

# DOSSIER

## TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

l'expertise technique et scientifique de référence

d3176

### Onduleurs de tension - Structures. Principes. Applications

Date de publication : 10/11/1998

Par :

Henri FOCH

*Professeur des universités, Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique industrielle ENSEEIHT de Toulouse*

François FOREST

*Professeur des universités, Laboratoire d'Électricité Signaux et Robotique, École Normale supérieure de Cachan*

Thierry MEYNARD

*Chargé de recherche au CNRS, Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique industrielle ENSEEIHT de Toulouse*

Ce dossier fait partie de la base documentaire

**Convertisseurs électriques et applications**

dans le thème **Convertisseurs et machines électriques**

et dans l'univers **Énergies**

---

Document délivré le 11/01/2014

Pour le compte

7200046852 - universite laval bibiotheque // daniel THIBODEAU //

132.203.244.163

---

Pour toute question :

Service Relation Clientèle • Éditions Techniques de l'Ingénieur • 249, rue de Crimée  
75019 Paris – France

par mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com) ou au téléphone : 00 33 (0)1 53 35 20 20

# Onduleurs de tension

## Structures. Principes. Applications

par **Henri FOCH**  
*Professeur des universités  
Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique industrielle ENSEEIHT de Toulouse*

**François FOREST**  
*Professeur des universités  
Laboratoire d'Électricité Signaux et Robotique  
École Normale supérieure de Cachan*

et **Thierry MEYNARD**  
*Chargé de recherche au CNRS  
Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique industrielle ENSEEIHT de Toulouse*

<b>1. Domaines d'applications classiques .....</b>	<b>D 3 176 - 2</b>
1.1 Configuration typique à fréquence fixe .....	— 2
1.2 Configuration typique à fréquence variable.....	— 2
<b>2. Principes fondamentaux.....</b>	<b>— 3</b>
2.1 Cellule de commutation.....	— 3
2.1.1 La cellule d'onduleur .....	— 3
2.1.2 Mécanismes de commutation .....	— 3
2.1.3 Commande de la cellule .....	— 3
2.1.4 Fonction de modulation de la cellule.....	— 5
2.2 Principes de la conversion continu-alternatif.....	— 5
2.2.1 Génération alternative par modulation de largeur d'impulsion.....	— 5
2.2.2 Génération alternative par niveaux .....	— 6
2.3 Cellules multiniveaux.....	— 7
2.3.1 Différentes structures.....	— 7
2.3.2 Commande.....	— 9
2.3.3 Influence de la fréquence de modulation. Réalisation des sources indépendantes .....	— 9
2.4 Structures principales .....	— 11
2.4.1 Concept du montage différentiel .....	— 11
2.4.2 Onduleur monophasé en pont .....	— 12
2.4.3 Onduleur triphasé en pont.....	— 12
<b>3. Généralisation de la fonction onduleur.....</b>	<b>— 15</b>
3.1 Mécanismes de transfert de puissance .....	— 15
3.2 Applications futures sur les réseaux.....	— 16
3.2.1 Généralités.....	— 16
3.2.2 Filtres actifs et compensateurs.....	— 16
3.2.3 Redresseurs MLI.....	— 17
3.2.4 Gestion de l'énergie sur les réseaux : les UPFC .....	— 18
<b>Références bibliographiques .....</b>	<b>— 18</b>

**L**es onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'**électronique de puissance**, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur

*l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère « noble » de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes. L'objectif de cet exposé est donc de présenter l'architecture et les modes de commande de ces onduleurs, leurs principales applications, des plus classiques aux plus récentes.*

## 1. Domaines d'applications classiques

Les deux grands domaines d'application classiques des onduleurs de tension sont les alimentations de secours et les entraînements à vitesse variable. Ils sont également caractéristiques de deux grandes familles, respectivement celle des systèmes à fréquence fixe et celle des systèmes à fréquence variable.

Nous nous appuierons donc sur une rapide description de ces deux exemples bien connus pour rappeler quelques éléments fondamentaux, tant sur le plan structural que fonctionnel, éléments qui seront nécessaires pour introduire une généralisation des propriétés de cette fonction de conversion.

### 1.1 Configuration typique à fréquence fixe

Un exemple de configuration typique à fréquence fixe est celui de l'**onduleur d'alimentation sans interruption (ASI)** qui permet de pallier les défaillances d'un réseau alternatif en recréant la tension correspondante à partir d'une batterie. La figure 1 montre le schéma de principe de l'étage de conversion DC-AC (courant continu – courant alternatif ou *direct current – alternating current*) dans une hypothèse monophasée. On y distingue principalement deux types de circuits, l'étage de conversion proprement dit, constitué de deux cellules de commutation (pont monophasé), et des filtres passifs.

Cette **cellule de commutation** est à la base de la majorité des structures d'onduleurs de tension. Élaborée à partir d'interrupteurs entièrement commandables à trois segments (transistors T bipolaire ou MOS, GTO, IGBT, associés chacun à une diode antiparallèle D), elle est réversible en courant. Elle peut être considérée comme une phase élémentaire d'un quelconque onduleur polyphasé classique, dans la mesure où elle est utilisée en mode différentiel (seule, la cellule ne peut délivrer de tension purement alternative). En monophasé, cela suppose l'utilisation d'une source continue double (point milieu capacitif) ou l'association de deux bras, comme c'est le cas dans notre exemple. Les propriétés et la commande de cette cellule sont essentielles dans le cadre de l'élaboration des onduleurs et nous reviendrons donc sur ces aspects dans le paragraphe suivant.

Dans toute la suite de l'article, nous ferons apparaître dans la cellule le symbole de l'IGBT, afin de présenter aux lecteurs un symbole familier, qui correspond de surcroît au composant le plus largement utilisé dans les applications classiques. Il faut néanmoins insister sur le fait que n'importe quel composant commandable à l'amorçage et au blocage peut tenir ce rôle.

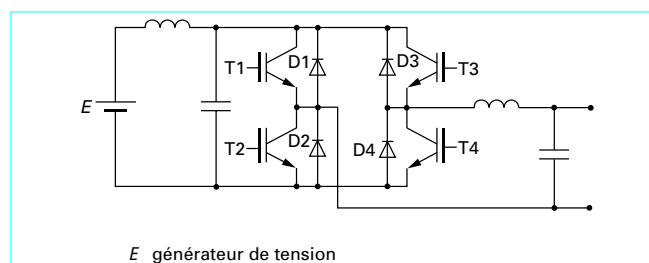


Figure 1 – Schéma de principe d'un onduleur pour alimentation de secours

Les **filtres** sont l'autre bloc incontournable d'un système onduleur, mais cela n'est pas propre à cette fonction. Leur présence se justifie par la nature même de la conversion d'énergie, qui fait intervenir des mécanismes de découpage. Le nombre et le dimensionnement de ces filtres dépendent fortement de l'application envisagée. Dans le cas présent, l'application requiert généralement la fourniture d'une tension de sortie très pure, donc exempte, en particulier, d'harmoniques de découpage, d'où la nécessité d'un filtre de sortie. Le filtre d'entrée, présent dans toutes les applications, a pour fonction réciproque d'éviter la réinjection d'harmonique sur la source d'alimentation, ce qui peut être très contraignant en présence d'harmoniques à basse fréquence. Ces considérations seront approfondies dans le fascicule [D 3 177] « Mise en œuvre ».

Enfin, un aspect également essentiel dans l'élaboration d'un onduleur de tension, et qui ne peut apparaître sur ce schéma, est le principe de **commande** qui jouera un rôle majeur dans les performances du dispositif, tant sur le plan de la réduction des harmoniques que du contrôle du fondamental de l'onde de sortie. Dans ce premier exemple, le principe retenu devra permettre, en sortie, la quasi-élimination des harmoniques de rang bas, afin de minimiser la taille du filtre de sortie. Par ailleurs, il faudra pouvoir régler aisément la tension de sortie afin de tenir compte d'inévitables chutes de tension en charge, voire de chutes de tension « dynamiques » liées à d'éventuelles composantes harmoniques sur le courant de sortie (charges non linéaires). Nous verrons donc comment parvenir à ce résultat, principalement par l'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion. Parallèlement, la fréquence fondamentale est fixe et correspond à celle du réseau secouru (50, 60, 400 Hz).

### 1.2 Configuration typique à fréquence variable

Dans cette seconde configuration, correspondant aux applications « **motovariateurs à courants alternatifs** » et dont le schéma de principe est donné figure 2, l'onduleur est généralement alimenté

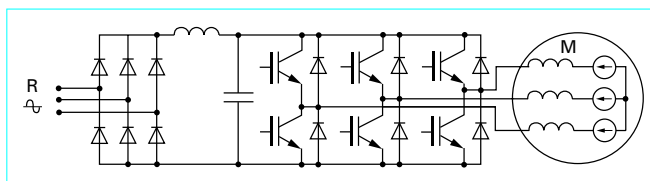


Figure 2 – Schéma de principe d'un onduleur d'alimentation de machine alternative

par l'intermédiaire d'un réseau alternatif  $R$ . La source continue est donc un redresseur, suivi d'un filtre d'entrée qui peut avoir une double fonction, à savoir éliminer les composantes harmoniques de courant issues de l'onduleur, mais également les composantes harmoniques de tension dues au redressement. La **structure** utilisée est majoritairement **triphasée** et, selon la logique énoncée dans le cas précédent, on retrouve une cellule par phase, la machine  $M$  étant alimentée entre phases par des tensions différentielles.

Dans ce type d'application, les tensions découpées sont directement appliquées à la machine, dont les inévitables **inductances de commutation** agissent comme des filtres de courant, à condition que la fréquence de découpage utilisée soit adaptée aux valeurs de ces inductances (modulation de largeur d'impulsion).

Une autre différence notable par rapport au cas précédent réside dans le **domaine de fonctionnement** beaucoup plus étendu tant en fréquence fondamentale (de quelques hertz à quelques centaines de hertz) qu'en amplitude (dynamique de tension de plusieurs dizaines). Pour que le premier point ne pose pas d'insurmontables problèmes de filtrage d'entrée, il est indispensable de minimiser voire d'éliminer les fluctuations basse fréquence de la puissance absorbée par l'onduleur. À nouveau, cela est aisément résolu, en triphasé, par l'utilisation des techniques de modulation de largeur d'impulsion.

Cette rapide analyse de deux types d'onduleurs classiques à la structure bien connue, permet de faire ressortir quelques points essentiels.

La structure de base d'un onduleur classique s'appuie sur l'utilisation d'une cellule universelle aux propriétés particulières. Cela étant, il est intéressant de revenir, de façon plus générale, sur les différents moyens permettant de réaliser une conversion de tension continu-alternatif à partir d'une électronique de commutation afin, d'une part, de définir des modes de commande adaptés à cette cellule dans ce contexte et, d'autre part, d'examiner s'il n'existe pas d'autres alternatives aux architectures classiques présentées plus haut.

Dans les applications précédentes, le transfert de puissance s'effectue typiquement entre une source continue imposée et une source alternative variable, le plus souvent considérée comme un récepteur. Compte tenu du caractère entièrement réversible d'un onduleur de tension, un second point de réflexion peut porter sur d'autres modes de fonctionnement et donc sur d'autres applications moins classiques.

## 2. Principes fondamentaux

### 2.1 Cellule de commutation

Comme nous l'avons évoqué dans l'introduction, l'élément de base intervenant dans toute structure d'onduleurs de tension est

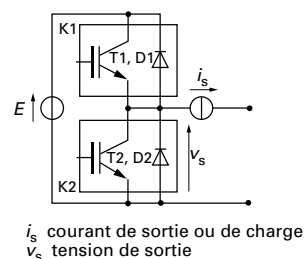


Figure 3 – Cellule de commutation d'un onduleur

une cellule de commutation aux propriétés particulières que nous allons maintenant préciser.

#### 2.1.1 La cellule d'onduleur

Rappelons que les onduleurs de tension sont des convertisseurs « directs tension-courant » alimentés par une source de tension continue, généralement réversible en courant, au moins de manière instantanée (condensateur électrochimique, par exemple), et permettant, à leur tour, d'alimenter en tension alternative des charges ayant un comportement de « source de courant ».

La synthèse de tels convertisseurs montre que chaque cellule de commutation qui les constitue (figure 3) comprend une paire d'interrupteurs réversibles en courant ( $K1$ ,  $K2$ ) comme la source de courant  $i_s$ , et non réversibles en tension, comme la source de tension  $E$ .

Les mécanismes de commutation de ces interrupteurs dépendent des caractéristiques de la charge et notamment de son facteur de puissance (courant en avance ou en retard de phase par rapport au terme fondamental de tension), ainsi que du type de commande et de réglage de l'onduleur (commande non modulée ou modulée).

#### 2.1.2 Mécanismes de commutation

Nous savons que la cellule ne peut délivrer une onde purement alternative et qu'elle doit être utilisée en mode différentiel. Nous supposons donc qu'elle est utilisée dans un onduleur réalisant cette condition et qu'elle délivre un courant sinusoïdal.

