

Chapitre 4

Convertisseurs statiques à commutation forcée

4.1. Introduction

Le réseau de distribution électrique fournit un courant à 50Hz. Or on a besoin soit un courant continu ou un courant alternatif mais à une autre fréquence, pour alimenter par exemple les machines électriques. Il est obligatoire de pouvoir disposer de mécanismes permettant de faire les transformations entre réseaux continu et alternatif, mais identiquement d'alternatif à alternatif (changement de fréquence ou d'amplitude de la valeur efficace) ou de continu à continu.

Les onduleurs sont les dispositifs ont pour but, d'obtenir une source de tension de courant alternatif, sinusoïdal ou non, à fréquence fixe ou à fréquence variable ; à partir d'un générateur de tension continue, d'où leur nom usuel « les onduleurs ». Nous classons toutefois deux types importants des onduleurs :

- Les onduleurs autonomes: Un onduleur autonome (ou oscillateurs) est un convertisseur statique continu-alternatif, il permet de générer leur propre fréquence et leur propre tension alternative. Dans ces onduleurs la commutation est forcée.
- Les onduleurs non autonomes (ou pilotées): les onduleurs non autonomes dont la fréquence et la tension alternative sont exigées par le réseau qu'ils alimentent. Dans ces onduleurs la commutation est naturelle. Elle est naturelle en ce sens que ce sont les tensions alternatives du réseau qui effectuent le transfert du courant d'un thyristor à l'autre.

4.2. Conversion continu-alternatif

Un convertisseur continu-alternatif permet d'obtenir une tension alternative (éventuellement réglable en fréquence et en amplitude) à partir d'une source de tension continue.

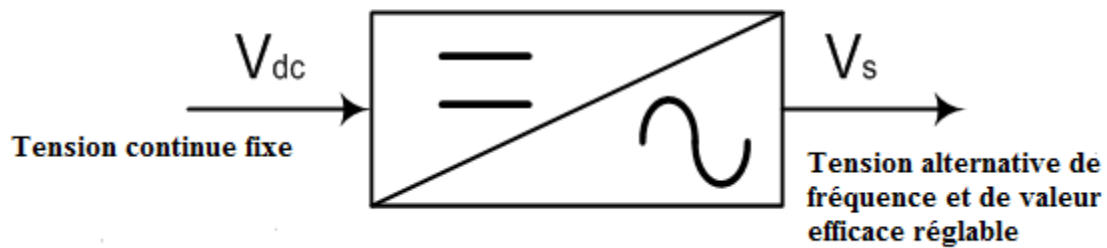


Fig.4.1: Principe de la conversion continue-alternative

L'étude se limitera à l'onduleur autonome en pont (commande symétrique, décalée puis MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)) dans lequel les interrupteurs seront supposés parfaits avec une charge inductive.

4.3. Classification d'onduleurs

Un onduleur dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs source de tension.
- Les onduleurs source de courant.

4.3.1. Onduleurs source de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.é.m. alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

4.3.2. Onduleurs source de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

4.3.3. Onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par

alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome.

4.4. Types d'onduleurs autonomes de tension

On peut classer les onduleurs en deux catégories :

- ✓ Onduleurs monophasés.
- ✓ Onduleurs triphasés.

4.4.1. Onduleurs monophasés

Selon la commande des interrupteurs des onduleurs, trois types sont envisagés:

- ✓ Mutateur ou onduleur à commande symétrique.
- ✓ Onduleur en créneaux (ou onduleur à commande décalée).
- ✓ Onduleur à MLI.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspondant à :

4.4.1.1. Onduleur monophasé en demi-pont (Half-Bridge Inverter)

Son principe consiste à imposer une tension positive et négative aux bornes de la charge. Pour cela, il faut utiliser deux hacheurs tête-bêche.

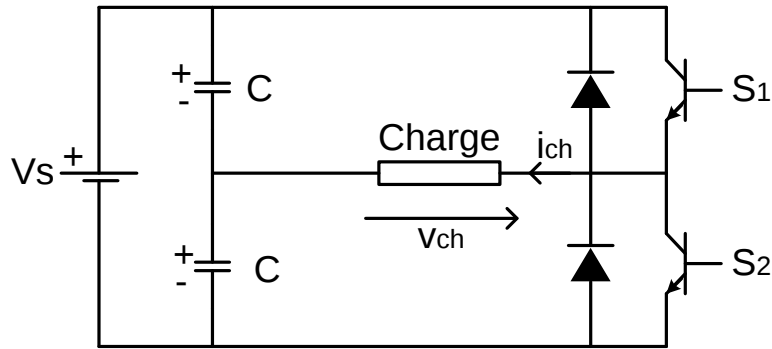


Fig 4.2 : Onduleur monophasé en demi-pont.

