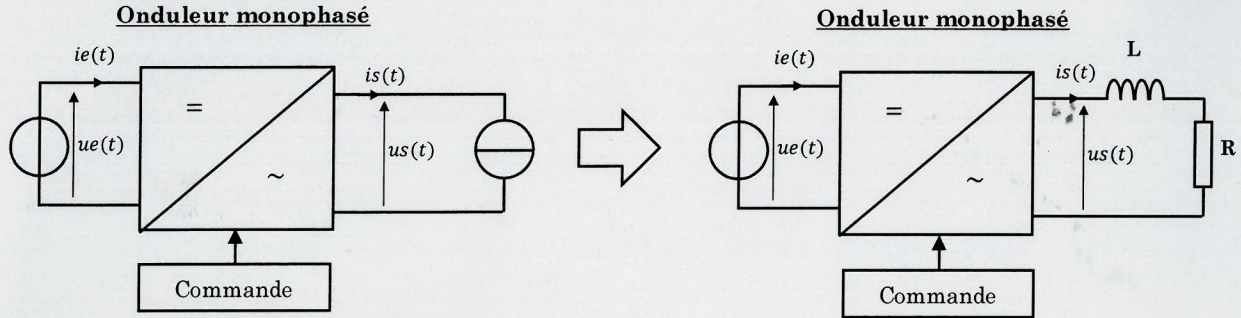


Onduleur monophasé

I. Introduction

1. Définition

Un onduleur monophasé est un dispositif électrique convertissant le courant continu (DC) en courant alternatif monophasé (AC). Il est utilisé pour fournir une alimentation de secours en cas de coupure et pour convertir l'énergie des sources renouvelables ou des batteries en courant alternatif utilisé dans les appareils électriques domestiques et industriels.



2. Hypothèse d'étude

- la source d'entrée fournit une tension idéale constante ($u_e(t) = E$).
- La charge est représentée par une source de courant sinusoïdal ($i_s(t)$) et a une tendance inductive, ce qui signifie que le courant $i_s(t)$ est en retard par rapport à la composante fondamentale de la tension $u_s(t)$.
- Tous les interrupteurs de puissance sont idéaux, ce qui assure un fonctionnement parfait de l'onduleur sans pertes.

II. Onduleur de tension monophasé

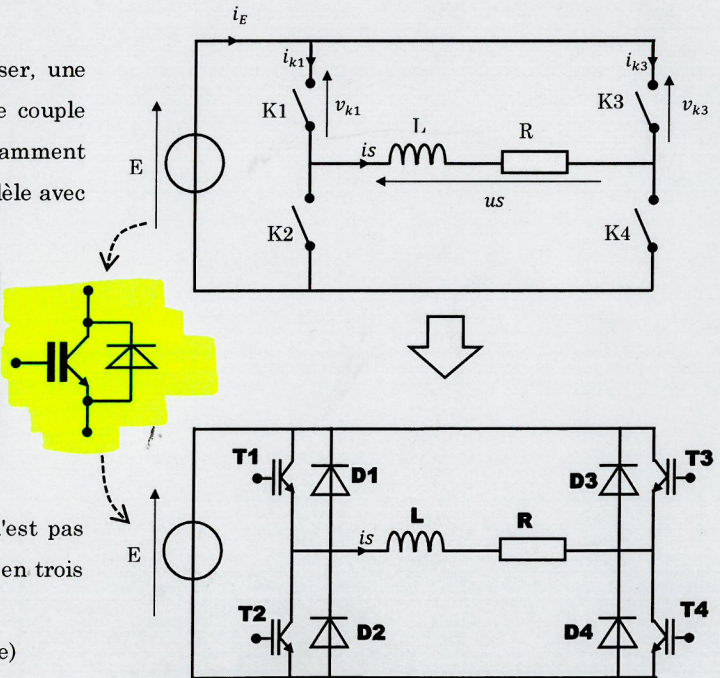
1. Structure

Un onduleur monophasé est habituellement constitué de quatre interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant. Sa structure se compose ainsi :

Avant de déterminer les interrupteurs à utiliser, une étude statique et dynamique est nécessaire pour le couple $\{v_{k1} ; i_{k1}\}$ et $\{v_{k3} ; i_{k3}\}$. L'interrupteur le plus couramment employé est soit un IGBT, soit un MOSFET en parallèle avec une diode, comme illustré dans le schéma.