■ Pour une cellule à commande **non modulée** dont le courant de charge est **en avance de phase** par rapport à la tension, les interrupteurs doivent être commandés à l'amorçage (AM) et posséder un blocage spontané (figure 4 a).

■ Inversement, pour une cellule à commande **non modulée** dont le courant de charge est **en retard de phase** par rapport à la tension, les interrupteurs doivent être commandés au blocage (BL) et posséder un amorçage spontané (figure 4 b).

■ Enfin, pour une cellule à commande **modulée**, et quel que soit le déphasage du courant de charge par rapport à la tension, les interrupteurs doivent être commandables, à la fois, à l'amorçage et au blocage (figure 4 c).

#### 2.1.3 Commande de la cellule

Lorsqu'on connaît parfaitement le courant alternatif délivré par l'onduleur (forme instantanée et signe), il est aisé d'imaginer de commander la partie active des interrupteurs (élément T) lorsqu'elle doit conduire et de ne pas la commander lorsque c'est la diode tête-bêche (élément D) qui doit conduire.

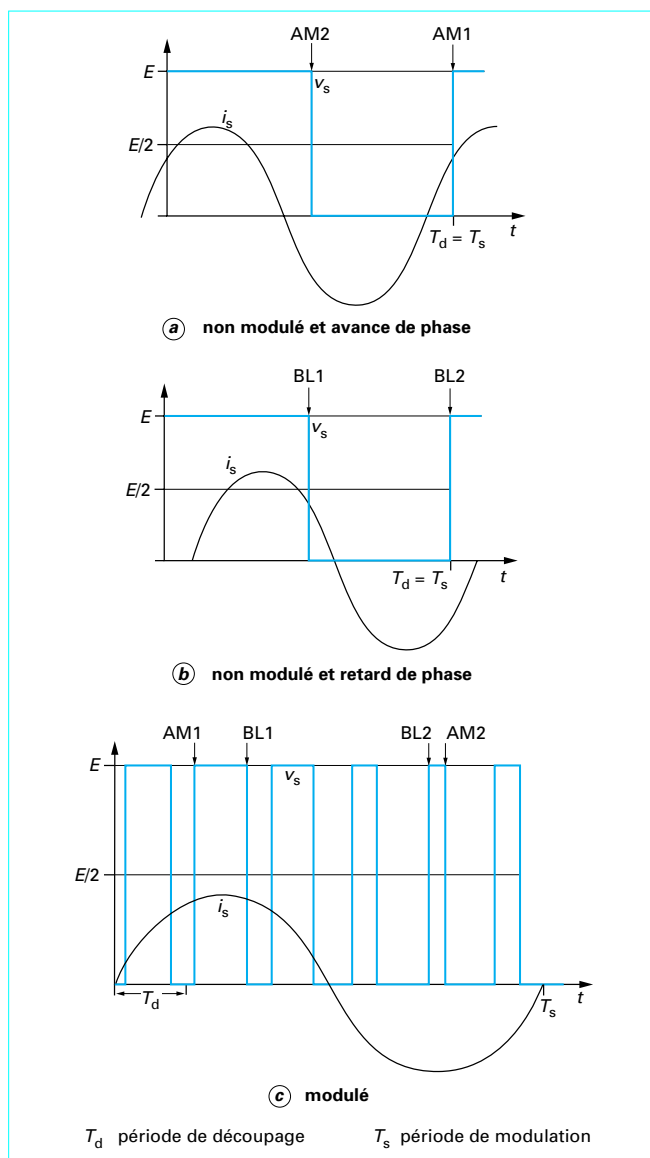


Figure 4 – Modes de commutation d'une cellule

Hormis le cas de la commande en courant instantané (et non en tension), on connaît tout au plus le signe du déphasage relatif courant/tension (cas d'un moteur asynchrone, par exemple) mais très rarement la forme exacte du courant.

Il existe ainsi deux **stratégies de pilotage des interrupteurs** d'une même cellule de commutation.

Les deux commandes des éléments T sont **adjacentes**, c'est-à-dire complémentaires, quel que soit le rapport cyclique de pilotage de la cellule.

Ainsi, quels que soient le signe et la valeur du courant alternatif issu de cette cellule de commutation, l'interrupteur qui se trouve commandé conduit :

- soit par l'élément T qui reçoit effectivement cette commande ;
- soit par sa diode tête-bêche, et la commande de l'élément T se trouve alors inutile, mais généralement non gênante.

Les deux commandes des éléments T sont **disjointes**, c'est-à-dire non complémentaires vis-à-vis de la période de commande.

L'évolution des techniques de commande (MLI) a entraîné la quasi-disparition de commandes disjointes à l'échelle macroscopique de la fréquence fondamentale. Par contre, l'interdiction absolue du court-circuit de bras, même fugitif, impose l'utilisation systématique de telles commandes, à une échelle plus microscopique, afin de prendre en compte les retards de commutation des interrupteurs, en particulier au blocage. L'introduction d'un temps mort entre le blocage d'un interrupteur et l'amorçage de son vis-à-vis, permettant de prendre en compte le cas le plus défavorable, est alors indispensable.

Dans ce cas, la tension de sortie de la cellule de commutation n'est connue, quels que soient le signe et la valeur du courant de charge, que durant les phases de commande de l'un ou l'autre des deux interrupteurs de la cellule.

Au contraire, durant les intervalles de temps où aucun des deux interrupteurs de la cellule n'est commandé (figure 5, interrupteurs supposés idéaux), la tension de sortie de la cellule dépend exclusivement de la conduction de l'une des deux diodes tête-bêche de la cellule :

- pour l'une des polarités du courant de charge, la diode qui peut assurer sa conduction est passante et la tension de sortie de la cellule est ainsi déterminée ;
- pour la polarité opposée, c'est l'autre diode de la cellule qui conduit ;
- enfin, dans le cas où le courant s'annule, aucune des deux diodes ne conduit et la tension de sortie de la cellule onduleur ne dépend plus, ni de la commande, ni du signe du courant, mais seulement de la force électromotrice existant à cet instant dans la charge (conduction discontinue).

Ces phénomènes sont extrêmement importants, puisqu'ils signifient que la tension de sortie de la cellule onduleur de tension ne dépend plus seulement de la tension continue d'entrée et de la commande, mais aussi de la charge (phase, forme du courant...). À ce comportement peut être associée la notion d'**impédance interne**.

Ce comportement peut provoquer, toujours dans l'hypothèse de commandes MLI, une distorsion significative des ondes de sortie, particulièrement sensible à faible amplitude. Cela constitue un problème typique des variateurs alimentant des machines alternatives dans des régimes de basses vitesses.

L'ensemble des phénomènes évoqués ci-dessus reste valable quel que soit le nombre de cellules de commutation en jeu.

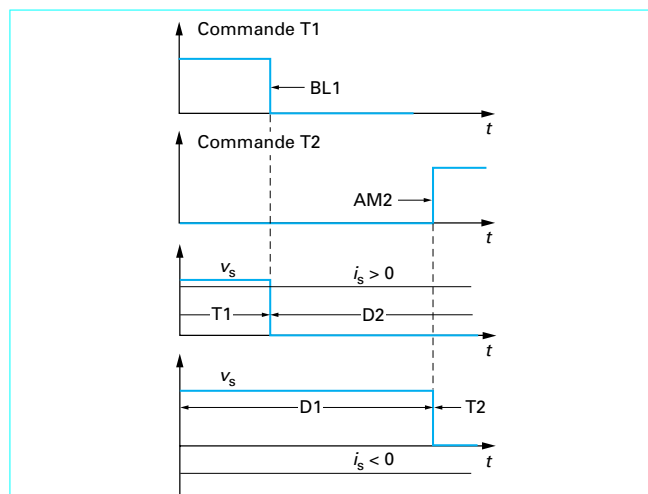


Figure 5 – Influence de commandes disjointes

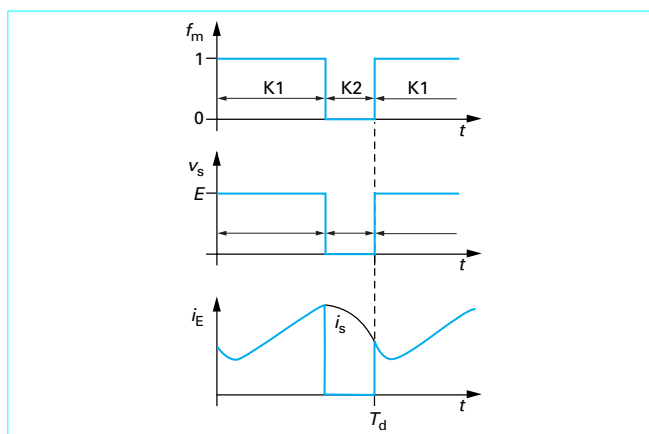


Figure 6 – Fonction de modulation de la cellule

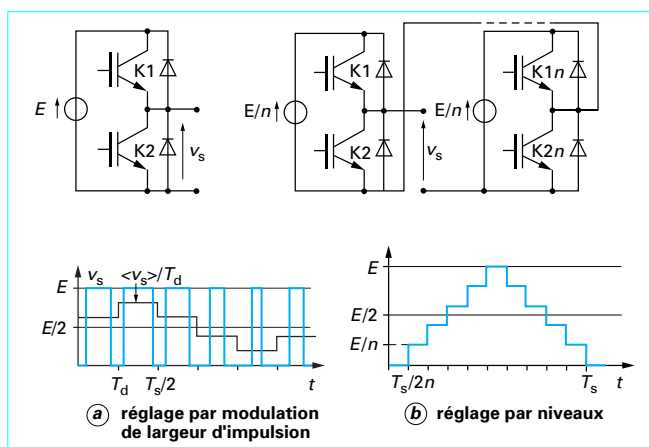


Figure 7 – Procédés de réglage des onduleurs

## 2.1.4 Fonction de modulation de la cellule

Dans le cas des commandes adjacentes (et en négligeant les temps morts), il est intéressant de définir la notion de fonction de modulation  $f_m$  de la cellule. Il s'agit d'une fonction temporelle **analogique** (malgré les niveaux ci-dessous) qui traduit l'état de la cellule et dont la définition est très simple. Elle prend la valeur 1 lorsque K1 est fermé, la valeur 0 lorsque K2 est fermé (figure 6).

La **tension de sortie**  $v_s$  peut alors s'exprimer par :

$$v_s = f_m(t) E$$

Cette première relation demeurerait parfaitement valable dans le cas d'une tension d'entrée quelconque, évidemment compatible avec le caractère de la cellule (tension d'entrée supérieure ou égale à 0).

La cellule étant un étage de conversion direct (sans stockage d'énergie), la conservation de la puissance instantanée permet d'écrire :

$$i_E = f_m(t) i_s$$

$i_E$  étant le courant d'entrée de la cellule.

Le concept de cette fonction, d'apparence anodine dans le cas de la cellule élémentaire, peut se généraliser à tout convertisseur à

transfert direct et devient un outil commode et puissant pour étudier la commande et les mécanismes de transfert d'énergie dans des structures plus complexes (associations de cellules, par exemple). Nous l'utiliserons largement dans la suite.

## 2.2 Principes de la conversion continu-alternatif

Si l'on revient au concept d'une conversion continu-alternatif basée sur l'emploi d'une électronique de commutation, on peut considérer, beaucoup plus généralement que dans les exemples du paragraphe 2.1, qu'il s'agit de générer une onde de tension alternative en connectant cycliquement la sortie à un certain nombre de sources de tension continue par l'intermédiaire d'interrupteurs.

La cellule de commutation reste toujours l'élément de base indispensable à la mise en œuvre d'une telle fonction, mais est une structure minimale ne permettant l'obtention que de deux valeurs de tension (0 et E). D'une façon plus générale, on peut estimer qu'il existe deux **moyens d'actions** non exclusifs pour réaliser cette conversion (figure 7).

Le **premier** (figure 7 a) s'appuie sur l'utilisation directe de la cellule de base et consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de **modulation de largeur d'impulsion**.

Le **second** revient à contrôler l'**amplitude** soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources. Cela pourrait, entre autres possibilités, être réalisé par l'association de  $n$  cellules de base connectées en série, conformément au schéma de la figure 7 b.

### 2.2.1 Génération alternative par modulation de largeur d'impulsion

Cette technique est fortement inspirée de celles utilisées dans la transmission d'informations et consiste à moduler une onde porteuse (pour nous issue d'un découpage à fréquence  $F_d$ ) par une onde modulante (fréquence  $F_s$ ) à fréquence beaucoup plus basse. Il existe néanmoins une différence fondamentale puisque, à l'inverse de la transposition spectrale recherchée en transmission, nous voulons générer une composante basse fréquence à partir de l'onde porteuse. Pour obtenir ce résultat, c'est la valeur moyenne de cette onde porteuse définie sur la période  $T_d$  qui est modulée tandis qu'elle reste nulle en transmission.