La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur en demi-pont est illustrée par la fig 4.3 pour la commande symétrique figure (a) et la commande décalée (b).

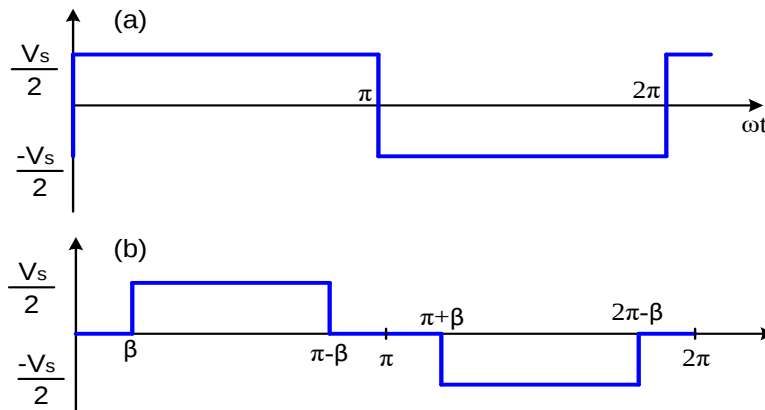


Fig 4.3. Forme d'onde de la sortie de la tension (a) commande symétrique (b) commande décalée.

- Les caractéristiques d'un onduleur en demi-pont.

● La tension instantanée :

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \text{ ou } \left(-\frac{V_s}{2}\right) \quad (4.1)$$

● Tension efficace de sortie :

$$\begin{cases} v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_s}{2} \\ v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_{\beta}^{\frac{T}{2}-\beta} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_s}{2} \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}} \end{cases} \quad (4.2)$$

- Tension instantanée en série de Fourier

$$\begin{cases} v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin(n\omega t) & \text{pour la comannde symétrique} \\ v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos(n\beta) \sin(n\omega t) & \text{pour la commande décalée} \end{cases} \quad (4.3)$$

$v_{out} = 0$ pour $n=2,4,6$

On peut écrire l'équation (4.3) avec une autre façon :

$$\begin{cases} v_{out} = \frac{2V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin([2k+1]\omega t) & \text{pour la comannde symétrique} \\ v_{out} = \frac{2V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos([2k+1]\beta) \sin([2k+1]\omega t) & \text{pour la commande décalée} \end{cases} \quad (4.4)$$

- Valeur efficace du fondamental : (pour $n=1$)

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \quad (4.5)$$

- Facteur du nième harmonique : H_{fn}

C'est la contribution individuelle des harmoniques définie comme suit:

$$H_{fn} = \frac{V_n}{V_1} \quad (4.6)$$

V_n : valeur efficace de la nième harmonique.

V_1 : valeur efficace du fondamental.

- Facteur de distorsion : DF

C'est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques parasites sans avoir à spécifié le filtre

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.7)$$

- Facteur de distorsion pour une harmonique individuelle : DF_n

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n} \quad (4.8)$$

● Facteur d'harmonique total : THD

C'est la mesure de la similitude de forme réelle avec e fondamental

$$\begin{cases} THD = \frac{\sqrt{[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2]}}{V_1} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2}} \approx 0.48 \text{ pour la commande symétrique} \\ THD = \frac{\sqrt{\pi^2 - 2\pi\beta - 8\cos^2\beta}}{2\sqrt{2}\cos\beta} \text{ pour la commande décalée} \end{cases} \quad (4.8)$$

Le THD est très mauvais, de l'ordre de 48% pour la commande symétrique. Dans le cas de la commande décalée, le THD dépend de l'angle de commande β .

● Harmonique de plus bas ordre : LOH

C'est l'harmonique ayant une fréquence proche à le fondamental et son amplitude $\geq 3\% V_1$

4.4.1.2. Onduleur monophasé en pont (ou en H)

Dans la pratique la source continue est unique et cela conduit à la structure des onduleurs en pont. Cette représentation d'onduleur, représenté ci-dessous, utilise deux bras (S1-S4) et (S3-S2) des interrupteurs en série. L'onduleur en pont ne nécessite pas de source de tension d'alimentation à point milieu.

