

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEURE ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER - BISKRA

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE



Support de cours

Première année Master Électrotechnique

Électronique de Puissance Avancée

Préparé par: Dr. Messaoud MOHAMMEDI

Année Universitaire 2020/2021

Table des Matières

<i>Table des Matières</i>	1
Liste des figures	2
Liste des Tableaux	3
1 Rappels sur les onduleurs de tension	4
1.1 Introduction	4
1.2 Théorème de Fourier	4
1.3 Onduleur monophasé en demi-pont	5
1.4 Paramètres de performance	6
1.5 Onduleur monophasé en pont	7
1.6 Onduleur triphasé	8
1.7 Différentes Stratégies de Modulation	11
1.7.1 Commande à 180° (pleine onde)	11
1.7.2 Commande à 120°	16
2 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)	21
2.1 Introduction	21
2.2 Modulation de largeur d'impulsion unitaire	21
2.3 Modulation de largeur d'impulsion multiple	23
2.4 Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale	24

Liste des figures

1.1	Onduleur monophasé en demi-pont.	6
1.2	Onduleur monophasé en pont.	8
1.3	Structure d'un onduleur triphasé en pont.	9
1.4	Interrupteur de puissance avec IGBT et diode.	10
1.5	Exemple de période de commutation avec temps mort.	10
1.6	Signaux de commande en pleine onde (180°).	12
1.7	a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile	12
1.8	a) Montage du Mode II. b) Schéma équivalent du couplage étoile	13
1.9	a) Montage du Mode III. b) Schéma équivalent du couplage étoile	13
1.10	Forme d'onde des tensions simples.	15
1.11	Forme d'onde des tensions composées.	15
1.12	Signaux de commande à (120°).	17
1.13	a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile	18
1.14	a) Montage du Mode II. b) Schéma équivalent du couplage étoile	18
1.15	a) Montage du Mode III. b) Schéma équivalent du couplage étoile	19
1.16	Forme d'onde des tensions simples.	20
1.17	Forme d'onde des tensions composées.	20
2.1	Modulation de largeur d'impulsion unitaire	22
2.2	Modulation de largeur d'impulsion multiple	23
2.3	Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.	25

Liste des Tableaux

Rappels sur les onduleurs de tension

1.1 Introduction

Les onduleurs peuvent être classifiés généralement en deux types: Onduleur monophasé et onduleur triphasé.

Chacun de ces types peut être divisé en quatre catégories qui dépendent de principe de commutation.

1. Onduleur avec MLI.
2. Onduleur à résonance.
3. Onduleur commutation auxiliaire.
4. Onduleur à commutation complémentaire.

1.2 Théorème de Fourier

Soit une fonction périodique $v(t)$: $v(t) = v(t + T)$ ou $v(\omega t) = v(\omega t + 2\pi)$ avec $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$.

La décomposition de $v(t)$ en série de Fourier, donne:

$$\begin{aligned} v(t) &= a_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \\ &= a_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (1.1)$$

avec:

$$\begin{aligned} a_0 &= \bar{V} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos(n\omega t) dt; & C_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin(n\omega t) dt; & \varphi_n &= \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \end{aligned}$$

Remarques:

- Fonction paire: $v(t) = v(-t) \implies b_n = 0$ (Développement en cosinus).
- Fonction impaire: $-v(t) = v(-t) \implies a_n = 0$ (Développement en sinus).

D'après de ce que précède, on peut appliquer ce théorème aux tensions et courants à la sortie d'un onduleur, par la suite, toute tension peut se mettre sous la forme: $v(t) = \bar{V} + v_A$.
avec:

- $\bar{V} = a_0$: tension constante appelée *valeur moyenne* de $v(t)$.
- v_A : tension tantôt positive, tantôt négative (dont sa valeur moyenne est nulle), c'est par définition, une tension alternative non sinusoïdale et peut être considérée comme la somme:
 - d'une tension sinusoïdale $v_f(t)$ de même période que $v(t)$ et que l'on appelle *fondamentale* de $v(t)$.
 - des tension sinusoïdales dites *harmoniques* de $v(t)$ dont les fréquences sont des multiples de f ($2f, 3f, 4f, \dots$) de $v(t)$ présentées par l'amplitude C_n et la phase φ_n (n : le nombre d'harmonique).

1.3 Onduleur monophasé en demi-pont

- K_1 et K_2 sont des interrupteurs statiques.
- K_1 et K_2 ne conduisent pas en même temps.
- La nécessité d'avoir un point milieu.
- La valeur efficace de la tension de sortie: $V_{ch_{eff}} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left(\frac{V_S}{2} \right)^2 dt \right]^{1/2} = \frac{V_S}{2}$
- Le développement en série de Fourier: $V_{ch}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \sin(n\omega t)$
- $n = 1$: harmonique principale $V_{ch1_{eff}} = \frac{2V_S}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_S$

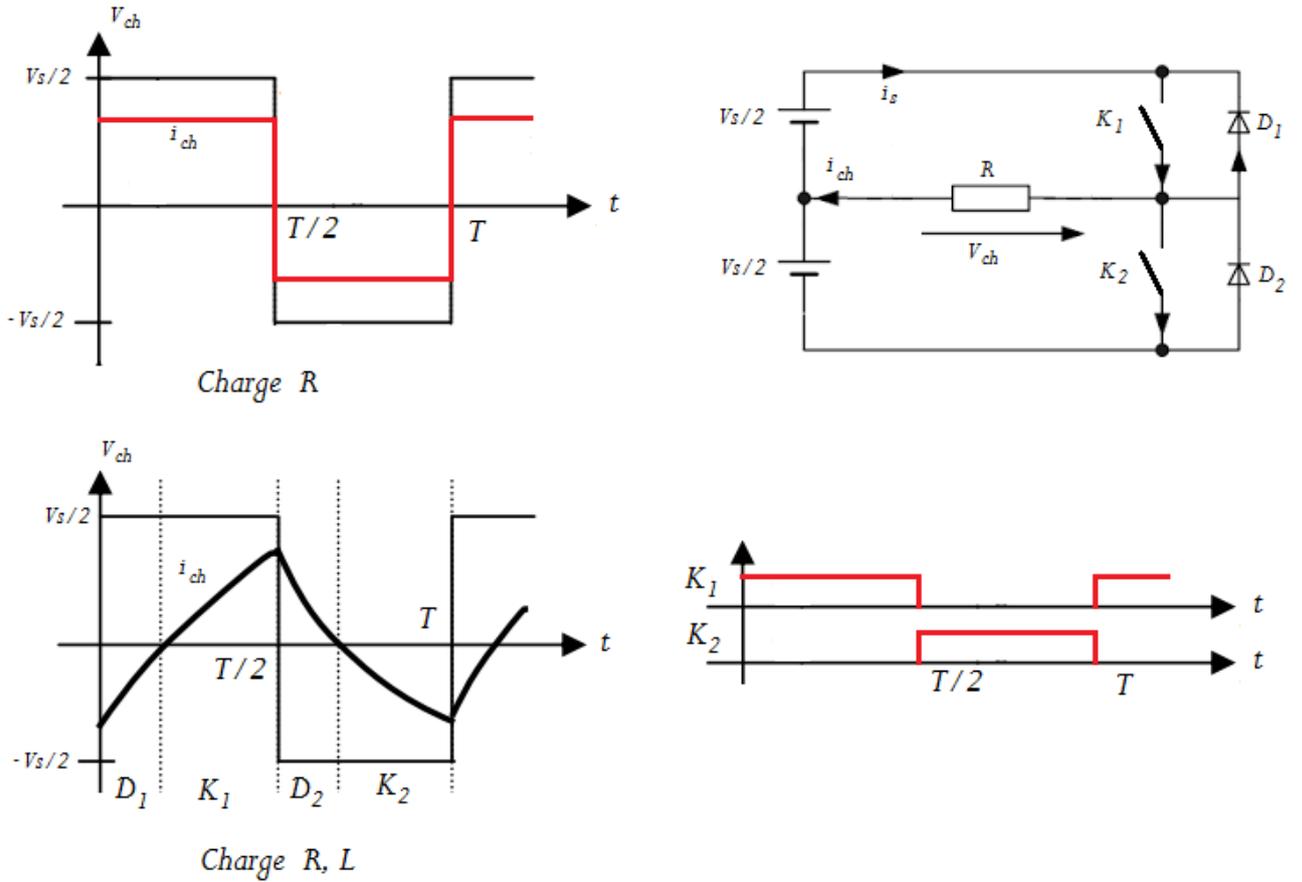


Figure 1.1: Onduleur monophasé en demi-pont.