La forme purement qualitative de ce type de modulation est donnée sur la figure 8, dans le cas d'une porteuse à deux niveaux et d'une modulante triangulaire synchrone qui permettra une comparaison plus aisée avec le réglage par niveaux.

Quelles que soient les variantes (très nombreuses) de ce principe de modulation, les analyses harmoniques montrent que, dans l'hypothèse où :

$$F_d = mF_s \gg F_s \text{ (m entier)}$$

et si le modulateur est parfaitement linéaire, l'**onde porteuse modulée** peut se mettre sous la forme générale :

$$v = kM(t) + \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h'=0}^{\infty} V_{hh'} \sin[(h\omega_d \pm h'\omega_s)t + \phi_{hh'}]$$

avec  $M(t)$  onde modulante.

On retrouve deux groupes fréquentiels distincts, le premier correspondant sensiblement au spectre de la modulante, le second étant le résultat du complexe mélange de modulation de phase et



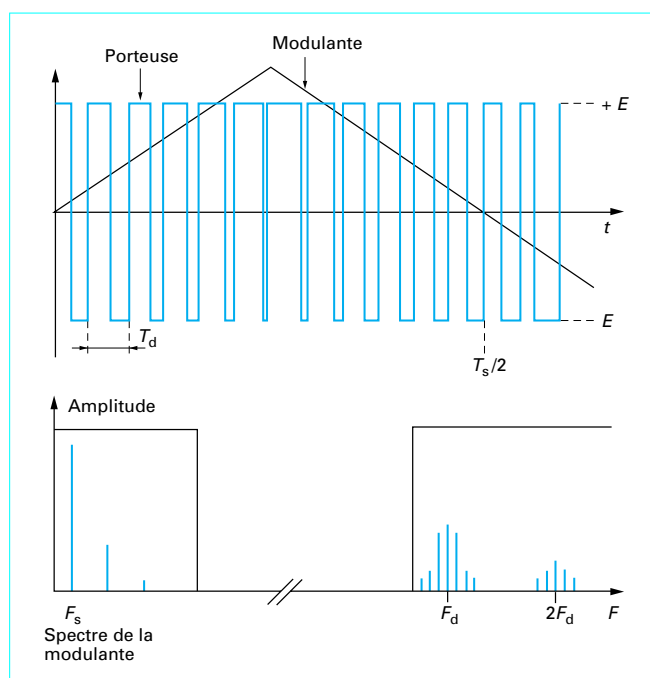


Figure 8 – Exemple de modulation de largeur

d'amplitude de la porteuse (non sinusoïdale) induit par le principe, qui conduit à des sous-groupes de raies de fréquence ( $hF_d \pm h'F_s$ ), centrés autour des fréquences multiples de  $F_d$ . Ces amplitudes dépendent de la profondeur de modulation (amplitude de la modulante) mais sont quasi-indépendantes de  $m$ , dans le cadre de nos hypothèses. Précisons que l'expression ci-dessus est une forme « maximale ». Selon le type de modulation et la profondeur de modulation utilisés, différentes raies voire groupes de raies peuvent être absents.

Piloté selon ce principe, un bras d'onduleur, autour d'un point de polarisation que l'on fixe typiquement à  $E/2$ , se comportera donc comme un amplificateur à découpage, dont les composantes harmoniques parasites liées à la fréquence de découpage pourront être éliminées par filtrage. Insistons néanmoins sur le fait que cette décomposition n'est possible que si la fréquence de découpage est très supérieure à la fréquence de la modulante. Dans le cas contraire, le spectre est unique, ce qui impose d'optimiser les motifs de commande pour minimiser des composantes harmoniques à basse fréquence n'appartenant pas à la modulante. Nous reviendrons plus précisément sur ces aspects de modulation dans le fascicule [D 3 177] « Mise en œuvre ».

À l'issue de cette rapide description, on peut souligner le caractère très intéressant de cette technique qui permet une génération alternative de qualité à partir d'une structure de puissance minimale. En contrepartie, elle est « coûteuse » en commutations et les amplitudes des premières raies harmoniques associées au découpage, peu dépendantes de la fréquence utilisée, sont du même ordre de grandeur que le fondamental.

## 2.2.2 Génération alternative par niveaux

On peut ici faire une analogie avec la conversion numérique analogique largement utilisée en électronique du signal. L'onde recherchée est synthétisée à l'aide des différents niveaux de tension disponibles.

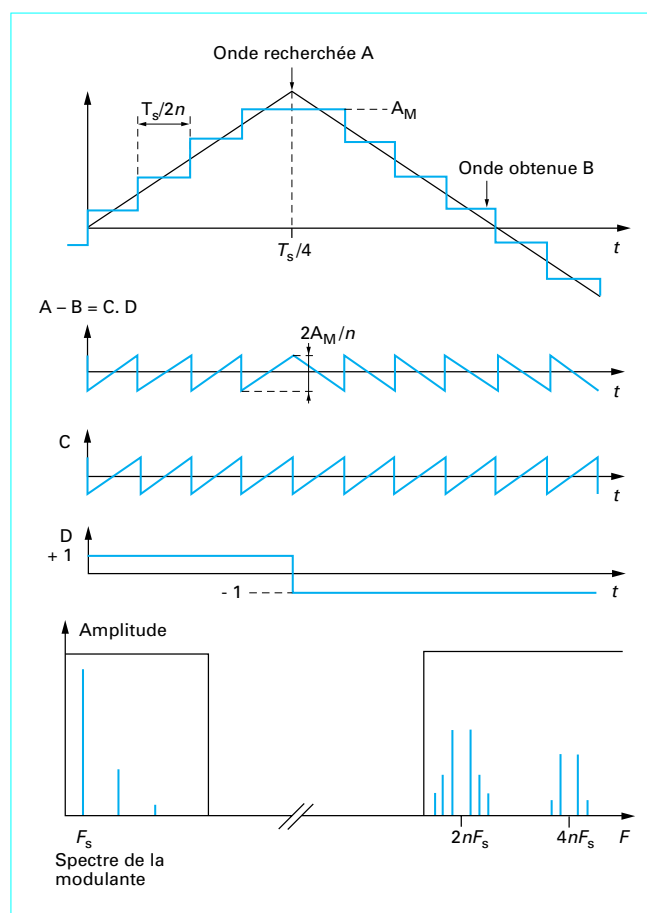


Figure 9 – Exemple de réglage par niveaux

Afin de mettre rapidement en évidence les propriétés spectrales associées à ce principe, nous avons choisi à nouveau le cas très simple d'un signal à générer de forme triangulaire qui facilite grandement l'approche (figure 9). Dans le cas d'une onde à synthétiser non-linéaire telle une sinusoïde, l'étude serait beaucoup plus complexe du fait de la non-régularité des niveaux, mais l'aspect qualitatif du résultat serait le même.

Si l'on suppose donc l'existence de  $n$  niveaux de tension en progression arithmétique répartis régulièrement sur la période  $T_s$ , on remarque que la différence A-B entre le signal obtenu et le signal recherché, qui nous donnera directement le contenu spectral parasite, est le produit d'un signal C à fréquence  $2nF_s$  et d'un créneau D d'amplitude unitaire à la fréquence  $F_s$ .

Si l'on se place dans l'hypothèse simplificatrice selon laquelle  $2n \gg 1$  (homologue de la condition précédente  $F_d \gg F_s$ ), les raies correspondantes se situent alors à des fréquences  $(2hn \pm h')F_s$ .

Si ce résultat, dans le principe, est assez similaire au précédent, il faut noter une importante différence qui est une variation de l'amplitude des raies en raison inverse du nombre de niveaux, ce qui est favorable.

Parallèlement, on peut imaginer obtenir ce résultat par empilement d'étages fonctionnant chacun à la fréquence  $F_s$  et donc de réaliser des « économies » en terme de commutations, au prix d'une plus grande complexité structurelle. Un important handicap apparaît néanmoins lorsqu'on veut régler l'amplitude de l'onde générée,

puisque le nombre des niveaux utilisés diminue avec cette amplitude, entraînant une importante dégradation du spectre.

Compte tenu des avantages et inconvénients des deux méthodes, une voie d'investigation très intéressante est de les **mixer** (figure 10), en s'appuyant sur des structures de puissances spécifiques.

Le gros handicap de la seconde est la complexité structurelle, mais, dans le domaine des hautes tensions, cette complexité peut être requise par des exigences technologiques sur l'étage de puissance. En effet, le choix de **cellules multiniveaux** semble être une option d'avenir dans la mesure où il permet de s'affranchir des limitations en tension des interrupteurs de puissance. Le paragraphe 2.3 est consacré à ces cellules.

Dans les dispositifs classiques connectés à des sources basses tensions ( $E \leq 1\,000\text{ V}$ ), la **cellule** de base commandée en **modulation de largeur d'impulsion** reste la solution privilégiée.

## 2.3 Cellules multiniveaux

### 2.3.1 Différentes structures

#### 2.3.1.1 Généralités

Rappelons que des associations de cellules de commutations ou des évolutions de la cellule de commutation comprenant plus de deux interrupteurs permettent d'améliorer une ou plusieurs caractéristiques de la tension commutée.

#### ■ Formes d'ondes multiniveaux

L'augmentation du nombre d'états possibles peut se traduire par une augmentation du nombre de niveaux de la tension découpee, alors que ce nombre est limité à 2 dans les cellules de commutation traditionnelles (cette caractéristique qui est la plus visible a donné son nom à toute une famille de structures de conversion). Nous avons vu, dans le paragraphe 2.2.2, que ce réglage de l'amplitude de la tension découpee ne peut qu'améliorer la qualité de l'onde de sortie en terme de contenu harmonique.

#### ■ Commandes décalées

Des commutations faisant intervenir des semi-conducteurs différents peuvent avoir lieu avec une périodicité réduite sans augmenter les pertes par commutation vues par chaque semi-conducteur.

Comme pour le point précédent, la modification plus fréquente de la tension découpee permet aussi d'améliorer le compromis entre filtrage (volume, poids et coût) et ondulations résiduelles en sortie du convertisseur.

#### ■ Partage des contraintes

Si les contraintes imposées par la source de tension et la source de courant sont réparties sur différents semi-conducteurs, on peut accéder à des applications de plus forte puissance avec une technologie de semi-conducteurs donnée ou on peut traiter une application de puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre réduit qui donnent généralement un meilleur compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage).

#### ■ Régimes transitoires

Les performances dynamiques du convertisseur peuvent être améliorées de manière directe, car la tension découpee peut être modifiée plus souvent, ou de manière indirecte, puisque la pureté spectrale de la tension découpee permet d'augmenter la fréquence

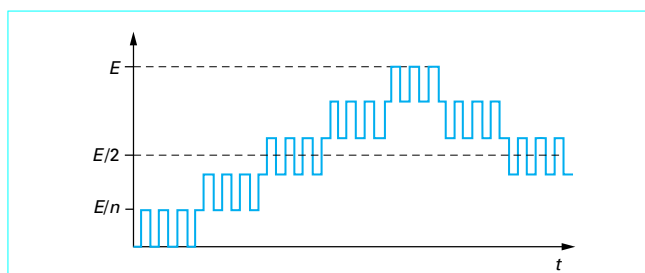


Figure 10 – Mixage MLI et niveaux

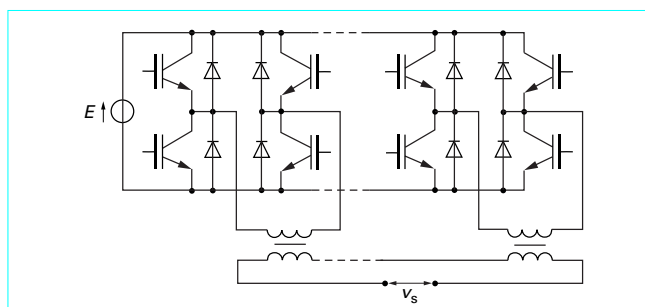


Figure 11 – Onduleur polygonal

de coupure des filtres qui conditionnent en grande partie la réponse transitoire du convertisseur complet.

Toutes les structures de commutation présentant la première caractéristique seront qualifiées de **multiniveaux**, mais toutes ces structures ne bénéficient pas nécessairement des autres propriétés. La génération de formes d'ondes multiniveaux peut être envisagée de trois manières principales.

#### 2.3.1.2 Association d'onduleurs

La sommation de plusieurs tensions deux niveaux permet de générer une onde multiniveaux. Le moyen le plus simple d'obtenir une telle sommation est de connecter en série plusieurs générateurs de tensions deux niveaux.

Avec plusieurs cellules alimentées par la même source de tension, les tensions à sommer sont référencées à des potentiels variables, et la sommation nécessite des transformateurs. Une telle topologie, appelée aussi **onduleur polygonal**, est représentée figure 11. Ces onduleurs constituent le moyen le plus ancien de créer des formes d'ondes multiniveaux.

