle la fondamentale alors que les autres ondes sont appelées harmoniques. Ainsi un groupe d'ondes sinusoïdales ayant des fréquences de 20, 40, 100, 380 Hz possède les composantes suivantes :

Fondamentale 20 Hz (la plus basse fréquence) ; 2^e harmonique 40 Hz (2x20 Hz) ; 5^e harmonique 100 Hz (5x20 Hz) ; 19^e harmonique 380 Hz (19x20 Hz). Les harmoniques supérieurs à 420 Hz sont aussi présents, mais leur amplitude est faible.

Dans les circuits à courant alternatif, la tension fondamentale et le courant fondamental produisent ensemble une puissance apparente fondamentale. Cette dernière comprend la puissance active et réactive qui fait tourner un moteur, ou allumer une lampe. De même le produit d'une tension harmonique et du courant harmonique correspondant donne une puissance harmonique ne produit aucun travail utile et généralement dissipée sous forme de chaleur. Par contre le produit d'une tension sinusoïdale de fréquence et du courant sinusoïdal d'une autre fréquence donne une puissance moyenne nulle. Ainsi, le produit d'une tension de 120 V à 50 Hz et d'un courant de 20 A à fréquence 150 Hz donne une puissance moyenne nulle.

Exercice 2.1

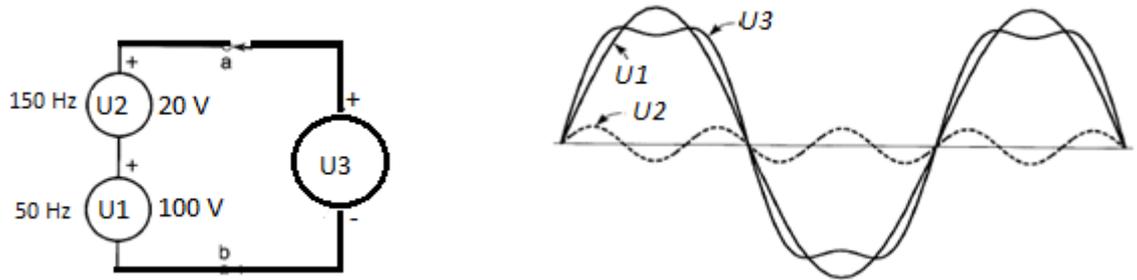
Soit deux sources de tension sinusoïdales raccordées en séries, passent en même temps par zéro : u_1 et u_2 figure 2.2. La tension u_1 a une valeur crête de 200 V et une fréquence de 50 Hz, la tension u_2 a une valeur crête de 60 V et une fréquence de 150 Hz.

- Qu'elles sont les spécificités de chaque tension u_1 et u_2 ?

- Déterminer la tension résultante u_3 qui est la somme des deux tensions instantanées u_1 et u_2 , et donner ses caractéristiques.
- Interpréter les résultats obtenus.

Solution 2.1

La tension u_1 est la tension fondamentale avec une valeur crête égale à 100 V et une fréquence de 50 Hz (la fréquence la plus basse). La tension u_2 est la tension harmonique d'ordre 3 avec une valeur crête égale à 20 V et une fréquence égale à 150 Hz = $3f$. Les deux formes d'ondes sont parfaitement sinusoïdales, passent par zéro en même temps voir figure 2.2.



(a) Deux sources sinusoïdales raccordées en série.

(b) La tension u_3 résultante est distorsionnée.

Figure 2.2 Montage et forme d'onde des tensions

Comme ces deux sources de tension sont en série, la tension résultante u_3 aux bornes a, b est égale à la somme des tensions instantanées produite par chaque source. La tension u_3 a une forme d'onde aplatie, non-sinusoïdale, dont le niveau de distorsion dépend de l'amplitude relative de l'harmonique.

On peut générer une tension ou un courant périodique ayant n'importe quelle forme d'onde en ajoutant à la composante fondamentale un certain nombre d'harmoniques appropriés. Toutefois, ce sont ces composantes harmoniques qui produisent ensemble les cotes raides et les coins pointus de l'onde résultante. Inversement, on peut analyser une onde déformée et déterminer mathématiquement la valeur de la fondamentale et les harmoniques comme s'est expliqué dans l'exercice 2.2:

Exercice 2.2

Composer une onde carrée de 100 V, 50 HZ à l'aide de la fondamentale et harmoniques citées dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Les harmoniques dans une onde carrée à 120 V, 50 Hz.

| harmonique | Amplitude Volts (crête) | Fréquence Hz | Amplitude relative |
|-------------------------|----------------------------|-----------------|-----------------------|
| Fondamentale | 127.3 | 50 | 1 |
| 3^e | 42.44 | 150 | 1/3 |
| 5^e | 25.46 | 250 | 1/5 |
| 7^e | 18.19 | 350 | 1/7 |
| 9^e | 14.15 | 450 | 1/9 |
| -- | -- | -- | -- |
| n^{ième} | 127.3/n | 50/n | 1/n |

2.4 Harmoniques et diagrammes vectoriels

On peut présenter une tension distorsionnée au moyen d'un diagramme vectoriel en indiquant la fréquence, l'amplitude et la valeur initiale de chacune de ses composantes, comme s'est représenté dans la figure 2.3. E_F : Tension fondamentale de 100 V crête, 50 Hz avec un angle initial 0° ; ce vecteur tourne à raison 50 tours par seconde dans le sens antihoraire. E_H une 5^e harmonique de 20 V crête, 250 Hz, avec un angle initial de 60° ; ce vecteur tourne 5 fois plus vite que le fondamentale.

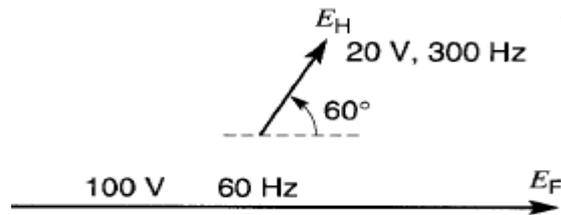


Figure 2.3 Diagramme vectoriel de la tension E_F et E_H

La forme d'onde distorsionnée composée de la fondamentale et l'harmonique s'exprime par l'équation :

$$E = 100 \sin \theta + 20 \sin(5\theta + 60^\circ) \quad (2-1)$$

Où $\theta = 360ft = 360 \times 50xt$ (angles en degrés)

La forme d'onde durant un cycle est montrée dans la figure 2.4

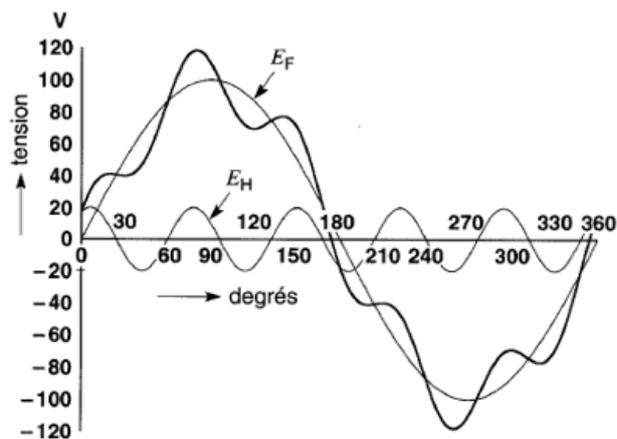


Figure 2.4 Forme d'onde distorsionnée, générée et représentée par des vecteurs tournants à des vitesses différentes. Leur position angulaire initiale affecte aussi la forme d'onde [2].

En plus l'amplitude et la fréquence, la forme d'onde dépend aussi de l'angle initial des composantes harmoniques. Par exemple, si l'angle initial du vecteur à 300 est de 180° au lieu de 60° , l'onde résultante a la forme montrée à la figure 2.5.

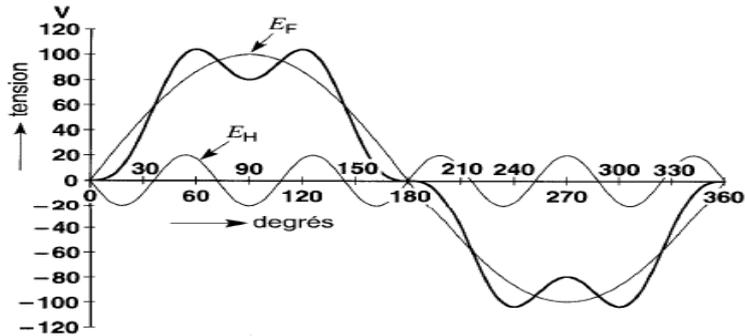


Figure 2.5 Forme d'onde de la tension lorsque l'angle initial de la 5^e harmonique est de 180°

2.5 Valeurs efficaces d'une onde distorsionnée

La valeur efficace d'une tension distorsionnée est donnée par la formule:

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2} \quad (2.2)$$

La valeur efficace E_H d'un ensemble d'harmoniques est donnée par la formule:

$$E_H = \sqrt{E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 \dots + E_n^2} \quad (2.3)$$

Où $E_2, E_3, E_4 \dots E_n$ sont respectivement les valeurs efficaces du 2^e, 3^e, 4^e... n^e harmoniques. A partir des formules (2.2) et (2.3), on obtient la formule:

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 \dots + E_n^2} \quad (2.4)$$

Exercice 2.3

Calculer la valeur efficace de la tension u_3 de la figure 2.2

Solution 2.3

La valeur efficace du fondamental est: $E_F = 0,707 u_1$ (crête) = $0,707 \times 100 = 70,7$ V

La valeur efficace du 3^e harmonique est: $E_3 = 0,707 u_2$ (crête) $0,707 \times 20 = 14,1$ V

La valeur efficace de l'onde déformée est:

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2} = \sqrt{70,7^2 + 14,1^2} = 72,1 \text{ V}$$

Exercice 2.4

Une onde carrée a une amplitude de 100 V. En utilisant le tableau 2.1, calculer:

- La valeur efficace de l'onde carrée ;
- La valeur efficace de la composante fondamentale ;
- La valeur efficace de l'ensemble des harmoniques.

Solution 2.4

La valeur efficace de l'onde carrée est évidemment 100 V.

La valeur efficace de l'onde de la fondamentale est $E_F = 0,707 \times E_{\text{crête}} = 0,707 \times 127,3 = 90 \text{ V}$.

En utilisant la formule (2.2) on obtient:

$$E = \sqrt{E_F^2 + E_H^2} = E = \sqrt{90^2 + E_H^2} ; \text{ d'où } E_H = 43,6 \text{ V}$$

La valeur efficace de l'ensemble des harmoniques est donc de 43,6 V

2.6 Facteur crête et facteur de distorsion (THD)

Dans l'industrie, la distorsion d'une tension ou d'un courant est décrite par deux indices, soit le facteur crête et le facteur de distorsion.

Par définition, le facteur crête d'une tension (crest factor) est égal à la valeur crête de la tension, divisée par sa valeur efficace (rms).

$$\text{Le facteur crête} = \frac{\text{La tension crête}}{\text{la tension efficace}} \quad (2.5)$$

Pour une tension sinusoïdale (qui n'a évidemment aucune distorsion), le facteur crête a une valeur de $\sqrt{2} = 1,41$. Une onde ayant un facteur crête inférieur à 1,4 sera plutôt aplatie. Par contre, si le facteur crête est supérieur à 1,4 l'onde sera plutôt pointue.

Par définition, le facteur de distorsion (Total harmonic distortion-THD) d'un courant ou d'une tension est égal à la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques, divisé par la valeur efficace de la fondamentale. Dans le cas d'un courant distorsionné le THD est donné par l'expression suivante:

$$\text{THD} = \frac{I_H}{I_F} \quad (2.6)$$

Pour une tension le THD est donné par une formule analogue:

$$\text{THD} = \frac{E_H}{E_F} \quad (2.7)$$

Il s'ensuit que les tensions et les courants sinusoïdaux ont un THD nul

Exercice 2.5

Le courant distorsionné de la figure 2.1 a une valeur efficace de 62,5 A. Sachant que la composante fondamentale est de 59 A. Calculer :

- La valeur efficace de I_H de l'ensemble des harmoniques ;
- Le facteur de distorsion en pour cent ;
- La valeur efficace de l'ensemble des harmoniques supérieur au 7^e ;
- La valeur crête du 7^e harmonique.

Solution 2.5

La valeur efficace (rms) de l'ensemble des courants harmoniques est:

$$I_H = \sqrt{I^2 - I_F^2} = \sqrt{62,5^2 - 59^2} = 20,6 \text{ A.}$$

Le facteur de distorsion est: $\text{THD} = \frac{I_H}{I_F} = \frac{20,6}{59} = 34,9\%$.

La valeur efficace de l'ensemble des harmoniques supérieur au 7^e:

D'après les données de la figure I-1 la valeur efficace des harmoniques supérieur au 7^e est :

$$I_{>7e} = \sqrt{I_H^2 - I_5^2 - I_7^2}$$

$$\sqrt{20,6^2 - 15,6^2 - 10,3^2} = 8,7 \text{ A}$$

La valeur crête du 7^e harmonique est: $I_{\text{crête}} = 10,3 \sqrt{2} = 14,6 \text{ A.}$

Exercice 2.6

La figure 2.6 montre une source de tension E distorsionnée, composée d'une tension fondamentale de 150V, $f=50$ Hz et d'un 5^{ème} harmonique de 70V, 250 Hz. La source alimente une résistance de 24 Ω en série avec une inductance de 18,6mH. Cette dernière a une réactance de:

$$X_{50} = 2 \pi f L = 2 \times \pi \times 50 \times 0,0186 .$$

Cependant, à 250 Hz, l'inductance présente une réactance qui est 5 fois plus grande soit: $X_{250} = 5 X_{50}$.

La fondamentale et le 5^e harmonique agissent indépendamment l'un de l'autre. Calculer:

- Les grandeurs électriques possibles pour chaque circuit ;

- La puissance dissipée, tension et courant efficaces du montage ;
- Tracer les circuits du fondamental, 5^{ème} harmonique et du montage.

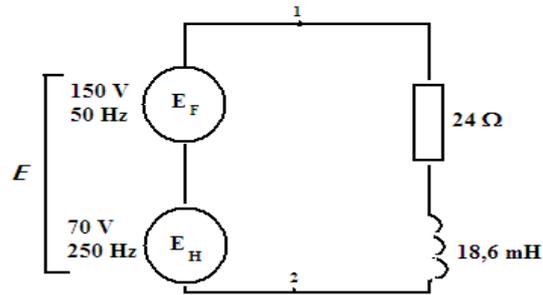


Figure 2.6 Source de tension distorsionnée alimentant un circuit RL

Solution 2.6

A 50Hz la réactance est égale à $X_{50} = 2\pi fL = 2\pi \times 50 \times 0,0186 = 5,84\Omega$.

L'impédance $Z_{50} = \sqrt{24^2 + 5,84^2} = 24,7\Omega$.

Le courant fondamental est donc: $I_{50} = \frac{E_{50}}{Z_{50}} = \frac{150}{24,7} = 6,07A$.

Puissance active dissipée dans la résistance: $P_{50} = RI_{50}^2 = 24 \cdot 6,07^2 = 884,27 W$

Puissance réactive absorbée par la réactance: $Q_{50} = X_{50} I_{50}^2 = 5,84 \cdot 6,07^2 = 215,17 \text{ var}$

Puissance apparente: $S_{50} = E_{50}I_{50} = 150 \cdot 6,07 = 910,5VA$

Facteur de puissance: $FP_{50} = P_{50}/S_{50} = 884,27W/910,5VA = 0,97$ ou 97%.

Le courant fondamental est déphasé en arrière de la tension fondamentale d'un angle:

$$\theta_{50} = \arccos 0,97 = 14,06$$

- Pour le 5^e harmonique l'inductance présente:

Une réactance $X_{250} = 5 \cdot 5,84 = 29,2\Omega$

Une impédance $Z_{250} = \sqrt{24^2 + 29,2^2} = 37,79 \Omega$

Le courant harmonique est donc: $I_{250} = \frac{E_{250}}{Z_{250}} = \frac{70}{37,79} = 1,85 A$

Puissance active harmonique dissipée dans la résistance: $P_{250} = RI_{250}^2 = 24 \cdot 1,85^2 = 82,14 W$

Les concepts de puissance réactive, de puissance apparente et de facteur de puissance ne sont pas définis pour les composantes harmoniques, donc on les ignore.

Le courant harmonique est déphasé en arrière de la tension harmonique d'un angle:

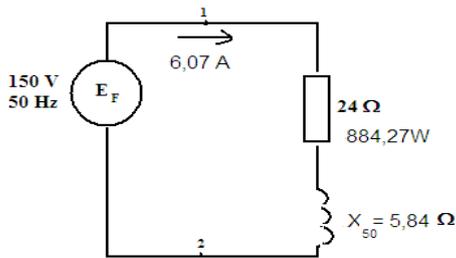
$$\theta_{250} = \text{atan } X_{250}/R = \text{atan } 29,2/24 = 50,58^\circ$$

$$- E = \sqrt{150^2 + 70^2} = 165,52\text{V}$$

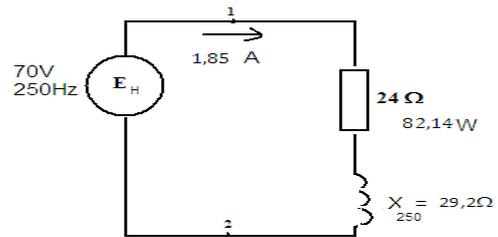
$$I = \sqrt{6,07^2 + 1,85^2} = 6,34\text{A}$$

$$P = 884,27 + 82,14 = 966,41\text{W.}$$

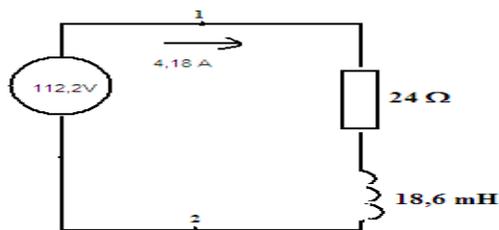
-Circuit du fondamentale, 5^e harmonique et montage de la source



(a) *Circuit de la fondamentale.*



(b) *Circuit de la composante 5^e harmonique*



(c) *Tension et courant efficaces dus aux composantes fondamentale et harmonique.*

Figure 2.6 *Montage des differents composantes du circuit.*

Chapitre 3 La commande des convertisseurs statiques à deux et quatre quadrants

Les montages des systèmes électroniques, dans les domaines des grandes puissances, prennent de plus en plus d'importance. Il est donc indispensable d'en connaître au moins les principes de base. Notre but dans ce chapitre est d'expliquer les règles fondamentales qui gouvernent le fonctionnement des circuits de l'électronique de puissance en particulier les convertisseurs statiques Hacheur et Onduleur avec des composants semiconducteurs principaux tels que les transistors.

3.1 Hacheur continu-continu à deux quadrants

Soit deux interrupteurs mécaniques S_1 et S_2 connectés aux bornes d'une source à courant continu (c.c) E_H (voir figure 3.1). Les interrupteurs s'ouvrent et se ferment périodiquement, à tour de rôle, de sorte que lorsque S_1 est fermé, S_2 est ouvert et vice versa. Les bornes 1 et 2 sont destinées à alimenter une charge [2].

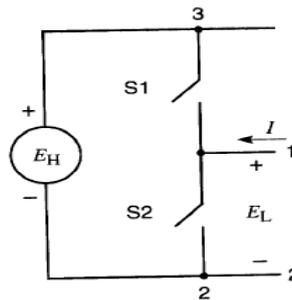


Figure 3.1 Hacheur c-c à deux quadrants

La période d'un cycle d'ouverture et de fermeture soit T et qu'un des interrupteurs soit toujours fermé durant un intervalle T_a . Le rapport cyclique D de l'interrupteur est défini comme le rapport du temps de fermeture et de la durée d'un cycle. La fréquence f_c de commutation est égale à $1/T$. On peut donc écrire :

$$D = \frac{T_a}{T} = f_c T_a \quad (3.1)$$

Où: D est le rapport cyclique de l'interrupteur;

T_a est le temps de fermeture de l'interrupteur en [s];

T est la période d'un cycle d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur [s];

f_c est la fréquence de commutation en [Hz].

Par exemple, si S_1 est fermé durant un intervalle T_a , son rapport cyclique (duty cycle) sera :

$D_{S1} = T_a / T$. Il s'ensuit que le rapport cyclique de S_2 sera :

$$D_{S2} = \frac{T - T_a}{T} = 1 - \frac{T_a}{T}$$

$$D_{S2} = 1 - D \quad (3.2)$$

Lorsque S_1 est fermé, la borne 1 est au niveau du point 3 ; la tension de sortie E_{12} est donc à E_H . Ensuite, lorsque S_1 est ouvert et S_2 est fermé, $E_{12} = 0$. La tension E_{12} fluctue donc entre E_H et zéro pendant des intervalles respectifs T_a et T_b où $T_b = (T - T_a)$, comme s'est représenté dans la figure 3.2. Par conséquent, la tension moyenne E_L entre les bornes 1,2 est donnée par l'expression suivante:

$$E_L = \frac{T_a}{T} E_H$$

Soit $E_L = D E_H \quad (3.3)$

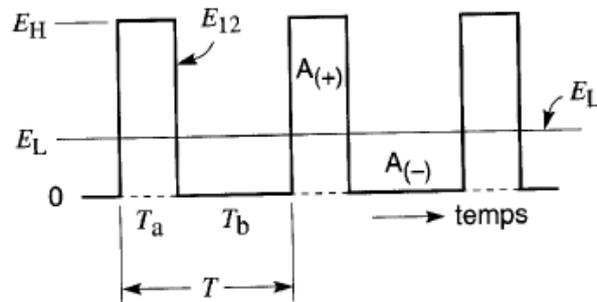


Figure 3.2 Tension instantanée E_{12} et valeur moyenne E_L .

La valeur moyenne E_L correspondant à la composante continue de la tension entre les bornes 1, 2. C'est la tension qu'indiquerait un voltmètre à c.c. En programmant la durée de fermeture des interrupteurs, tout en gardant T constant, on peut faire varier D de zéro à 1. Par conséquent, la tension moyenne E_L variera de zéro à E_H . Voilà une des propriétés importantes du hacheur.

Puisque la tension E_{12} fluctue, elle contient une composante alternative. Cette composante est égale à la différence entre la valeur instantanée de E_{12} et la valeur moyenne E_L . Cette composante alternative a donc une forme d'onde rectangulaire. La partie positive de l'onde a une amplitude $E_H - E_L$ et sa durée est T_a . Quant à la partie négative, elle a une amplitude E_L et sa durée est $T_b = (T - T_a)$ (figure 3.2). L'onde alternative est donc composée d'une tension fondamentale de fréquence $f_c = 1/T$, et d'harmoniques $2f_c, 3f_c$, etc.

Exercice 3.1

Soit le hacheur de la figure III-1a fonctionne à une fréquence de 250 Hz et la tension de source E_H est de 320 V. On désire générer une tension continue de 48 V entre les bornes 1, 2. Calculer :

- La période T du cycle de fermeture/ouverture des interrupteurs;

- Le rapport cyclique requis ;
- La durée de fermeture de l'interrupteur S_1 ;
- La tension maximale et minimale entre les bornes 1 et 2.

Solution 3.1

- Période $T = 1/f_c = 1/250 \text{ Hz} = 0,004 \text{ s}$
- Le rapport cyclique requis est donné par la formule suivante : $D = E_L / E_H = 48 \text{ V} / 320 \text{ V} = 0,15$;
- La durée de fermeture de S_1 est: $T_a = DT = 0,15 \times 0,004 = 0,0006 \text{ s}$;
- La tension maximale entre les bornes 1 et 2 est de 320 V durant un intervalle de 0,0006 s. La tension minimale est zéro pendant 0,0034 s. Soit la durée fermeture de l'interrupteur S_2 . Le circuit de la figure 3.1 montre que la partie du circuit située à gauche des bornes 1 et 2 n'est jamais ouvert. Si le courant I de la charge entre par la borne 1, il peut ressortir par la borne 2, soit en passant par S_2 (lorsque S_2 est fermé) soit en passant par S_1 (lorsque S_2 est ouvert). Puisqu'un des interrupteur est toujours fermé, il est clair que le courant I peut toujours circuler, peu importe sa direction.

Par conséquent, la puissance continue peut circuler dans les deux sens: elle peut sortir ou entrer par les bornes 1, 2.

Remarque:

- Avec une induction de lissage en série avec la charge (qui s'oppose aux circulations des courants alternatifs) le hacheur peut transporter une puissance à courant continu dans les deux sens de la tension inférieure vers la tension supérieure ou vice versa. Avec I_L qui peut changer de sens et une polarité de E_{L2} qui demeure fixe. D'où l'appellation d'un hacheur à deux quadrants dans le plan $E-I$.
- Avec un hacheur alimenté par une source à c.c E_H , alimente une charge (L, R_L), le rapport cyclique D est semblable au rapport de transformateur des spires primaire/spires secondaires, puisque la puissance continue $P_L = E_L \cdot I_L$ fournie à la résistance est égale à la puissance continue $P_H = E_H \cdot I_H$ débitée par la source. Donc:

$$\frac{I_H}{I_L} = \frac{E_L}{E_H} = D \quad (3.4)$$

D'où
$$R_H = \frac{R_L}{D^2} \quad (3.5)$$

- La fréquence f_c du hacheur n'apparaît pas dans ces dernières équations. Toutefois, en pratique, sa valeur est choisie de sorte que la réactance inductive $2\pi f_c L$ soit au moins 10 fois la valeur de R_L , et l'ondulation dans le courant I_L sera relativement faible.

Avec
$$\Delta I_L = \frac{E_L(1-D)}{L \cdot f_c} \quad (3.6)$$

- d- La tension E_H du hacheur ne demeure pas constante, d'où la nécessité d'un condensateur à l'entrée d'un hacheur.

Exercice 3.2

Le hacheur de la figure 3.3 est branché sur une source E_H à 320 V et il fonctionne à une fréquence de 250 Hz. La sortie est connectée à l'induit d'un moteur à c.c dont la résistance $R = 4 \Omega$ et la f.c.e.m E_d est de 140 V. On désire faire circuler un courant de 3 A dans l'induit. Calculer:

- La tension E_L requise et la valeur de D ;
- La durée de fermeture de S_2 ;
- La nouvelle valeur de D si on veut freiner le moteur en lui faisant débiter un courant de 3 A.

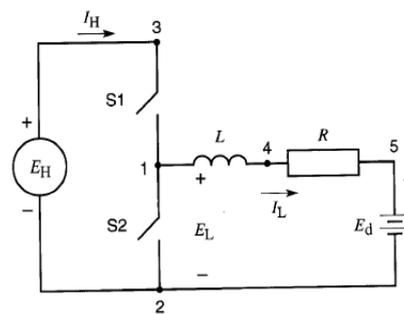


Figure 3.3 Installation d'une inductance de lissage entre la source et la charge

Solution 3.2

- La chute de tension dans la résistance de l'induit est : $RI = 4 \times 3 = 12 \text{ V}$

Par conséquent, $E_L = 140 + 12 = 152 \text{ V}$. on a donc : $D = E_L/E_H = 152/320 = 0,475$

- La fermeture de S_2 correspond à l'ouverture de S_1 , soit pendant $T - T_a$.