1.4 Paramètres de performance

La tension de sortie d'un onduleur contient certaines harmoniques et la qualité d'un onduleur est évaluée suivant ces paramètres:

1. Facteur d'harmoniques HF:

Le facteur d'harmoniques de la $n^{\text{ème}}$ harmonique détermine la contribution individuelle de chaque harmonique au signal de sortie.

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

- V_n : la valeur efficace de la $n^{\text{ème}}$ harmonique.
- V_1 : la valeur efficace de la fondamentale.

2. Distorsion totale d'harmoniques THD:

Le taux de distorsion harmonique est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale. Il peut s'appliquer soit au courant ou à la tension.

$$THD = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2 \right]^{1/2} \quad (1.2)$$

3. Facteur de distorsion DF:

Le facteur de distorsion est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du signal total.

$$DF = \frac{\left[\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} (V_n)^2 \right]^{1/2}}{\left[\sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2 \right]^{1/2}} \quad (1.3)$$

ou:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1.4)$$

Lorsque la distorsion est faible, les deux valeurs THD et DF sont équivalentes. Si DF dépasse les 15%, il est possible de corriger la mesure pour obtenir le taux de distorsion harmonique total.

$$THD = \frac{DF}{\sqrt{1 - DF^2}} \quad (1.5)$$

La distorsion harmonique d'ordre n (DF_n) est donnée par la formule:

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (1.6)$$

4. Harmonique d'ordre inférieur LOH:

C'est celle dont la fréquence est la plus proche de celle de la fondamentale et dont l'amplitude est \geq à 3% de celle de la fondamentale.

1.5 Onduleur monophasé en pont

- K_1, K_2, K_3 et K_4 sont des interrupteurs statiques.
- K_1 et K_4 ne conduisent pas en même temps.

- K_2 et K_3 ne conduisent pas en même temps.
- La valeur efficace de la tension de sortie: $V_{ch_{eff}} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_S)^2 dt \right]^{1/2} = V_S$
- Le développement en série de Fourier: $V_{ch}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \sin(n\omega t)$
- $n = 1$: harmonique principale $V_{ch1_{eff}} = \frac{4V_S}{\sqrt{2\pi}} = 0.9V_S$

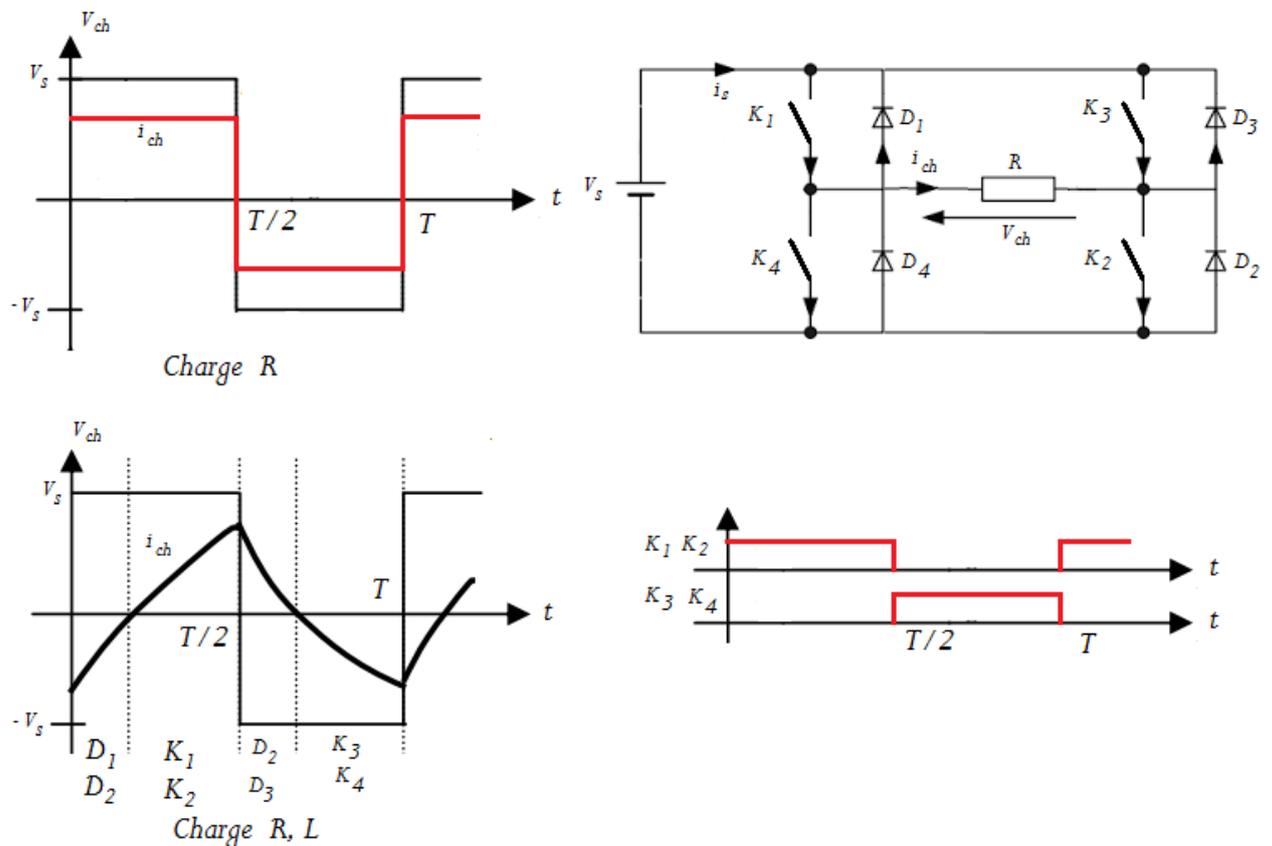


Figure 1.2: Onduleur monophasé en pont.

1.6 Onduleur triphasé

Les onduleurs triphasés sont généralement utilisés pour les grandes puissances. L'onduleur triphasé en pont est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs monté en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes suivi d'un filtre.

Celui-ci est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables. Il peut être considéré comme étant superposition de trois onduleurs demi-pont monophasé.

Chacune des trois tensions de sortie est formée d'une onde bistable prenant les valeurs $-U$ et $+U$ mais décalées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre.

De plus si le récepteur est couplé en étoile sans neutre ou en triangle, les harmoniques multiples de trois sont éliminées. Ainsi, le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différents de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer une fois dans un sens, l'autre fois dans l'autre à la charge.

L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux, la période de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs.

L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du réseau et comportant deux interrupteurs de puissance, Figure 1.3.

