

Table des Matières

<i>Table des Matières</i>	1
Liste des figures	3
Liste des Tableaux	5
1 Rappels sur les onduleurs de tension	6
1.1 Introduction	6
1.2 Théorème de Fourier	6
1.3 Onduleur monophasé en demi-pont	7
1.4 Paramètres de performance	8
1.5 Onduleur monophasé en pont	9
1.6 Onduleur triphasé	10
1.7 Différentes Stratégies de Modulation	13
1.7.1 Commande à 180° (pleine onde)	13
1.7.2 Commande à 120°	18
2 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)	23
2.1 Introduction	23
2.2 Modulation de largeur d'impulsion unitaire	23
2.3 Modulation de largeur d'impulsion multiple	25
2.4 Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale	26
3 Modulation de largeur d'impulsion vectorielle	28
3.1 Introduction	28
3.2 Vecteurs spatiaux de tension	30
3.3 Modulation du vecteur spatial	34
3.4 Théorie de la MLI Vectorielle	37
3.5 Principe de la M.L.I vectorielle	39
3.6 Détermination de V_α , V_β , V_{ref} et l'angle θ	40

3.7	Détermination des secteurs	42
3.8	Détermination des instants T_1 et T_2	43
3.9	Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur	45

Liste des figures

1.1	Onduleur monophasé en demi-pont.	8
1.2	Onduleur monophasé en pont.	10
1.3	Structure d'un onduleur triphasé en pont.	11
1.4	Interrupteur de puissance avec IGBT et diode.	12
1.5	Exemple de période de commutation avec temps mort.	12
1.6	Signaux de commande en pleine onde (180°).	14
1.7	a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile	14
1.8	a) Montage du Mode II. b) Schéma équivalent du couplage étoile	15
1.9	a) Montage du Mode III. b) Schéma équivalent du couplage étoile	15
1.10	Forme d'onde des tensions simples.	17
1.11	Forme d'onde des tensions composées.	17
1.12	Signaux de commande à (120°).	19
1.13	a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile	20
1.14	a) Montage du Mode II. b) Schéma équivalent du couplage étoile	20
1.15	a) Montage du Mode III. b) Schéma équivalent du couplage étoile	21
1.16	Forme d'onde des tensions simples.	22
1.17	Forme d'onde des tensions composées.	22
2.1	Modulation de largeur d'impulsion unitaire	24
2.2	Modulation de largeur d'impulsion multiple	25
2.3	Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.	27
3.1	Topologie d'un onduleur triphasé de tension.	28
3.2	Huit états topologies de l'onduleur triphasé.	29
3.3	Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.	30
3.4	Topologie 1 - $V_1(1, 0, 0)$ de l'onduleur triphasé.	31
3.5	Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β)	32
3.6	Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β)	32

3.7	Topologies 7 et 8 ($V_7(1, 1, 1)$, $V_8(0, 0, 0)$) de l'onduleur triphasé.	33
3.8	Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β)	34
3.9	Vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β)	35
3.10	Amplitude de la tension de sortie.	35
3.11	Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1.	36
3.12	Topologie d'un onduleur triphasé de tension.	37
3.13	Projection des vecteurs de tension V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sur le plan (α, β)	41
3.14	Organigramme de détermination du numéro du secteur.	43
3.15	Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1.	44
3.16	Temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.	46

Liste des Tableaux

3.1	Différents états de l'onduleur.	40
3.2	Calcul du temps de commutation pour chaque secteur.	45

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:

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

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: $V_{ch}(t) = \sum_{i=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_S}{n\pi} \sin(n\omega t)$
- $n = 1$: harmonique principale $V_{ch1_{eff}} = \frac{2V_S}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_S$

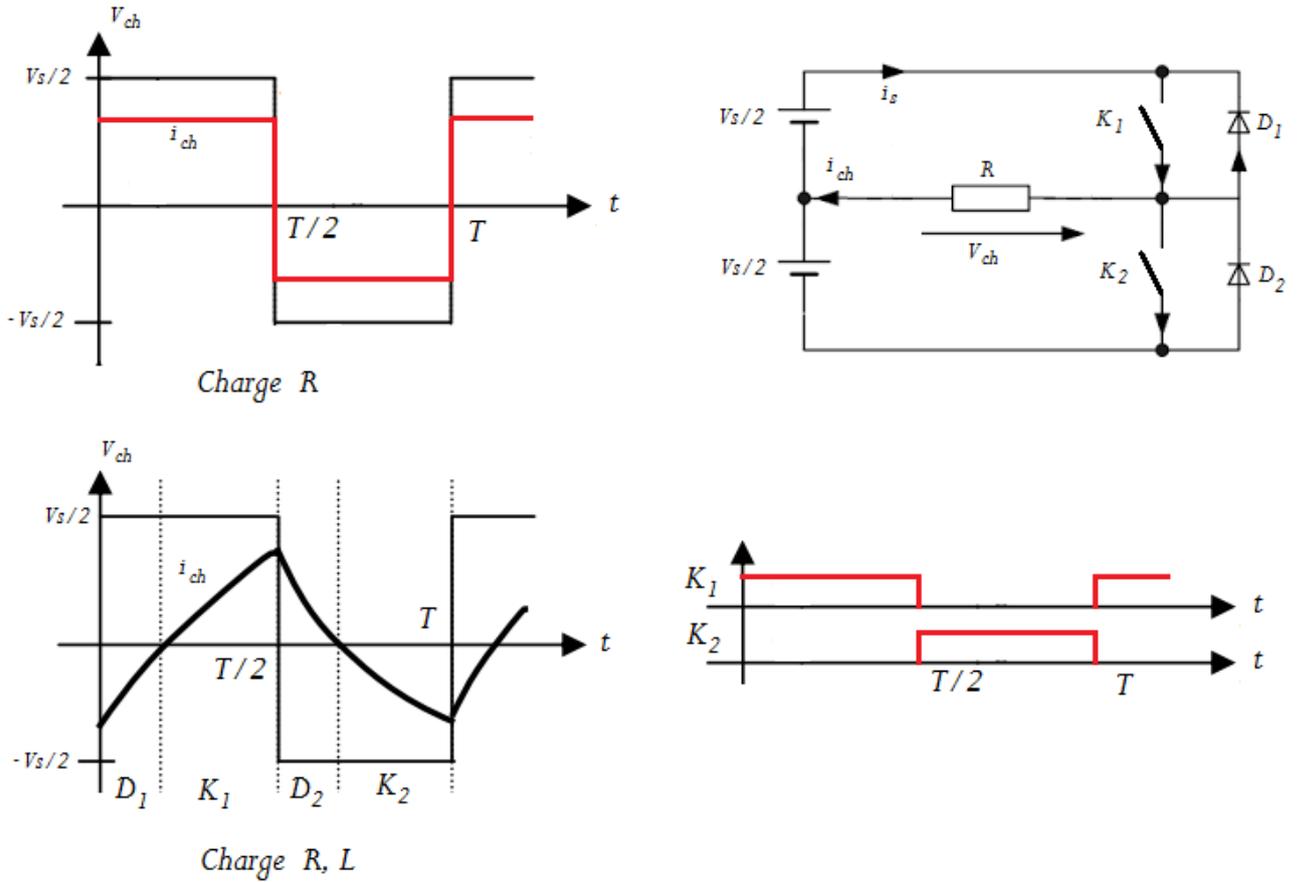


Figure 1.1: Onduleur monophasé en demi-pont.

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.

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

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.

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

ou:

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

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: $V_{ch}(t) = \sum_{i=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \sin(n\omega t)$
- $n = 1$: harmonique principale $V_{ch1_{eff}} = \frac{4V_S}{\sqrt{2\pi}} = 0.9V_S$

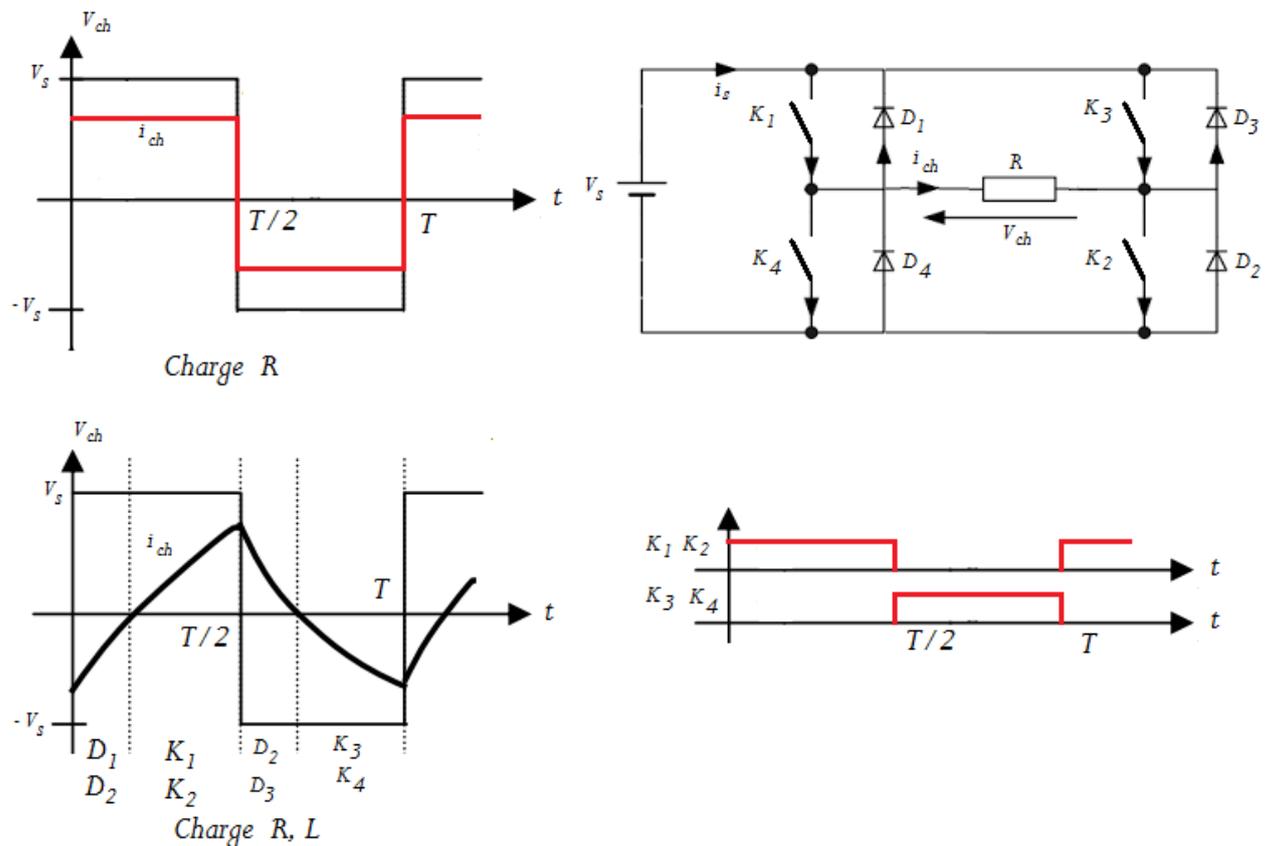


Figure 1.2: Onduleur monophasé en pont.

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.