Pour assurer la conformité aux règles d'interconnexion des sources, il est nécessaire de commander les interrupteurs de la manière suivante :

- $K2 = \overline{K1}$
- $K4 = \overline{K3}$



La commande des deux "bras" de l'onduleur n'est pas nécessairement simultanée, et elle peut être classée en trois types distincts :

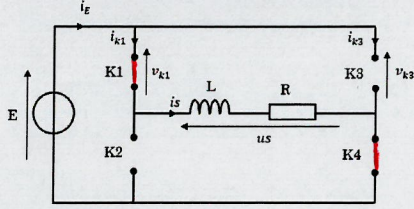
- La commande plein onde (ou simultanée)
- La commande décalée
- La commande MLI (ou PWM) est largement prédominante dans l'industrie.

2. La commande plein onde ou simultanée

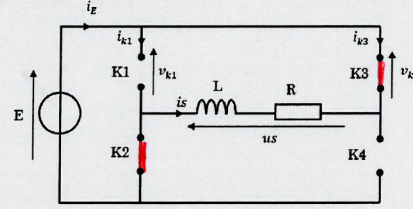
Tous les interrupteurs sont synchronisés avec une période T identique, et chacun d'entre eux reste activé pendant la moitié de cette période ($T/2$)..., on a : $K2 = K4 = \overline{K3} = \overline{K1}$

2.1. Expressions des tensions et des courants de l'onduleur

• Période 1 $t \in [0; T/2]$: K1 et K4 passants



• Période 2 $t \in [T/2; T]$: K2 et K3 passants

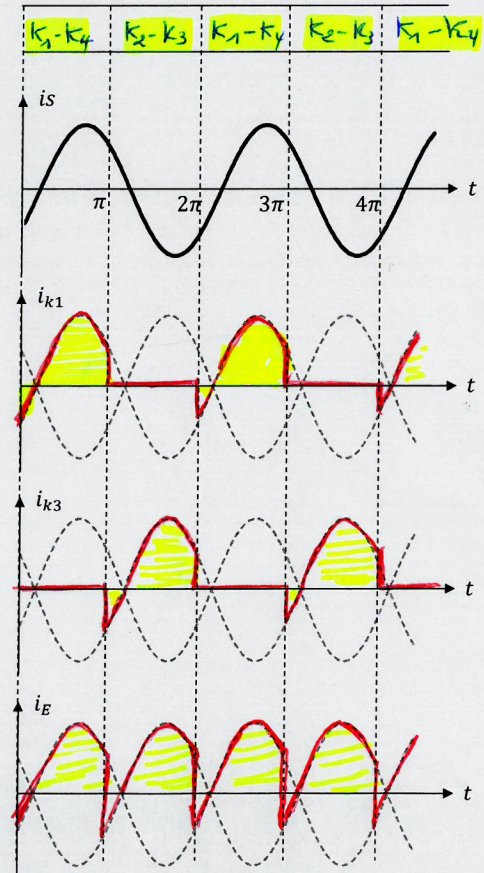
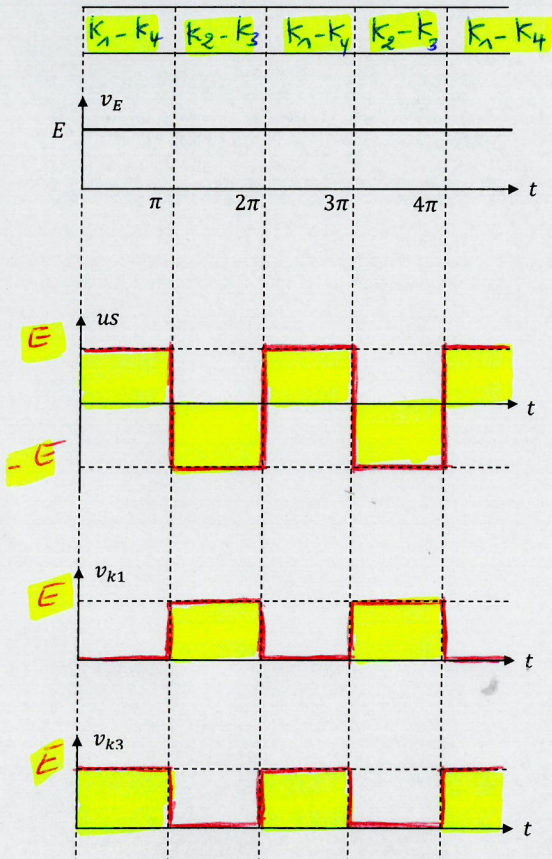