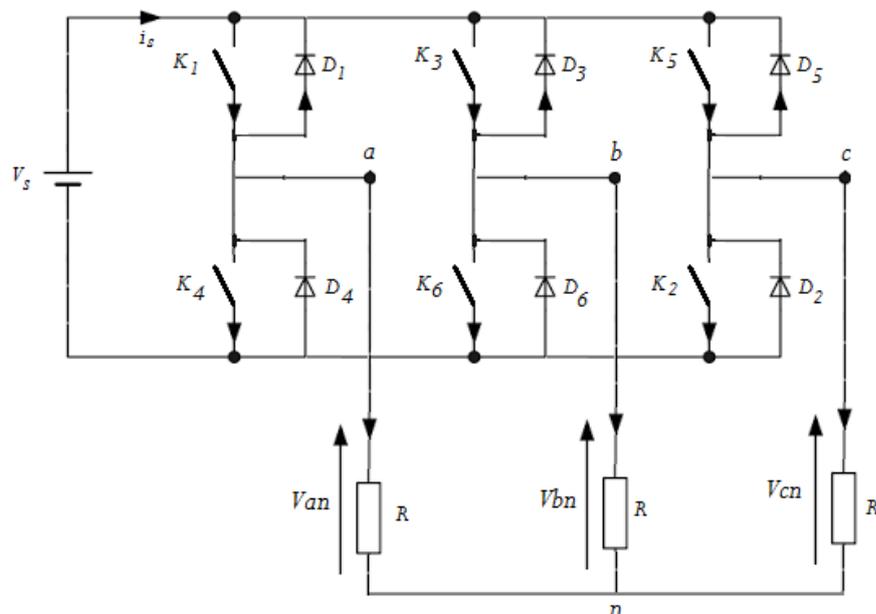


Figure 1.3: Structure d'un onduleur triphasé en pont.

Éléments de base de l'onduleur, les interrupteurs de puissance se composent, selon

la puissance commutée, de GTO (Gate Turn Off), de MOS de puissance ou D'IGBT (Insulated Gate Bipolaire Transistor), en antiparallèle avec une diode (Figure 1.4). La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci.

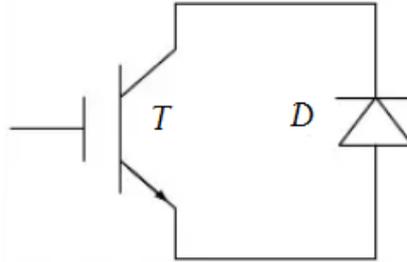


Figure 1.4: Interrupteur de puissance avec IGBT et diode.

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes car elles vont beaucoup influencer la conception.

La fréquence maximale de commutation est déterminée par les temps de commutation (ouverture et fermeture du composant) des interrupteurs et par le temps mort.

Sur une période des commutations, un interrupteur commuté au maximum deux fois: à l'ouverture et à la fermeture, Figure 1.5.

Le temps mort sert à prévenir les risques de court-circuit sur un bras, figure 1.5; ce temps introduit entre l'ouverture d'interrupteur et la fermeture de son complémentaire, dépend des temps de commutation.

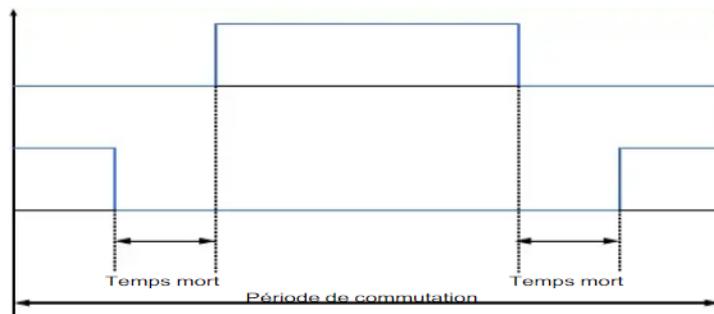


Figure 1.5: Exemple de période de commutation avec temps mort.

Nous considérons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude, nous sup-

poserons que le couplage en étoile (bien que le branchement d'une charge triangle soit envisageable).

1.7 Différentes Stratégies de Modulation

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera a la fréquence de la tension désiré à la sortie, et la source continu doit être réglable. A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion .Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante.

A fin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande on été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension, les plus utilisées sont :

- Commande à 180° ou commande en pleine onde.
- Commande à 120° .
- Les commandes à modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- Commande à MLI vectorielle.

1.7.1 Commande à 180° (pleine onde)

Dans ce type de commande chaque interrupteur conduit pendant (180°). Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, chaque mode dure (60°) et les interrupteurs sont numérotés d'une manière dans laquelle ils reçoivent les séquences de déplacer l'un de l'autre de (60°).

Cette commande est conçue de façon à ce que les interrupteurs soient commandés pendant une durée correspondante à une demi période, mais leurs conductions déphasages, d'où:

- à tout instant trois interrupteurs sont en état de conduire et les trois autres sont bloqués;
- deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandé de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source de tension.

La figure 1.6 montre les six séquences de conduction obtenues par période.

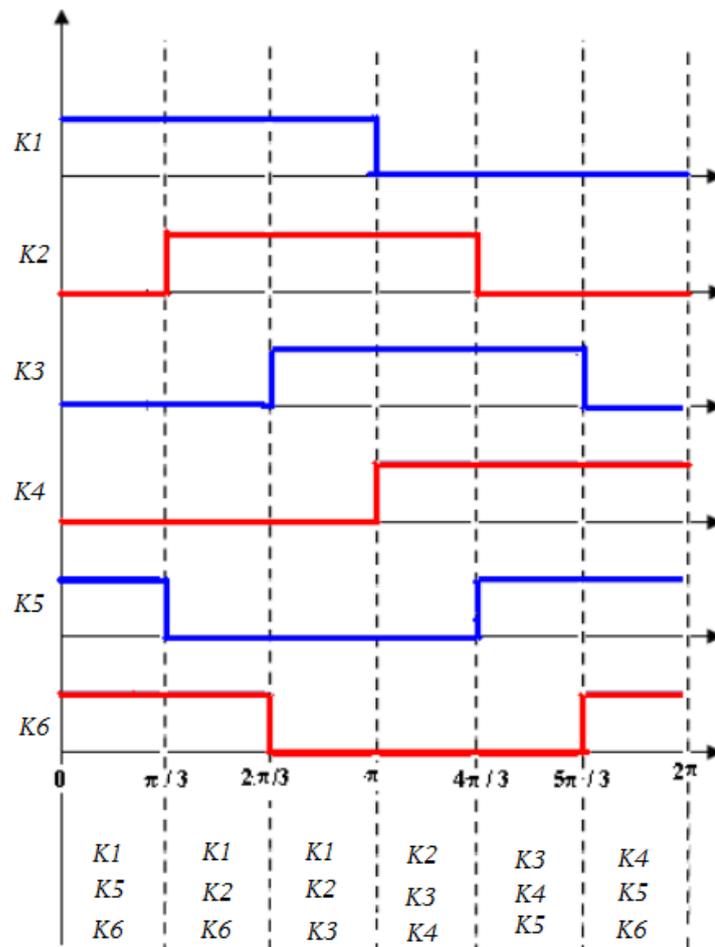


Figure 1.6: Signaux de commande en pleine onde (180°).