Comme $T = 1/250 = 0,004 \text{ s}$; $T_a = DT = 0,475 \times 0,004 = 0,0019 \text{ s}$ il en résulte que S_2 est fermé durant un intervalle de $T - T_a = (0,004 - 0,0019) = 0,0021 \text{ s}$

- Pour freiner le moteur, il faut inverser le sens du courant. Par conséquent, E_L doit être inférieure à E_d . La chute de tension dans la résistance R est : $RI = 4 \times 3 = 12 \text{ V}$

Il s'ensuit que $E_L = 140 - 12 = 128 \text{ V}$. La valeur de D requise est donc: $D = E_L/E_H = 128/320 = 0,40$.

On peut donc changer le sens du courant, et par conséquent, la direction de la puissance, en changeant simplement la valeur de D de 0,475 à 0,4.

Exercice 3.3

La figure 3.4 présente un hacheur à une source de tension $E_H = 100 \text{ V}$; $E_d = 30 \text{ V}$; $R = 2 \Omega$; $L = 10 \text{ mH}$; fréquence de commutation $f_c = 2 \text{ kHz}$; rapport cyclique $D = 0,2$. Calculer:

- La valeur et la direction du courant continu I_L ;
- L'ondulation crête à crête du courant I_L ;

- La valeur et la direction du courant continue I_H ;
- La puissance continue fournie ou absorbée par E_H .

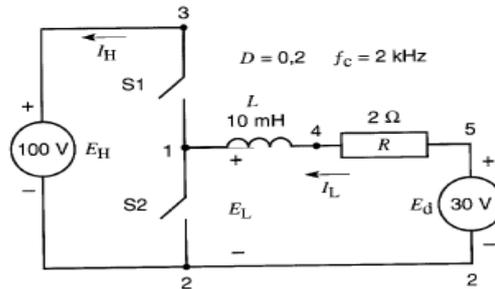


Figure 3.4 Hacheur avec une charge (R, L, E_d).

Solution 3.3

- La valeur moyenne E_L est:

$E_L = DE_H = 0,2 \times 100 = 20 \text{ V}$ Puisque la tension E_d (30 V) est supérieur à E_L , le courant continue I_L sortira de la borne 5 ; sa valeur moyenne est: $I_L = (30 \text{ V} - 20 \text{ V}) / 2 \Omega = 5 \text{ A}$

- L'ondulation crête à crête du courant I_L est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta I_L = \frac{E_H (1-D) D}{L f_c} = \frac{100 (1-0,2) 0,2}{0,01 \times 2000} = 0,8 \text{ A}$$

Par conséquent, le courant continue de $I_L = 5 \text{ A}$ fluctue entre 4,6 A et 5,4 A.

- Le courant moyen $I_H = DI_L = 0,2 \times 5 \text{ A} = 1 \text{ A}$
- La direction de I_H est telle que le montre la figure 3.3 car la charge E_d débite de la puissance.

La source E_H absorbe une puissance continue de $P_H = 100 \text{ V} \times 1 \text{ A} = 100 \text{ W}$.

Afin de bien saisir le comportement du circuit, procédons à une analyse plus détaillée:

La durée d'un cycle est $T = 1/f_c = 500 \mu\text{s}$.

S_1 est fermé durant un temps T_a : $T_a = DT = 0,2 \times 500 \mu\text{s} = 100 \mu\text{s}$

Par conséquent, S_2 est fermé durant un temps $T - T_a = 500 - 100 = 400 \mu\text{s}$

- Afin de déterminer l'ondulation dans le courant I_L , examinons d'abord la condition lorsque S_2 est fermé (voir figure 3.5a).

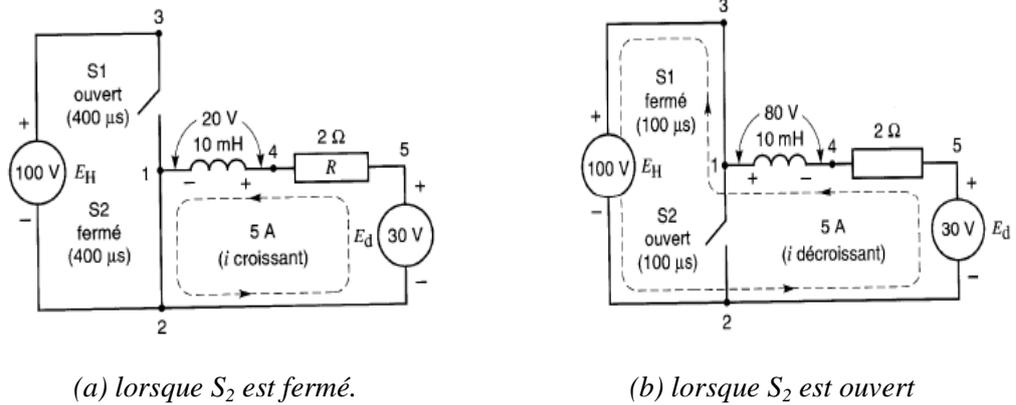


Figure 3.5 Détermination de l'ondulation dans le courant I_L

Supposons que I_L à momentanément une valeur de 5 A. La tension E_{14} aux bornes de l'inductance est obtenue en appliquant la loi de Kirchoff à la boucle fermée, soit:

$-30 \text{ V} + 5 \text{ A} \times 2 \Omega + E_{14} = 0$ d'où $E_{14} = +20 \text{ V}$. Cela signifie que la borne 4 est (+) par rapport à la borne 1. Sachant que I_L entre par la borne 4, il s'ensuit que le courant est en train de croître. L'inductance accumule des volts-secondes et pendant les $400 \mu\text{s}$ où S_2 est fermé, la charge magnétique totalise: $20 \text{ V} \times 400 \mu\text{s} = 8000 \mu\text{V}\cdot\text{s}$

Par conséquent, durant cet intervalle, le courant I_L augmente par un incrément:

$$\Delta I_L = 800 \mu\text{V}\cdot\text{s} / 10\text{mH} = 0,8 \text{ A}.$$

Regardons maintenant ce qui se passe lorsque S_1 est fermé et que I_L est encore égale à 5A. (voir figure 3.4b). En parcourant la boucle dans le sens horaire, on obtient:

$$-100 \text{ V} + E_{14} - 5 \text{ A} \times 2 \Omega + 30 \text{ V} = 0$$

D'où la tension aux bornes de l'inductance: $E_{14} = -80 \text{ V}$.

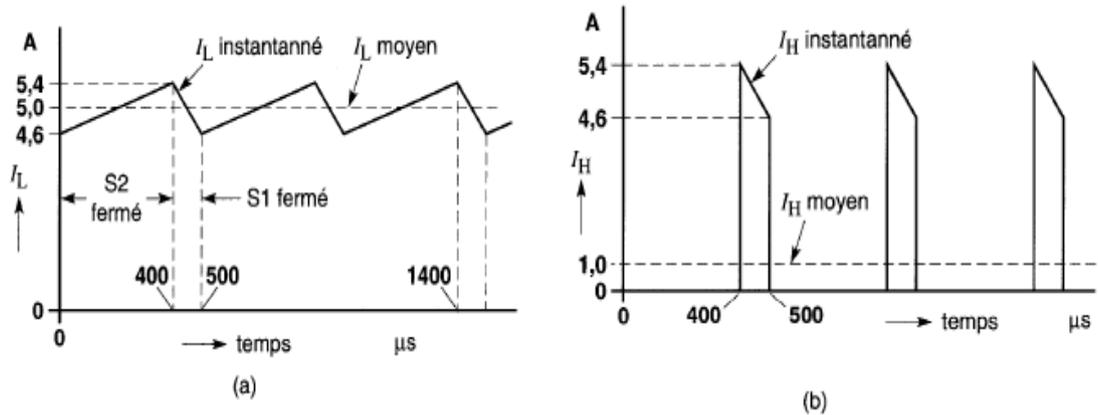
La borne 4 est maintenant négative par rapport à la borne 1. Cela signifie que le courant I_L est en train de décroître. Les volts-secondes déchargés durant cet intervalle de $100 \mu\text{s}$ sont de

$$80 \text{ V} \times 100 \mu\text{s} = 8000 \mu\text{V}\cdot\text{s}$$

La décroissance du courant est donc $\Delta I_L = 8000 \mu\text{V}\cdot\text{s} / 10\text{mH} = 0,8 \text{ A}$

On observe que la décroissance ΔI_L lorsque S_1 est fermé est la même que sa croissance lorsque S_1 était ouvert. Par conséquent, le courant I_L fluctue entre 5,4 A et 4,6 comme on l'avait prévu (figure 3.5a). La figure 3.5b) montre la forme d'onde du courant I_H . Noter qu'il est composé d'une série d'impulsion de courte durée.

La puissance à c.c s'écoule de E_d vers la source E_H même si la tension E_H est plus élevée



(a) Distinction entre I_L instantané et I_L moyen (b) Distinction entre I_H instantané et I_H moyen

Figure 3.5 Distinction entre les courants d'un hacheur à deux quadrants.

3.2 Hacheur électronique continu-continu

Le hacheur à interrupteurs mécaniques traités permettent aux courants I_L et I_H de circuler dans les deux sens. En pratique on utilise des interrupteurs électroniques, qui peuvent seulement conduire dans un sens. Afin d'obtenir une conduction bidirectionnelle, on ajoute des diodes D_1 , D_2 tête-bêche avec les interrupteurs Q_1 , et Q_2 (Transistor, IGBT, MOSFET, GTO..), voir figure 3.6.

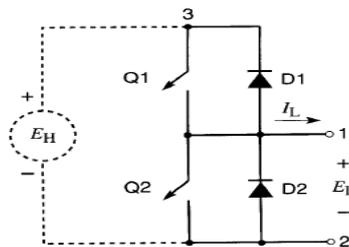


Figure 3.6 Hacheur « électronique à deux quadrants.

Les flèches indiquent le sens de la conduction permise. Par exemple, lorsque le courant I_L entre la borne 1, il peut ressortir par 2, soit en traversant la diode D_1 et la source E_H , soit en passant par Q_2 , si Q_2 est fermé. De la même façon, si le courant sort par la borne 1, il peut suivre le chemin via la diode D_2 , ou passer par Q_1 et E_H , pour autant que Q_1 soit fermé. Dans cette figure, l'ensemble de Q_1 et D_1 se comporte de la même façon que l'interrupteur mécanique S_1 . De même Q_2 et D_2 se comporte de la même façon que l'interrupteur mécanique S_2 . Par conséquent, si on applique une tension E_H entre les bornes 3 et 2 le hacheur (figure 3.6) produira une tension moyenne E_L entre les bornes 1 et 2. La relation entre les tensions est $E_L = DE_H$, (D rapport cyclique de Q_1). Q_1 et Q_2 ne doivent jamais se fermer en même temps car le court-circuit sur E_H détruirait les interrupteurs. Donc, les deux interrupteurs doivent rester ouverts pour une brève période (temps mort), Durant cet intervalle, le courant de la charge passe par une des deux diodes. La puissance continue peut encore s'écouler de la haute tension à la basse tension ou vice versa.

Le hacheur à deux quadrants peut seulement alimenter des charges dont la polarité est fixe. La borne 1 est toujours positive par rapport à la borne 2.

3.3 Hacheurs dévolteur et survolteur

Un hacheur dévolteur à deux quadrants d'une source d'alimentation de tension supérieure doit alimenter une charge d'une tension inférieure, et un hacheur survolteur à deux quadrants d'une source d'alimentation de tension inférieure doit alimenter une charge d'une tension supérieure. Néanmoins, comme le courant n'a pas besoin de changer de sens, car les charges ne deviennent jamais des sources, on peut réduire le nombre des interrupteurs (voir figure 3.7), en éliminant Q_2 , D_1 , le cas d'un hacheur dévolteur, car aucun courant ne circule dans ces composants. Même raison pour le survolteur, on élimine Q_1 et D_2 (exploitation dans un seul quadrant dans le plan $E-I$).

On peut utiliser un hacheur qui peut fonctionner tantôt en dévolteur tantôt en survolteur tous dépend des besoins de la charge où le hacheur dans ce cas est réversible en énergie comme c'est représenté dans la figure 3.8.

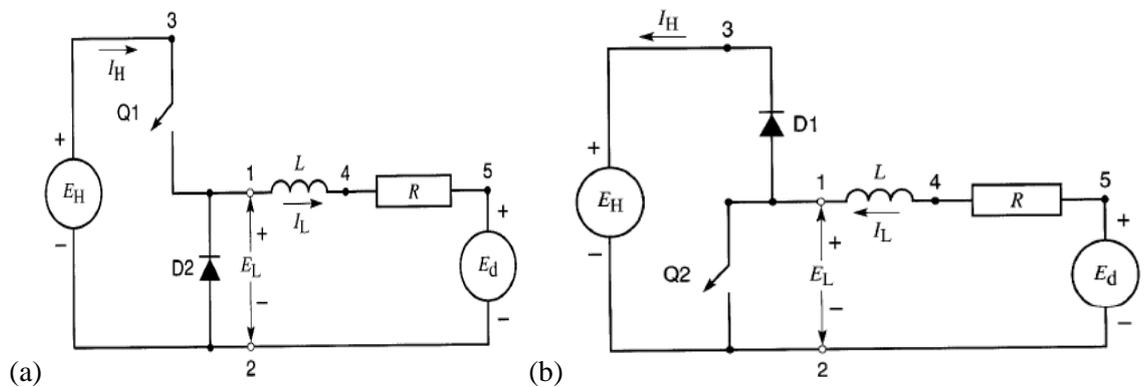


Figure 3.7 (a) Hacheur dévolteur: la puissance circule de la tension supérieure vers la tension inférieure. (b) Hacheur survolteur: la puissance circule de la tension inférieure vers la tension supérieure.

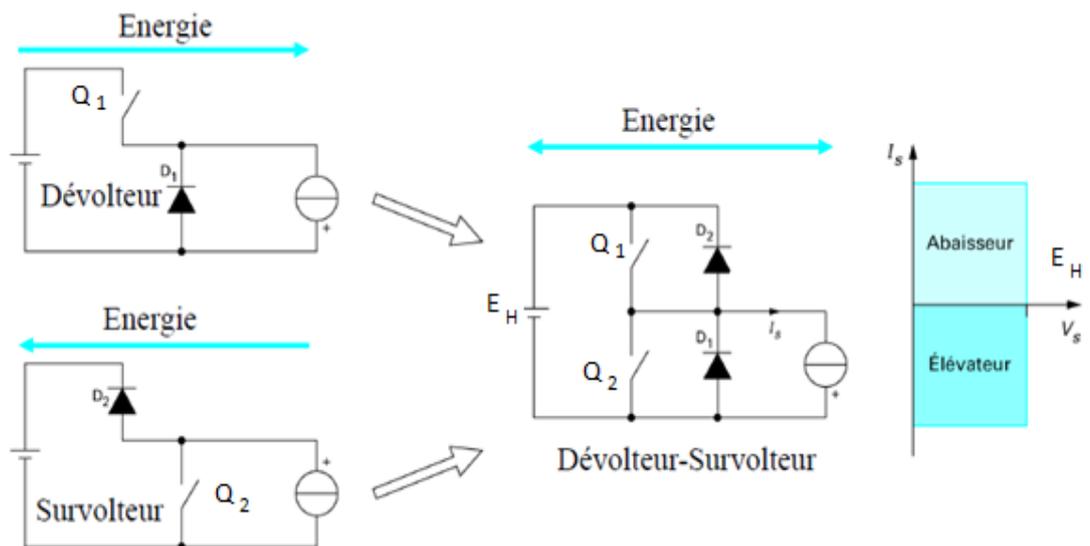


Figure 3.8 Hacheur réversible en courant Dévolteur-Survolteur

3.4 Hacheur à quatre quadrants

Pour contourner la limitation du hacheur à deux quadrants (alimentation des charges dont la polarité est fixe), on utilise un hacheur à 4 quadrants. Il est réalisé de deux hacheurs conventionnels à 2 quadrants fonctionnant à la même fréquence (voir figure 3.9).

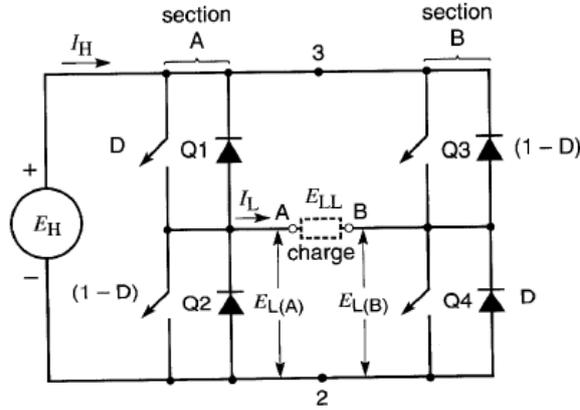


Figure 3.9 Convertisseur continu-continu à quatre quadrants

Les interrupteurs Q_1 et Q_2 du hacheur A s'ouvrent et se ferment à tour de rôle, de même que les interrupteurs Q_3 et Q_4 du hacheur B.

Cependant la séquence d'ouverture et de fermeture est arrangée de sorte que Q_1 et Q_4 s'ouvrent et se ferment en même temps avec le rapport cyclique D . De la même façon Q_2 et Q_3 avec le rapport cyclique $(1-D)$.

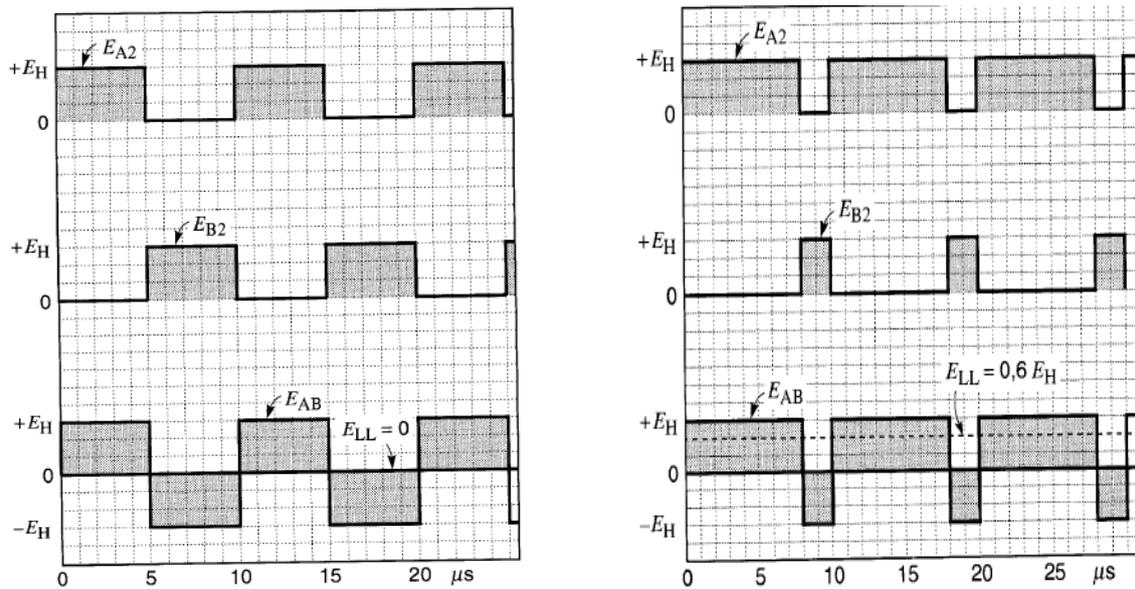
Donc la tension moyenne entre les bornes A et 2 est:

$$E_{L(A)} = D.E_H \text{ et la tension moyenne entre les bornes B et 2 est : } E_{L(B)} = (1-D).E_H.$$

La tension moyenne entre les bornes A et B est donc la différence entre $E_{L(A)}$ et $E_{L(B)}$ soit :

$$\begin{aligned} E_{LL} &= E_{L(A)} - E_{L(B)} \\ &= D.E_H - (1-D).E_H \\ &= E_H (2D-1) \end{aligned} \quad (3.7)$$

La tension moyenne E_{LL} est nulle lorsque $D = 0,5$. De plus, la tension E_{LL} varie linéairement avec D , devenant $+E_H$ si $D = 1$ et $-E_H$ si $D = 0$. La polarité de la tension E_{LL} est donc positive ou négative selon la valeur de D . De plus, si un dispositif (charge ou source) est branché entre les bornes A et B, le courant I_L peut en tout temps circuler de A vers B ou de B vers A. Le hacheur peut donc fonctionner dans les 4 quadrants du plan $E-I$. Les tensions instantanées E_{A2} et E_{B2} oscillent constamment entre zéro et $+E_H$. La figure 3.10 montre ces deux tensions ainsi que la tension E_{AB} . Lorsque $D = 0,5$ la valeur de la tension moyenne E_{LL} est nulle. Avec $D = 0,8$, La valeur de la tension moyenne E_{LL} égale à $0,6.E_H$. La tension instantanée E_{AB} oscille continuellement entre $+E_H$ et $-E_H$. Afin d'éliminer les composantes alternatives, on introduit un filtre entre les bornes A, B et la charge. Par conséquent, seule la composante continue E_{LL} reste et subsiste aux bornes de la charge.



(a) $D = 0,5$: La tension moyenne E_{LL} est nulle

(b) $D = 0,8$: La tension moyenne $E_{LL} = 0,6 E_H$

Figure 3.10 Les différentes valeurs de la tension en variant D

La figure 3.11 présente un hacheur connecté à un élément actif E_d qui peut absorber ou débite une puissance continue. La polarité de E_d pourrait même être l'inverse de celle indiquée. On peut forcer la puissance continue à circuler de E_H vers E_d ou vice versa, il suffit d'imposer la valeur D adéquate.

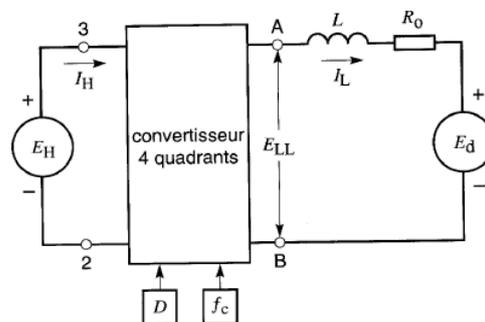


Figure 3.11 Convertisseur c.c à quadrants branché sur une charge active ou une source E_d .

3.5 Pertes dues à la commutation

Tous les interrupteurs électroniques ont des pertes qui s'affectent leur rendement et échauffement. Ces composants électroniques fonctionnent tous à peu près de la même façon. Afin de faciliter la commutation et pour réduire les pertes, un circuit amortisseur (Snubber) est branché aux bornes de l'interrupteur. Il comprend des éléments R , L , C et parfois des semi-conducteurs auxiliaires. L'amortisseur limite l'amplitude et le taux de variation de la tension anodique E_{AK} , de même que l'amplitude et le taux de variation du courant anodique I .

3.6 Convertisseur continu-alternatif

Dans les paragraphes qui suivent, nous étudierons le même hacheur pour réaliser un convertisseur continu-alternatif. Nous distinguons deux types de convertisseurs: ceux qui génèrent une onde alternative carrée et ceux qui génèrent une onde quelconque au moyen de la modulation de largeur d'impulsion (sous acronyme MLI ou PWM-Pulse Width Modulation).

3.6.1 Convertisseur continu-alternatif à onde carrée

Soit le hacheur à 4 quadrants de la figure 3.9, Pour $D = 0,5$ E_{LL} est nulle cependant la tension instantanée E_{AB} fluctue symétriquement entre $+E_H$ et $-E_H$ à un rythme qui dépend de la fréquence de commutation. Par conséquent, le convertisseur est capable de transformer une tension continue en une tension alternative carrée. Bienque la fréquence soit variable, l'amplitude de l'onde est imposée par la tension continue E_H , voir l'exemple de la figure 3.12.

Lorsque $D = 0,5$ l'onde carrée contient une composante sinusoïdale fondamentale dont la tension crête est égale à $1,27.E_H$. La valeur efficace de la fondamentale est donc $1,27.E_H/\sqrt{2} = 0,90E_H$. Si l'on raccorde une charge entre les bornes A et B (voir figure 3.13), la puissance continue tirée de la source E_H sera transformée en puissance alternative. Cependant, comme la tension alternative est carrée, le courant alternatif risque de contenir plusieurs harmoniques importants, selon la nature de la charge (résistive, inductive, etc.)

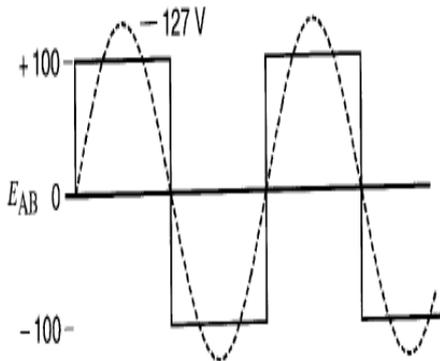


Figure 3.12 Forme d'onde carrée générée par un convertisseur monophasé de D et f_c variables.

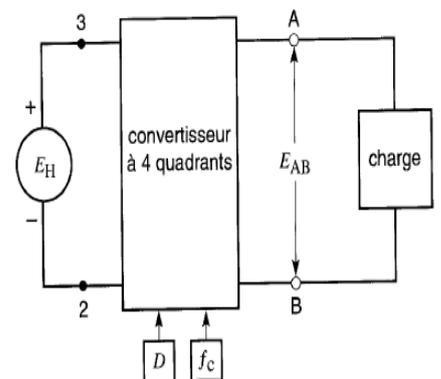
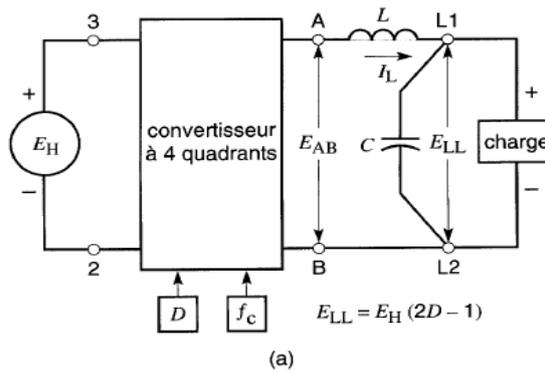


Figure 3.13 Convertisseur continu-alternatif un $E_H = 100\text{ V}$; E_{AB} oscille entre $+100$ et -100 V

3.6.2 Convertisseur continu-continu à modulation de largeur d'impulsion

Considérons le hacheur de la figure 3.14a, qui fonctionne à une fréquence f_c constante de quelques kilohertz. Supposons $D = 0,8$. La valeur moyenne de E_{LL} est donc: $E_{LL} = E_H (2 \times 0,8 - 1) = 0,6 E_H$.



(a) Hacheur fonctionne à f_c ; $D = 0,8$; $E_{LL} = 0,6 E_H$.