Lorsque la source de tension doit être elle-même réalisée avec un isolement galvanique, on peut utiliser un transformateur multi-enroulement permettant de créer plusieurs sources de même amplitude référencées à des potentiels flottants. La mise en série directe des sorties de cellules connectées à ces sources est alors possible (figure 7 b).

Les transformateurs d'isolement sont cependant soumis à des contraintes particulières (tension et surtout gradients de tension élevés) qui peuvent demander une construction particulière.

#### 2.3.1.3 Cellule de commutation multiniveaux

Sous sa forme générale, la cellule de commutation permettant de régler les échanges d'énergie entre  $n-1$  sources de tension et une source de courant est composée de  $n$  interrupteurs ( $n \geq 2$ ), chacun



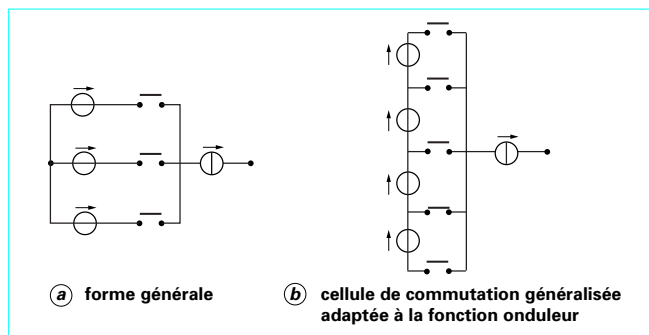


Figure 12 – Cellules de commutation généralisées

d'eux étant connecté, d'une part, à une source de tension et, d'autre part, à la source de courant (figure 12 a). L'existence d'un tel groupe de sources de tension est fréquente pour des sources alternatives (réseau triphasé 50 ou 60 Hz, par exemple), et l'on retrouve alors les cellules de commutation utilisées dans les commutateurs de courant ou dans les cycloconvertisseurs. Par contre, on ne dispose quasiment jamais d'un tel groupe de sources de tension continue, et le seul cas réellement envisageable consiste à recréer des niveaux de tension intermédiaires régulièrement espacés à partir d'une unique source de tension continue (figure 12 b).

Dans le cas de la figure 12 b, on a la possibilité de créer des formes d'ondes multinationaux, mais aucun des autres avantages associés à certaines structures de commutation multinationaux (commandes décalées, partage des contraintes, régimes transitoires) ne sont accessibles ; certains interrupteurs sont soumis à la tension totale ; pour certains points de fonctionnement, ce sont toujours les deux mêmes interrupteurs qui commutent.

Cependant, il existe une réalisation particulière de cette fonction généralement connue sous le nom « onduleur clamped à diodes » (figure 13 a) ou « onduleur clamped par le neutre », traduction littérale de *Neutral Point Clamped Inverter* (figure 13 b). Dans ces structures, les interrupteurs commandés sont dimensionnés pour le  $n$ -ième de la tension totale, ce qui a fait le succès de cette solution dans les applications de un à quelques kilovolts (traction ferroviaire, en particulier). Sous sa forme générale (figure 13 a), certaines diodes voient une fraction supérieure de la tension totale [jusqu'à  $(n-1)E/n$ ], et il y a quelques difficultés liées à la commande des interrupteurs et à la réalisation des sources de tension intermédiaires. C'est donc essentiellement sous la forme trois niveaux (figure 13 b) que cette structure est utilisée.

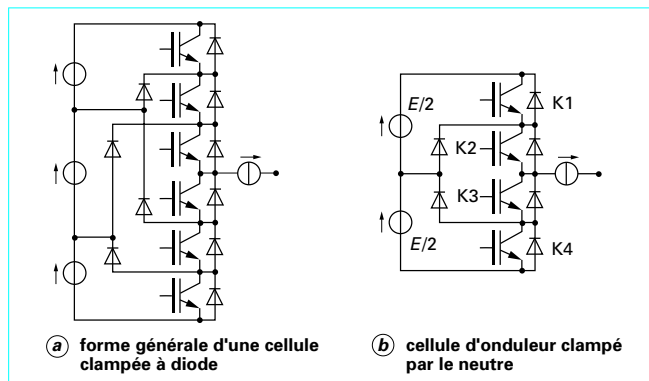


Figure 13 – Onduleurs clamped par diodes

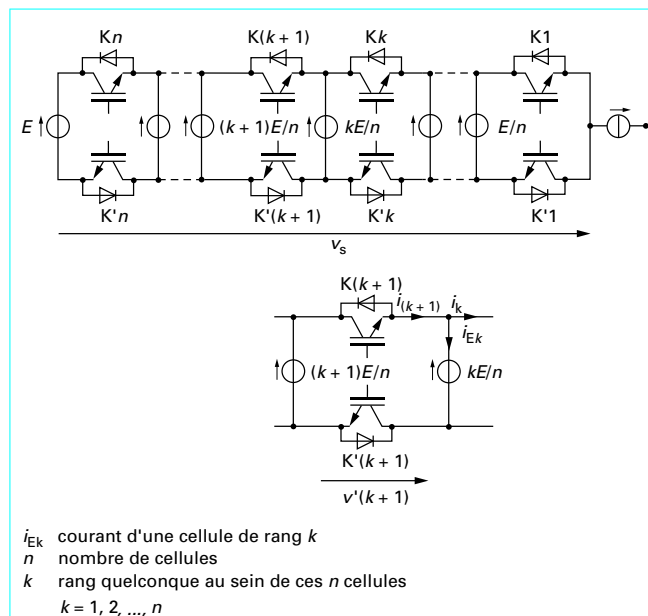


Figure 14 – Cellules de commutation imbriquées

#### 2.3.1.4 Cellule de commutation multicellulaire

Une autre solution est obtenue en imbriquant  $n$  cellules de commutation entre  $n-1$  sources de tension d'amplitudes  $E$ ,  $(n-1)E/n, \dots, 2E/n, E/n$  (figure 14). Chaque cellule élémentaire constituée des interrupteurs  $Kk$  et  $K'k$  n'est soumise qu'à la différence de tension des sources qui l'entourent, soit  $E/n$ . De plus, la tension découpée  $v_s$  s'exprime comme la somme de plusieurs tensions découpées ; on peut ainsi générer une forme d'onde multinationaux. Enfin, une modification de la tension de sortie peut être obtenue par commutation de n'importe quelle cellule, ce qui permet, pour une fréquence donnée de commutation des interrupteurs, d'augmenter artificiellement la fréquence d'ondulation de la tension découpée. Cette même propriété permet aussi d'obtenir une amélioration des performances dynamiques.

Le circuit de la figure 14 peut être à la fois considéré comme une association de  $n$  cellules de commutations à 2 interrupteurs ou comme une supercellule de commutation à  $2n$  interrupteurs pouvant être utilisée en lieu et place d'une cellule de commutation traditionnelle, d'où le nom de **cellule de commutation multicellulaire**.

Comme dans le cas des onduleurs polygonaux, on tire ainsi profit de tous les avantages potentiels des structures de commutation multinationaux, mais cette structure sera préférable dans les applications où aucun transformateur n'est requis.

**En résumé**, retenons que les associations d'onduleurs et les cellules de commutation multicellulaires constituent des structures facilement généralisables à un nombre quelconque de cellules et qu'elles permettent de tirer pleinement profit de tous les degrés de liberté résultant du nombre accru d'interrupteurs. C'est essentiellement la présence de transformateurs qui orientera le choix entre ces deux structures.

Quant aux onduleurs clamped par le neutre, ils constituent un excellent compromis coût / performance dans les applications nécessitant la mise en série de deux semi-conducteurs. En effet, deux simples diodes de tenue en tension  $E/2$  permettent d'obtenir une amélioration significative de la tension découpée.

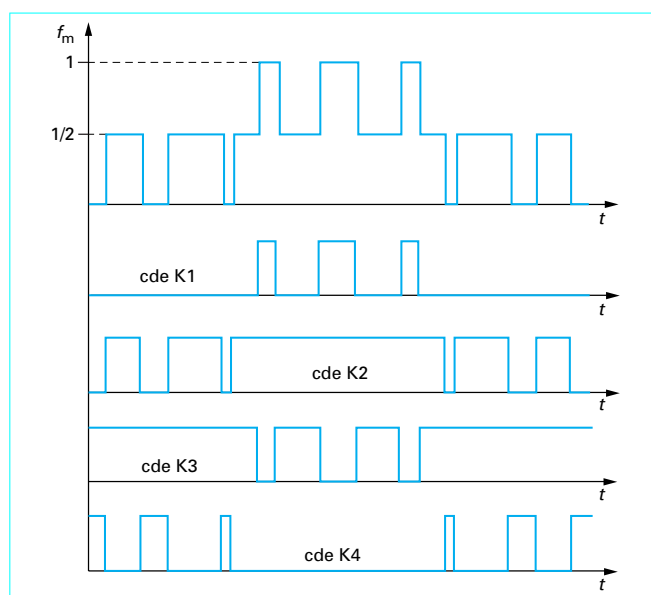


Figure 15 – Commande de la cellule trois niveaux

### 2.3.2 Commande

Dans le cas d'un onduleur clampé par le neutre, la génération d'une forme d'onde trois niveaux se fait en réalisant une commande (cde) complémentaire sur les couples d'interrupteurs K1, K3 et K2, K4 (figure 15), sachant que, pour éviter le court-circuit des sources, 3 combinaisons sont interdites :

- K1, K2, K3, K4 simultanément fermés ;
- K1, K2, K3 simultanément fermés ;
- K2, K3, K4, simultanément fermés.

La fonction de modulation  $f_m$  de la cellule, représentée sur la figure 15 est relative à la tension d'alimentation totale  $E$ .

Dans les structures où la tension découpée est la somme de  $n$  tensions « 2 niveaux » ( $0 ; E/n$ ), il est possible d'obtenir une forme d'onde optimisée en appliquant des motifs périodiques identiques, mais déphasés, sur les différentes cellules.

#### ■ Sommation directe des valeurs moyennes

Si les rapports cycliques  $R_k$  :

$$R_k = (\text{durée de } f_{mk} = 1) / \text{période de découpage}$$

des signaux de commande des différentes cellules sont égaux :

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$$

la tension moyenne sur une période de découpage est directement proportionnelle au rapport cyclique commun à toutes les cellules :

$$V_{\text{moy}} = R_1 E/n + \dots + R_n E/n = R E$$

D'un point de vue macroscopique, cet ensemble de cellules peut donc être commandé comme une cellule traditionnelle.

#### ■ Sommation vectorielle des harmoniques

Le décalage des formes d'ondes permet, par contre, de modifier le déphasage entre les différents harmoniques et d'annuler une ou plusieurs composantes harmoniques. Sous certaines conditions (en particulier, fréquence de découpage grande devant la fréquence de modulation), on peut obtenir une annulation des familles d'harmoniques de  $F_d$  à  $(n-1) F_d$ .

Pour illustrer qualitativement ce phénomène, nous pouvons représenter la tension de sortie  $v_s$  de la cellule multiniveaux de la figure 14. Elle s'exprime par :

$$v_s = \sum v'_{k+1} = \frac{E}{n} \sum f_{mk}$$

où  $f_{mk}$  est la fonction de modulation d'une cellule élémentaire de rang  $k$  parmi  $n$ . Cette fonction de modulation est définie par rapport à la tension de cette même cellule, soit  $E/n$ . Soulignons qu'elle est identique à celle d'une cellule 2 niveaux commandée en mode complémentaire. La somme des fonctions de modulation nous donnera, à  $E/n$  près, la forme de  $v_s$ . À partir de cette observation, la représentation est aisée.

■ Sur la figure 16, nous avons fait apparaître trois configurations de décalage des commandes, à **rapport cyclique constant**. Pour un décalage nul (toutes les commandes en phase), la tension  $v_s$  est identique à celle que délivrerait une cellule à deux niveaux. Si l'on augmente progressivement ce décalage, on rencontre différentes configurations, dont celle de la partie intermédiaire de la figure 16, qui font apparaître plus ou moins de niveaux sur  $v_s$ . Enfin, un cas particulier intéressant est obtenu pour un décalage de  $T_d/n$ . La tension de sortie présente alors une ondulation correspondant à une variation entre deux niveaux.

■ La figure 17 souligne les propriétés de ce dernier mode, dans une stratégie à **décalage constant** de  $T_d/n$  et **rapport cyclique variable** (mais identique pour toutes les cellules). Sur les deux configurations représentées, on remarque que la tension de sortie présente une ondulation crête-à-crête de  $E/n$  (évolution entre 2 niveaux) à une fréquence  $nF_d$ . Ce résultat est généralisable à n'importe quelle valeur du rapport cyclique.

Pour une inductance de charge donnée, l'ondulation de pire cas est ainsi réduite dans un facteur  $n^2$  par rapport à une commande en phase. Cette propriété peut être rapprochée de celle, plus connue, des onduleurs monophasés en pont en commande unipolaire (cf. figure 21). La seule différence est que la tension découpée est, ici, obtenue par sommation de fonctions de modulation, alors que, dans un pont, la tension de sortie s'exprime comme la différence de deux fonctions de modulation.