1. **Mode I:** $0 \leq \omega t < 60^\circ$

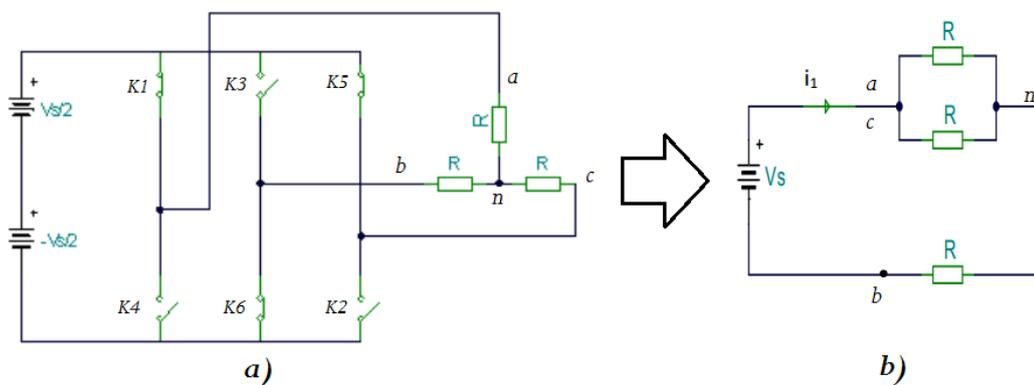


Figure 1.7: a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_1 = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R}$$

$$V_{an} = V_{cn} = \frac{R}{2}i_1 = \frac{V_S}{3}$$

$$V_{bn} = -Ri_1 = -\frac{2V_S}{3}$$

$$U_{ab} = V_S; U_{bc} = -V_S; U_{ca} = 0$$

2. **Mode II:** $60^\circ \leq \omega t < 120^\circ$

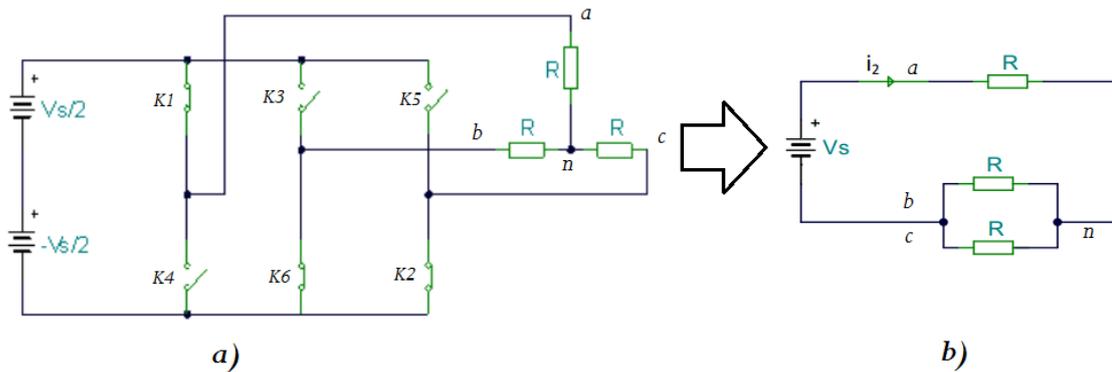


Figure 1.8: **a)** Montage du Mode II. **b)** Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R}$$

$$V_{an} = Ri_2 = \frac{2V_S}{3}$$

$$V_{bn} = V_{cn} = -\frac{R}{2}i_2 = -\frac{V_S}{3}$$

$$U_{ab} = V_S; U_{bc} = 0; U_{ca} = -V_S$$

3. **Mode III:** $120^\circ \leq \omega t < 180^\circ$

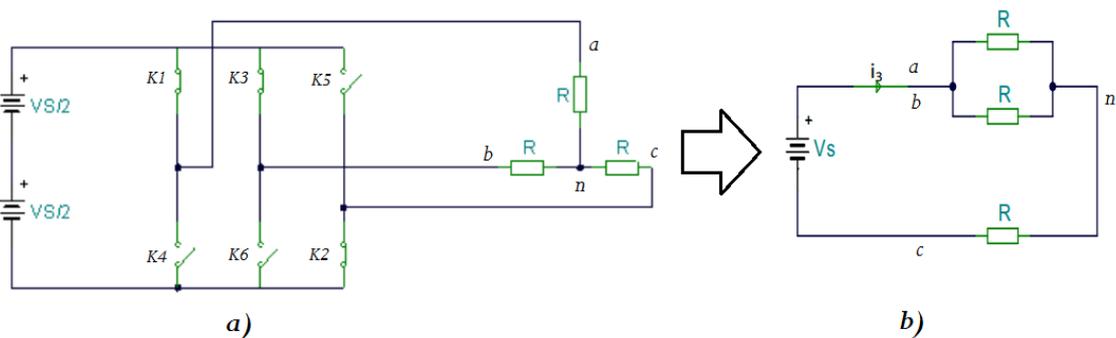


Figure 1.9: **a)** Montage du Mode III. **b)** Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$\begin{aligned}
i_3 &= \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{2V_S}{3R} \\
V_{an} = V_{bn} &= \frac{R}{2}i_3 = \frac{V_S}{3} \\
V_{cn} &= -Ri_3 = -\frac{2V_S}{3} \\
U_{ab} &= 0; U_{bc} = V_S; U_{ca} = -V_S
\end{aligned}$$

La tension composée instantanée U_{ab} peut être exprimée en série de Fourier, sachant que l'allure de la tension U_{ab} est décalée en avance d'un angle de $\frac{\pi}{6}$ pour la rendre une fonction impaire, alors $a_n = 0$.

$$U_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (1.7)$$

Les tension U_{bc} et U_{ca} peuvent être obtenues par le décalage de la tension U_{ab} de 120° et 240° respectivement.

$$U_{bc}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (1.8)$$

$$U_{ca}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{7\pi}{6}) \quad (1.9)$$

Il est notable que d'après les équations de U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} que les harmoniques multiple de 3 sont égale a zéro. Pour les tensions composées, la valeur efficace est :

$$U_{eff} = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} (V_S)^2 d\omega t \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_S = 0.816 V_S \quad (1.10)$$

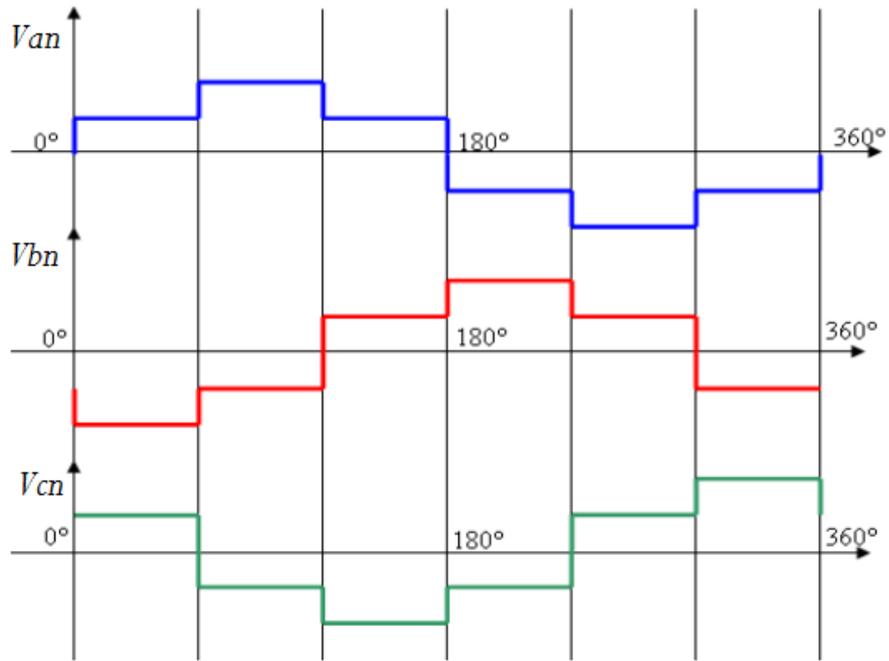


Figure 1.10: Forme d'onde des tensions simples.