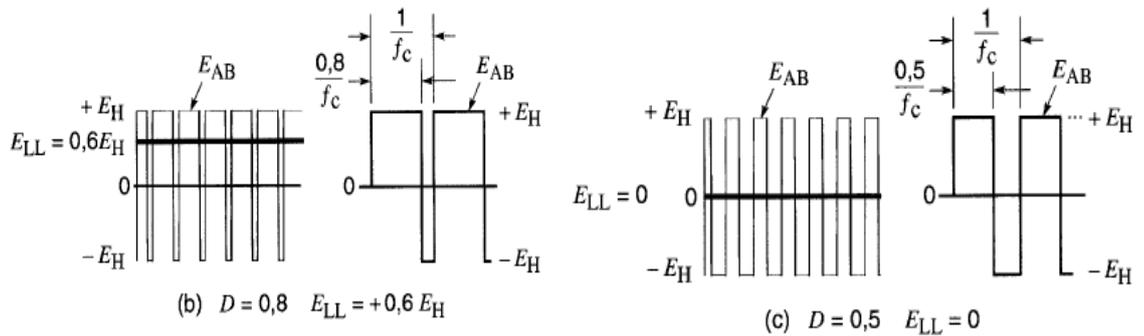


Figure 3.14 Variation de la largeur des impulsions en fonction du D .

Cette valeur moyenne est noyée dans la tension de sortie E_{AB} , laquelle fluctue entre $+E_H$ et $-E_H$ comme c'est représenté dans la figure 3.14b.

Noter que les impulsions positives sont plus larges que les impulsions négatives. En utilisant le filtre LC , on élimine la tension continue E_{LL} entre les bornes L_1 et L_2 .

Si l'on ajuste $D = 0,5$, la durée des impulsions positives devient égale à celle des impulsions négatives. Il s'ensuit que la tension moyenne E_{LL} est nulle, et reste toujours noyée dans la tension alternative E_d (voir figure 3.14c).

Enfin, lorsqu'on ajuste $D = 0,2$, la durée des impulsions positives est inférieure à celle des négatives. Par conséquent, la tension moyenne E_{LL} est négative, sa valeur est $-0,6 E_H$. Donc, en faisant varier la largeur des impulsions positives et négatives, on peut obtenir entre les bornes L_1 et L_2 , n'importe quelle tension continue comprise entre $+E_H$ et $-E_H$. Cette technique permet de varier la tension continue à la sortie d'un hacheur s'appelle La modulation de largeur d'impulsion (MLI).

3.6.3 Création de formes d'ondes alternatives quelconques

En se référant à la figure 3.14abc, faisons varier la valeur de D périodiquement et subitement de $0,8$ à $0,2$ à une fréquence de commutation f_c . Par conséquent, la tension de sortie E_{LL} fluctuera continuellement entre $+0,6 E_H$ et $0,6 E_H$, voir la figure 3.14. La tension filtrée entre les bornes L_1 et L_2 aura donc une forme rectangulaire de fréquence f .

Bien que la tension E_H soit fixe, l'amplitude de l'onde carrée peut être ajustée à volonté, en faisant simplement varier D . Pour générer des ondes carrées d'amplitude variables, la modulation MLI offre donc un avantage marqué sur la méthodologie illustrée à la figure 3.15.

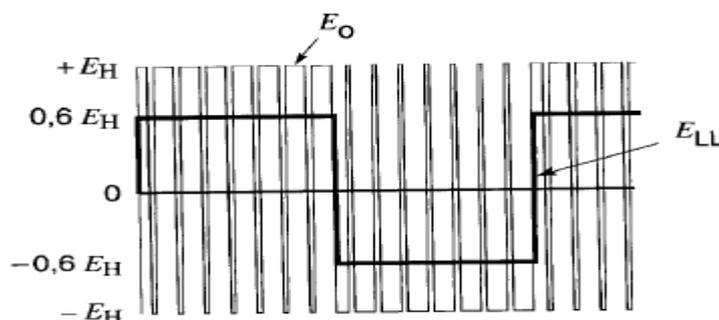


Figure 3.15 Commande de l'amplitude et de fréquence de E_{LL} en faisant varier D .

Supposons, par exemple, que $E_H = 100$ V et $f_c = 8$ kHz. Si l'on fait fluctuer D entre 0,65 et 0,35, à une fréquence f de 73 Hz, l'onde carrée résultante aura une amplitude de $100 (2 \times 0,65 - 1) = 30$ V, et une f de 73 Hz. La seule restriction est que la fréquence f_c doit être 8 fois la fréquence d'opération f .

Plus f_c est élevée, plus il est facile à filtrer car le filtre est moins encombrant et moins coûteux.

Le rapport $m_f = f_c/f$ s'appelle rapport en modulation de fréquence (f_c fréquence de découpage, ou fréquence de commutation).

Ce convertisseur à 4 quadrants constitue donc un générateur d'une flexibilité extraordinaire car il peut générer une tension alternative de forme quelconque. La fréquence, la phase, l'amplitude, et la forme d'onde sont contrôlables en modifiant simplement le signal du rapport cyclique D .

Une autre propriété du hacheur c.c.-c.a est qu'il permet de transporter la puissance du côté continu au côté alternatif et vice versa, peu importe la forme d'onde générée. Cette propriété découle du fait que le courant I_L peut changer de sens instantanément, peu importe la polarité de la tension entre les bornes A et B, voir figure (III-13). De plus, l'impédance de sortie est très faible car les bornes A et B sont toujours effectivement branchées aux bornes de la source E_H . Or celle-ci possède une faible impédance interne.

3.6.4 Convertisseur continu-alternatif à onde sinusoïdale

Considérons le hacheur de la figure 3.16 alimenté par une source E_H et dont la fréquence de découpage f_c correspond à une période T . Si l'on fait varier le rapport cyclique en fonction du temps selon une formule $D_{(t)}$, on obtiendra entre les bornes A et B une tension composée d'une série d'impulsions modulées en largeur. Chaque intervalle T contient une tension moyenne E_{LL} donnée par:

$$E_{LL(t)} = E_H (2D_{(t)} - 1) \quad (3.8)$$

La tension E_{AB} contient donc une séquence de tensions moyennes, noyées dans les impulsions successives dont la fréquence est f_c . Un des buts du filtre L est d'éliminer les composantes de fréquence f_c afin de récupérer entre les bornes L_1 et L_2 seulement la séquence des tensions moyennes $E_{LL(t)}$. La séquence de ces valeurs moyennes constitue la tension utile générée par le signal $D_{(t)}$. Donc, connaissant la nature du signal $D_{(t)}$, il est facile d'en déduire la tension de sortie $E_{LL(t)}$ en utilisant l'équation (III-8). On peut maintenant se demander quel doit être la nature du signal $D_{(t)}$? On obtient la réponse en isolant $D_{(t)}$ dans l'équation (3.9) comme suit:

$$D(t) = 0,5 \left(1 + \frac{E_{LL}(t)}{E_H} \right) \quad (3.9)$$

Où $D(t)$ est le rapport cyclique en fonction du temps

$E_{LL}(t)$ est la tension désirée en fonction du temps [V]

E_H est la tension de la source à c.c [V]

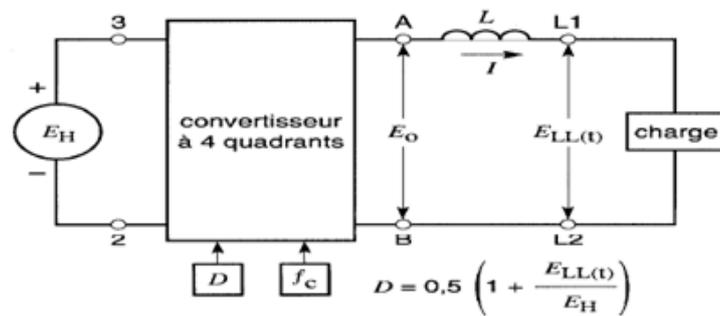


Figure 3.16 Utilisation d'un convertisseur à quatre quadrants pour générer une forme d'onde arbitraire $E_{LL}(t)$

Connaissant E_H et la valeur désirée de $E_{LL}(t)$, on peut programmer la valeur de D en fonction du temps. Par exemple, supposons que l'on désire générer une tension sinusoïdale donnée par l'expression: $E_{LL}(t) = E_m \sin(360.f.t + \theta)$, d'après la formule (3.9), le signal $D(t)$ est :

$$D(t) = 0,5 \left(1 + \frac{E_m}{E_H} \sin(360ft + \theta) \right) \quad (3.10)$$

Le rapport E_m/E_H s'appelle rapport de modulation d'amplitude et il est désigné par le symbole m .

$$D(t) = 0,5(1 + m \sin(360ft + \theta)) \quad (3.11)$$

Où: $D(t)$ est le rapport cyclique d'un Hacheur à 4 quadrants ;

m est le rapport de modulation d'amplitude E_m/E_H où E_m est la tension crête de l'onde sinusoïdale, et E_H la tension de la source à c.c dont la valeur est fixe.

f est la fréquence de la tension sinusoïdale.

t est le temps en seconde [s]

θ est l'angle de déphasage [°]

Exercice 3.4

Une source à c.c de 200 V alimente un hacheur à 4 quadrants qui fonctionne à une fréquence de découpage de 9 kHz. On désire générer une tension efficace sinusoïdale de 120 V, 97 Hz, déphasé de 35° en retard. Déterminer:

- Le rapport de modulation d'amplitude m et le rapport f_c / f ;
- L'expression du rapport cyclique $D_{(t)}$ en fonction du temps.

Solution 3.4

- Tension crête de $E_m = 120\sqrt{2} = 170$ V.
- Valeur de $m = E_m / E_H = 170 \text{ V} / 200 \text{ V} = 0,85$
- Valeur de $m_f = f_c / f = 9000 / 97 = 92,78$
- L'expression de $D_{(t)}$ est donc: $D_{(t)} = 0,5(1 + m \sin(360ft + \theta))$

$$D_{(t)} = 0,5(1 + 0,85 \sin(360 \times 97xt + 35^\circ))$$

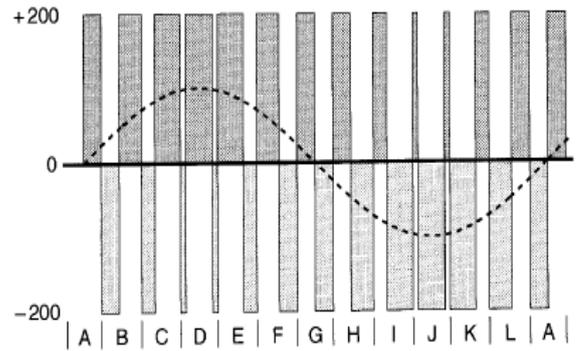
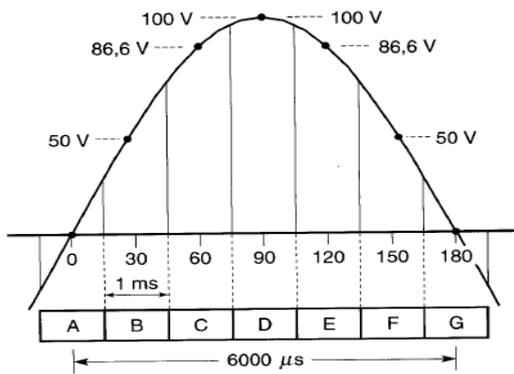
Exercice 3.5 Génération d'une tension sinusoïdale

Soit un hacheur à quatre quadrants fonctionnant en MLI pour générer une tension sinusoïdale $E_{LL(t)}$, de tension crête désirée 100 V et fréquence désirée $f = 83,3$ Hz avec une fréquence de découpage 1000 Hz et tension de la source $E_H = 200$ V. Les interrupteurs fonctionnent de façon conventionnelle: Q_1 et Q_4 se ferment et s'ouvrent ensemble en même temps que Q_2 et Q_3 s'ouvrent et se ferment ensemble.

- Comparer les cycles de la fréquence de découpage à celle de la tension désirée ;
- Calculer la durée T équivaut à un intervalle angulaire ;
- Déterminer les intervalles angulaires pour l'alternance positive de la tension désirée.

Solution 3.5

A 83,33 Hz, la durée d'un cycle est : $T_S = 1/f = 1/83,33 = 0,012 \text{ s} = 12000 \text{ } \mu\text{s}$. Cette période correspond à 360°. La période de la fréquence de découpage est $T = 1/f_c = 1/1000 = 0,001 \text{ s} = 1000 \text{ } \mu\text{s}$. Il se produit donc 12 cycles de la fréquence de découpage pendant un cycle de la tension désirée. Par conséquent la durée T équivaut à un intervalle angulaire de $360^\circ / 12 = 30^\circ$. Les intervalles angulaires pour l'alternance positive de la tension désirée sont représentés dans la figure 3.17 a et b.



(a) Alternance positive d'une onde de $f = 83,33 \text{ Hz}$. (b) La série d'impulsions MLI de mode bipolaire

Figure 3.17 Les intervalles angulaires de la tension désirée

Intervalle A: On remarque que la tension moyenne E_{LL} durant l'intervalle A est nulle. La valeur D égale à :

$$D_{(t)} = 0,5 \left(1 + \frac{E_{LL(t)}}{E_H} \right) = 0,5 \left(1 + \frac{0}{200} \right) = 0,5$$

Cela veut dire que pendant cet intervalle, les impulsions positives et négatives de 200 V ont chacune une durée de $0,5 \times 1000 \mu\text{s} = 500 \mu\text{s}$. Simultanément, lorsque Q_1 et Q_4 sont fermés, Q_2 et Q_3 sont ouverts et vice versa.

Intervalle B : La tension moyenne E_{LL} durant cet intervalle est de +50 V. La valeur de D requise est :

$$D_{(t)} = 0,5 \left(1 + \frac{E_{LL(t)}}{E_H} \right) = 0,5 \left(1 + \frac{50}{200} \right) = 0,625$$

L'impulsion de 200 V à une durée T_a de $T_a = 0,625 \times 1000 \mu\text{s} = 625 \mu\text{s}$

La durée de l'impulsion négative (-200 V) est donc : $T_b = T - T_a = (1000 - 625) = 375 \mu\text{s}$

C'est-à-dire que Q_1 et Q_4 se ferment durant 625 μs , et s'ouvrent pendant 375 μs .

La figure 3.17a montre l'alternance positive de l'onde sinusoïdale. Les intervalles de 30° sont identifiés par les lettres A à G inclusivement, subdivisée en périodes T de 1 ms.

En procédant ainsi, on calcule la valeur de D pour chacun des intervalles durant un cycle complet. Le tableau 3.1 indique les diverses valeurs obtenues. $E_{LL(t)}$ correspond à la tension obtenue entre les bornes L_1 et L_2 pendant chaque intervalle.

On constate que chaque intervalle de 30° est constitué d'une impulsion positive de 200 V suivi d'une impulsion négative de -200 V. La figure 3.18 montre ces impulsions (+) et (-) pour chaque intervalle. Bien que la période T de la f_c soit fixe à 1000 μs , les largeurs T_a et T_b des impulsions varient continuellement afin de créer la tension moyenne $E_{LL(t)}$ requise durant un cycle de fréquence f .

| angle | $E_{LL(t)}$ | D | Q_1, Q_4 fermés | Q_2, Q_3 fermés | - |
|-------|-------------|-------|----------------------|----------------------|-------|
| [deg] | [V] | - | $T_a[\mu\text{s}]$ | $T_b[\mu\text{s}]$ | T_c |
| 0 | 0 | 0,5 | 500 | 500 | A |
| 30 | 50 | 0,625 | 625 | 375 | B |

| | | | | | |
|------------|-------|--------|-----|-----|---|
| 60 | 86,6 | 0,716 | 716 | 284 | C |
| 90 | 100 | 0,75 | 750 | 250 | D |
| 120 | 86,6 | 0,716 | 716 | 284 | E |
| 150 | 50 | 0,625 | 625 | 375 | F |
| 180 | 0 | 0,5 | 500 | 500 | G |
| 210 | -50 | 0,375 | 375 | 625 | H |
| 240 | -86,6 | 0,284 | 284 | 716 | I |
| 270 | -100 | 0,284 | 250 | 750 | J |
| 300 | -86,6 | 0,284 | 284 | 716 | K |
| 330 | -50 | 0,375 | 375 | 625 | L |
| 360 | 0 | 0,5500 | 500 | 500 | M |

Tableau 3.1 Création d'une tension MLI

3.7 Autres méthode de commutations

La figure 3.19 montre une deuxième façon de représenter une tension sinusoïdale sous la forme MLI. L'alternance positive est composée uniquement d'impulsions positives et l'alternance négative est composée uniquement d'impulsions négatives. La somme des aires des cinq impulsions positives est égale à la surface en dessous de l'alternance sinusoïdale positive. Il en est de même pour l'alternance négative.

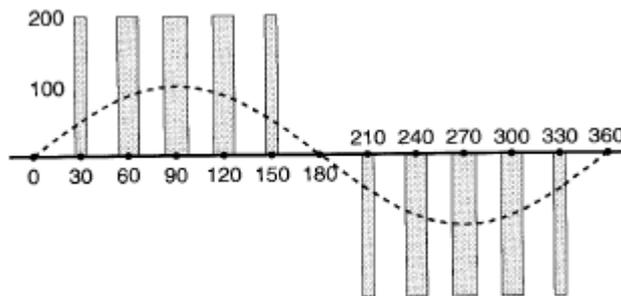


Figure 3.19 Série d'impulsions MLI de mode unipolaire, la composante sinusoïdale est de 100 V crête.

Afin de générer uniquement des impulsions positives durant l'alternance positives, il suffit que les interrupteurs Q_1 et Q_2 s'ouvrent et se ferment comme d'habitude mais que Q_4 demeure fermé et Q_3 demeure ouverte. Ensuite, durant l'alternance négative, Q_3 et Q_4 sont commutées de la façon habituelle alors que Q_1 demeure ouverte et Q_2 fermée. Cette méthode de commutation constitue le mode unipolaire car les impulsions restent de la même polarité tant que le signe de la tension sinusoïdale reste le même.

Remarque:

- La tension sinusoïdale noyée dans les impulsions est fortement distorsionnée. Cependant, lorsque la composante à 1000 Hz est supprimée par le filtre, la tension résultante est très sinusoïdale.
- L'harmonique le plus bas est celui de 1000 Hz, qui est 12 fois supérieure à la fréquence fondamentale de 83,33 Hz.
- Une fréquence à découpage supérieure à 1 kHz donnerait une forme d'onde sinusoïdale encore meilleur et les filtres seraient moins encombrants. En contrepartie elle augmenterait les pertes joules dans les interrupteurs.

3.8 Réalisation graphique de la MLI

3.8.1 Réalisation graphique de la MLI pour un convertisseur à 2 quadrants

Soit le hacheur à deux quadrants avec sa charge exposé dans la figure 3.20.

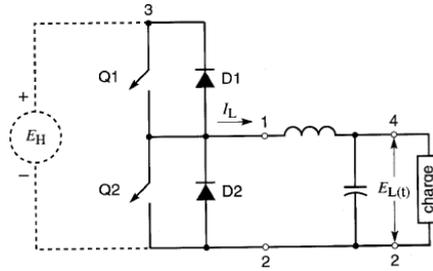


Figure 3.20 Hacheur à 2 quadrants avec sa charge.

Supposons que la tension $E_{L(t)}$ possède la forme ondulatoire montrée à la figure 3.21a. La tension du hacheur est E_H et la période de commutation est T . Nous désirons transformer $E_{L(t)}$ en une série d'impulsions ayant une amplitude fixe E_H , une période fixe T , et, pour chaque intervalle, une durée appropriée T_a . La fréquence de découpage est donc $f_c = 1/T$. L'onde triangulaire coupera donc l'onde $E_{L(t)}$ à différents points. On applique alors la règle suivante:

Q_1 est fermée lorsque le niveau de $E_{L(t)}$ est au-dessus de l'onde triangulaire ; elle est ouverte lorsque $E_{L(t)}$ est au-dessous.

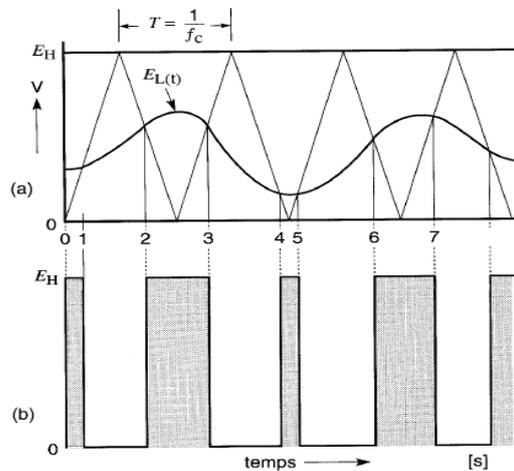


Figure 3.21 (a) Transformation d'une onde de tension en une série d'impulsions MLI.

(b) Tension MLI de la tension originale. (Hacheur à 2 quadrants)

Donc, dans la figure 3.21a, Q_1 est fermée (et Q_2 est ouverte) durant les intervalles 0-1, 2-3, 4-5, 6-7, et ainsi de suite. La tension MLI qui en résulte est montrée à la figure 3.21b. Il suffit de la filtrer pour retrouver la tension originale $E_{L(t)}$. La figure 3.21a constitue donc un abaque qui permet de programmer l'algorithme de commande du hacheur. Cet algorithme détermine l'ouverture et la fermeture des interrupteurs générant la tension MLI de la figure 3.21b.

Habituellement, la période T est beaucoup plus courte que celle montrée. Par conséquent, les changements de $E_{LL(t)}$ au cours d'une période seront plus petits. En effet, une plus haute fréquence f_c signifie qu'on sélectionne un plus grand nombre de points sur $E_{LL(t)}$. Par conséquent, cela améliore la fidélité de la tension $E_{LL(t)}$ submergée dans la MLI.

3.8.2 Réalisation graphique de la MLI pour un convertisseur à 4 quadrants (mode bipolaire)

Soit le hacheur à 4 quadrants est alimenté par une source E_H figure 3.22. La tension $E_{LL(t)}$ aux bornes de la charge possède la forme ondulatoire montrée à la figure 3.23. Nous désirons la transformer en une série d'impulsions ayant une amplitude de $\pm E_H$ et une période fixe T . Pour ce faire, on superpose sur l'onde $E_{LL(t)}$ une onde triangulaire isocèle dont l'amplitude est E_H et la période est T , voir figure 3.23, cette onde coupera donc $E_{LL(t)}$ à différents points. On applique donc les règles suivantes:

- Q_1 et Q_4 sont fermées lorsque le niveau de $E_{LL(t)}$ est au-dessus de l'onde triangulaire.
- Q_2 et Q_3 sont fermées lorsque le niveau de $E_{LL(t)}$ est au-dessous de l'onde triangulaire.

La figure 3.23 constitue un abaque de programmation qui établit les séquences d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Les interrupteurs Q_1 et Q_2 se ferment et s'ouvrent à tous de rôle, de même que Q_3 et Q_4 .

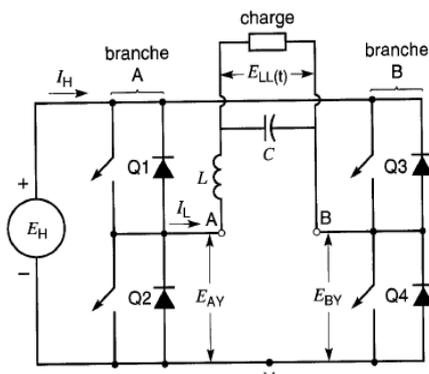


Figure 3.22 Convertisseur continu-alternatif à 4 quadrants avec filtre et charge.

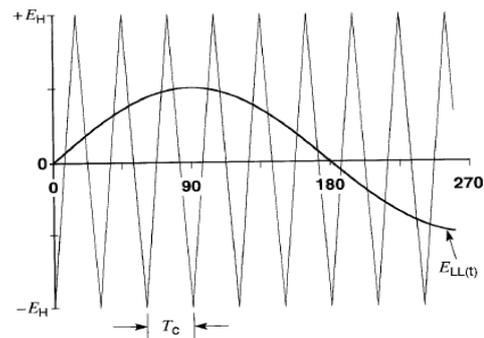


Figure 3.23 Programme pour transformer une onde de tension en une série d'impulsions MLI

Il est facile de voir que la règle (a) produit une impulsion positive $E_{AB} = + E_H$ alors que la règle (b) produit une impulsion négative $E_{AB} = - E_H$. Les impulsions positives durent un temps T_a alors que les impulsions négatives durent un temps T_b . La somme $T_a + T_b = T = 1/f_c$. La tension MLI qui en résulte est montrée à la figure 3.24. Il suffit de la filtrer pour retrouver la tension originale $E_{LL(t)}$. On constate que chaque impulsion (+) est suivi d'une impulsion (-) et vice versa. Il s'agit donc d'une commutation par mode MLI bipolaire.

Pour le cas d'un hacheur à 2 quadrants, ou à 4 quadrants on peut réaliser avec un montage pratique pour produire la tension MLI. Il suffit de créer un signal réduit E_T de l'onde triangulaire. Un comparateur électronique détecte les points de croisement des deux signaux et dès lors produit le signal $D(t)$ requis pour déclencher ou éteindre les interrupteurs à l'intérieur du hacheur. Les interrupteurs génèrent la tension MLI entre les bornes A et B (figure 3.21). L'induction L , et au besoin un condensateur C , filtrent la tension MLI pour produire aux bornes de la charge la tension $E_{LL(t)}$ désirée.

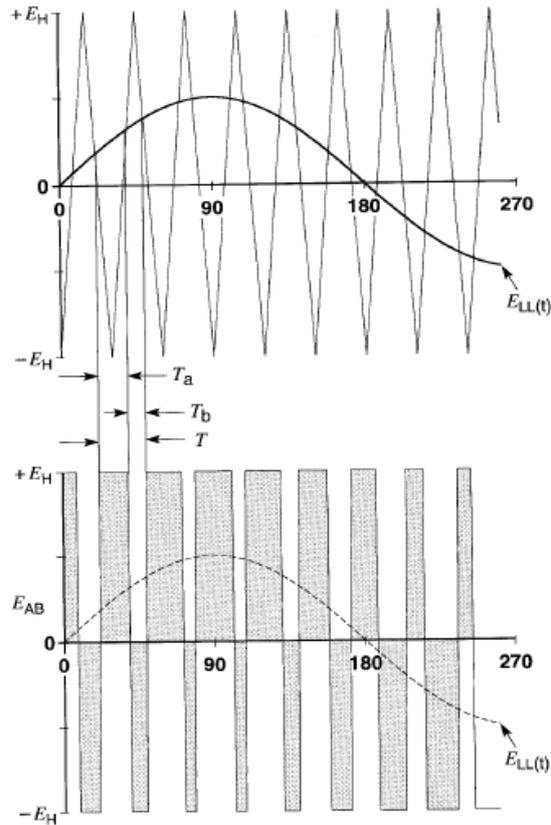


Figure 3.24 Transformation d'une onde de tension en une série d'impulsions MLI (Hacheur à 4 quadrants)

3.8.3 Réalisation graphique de la MLI pour un convertisseur à 4 quadrants (mode unipolaire)

La succession alternée des tensions (+) et (-) qui caractérise le mode MLI bipolaire (figure 3.24) produit un grand nombre d'harmoniques à haute fréquence. Pour cette raison on utilise souvent un programme de commutation unipolaire qui génère des impulsions moins saccadées (alternatives). Afin d'expliquer soit l'onde de la figure 3.23. Pour créer l'abaque de programmation, on trace une deuxième onde $-E_{LL}(t)$, image de l'onde originale, mais de polarité contraire, voir figure 3.25.