En se basant sur les deux schémas, on peut déduire les expressions suivantes :

Grandeur	Période 1 $t \in [0; T/2]$	Période 2 $t \in [T/2; T]$
$u_s(t)$	E	$-E$
$v_{k1}(t)$	0	E
$v_{k3}(t)$	E	0
$i_{k1}(t)$	i_s	0
$i_{k3}(t)$	0	$-i_s$
$i_E(t)$	i_s	$-i_s$

RQ : Les tensions sont exprimées en termes de la variable E , tandis que les courants sont formulés en fonction de $i_s(t)$.

2.2. Allures de courants et de la tension de l'onduleur

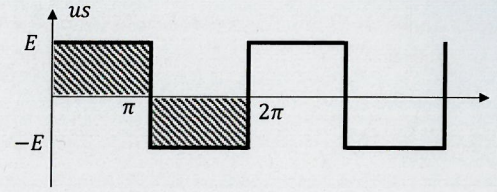


2.3. Valeur efficace de la tension de de sortie u_s

La relation suivante permet de calculer la valeur efficace de la tension de

sortie : $U_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_s(t)^2 dt} \Rightarrow U_s = \sqrt{\langle u_s(t)^2 \rangle}$

ona : $\langle u_s^2 \rangle = E^2 \Rightarrow U_s = E$

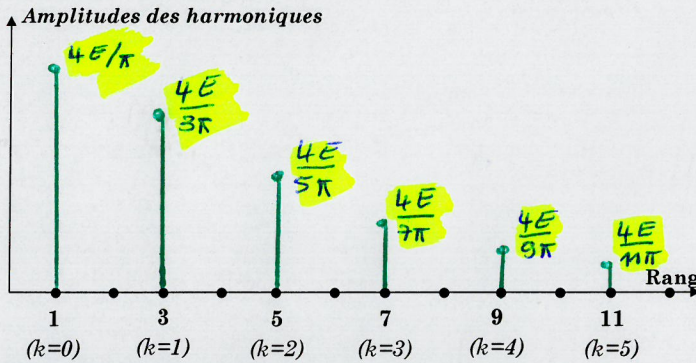


2.4. Spectre de la tension de sortie $u_s(t)$

La tension $V_s(t)$ possède une caractéristique impaire et une symétrie glissante. Son expansion en série de Fourier est

exprimée comme suit : $u_s(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin((2k+1)\omega t)$

Le diagramme ci-dessous représente le spectre correspondant :



Expression du fondamental $u_{s1}(t)$
$u_{s1}(t) = \frac{4E}{\pi} \cdot \sin(\omega t)$
La valeur efficace du fondamental U_{s1}
$U_{s1} = \frac{4E}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow U_{s1} = \frac{2\sqrt{2} \cdot E}{\pi}$