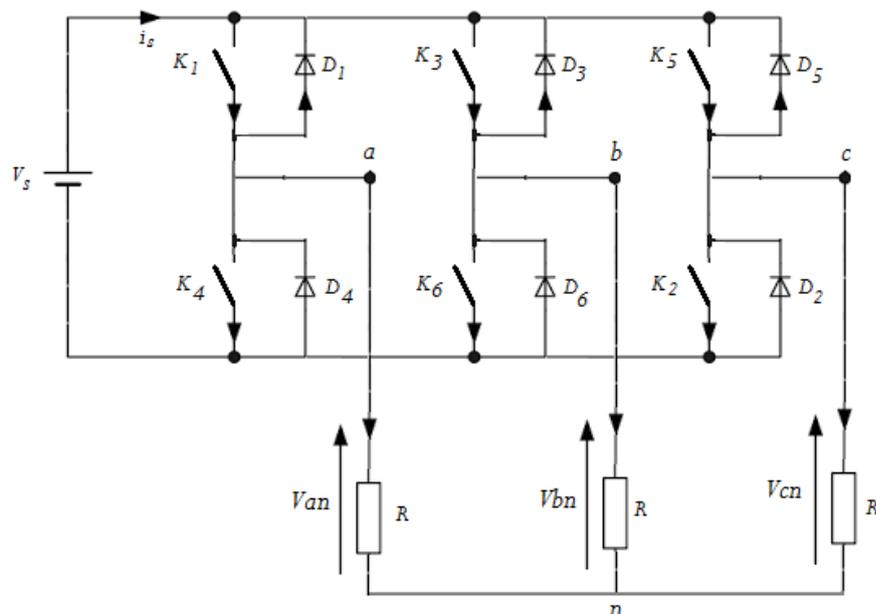


Figure 1.3: Structure d'un onduleur triphasé en pont.

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.

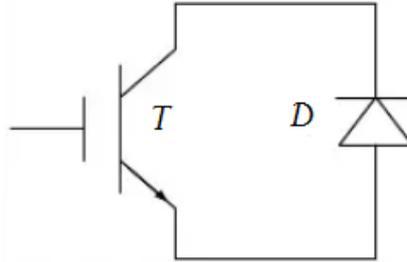


Figure 1.4: Interrupteur de puissance avec IGBT et diode.

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.

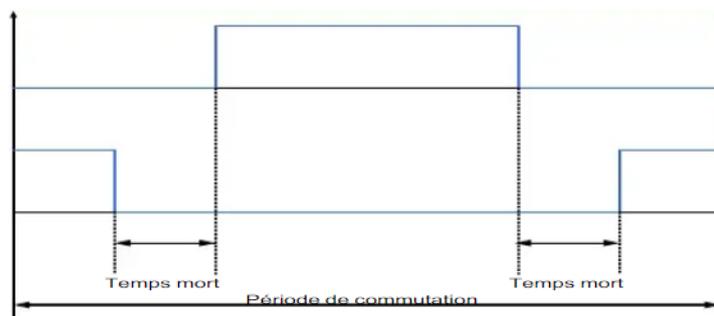


Figure 1.5: Exemple de période de commutation avec temps mort.

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.

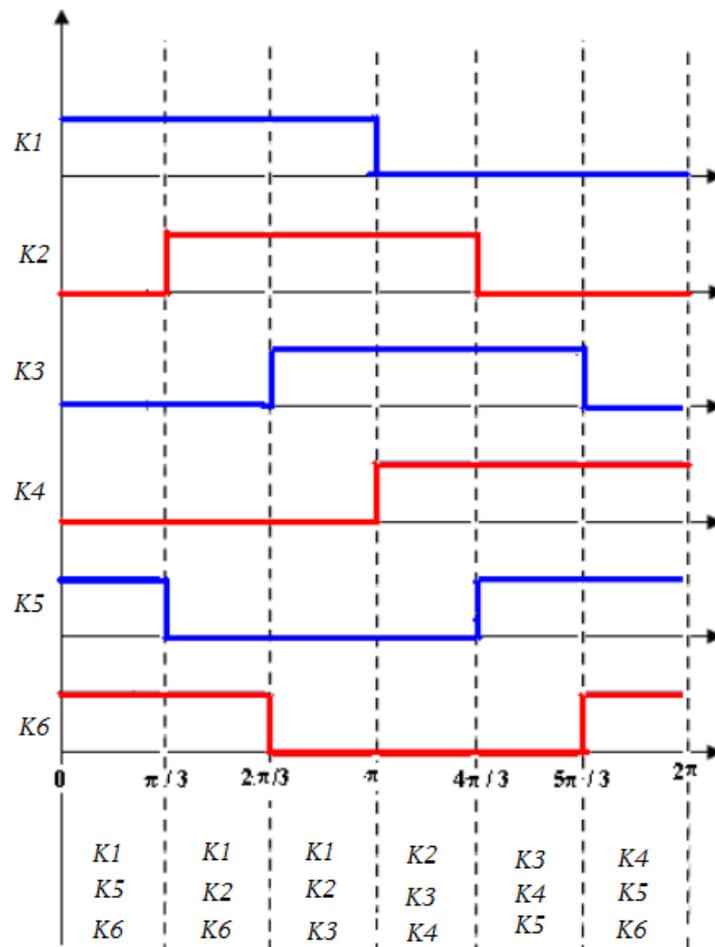


Figure 1.6: Signaux de commande en pleine onde (180°).

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

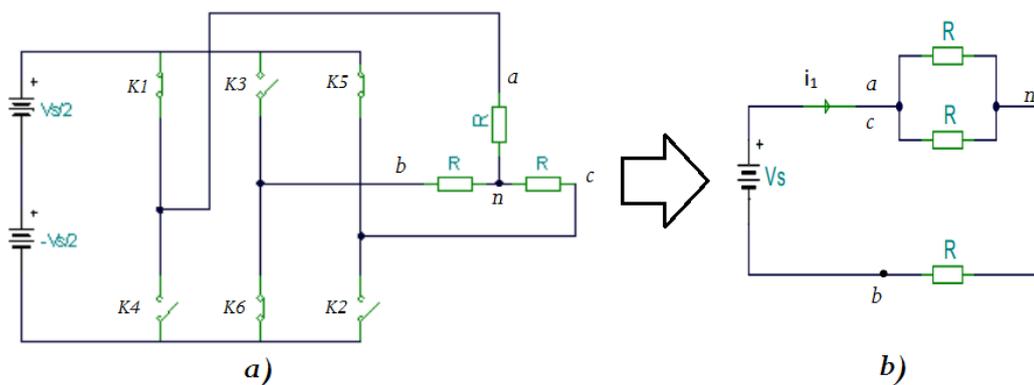


Figure 1.7: a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile

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

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

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

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

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

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

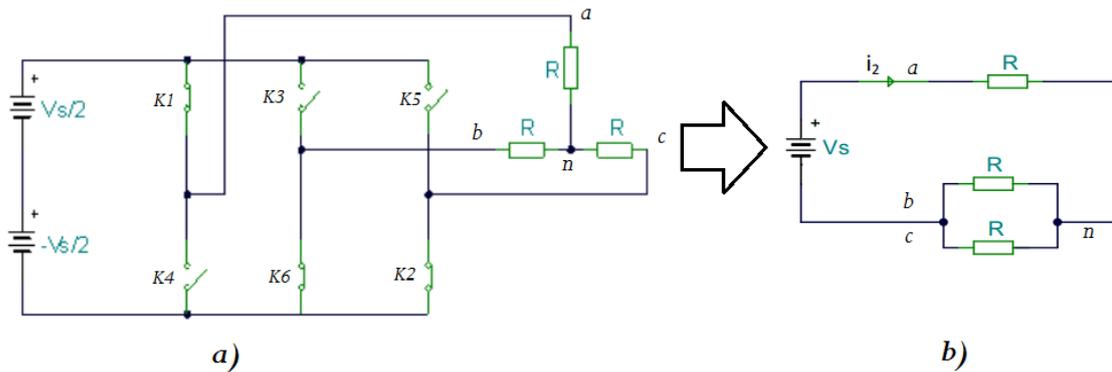


Figure 1.8: **a)** Montage du Mode II. **b)** Schéma équivalent du couplage étoile

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

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

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

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

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

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

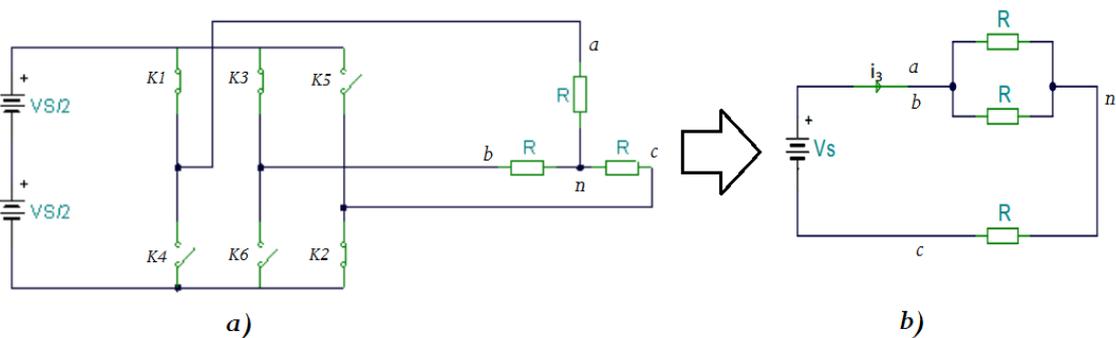


Figure 1.9: **a)** Montage du Mode III. **b)** Schéma équivalent du couplage étoile

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

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

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 $a_n = 0$.

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

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

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

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

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 :

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

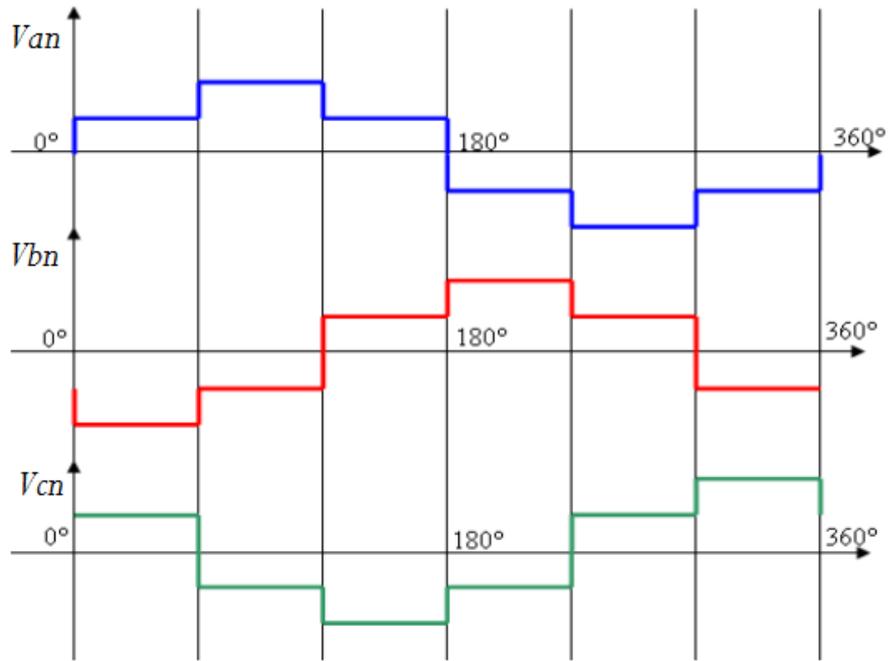


Figure 1.10: Forme d'onde des tensions simples.