Ensuite, on superpose sur les deux ondes triangulaires isocèles d'amplitude E_H et de période T . Cette onde coupera donc les ondes $E_{LL}(t)$ et $-E_{LL}(t)$, à différents points. On applique alors les règles suivantes:

- Q_1 est fermée lorsque le niveau de $E_{LL}(t)$ est au-dessus de l'onde triangulaire ;
- Q_3 est fermée lorsque de $-E_{LL}(t)$ est au-dessus de l'onde triangulaire.

Comme d'habitude les interrupteurs Q_1 et Q_2 s'ouvrent et se ferment à tour de rôle, de même que les interrupteurs Q_3 et Q_4 . Ces deux règles produisent respectivement les impulsions E_{AY} et E_{BY} (figure 3.26a et 26b). La tension instantanée entre les points A et B est donnée par $E_{AB} = E_{AY} - E_{BY}$; on obtient donc l'onde MLI de la figure 3.26c. Noter que les impulsions sont (+) ou (-) selon que la tension désirée $E_{LL}(t)$ est (+) ou (-). Il suffit de filtrer les impulsions pour retrouver l'onde originale.

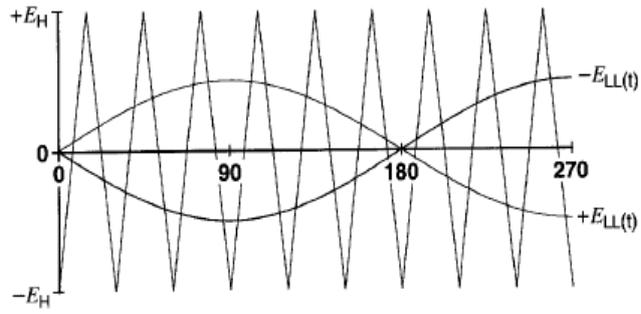
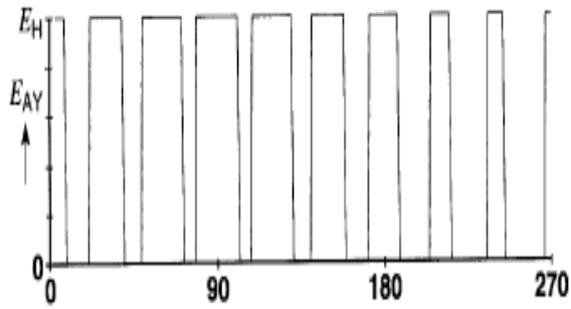
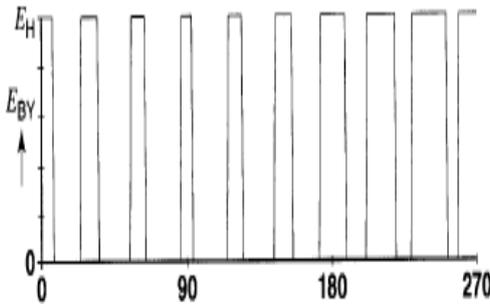


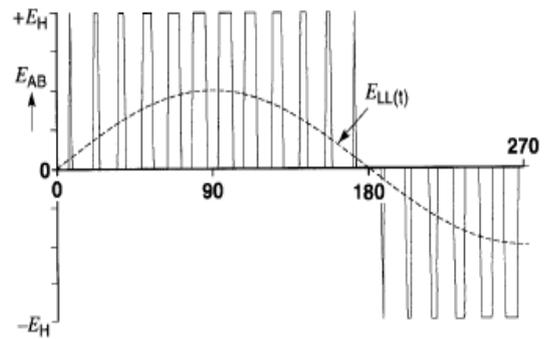
Figure 3.25 *Abaque de programmation pour générer une onde MLI unipolaire.*



(a) *Tension MLI entre A et Y*



(b) *Tension MLI entre B et Y*



(c) *Tension MLI unipolaire entre les bornes A et B.*

La composante fondamentale $E_{LL(t)}$ est noyée dans l'onde MLI

Figure 3.26 *MLI mode unipolaire*

3.8.4 Convertisseur continu-triphasé

Il existe plusieurs sortes de convertisseurs triphasés capables de convertir une puissance continue en puissance alternative, et vice versa. La figure 3.27a montre un convertisseur triphasé à MLI comprenant 3 hacheurs à 2 quadrants alimentés par une source de tension continue E_H . Les tensions E_{AY} , E_{BY} et E_{CY} entre les bornes A, B, C et le point commun Y sont des tensions à MLI mutuellement décalées de 120° . Par la suite nous décrivons le fonctionnement de ce convertisseur.

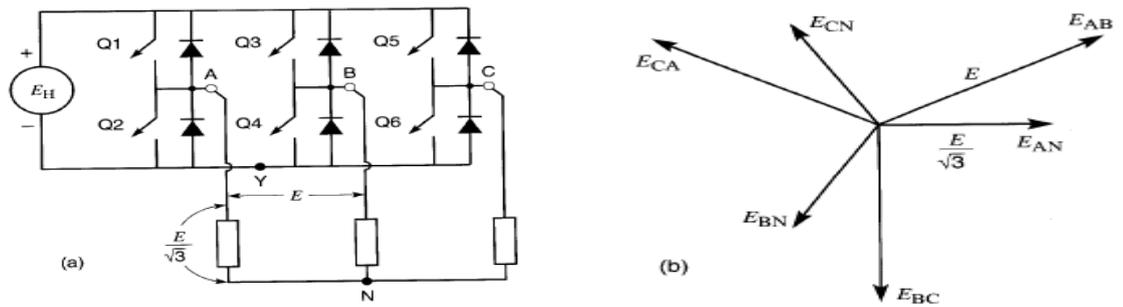


Figure 3.27 (a) *Convertisseur continu-triphasé utilisant 3 hacheurs*
 (b) *Diagramme vectoriel des composantes alternatives fondamentales.*

Supposons que l'on désire produire une source de tension sinusoïdale triphasée dont la valeur efficace entre les lignes A,B et C est E [V], voir figure 3.27. Il s'ensuit que la tension ligne à neutre est $\sqrt{2}.E$, et sa valeur crête est $E_m = \sqrt{2} (E \sqrt{3})$ soit $E_m = 0,8165E$ [V].

Les composantes fondamentales de la tension entre les bornes A, B, C et le neutre N de la charge ont les formes d'ondes sinusoïdales illustrées à la figure 3.28.

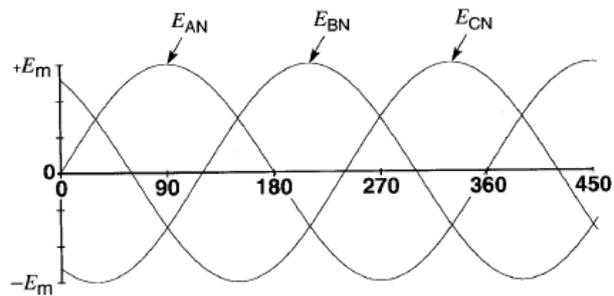


Figure 3.28 *Composantes fondamentales des tensions entre les lignes et le neutre de la charge.*

Afin de créer l'abaque de programmation, ces ondes désirées ont reproduites dans le graphique de la figure 3.28 où elles oscillent autour de la tension médiane $E_H/2$. On constate que l'amplitude E_m ne doit pas dépasser $E_H/2$ faute de quoi les formes d'ondes sinusoïdales seront écrêtées. On superpose sur ces ondes sinusoïdales une seule onde triangulaire isocèle. Celle-ci a une hauteur E_H et une période T comme l'indique la figure 3.29.

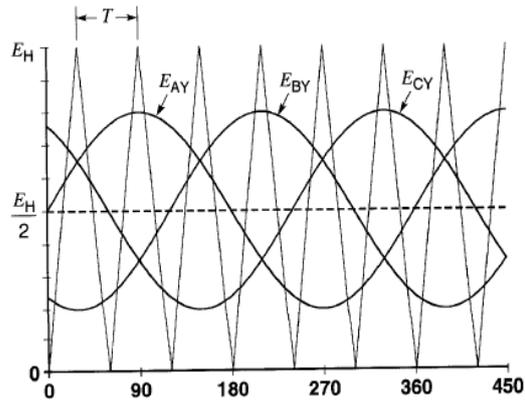


Figure 3.29 *Abaque de programmation pour créer une tension MLI triphasée. Les tensions sinusoïdales E_{AY} , E_{BY} , et E_{CY} représentent les composantes fondamentales plus la composante continue $E_H/2$.*

Afin de transformer les tensions sinusoïdales en 3 tensions MLI, on applique les règles suivants:

- Q_1 est fermée lorsque le niveau de E_{AY} est au-dessus de l'onde triangulaire ;
- Q_3 est fermée lorsque le niveau de E_{BY} est au-dessus de l'onde triangulaire ;
- Q_5 est fermée lorsque le niveau de E_{CY} est au-dessus de l'onde triangulaire.

Comme d'habitude, les deux interrupteurs de chaque branche du convertisseur s'ouvrent et se ferment à tour de rôle. Les trois branches produisent alors des tensions modulées semblables mais déphasées de 120° . Par exemple, les branches A et B produisent les impulsions (MLI) E_{AY} et E_{BY} (figure 3.30a et 30b) Celles-ci contiennent une composante continue égale à $E_H/2$. Toutefois, comme les tensions ligne à ligne sont égales à la différence entre les tensions ligne à Y, cette composante s'annule.

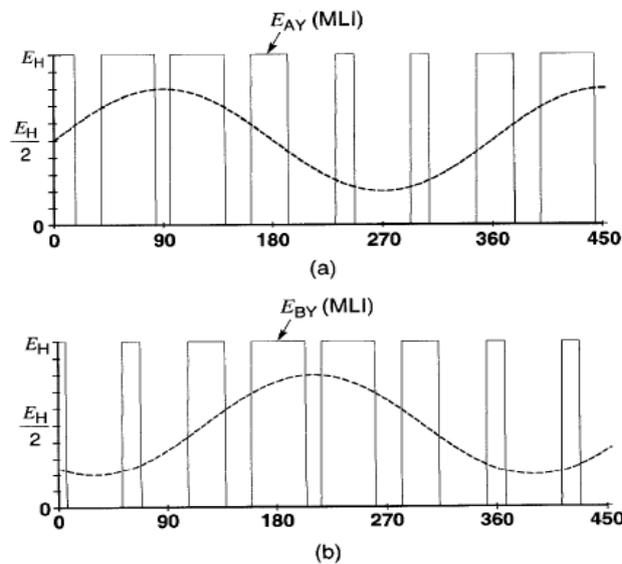


Figure 3.30 (a) *Impulsion MLI entre la borne A et le point Y et la tension E_{AY} après filtrage.*
 (b) *Impulsion MLI entre la borne B et le point Y et la tension E_{BY} après filtrage.*

Par conséquent, les tensions entre les lignes A, B et C sont strictement alternatives (figure 3.31a et 31b). De plus, on constate qu'elles sont bien du type MLI unipolaire.

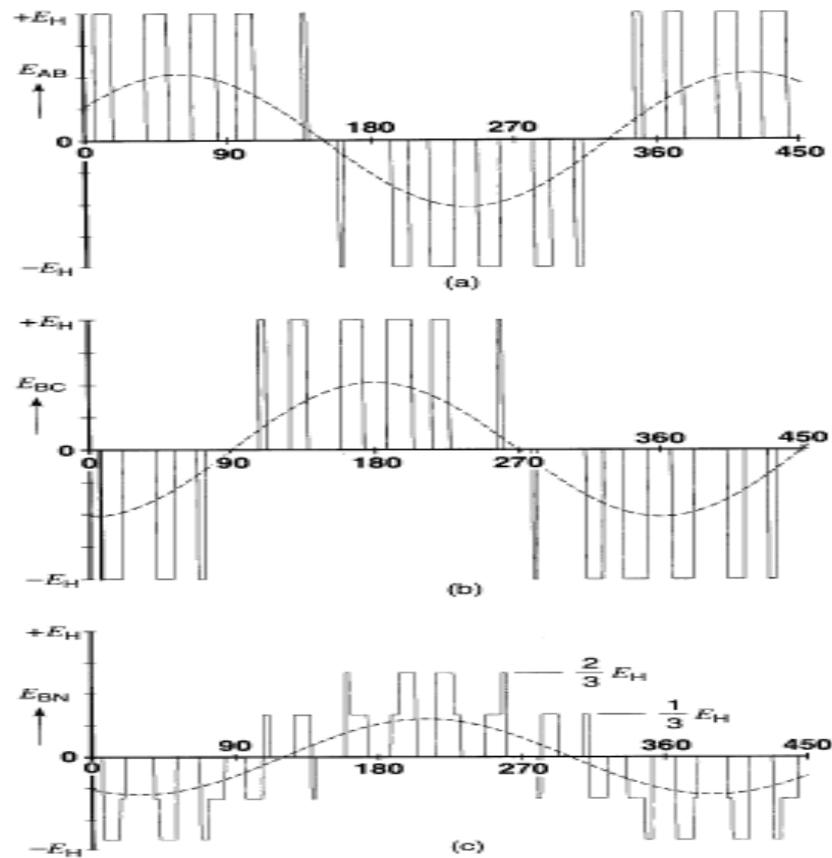


Figure 3.31 (a) Impulsion MLI entre les lignes A et B et composante fondamentale de la tension.

(b) Impulsion MLI entre les lignes B et C et composante fondamentale de la tension.

(c) Impulsion MLI entre la ligne B et le neutre N de la charge

Comme le neutre N de la charge est flottant, on peut démontrer que les tensions instantanées entre les lignes et le neutre sont données par les expressions:

$$E_{AN} = 1/3 (E_{AB} + E_{AC}) \quad (3.10a)$$

$$E_{BN} = 1/3 (E_{BA} + E_{BC}) \quad (3.10b)$$

$$E_{CN} = 1/3 (E_{CA} + E_{CB}) \quad (3.10c)$$

Par exemple, en appliquant l'équation (3.10a) aux ondes E_{AB} et E_{BC} de la figure (III-31), on obtient la forme d'onde MLI entre la borne B et le neutre N (figure III-31c). On constate qu'elle est bien différente de celle entre la borne B et le point commun Y (figure 3.30b)

Exercice 3.6

On désire générer une tension triphasée de 245 V, 60 Hz en utilisant le convertisseur de la figure 3.32. La tension E_H de la source est de 500 V, et on utilise une fréquence de découpage f_c de 540 Hz. Déterminer:

- La valeur crête de la tension fondamentale entre la borne L_1 et le neutre N de la charge.
- La période T de l'onde triangulaire et l'intervalle angulaire correspondant, en degrés.
- L'abaque de programmation.
- La forme d'onde de la tension MLI entre les bornes A et Y durant un cycle.
- La forme d'onde des tensions MLI entre les bornes A-Y, B-Y et C-Y.
- La forme d'onde des tensions MLI entre les bornes A-B, B-C et C-A.

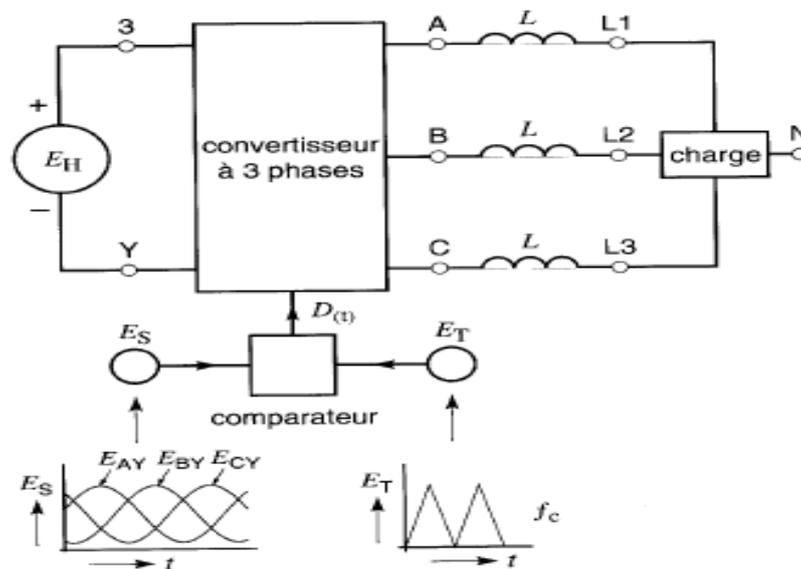


Figure 3.32 Génération d'une tension MLI triphasée et filtrage par L pour alimenter une charge.

Solution 3.6

-Tension efficace ligne à neutre : $E_{LN} = 245 \times \sqrt{3} = 141,5V$

-Tension crête ligne à ligne : $E_m = E_{LN} \cdot \sqrt{2} = 200 V$

Comme la fréquence de découpage est de 540 Hz, la période de l'onde triangulaire est $T = 1/540 = 1852 \mu\text{s}$. Relativement à la fréquence désirée de 60 Hz, la période T correspond à un intervalle angulaire de $360^\circ \times 60 \text{ Hz} / 540 \text{ Hz} = 40^\circ$

-L'abaque de programmation est montré à la figure 3.33, il comprend les informations suivantes :

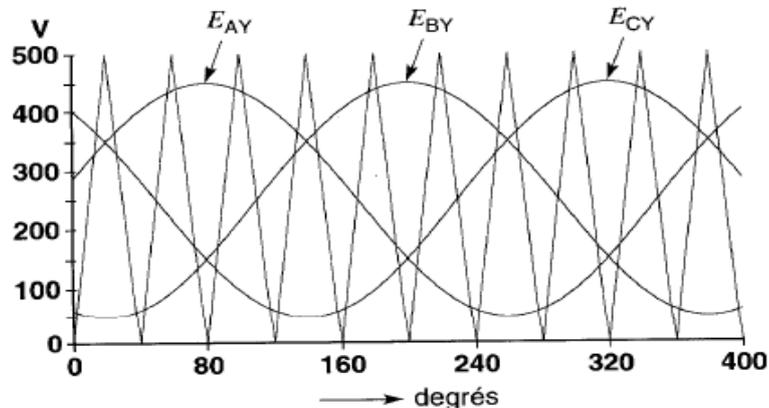


Figure 3.33 Abaque de programmation. Les tensions E_{AY} , E_{BY} , E_{CY} sont les composantes fondamentales des tensions désirée plus la composante continue de 250 V.

-La tension de la source est de 500 V

-La tension médiane est de $500/2 = 250 \text{ V}$

-Les tensions ligne à neutre dont l'amplitude est de 200 V oscillent autour de la tension médiane ; la période d'un cycle est de 360° .

-L'onde triangulaire a une hacheur $E_H = 500 \text{ V}$

On veut transformer la tension E_{AY} en une tension MLI dont l'amplitude est de 500 V. On se souvient de la règle, lorsque E_{AY} (sinusoïdale) est au-dessus de l'onde triangulaire, l'interrupteur Q_1 est fermé et la tension $E_{AY}(\text{MLI}) = +500 \text{ V}$; autrement $E_{AY}(\text{MLI}) = 0$. La tension MLI entre la borne A et le point Y a donc la forme indiquée à la figure 3.33.

Les trois premières ondes de la figure 3.34 montrent les tensions MLI entre les bornes A-Y, B-Y et C-Y.

Les trois ondes suivantes montrent les tensions MLI entre les lignes A-B, B-C et C-A. Ces tensions ligne à ligne sont obtenues en soustrayant les tensions ligne à neutre respectivement. Ainsi, $E_{AB} = E_{AY} - E_{BY}$.

Grace au filtrage effectué par les inductances L les tensions entre les lignes L_1 , L_2 , L_3 , voir figure 3.31 ne seront pas hachées, mais auront une forme d'onde presque sinusoïdale.

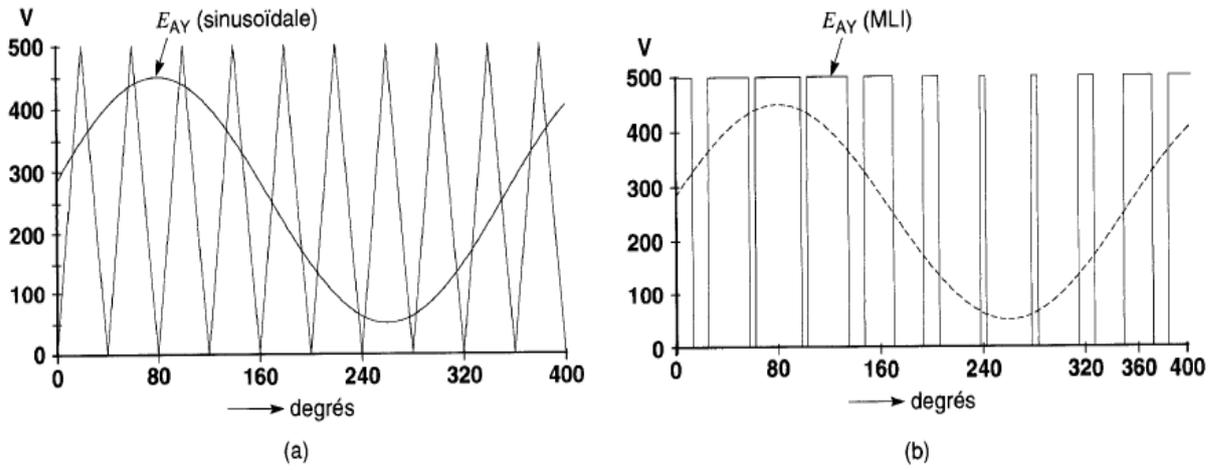


Figure 3.34 (a) L'onde E_{AY} est égale à la tension E_{AN} désirée plus la composante continue de 250

Les impulsion E_{AY} contiennent une composante sinusoïdale plus la composante continue de 250

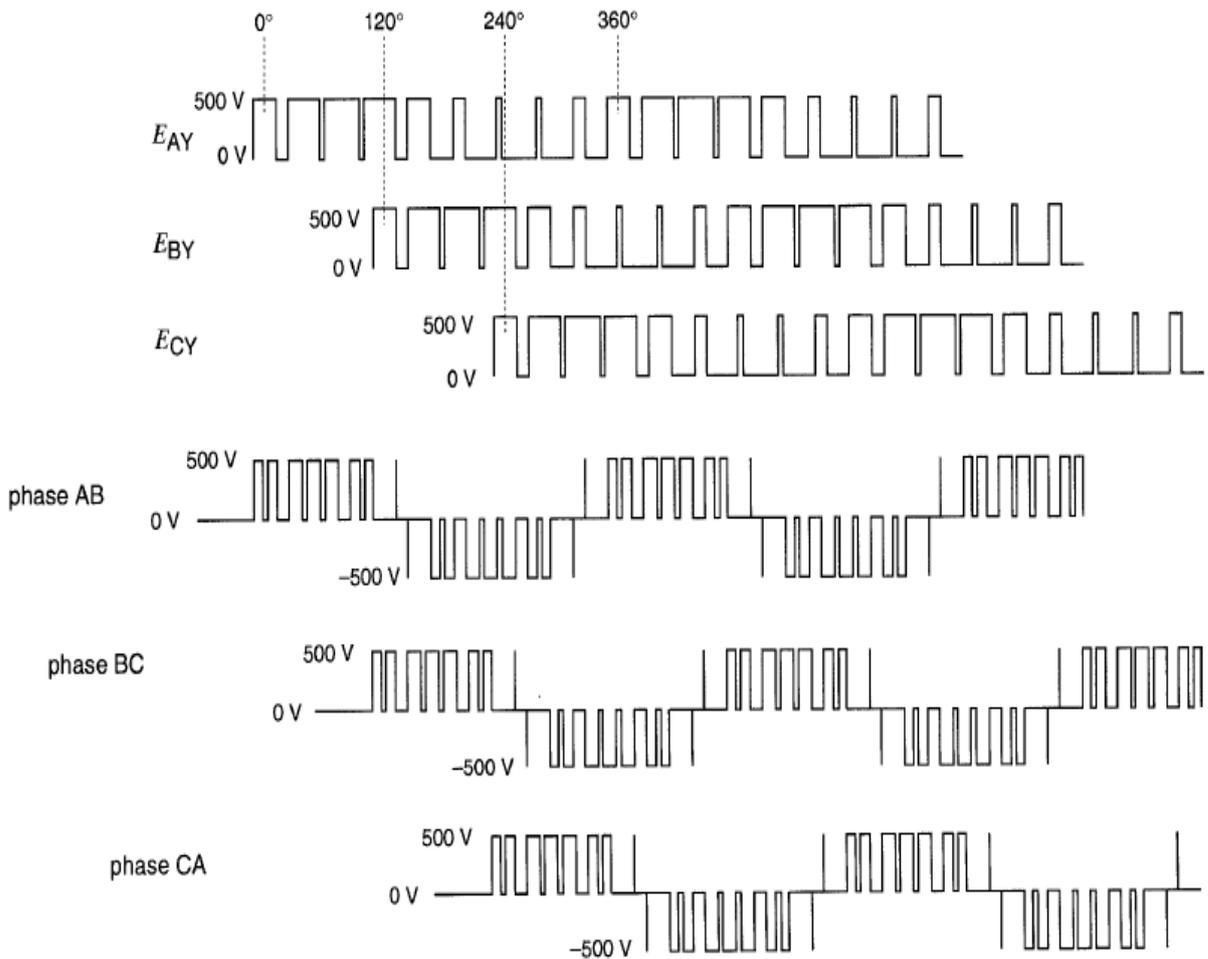


Figure 3.35 Tension triphasée produites par trois hacheurs à 2 quadrants branchés sur un réseau à c.c de 500 V. Les trois premières ondes sont des tensions MLI entre les lignes A, B, C et le point Y. Les trois tensions suivantes sont les tensions MLI ligne à ligne E_{AB} , E_{BC} , E_{CA} .

3.9 Convertisseur triphasé : MLI par le calcul de 3 rapports cycliques

Au lieu d'utiliser un abaque et une seule onde triangulaire pour générer les tensions triphasées, on peut calculer les valeurs successives des rapports cycliques des 3 bras des hacheurs.