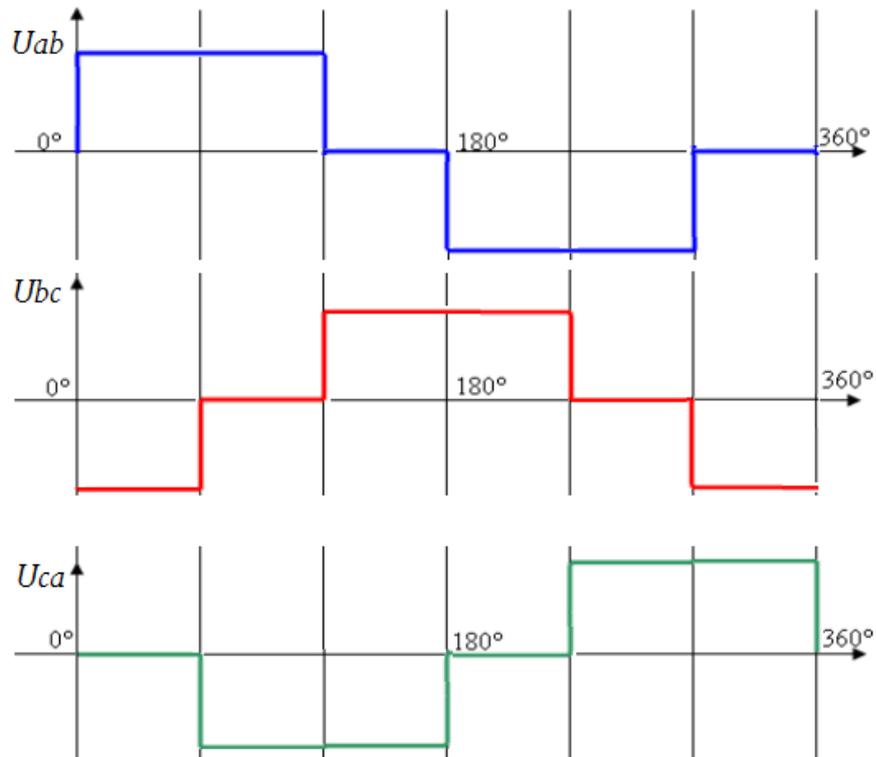


Figure 1.11: Forme d'onde des tensions composées.

1.7.2 Commande à 120°

Les interrupteurs sont commandés pendant une durée correspondant à un tiers de période, mais avec des séquences décalée de 120° d'un bras par rapport aux autres d'où :

- à tous instants deux interrupteurs sont en état de conduire et les quatre autres sont bloqués.
- deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandé de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source de tension.

On obtient donc six séquences de conduction par période tel que l'illustre la figure 1.12.

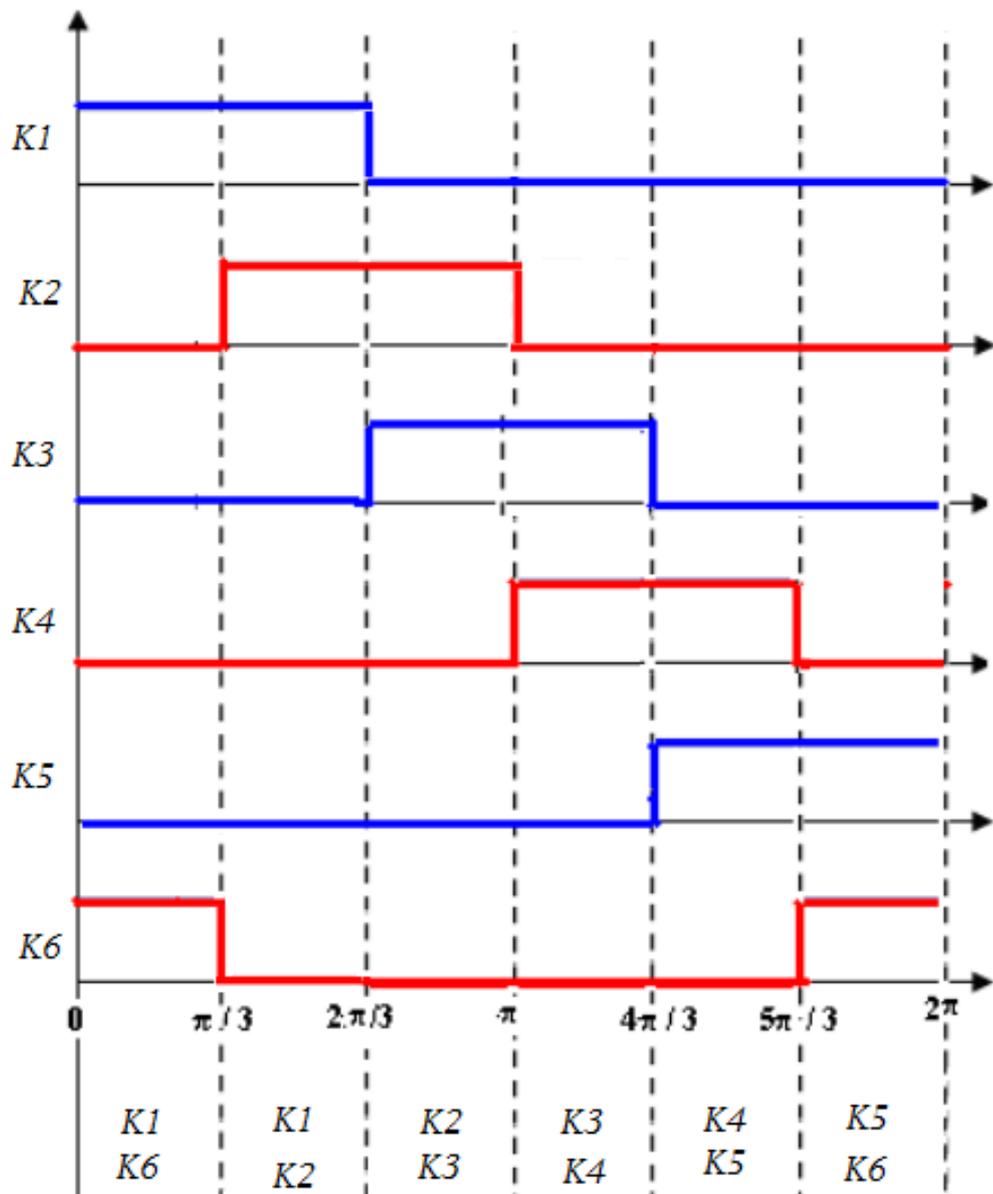


Figure 1.12: Signaux de commande à (120°).