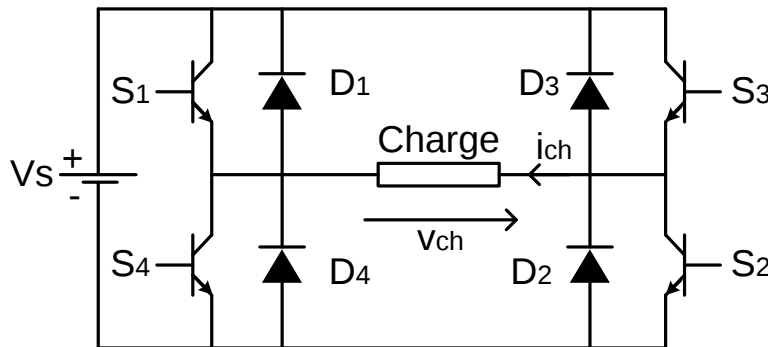


Fig 4.4: Onduleur monophasé en pont complet.

Lorsque D1 D2 ou (D3 D4) conduisent l'énergie est renvoyée à la source. Les caractéristiques d'un onduleur en pont complet. La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur en pont complet est illustrée par la figure 4.5 pour la commande symétrique figure (a) et la commande décalée (b).

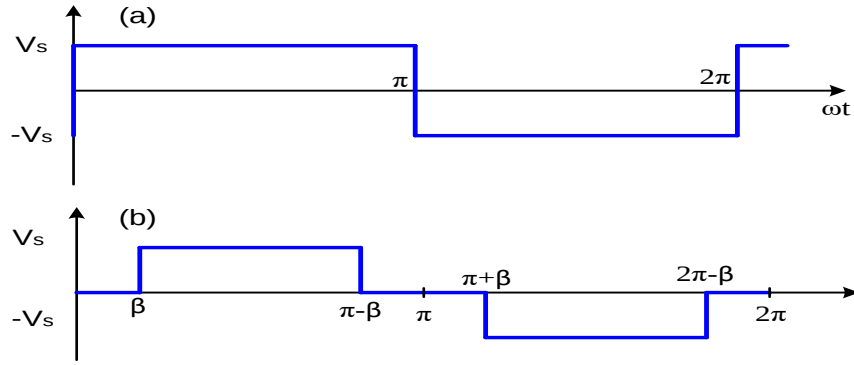


Fig 4.5 : Forme d'onde de la sortie de la tension (a) commande symétrique (b) commande décalée.

Les caractéristiques d'un onduleur en demi- pont :

● La tension instantanée :

$$v_{an} = V_s \text{ ou } (-V_s) \quad (4.10)$$

● Tension efficace de sortie :

$$v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^2 = V_s^2 \quad (4.11)$$

$$v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_{\beta}^{\frac{T}{2}-\beta} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^2 = V_s^2 \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$$

● Tension instantanée en série de Fourier :

$$v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad \text{pour la commande symétrique} \quad (4.12)$$

$$v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos(n\beta) \sin(n\omega t) \quad \text{pour la commande décalée}$$

$$v_{out} = 0 \text{ pour } n=2,4,6$$

On peut écrire l'équation (4.12) avec une autre façon :

$$v_{out} = \frac{4V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin([2k+1]\omega t) \quad \text{pour la commande symétrique} \quad (4.13)$$

$$v_{out} = \frac{4V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos([2k+1]\beta) \sin([2k+1]\omega t) \quad \text{pour la commande décalée}$$

● Valeur efficace du fondamental : (pour n=1)

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.9V_s \quad (4.14)$$

● Facteur du nième harmonique : Hfn

C'est la contribution individuelle des harmoniques définie comme suit:

$$H_{fn} = \frac{V_n}{V_1} \quad (4.15)$$

V_n : valeur efficace de la nième harmonique.

V_1 : valeur efficace du fondamental.

● Facteur de distorsion : DF

C'est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques parasites sans avoir à spécifié le filtre.

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.16)$$

● Facteur de distorsion pour une harmonique individuelle : DF_n

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n} \quad (4.17)$$

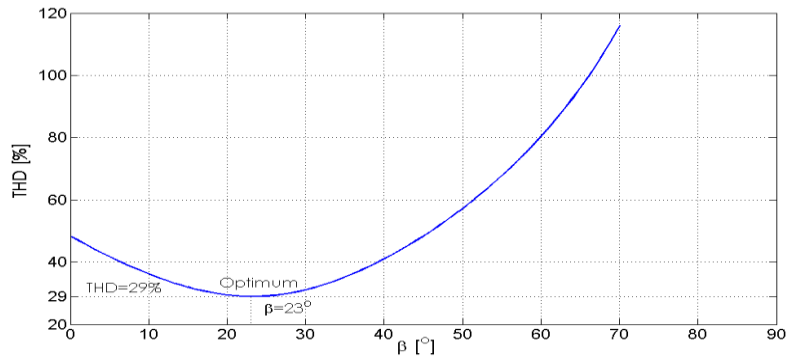
● Facteur d'harmonique total : THD

C'est la mesure de la similitude de forme réelle avec e fondamental

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2}}{V_1} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2}} \approx 0.48 \text{ pour la commande symétrique} \quad (4.18)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\pi^2 - 2\pi\beta - 8\cos^2\beta}}{2\sqrt{2}\cos\beta} \quad \text{pour la commande décalée}$$

Le THD est très mauvais, de l'ordre de 48% pour la commande symétrique. Dans le cas de la commande décalée, le THD dépend de l'angle de commande β . Comme le montre la courbe ci-dessous, sa valeur minimum est de l'ordre de 29%, pour $\beta=23^\circ$.