Supposons que l'on désire des tensions sinusoïdales entre les lignes et le neutre de fréquence f et de valeur crêtes E_m et que la période de la fréquence de découpage f_c soit T . Le rapport cyclique de de chaque hacheur est programmé de sorte que les tensions E_{AY} , E_{BY} , E_{CY} soient mutuellement déphasées de 120° . Pour ce faire, on impose aux rapports cycliques D des variations dans le temps donnée par les expressions suivantes:

$$D_1 = 0,5[1+m.\sin 360.f.t] \quad (3.12a)$$

$$D_2 = 0,5[1+m.\sin(360.f.t-120)] \quad (3.12b)$$

$$D_3 = 0,5[1+m.\sin(360.f.t-240)] \quad (3.12c)$$

Remplaçons le terme $360ft$ par β . Les rapports cycliques changent périodiquement en parfait synchronisme avec la fréquence de découpage. La durée T d'une période de découpage correspond à un intervalle angulaire de :

$$\Psi = 360 f/f_c \quad (3.13)$$

Par conséquent, pour calculer les valeurs successives des rapports cycliques, il suffit de choisir les angles β qui sont des multiples entiers de Ψ . Avant remplacé le terme $360ft$ par l'angle β , on obtient les expressions suivant pour les tensions $E_{L(t)}$ entre les lignes A, B, C, et le point Y :

$$E_{AY} = D_1 E_H = 0,5 E_H [1+m.\sin\beta] \quad (3.14a)$$

$$E_{BY} = D_2 E_H = 0,5 E_H [1+m.\sin(\beta-120)] \quad (3.14b)$$

$$E_{CY} = D_3 E_H = 0,5 E_H [1+m.\sin(\beta-240)] \quad (3.14c)$$

On constate que les tensions possèdent une composante à c.c de $0,5 E_H$. Pour les tensions ligne à lignes ces composantes continues s'annulent, comme les calculs suivant l'indiquent:

$$E_{AB} = E_{AY} - E_{BY} = 0,5\sqrt{3}E_H.m.\sin(\beta+30) \quad (3.15a)$$

$$E_{BC} = E_{BY} - E_{CY} = 0,5\sqrt{3}E_H.m.\sin(\beta-90) \quad (3.15b)$$

$$E_{CA} = E_{CY} - E_{AY} = 0,5\sqrt{3}E_H.m.\sin(\beta-210) \quad (3.15c)$$

$$\text{La tension efficace ligne à ligne est donc : } E_{\text{ligne}} = 0,5\sqrt{3}E_H.m/\sqrt{2} = 0,612 m E_H \quad (3.16)$$

Où: E_{ligne} est la Tension efficace triphasée ligne à ligne [V] ; E_H est la Tension continue de la source [V] ; m est la Modulation en amplitude ($=2 E_m / E_H$) ; E_m est la Valeur crête de la tension ligne à neutre [V].

En faisant varier le paramètre m on peut donner aux tensions de ligne toute amplitude comprise entre zéro et $0,612E_H$. La fréquence désirée f est variable à volonté pour autant que $f < f_c/10$.

Le diagramme vectoriel des tensions ligne à ligne et ligne à neutre est montré à la figure 3.35.

Exercice 3.7

On désire générer une tension triphasée de 245 V, 60 Hz en utilisant le convertisseur de la figure 3.36. La tension E_H de la source est de 500 V, et on utilise une fréquence de découpage f_c de 540 Hz. Déterminer:

- La valeur de la modulation en amplitude m
- La valeur crête E_m de la tension ligne à neutre
- La période T des impulsions en secondes, et l'intervalle angulaire correspondant, en degré
- Les valeurs de D_1, D_2, D_3 pour angle $\beta = 80^\circ$
- Les valeurs de E_{AY} et de E_{AB} pour un angle $\beta = 80^\circ$

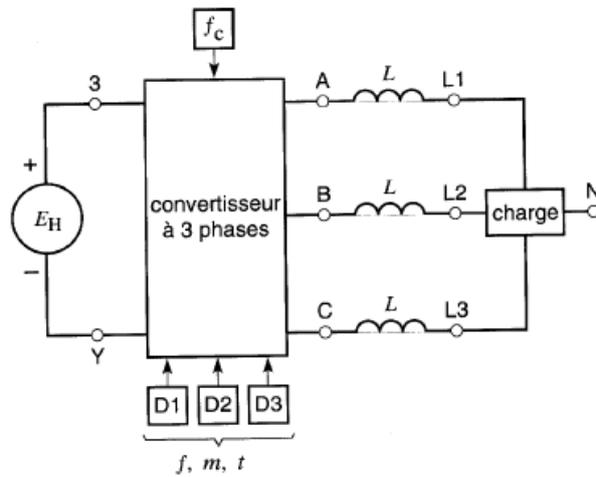


Figure 3.36 Convertisseur continu triphasé avec sa charge.

Solution 3.7

Modulation d'amplitude: $E_{\text{ligne}} = 0,612 m E_H = 245 = 0,612 m \times 500$. D'où $m = 0,80$

Comme $E_m = 0,5 m E_H$ on obtient $E_m = 0,5 \times 0,80 \times 500 = 200$ V

La fréquence de découpage est de 540 Hz, donc $T = 1/540 = 1852 \mu\text{s}$. L'intervalle angulaire correspondant est: $\Psi = 360^\circ / f_c = 360^\circ \times 60/540 = 40^\circ$.

Valeurs de D_1, D_2, D_3 lorsque $\beta = 80^\circ$:

$$D_1 = 0,5 [1 + 0,8 \sin 360 ft] = 0,5 [1 + 0,8 \sin 80] = 0,243$$

$$D_2 = 0,5 [1 + 0,8 \sin (360 ft - 120)] = 0,5 [1 + 0,8 \sin (80 - 120)] = 0,243$$

$$D_3 = 0,5 [1 + 0,8 \sin (360 ft - 240)] = 0,5 [1 + 0,8 \sin (80 - 240)] = 0,363$$

Valeur de E_{AY} et E_{AB} : $E_{AY} = D_1 E_H = 0,243 \times 500 = 121,5$ V

$$E_{AB} = 0,5\sqrt{3} E_H m \sin (\beta + 30^\circ) = 0,5\sqrt{3} \times 500 \times 0,80 \sin (80 + 30^\circ) = 326 \text{ V.}$$

Chapitre 4

Techniques de commande de l'onduleur

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques assurant la conversion continue alternative. Pour obtenir une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre au récepteur par une séquence adéquate de commande des interrupteurs. Il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou PWM (Pulse Width Modulation).

La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants ainsi que leur fréquence. Les onduleurs sont largement utilisés dans plusieurs applications industrielles citant par exemple : Les alimentations statiques sans interruptions (ASI), la fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont fixes. Les variateurs de vitesse pour machines asynchrone (MAS), la fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont variables ; Chauffage par induction.

La fonction MLI prétend le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension ou de courant de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système. Dans la MAS commandée à travers l'onduleur de tension deux-niveaux, plusieurs gênes sérieux présents de ce système à vitesse variable sont liés à la MLI: les pertes par commutation de l'onduleur, le bruit acoustique, les surtensions de ligne, les courants de fuite.

La tension en sortie de l'onduleur n'est pas sinusoïdale. En effet, les composants électroniques fonctionnant en commutation, la tension de sortie sera constituée de tensions continues hachées, considérée comme la somme d'un fondamental et les harmoniques. Ces derniers provoquent la circulation des courants harmoniques. L'objectif du filtrage dépend du système considéré:

Dans les ASI, on souhaite une tension analogue à celle délivrée par le réseau, donc on va filtrer la tension avec des condensateurs ($Z_c=1/C\omega$), on remarque que les harmoniques de tension de rang croissants, cette impédance est de plus en plus faible.

Dans le cas les variateurs de vitesse pour MAS, on souhaite que le courant soit sinusoïdal pour éviter les couples harmoniques générateurs de pertes et de vibrations. On va donc lisser le courant avec des inductances ($Z_L=L\omega$), on remarque que les harmoniques de courants de rang croissants, cette impédance est de plus en plus grande.

Dans le cas des MAS, l'inductance propre du stator suffit généralement à assurer un filtrage convenable.

Dans ce chapitre, nous étudierons la modélisation graphique et algébrique des méthodes MLI très utile de point de vue pédagogique, classiques et avancées.

4.1 Dénomination des Onduleurs

La dénomination des convertisseurs diffère par rapport à leur source d'énergie, leur topologie, leur type de commande...etc. Ainsi que par rapport à:

- 1- La source de l'onduleur, nous distinguons:
 - a- La commutateur de courant ayant une source de courant continu ;
 - b- L'onduleur de tension, dont la source est une source de tension continue.
- 2- La topologie de l'onduleur, Il existe plusieurs, citant:
 - a- Onduleur de tension monophasé en demi-pont ;
 - b- Onduleur de tension monophasé en pont complet.
- 3- La commande de l'onduleur, nous mentionnons les types suivants:
 - a- Onduleur de tension à Modulation de largeur d'impulsions ;
 - b- Onduleur de tension à résonance.

4.1.1 Onduleur de tension monophasé à demi-pont

La topologie de l'onduleur monophasé de tension en demi-pont est illustrée selon la figure 4.1 utilise deux interrupteurs bidirectionnels en courant, unidirectionnels en tension et une source de tension à point milieu. Les interrupteurs utilisés sont des composants électroniques de puissance commandables tels que le transistor bipolaire, le GTO, L'IGBT, etc... Le principe de fonctionnement de cet onduleur est le suivant: l'interrupteur Q_1 se met à conduire pendant une demi période soit $T_0/2$, tandis que Q_2 est bloqué; alors la tension instantanée aux bornes de la charge est $V_s/2$. Mais si au contraire Q_2 conduit et Q_1 bloqué pendant $T_0/2$, la tension instantanée aux bornes de la charge est $-V_s/2$. La loi de commande doit être faite de sorte que les deux interrupteurs ne conduisent en même temps. La figure 4.1b montre la composante fondamentale du courant pour une charge résistive, tandis que la figure 4.1c montre l'évolution du courant se sortie et le temps de conduction des composants pour une charge purement inductive. Le courant dans ce type de charge ne peut pas changer immédiatement avec la variation la tension de sortie ; si au temps $T_0/2$ l'interrupteur Q_1 se bloque, le courant dans la charge ne s'annule pas immédiatement, continuera à circuler dans la diode D_2 et la charge jusqu'à ce qu'il atteigne zéro. Ce principe est similaire quand Q_2 est bloqué au temps T_0 ; pendant ce temps, le courant circule dans la partie supérieure de l'onduleur, (dans la diode D_1 et la charge). Ces diodes D_1 et D_2 sont aussi connues sous le nom de diodes de réaction car elles conduisent l'énergie vers la source. Chaque interrupteur conduit pendant $T_0/4$; la tension inverse à ses bornes vaut V_s . Si nous considérons que la tension de sortie est égale à $V_s/2$ pendant une demi-période, nous pouvons trouver la valeur efficace de tension comme suit:

$$V_0 = \left(\frac{2}{T} \int \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{\frac{1}{2}} = \frac{V_s}{2} \quad (4.1)$$

La tension de sortie instantanée peut être exprimée en série de Fourier comme:

$$V_0 = \sum \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (4.2)$$

$\omega = 2\pi f_0$ est la fréquence de la tension de sortie en rad/s. Pour $n = 1$ l'équation précédente de V_0 donne la valeur efficace de la composante fondamentale comme:

$$V_F = \frac{2V_s}{\pi\sqrt{2}} = 0,45V_s \quad (4.3)$$

Il faut donc noter que pour une charge purement inductive, un seul transistor conduit pour $t = T_0/2$. En fonction du facteur de puissance de la charge, la période de conduction d'un transistor pourra varier de 90° à 180° .

Le courant instantané i_o pour une charge RL peut être trouver d'après:

$$i_o = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (nL\omega)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (4.4)$$

$\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Si I_{01} est la valeur efficace de la fondamentale du courant de charge, la puissance de sortie pour $n=1$ est:

$$P_{01} = V_0 I_{01} \cos\theta_1 = I_{01}^2 R = \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2 + (nL\omega)^2}} \right]^2 R \quad (4.5)$$

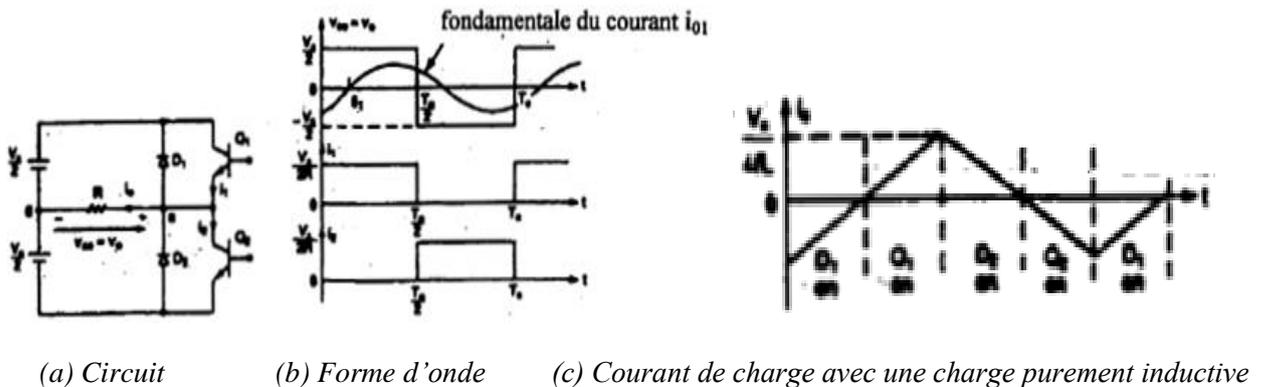


Figure 4.1 Onduleur monophasé à demi-pont

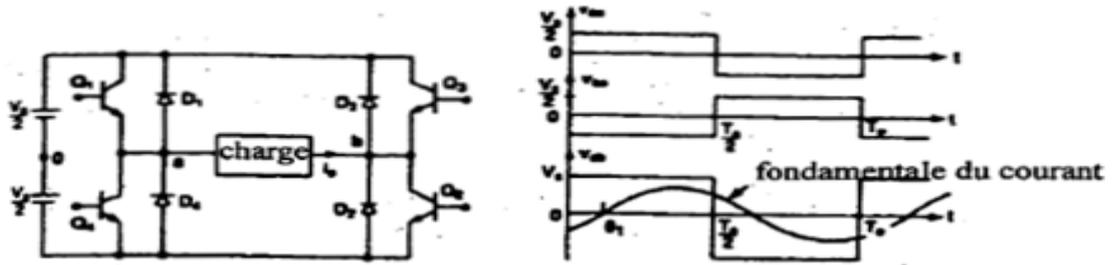
4.1.2 Onduleur monophasé en pont

La structure de base de l'onduleur de tension en pont se présente à la figure 4.2a. Il se compose de quatre interrupteurs à semi-conducteurs avec des diodes antiparallèles, La charge est branchée entre les deux bras aux points milieu. Le principe de fonctionnement de cet onduleur est le suivant:

Quand Q_1 et Q_2 sont fermés, Q_3 et Q_4 sont ouverts. La charge est connectée à tension V_s , alors la tension de sortie V_0 à la charge est maintenant égale à zero, $V_0 = V_s$.

Cette valeur est aussi obtenue si Q_3 et Q_4 sont fermés Q_1 et Q_2 sont ouverts, la tension de la charge sera égale à $V_0 = -V_s$.

Ainsi, l'onduleur de tension en pont peut fournir trois niveau de tension: $+V_s$, 0, et $-V_s$; ce qui n'est pas le cas pour l'onduleur en demi-pont, qui donnait deux niveaux de tension: $V_s/2$ et $-V_s/2$. Cette caractéristique est un avantage de l'onduleur monophasé en pont, car cela permet de faire varier et régler la tension de sortie V_0 de $\pm V_s$.



(a) Onduleur de tension en pont

(b) les niveaux de la tension de sortie

Figure 4.2 structure de base de l'onduleur de tension en pont

4.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande, les grandeurs électriques de la partie alternative et les grandeurs électriques de la partie continue de l'onduleur. Le schéma du principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension monté en pont alimentant le stator de la MAS, est donné par la figure 4.3. La tension continue peut être obtenue par un redresseur triphasé à diodes ou directement par un générateur photovoltaïque ou d'autres sources, suivies d'un filtre LC. Il s'agit d'un onduleur à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur comporte deux cellules de commutations constituées chacune, de l'interrupteur (MOSFET, IGBT...etc) avec la diode de récupération permettant de renvoyer le courant négatif vers le condensateur, la sortie correspond au point milieu du bras. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs $Q1$ et $Q'1$, $Q2$ et $Q'2$, $Q3$ et $Q'3$ doivent être contrôlés de manière complémentaire. Pour se cautionner d'un court-circuit intempestif, il est nécessaire d'introduire un temps d'attente à la fermeture de l'interrupteur, usuellement appelé temps mort.

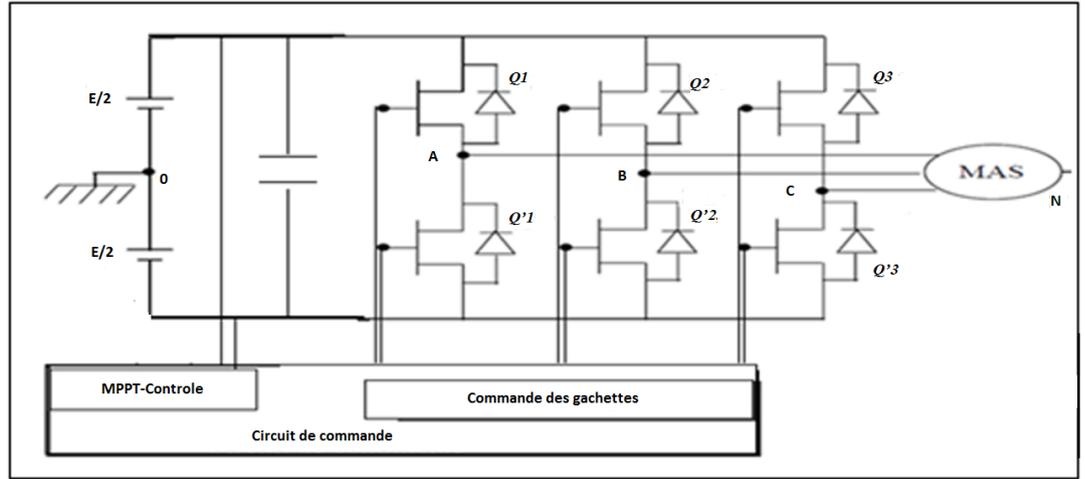


Figure 4.3 Commande d'un onduleur triphasé utilisé en pompage solaire.

L'onduleur triphasé à six interrupteurs est formé par trois demi-ponts monophasés à deux niveaux. Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont référencées par rapport au point fictif 0 de la source de l'onduleur; ils ont pour expression:

$$v_j - v_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{Si } Q_i \text{ fermé } j = A, B, C \\ -\frac{E}{2} & \text{Si } Q'_i \text{ fermé } i = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (4.6)$$

D'où, on peut écrire:

$$\begin{aligned} v_{AB} &= (v_A - v_0) - (v_B - v_0) \\ v_{BC} &= (v_B - v_0) - (v_C - v_0) \\ v_{CA} &= (v_C - v_0) - (v_A - v_0) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Les tensions aux bornes de l'onduleur peuvent s'écrire:

$$\begin{aligned} v_{AB} &= (v_{A0} - v_{B0}) \\ v_{BC} &= (v_{B0} - v_{C0}) \\ v_{CA} &= (v_{C0} - v_{A0}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Sachant que dans un régime équilibré on a $v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$. Donc on peut écrire:

$$\begin{aligned} v_{AN} &= (v_{A0} + v_{0N}) \\ v_{BN} &= (v_{B0} + v_{0N}) \\ v_{CN} &= (v_{C0} + v_{0N}) \end{aligned} \quad (4.9)$$

En faisant la somme des équations du système, on obtient :

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = v_{A0} + v_{B0} + v_{C0} + 3v_{0N} = 0 \quad (4.10)$$

$$\text{D'où :} \quad v_{A0} + v_{B0} + v_{C0} = -3v_{0N} \quad (4.11)$$

$$\text{Donc} \quad v_{0N} = -\frac{1}{3}(v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}) \quad (4.12)$$

On peut présenter les tensions simples aux bornes de la charge montée en étoile comme suite:

$$\begin{aligned} v_{AN} &= \frac{1}{3}(2v_{A0} - v_{B0} - v_{C0}) \\ v_{BN} &= \frac{1}{3}(2v_{B0} - v_{A0} - v_{C0}) \\ v_{CN} &= \frac{1}{3}(2v_{C0} - v_{A0} - v_{B0}) \end{aligned} \quad (4.13)$$

v_{A0} ; v_{B0} et v_{C0} sont respectivement les tensions entre les phases A, B et C et le neutre fictif de la source. On peut réécrire l'équation (4.13) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{A0} \\ v_{B0} \\ v_{C0} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Les tensions entre phases et le neutre fictif peuvent être données en fonction des signaux par :

$$\begin{aligned} v_{A0} &= E.S_A \\ v_{B0} &= E.S_B \\ v_{C0} &= E.S_C \end{aligned} \quad (4.15)$$

- $S_j=1$: Interrupteur haut (Q) fermé et interrupteur bas (Q') ouvert.
- $S_j=0$: Interrupteur haut (Q) ouvert et interrupteur bas (Q') fermé.

Où : S_j ($j = A, B, C$) sont les fonctions logiques qui représentent l'état des interrupteurs électriques dont la commutation est supposée parfaite et instantanée.

Les tensions aux bornes de la machine sont données par:

$$\begin{aligned} v_{AN} &= \frac{E}{3}(2S_A - S_B - S_C) \\ v_{BN} &= \frac{E}{3}(2S_B - S_A - S_C) \\ v_{CN} &= \frac{E}{3}(2S_C - S_A - S_B) \end{aligned} \quad (4.16)$$

La relation qui relie le courant à l'entrée de l'onduleur et les courants de sortie de l'onduleur est donnée par l'équation suivante :

$$i_e = [I][S] = S_A i_A + S_B i_B + S_C i_C \quad (4.17)$$

Les interrupteurs de chaque bras de l'onduleur sont complémentaires, il en est de même pour les signaux associés de commande, on peut donc écrire:

$$Q_1' = 1 - Q_1; Q_2' = 1 - Q_2; Q_3' = 1 - Q_3 \quad (4.17)$$

4.3 Paramètres de performances de l'onduleur triphasé

4.3.1 Qualité du signal de sortie

Le spectre d'un signal rectangulaire inclut une onde fondamentale et des harmoniques d'amplitude plus ou moins importante et on cherche à diminuer le plus possible, l'amplitude des harmoniques de rang faible car les harmoniques de rang élevés sont faciles à filtrer, et sur une charge inductive, ce sont les harmoniques de rang faibles qui génèrent les courants les plus importants. La sortie de l'onduleur contient des harmoniques, et la qualité d'un onduleur est évaluée par des paramètres, citant comme exemple:

4.3.1.1 Facteur de distorsion harmonique (THD)

Ce facteur nous donne une idée qualitative sur la similitude de la forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale et est définie comme suit:

$$THD = \frac{\sqrt{V_L^2 - V_F^2}}{V_F} \quad (4.18)$$

V_L, V_F : respectivement la valeur efficace de la tension de sortie (V_{AN}) et la valeur efficace de l'harmonique fondamentale de la tension de sortie.

4.3.1.2 Facteur courant harmonique (HCF)

Ce facteur est principalement consacré aux commandes de moteur où la charge est fortement inductive et filtrera dehors les harmoniques de tension.

$$HCF(\%) = \frac{100}{C_F} \cdot \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{C_n}{n} \right]^2} \quad (4.19)$$

4.3.1.3 Facteur de distorsion (DF)

Ce facteur indique le contenu des harmoniques de distorsion dans une onde après que les harmoniques de cette dernière ont été sujet à une atténuation du deuxième ordre, aussi il permet la mesure de l'efficacité de réduire les harmoniques parasites, il est donné par:

$$DF^2 = \frac{100}{V_L} \cdot \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{V_n}{n^2} \right]^2} \quad (4.20)$$

4.4 Techniques de commande de l'onduleur

La manière d'élaborer des signaux de commande S_j et ces fonctions logiques dépend de la stratégie et technique de commande de l'onduleur. Il s'agit d'imposer des courants désirés dans les enroulements de la machine ou les tensions à ces bornes. Pour cela, trois stratégies de commande sont adoptées:

- Le contrôle des courants par hystérésis;
- Le contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI);
- Le contrôle par Modulation Vectorielle Spatiale ou (Space Vector Modulation SVM).

Notons que chaque commande à ses avantages et inconvénients du fonctionnement, nous citons les inconvénients principales suivantes:

- Des pertes magnétiques et joules supplémentaires.
- Le couple moteur est oscillant aux basses fréquences. les couples oscillants peuvent exciter des résonances mécaniques sur l'arbre du rotor. Ces perturbations mécaniques sont gênantes dans beaucoup d'applications ou le couple à basse vitesse doit être contrôlé avec précision (robotique, machines outils).
- Les harmoniques du courant d'alimentation polluent le réseau d'alimentation.

Mais l'objectifs d'utilisé ces commandes c'est de:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie;
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie variable.

4.5 Inventaire des techniques de commande des onduleurs de tension

La modulation est le processus de variation d'une caractéristique d'une porteuse à l'aide d'une information. En Electronique de Puissance, cette information est l'amplitude, la fréquence et la phase d'une tension ou d'un courant. Le contrôle de l'impulsion du courant ou de la tension permet d'obtenir un signal d'amplitude donnée. Par la suite nous donnons les différents techniques de modulation classiques et avancées.

4.5.1 Techniques de modulation classiques

4.5.1.1 MLI Simple

C'est la technique de commande la plus simple à mettre en œuvre. Par contre la tension de sortie est très riche en harmoniques de rang faible et donc de fréquence basse le filtrage est difficile. Cette technique de MLI utilise une seule impulsion par demi-cycle, Chaque interrupteur est fermé pendant une moitié de la période. La largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur, aux bornes de la charge.

Les signaux de commande sont obtenus par comparaison d'un signal de référence d'amplitude A_r , avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude A_c . La figure 4.4 montre la génération des signaux de commande et de sortie d'un onduleur monophasé à pont complet utilisant la modulation MLI simple. La fréquence du signal de référence est celle de la fondamentale de la tension de sortie. En variant A_r , de 0 à A_c , la largeur d'impulsion peut varier de 0 à 180°. Le rapport entre A_r et A_c est la variable de contrôle et est appelée indice de modulation d'amplitude ou tout simplement indice de modulation: $m = A_r/A_c$ La tension de sortie efficace peut être trouvée par:

$$V_0 = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/p-\delta/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (4.21)$$

La série de Fourier de la tension de sortie produite est :

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (4.22)$$

L'évaluation des performances de cette technique pour un onduleur à pont complet avec le profil des harmoniques en fonction de l'indice de modulation m obtenu montre que, l'harmonique dominante est la troisième et que le facteur de distorsion augmente pour des faibles tensions.