■ Pour le mode à décalage de  $T_d/n$ , l'évolution de l'**ondulation de courant** crête-à-crête  $\Delta i_s$  dans une charge  $L, R$  (inductance, résistance), en fonction du rapport cyclique et pour différentes valeurs de  $n$ , est représentée sur la figure 18.

### 2.3.3 Influence de la fréquence de modulation. Réalisation des sources indépendantes

■ Le dimensionnement d'un onduleur est guidé par la connaissance de deux **fréquences** bien distinctes et généralement très différentes.

La première concerne la **fréquence de découpage**, qu'on souhaiterait la plus élevée possible pour réduire les filtres et augmenter les performances dynamiques, mais qui devra rester compatible avec les caractéristiques des semi-conducteurs (temps de commutation, pertes...). En pratique, cette fréquence dépend énormément des applications et en particulier de la puissance. Les valeurs typiques peuvent aller de quelques centaines de hertz à 50 kHz pour des puissances allant de quelques mégawatts à 1 kW.

La **fréquence de modulation**, quant à elle, est imposée par le réseau d'alimentation ou par les caractéristiques de la charge, et dans une très large majorité des cas, elle reste comprise entre 0 et 100 Hz.

L'écart important entre ces deux fréquences montre que tous les efforts faits pour gagner du poids et du volume en augmentant la fréquence de découpage peuvent être réduits à néant par la présence de composants réactifs ou de transformateurs dimensionnés

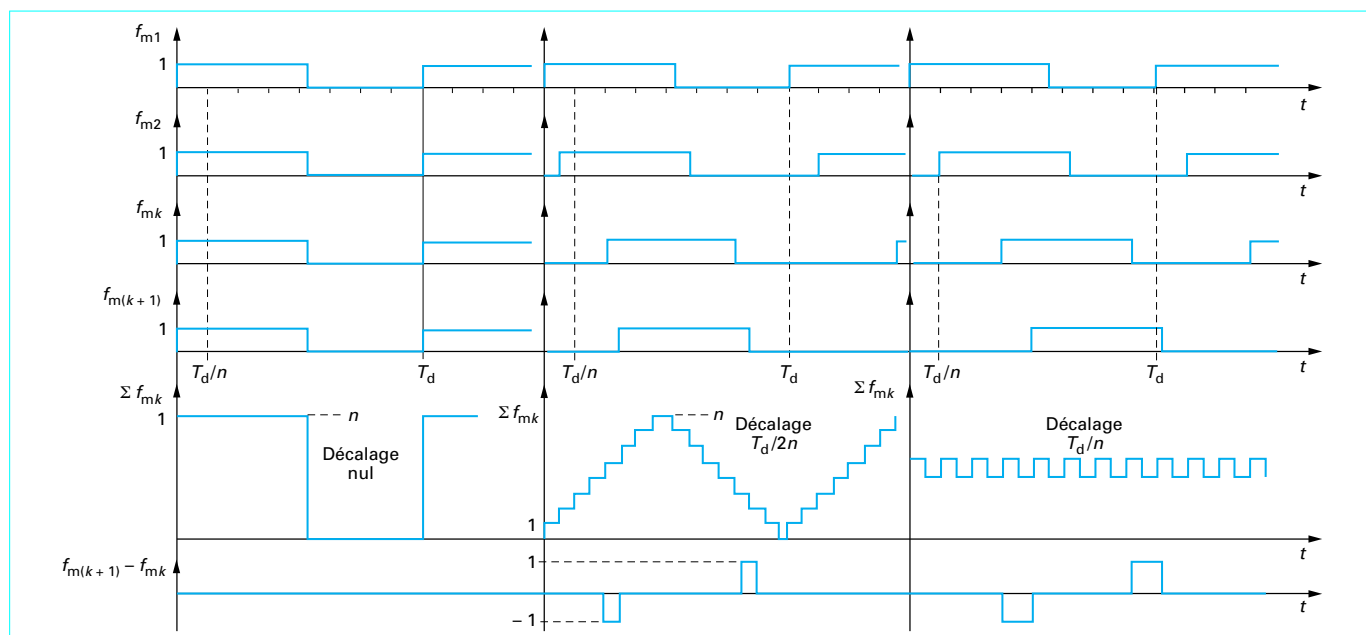


Figure 16 – Influence du déphasage sur la tension de sortie

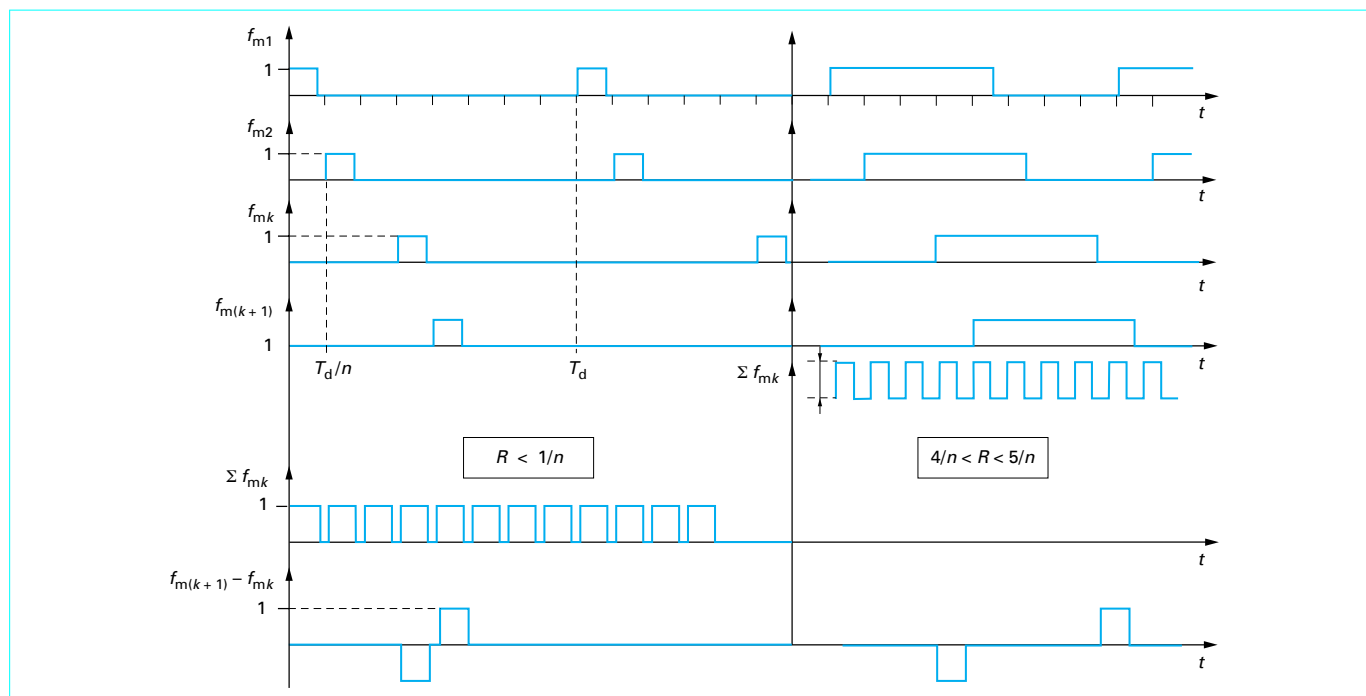


Figure 17 – Influence du rapport cyclique sur la tension de sortie

pour la fréquence de modulation. C'est pourquoi une attention particulière est prêtée à cette caractéristique.

Ainsi, dans le cas des onduleurs polygonaux, les transformateurs sont soumis à une composante de tension à la fréquence de modu-

lation, ce qui peut être pénalisant pour des applications à très basse fréquence de modulation (< 50 Hz) et rédhibitoire si cette fréquence doit tendre vers zéro dans certaines conditions de fonctionnement (variation de vitesse, par exemple). Cette structure est, par contre

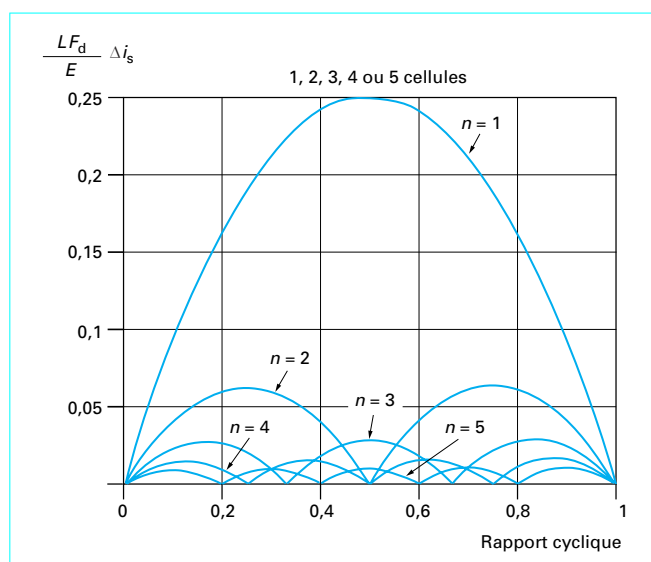


Figure 18 – Ondulation en fonction du rapport cyclique pour  $n = 1, 2, 3, 4, 5$

tout à fait adaptée lorsqu'un transformateur est nécessaire pour l'adaptation d'impédance ou pour l'isolation galvanique.

■ Hormis les onduleurs polygonaux, toutes les structures multiveaux présentées paragraphe 2.3.1 utilisent plusieurs sources de tension référencées à des potentiels différents ; généralement, une seule de ces sources est préexistante, et les autres doivent être réalisées de toutes pièces ; elles font en fait partie du système de conversion. Sans rentrer dans les détails de **réalisation de ces sources** isolées, nous distinguerons deux cas importants selon que la puissance prélevée sur ces sources « auxiliaires » est nulle ou non nulle. Si la puissance est nulle, la source peut se limiter à un simple condensateur ; sinon, il faut réaliser plusieurs véritables convertisseurs auxiliaires isolés, de puissance non négligeable devant la puissance totale. Ce deuxième cas est donc extrêmement pénalisant.

● Dans le cas d'**onduleurs connectés directement en série**, les différentes sources ne peuvent être réduites à des condensateurs que lorsque la puissance active traitée est elle-même nulle. Ce cas est en fait moins anecdotique qu'il n'y paraît ; même s'il ne peut transférer de puissance active, le schéma de la figure 7 b, utilisant des condensateurs en lieu et place des sources de tension, peut trouver de nombreuses applications telles que la compensation de puissance réactive, de courants de déséquilibre ou de courants harmoniques.

● En ce qui concerne les **cellules d'onduleurs clampées à diodes**, un simple pont diviseur capacitif peut être utilisé pour réaliser des sources en série, mais ce pont diviseur n'échappe pas aux principes énoncés paragraphe 2.3.2. Les tensions intermédiaires ne sont stables que si les courants moyens prélevés sur les niveaux intermédiaires sont nuls. En pratique, cette condition est assez facilement respectée pour une cellule trois niveaux, mais dès qu'il y a plus de trois niveaux, il faut adapter le motif de commande à cette contrainte particulière ou revenir à de véritables alimentations isolées. Dans un cas comme dans l'autre, ces contraintes supplémentaires sont quasiment rédhibitoires et limitent l'utilisation de cette structure aux applications trois-niveaux.

● Dans le cas des **cellules imbriquées**, on peut montrer que les modes de commande proposés précédemment induisent un fonc-

tionnement à puissance active nulle des sources de tension intermédiaires. En effet, le courant dans une source de rang  $k$  est :

$$i_{Ek} = i_{k+1} - i_k = (f_{m(k+1)} - f_{mk}) I_s$$

où  $I_s$  est le courant de sortie de la cellule, supposé constant à l'échelle du découpage.

Sur les figures 16 et 17 est également représentée la différence de deux fonctions de modulations adjacentes, dont on constate, dans chaque configuration, la forme purement alternative. Le courant moyen dans les sources est donc nul. Les  $n-1$  sources de tension intermédiaires peuvent alors être remplacées par de simples condensateurs dimensionnés pour la fréquence de découpage.

La meilleure illustration de cette propriété est que cette structure est utilisable même pour une fréquence de modulation nulle (fonctionnement en hacheur autorisé), ce qui n'est pas le cas des autres. Parallèlement, on notera qu'un intérêt de la commande en phase (figure 16) est d'imposer des courants instantanés nuls dans les condensateurs, en régime permanent, ce qui est très intéressant en terme de dimensionnement.

Enfin, soulignons qu'il n'est pas nécessaire de réguler ces tensions intermédiaires ; il existe en effet une propriété d'équilibrage naturel de ces tensions en boucle ouverte.