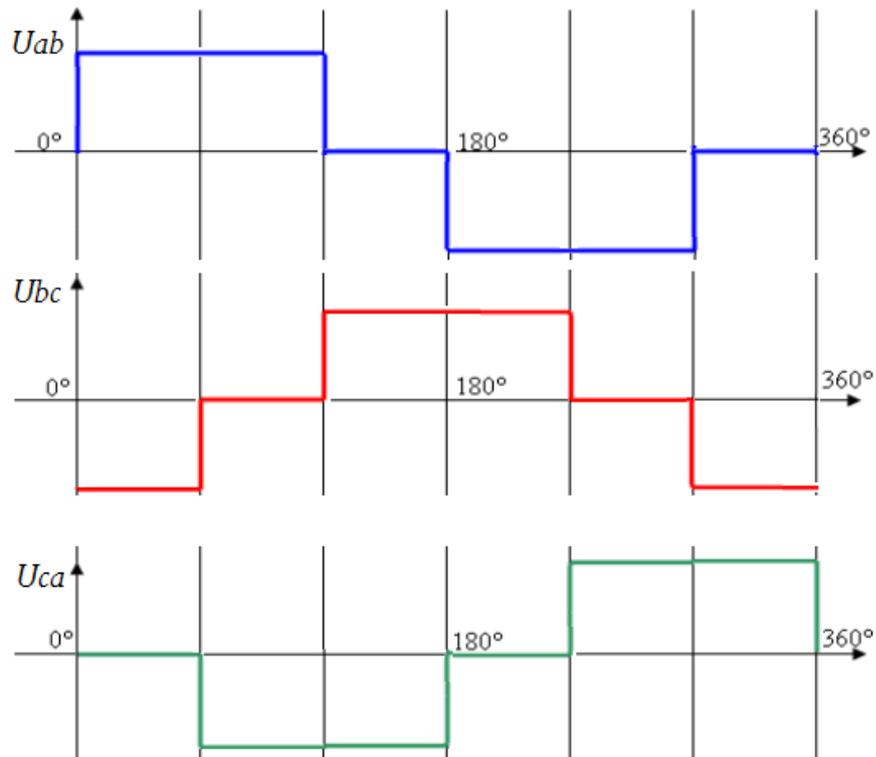


Figure 1.11: Forme d'onde des tensions composées.

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.

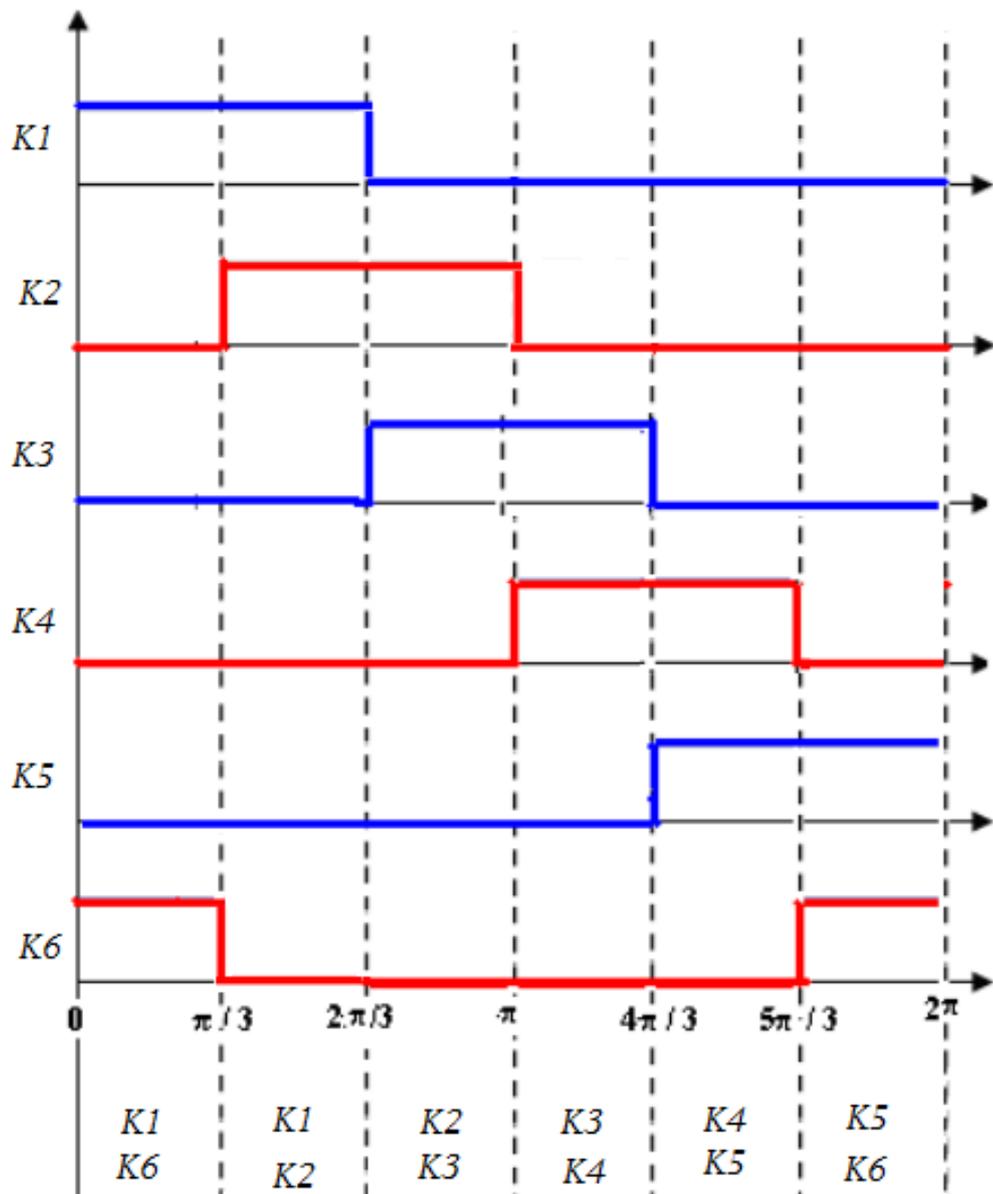


Figure 1.12: Signaux de commande à (120°).

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

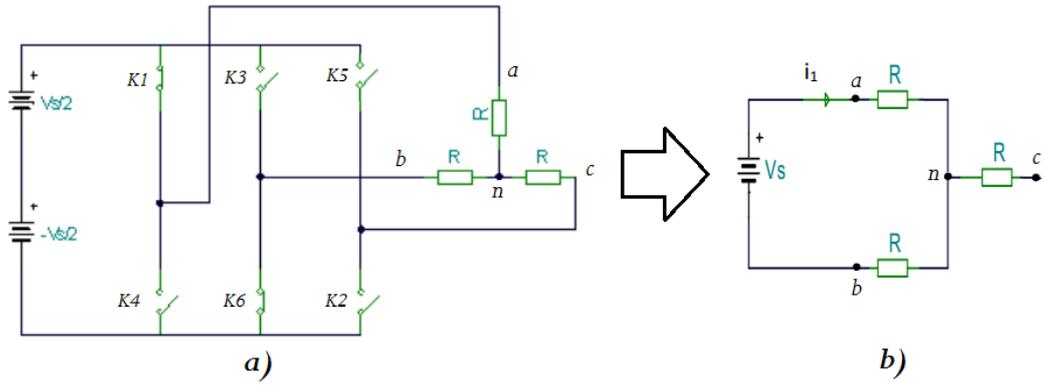


Figure 1.13: a) Montage du Mode I. b) Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = 2R$$

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

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

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

$$V_{cn} = 0$$

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

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

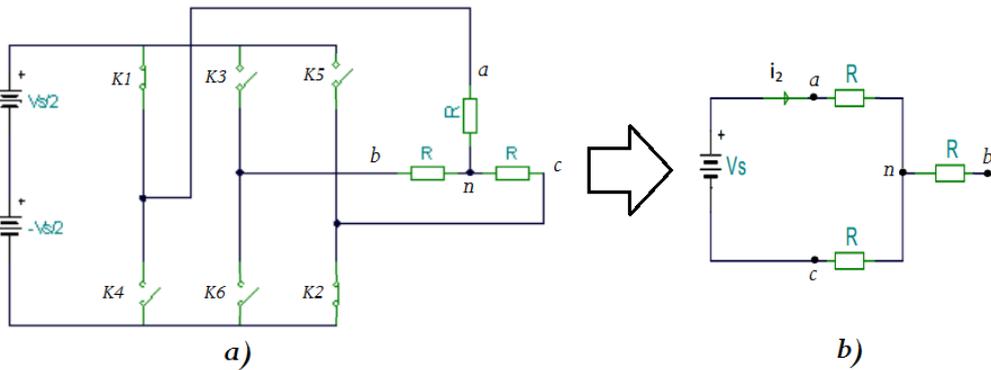


Figure 1.14: a) Montage du Mode II. b) Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = 2R$$

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

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

$$V_{bn} = 0$$

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

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

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

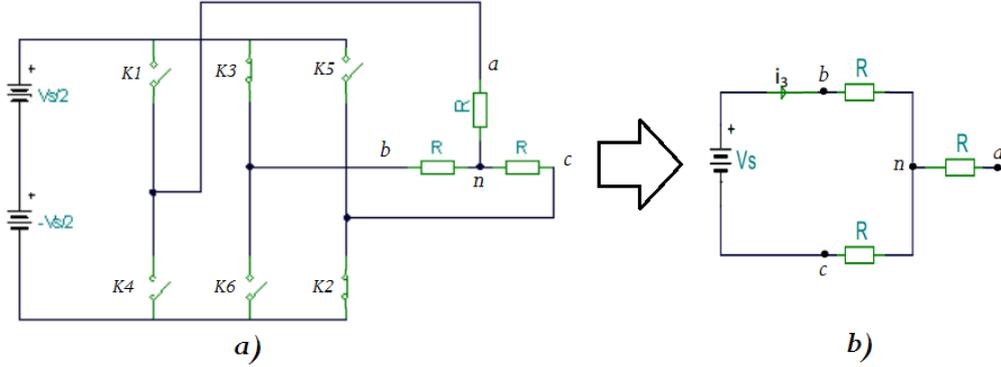


Figure 1.15: **a)** Montage du Mode III. **b)** Schéma équivalent du couplage étoile

$$R_{eq} = 2R$$

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

$$V_{an} = 0$$

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

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

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

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.

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

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

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

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

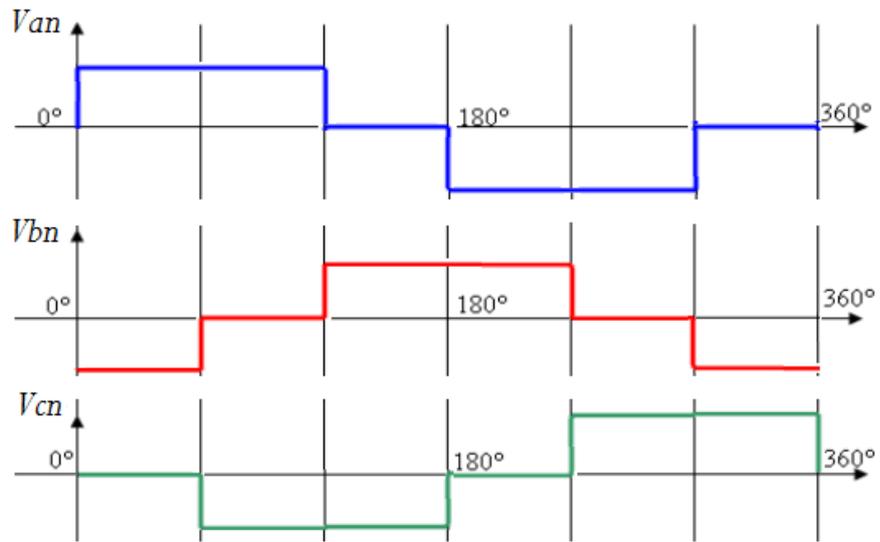


Figure 1.16: Forme d'onde des tensions simples.