A partir de spectre, on constate que l'harmonique le plus gênant est :

l'harmonique 3

Leur expression est : $u_{s3}(t) = \frac{4E}{3\pi} \sin(3\omega t)$ de valeur efficace :

$U_{s3} = \frac{2\sqrt{2} \cdot E}{3\pi}$

2.5. Taux de distorsion harmonique THD

Par définition : $THD = \sqrt{\frac{\sum_{l=2}^{+\infty} (U_{sl})^2}{U_{s1}^2}} = \sqrt{\frac{U_s^2 - U_{s1}^2}{U_{s1}^2}}$

$THD = \sqrt{\frac{E^2 - (\frac{2\sqrt{2}}{\pi})^2 E^2}{(\frac{2\sqrt{2}}{\pi})^2 E^2}} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} \Rightarrow THD = 0.48 \Rightarrow THD = 48\%$

Conclusion :

La commande simultanée est inefficace en raison de la présence d'un grand nombre d'harmoniques. En particulier, l'existence de l'harmonique 3 et de ses multiples entraîne des problèmes techniques importants pour les machines tournantes (MAS, MS). Pour remédier à cette situation, il est impératif d'opter pour la commande décalée afin de supprimer cet harmonique perturbant ($n=3$).

3. La commande décalée

Dans la configuration de la commande décalée, les deux bras opèrent avec la même période T. Cependant, les interrupteurs du bras 2 sont déphasés selon un angle β (dont la valeur est comprise entre 0 et π). Ce choix d'angle vise à éliminer l'harmonique le plus gênant, tel que l'harmonique 3, afin d'atténuer ses effets indésirables.

3.1. Expressions des tensions et des courants de l'onduleur

Grandeur	$t \in [0; \beta] : K1, K3$	$t \in [\beta; \pi] : K1, K4$	$t \in [\pi; \pi + \beta] : K2, K4$	$t \in [\pi + \beta; 2\pi] : K2, K3$
$u_s(t)$	0	E	0	-E
$v_{k1}(t)$	0	0	E	E
$i_{k1}(t)$	i_s	i_s	0	0

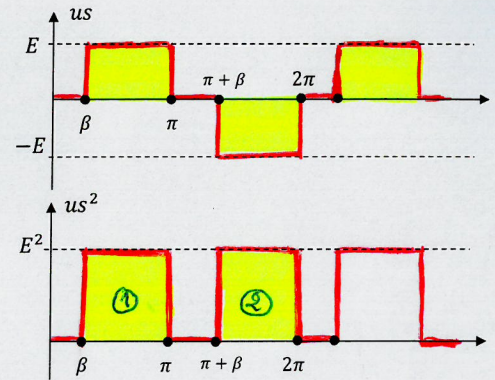
3.2. Valeur efficace de la tension de sortie

La relation suivante permet de calculer la valeur efficace de la tension de

sortie : $U_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_s(t)^2 dt} \Rightarrow U_s = \sqrt{\langle u_s(t)^2 \rangle}$

On a : $\langle u_s \rangle = \frac{E^2 \times (\pi - \beta)}{2\pi} \times 2 = \frac{\pi - \beta}{\pi} E^2$

$U_s = \sqrt{\langle u_s \rangle} \Rightarrow U_s = E \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}$



3.3. Spectre de la tension de sortie us(t)

En prenant la nouvelle référence d'angle à $\beta/2$ (soit $\theta' = \theta - \beta/2$), la tension $u_s(\theta')$ admet une propriété impaire et une symétrie glissante. Sa série de Fourier se développe comme suit :

$u_s(\theta') = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cdot \cos\left((2k+1)\frac{\beta}{2}\right) \cdot \sin((2k+1)\theta')$

Objectif : Pour quelle valeur de l'angle β l'harmonique 3 (correspondant à $k=1$) est supprimée ?