1. **Mode I:** $0 \leq \omega t < 60^\circ$

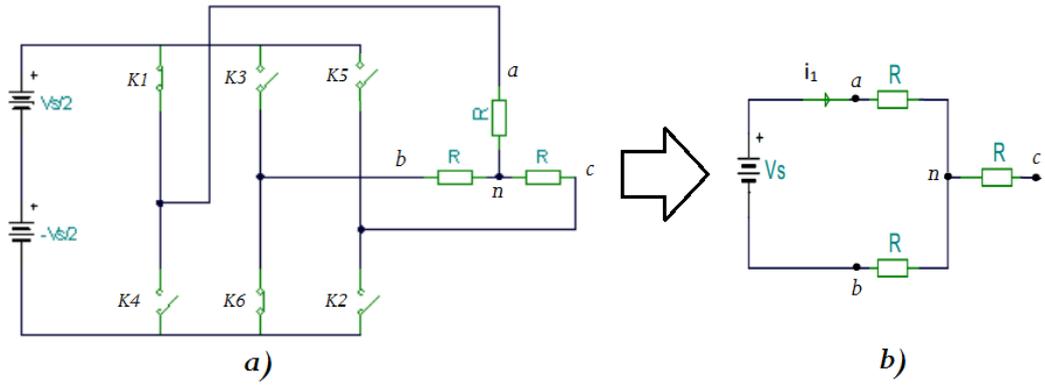


Figure 1.13: a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = 2R$$

$$i_1 = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{V_S}{2R}$$

$$V_{an} = Ri_1 = \frac{V_S}{2}$$

$$V_{bn} = -Ri_1 = -\frac{V_S}{2}$$

$$V_{cn} = 0$$

$$U_{ab} = V_S; U_{bc} = -\frac{V_S}{2}; U_{ca} = 0$$

2. **Mode II:** $60^\circ \leq \omega t < 120^\circ$

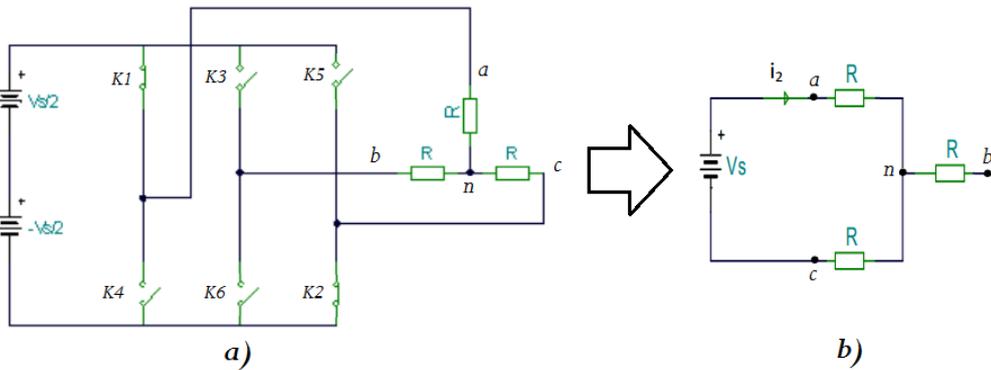


Figure 1.14: a) Montage du Mode II. b) Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = 2R$$

$$i_2 = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{V_S}{2R}$$

$$V_{an} = Ri_2 = \frac{V_S}{2}$$

$$V_{bn} = 0$$

$$V_{cn} = -Ri_2 = -\frac{V_S}{2}$$

$$U_{ab} = \frac{V_S}{2}; U_{bc} = \frac{V_S}{2}; U_{ca} = -V_S$$

3. **Mode III:** $120^\circ \leq \omega t < 180^\circ$

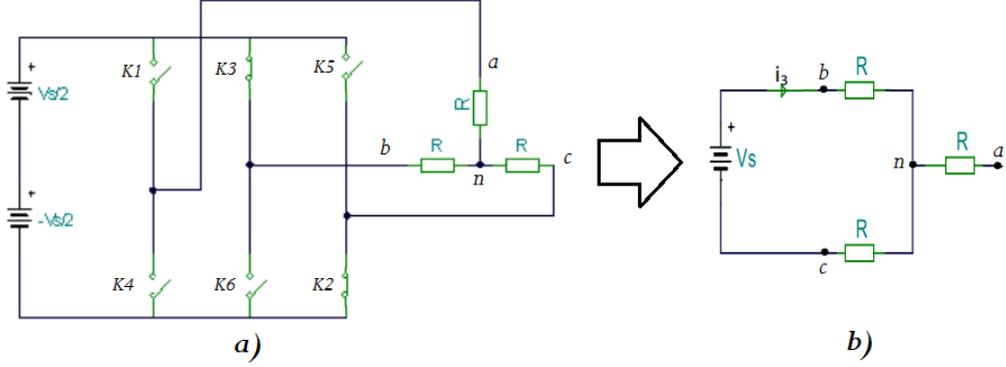


Figure 1.15: **a)** Montage du Mode III. **b)** Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = 2R$$

$$i_3 = \frac{V_S}{R_{eq}} = \frac{V_S}{2R}$$

$$V_{an} = 0$$

$$V_{bn} = Ri_3 = \frac{V_S}{2}$$

$$V_{cn} = -Ri_3 = -\frac{V_S}{2}$$

$$U_{ab} = -\frac{V_S}{2}; U_{bc} = V_S; U_{ca} = -\frac{V_S}{2}$$

La tension simple instantanée U_{an} a la même forme que la tension composée de la commande à 180° , alors elle peut être exprimée en série de Fourier de la même façon.

$$V_{an}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (1.11)$$

Les tensions V_{bn} et V_{cn} peuvent être obtenues par le décalage de la tension V_{an} de 120° et 240° respectivement.

$$V_{bn}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (1.12)$$

$$V_{cn}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n(\omega t - \frac{7\pi}{6}) \quad (1.13)$$

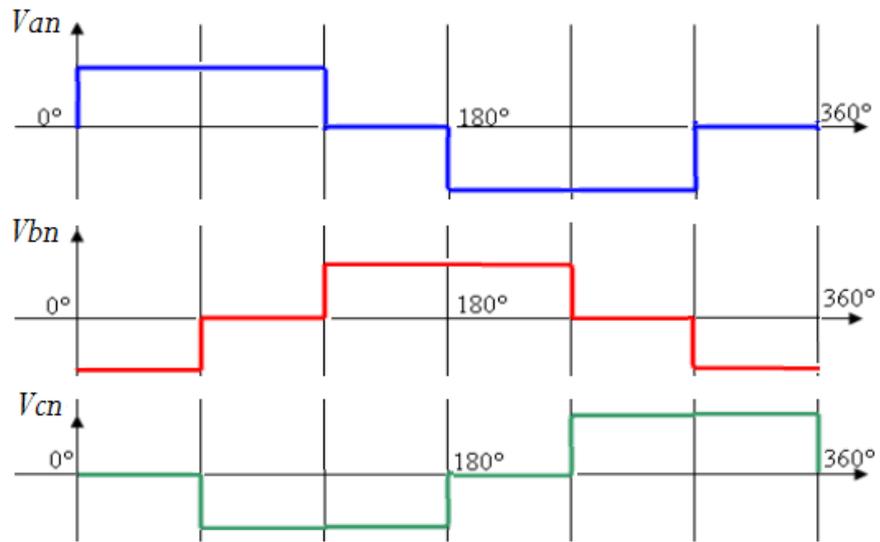


Figure 1.16: Forme d'onde des tensions simples.