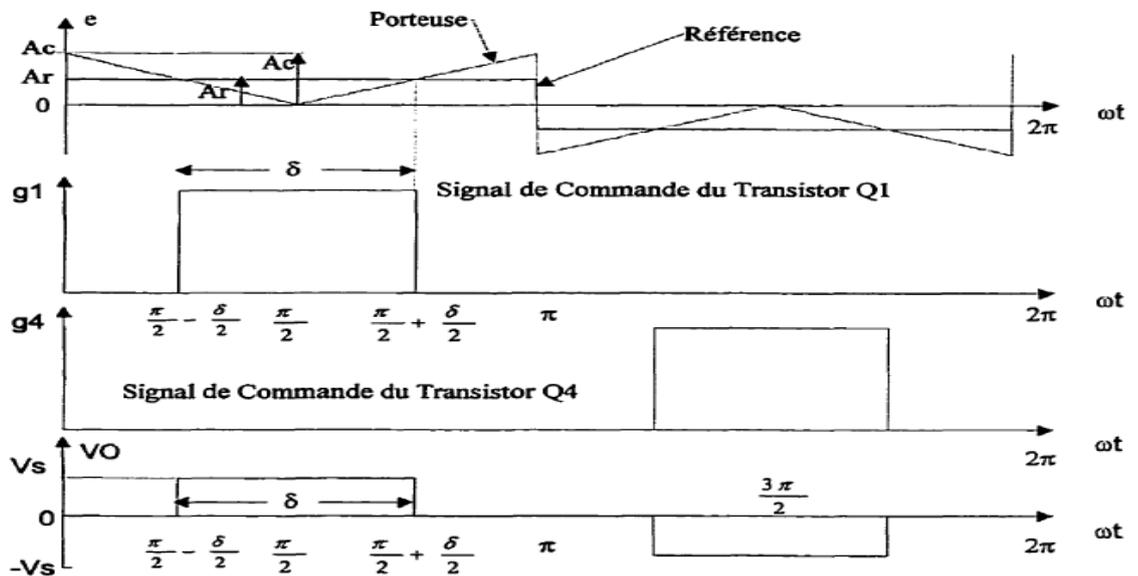


Figure 4.4 MLI d'une simple impulsion ou plein onde

Pour une commande pleine onde (180°), la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par,

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin(n(\omega t + \frac{\pi}{6})) \quad (4.23)$$

4.5.1.2 MLI Multiple

Lorsqu'on veut réduire le contenu harmonique, on utilise plusieurs impulsions dans chacune des alternances de la tension de sortie. Cette technique est connue sous le nom de MLI multiple. La génération des signaux de commande pour permettre la conduction et le blocage des transistors est montrée sur la figure 4.2 obtenue en comparant un signal de référence avec une porteuse triangulaire. La fréquence du signal de référence règle la fréquence de sortie f_0 et la fréquence porteuse f , du signal détermine le nombre d'impulsions durant la demi alternance, p . L'indice de modulation contrôle l'amplitude de la tension de sortie. Ce type de modulation est également connu sous le nom de Modulation en Largeur d'Impulsions Uniforme (UMLI Uniform Pulse Width Modulation). Le nombre d'impulsions par demi-cycle est:

$$p = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{mf}{2} \quad (4.24)$$

Où $m_f = f_c/f_0$, est appelé taux de modulation de fréquence.

La variation de l'indice de modulation M de 0 à 1 fait varier la largeur d'impulsion de 0 à π/p et la tension de sortie de 0 à V_s . La tension de sortie d'un onduleur en pont est donnée par la figure 4.5b pour une MLI Uniform. Si δ est la largeur de chaque impulsion, la tension efficace de sortie peut être calculée d'après la formule:

$$V_0 = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{\pi/p-\delta/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (0 < \delta < \pi/2p) \quad (4.25)$$

La forme générale de la série de Fourier pour la tension de sortie instantanée est :

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin n\omega t \quad (4.26)$$

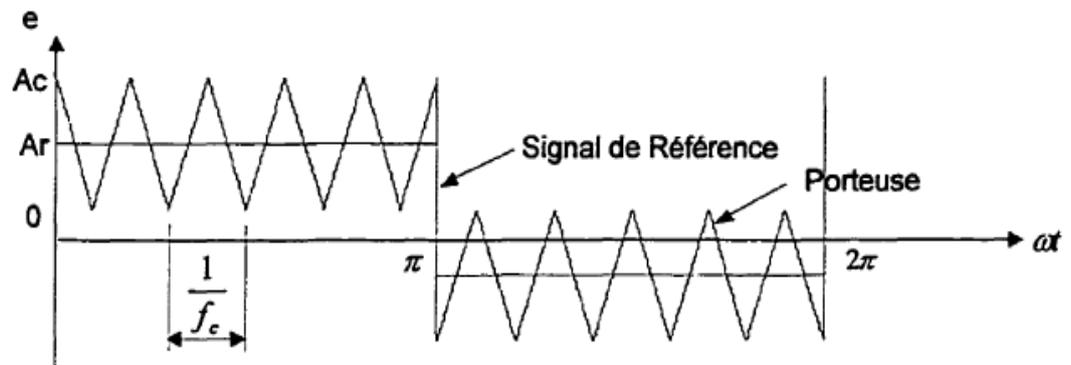
Le coefficient B_n peut être déterminé en considérant une paire d'impulsions telle que l'impulsion positive de durée δ démarre à $\omega t = \alpha$ et l'impulsion négative de même largeur démarre à $\omega t = \pi + \alpha$ comme l'indique la figure 4.5b. Les effets de toutes les impulsions prises ensembles donnent la tension de sortie effective (théorème de superposition).

Le coefficient B_n peut être obtenu en additionnant des effets de toutes les impulsions;

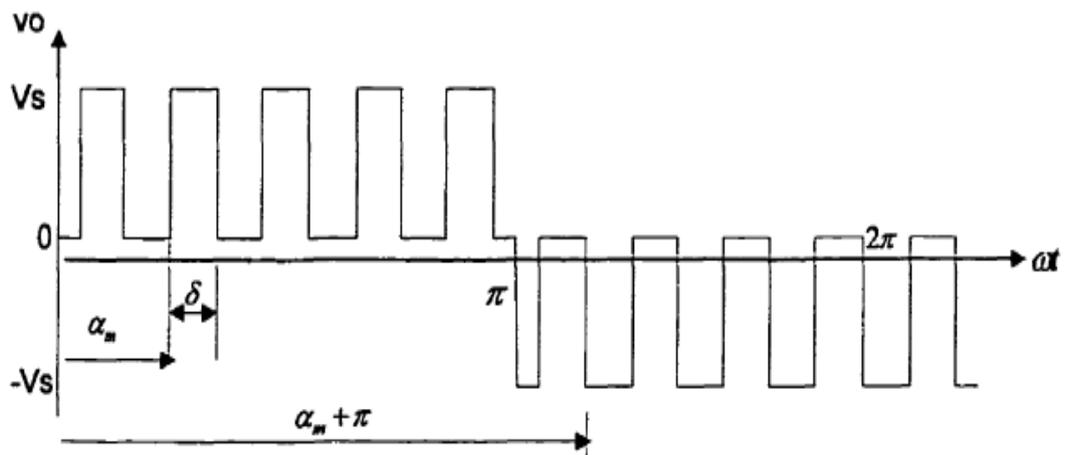
$$B_n = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) - \sin n\left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) \right] \quad (4.27)$$

Remarque:

l'évaluation des performances de cette commande et les résultats obtenus donnent les mêmes ordres des harmoniques que le cas précédent étudié, mais le facteur de distorsion est considérablement réduit. Cependant à cause du nombre élevé de commutations, les pertes augmentent également.



(a) Génération de signaux de commande



(b) Tension de sortie

Figure 4.5 MLI Multiple

4.5.1.3 MLI sinusoïdale

Au lieu de maintenir la largeur de toutes les impulsions constantes, comme dans le cas de MLIU, dans ce cas, la largeur de chaque impulsion varie en fonction de l'amplitude d'une onde sinusoïdale évaluée au centre de la même impulsion. Le facteur de distorsion et les harmoniques sont réduits

significativement. (Voir détail dans le chapitre 3 paragraphe 3.8 Réalisation graphique de la MLI pour un convertisseur à quatre quadrants, mode bipolaire et unipolaire).

4.5.1.4 MLI sinusoïdale modifiée

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale pour ne pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation. Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoïdale et la technique de la MLI sinusoïdale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoïdale durant le début de la fin d'un intervalle de 60° par demi cycle ; c'est-à-dire 0 à 60° et de 120° à 180°. Ce type de modulation est connu sous le nom de MLI sinusoïdale modifiée. La composante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées. Il réduit également les pertes dues aux commutations.

La figure 4.6 montre ce principe de modulation. Le nombre d'impulsions q , sur une demi période de 60° est normalement lié au rapport de fréquence dans le cas d'un onduleur triphasé par: $f_c/f_0 = 6q+3$.

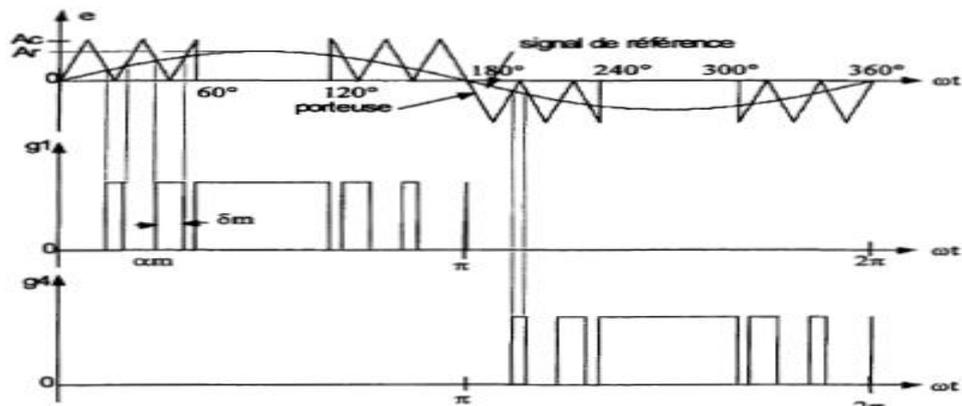


Figure 4.6 MLI sinusoïdale modifiée

4.5.1.5 Commande par déplacement de phase

La tension de commande peut être obtenue en utilisant plusieurs onduleurs et en faisant la somme des tensions de sortie de ceux-ci. Un onduleur à pont complet montré sur la figure 4.2a peut être perçu comme la somme de deux demi pont de la figure 4.1a. Un déplacement de phase de 180° produit une tension de sortie comme l'indique la figure 4.7c, alors qu'un délai (déplacement) d'angle produit une sortie comme le montre la figure 4.7e. La tension de sortie efficace est:

Si
$$V_0 = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (4.28)$$

Alors
$$V_{a0} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t$$

$$V_{b0} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n(\omega t - \beta) \quad (4.29)$$

La tension instantanée de sortie: $V_{ab} = V_{a0} - V_{0b}$

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} [\sin n\omega t - \sin n(\omega t - \beta)] \quad (4.30)$$

Sachant que $\sin x - \sin y = 2\sin[(x-y)/2]\cos[(x+y)/2]$, l'équation précédente peut être simplifiée à:

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} [\sin(n\beta/2)\cos n(\omega t - \beta/2)] \quad (4.31)$$

La valeur efficace de la fondamentale de la tension de sortie est:

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \sin \frac{\beta}{2} \quad (4.32)$$

C'est justement cette relation qui montre que la tension de sortie peut varier en fonction de la variation de l'angle β . ce type de commande est spécialement utile pour des applications de forte puissance exigeant un nombre important de transistor en parallèle.

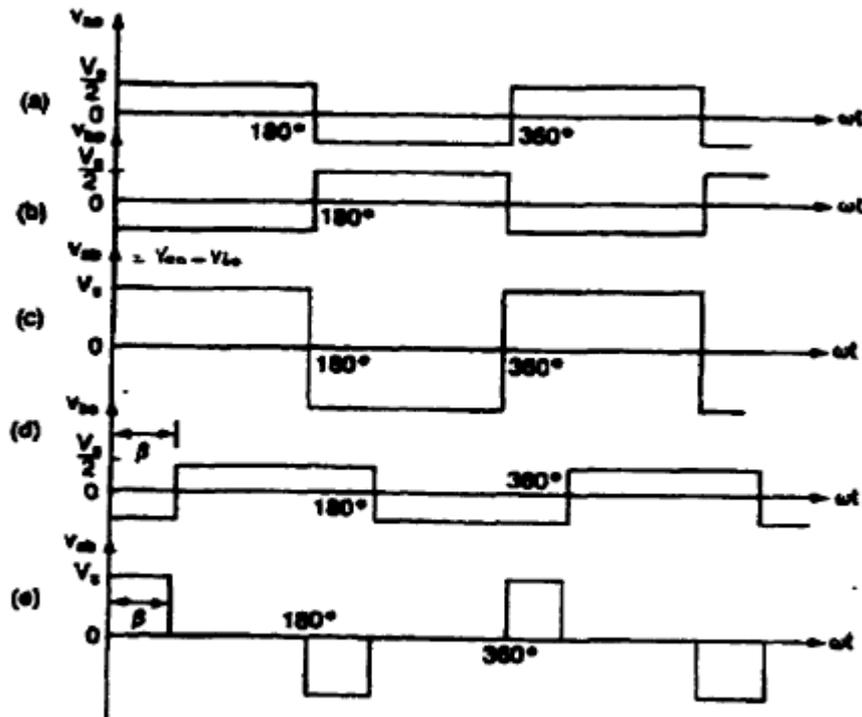


Figure 4.7 Contrôle de déplacement de phase

Remarque

Ces techniques étudiées ne réduisent plus de façon significative le problème d'harmoniques. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré; cependant cette technique est imparfaite. Le contenu des harmoniques généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans les transforma-

teurs, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, pertes fer et pertes par courant de Foucault). Elle génère dans les machines tournantes des oscillations du couple, des bruits acoustiques et des résonances électromagnétiques. Elles injectent du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il est donc impératif de minimiser les harmoniques; ce qui fera l'objet de l'étude des techniques dites avancées.

4.5.2 Techniques de modulation avancées

La modulation des largeurs d'impulsion sinusoidale (MLIS) qui est généralement utilisée à une imperfection près, celle d'avoir une faiblesse fondamentale de la tension de sortie. Les techniques qui améliorent ces performances sont aussi nombreuses citant par exemple :

4.5.2.1 Modulation trapézoïdale

Les signaux de commande sont générés en comparant une onde porteuse triangulaire avec une onde modulante trapézoïdale comme le montre la figure 4.8. L'onde trapézoïdale peut être obtenue d'une onde triangulaire en limitant ses amplitudes à $\pm A_r$, lié à la valeur maximale $A_r(max)$ par :

$$A_r = \delta A_r(max) \quad (4.33)$$

Où δ est appelé facteur triangulaire à cause de la forme de l'onde devenant triangulaire quand $\delta=1$.

L'indice de modulation M est :

$$Pour\ 0 \leq M \leq 1 \quad M = A_r/A_c = \delta A_{r(max)}/A_c \quad (4.34)$$

L'angle de la partie continue de l'onde trapézoïdale est :

$$2\Phi = \pi(1-\delta) \quad (4.35)$$

Pour des valeurs fixes de $A_{r(max)}$ et A_c , M qui variait en fonction de la tension de sortie peut varier en changeant le facteur triangulaire δ . Ce type de modulation augmente la fondamentale de la tension de sortie à $1,05V_s$, mais cette sortie contient des harmoniques d'ordre inférieur.

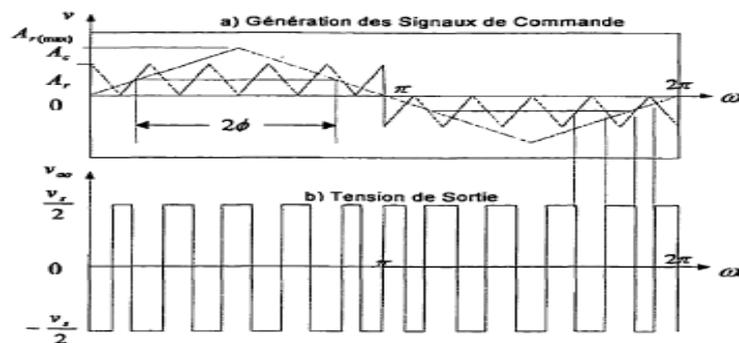


Figure 4.8 Modulation trapézoïdale

4.5.2.2 Modulation en escalier

Le signal de modulation est une onde en escalier comme l'indique la figure 4.9. L'escalier n'est pas une approximation échantillonnée de l'onde sinusoïdale. Les niveaux de ces escaliers sont calculés pour éliminer des harmoniques spécifiques. Le taux de modulation de fréquence m_f et le nombre d'escalier sont choisis pour obtenir la qualité désirée de la tension de sortie. C'est une MLI optimisée et n'est pas

recommandée pour un nombre d'impulsions inférieure à 15 par alternance. Il a été démontré que pour une valeur élevée de la fondamentale de la tension de sortie et un facteur de distorsion faible, le nombre optimum d'impulsions est de 15 pour deux niveaux, 21 pour trois niveaux et 27 pour 4 niveaux. Ce type de commande fournit une meilleure qualité de la tension de sortie avec une valeur fondamentale supérieure à 0.94 V.

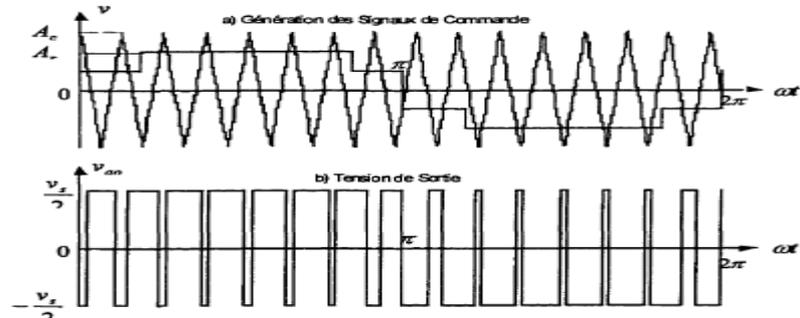


Figure 4.9 Modulation en escalier

4.5.2.3 Modulation par échelle

Le signal modulé est une onde en échelle, comme le montre la figure 4.10. L'onde en échelle n'est pas une approximation échantillonnée de l'onde sinusoïdale. Elle est divisée en des intervalles spécifiques de 20° . Chaque intervalle commande séparément l'amplitude de la composante fondamentale et élimine les harmoniques correspondantes. Cette technique donne un taux de distorsion plus faible et une amplitude plus grande de la composante fondamentale comparée à la MLI normale.

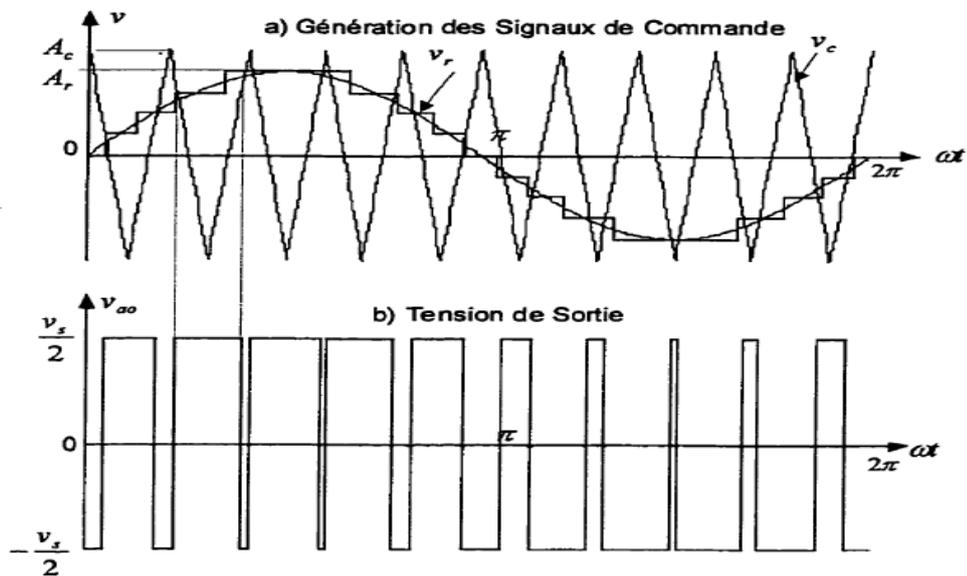


Figure 4.10 Modulation par échelle

4.5.2.4 Modulation delta

La modulation delta est une onde triangulaire utilisée pour osciller à l'intérieur d'une fenêtre définie ΔV comme l'enveloppe d'une onde sinusoïdale de référence V_r . La fonction de commutation de l'onduleur, identique à la tension de sortie V_o , est générée à partir de la verticale de l'onde triangulaire V_c , comme le montre la figure 4.11. Cette technique de commande est aussi connue sous le nom de "modulation d'hyté-

résis". Si la fréquence de l'onde modulée change en maintenant la pente de l'onde triangulaire constante, le nombre d'impulsions et les largeurs des impulsions de l'onde modulante changent aussi. La fondamentale de la tension de sortie peut être au-dessus de $1V_s$, et dépend de l'amplitude maximale A_r , et la fréquence f , de la tension de référence. La modulation delta peut commander le rapport de tension par rapport à la fréquence qui est une caractéristique désirable en contrôle des moteurs à c.a.

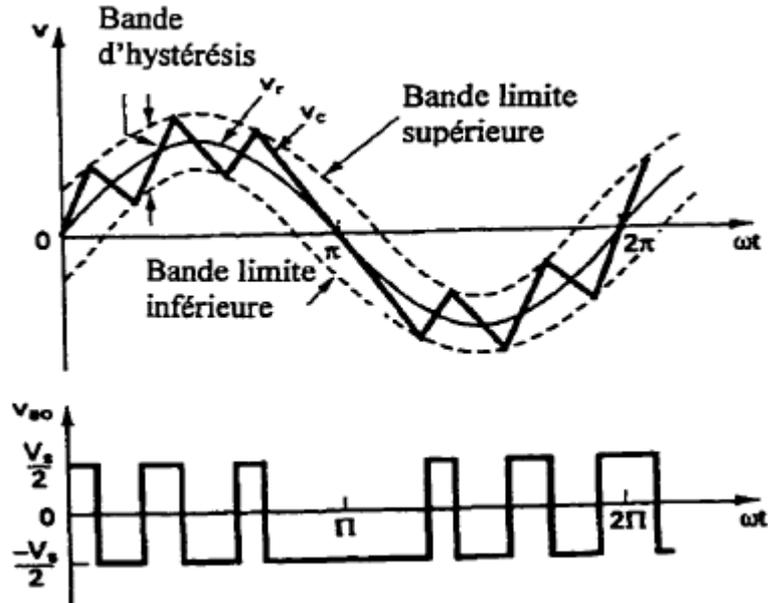


Figure 4.11 Modulation Delta

4.5.2.5 Modulation par injection d'harmoniques

Le signal modulé est généré par injection d'harmoniques sélectionnées de l'onde sinusoïdale. Il en résulte une forme d'onde "plate" et une réduction de la surmodulation. Il fournit une grande amplitude de la fondamentale et une faible distorsion de la tension de sortie. Le signal modulé est généralement composé de:

$$V_r = 1.15 \sin \omega t + 0.27 \sin 3\omega t - 0.029 \sin 9\omega t \quad (4.36)$$

Ce signal modulé avec la troisième et neuvième injections d'harmoniques est donné par la figure 4.12. Il faut noter que l'injection de la troisième harmonique n'affecte pas la qualité de la tension de sortie fait que l'onduleur triphasé ne contiendra pas des harmoniques de multiple trois.

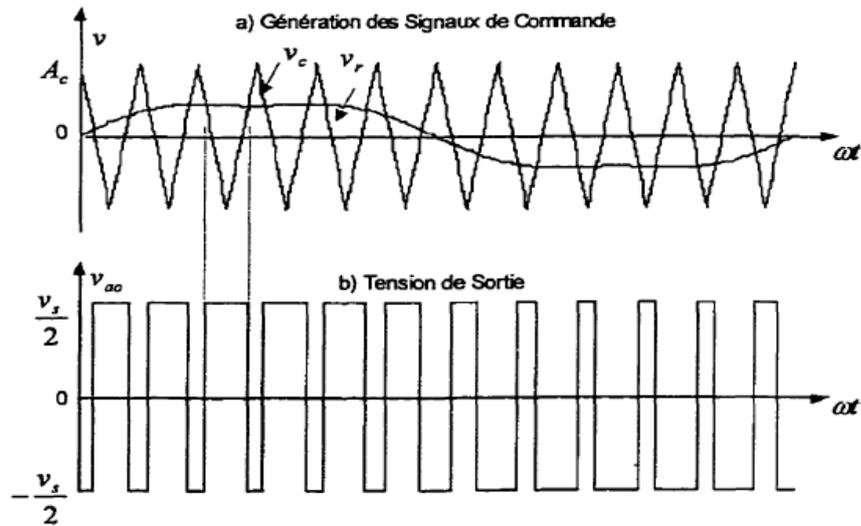


Figure 4.12 Modulation par injection d'harmoniques sélectionnée.

Si on injecte seulement la troisième harmonique, V_r , est:

$$V_r = 1.15 \sin \omega t + 0.19 \sin 3 \omega t \quad (4.36)$$

Le signal modulé peut être généré pendant la durée de $2\pi/3$ de l'onde comme le montre la figure 4.13. Il en est de même que l'injection d'une troisième harmonique sur une onde sinusoïdale. La tension ligne-ligne est une MLI sinusoïdale et l'amplitude de la composante fondamentale est approximativement 15% supérieure que dans le cas d'une MLI sinusoïdale ordinaire. Ainsi, chaque branche est commutée à l'ouverture pendant un tiers de la période, ce qui réduit l'échauffement des dispositifs de commutation.

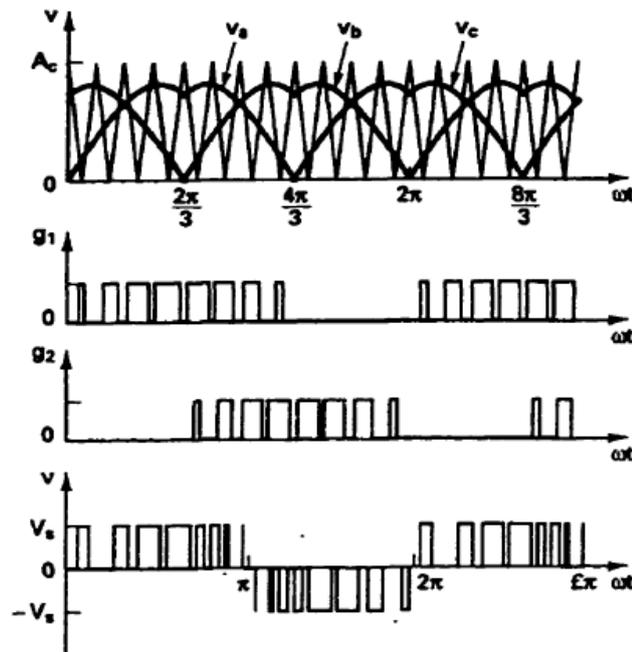


Figure 4.13 Modulation par injection d'harmonique

4.5.2.6 Modulation précalculée

4.5.2.6.1 MLI monophasée (Figure 4.14)

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde résultante. Ces séquences sont alors mémorisées et restituées de manière cyclique pour assurer la commande des interrupteurs.

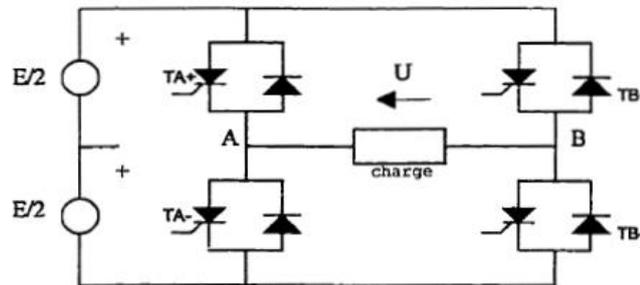


Figure 4.14 Onduleur monophasé.