Donc : $u_s(3\theta') = 0 \Rightarrow \frac{4E}{3\pi} \cos\left(3\frac{\beta}{2}\right) \cdot \sin(3\theta') = 0$ pour $\beta \in [0; \pi]$

d.m.c. : $\cos\left(\frac{3\beta}{2}\right) = 0$ ou $\sin 3\theta' \neq 0$

$(\Rightarrow) \cos\left(\frac{3\beta}{2}\right) = 0 \Rightarrow \frac{3\beta}{2} = \frac{\pi}{2} + k\pi$

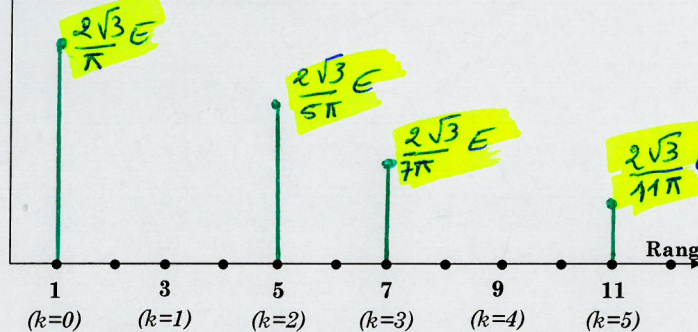
$k = 0, 1, 2, 3, \dots$
 $B = \frac{\pi + 2k}{3}$, pour $t \in [0, \pi] \Rightarrow k=0$

$B = \frac{\pi}{3}$

Le diagramme ci-dessous représente le spectre correspondant pour $\beta = \frac{\pi}{3}$:

Soit : $u_s(\theta') = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cdot \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin((2k+1)\theta')$

Amplitudes des harmoniques



Expression du fondamental $u_{s1}(t)$
$u_{s1}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E \sin(\omega t)$
La valeur efficace du fondamental U_{s1}
$U_{s1} = \frac{2\sqrt{3}/\pi E}{\sqrt{2}} \Rightarrow U_{s1} = \frac{\sqrt{6} E}{\pi}$

Question : Quelles conclusions peut-on tirer concernant l'harmonique 3 et ses multiples ?

à partir du spectre de $u_s(t)$, l'harmonique 3 et ses multiples sont nuls.

A partir de spectre, on constate que l'harmonique le plus gênant est : l'harmonique 5.

Leur expression est : $u_5(t) = \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} E \sin(5\omega t)$ de valeur efficace : $U_5 = \frac{\sqrt{6} E}{5\pi}$

3.4. Taux de distorsion harmonique THD

Par définition : $THD = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} (U_{si})^2}{U_{s1}^2}} = \sqrt{\frac{U_s^2 - U_{s1}^2}{U_{s1}^2}} \Rightarrow$ pour $B = \pi/3 \Rightarrow U_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E$

$THD = \sqrt{\frac{(\sqrt{2/3} E)^2 - (\sqrt{6}/\pi E)^2}{(\sqrt{6}/\pi E)^2}} \Rightarrow THD = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} \Rightarrow THD = 31\%$

Conclusion :

La commande décalée offre une efficace suppression de l'harmonique 3 et de ses multiples, ce qui réduit significativement le THD. Cependant, elle présente un inconvénient majeur : les harmoniques 5 et 7 demeurent problématiques et s'avèrent plus complexes le filtrage. Ces harmoniques indésirables peuvent entraîner des vibrations et une fatigue mécanique des machines tournantes, ce qui réduit le rendement et peut les amener à se déclasser.

4. La commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Grâce aux avancées dans les semi-conducteurs de puissance et leur commande, la modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM en anglais) est largement préférée et utilisée dans tous les variateurs de vitesse, qu'ils soient monophasés ou triphasés.