Fig 4.6: Courbe de THD en fonction de β .

● Harmonique de plus bas ordre : LOH

C'est l'harmonique ayant une fréquence proche à le fondamental et son amplitude $\geq 3\% V_1$.

4.4.1.3. Onduleur à MLI

Onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ou PWM : Pulse Width Modulation) ou à Modulation d'Impulsions en Durée (MID). C'est, l'onduleur le plus performant.

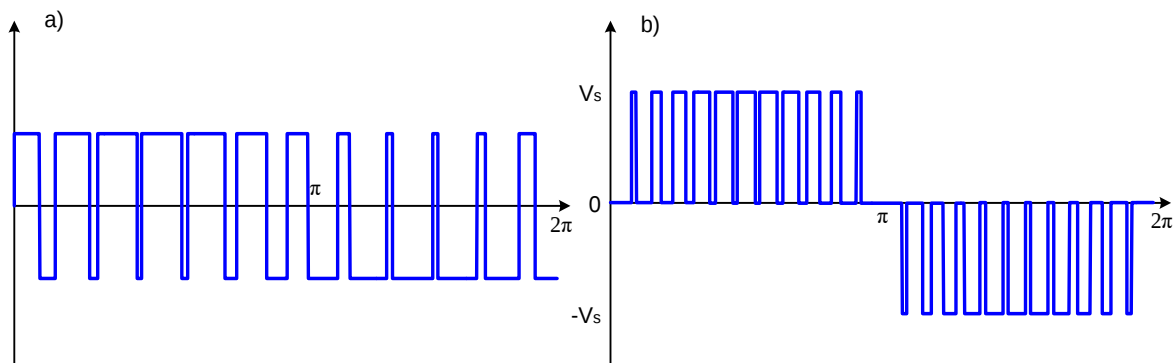


Fig 4.7 : Tension de sortie d'un onduleur a) pleine onde (ou bipolaire) b) demi-onde (ou unipolaire)

4.5. Modulation de largeur d'impulsion

Dans plusieurs applications industrielles il est nécessaire de contrôler (varier) la tension de sortie des onduleurs. Il existe plusieurs techniques pour varier le gain d'un onduleur, celles les plus efficaces sont ceux à MLI (PWM).

4.5.1. Objectifs principaux d'une MLI

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

4.5.2. Objectifs **Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions**

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, les techniques les plus répandue dans ce contexte sont :

4.5.2.1. Modulation linéaire multiple (UPWM)

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales Figure 4.8 si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi- période.

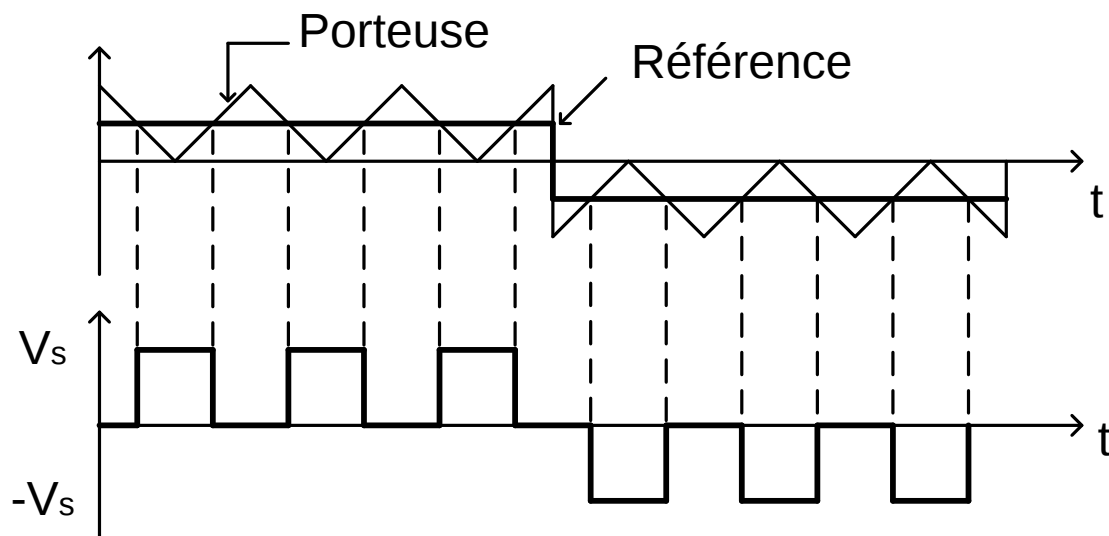


Fig 4.8 : Modulation de largeur d'impulsions multiples.