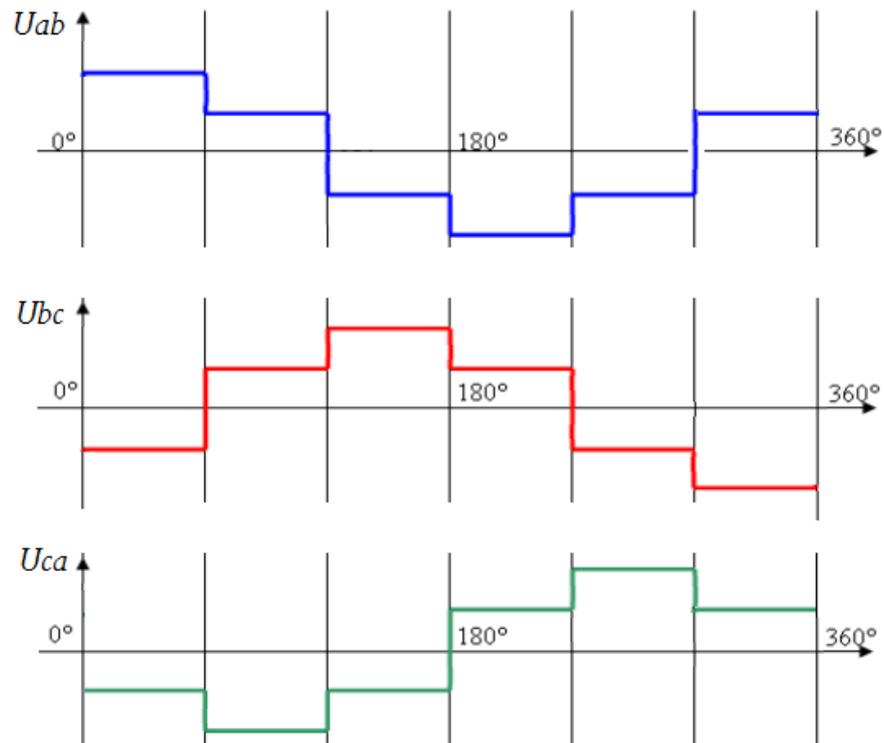


Figure 1.17: Forme d'onde des tensions composées.

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*.

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

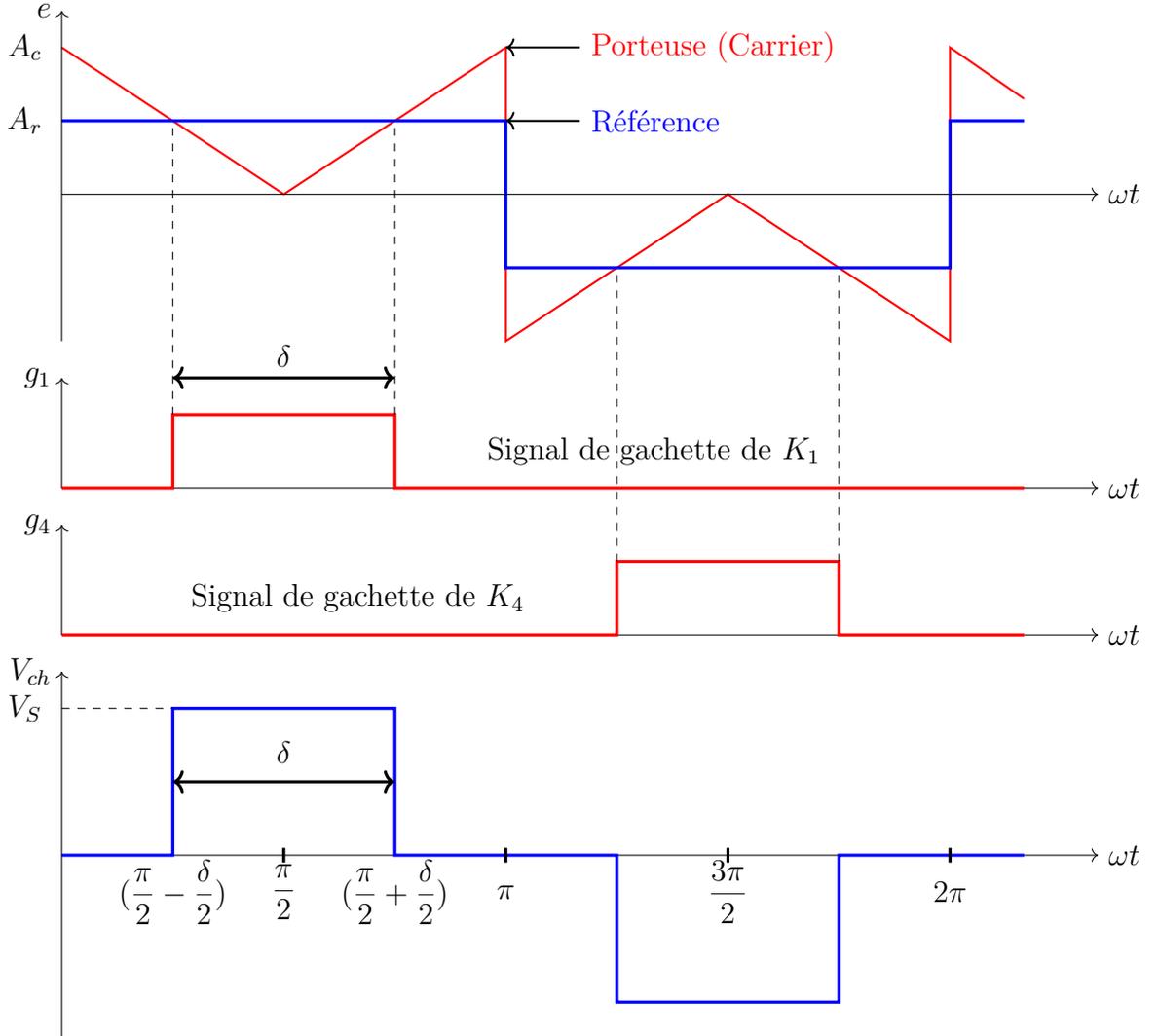


Figure 2.1: Modulation de largeur d'impulsion unitaire

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:

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

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.

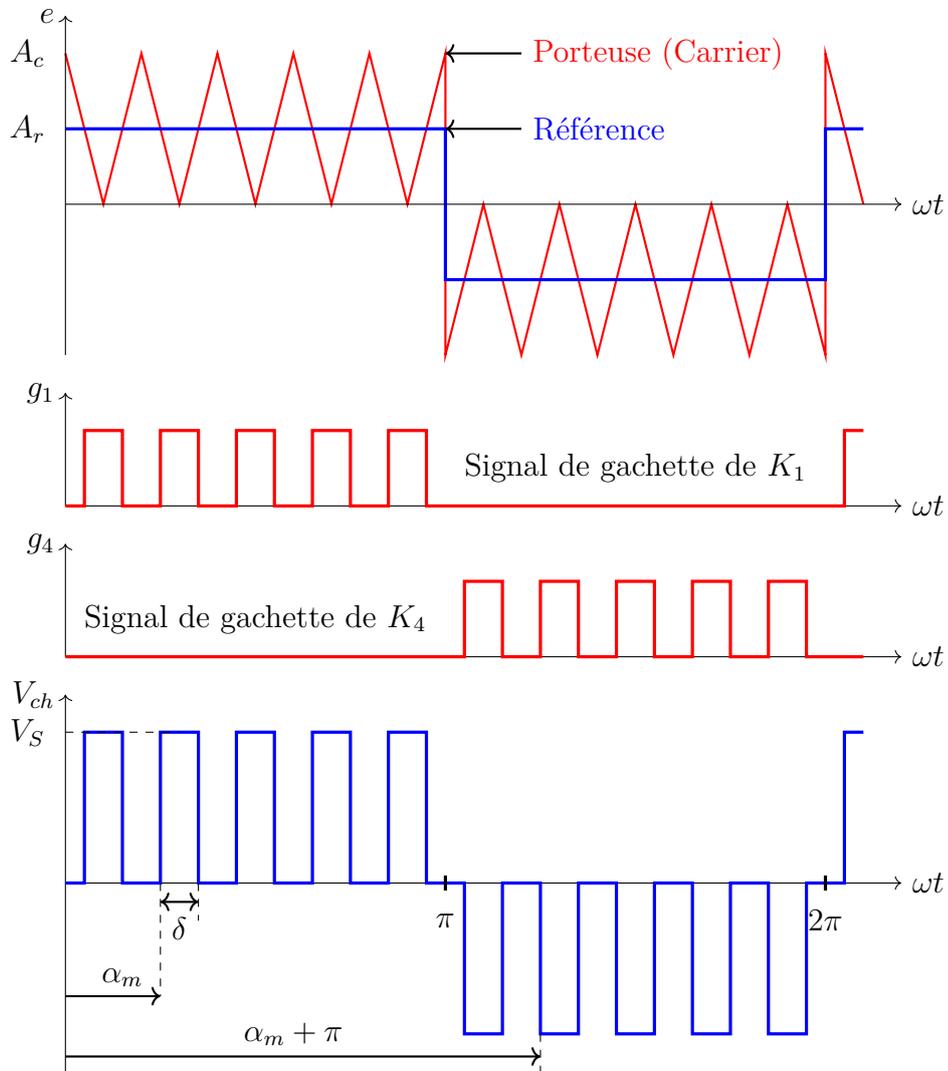


Figure 2.2: Modulation de largeur d'impulsion multiple

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:

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

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:

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

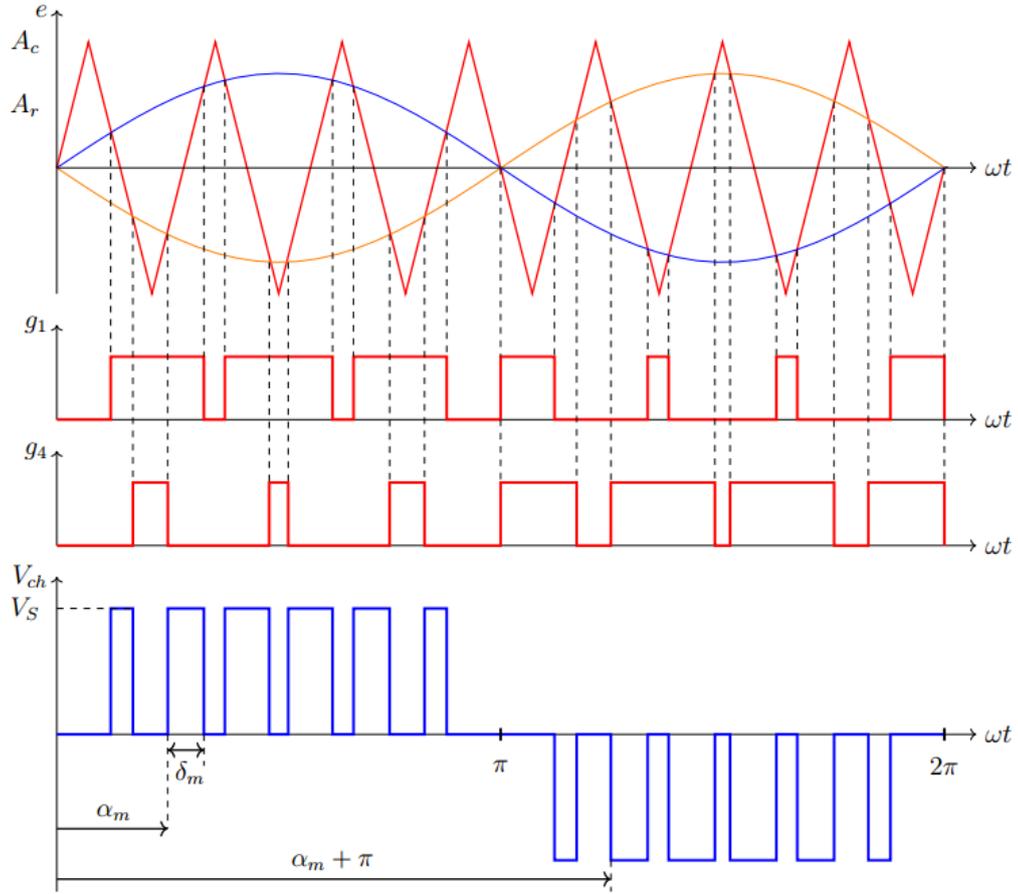


Figure 2.3: Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.

Les coefficients A_n et B_n seront:

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

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

Modulation de largeur d'impulsion vectorielle

3.1 Introduction

Dans ce qui suit, on a le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension donnée par la figure (3.1).

On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles : fermé (**off**) ou ouvert (**on**).

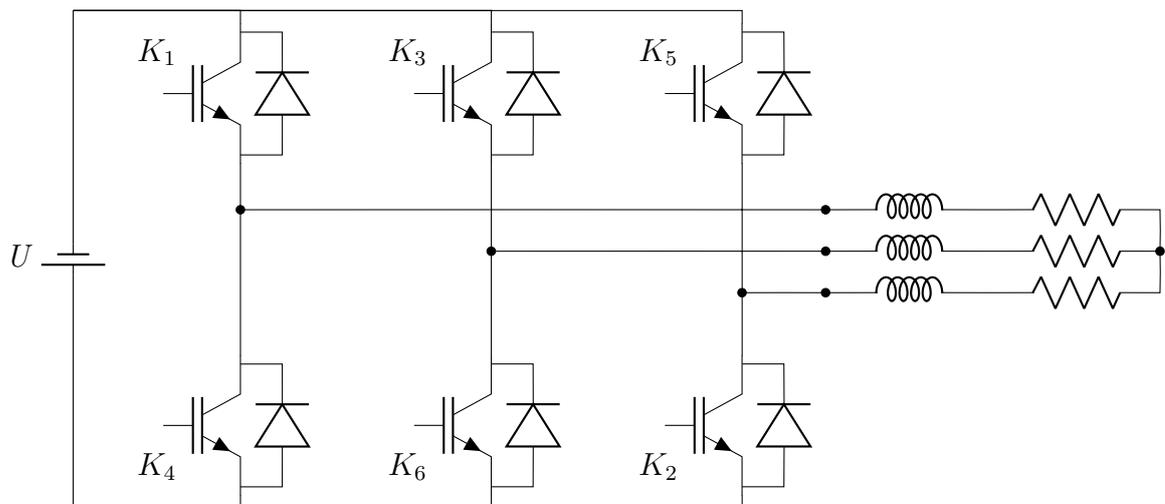


Figure 3.1: Topologie d'un onduleur triphasé de tension.

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (K_1 , K_3 et K_5) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur.

Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source U .

La figure (3.2) fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et

l'état des interrupteurs formant l'onduleur :

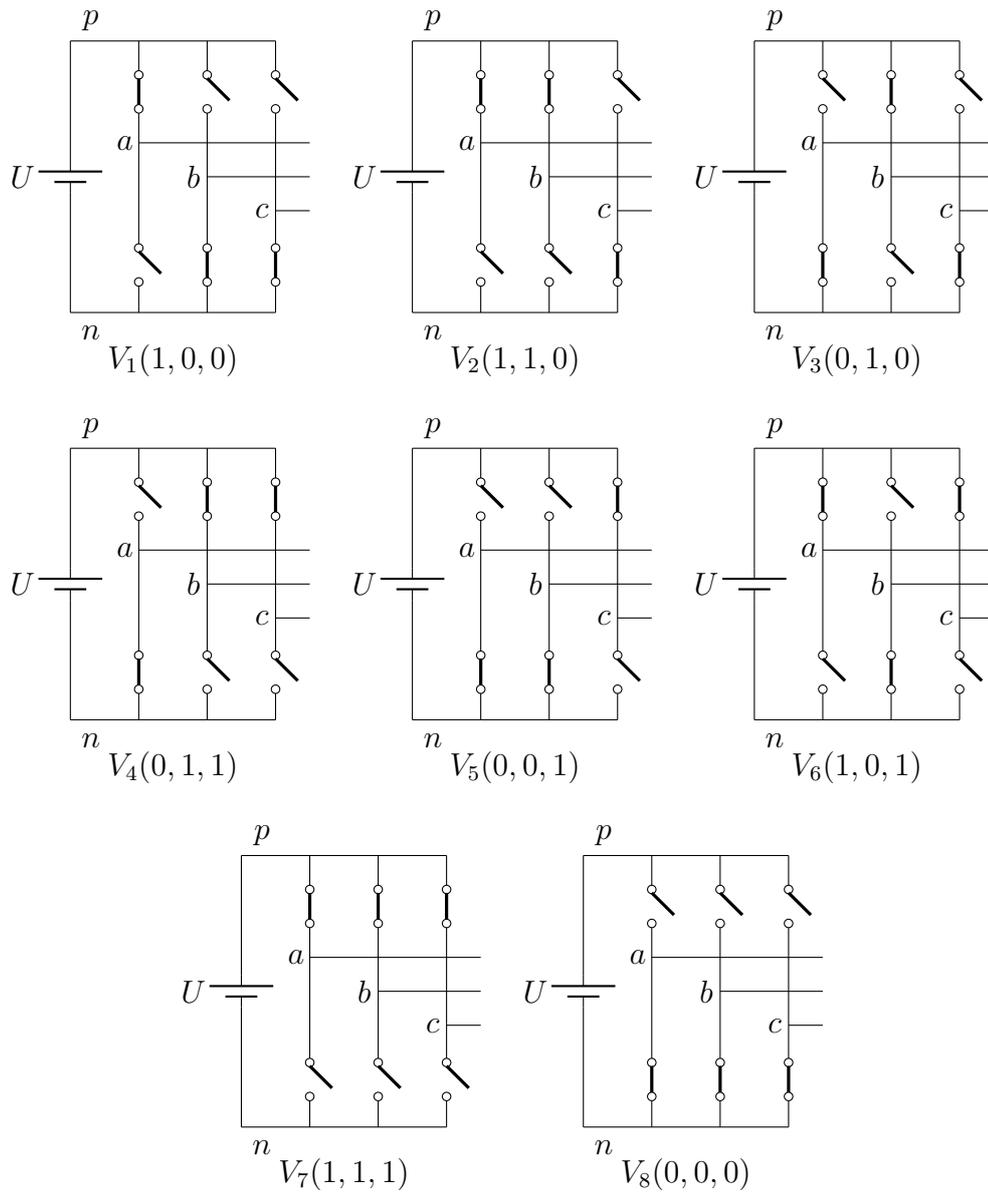


Figure 3.2: Huit états topologies de l'onduleur triphasé.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma suivant figure (3.3) :

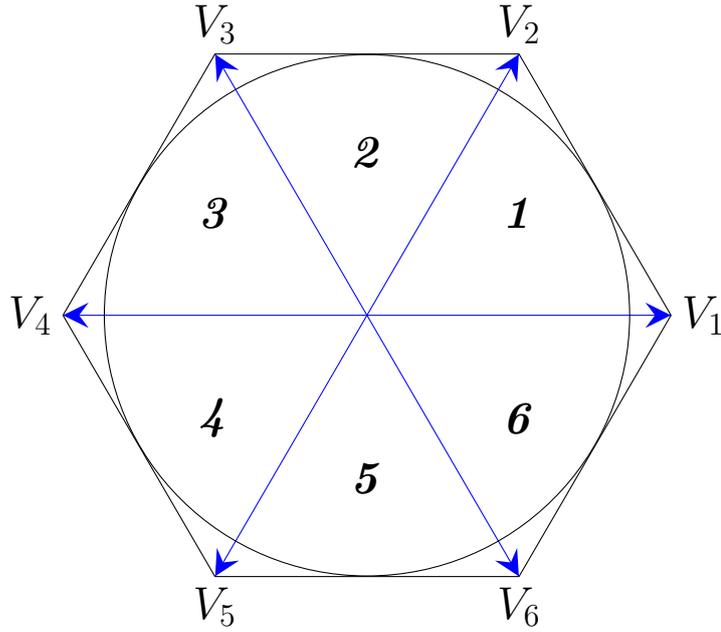


Figure 3.3: Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

Puisque chaque interrupteur a deux états (ouvert ou fermé), ce qui donne donc $2^3 = 8$ combinaisons possibles représentées par huit vecteurs :

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliquée aux bornes de la charge.
- Deux vecteurs de roues libres (8 et 7) inactif, pas de tension aux bornes de la charge.

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $(\pi/3)$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

3.2 Vecteurs spatiaux de tension

La modulation des vecteurs spatiaux **SVM** pour un onduleur de tension est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnelle (α, β) .

Considérant la topologie 1 de la figure (3.2), qui est répétée dans la figure (3.4) :

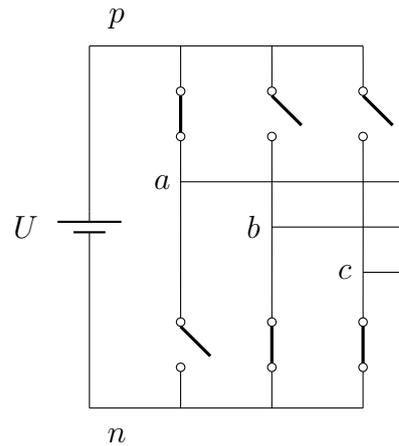


Figure 3.4: Topologie 1 - $V_1(1, 0, 0)$ de l'onduleur triphasé.

Les tensions composées (U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}) sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = U \\ U_{bc} = 0 \\ U_{ca} = -U \end{cases} \quad (3.1)$$

Ces valeurs peuvent être représentés dans la plan (α, β) comme elles sont montrées dans la figure (3.5), où les tensions (U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}) sont les vecteurs des tensions composées décalées entre eux de 120° dans l'espace.

Le vecteur efficace de tension produit par cette topologie est représenté comme V_1 (\mathbf{pnn}) dans la figure (3.5). Ici le \mathbf{pnn} de « notation » se rapporte aux trois bras des phases (a, b, c) étant relié à la borne positive de la source de tension continue (\mathbf{p}) ou à la borne négative de la source de tension continue (\mathbf{n}).