Les critères usuellement retenus sont:

- Élimination d'harmoniques de rang spécifié,
- Élimination d'harmoniques dans une bande de fréquence spécifiée,
- Minimisation d'un critère d'harmoniques global.

La modulation est caractérisée par M angles électriques notés α_k . Ces angles M permettent:

- Soit d'annuler M harmoniques
- Soit d'annuler M-1 harmoniques et de fixer l'amplitude de la fondamentale.

Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie par rapport au quart de période puis, déduire les autres angles par symétrie. La décomposition en série de fourrier d'un signal MLI bipolaire symétrique par rapport au quart de période et antisymétrique par rapport à la demi période nous montre l'existence d'harmoniques d'ordre impaires.

Les angles de commutations $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ (voir figure 4.15) nous permettent, en les contrôlant, d'éliminer les trois harmoniques et de contrôler la fondamentale. La tension aux bornes de la charge est périodique de fréquence f_0 . Elle admet donc une décomposition en série de Fourier:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n f_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(2\pi n f_0 t) \quad (4.37)$$

Avec

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cos \omega t dt \quad (4.38)$$

$$et b_n = \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \sin \omega t dt$$

Pour un signal périodique avec une symétrie sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi période, on a : $a_n = 0$, et

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} \sin(n\omega t) dt \quad (4.39)$$

A l'aide d'un changement d'origine, la fonction est rendue impaire et les termes b_n sont annulés. Moyennant quelques calculs, on obtient l'amplitude des harmoniques de tension:

$$U_{an} = \frac{2E}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) + 2 \sum_{k=1}^n (-1)^k \sin(n\alpha_k) \right] \quad (4.40)$$

Pour l'élimination de $(k-1)$ harmonique, on doit résoudre le système d'équation suivante:

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{2U_{10}} &= \left[\frac{1}{2} - \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \dots \pm \cos(\alpha_k) \right] \\ 0 &= \left[\frac{1}{2} - \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) - \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_4) - \dots \pm \cos(3\alpha_k) \right] \\ \dots & \\ 0 &= \left[1 - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) + \cos(n\alpha_4) - \dots + \cos(n\alpha_k) \right] \end{aligned} \quad (4.41)$$

La résolution de ce système est possible avec l'application de l'une des méthodes itératives telles que celle de NEWTON-RAPHSON.

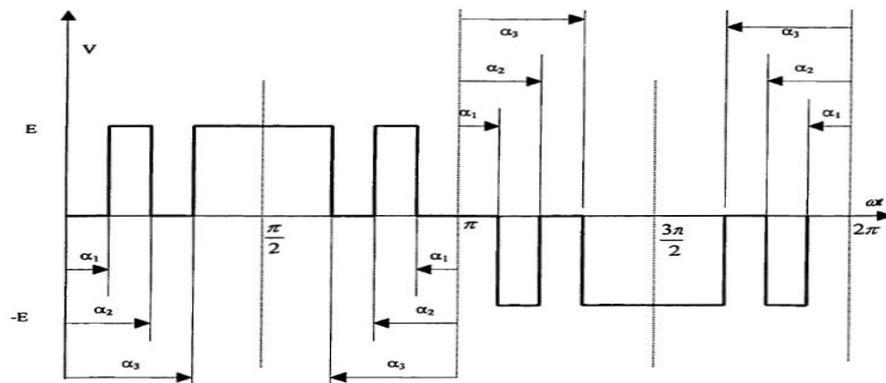


Figure 4.15 MLI monophasé.

Les états des interrupteurs sont stockés dans les registres d'une mémoire parcourue en boucle infinie. Mais l'erreur de quantification conduit à une élimination incomplète des harmoniques et le blocage du motif se traduit par une répétition et une superposition du spectre initial et donc à un repliement possible du spectre. Enfin, pour éviter la mise en conduction simultanée des deux interrupteurs d'une même branche, la commande doit assurer un temps mort qui influe sur l'amplitude de la fondamentale et des harmoniques. Pour contrôler l'amplitude de la fondamentale, il faut rajouter un degré de liberté et mémoriser un groupe d'angles ou un motif par amplitude.

4.5.2.6.2 MLI triphasé

Le point milieu de la source de tension est fictif. Les commandes des interrupteurs d'une même branche sont disjointes (et complémentaire pour l'onduleur monophasé). La décomposition en série de Fourier donne:

$$U_{A0} = \frac{E}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) + 2 \sum_{k=1}^n (-1)^{-M} \sin(n\alpha_k) \right] \quad (4.42)$$

Dans ce cas aussi, on cherche à annuler les harmoniques sachant que ceux d'un rang multiple de 3 sont naturellement éliminés.

4.5.2.7 Modulation de largeur d'impulsion Vectorielle

Parmi les variantes de la MLI la plus utilisée ces derniers temps, essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, est la commande dite modulation vectorielle ou Space Vector Modulation (SVM). Elle permet d'obtenir des formes d'ondes arbitraires non-nécessairement sinusoïdales. La modulation vectorielle offre par rapport à la modulation sinus-triangle un avantage sensible en ce qui concerne le déchet de tension ou le résidu harmonique. Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouée à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

Cette technique peut être facilement implantée sur un Microcontrôleur ou DSP et elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique. Toutefois, comme tous les types de modulation, la qualité de celle-ci réside dans la possibilité d'obtenir une fréquence élevée de modulation, c'est-à-dire d'avoir un nombre élevé d'intervalles T_e par période. Le principal intérêt de ce type de modulation est de s'insérer naturellement dans un organe de contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives.

4.5.2.7.1 Modélisation vectorielle de l'onduleur triphasé

En s'appuyant sur la notion "vecteur tournant", on peut considérer que l'onduleur à deux niveaux de tension (voir figure 4.16) délivre un vecteur tension V_s . L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j=A, B, C$) telles que:

$S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert;

$S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire:

$$V_{j0} = S_j E - \frac{E}{2} \quad (4.43)$$

On peut alors écrire:

$$\vec{V}_s = V(t) = E \sqrt{\frac{2}{3}} \left[S_A + S_B e^{\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{\frac{4\pi}{3}} \right] = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_{es} e^{j\omega t} \quad (4.44)$$

L'onduleur ayant trois bras, il possède $2^3=8$ modes de commutations possibles. Il peut donc générer 8 vecteurs différents de tension de sortie. Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_A, S_B, S_C) permettent de générer 8 positions du vecteur V_s sont exposés dans la figure II .29, dont deux correspondent au vecteur nul:

$$\vec{V}_0 \Leftrightarrow (S_A, S_B, S_C) = (0,0,0) \text{ et } \vec{V}_7 \Leftrightarrow (S_A, S_B, S_C) = (1,1,1) \quad (4.45)$$

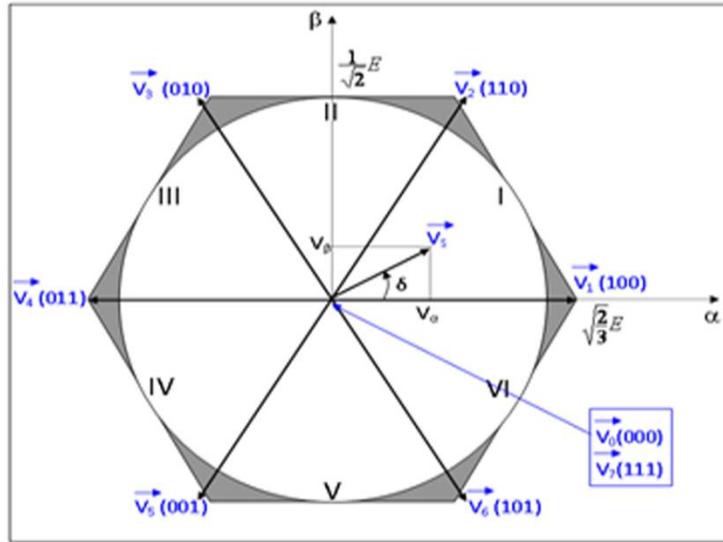


Figure 4.16 : Vecteur tension d'état de l'onduleur.

4.5.2.7.2 Transformation de Clarke

Considérant $\begin{pmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{pmatrix}$ comme étant le vecteur tension désirée à la sortie de l'onduleur. Afin de sim-

plifier les calculs et représenter ces tensions, on a recours à la transformation triphasée/biphasée dite de Clark en respectant le transfert de puissance.

La transformation consiste à substituer aux trois variables réelles v_A, v_B et v_C leurs composantes v_α, v_β et v_0 . Ces composantes sont données par:

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{AN} - \frac{1}{2} v_{BN} - \frac{1}{2} v_{CN} \right) \\ v_{s\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{BN} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{CN} \right) \end{aligned} \quad (4.46)$$

L'équation sous forme matricielle est exprimée par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

La composante v_0 est identiquement nulle, puisque les tensions v_A, v_B et v_C ne contiennent pas de composante homopolaire. Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tensions adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions de $V_s = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$ correspondants, comme le montre le tableau 4.1.

Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier sont représenté par la figure 4.17, puisque 2 vecteurs successifs forment un angle de 60° . Nous avons indiqué sur le tableau 4.2 et la figure 4.18, les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Le tableau indique que pour chacun de ces huit états les vecteurs des tensions (v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}), la valeur de leurs composantes de Clark v_α et v_β ainsi que le vecteur de référence V_s représentatif de ces états.

Deux de ces vecteurs sont identiquement nuls. Les six autres ont le module égal à : $E\sqrt{\frac{2}{3}}$.

Tableau 4.1. Séquence de vecteur d'état tension de l'onduleur.

| S_A | S_B | S_C | V_{A0} | V_{B0} | V_{C0} | V_{AN} | V_{BN} | V_{CN} | V_α | V_β | |
|-------|-------|-------|----------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|-----------------|-------------------------------|-----------------------|--|
| 0 | 0 | 0 | $-\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | $\vec{v}_0 = 0$ |
| 1 | 0 | 0 | $\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ | $2\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$ | 0 | $\vec{v}_1 = \frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$ |
| 1 | 1 | 0 | $\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $-2\frac{E}{3}$ | $\frac{E}{\sqrt{6}}$ | $\frac{E}{\sqrt{2}}$ | $\vec{v}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$ |
| 0 | 1 | 0 | $-\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{3}$ | $2\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{\sqrt{6}}$ | $\frac{E}{\sqrt{2}}$ | $\vec{v}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$ |
| 0 | 1 | 1 | $-\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $-2\frac{E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $-\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$ | 0 | $\vec{v}_4 = \sqrt{\frac{2}{3}}E$ |
| 0 | 0 | 1 | $-\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{3}$ | $2\frac{E}{3}$ | $-\frac{E}{\sqrt{6}}$ | $-\frac{E}{\sqrt{2}}$ | $\vec{v}_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$ |

| | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---------------|----------------|---------------|---------------|-----------------|---------------|----------------------|-----------------------|--|
| 1 | 0 | 1 | $\frac{E}{2}$ | $-\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{3}$ | $-\frac{2E}{3}$ | $\frac{E}{3}$ | $\frac{E}{\sqrt{6}}$ | $-\frac{E}{\sqrt{2}}$ | $\vec{V}_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{5\pi}{3}}$ |
| 1 | 1 | 1 | $\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | $\frac{E}{2}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | $V_7 = 0$ |

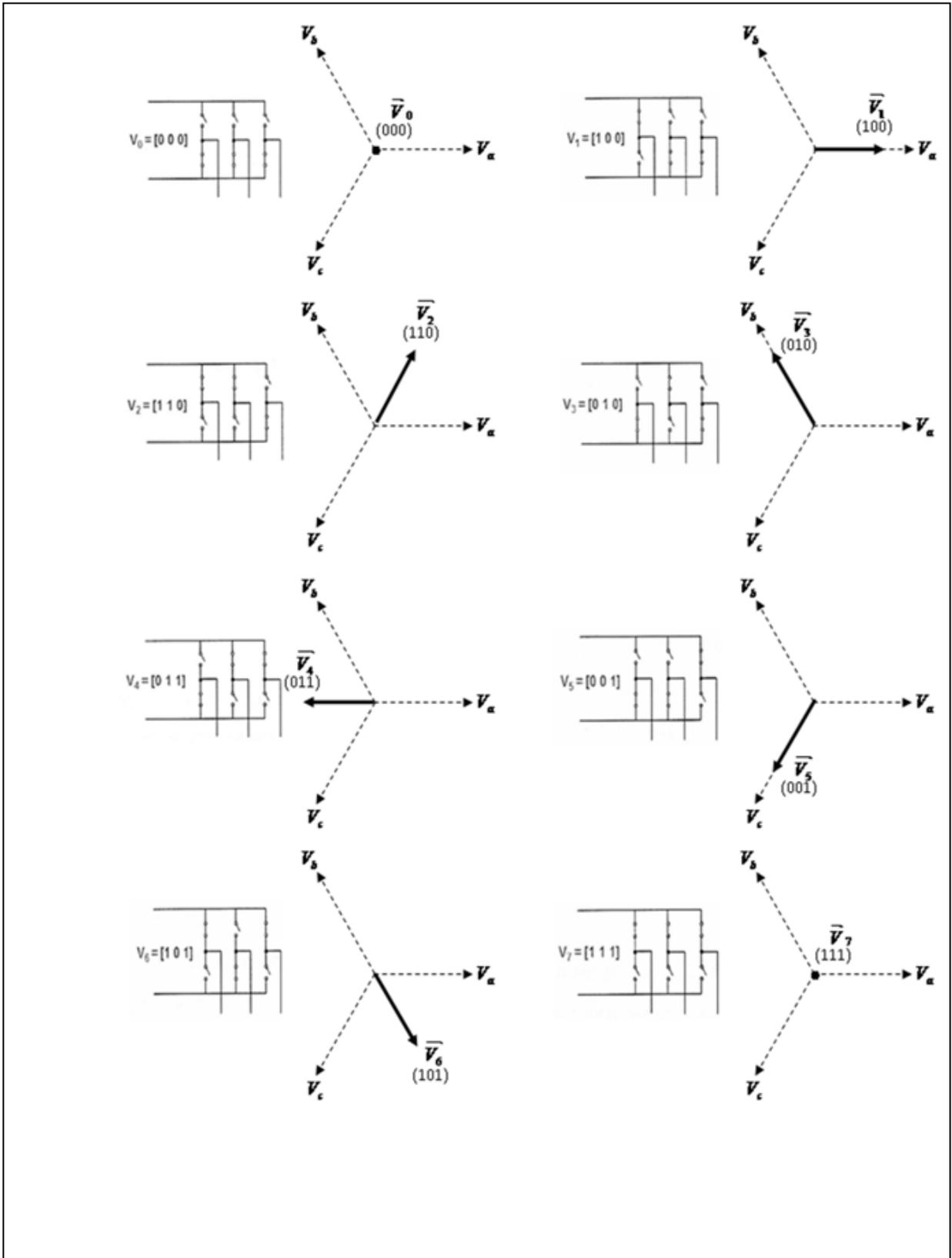


Figure 4.17 Différentes topologies de l'onduleur.

4.5.2.7.3 Vecteur tension désiré

On peut définir un vecteur V_s dont les coordonnées sont les composantes de Clark $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ du système triphasé v_{SA} , v_{SB} et v_{SC} que l'on veut obtenir en sortie. Pour les tensions triphasées:

$$\begin{aligned} v_{SA} &= r \cdot \frac{E}{2} \cos(\delta) \\ v_{SB} &= r \cdot \frac{E}{2} \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{SC} &= r \cdot \frac{E}{2} \cos\left(\delta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.48)$$

La transformation de Clarke donne:

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cos(\delta) \\ v_{s\beta} &= r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \sin(\delta) \end{aligned} \quad (4.49)$$

Le vecteur V_s est un vecteur d'amplitude constante $r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2}$, tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions désirées.

À chaque instant, le vecteur V_s peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs $\vec{V}_s(k)$ et $\vec{V}_s(k+1)$ qui lui sont adjacents:

Lorsque l'angle δ que fait V_s avec l'axe α est compris entre 0 et $\pi/3$ on a:

$$\vec{V}_s = r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) \cdot \vec{V}_1 + r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(\delta) \cdot \vec{V}_2 \quad (4.50)$$

Lorsque l'angle δ que fait V_s avec l'axe α est compris entre $\pi/3$ et $2\pi/3$ on a :

$$\vec{V}_s = r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \delta\right) \cdot \vec{V}_2 + r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\delta - \frac{\pi}{3}\right) \cdot \vec{V}_3 \quad (4.51)$$

Et ainsi de suite. À noter que tant que l'extrémité du vecteur V_s reste à l'intérieur de l'hexagone défini par les extrémités des vecteurs V_1 à V_6 , c'est-à-dire que les coefficients $r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\delta - \frac{\pi}{3}\right)$ et $r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(\delta)$ ont une somme inférieure à l'unité tant que $r \leq \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,155$ On définit r comme étant le rayon du cercle qui se trouve à l'intérieur de l'hexagone défini par les extrémités des vecteurs de tension non nuls.

4.5.2.7.4 Approximation du vecteur tension désirée

Si la condition précédente (équation 4.51) est remplie sur un intervalle de temps T assez bref pour qu'on puisse négliger la variation de V_S pendant sa durée, on peut reconstituer la valeur moyenne de ce vecteur à l'aide des vecteurs $\vec{V}_{s(k)}$ et $\vec{V}_{s(k+1)}$ et du vecteur V_0 ou V_7 . Pour cela, comme le montre l'équation 4.49, on impose aux interrupteurs de se trouver :

Dans la configuration correspondant à $V_{s(k)}$ pendant une fraction $r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right)$ de l'intervalle T ;

Dans la configuration correspondant à $V_{s(k+1)}$ pendant une fraction $r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(\delta)$ de l'intervalle T ;

Et dans une configuration fournissant un vecteur de sortie nul (V_0 ou V_7) pendant le reste de l'intervalle T .

On vérifie, en effet, que sur un intervalle T du premier secteur, la valeur moyenne est bien égale à V_S .

$$V_{moy} = \frac{1}{T}(T_1 V_1 + T_2 V_2 + T_i V_0) \quad (4.52)$$

D'où:
$$\vec{V}_S = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) \cdot \vec{V}_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \sin(\delta) \cdot \vec{V}_2 \quad (4.53)$$

La modulation vectorielle consiste à reproduire sur chaque période de modulation le processus qui vient d'être décrit de manière à poursuivre en moyenne l'évolution du V_S .

4.5.2.7.5 Calcul des temps de commutation

Le calcul des temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone est effectué à l'aide de la figure 4.19, où le calcul est réalisé dans le premier secteur.

Avec : A_1 et A_2 , respectivement, les rapports cycliques des vecteurs V_1 et V_2 exprimé par :

$$A_1 = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 \quad \text{et} \quad A_2 = \frac{T_2}{T} \vec{V}_2 \quad (4.54)$$

D'après la figure 4.18, on a :
$$V_S = v_{S\alpha} + j \cdot v_{S\beta} = V_S \cos(\delta) + j \cdot V_S \cdot \sin(\delta) \quad (4.55)$$

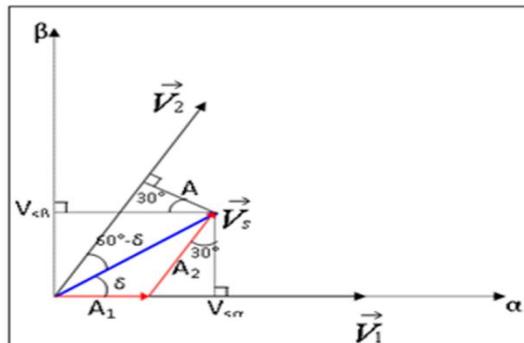


Figure.4.18 Calcul des temps de commutation pour le secteur 1

On a d'après la figure.4.19:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = V_{ref} (\sin(90^\circ - \delta)) = V_{ref} \cos(30^\circ) \\ V_{s\beta} = V_{ref} \sin \delta \end{cases}$$

On remarque que:

$$A = \frac{T_1}{T} V_1 \cdot \cos(30) = V_s \cdot \sin(60 - \delta) \quad (4.56)$$

$$\text{D'où :} \quad V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad (4.57)$$

$$\text{ET} \quad T_1 = \frac{V_s \cdot \sin(60 - \delta) \cdot T}{V_1 \cdot \cos(30)} = V_s \cdot \sin(60 - \delta) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (4.58)$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

$$T_1 = V_s \cdot (\sin(60)\cos(\delta) - \cos(60)\sin(\delta)) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (4.59)$$

D'où, le temps de commutation T_1 peut s'exprimer par:

$$T_1 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta}}{2E} T \quad (4.60)$$

D'un autre part, la figure II.18 révèle que $\cos(30) = \frac{V_{s\beta}}{\frac{T_2 V_2}{T}}$.

$$\text{D'où, on peut obtenir:} \quad T_2 = V_{s\beta} \frac{T}{V_2 \cdot \cos(30)} = V_{s\beta} \frac{T}{\sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} \quad (4.61)$$

Enfin, le temps de commutation T_2 peut s'exprimer par:

$$T_2 = V_{s\beta} \frac{\sqrt{2}}{E} T \quad (4.62)$$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur avec le temps des commutations pour chaque secteur d'après un organigramme et un algorithme des séquences de conduction des interrupteurs de la MLI vectorielle.

4.5.2.7.6 Commande des interrupteurs

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle est généralement engendrée de manière numérique à l'aide d'un système à microprocesseur. Comme dans le cas de la modulation sinus-triangle, on discrétise la référence, en remplaçant le vecteur \vec{V}_s continûment variable en fonction du temps par un ensemble de vecteur discrétisée. On prend un vecteur par période de modulation et on le choisit de manière à ce qu'il coïncide avec \vec{V}_s au milieu de la période de modulation

Une période des grandeurs de sortie correspond à un tour du vecteur dans le plan, Si la fréquence de modulation est égale à p fois la fréquence des grandeurs de sortie, chaque période de modulation correspond, dans le plan α, β au secteur d'ouverture angulaire $2\pi/p$, au centre duquel se trouve la référence qu'on souhaite obtenir en sortie (figure II.32). La variable entière p utilisée dans la MLI vectorielle correspond à l'indice de modulation m_f utilisé dans la MLI sinus-triangle.

Sur chaque période de modulation, on doit imposer des durées aux deux configurations correspondant aux deux vecteurs de sortie entre lesquels se trouve le vecteur et par conséquent le temps ou il faut prendre une configuration donnant un vecteur de sortie nul.

On a, donc, deux degrés de liberté :

- Le choix de la configuration qui fournit le vecteur de sortie nul.
- L'ordre dans lequel on fait se succéder les trois configurations durant la période de modulation.

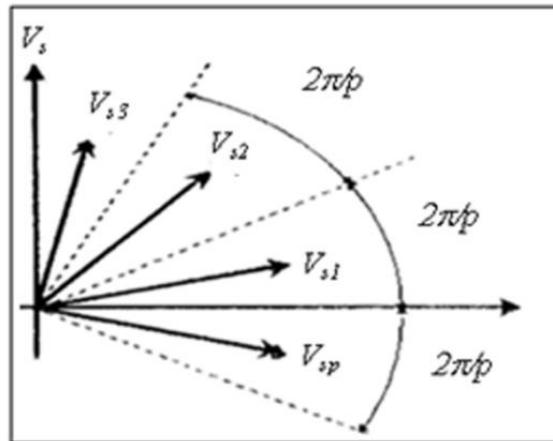


Figure 4.19. Fréquence de MLI vectorielle.

D'ordinaire, on prend pour p un multiple de 6, soit $p = 6k$, où k est le nombre de périodes de modulation par secteur. Ceci donne le même nombre de périodes de modulation dans chacun des six secteurs définis dans le plan α, β par les vecteurs \vec{V}_1 à \vec{V}_6 . Les degrés de liberté peuvent être utilisés pour:

- Minimiser le nombre de commutations.
- produire un système triphasé de sortie présentant les mêmes propriétés de symétrie que celles qu'on obtient avec une modulation indépendante sur chaque phase dans le cas où le calage est optimal et l'indice de modulation égale à $6k$.

Le Schéma fonctionnel de l'onduleur à deux niveaux de tension commandé par la MLI vectorielle est illustré dans la figure 4.20 où nous présentons les tensions sinusoïdales de références avec ces transformations de Park.

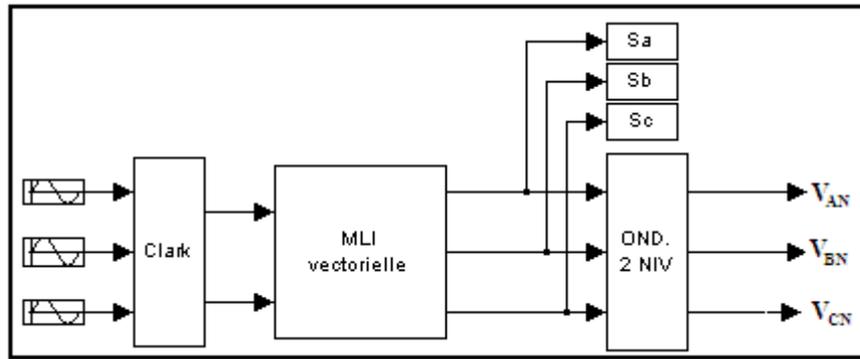
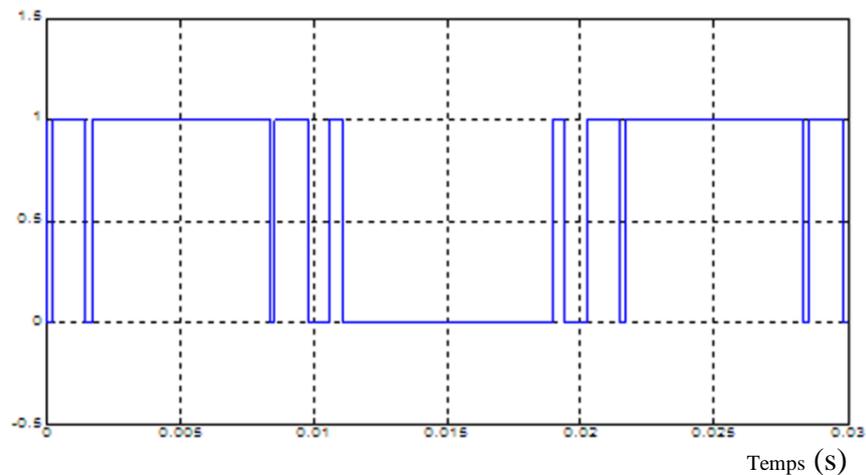


Figure.4.20. Schéma fonctionnel de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé par la technique de la MLI vectorielle.

Les résultats de la technique MLI vectorielle avec un onduleur de tension est montré dans la figure.4.21. Nous remarquons que la MLI vectorielle apporte une légère amélioration dans la tension de sortie V_{AN} . L'augmentation de l'indice de modulation permet de repousser les harmoniques vers les fréquences élevées. Ces harmoniques sont facilement filtrées par la charge, ceci montre que l'augmentation du taux de modulation améliore les performances de l'onduleur, la même remarque peut être faite sur l'augmentation de la fréquence de modulation, d'où les performances de l'onduleur commandé par une MLI vectorielle en utilisant la valeur maximale du taux de modulation $r = 1.115$. Sachant que le taux maximum pour une MLI sinus triangle est $r = 1$. L'avantage sensible de la technique MLI vectorielle est de minimiser l'amplitude des harmoniques d'ordre bas.