Le taux d'Harmonique peut être réduit si on utilise plusieurs impulsions (N) par demi-cycle. La variation de la largeur des impulsions de 0 à π/p et par suite la tension de sortie de 0 à V_s .

La tension de sortie est donnée par :

$$V_{eff} = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(p/\pi-\delta)/2}^{(p/\pi+\delta)/2} V_s^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (4.18)$$

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

$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t) \quad (4.20)$$

En se basant sur la figure (4.9) pour calculer les coefficients de la série de Fourier.

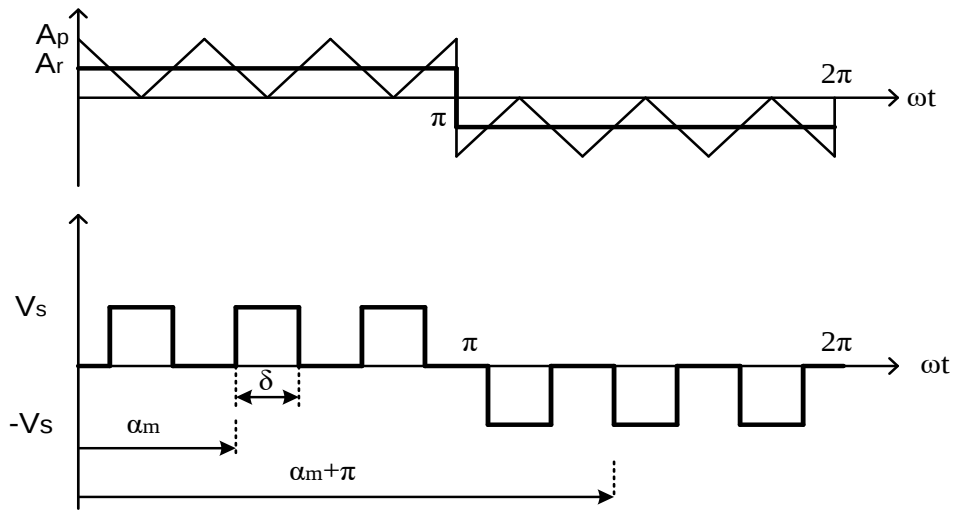


Fig 4.9 : tension de sortie d'impulsions multiples.

Les coefficients a_n et b_n pour une paire d'impulsion sont donnés par :

$$a_n = \frac{2V_s}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_s}{n\pi} [\sin(n[\alpha_m + \delta]) - \sin(n\alpha_m)] \quad (4.21)$$

Donc :

$$a_n = \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.22)$$

$$b_n = \frac{2V_s}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_s}{n\pi} [\cos(n[\alpha_m + \delta]) - \cos(n\alpha_m)] \quad (4.23)$$

Donc :

$$b_n = \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.24)$$

Pour la tension de sortie, on a :

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.25)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.26)$$

4.5.2.2. MLI par échantillonnage naturel

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable Figure 4.10.

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques.

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- ✓ L'indice de modulation :

$$m_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (4.27)$$

Avec :

f_p : la fréquence de modulation (porteuse).

f_r : la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

- ✓ Le coefficient de réglage ou l'indice de modulation en amplitude :

$$m_a = \frac{A_r}{A_p} \quad (4.28)$$

Avec :

A_r : valeur crête du fondamental de la tension de charge désirée.

A_p : Amplitude des créneaux de la tension de sortie.