Ainsi le \mathbf{pnn} indique que la phase (a) étant relié à la borne positive (\mathbf{p}) et les phases (b et c) étant reliés à la borne négative (\mathbf{n}).

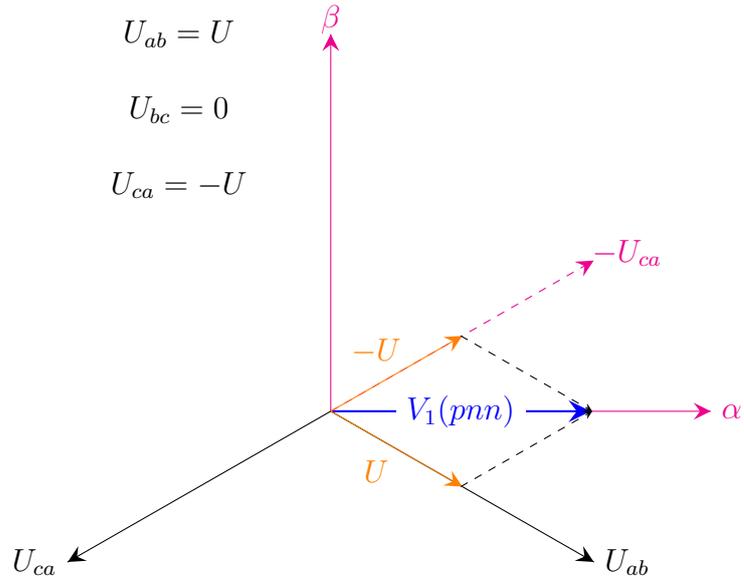


Figure 3.5: Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β) .

La même méthode à suivre pour les autres topologies, les six vecteurs différents de zéro de tension (V_1 à V_6) sont représentés sur les positions montrées dans la figure (3.6).

Les têtes de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée dans la figure (3.6)). On définit le secteur limité par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone, comme secteur. Ainsi, il y a six secteurs numérotés de (1 à 6).

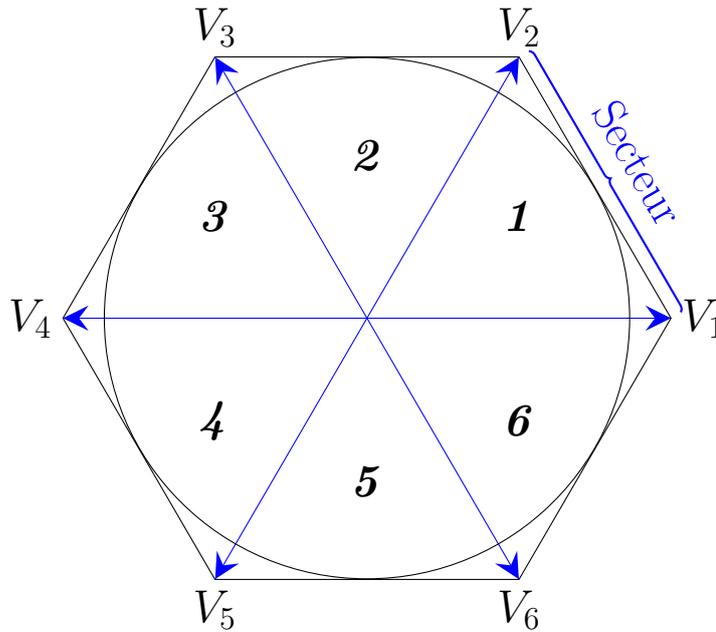


Figure 3.6: Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β) .

Considérant les deux dernières topologies de la figure (3.2) qui sont répétées dans la figure (3.7).

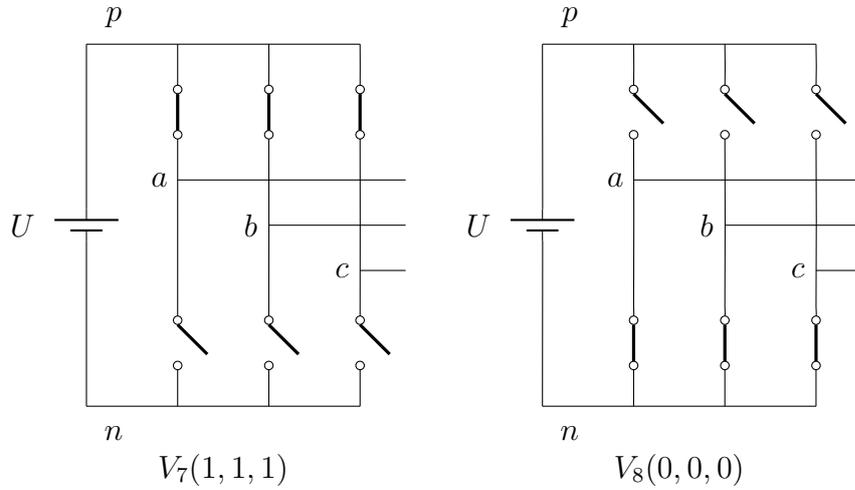


Figure 3.7: Topologies 7 et 8 ($V_7(1, 1, 1)$, $V_8(0, 0, 0)$) de l'onduleur triphasé.

Les vecteurs des tensions de sortie produit par ces topologie sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = 0 \\ U_{bc} = 0 \\ U_{ca} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Ces vecteurs de tension sont représentés par des vecteurs ayant des amplitudes nulles et par conséquent, ils sont désignés sous le nom des vecteurs de tension nulle ou des vecteurs à **roues libres**.

Ils sont positionnés à l'origine du plan (α, β) comme montré sur la figure (3.8). Les vecteurs de V_1 à V_8 sont appelés les vecteurs d'**état de commutation**.

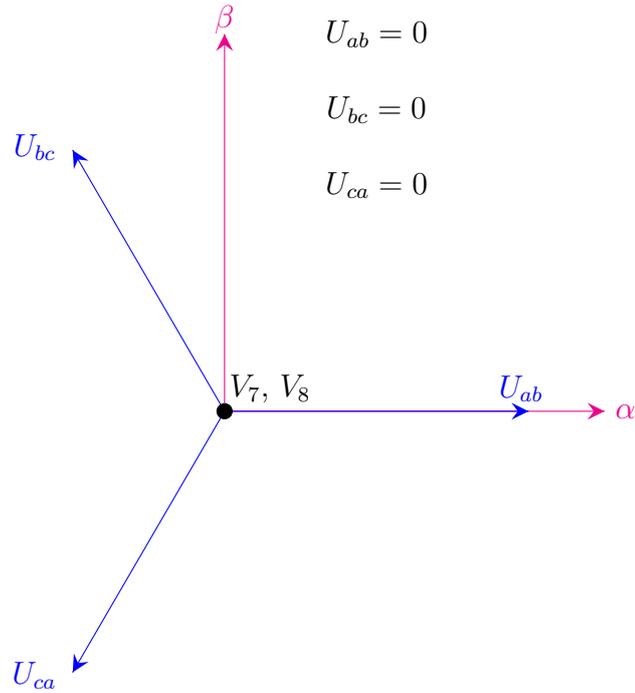


Figure 3.8: Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β) .

3.3 Modulation du vecteur spatial

Les trois tensions désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un vecteur équivalent V_{ref} tournant dans la direction anti-horaire comme montré dans la figure (3.9).

L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie figure (3.10) et le temps que ce vecteur prend pour accomplir une rotation complète est identique au temps de la période de la tension fondamentale de sortie.

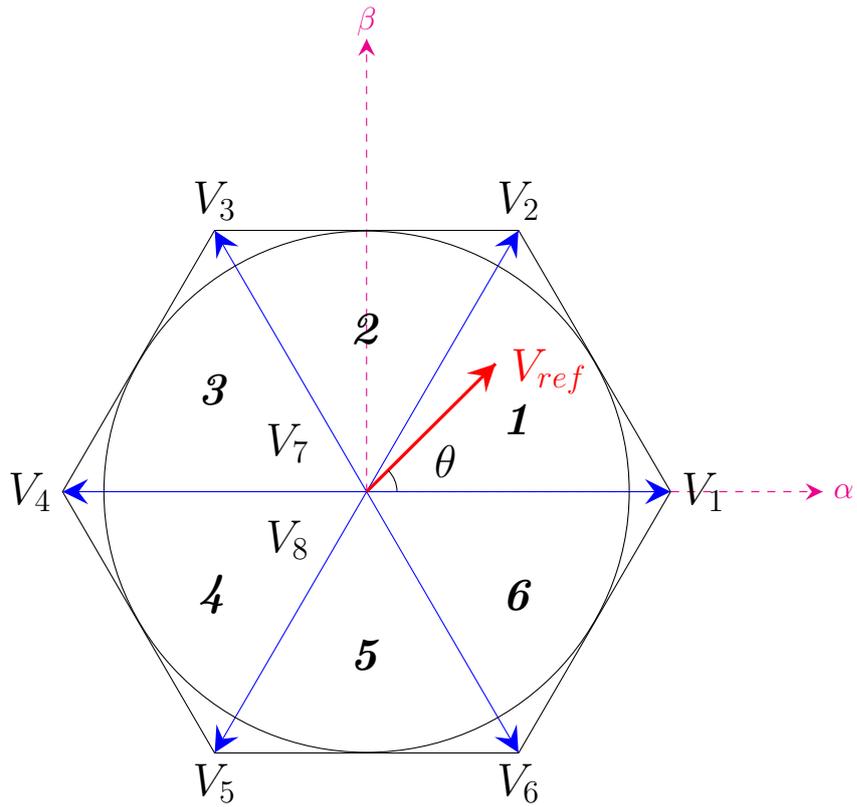


Figure 3.9: Vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β) .

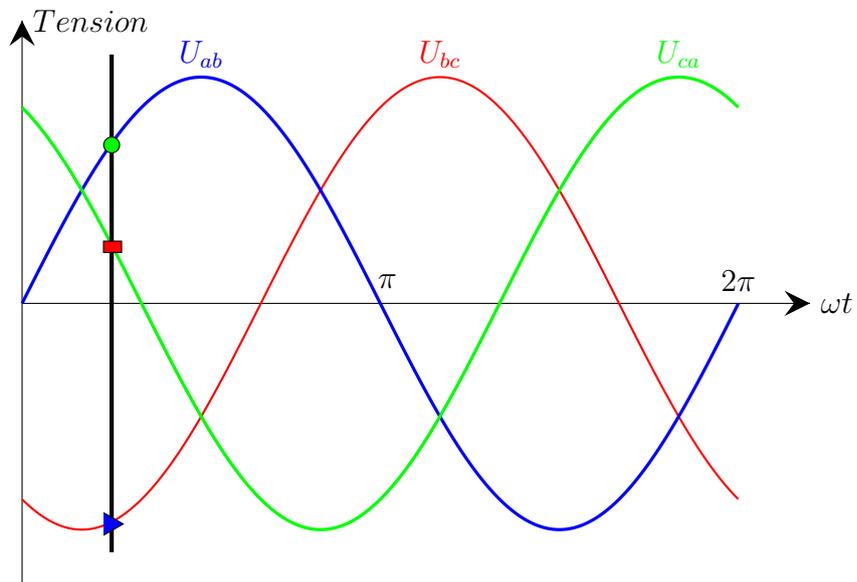


Figure 3.10: Amplitude de la tension de sortie.