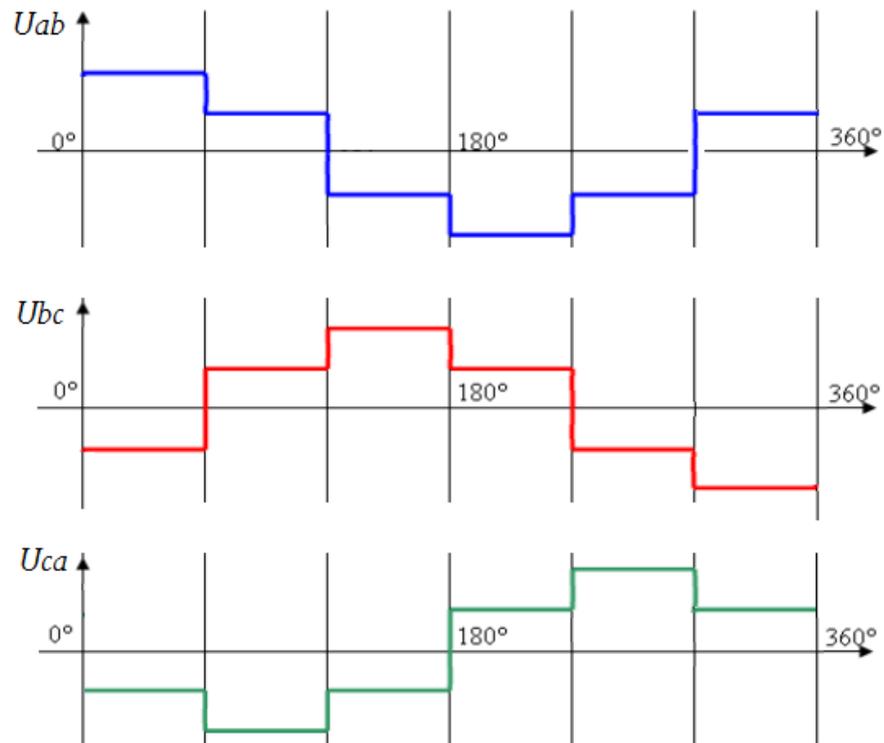


Figure 1.17: Forme d'onde des tensions composées.

Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

2.1 Introduction

Généralement, il est nécessaire de contrôler la tension de sortie d'un onduleur pour:

- S'adapter aux variations de la tension d'entrée.
- La régulation de la tension de sortie.
- Assurer la condition $\frac{V}{f} = C^{te}$ pendant le contrôle des moteurs asynchrones.

Il existe plusieurs techniques pour varier le gain d'un onduleur. La méthode la plus efficace est d'incorporer une MLI (modulation de largeur d'impulsion) au niveau de l'onduleur.

Les méthode les plus utilisées sont:

- Modulation de largeur d'impulsion unitaire (SPWM).
- Modulation de largeur d'impulsion multiple (MPWM).
- Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.
- Commande décalée.

2.2 Modulation de largeur d'impulsion unitaire

Dans ce type de MLI, on a une seule impulsion par demi-période. La largeur de cette impulsion est contrôlée et variée de manière à contrôler la tension de sortie.

Par la variation de A_r de 0 à A_c , la largeur de l'impulsion δ peut varier de 0 à π . Le rapport de A_r à A_c c'est la variable de contrôle, est défini par *l'index de modulation d'amplitude M*.

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (2.1)$$

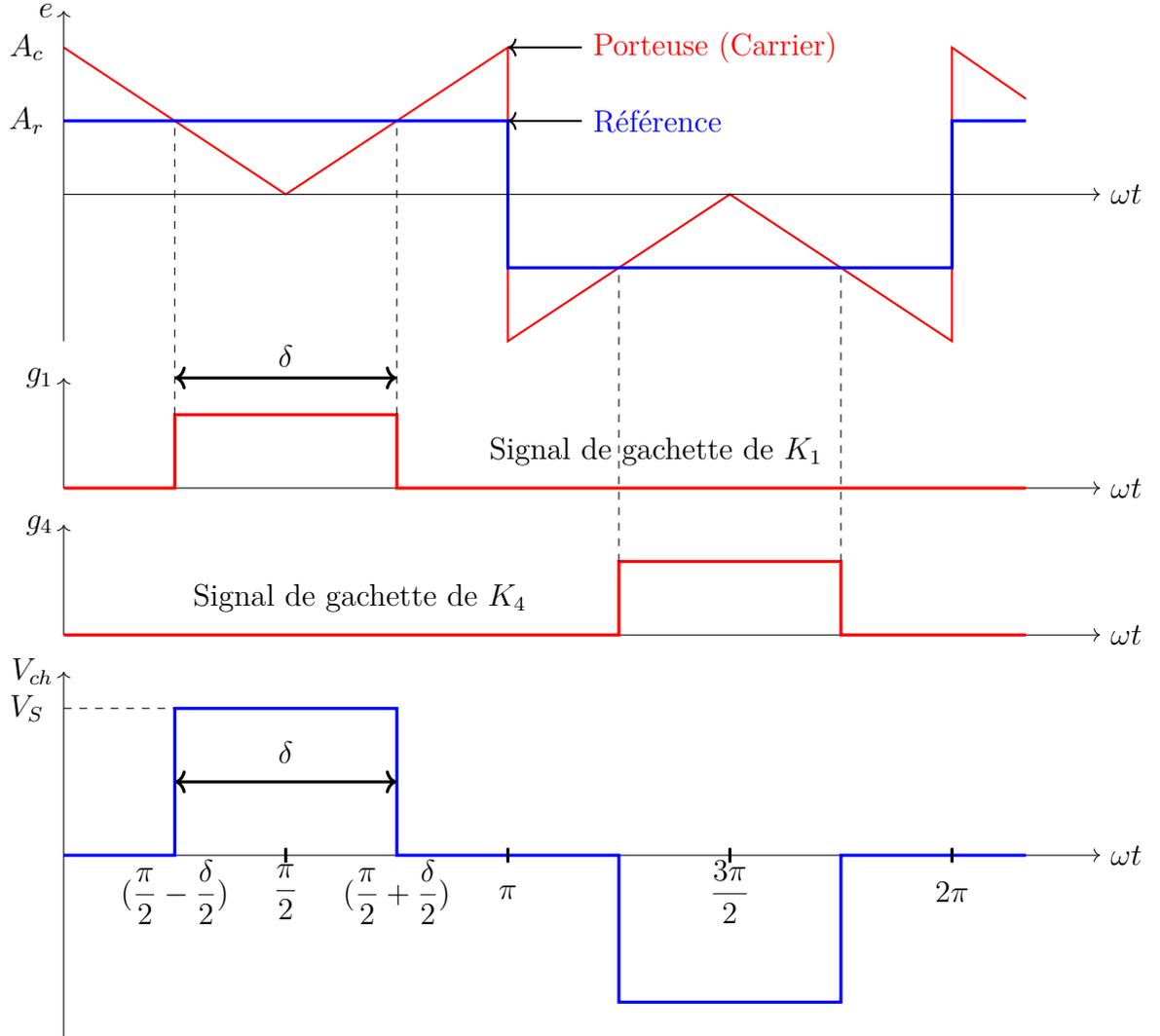


Figure 2.1: Modulation de largeur d'impulsion unitaire

La valeur efficace de la tension de sortie est donnée par:

$$V_{ch_{eff}} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} (V_S)^2 d\omega t \right]^{1/2} = V_S \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2.2)$$

Le développement en série de Fourier est donné par:

$$V_{ch}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (2.3)$$

2.3 Modulation de largeur d'impulsion multiple

Le taux d'harmonique peut être réduit si on utilise plusieurs impulsion (p) par demi-période. La fréquence du signal de référence impose la fréquence du signal de sortie f_o et la fréquence du signal de la porteuse f_c détermine le nombre d'impulsion par demi-période. Ce dernier est donné par:

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (2.4)$$

où $m_f = \frac{f_c}{f_o}$ est l'index de modulation de fréquence.