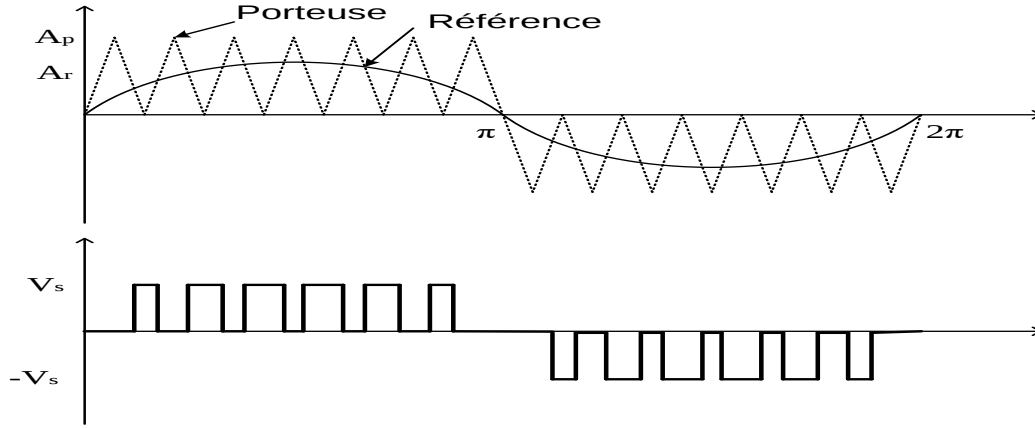


Fig 4.10 : MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire.

L'augmentation de m_f rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage. Mais, m_a est limité par les temps des commutations des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions. Au lieu de garder la largeur d'impulsions de la tension de sortie constante, celles-ci peuvent être modulé proportionnellement par une sinusoïde (Cela permettra de réduire le facteur de distorsion est les harmoniques d'ordre inférieure).

Impulsion Si δ est la largeur de la même impulsion, la valeur efficace de la tension de sortie est :

$$V_{eff} = V_s \left(\sum_{m=1}^{2p} \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.29)$$

La valeur de $v(t)$ en série de Fourier :

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} [\sin(n[\alpha_m + \delta_m]) - \sin(n\alpha_m)] \quad (4.30)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} [\cos(n\alpha_m) - \cos(n[\alpha_m + \delta_m])] \quad (4.31)$$

4.6. Alimentation à découpage

On désigne par alimentation à découpage (Switch mode power supplies) les convertisseurs continu-continu fournissant les tensions continues nécessaires aux divers appareils ou sous ensemble d'un équipement industriel.

4.6.1. Hacheur série (Buck)

Ce montage (buck converter) utilise un hacheur série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur un récepteur de courant. Il faut donc ajouter une inductance L entre le hacheur proprement dit et l'ensemble RC.

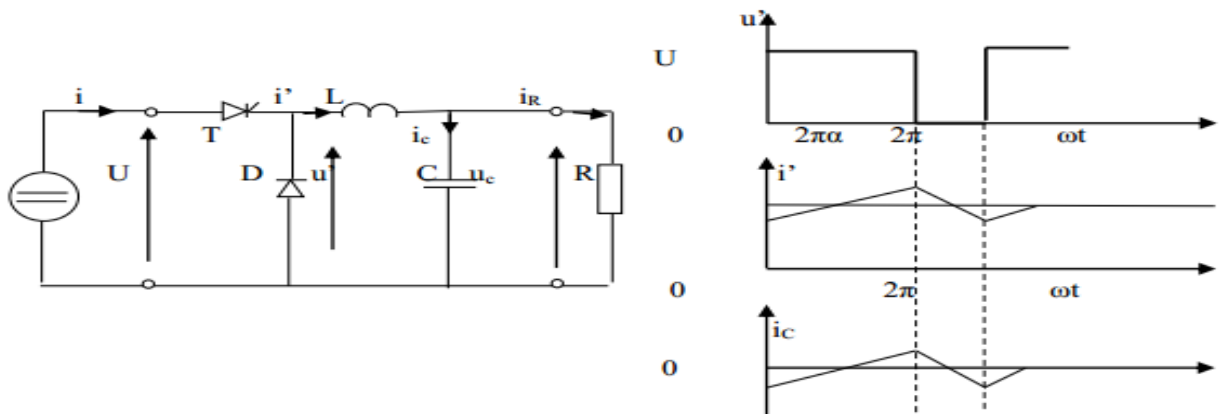


Fig 4.11. Montage hacheur série (Buck Converter)

Si α est le rapport cyclique et ω la pulsation, 2π la période de hachage. Alors

- $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, T conduit, D bloquée.

$$i = i', u' = U, u_c = U - L \cdot (di'/dt) \quad (4.12)$$

- $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, D conduit, T bloqué

4.6.2. Hacheur parallèle (Boost converter)

Cette alimentation utilise un hacheur parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter sur un récepteur de tension. Entre l'entrée du hacheur et la source de tension U_s il faut ajouter une inductance L .