Considérons la situation quand le vecteur de tension composé (tension entre phases) V_{ref} désiré à la sortie de l'onduleur est dans le **secteur 1** comme illustré dans la figure

(3.11).

Ce vecteur, peut être synthétisé par la modulation de largeur d'impulsions (**PWM**) des deux vecteurs adjacents (**SSV**) V_1 (pnn) et V_2 (ppn). Le temps d'utilisation de chacun étant respectivement T_1 et T_2 , et le vecteur nul (V_7 (ppp) ou V_8 (nnn)) ayant un temps d'utilisation T_0 :

$$T_1 \times V_1 + T_2 \times V_2 + T_0 \times V_0 = T_m \times V_{ref} \quad (3.3)$$

avec: $V_{ref} = V_\alpha + jV_\beta$
 et: $\frac{T_1}{T_m} + \frac{T_2}{T_m} + \frac{T_0}{T_m} = 1$
 où:

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_m \quad (3.4)$$

θ : l'angle instantané du vecteur de référence.

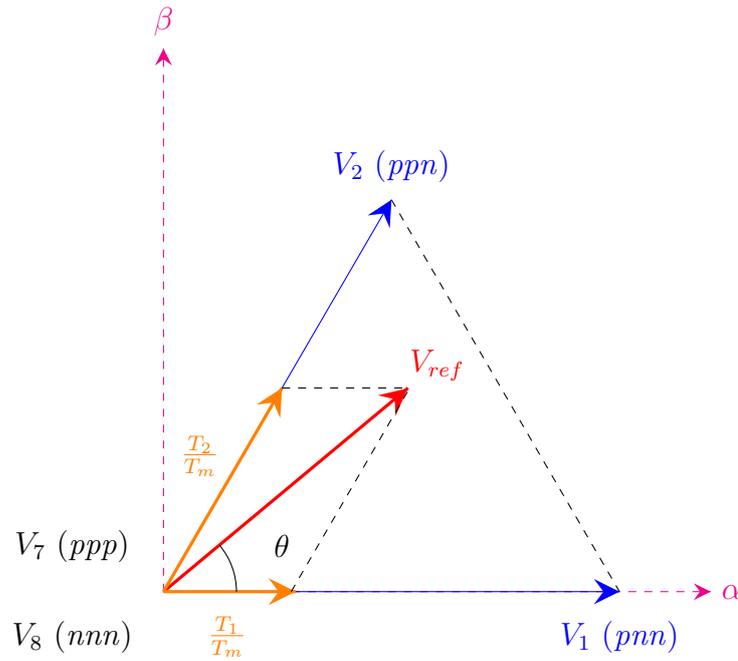


Figure 3.11: Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1.

Les coefficients d'utilisation $\frac{T_1}{T_m}$, $\frac{T_2}{T_m}$ et $\frac{T_0}{T_m}$, sont déterminés uniquement à partir de la figure (3.11), et les formules (3.3) et (3.4).

Les degrés de libertés que nous avons pour choisir un algorithme de modulation donné sont:

- Le choix du vecteur zéro : si nous voudrions employer V_7 (ppp) ou V_8 (nnn) ou tous les deux en même temps.
- Séquencement des vecteurs.

Quatre algorithmes de modulation de la **M.L.I Vectorielle (SV-PWM)** sont considérés, à savoir :

- La séquence alignée à droite (**SVM1**) (Right aligned sequence).
- La séquence symétrique (**SVM2**) (Symmetric Sequence).
- La séquence alternante de vecteur nul (**SVM3**) (alternating Zero Vector Sequence).
- La séquence non commuté de courant le plus élevé (**SVM4**) (highest Current Not-Switched Sequence).

3.4 Théorie de la MLI Vectorielle

La Figure (3.12) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant un moteur asynchrone :

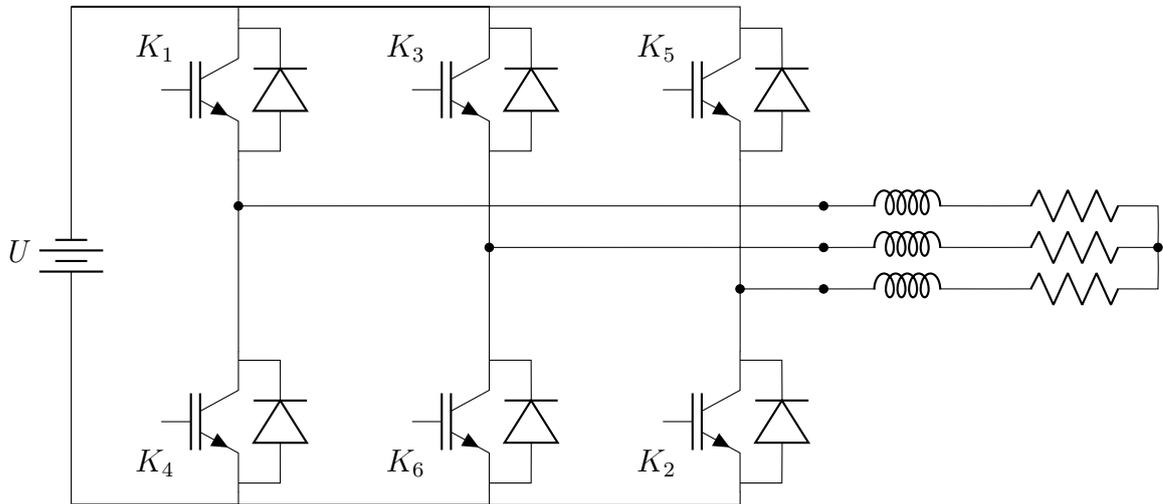


Figure 3.12: Topologie d'un onduleur triphasé de tension.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée;

- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (3.5)$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{ao} = V_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = V_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = V_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (3.6)$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.7)$$

La substitution de l'équation (3.6) dans (3.7) aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (3.8)$$

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_1 \\ K_3 \\ K_5 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Par principe, cet onduleur a un fonctionnement discret. Il ne peut prendre que $2^3 = 8$ état (Combinaison des trois grandeurs K_1 , K_3 , K_5).

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions. On utilise la **transformation de Concordia** pour transformer le vecteur de tensions triphasées (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) à un vecteur de tensions diphasées (V_α, V_β).

La **matrice de Concordia** est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Cette matrice est normée, elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes des tensions et des courants, dans le système (α, β) sont multipliées par un coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ donc, pour les déterminer dans le système réel, à partir du système (α, β) nous devons les diviser par ce coefficient.

3.5 Principe de la M.L.I vectorielle

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension V_{ref} pendant une période d'échantillonnage T_e par les vecteurs tension adjacents V_i et V_{i+1} , correspondants aux huit états possibles de l'onduleur.

A l'aide des expressions (3.9) et (3.10) on peut dresser le tableau de différents états de l'onduleur :

A un instant donné, l'onduleur peut générer seulement huit tensions $V_i = (1, 2, \dots, 8)$ dans le plan de la transformée de Concordia (α, β) dont deux sont null est V_7 et V_8 , et six ont le module $\sqrt{\frac{2}{3}} \times U$ et la direction $\left[\frac{\pi}{3}(i-1)\right]$.

Ces vecteurs sont appelés **vecteurs d'espace** et sont donnés par la relation suivante:

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}(i-1)\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}(i-1)\right) \end{bmatrix}, \quad i = 1, \dots, 6 \quad (3.11)$$

Deux vecteurs d'espace successifs V_i et V_{i+1} définissent le secteur i .

Par conséquent, Le fonctionnement de la M.L.I vectorielle se résume par une séquence de traitement:

- Détermination de $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$ et l'angle θ .
- Détermination du secteur « i » contenant le vecteur V_{ref} .

K_1	K_3	K_5	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	Vecteur
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_8 = 0$
1	0	0	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	$V_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U$
1	1	0	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$2\frac{U}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-\frac{U}{3}$	$2\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U$	0	$V_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}} \times U$
0	0	1	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$2\frac{U}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_5 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$V_7 = 0$

Tableau 3.1: Différents états de l'onduleur.

- Détermination des durées d'utilisation des interrupteurs T_1 , T_2 et T_0 .
- Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur (K_1 , K_3 , K_5 , et K_4 , K_6 et K_2).

3.6 Détermination de V_α , V_β , V_{ref} et l'angle θ

A partir de la figure (3.13), V_α , V_β , V_{ref} et l'angle θ peuvent être déterminés comme suit :

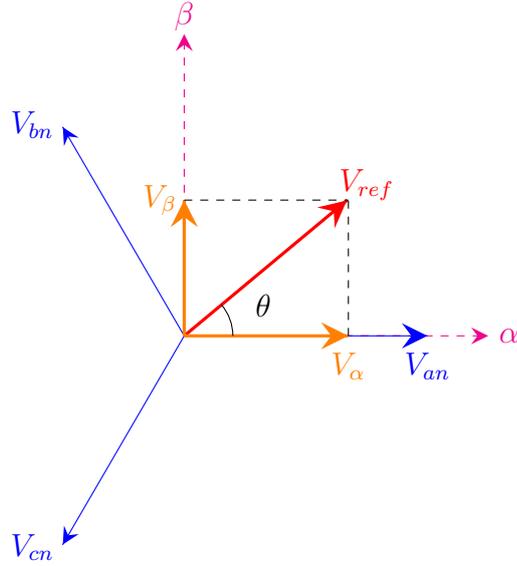


Figure 3.13: Projection des vecteurs de tension V_{α} , V_{β} et V_{γ} sur le plan (α, β) .

avec:

$$\begin{cases} V_{\alpha} = r \times \frac{U}{2} \times \cos(\theta) \\ V_{\beta} = r \times \frac{U}{2} \times \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{\gamma} = r \times \frac{U}{2} \times \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.12)$$

où: r : est le coefficient de réglage.

$$\begin{aligned} V_{\alpha} &= V_{\gamma} - V_{\beta} \times \cos(60) - V_{\gamma} \times \cos(60) \\ &= V_{\gamma} - \frac{1}{2} \times V_{\beta} - \frac{1}{2} \times V_{\gamma} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} V_{\beta} &= 0 \times V_{\gamma} + V_{\beta} \times \cos(30) - V_{\gamma} \times \cos(30) \\ &= 0 \times V_{\gamma} + \frac{\sqrt{3}}{2} \times V_{\beta} - \frac{\sqrt{3}}{2} \times V_{\gamma} \end{aligned} \quad (3.14)$$

En respectant le transfert de puissance «**Transformation De Concordia**», On aura:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{\gamma} \\ V_{\beta} \\ V_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

où:

$$\begin{aligned} V_{ref} &= \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \\ \theta &= \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) = \omega t = 2\pi f t \end{aligned}$$

f :est la fréquence fondamentale.