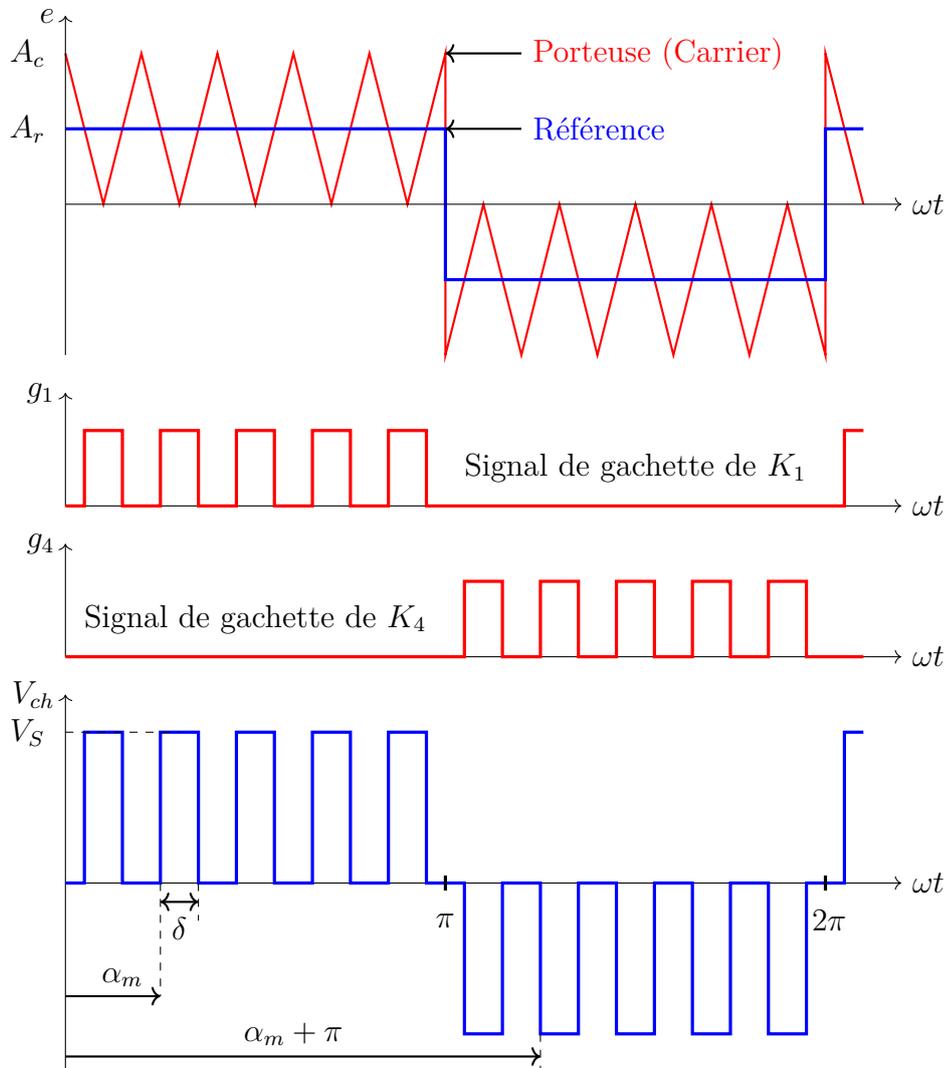


Figure 2.2: Modulation de largeur d'impulsion multiple

La valeur efficace de la tension de sortie est donnée par:

$$V_{ch_{eff}} = \left[\frac{p}{\pi} \int_{(\frac{\pi}{p}-\delta)/2}^{(\frac{\pi}{p}+\delta)/2} (V_S)^2 d\omega t \right]^{1/2} = V_S \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2.5)$$

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

$$V_{ch}(t) = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (2.6)$$

Les coefficients a_n et b_n de la $m^{\text{ème}}$ paire d'impulsion sont:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2V_S}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos n\omega t d\omega t = \frac{2V_S}{n\pi} [\sin n(\alpha_m + \delta) - \sin n\alpha_m] \\ &= \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2V_S}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \sin n\omega t d\omega t = \frac{2V_S}{n\pi} [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta)] \\ &= \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Les coefficients A_n et B_n peuvent être trouvés en ajoutant les effets de toutes les impulsions. Alors:

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \cos n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (2.9)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \quad (2.10)$$

2.4 Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale

Au lieu de garder la largeur des impulsions de la tension de sortie constante, celles ci peuvent être modulées proportionnellement par une sinusoïde. Cela permettra de réduire le facteur de distorsion est les harmoniques d'ordre inférieure.

Si δ_m est la largeur de la $m^{\text{ème}}$ impulsion, la valeur efficace de la tension de sortie est:

$$V_{ch_{eff}} = V_S \left[\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right]^{1/2} \quad (2.11)$$

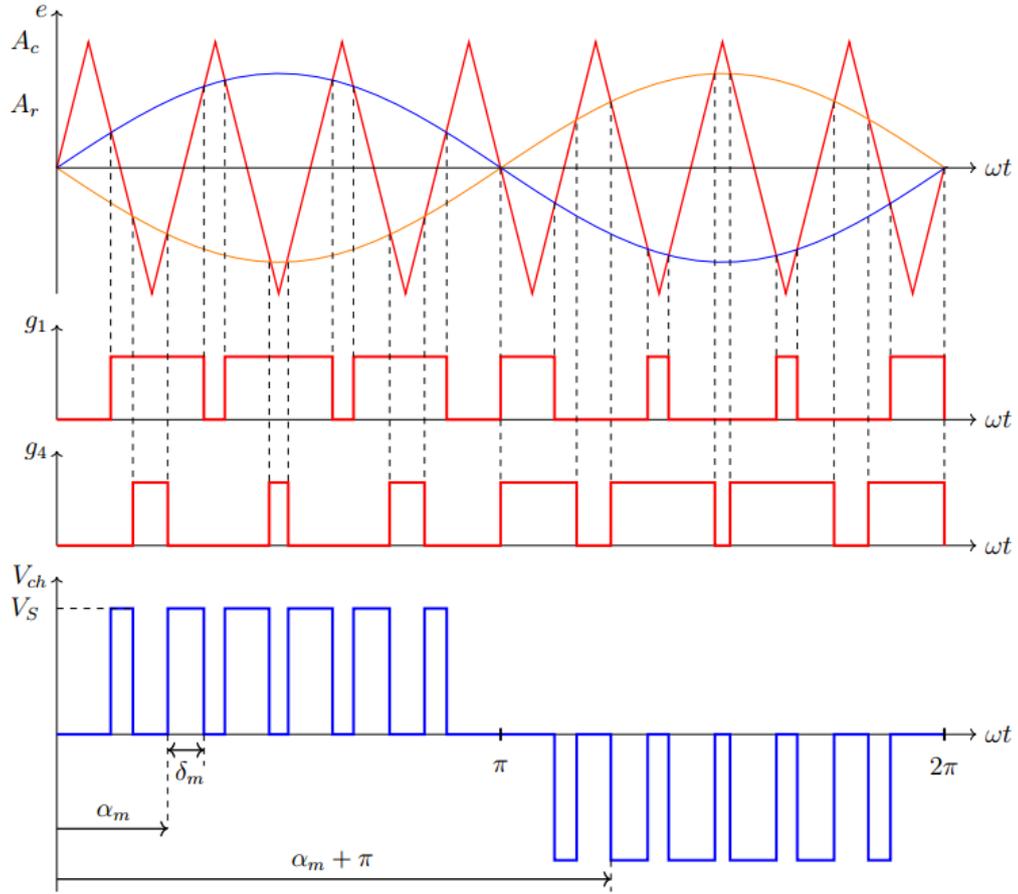


Figure 2.3: Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.

Les coefficients A_n et B_n seront:

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \cos n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \quad (2.12)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \quad (2.13)$$