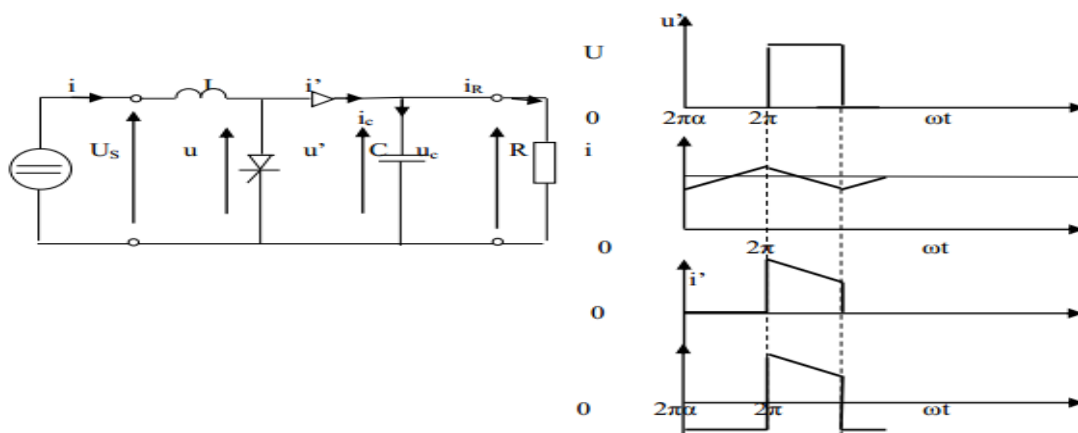


Fig 4.12. Hacheur parallèle (Boost converter)

4.6.3. Hacheur à stockage inductif (buck-boost converter)

L'alimentation avec hacheur à stockage inductif permet de rendre la tension de sortie inférieure ou supérieure à la tension d'entrée.

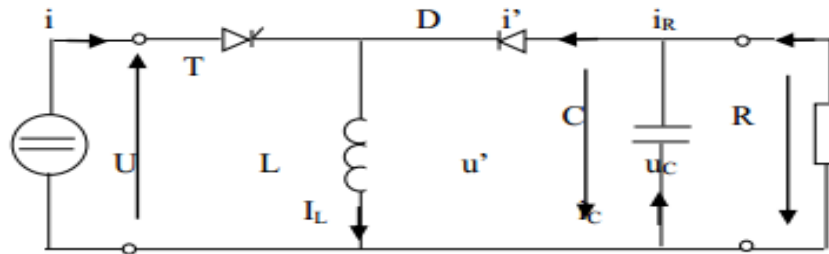


Fig 4.13. Hacheur (Buck Boost converter)

On peut écrire : $U'_{\text{moy}} = U_{\text{moy}} \cdot (\alpha / 1 - \alpha)$

4.6.4. Hacheur à stockage capacitif

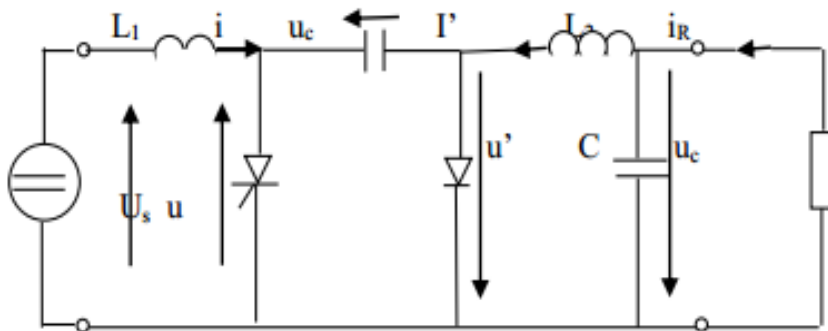


Fig 4.14. Hacheur à stockage capacitif

On a : $U_{\text{cmoy}} / U_{\text{smoy}} = \alpha / 1 - \alpha$

4.6.5. Alimentation à stockage inductif isolée:

Dans le montage flyback on remplace l'inductance du convertisseur à stockage inductif par un transformateur.

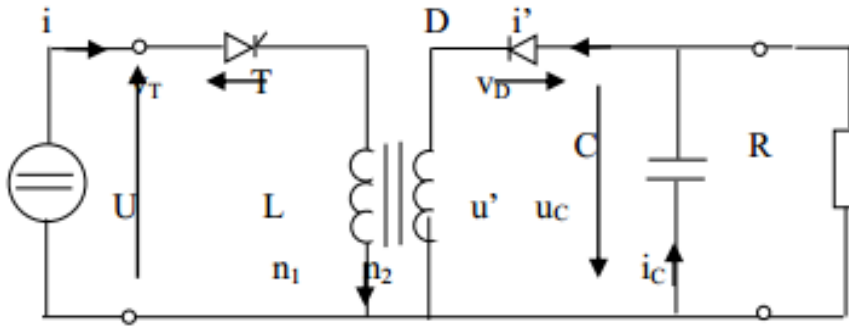


Fig 4.15 Montage Flyback

- Pour $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, T conduit, le courant magnétisant i_μ croît :

$$i = i_\mu, L_\mu \cdot di_\mu/dt = U \quad I' = 0, v_D = -u_c - U \cdot (n_2/n_1)$$