Le vecteur de référence V_{ref} est évalué sur la période de modulation T_m par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. En utilisant les huit vecteurs disponibles (Tableau (3.1)). La figure (3.9) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0 V_0 = T_m$$

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} \times V_1 + \frac{T_2}{T_m} \times V_2 + \frac{T_0}{T_m} \times V_7 \text{ (où } V_8)$$

3.7 Détermination des secteurs

Il est intéressant d'écrire la tension V_{ref} que l'on veut réaliser sous forme polaire, elle est de module V et d'angle polaire θ .

$$V_{ref} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

L'algorithme pour déterminer i est décrit ci-dessous :

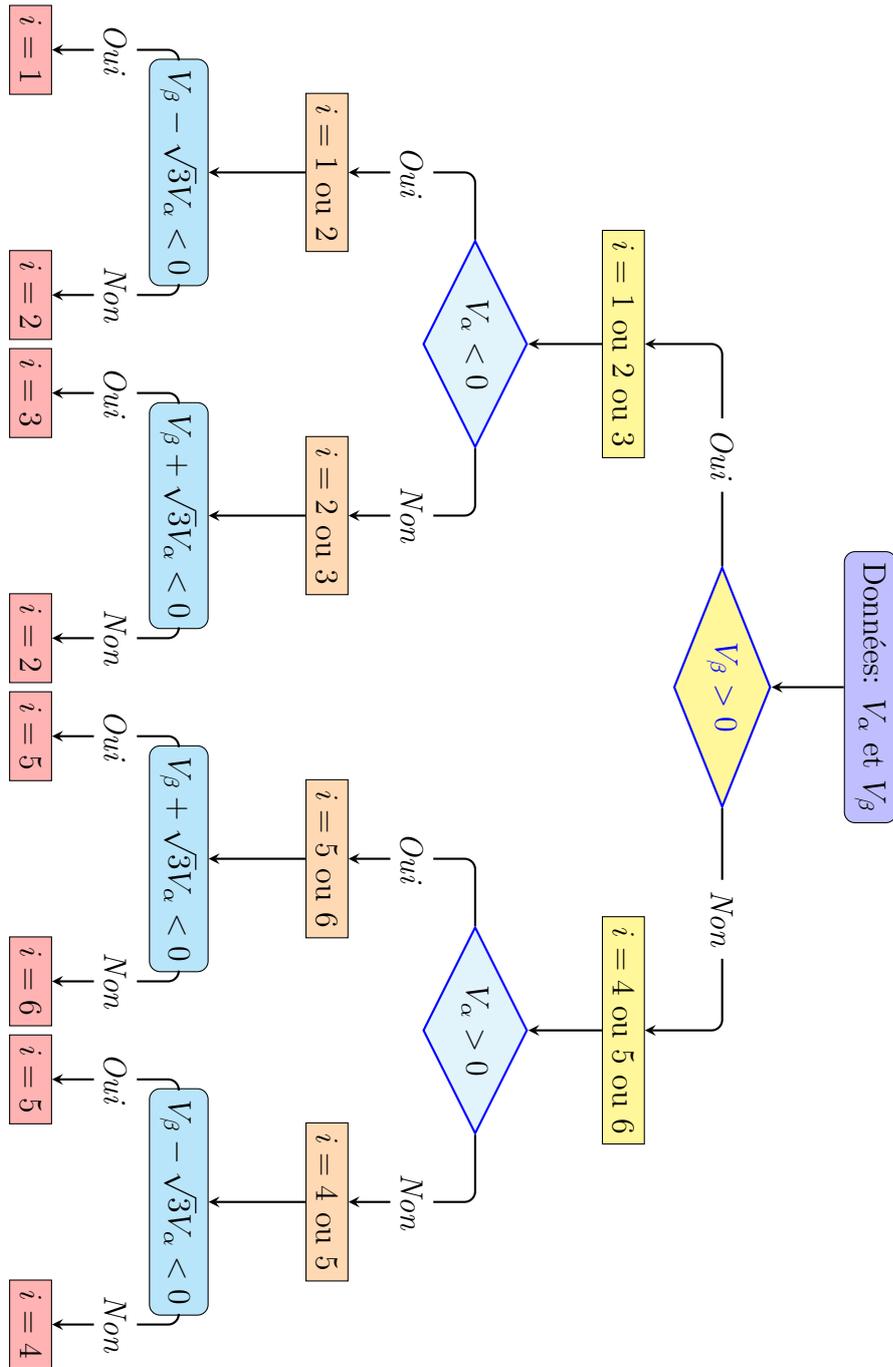


Figure 3.14: Organigramme de détermination du numéro du secteur.

3.8 Détermination des instants T_1 et T_2

La Détermination des instants T_1 et T_2 sont données par une simple projection sur les axes α et β comme le montre la figure (3.15):

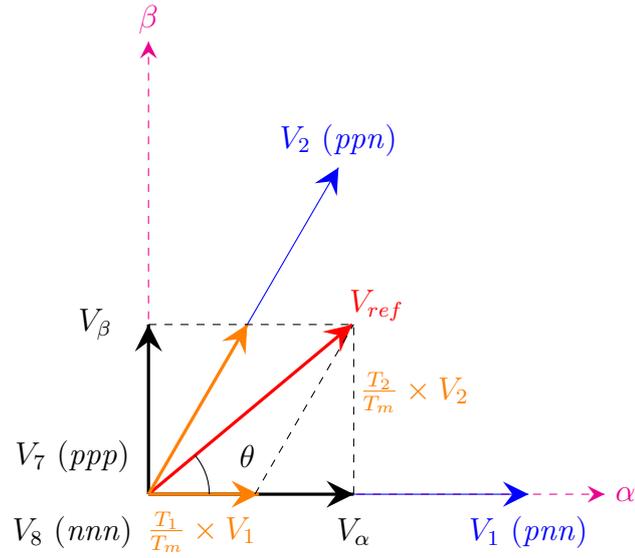


Figure 3.15: Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1.

$$\int_0^{T_m} V_{ref} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_7 dt \quad (\text{ou } V_8) \quad (3.17)$$

$$T_m \times V_{ref} = T_1 \times V_1 + T_2 \times V_2 + T_0 \times V_7 \quad (\text{ou } V_8) \quad (3.18)$$

où $0 \leq \theta \leq 60^\circ$, donc $i = 1$:

$$T_1 = T_m \times \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \times U} \times \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (3.19)$$

$$T_2 = T_m \times \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \times U} \times \frac{\sin(\theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (3.20)$$

Pour le reste de la période on applique le vecteur nul :

$$T_0 = T_m - (T_1 + T_2) \quad (3.21)$$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur.

3.9 Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur

Les impulsions durant une période d'échantillonnage T_m est présentée dans le chronogramme de la figure (3.16).

Le calcul du temps de commutation dans chaque secteur se fait comme suit :

Secteur	Commutateur supérieur K_1, K_3, K_5	Commutateur inférieur K_4, K_6, K_2
1	$K_1 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_3 : T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_5 : \frac{T_0}{2}$	$K_4 : \frac{T_0}{2}$ $K_6 : T_1 + \frac{T_0}{2}$ $K_2 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
2	$K_1 : T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_3 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_5 : \frac{T_0}{2}$	$K_4 : T_1 + \frac{T_0}{2}$ $K_6 : \frac{T_0}{2}$ $K_2 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
3	$K_1 : \frac{T_0}{2}$ $K_3 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_5 : T_2 + \frac{T_0}{2}$	$K_4 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_6 : \frac{T_0}{2}$ $K_2 : T_1 + \frac{T_0}{2}$
4	$K_1 : \frac{T_0}{2}$ $K_3 : T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_5 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$K_4 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_6 : T_1 + \frac{T_0}{2}$ $K_2 : \frac{T_0}{2}$
5	$K_1 : T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_3 : \frac{T_0}{2}$ $K_5 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$K_4 : T_1 + \frac{T_0}{2}$ $K_6 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_2 : \frac{T_0}{2}$
6	$K_1 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_3 : \frac{T_0}{2}$ $K_5 : T_2 + \frac{T_0}{2}$	$K_4 : \frac{T_0}{2}$ $K_6 : T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $K_2 : T_1 + \frac{T_0}{2}$

Tableau 3.2: Calcul du temps de commutation pour chaque secteur.

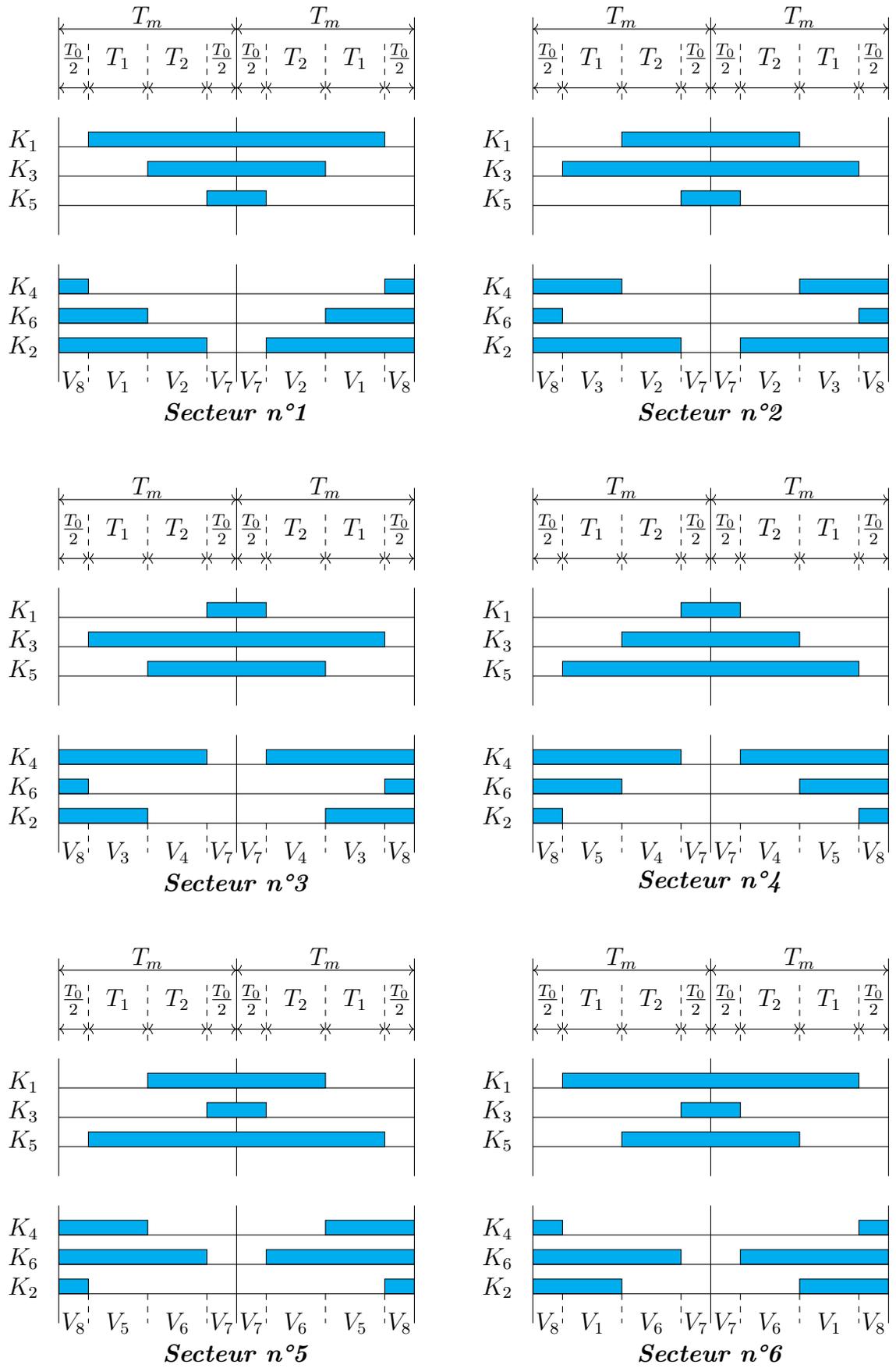


Figure 3.16: Temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.