## 2.4 Structures principales

### 2.4.1 Concept du montage différentiel

Toutes les structures d'onduleurs résultent de l'association de cellules, qu'elles soient élémentaires (deux niveaux) ou plus complexes (multiveaux). Dans tous les cas, la tension de sortie de ces cellules ne peut évoluer qu'entre 0 et une valeur maximale  $E_M$  qui dépend de la structure choisie. Avec une cellule seule, il est possible de générer une onde de tension comportant une composante alternative, mais obligatoirement superposée à une composante continue (généralement  $E_M/2$  pour obtenir la dynamique de variation maximale de la composante alternative). Pour éliminer cette dernière composante vis-à-vis des charges, il est indispensable d'utiliser des montages différentiels.

Tout élément susceptible de générer une tension  $v_{s2}$  (figure 19), continue ou non, capable de s'opposer à  $v_{s1}$  permet de remplir les conditions du mode différentiel. Dans les faits,  $v_{s2}$  est éventuellement une tension continue de valeur  $E/2$  (source de tension double pour alimenter les dispositifs ou diviseur capacitif) et, le plus souvent, la tension découpée d'une autre cellule, dont le point de repos vis-à-vis de la modulation est également  $E/2$ .

Dans ce qui suit, nous nous restreindrons aux structures d'onduleurs élaborées à partir de cellules à deux niveaux, sachant que les principes ainsi que les principales propriétés peuvent être aisément étendus aux cellules multiveaux.

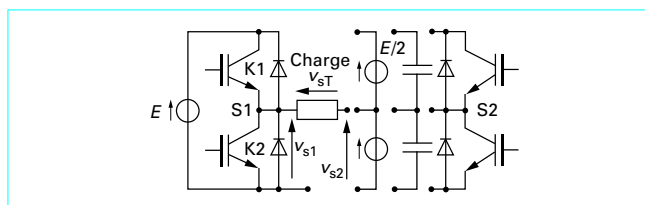


Figure 19 – Montage différentiel

### 2.4.2 Onduleur monophasé en pont

Il est constitué de deux cellules de commutation et la charge est connectée entre les sorties S1 et S2 de chacune des deux cellules (figure 19). La tension de sortie  $v_{sT}$  est donc la différence entre les tensions élémentaires  $v_{s1}$  et  $v_{s2}$  de chaque cellule. Si l'on appelle  $f_{m1}$  et  $f_{m2}$  les fonctions de modulations respectives des deux cellules,  $v_{sT}$  s'exprime par :

$$v_{sT} = v_{s1} - v_{s2} = (f_{m1} - f_{m2})E$$

Le nombre de possibilités d'utilisation est élevé puisque chaque cellule est indépendante de l'autre et peut, en particulier, recevoir des signaux de commande différents de ceux de la cellule voisine.

Chaque cellule peut fonctionner en modulation ou sans modulation, en commandes adjacentes ou disjointes, avec des mécanismes de commutation différents dans la mesure où le déphasage relatif du courant commun par rapport aux tensions issues des deux cellules peut être différent dès lors que les commandes de ces deux cellules peuvent être déphasées entre elles.

Éliminons, pour simplifier, le cas des commandes disjointes (excepté le temps mort nécessaire à la sécurité). Les commandes des deux cellules peuvent donc être modulées ou non, déphasées ou non.

#### 2.4.2.1 Mode bipolaire

Lorsqu'on commande le pont de manière diagonale, c'est-à-dire lorsqu'on applique la même commande sur les interrupteurs diagonalement opposés, ce qui correspond à :

$$f_{m1} = 1 - f_{m2}$$

la tension  $v_{sT}$  ne peut prendre que les deux valeurs  $+E$  et  $-E$ , de manière modulée ou non. On parle alors de **mode bipolaire** (tableau 1).

La tension  $v_{sT}$  subit des discontinuités d'amplitude  $2E$  à la fréquence de découpage de chaque cellule de commutation. Ce mode **non modulé** ne permet aucun réglage de l'amplitude du fondamental, mais seulement de sa fréquence.

Seule une **modulation de largeur d'impulsions** permet de régler le terme fondamental de  $v_{sT}$  et de réduire l'importance de ses harmoniques.

#### 2.4.2.2 Mode unipolaire

Dans toutes les configurations pour lesquelles les fonctions de modulation des deux cellules ne sont pas opposées, soit :

$$f_{m1} \neq 1 - f_{m2}$$

la tension  $v_{sT}$  prend une troisième valeur et vaut alors :

$$+E (f_{m1} > f_{m2}), 0 (f_{m1} = f_{m2}) \text{ ou } -E (f_{m1} < f_{m2})$$

On parle alors de mode unipolaire (tableau 1).

Dans ce mode, les discontinuités de tension vues par la charge sont limitées à  $E$  et apparaissent à chaque commutation de l'une des deux cellules.

■ Dans le cas d'**ondes non modulées**, le mode unipolaire permet de régler le terme fondamental de la tension  $v_s$  en agissant sur le déphasage relatif des deux commandes rectangulaires des deux cellules :

- pour un déphasage de  $180^\circ$ , la tension de sortie est maximale (on est revenu au mode bipolaire) ;
- pour un déphasage nul, la tension de sortie est nulle ;
- pour un déphasage variant de  $180^\circ$  à  $0^\circ$ , le terme fondamental de  $v_s$  varie donc continuellement de sa valeur maximale à 0.

■ Dans une hypothèse de **modulation de largeur d'impulsion**, la commande unipolaire peut prendre des formes variées. On peut

imaginer ne commander qu'une seule cellule (tableau 1 a), limitant ainsi le nombre de commutations, ou commander les deux cellules, de façon plus ou moins intéressante, le cas le plus favorable étant celui du tableau 1 c, pour lequel la modulation des impulsions de chaque cellule par rapport à un axe de symétrie commun conduit à une fréquence apparente double de leur fréquence de commutation.

■ Un exemple d'illustration basé sur l'**utilisation d'une MLI « intersective »** (comparaison d'un signal en dent de scie rampe avec des modulantes sinusoïdales) est donné sur la figure 20.

Pour une représentation plus commode, nous avons comparé la dent de scie avec des modulantes sinusoïdales échantillonnées M1 et M2, relatives respectivement à la cellule 1 et à la cellule 2 et permettant d'obtenir les fonctions de modulation respectives  $f_{m1}$  et  $f_{m2}$  de ces deux cellules. Dans l'exemple choisi, ces deux modulantes sont en opposition de phase, ce qui conduit à une fonction de modulation globale :

$$= f_{m1} - f_{m2}$$

image de la tension de sortie différentielle, dont les propriétés sont intéressantes puisqu'elle est unipolaire et voit les premières raies harmoniques dues au découpage apparaître autour de  $2f_d$  (cf. fascicule [D 3 177] « Mise en œuvre »).

En terme de qualité de l'onde générée et de filtrage, il est évident qu'un tel mode est particulièrement intéressant.

Il est très important de rappeler que, si cette configuration particulière des deux modulantes sur une MLI unique est attractive, il n'en demeure pas moins vrai que, dans le principe de la structure monophasée en pont, les modulations de chaque cellule peuvent être indépendantes, ce qui laisse au concepteur une grande latitude de manœuvre (déphasage quelconque des modulantes, découpage sur une seule cellule, etc.).

### 2.4.3 Onduleur triphasé en pont

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation (figure 21). On retrouve évidemment une structure différentielle dans laquelle les tensions triphasées sont obtenues de façon composée sur les trois bornes de sortie. Il est facile de généraliser ce principe à un onduleur «  $p$ -phasé » en pont qui comporterait donc  $p$  cellules. Dans cette configuration différentielle, la cellule de commutation peut donc être considérée comme une phase de l'onduleur, la composante alternative de sa tension de sortie constituant une tension simple du système polyphasé. On peut cependant indiquer la possibilité d'élaborer les phases d'un générateur  $p$ -phasé à l'aide de  $p$  onduleurs monophasés en pont, solution lourde mais qui peut avoir son intérêt en terme de contrôle des tensions (voir ci-dessous) et de dimensionnement. Cela est utilisé dans des applications telles que les alimentations de secours de forte puissance.

L'onduleur triphasé doit évidemment, en régime normal, délivrer un système de tensions dont les composantes fondamentales forment un système équilibré.

Pour ce qui est de la **modulation**, on peut fortement s'inspirer des modes de commande décrits paragraphe 2.4.2. Ainsi, le principe d'une modulation bipolaire sur les tensions composées peut parfaitement être reproduit dans le cas de l'onduleur triphasé. La figure 22 montre comment, en utilisant la même technique que celle illustrée par la figure 20, on peut obtenir des tensions composées unipolaires avec deux impulsions par période de découpage.

Tableau 1 – Modes de commande d'un onduleur monophasé en pont

Mode	Commande non modulée	Commande modulée
Mode bipolaire		
Mode unipolaire		<div> <p>(a) découpage sur une cellule ; fréquence <math>F_d</math></p> </div> <div> <p>(b) découpage sur deux cellules ; fréquence <math>F_d</math></p> </div> <div> <p>(c) découpage sur deux cellules ; fréquence <math>2F_d</math></p> </div>



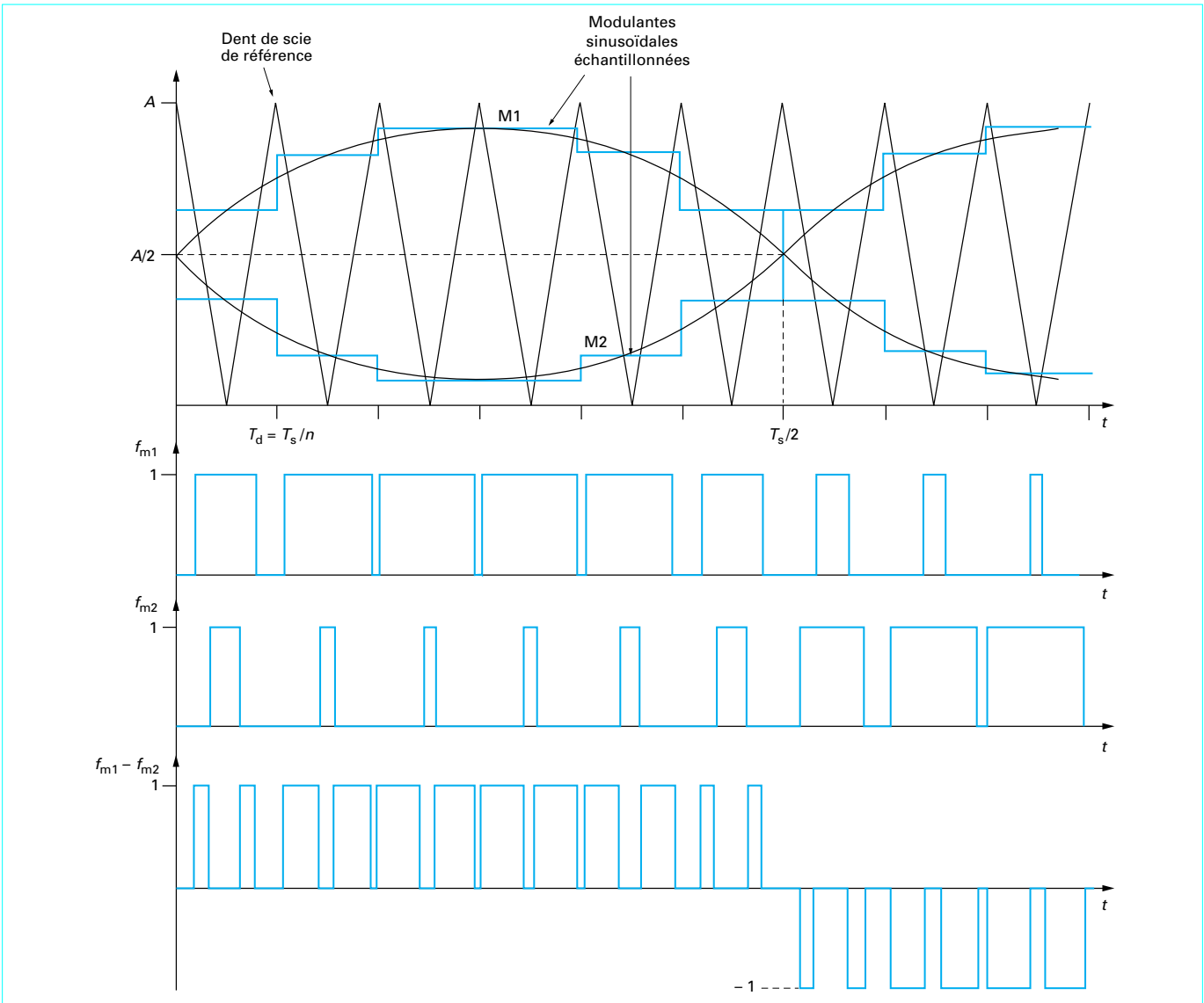


Figure 20 – Exemple de MLI sinusoïdale monophasée

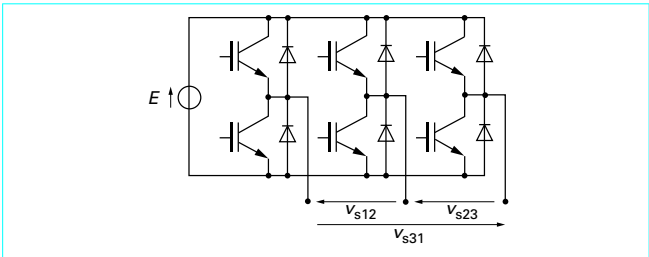


Figure 21 – Onduleur triphasé en pont

Contrairement à l'exemple monophasé, les premières raies de découpage apparaissent ici à  $F_d$ , du fait de la non-symétrie du motif unipolaire générée par les modulantes déphasées de  $2\pi/3$ .