Signal de commande de l'onduleur S_A

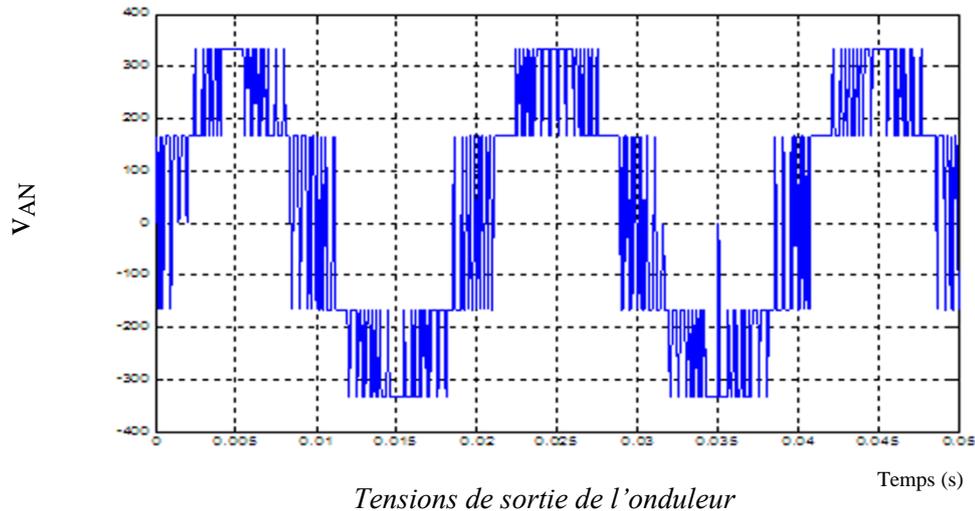


Figure.4.21 *Commande MLI vectorielle de l'onduleur*

4.5.2.8 Logique floue

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels. Mais plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains.

Dans ce paragraphe on va expliquer en quoi consiste la logique floue et ce qu'elle peut apporter à ses utilisateurs potentiels dans le domaine de la commande.

4.5.2.8.1 Commande floue

La commande floue est le domaine dans lequel il existe le plus de réalisations effectives, en particulier industrielles. Son but est de traiter des problèmes de commande de processus, le plus souvent à partir des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. On peut par exemple citer la commande des machines outils, de groupes d'ascenseurs, d'appareils électroménagers, des caméras, de voitures ou d'hélicoptères sans pilote, de métro.

4.5.2.8.1.1 Caractéristique de la commande floue

La commande floue a le même but qu'une commande réalisée en automatique classique, c'est-à-dire la gestion automatique d'un processus, en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus. Elle en diffère cependant sur les points suivants:

- La connaissance mathématique du fonctionnement du processus n'est pas nécessaire. C'est le savoir-faire de l'opérateur qualifié manipulant habituellement le processus ou les connaissances des experts qui sont prises en compte pour mettre au point la commande floue. Si l'on se réfère à la conduite d'une voiture par exemple, il n'est pas nécessaire de savoir comment fonctionne le moteur pour en réaliser une commande floue, il suffit de savoir comment agit un conducteur expérimenté.
- Des variables caractéristiques subjectives sont utilisables. Les sens humains (toucher, vue,...) peuvent par exemple être modélisés. On utilise des critères décrits linguistiquement ou dont les qualifications sont mal définies, comme la beauté d'une couleur ou le confort d'un passager.

-Par conséquent, la réalisation d'un contrôleur flou est particulièrement recommandée lorsque le processus à commander est mal connu, ou difficile à décrire précisément, par exemple en raison d'une trop grande complexité. Elle est également très utile lorsque les variables intervenant dans le processus sont caractérisées de façon imprécise ou lorsque des connaissances sont exprimées en langage naturel et non numériquement. La commande floue est intéressante pour les raisons suivantes:

a) La synthèse des avis de plusieurs experts est facilement réalisée.

b) La coordination de plusieurs objectifs est possible.

c) La commande est simple à réaliser, donc flexible et facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus ou à une utilisation particulière.

Elle est reconnue comme robuste, c'est-à-dire qu'elle résiste bien aux perturbations qui peuvent affecter le processus.

4.5.2.8.1.2 Configuration générale d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou peut être vu comme un système expert simple fonctionnant à partir d'une représentation des connaissances basée sur les ensembles flous. Il est décrit dans la figure.4.22. La base de connaissances contient les définitions des termes utilisés dans la commande et les règles caractérisant la cible de la commande et dérivant la conduite de l'expert. Un module d'interface avec le flou établit une représentation des connaissances adéquates et définit les caractérisations floues des variables correspondant à des qualifications linguistiques.

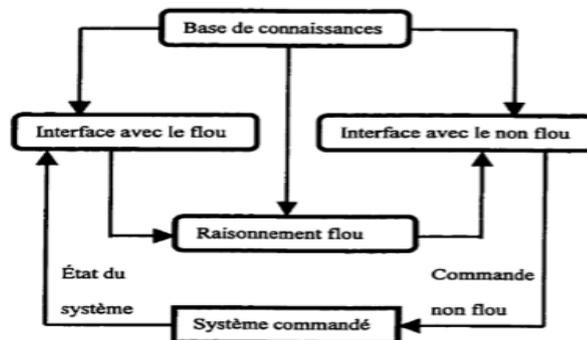


Figure.4.22. Configuration générale d'un contrôleur

Le module d'interface avec le non-flou détermine une action précise à partir des descriptions floues des variables de sortie. Chaque état du système à commander passe par un filtre de l'interface avec le flou avant d'être traité par le module de raisonnement à partir des connaissances de la base. Le résultat flou ainsi obtenu passe par un second filtre, celui de l'interface avec le non flou, qui fournit une commande précise, non floue, directement applicable au système à commander.

4.5.2.8.2 Principe de la commande floue

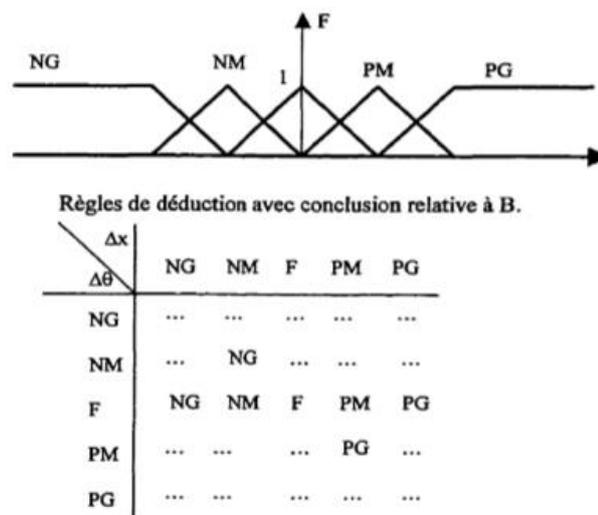
a) Approche générale

Pour représenter le processus, on envisage toutes les caractérisations possibles des variables qui décrivent l'état dans lequel il se trouve (la pression, la position...). Puis on indique comment doivent être caractérisées les variables qui permettent d'agir sur le processus (l'ouverture de la valve, l'angle de braquage...) en fonction de chacune de ces descriptions, d'après l'avis de l'expert ou de l'opérateur spécialisé, de façon à respecter une consigne de fonctionnement du processus (valeur de la pression, ligne de route...).

Exemple.4.1:

Considérons la conduite automatique d'une voiture sans pilote. La voiture a pour consigne de suivre un chemin, par exemple matérialisé par les marqueurs de couleur. On peut exprimer une règle telle que (r) : si la voiture s'écarte un peu du chemin, mais que la direction suivie est à peu près bonne alors il faut braquer légèrement pour se rapprocher du chemin. On indique de façon analogue ce qu'il faut faire pour tout écart de la voiture par rapport au chemin et pour toute déviation par rapport à la direction suivie.

L'ensemble des règles fait intervenir des descriptions linguistiques ("s'écarte un peu", "à peu près bonne"). Pour les exploiter, on détermine les variables impliquées. Ce sont, d'une part les variables d'entrée mises en jeu dans la partie condition des règles (déviation de position, déviation d'angle par rapport au chemin dans l'exemple.4.1), d'autre part les variables de sortie mises en jeu dans la partie conclusion des règles (angle de braquage).



Forme des fonctions d'appartenance pour les caractérisations de déviation, de position, de déviation d'angle $\Delta \theta$ et d'angle de braquage B. Si ΔX est négative moyen (NM) et si $\Delta \theta$ est négative moyen (NM) alors B est négative grand (NG). Si ΔX est positive moyen (PM) et si $\Delta \theta$ est faible (F) alors B est positive moyen (PM)...

Figure.4.23 Exemple de commande floue de véhicule autonome.

On recherche ensuite toutes les caractérisations d'une même variable ("s'écarte un peu", "s'écarte fortement") et on les représente par des sous-ensembles flous de l'ensemble de définition de la variable de telle sorte que toute situation soit envisagée, c'est-à-dire tout point de l'ensemble appartienne avec un degré non nul à au moins un de ces sous-ensembles flous. Des fonctions d'appartenance triangulaires ou trapézoïdales sont souvent choisies, mais d'autres types de courbes sont utilisables, tels que des sinusoides ou

des exponentielles. Les règles sont alors transcrites en utilisant les descriptions floues des variables, soit en liste, soit en tableau résumant les diverses situations (voir fig.4.23). À un instant donné, des capteurs ou des instruments de mesure fournissent les valeurs des variables d'entrée caractérisant l'état du système par exemple, la valeur précise de la déviation de position est de 1 pixel et celle de la déviation d'angle de 0.20 radian).

Ces valeurs sont alors utilisées pour instancier les règles par l'intermédiaire d'une méthode de raisonnement flou, dont les plus utilisées est celles de Mamdani et de Larsen. On obtient un résultat flou en utilisant toutes les règles, puis on détermine l'élément de l'ensemble de définition de la variable de sortie qui représente au mieux ce résultat. On en déduit une action précise à réaliser (l'angle précis dont doit braquer la voiture).

b) Formalisation:

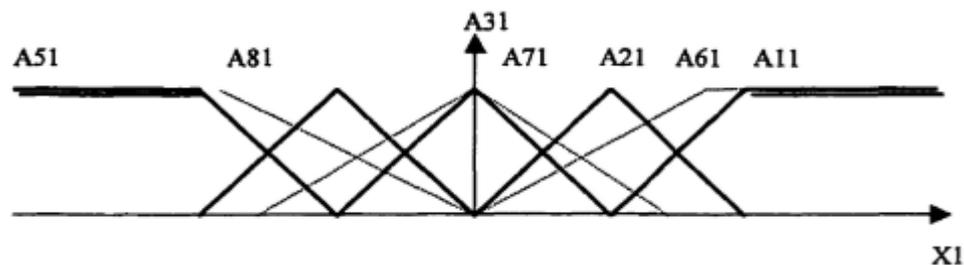
Les connaissances sur le processus sont décrites à partir de variables linguistiques (V1, X1, T1), (V2, X2, T2), définies sur des univers ordonnés X1, X2 correspondant aux variables d'entrée du processus et d'une variable linguistique (W, Y, T) définie sur l'univers ordonné Y correspondant à la variable de sortie W.

Nous nous limiterons ici à ce cas simple que l'on peut facilement étendre à un plus grand nombre de variables impliquées. On détermine les fonctions d'appartenance des caractérisations de chacun des ensembles T1, T2 et T de telle sorte que l'union de leurs support soit l'univers X1, X2 ou Y tout entier, c'est à-dire que chaque famille de caractérisation constitue une partition floue de l'univers (fig.4.24).

Les connaissances sont ensuite exprimées sous la forme de règles. Ces règles disent par exemple que, si la première variable V1 est qualifiée par la description floue A11 de T1 et si la deuxième variable V2 est qualifiée par la description floue A12 de T2, alors il faut que la variable W permettant de réaliser la commande soit caractérisée par la description floue B1 de T. Formellement, les règles s'écrivent:

(R1) si V1 est A11 et V12 est A12 alors W est B1

(R2) si V1 est A21 et V12 est A22 alors W est B2,...dans lesquelles A11,A12,...



V1 = déviation de position.

----- Partition fine de X1 (A11 = position grand, A21 = position moyen, A31 = petit, A41 = négatif moyen, A51 = négatif grand)

----- Partition grossière de X1 (A61 = position grand, A71 = Faible, A81 = négatif)

Figure.4.24. Exemple de partition floues d'un univers par des caractérisations de la variable.

(respectivement A12 ,A22...) sont des sous ensembles flous de X1 (respectivement de X2) appartenant à T1 (respectivement T2) et représentant une partition floue des valeurs possibles prises par V1 (respecti-

vement V_2) et B_1 et B_2, \dots sont des sous-ensembles flous de Y appartenant à T et représentant des valeurs possibles prises par W (figure.4.23).

La partition de son univers dont on se sert pour caractériser chaque variable est plus ou moins fine selon le nombre de sous-ensembles flous considérés dans l'ensemble des règles pour une même variable linguistique, et donc selon les ensembles de termes T_1 , T_2 et T considérés.

Exemple 4.2

Poursuivant l'exemple.4.1, on utilise les variables suivantes: V_1 = déviation de position par rapport à la direction désirée, V_2 = déviation d'angle, W = angle de braquage. Des caractérisations floues sont indiquées pour chaque variable, dont A_{11} , A_{21} , A_{31} , A_{41}, A_{51} , données dans la figure 4.24 par exemple par V_1 . Les règles obtenues sont de la forme indiquée dans la figure 4.23.

En présence de la donnée de L'état du système à commander à un moment donné, généralement fournis par des capteurs ou des instruments de mesure et donc précise, par exemple $V_1 = x_1, V_2 = x_2$, on cherche une caractérisation non floue B de la variable de commande W conduisant à une action directe sur le processus à commander. La réalisation de la commande floue passe par les trois étapes suivantes:

E1) pour chaque règle, utiliser la caractérisation de l'état du système pour obtenir un état intermédiaire,

E2) pour chaque règle, agréger les résultats intermédiaires obtenus,

E3) déduire une action non-floue du résultat de l'agrégation.

Les étapes E2 et E3 peuvent éventuellement être confondues en une seule.

On peut principalement distinguer deux approches méthodologiques possibles passant, soit par la logique floue soit par des interpolations.

4.5.2.8.3 Méthode logique générale

a) Obtention des résultats intermédiaires (étape E1).

Pour une règle donnée, par exemple R_1 , on remarque que les conditions de la commande floue sont identiques à celles du modus ponens généralisé:

Règle R_1 : Si V_1 est A_{11} et V_2 est A_{12} alors W est B_1 ,

Fait: $V_1 = x_1$ et $V_2 = x_2$,

Conclusion: W est B_1 .

R_1 si V_1 est A_{11} et V_2 est A_{12} alors W est B_1

f_{11} f_{12} f_1

Etat : $V_1 = x_1$ et $V_2 = x_2$,

g_1 g_2

Conclusion: $W = B_1$

R_2 si V_1 est A_{21} et V_2 est A_{22} alors W est B_2

f21 f21 f2

Etat : V1 = x1 et V2 = x2,

g1 g2

Conclusion: W = B'2

Action: W est B avec B = {y0}

L'étape de la commande floue revient à utilisée une en presence d'une donnée qui convient imparfaitement à sa condition d'utilisation, c-à-d à choisir l'une des implications floues R, selon leur spécificité.

La prémisse des règles étant complexe dans le cas general en faisant intervenir plusieurs variables, V1 et V2. Par exemple pour la règle R1, un opérateur de conjonction* (une norme triangulaire, généralement $(\perp_{\text{Zadeh}} \text{ ou } T_{\text{Zadeh}} = \min)$) doit également être determine pour définir le sous-ensemble flou conjoint associé à toute la prémisse associée de la règle, (A11 x A12) par exemple dans pour R1. Cette étape fournit une caractérisation floue B'1 de la variable de commande W pour chaque règle Ri, i = 1, 2...

b) Agrégation des résultats intermédiaires (étape E2)

Chacune des règles donnant une caractérisation de la variable de commande W, il convient d'en faire une synthèse pour parvenir à une décision. L'étape E2 de la commande nécessite donc le choix d'un opérateur d'agrégation pour déterminer une caractérisation floue A(B'1, B'2,...) à partir des résultats intermédiaires B'1, B'2,... Les règles qui ne sont pas concernées par l'observation ne doivent pas intervenir dans la synthèse; or elles donnent $f_{B'1}(Y) = 0$ pour tout y de Y si l'on utilise R^M , R^P et $f_{B'1}(Y) = 1$ pour tout y de Y sinon. Il faut donc utiliser un opérateur d'agrégation qui admette 0 pour élément neutre dans le premier cas, par exemple une t-conorme, et qui admette 1 pour élément neutre dans le deuxième cas, par exemple une t-norme.

C'est généralement l'opérateur T_{Zadeh} qui est respectivement choisi, donnant un résultat agrégé de fonction d'appartenance:

$$- \quad \forall y \in Y f_{A(B'1, B'2, \dots)}(y) = \max_{i=1,2, \dots} f_{(B'i)}(y),$$

avec l'implication floue R^M ou R^P ,

$$- \quad \forall y \in Y f_{A(B'1, B'2, \dots)}(y) = \min_{i=1,2, \dots} f_{(B'i)}(y)$$

Avec toute autre implication floue.

c) Détermination d'un résultat non-flou (étape E3)

Du résultat agrégé que l'on vient d'obtenir, on cherche à déduire une action de commande, c'est-à-dire une caractérisation précise B de W qui représente au mieux la caractérisation floue A (B'1,B'2,...). Elle est de la forme B = {y0} et sa fonction d'appartenance f_B vaut 1 en un point y0 de Y et 0 partout ailleurs.

Pour déterminer y0, on utilise le plus souvent la méthode du centre de gravité, avec:

$$y_0 = \frac{[\int_y f_{A(B'1, B'2, \dots)}(y)ydy]}{[\int_y f_{A(B'1, B'2, \dots)}(y)dy]}.$$

D'autres méthodes sont utilisables, comme celle du maximum, qui consiste à choisir un point y0 de Y tel que $f_{A(B'1, B'2, \dots)}(y_0)$, soit la plus grande valeur de la fonction d'appartenance de A (B'1,B'2,...). Si plusieurs

points de Y répondent à la question, on peut par exemple déterminer y_0 comme leur valeur moyenne. A l'étape E3, le choix de la méthode permettant de déterminer un résultat non flou ne doit pas être fait indépendamment de celui de l'implication floue utilisée à l'étape E1.

Certaines méthodes permettent d'effectuer simultanément les étapes E2 et E3, en choisissant pour représentant de l'ensemble des résultats intermédiaires la moyenne pondérée des représentants de chacun des résultats intermédiaires, la pondération faisant intervenir l'ordonnée des représentants ou l'aire des courbes représentant les résultats intermédiaires.

4.5.2.8.4 Méthode classiques générales de Mamdani et Larsen

Méthode logique particulière, la méthode de Mamdani est historiquement la première à avoir été proposée, elle est très simple à mettre en place, comme celle de Larsen. Ces deux méthodes reposent sur les choix indiqués dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2 Opérateurs utilisés dans les méthodes de Mamdani et de Larsen

| | Méthode de Mamdani | Méthode de Larsen |
|---------------------|--------------------|-------------------|
| Implication floue R | R^M | R^P |
| Opérateur * | Minimum | Produit |
| Opérateur \perp | Maximum | maximum |

Avec la méthode de Mamdani, on obtient un résultat intermédiaire, avec la règle E1 par exemple, de fonction d'appartenance:

$$\forall y \in Y f_{B'1}(y) = \min[\min[f_{11}(x1), f_{12}(x2)], f_1(y)]$$

Et avec celle de Larsen :

$$f_{B'1}(y) = [f_{11}(x1) \cdot f_{12}(x2)] \cdot f_1(y)$$

On traduit schématiquement ces méthodes comme indiqué sur la figure.4.25

Méthode de Mamdani,

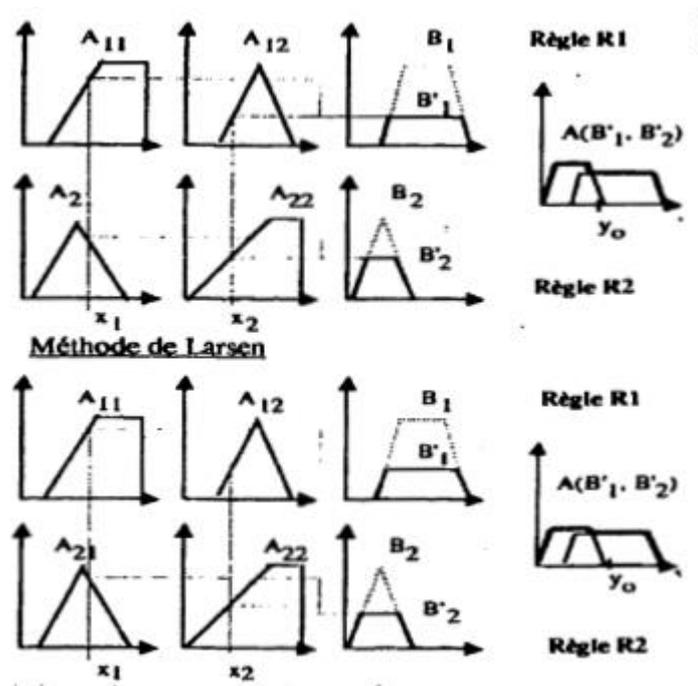


Figure 4.25 Représentation graphique des méthodes de commande floue de Mamdani, et de Larsen

4.5.2.8.5 Méthode par interpolation

Une approche complètement différente est utilisable dans le cas où les fonctions d'appartenance caractérisant les variables dans les règles sont monotones. Elle part du principe que toute valeur précise d'une variable d'entrée est compatible, à un certain degré, avec les caractérisations de cette variable données dans les règles et elle exploite ce degré de compatibilité pour déduire une valeur précise de la variable de sortie pour chaque règle. La monotonie des fonctions des fonctions d'appartenance permet de procéder par interpolation entre les valeurs de Y obtenues grâce aux diverses règles R_1 et R_2, \dots . On utilise les paramètres :

$$\alpha_1 = \min (f_{11}(x_1), f_{12}(x_2)),$$

$$\alpha_2 = \min (f_{21}(x_1), f_{22}(x_2)), \dots$$

Et les points y_1 et y_2, \dots tels que $\alpha_1 = f_1(y_1), \alpha_2 = f_2(y_2), \dots$

On déduit l'action non floue $B = \{y_0\}$ dont la fonction d'appartenance vaut 1 en y_0 et 0 ailleurs (méthode de Tsukamoto), comme l'indique la figure 4.26 ; avec :

$$y_0 = (\alpha_1 y_1 + \alpha_2 y_2) / (\alpha_1 + \alpha_2).$$

Les étapes E2 et E3 sont ici encore effectuées simultanément.

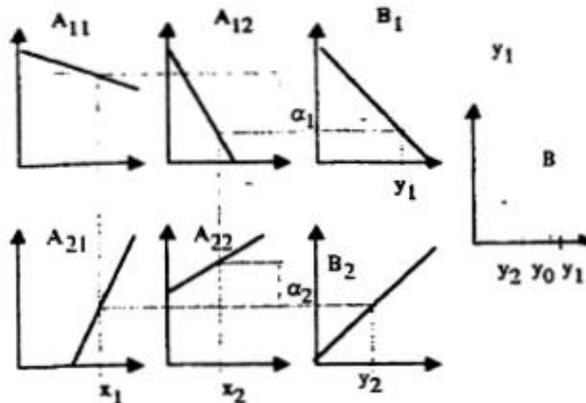


Figure 4.26 Représentation graphique d'une méthode de commande floue par interpolation.

4.5.2.8.6 Obtention des règles de commande

La constitution de la base de connaissance relève du domaine général de l'acquisition des connaissances en intelligence artificielle et constitue la principale difficulté de la commande floue. Les moyens les plus répandus de déterminer les règles de commande sont les suivants :

- Enquête auprès des experts pour qu'ils explicitent leurs connaissances ou d'opérateur qualifiés pour qu'ils décrivent leur savoir faire. L'enquête peut être effectuée, soit par interrogation orale, soit par questionnaire,
- Observation des actions de commande réalisées par l'opérateur qualifié, et l'établissement de liaisons entre les données d'entrée et de sortie correspondantes pour le processus contrôlé,
- Apprentissage des règles de commande à partir d'expériences, par ajustement à l'objectif de la commande,

4.5.2.9 - Détermination d'un modèle flou du processus contrôlé, à partir d'une description linguistique de ces caractéristiques.

4.5.2.10 Applications

Des applications de la commande floue existent maintenant dans de domaines très variés. On peut citer par exemple le contrôle de bras-robots, de machines-outils, d'usines (cimenteries, usines de traitement des eaux, réacteurs chimiques, usines chimiques), de véhicules sans pilotes (voitures, hélicoptères), d'appareils électroménagers (aspirateurs, machines à laver), d'installations domestiques (climatisation, douche), d'ordinateurs à écriture manuscrite sans clavier ...

La commande floue est quelquefois utilisée conjointement à une commande classique, pour traiter un problème particulier du processus à commander. Elle est parfois associée à l'utilisation de réseaux de neurones artificiels qui peuvent, par exemple, servir au cours de la phase de détermination.

Conclusion:

Nous avons procédé dans ce chapitre, à l'étude des techniques de commande MLI qui permettent d'améliorer les critères de performance des techniques de base ainsi qu'une technique dite avancée utilisant la logique floue.

4.6 Modulation graphique et algébrique des méthodes MLI

| | |
|---|----|
| III-3-2 LA MLI NATURELLE ET LA MLI REGULIERE OU ECHANTILLONNEE..... | 30 |
| III-3-3 SYNCHRONISME / ASYNCHRONISME | 35 |
| III-3-4 MODULATION / SURMODULATION..... | 37 |
| III-3-5 DEGRES DE LIBERTE POUR LA MLI..... | 41 |
| III-3-6 CLASSIFICATION DES MLI..... | 43 |
| II.7. ANALYSE BIBLIOGRAPHIQUE PRELIMINAIRE..... | 46 |

References

- [1] Efforts and modes in interpreting and translation research: a tribute to Daniel Gile/edited by Gyde Hansen, Andrew Chesterman, and Heidrun Gerzymisch-Arbogast. P. cm. (Benjamins Translation Library, ISSN 0929-7316 ; V.80). Library of Cataloging-in-Publication Data. 2008 John Benjamins B.V
- [2] W.Théodore, Electrotechnique, 3e édition. Bibliothèque national du Canada. 2000
- [3] S.L CAPITANEANU, Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux, Thèse Docteur de l'institut National Polytechnique de Toulouse. 2002
- [4] K. MORISSANDA, Techniques de commande des convertisseurs, 1999. MONTRÉAL-Canada.