Le principe de la commande MLI consiste à découper la tension $v_s(t)$ en plusieurs créneaux de largeur différente pour chaque période, en contrôlant les interrupteurs. Les objectifs généraux de la commande MLI sont les suivants :

- **Repousser vers les fréquences élevées** les harmoniques de la tension de sortie $v_s(t)$ afin de le filtrage.
- **Permettre le réglage de la valeur efficace** du fondamental de la tension $v_s(t)$: c'est une propriété importante pour fonctionne les machine tournante à vitesse variable (flux constant).

Parmi les différentes méthodes de commande MLI disponibles, nous mettrons en évidence l'utilité de deux d'entre elles : la commande MLI pré-calculée et la commande MLI à modulation par porteuse.

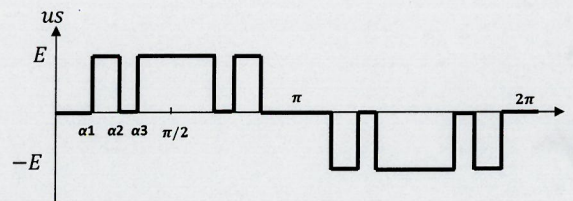
4.1.Principe de la commande MLI pré-calculée

Le principe de la commande MLI pré-calculée repose sur la manipulation des interrupteurs pour découper la tension $v_s(t)$ selon des angles spécifiques. Ces angles sont calculés de manière à éliminer les harmoniques indésirables. La figure ci-dessous illustre le cas de la suppression des harmoniques 3, 5 et 7.

Le développement en série de Fourier DSF montre que $u_s(t)$ s'écrit :

$$u_s(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\theta) \text{ Avec}$$

$$B_n = \frac{1}{n} (\cos n \alpha_1 + \cos n \alpha_2 + \cos n \alpha_3) \text{ et } n = \{1, 3, 5, 7, \dots\}$$



L'objectif est de déterminer les valeurs des angles α_1 , α_2 et α_3 permettant d'éliminer les harmoniques 3, 5 et 7. Pour cela, nous résolvons le système suivant à l'aide d'un logiciel de calcul numérique, et les résultats obtenus sont les suivants :

$$\begin{cases} u_{s3}(t) = 0 \\ u_{s5}(t) = 0 \\ u_{s7}(t) = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \cos 3 \alpha_1 + \cos 3 \alpha_2 + \cos 3 \alpha_3 = 0 \\ \cos 5 \alpha_1 + \cos 5 \alpha_2 + \cos 5 \alpha_3 = 0 \\ \cos 7 \alpha_1 + \cos 7 \alpha_2 + \cos 7 \alpha_3 = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \alpha_1 = 22.7^\circ \\ \alpha_2 = 37.8^\circ \\ \alpha_3 = 46.8^\circ \end{cases}$$

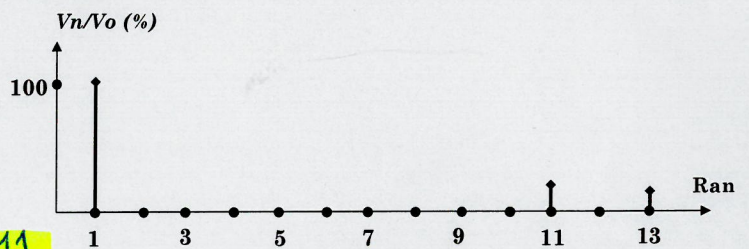
4.2.Spectre de la tension de sortie $u_s(t)$

Le diagramme ci-dessous représente le spectre correspondant :

les harmonique qui sont nuls par MLI

- Harmonique 3
- les multiple de 3
- les harmonique 5 et 7

donc, l'harmonique proche du fondamental et l'harmonique 11



4.3.Filtrage de la tension MLI

Généralement, la charge est une machine alternative. On modélise la phase du moteur par un circuit RL série. Cette configuration agit comme un filtre passe-bas, c'est-à-dire qu'elle atténue davantage les harmoniques de rang élevé. Le diagramme ci-dessous illustre cette propriété :