Précisons que nous avons choisi ces exemples de MLI intersectives pour des raisons de commodité de représentation. Il est évident que les motifs proposés peuvent parfaitement être générés par les systèmes de commande numérique qui sont maintenant très largement utilisés dans de nombreuses applications industrielles.

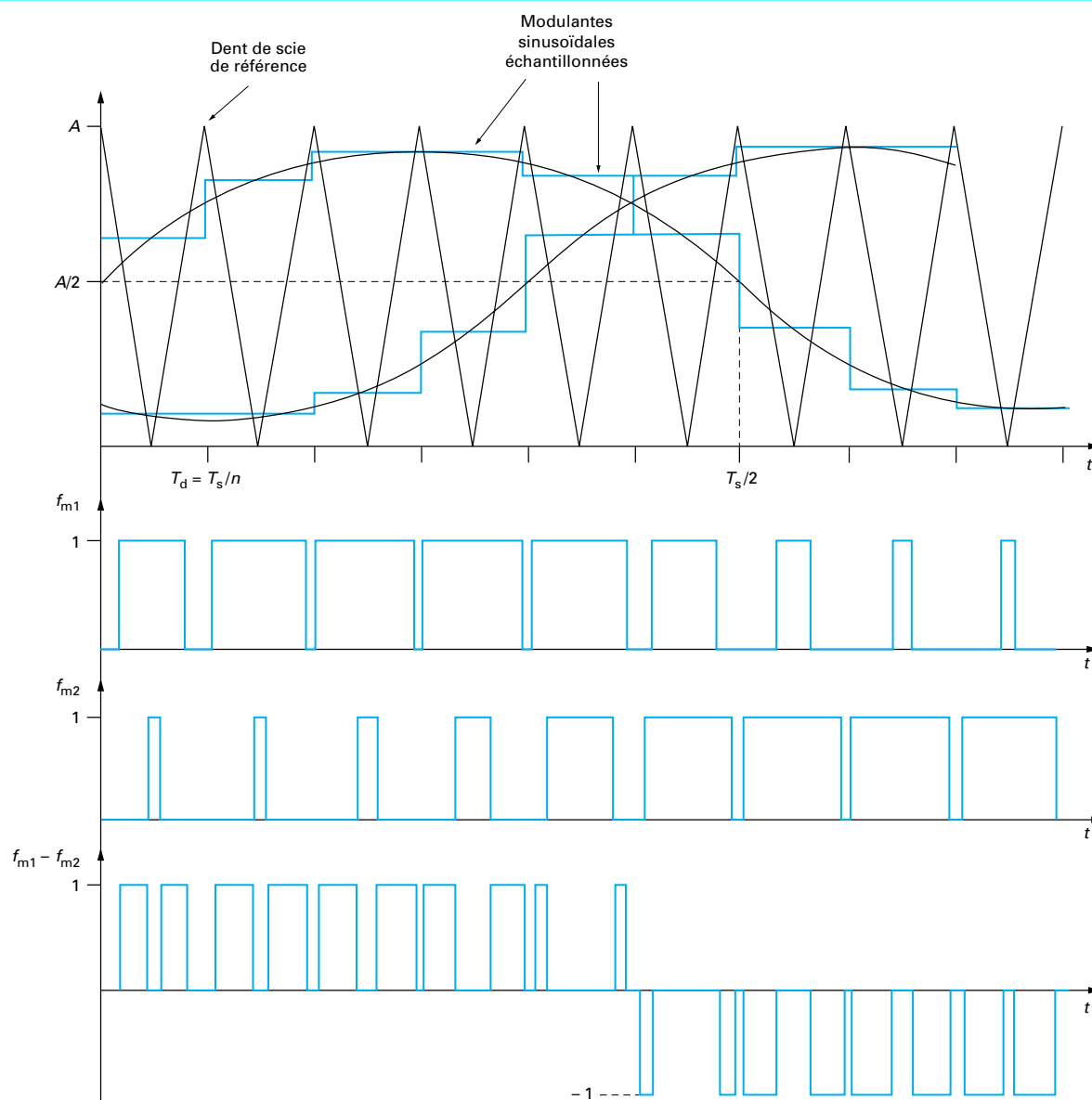


Figure 22 – Exemple de MLI sinusoïdale triphasée

### 3. Généralisation de la fonction onduleur

#### 3.1 Mécanismes de transfert de puissance

Les onduleurs de tension sont, par essence, réversibles en puissance. Il est intéressant de développer quelque peu les différents modes de fonctionnement résultant de cette propriété.

Nous appuierons nos raisonnements sur l'exemple simple et commode de l'onduleur en pont monophasé largement décrit au paragraphe 2.4.2 et utilisé avec une commande modulée.

Sur la figure 23 sont représentées les différentes configurations qui peuvent apparaître. Nous avons choisi ici une **fonction de modulation unipolaire** très simple et parfaitement symétrique, mais les observations correspondantes peuvent être généralisées à n'importe quel type de modulation.

Le courant de sortie de l'onduleur  $i_s$  est supposé parfaitement sinusoïdal et déphasé de  $\varphi$  par rapport au fondamental de  $f_m$ , noté  $(f_m)_F$ , donc par rapport au fondamental de la tension de sortie :

$$v_s = f_m E$$

Trois **modes de fonctionnement** peuvent alors apparaître.

■  $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$  (figure 23 a)

La puissance active délivrée par l'onduleur est positive et transite depuis la source continue vers la source alternative. L'observation de :

$$i_E = f_m(t) i_s$$

courant absorbé par l'onduleur sur la source  $E$ , fait effectivement apparaître une valeur moyenne positive. On se trouve dans un mode de fonctionnement tout à fait classique.

■  $\varphi = \pm\pi/2$  (figure 23 b)

La puissance active fournie par l'onduleur est nulle. Par contre, il y a présence de puissance réactive fondamentale positive ou négative selon le signe de  $\varphi$ . L'onduleur, vis-à-vis de la source alternative, peut fonctionner comme un compensateur d'énergie réactive. La valeur moyenne du courant absorbé sur la source  $E$  est nulle. Celle-ci pourrait se résumer à un condensateur.

■  $\pi/2 < \varphi < 3\pi/2$  (figure 23 c)

La puissance active délivrée par l'onduleur est négative et transite depuis la source alternative vers la source continue. La valeur moyenne de  $i_E$  est effectivement négative. L'onduleur fonctionne alors comme un redresseur.

Il faut noter que, dans les deux premiers cas, seule une réversibilité instantanée de la source  $E$  est nécessaire (condensateur de filtrage). Dans le troisième cas, la source doit être totalement réversible.

L'exploitation véritable de ces modes de fonctionnement suppose le contrôle du courant  $i_s$  tant en amplitude qu'en phase. Dans cette optique, l'utilisation de commandes modulées est indispensable. Il apparaît alors que, en imposant  $\varphi = \pm\pi/2$ , on fait d'un convertisseur constitué d'interrupteurs et d'un condensateur, une inductance ou un condensateur équivalent, électroniquement réglable par le contrôle de l'amplitude du courant !

## 3.2 Applications futures sur les réseaux

### 3.2.1 Généralités

Les éléments que nous venons de présenter soulignent le caractère très général de la fonction « onduleur de tension ». Elle permet d'interconnecter une source continue et une source alternative et de gérer les échanges d'énergie active et d'énergie réactive entre ces deux sources, en sortant du cadre restrictif des applications classiques dans lesquelles la source continue est fixe et souvent unidirectionnelle en puissance.

La source alternative peut tout à fait être un réseau d'alimentation alternatif monophasé ou triphasé. Les nouvelles applications dont nous allons parler maintenant se situent dans ce cadre et ont un objectif commun, qui est l'amélioration de la gestion et de la qualité de l'énergie sur les réseaux d'alimentation.

Dans tous les cas, l'onduleur est connecté à une source alternative  $v_{ac}$  qui doit se comporter comme une source de courant instantanée, donc présenter un caractère inductif ( $L_o$ ). L'onduleur, source de tension  $v_o$ , est alors contrôlé en courant ( $i_o$ ) par l'intermédiaire d'une boucle d'asservissement (figure 24).

Si la boucle est suffisamment performante, ce qui suppose une fréquence de découpage très supérieure à la fréquence de la source alternative, et si la tension  $E$  de la source continue est suffisante, on peut considérer que l'onduleur ainsi commandé est capable d'imposer un courant dans la source alternative, image d'une consigne de

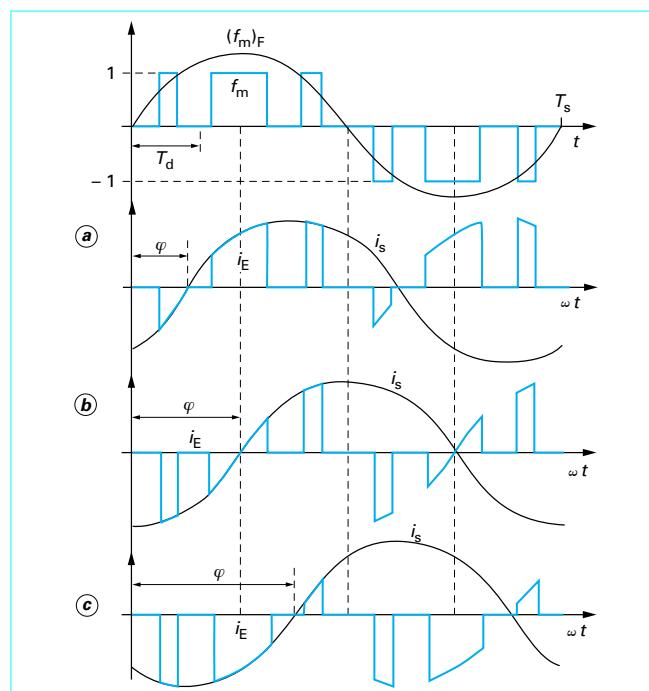


Figure 23 – Configurations de transfert de puissance dans un onduleur modulé

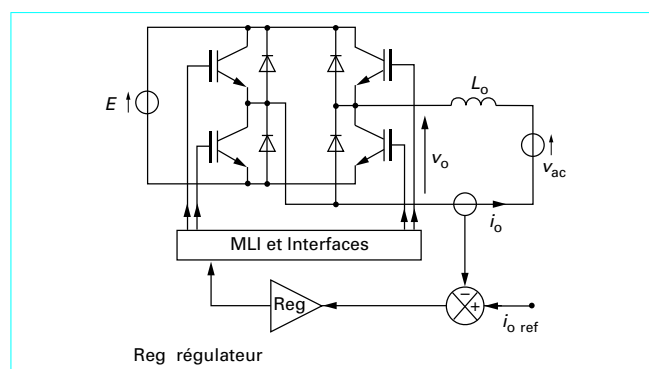


Figure 24 – Onduleur contrôlé en courant

forme quelconque injectée dans la boucle d'asservissement. Cette consigne peut être une sinusoïde synchrone de la source alternative, auquel cas on pourra imposer le transit de puissance active ou réactive entre la source et l'onduleur, ou un signal comportant un ensemble de composantes harmoniques (filtrage actif).

### 3.2.2 Filtres actifs et compensateurs

Ces structures fonctionnent dans un mode à puissance active nulle. Connectées sur un réseau alimentant des charges polluantes, elles ont pour vocation, dans une configuration parallèle (figure 25), de dériver, de façon active, tout ou partie des harmoniques de courant et/ou de la puissance réactive fondamentale absorbées par ces charges.

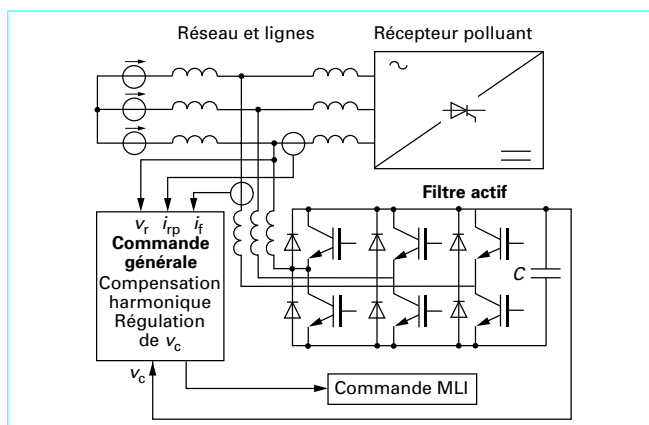


Figure 25 – Structure d'un filtre actif parallèle

La figure 25 montre un exemple typique de filtre actif parallèle réalisé à partir d'un onduleur de tension. Selon le mode de commande retenu, on pourra traiter uniquement les composantes harmoniques et/ou la puissance réactive. Dans cette application, l'onduleur doit d'abord absorber des courants compensant les courants harmoniques créés par le récepteur polluant. Pour cela, il est muni d'un contrôle de courant triphasé dont les consignes peuvent être élaborées par différence entre le courant instantané issu de ce récepteur et sa composante fondamentale. L'exemple très classique d'un récepteur polluant constitué par un redresseur à thyristor (en pont triphasé) est donné sur la figure 26.

Dans la configuration de commande présentée ici (d'autres stratégies peuvent être utilisées), les mesures des courants du récepteur ( $i_{rp}$ ), du filtre ( $i_f$ ) et de la tension au nœud filtre/récepteur ( $v_r$ ) sont nécessaires (figure 25), et l'électronique de génération de la consigne harmonique ( $i_{h\text{ ref}}$ ) doit extraire le fondamental du premier. À partir de là, des boucles de courant classiques permettent d'imposer les courants désirés dans le filtre.

La particularité de ce montage est de posséder une source continue flottante constituée par un condensateur. La tension  $v_c$  de cette source doit obligatoirement être régulée et l'on est amené à munir le filtre d'une boucle de tension. L'erreur issue du régulateur de cette boucle (figure 26) est multipliée par une image de la tension du réseau de façon à créer une consigne active de courant que l'on rajoute à la consigne harmonique de la boucle de courant précédente. D'éventuelles variations de  $v_c$  provoquent l'apparition de courants actifs dans le filtre permettant d'injecter ou de prélever de l'énergie dans le condensateur C, pour en contrôler l'état de charge. À l'équilibre, seule la consigne harmonique est présente.

L'utilisation des onduleurs dans ces applications de filtrage actif suppose l'emploi de fréquences de découpage très supérieures aux fréquences harmoniques que l'on veut éliminer. Par ailleurs, on constate, dans l'exemple précédent, que les courants crêtes commutés par le filtre sont très proches de ceux du récepteur polluant, ce qui en rend la mise en œuvre difficile.

Dans le principe, il est tout à fait possible de compenser également l'énergie réactive fondamentale en introduisant sur la boucle de courant décrite plus haut une consigne fondamentale opposée à la composante réactive fondamentale ( $i_{rp})_F$  de  $i_{rp}$ . Dans ce cas, le dimensionnement de l'onduleur commence à se rapprocher singulièrement de celui du récepteur, ce qui ne paraît guère viable.

### 3.2.3 Redresseurs MLI

Dans l'exemple du paragraphe 3.2.2, l'objectif était de corriger les effets néfastes d'un dispositif existant. Une seconde application des

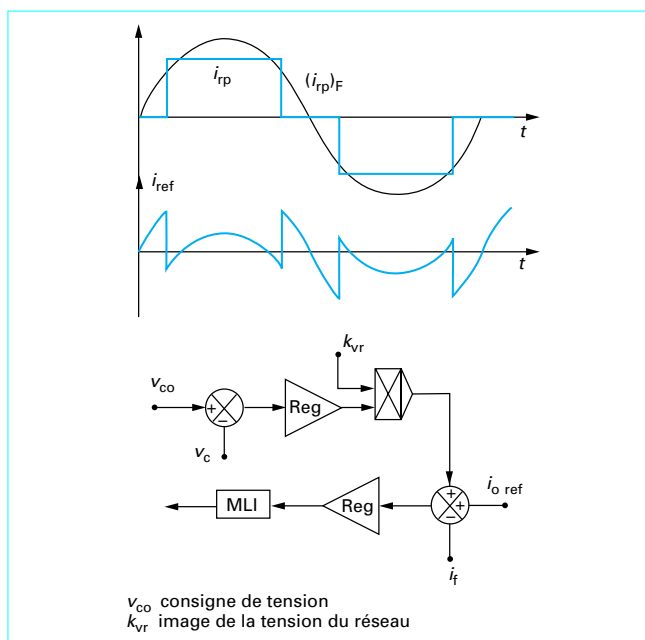


Figure 26 – Exemple de compensation d'harmoniques

onduleurs de tension correspond au traitement du problème à la source, en concevant d'emblée un système de conversion non polluant.

Les redresseurs MLI sont simplement des onduleurs utilisés « à l'envers » qui permettent de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif (comme un redresseur à diodes muni d'un filtre), mais en absorbant, sur le dit réseau, des courants sinusoïdaux, à facteur de puissance unitaire. Par ailleurs, ce convertisseur AC-DC (alternatif-continu) est entièrement réversible. Un exemple d'utilisation, qui va tendre à se généraliser, est donné sur la figure 27.

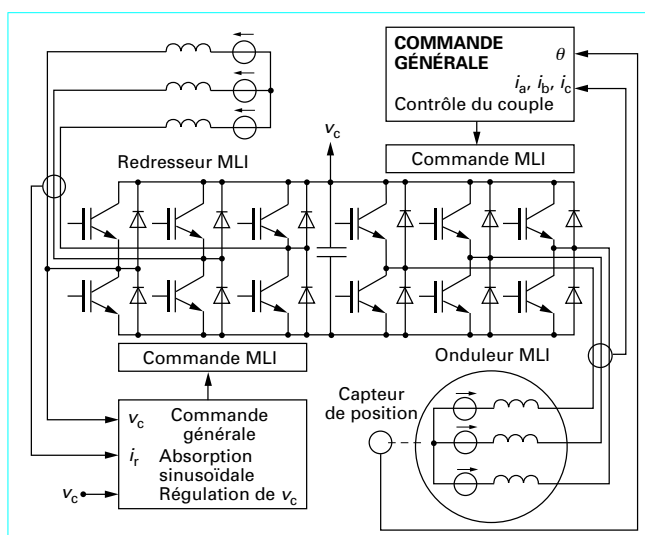


Figure 27 – Exemple d'application d'un redresseur MLI

Il s'agit d'une chaîne d'entraînement à courant alternatif utilisant une machine triphasée alimentée par un onduleur que nous qualifierons de classique. La source d'énergie initiale étant un réseau alternatif, la tension continue destinée à l'ensemble précédent est générée par un redresseur MLI. Dans ce mode, l'onduleur correspondant fonctionne à puissance active négative. Les boucles de contrôle nécessaires à son bon fonctionnement ressemblent à celle du filtre, à cela près que la consigne de courant est une consigne uniquement fondamentale en phase avec la tension du réseau. Ce contrôle peut être réalisé à travers une transformation triphasé-diphasé similaire à celle utilisée dans les commandes vectorielles. De même que pour le filtre, la tension continue doit être contrôlée par une boucle de tension externe. Cette tension étant fixée, le dimensionnement de l'onduleur qui suit peut être facilement optimisé. Ainsi piloté, ce redresseur MLI est directement apparenté aux hacheurs parallèles à absorption sinusoïdale maintenant bien connus. Tout comme eux, il est obligatoirement élévateur.

L'ensemble redresseur/onduleur constitue alors le convertisseur AC-AC (alternatif-alternatif) quasi-parfait tant au niveau des qualités d'ondes que de la souplesse de réglage, au prix d'une évidente complexité structurelle.

### 3.2.4 Gestion de l'énergie sur les réseaux : les UPFC

Le troisième exemple est l'extension du concept de convertisseur AC-AC apparu dans l'exemple du paragraphe 3.2.3. L'association de deux onduleurs « dos-à-dos » constitue un organe d'échange universel entre deux réseaux alternatifs. Le développement du concept de « FACTS » (*Flexible AC Transmission System*) offre de nouveaux champs d'application à ce dispositif de conversion.

En résumé, on appelle « **FACTS** » tout ensemble de systèmes électroniques permettant de gérer les échanges d'énergie sur une partie d'un réseau maillé. Cette gestion peut inclure « l'aiguillage » des puissances active  $P$  et réactive  $Q$ , la compensation de la puissance réactive, des chutes de tensions, des composantes harmoniques de courant et de tension  $H$ .

Au sein de ces systèmes, l'UPFC (*Unified Power Flow Controller*) peut être amené à occuper une place de choix. Un exemple de cette structure est donné sur la figure 28. On retrouve deux onduleurs dos-à-dos assemblés dans un ensemble de compensation, au sens large du terme. Dans notre exemple, cet UPFC est placé à l'interconnexion de deux sources alternatives, au sein d'un réseau maillé. L'une des entrées permet la dérivation d'un courant entre les deux sources, l'autre entrée, à travers un filtre tension et un transformateur, introduit une tension de compensation série entre les deux sources et leurs lignes.

Le schéma équivalent monophasé très simplifié de la figure 29 illustre la philosophie du dispositif.

Il est difficile ici de rentrer plus avant dans la description de la commande de ce compensateur « universel ». Il peut, de par son principe, assurer les différentes fonctions de gestion que nous avons évoquées précédemment, par l'injection de tensions et de courants de compensation,  $v_{comp}$  et  $i_{comp}$ , qui sont totalement contrôlables.

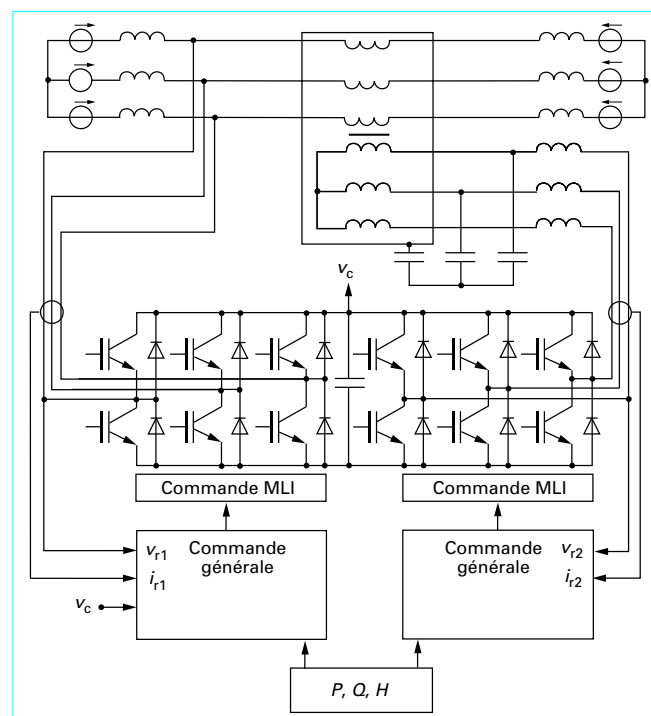


Figure 28 – Structure d'un UPFC (Unified Power Flow Controller)

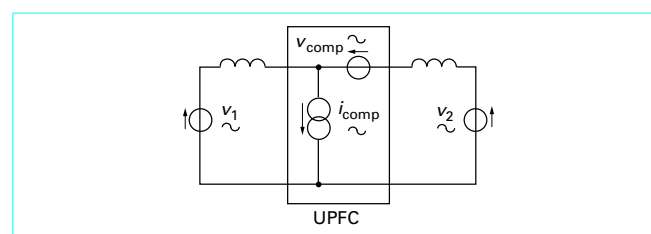


Figure 29 – Schéma équivalent simplifié de l'UPFC

## Références bibliographiques

- [1] REVUE GÉNÉRALE DE L'ÉLECTRICITÉ, n° 2, février 1989, numéro consacré au thème « Entre réseau et électronique sensible : L'alimentation statique sans interruption ».
- [2] REVUE GÉNÉRALE DE L'ÉLECTRICITÉ, n° 5, mai 1992, numéro consacré au thème « Électronique de puissance : convertisseurs et commandes ».
- [3] LE DU (A.). – Pour un réseau électrique plus performant : le projet FACTS, Revue Générale de l'Électricité, n° 6, juin 1992, pp. 105 à 121.

- [4] CARRERE (P.). – Étude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT. Équilibrage des tensions, Thèse de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 10 octobre 1996.
- [5] MEYNARD (T.A.) et FOCH (H.). – Imbricated cells multilevel voltage-source inverters for high voltage applications, European Power Electronics Journal, Vol. 3, n° 2, pp. 99-106, juin 1993.

### Dans les Techniques de l'Ingénieur

- [6] FOCH (H.), ARCHES (R.), BORDRY (F.), CHERON (Y.), ESCAUT (B.), MARTY (P.) et METZ (M.). – Éléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques, D 3 152, 1989.
- [7] FOCH (H.), ARCHES (R.), BORDRY (F.), CHERON (Y.), ESCAUT (B.), MARTY (P.) et METZ (M.). – Commutation dans les convertisseurs statiques, D 3 153, 1989.