- Pour $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, D conduit, i_μ décroît:

$$i = 0, i_\mu = (n_2/n_1) \cdot i', L_\mu \cdot di_\mu/dt = -u_c \cdot (n_1/n_2), v_T = U + u_c \cdot (n_1/n_2)$$

Si on néglige l'ondulation de u_c de part et d'autre de sa valeur moyenne U_{cmoy} , la continuité de i_μ pour $\omega t = 0$ et $\omega t = 2\pi$ donne : $U_{cmoy} = (n_2/n_1) \cdot (\alpha/1 - \alpha) \cdot U$.

4.6.6. EXERCICE D'APPLICATION

On se propose d'étudier un onduleur de tension triphasé, utilisé pour générer la tension alternative qui alimente un récepteur de type R-L.

On commande les interrupteurs K et K' alternativement sur une période $T=1/f=20\text{ms}$:

Les interrupteurs sont des IGBTs constitués d'un transistor et d'une diode en anti-parallèle.

- On considère que l'interrupteur $K_A(T_A, D_A)$ est passant si $t \in [0, T/2]$, $K_A'(T_A', D_A')$ est passant si $t \in [T/2, T]$. On considère que l'interrupteur $K_B(T_B, D_B)$ est passant si $t \in [T/3, 5T/6]$, $K_B'(T_B', D_B')$ est passant si $t \in [0, T/3]$ ou $t \in [5T/6, T]$.
- On considère que l'interrupteur $K_C(T_C, D_C)$ est passant si $t \in [0, T/6]$ ou $t \in [2T/3, T]$, $K_C'(T_C', D_C')$ est passant si $t \in [T/6, 2T/3]$.
- La tension $V_{reseau} = \sqrt{2} \sin(2\pi f_{re} t)$ avec $V_{eff} = 110\text{V}$, $f = 50\text{Hz}$.

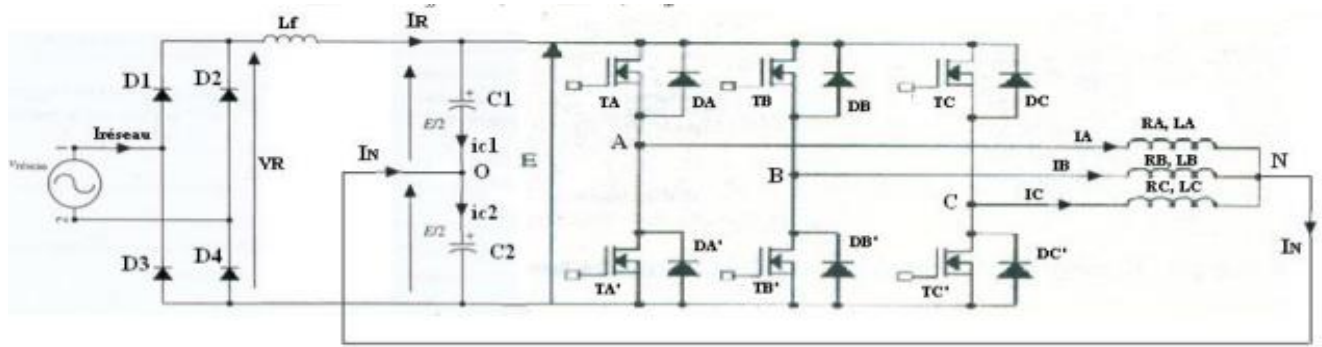


Figure 1

QUESTION I.

1. Identifier le système de la fig1. En précisant la fonction de chaque partie du système.
2. Tracer $V_R(t)$ redressée avant filtrage
3. Tracer $V_{AN}(t)$ pour $E = 150V$.
4. Montrer que la décomposition en série de fourrier de $V_{AN}(t)$ se met sous la forme :

$$V_{AN}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2E}{(2k+1)\pi} \sin(2k+1)\omega t \quad \text{avec } \omega t = 2\pi f$$

5. En considère que la charge elle est purement inductive ($R_A = R_B = R_C = 0$, $L_A = L_B = L_C = 200 \text{ mH}$). Sachant que $E = \text{cte}$, $C_1 = C_2$.
 - Montrer que $I_N = 2 \times I_{C2}$
 - Calculer la valeur efficace de $V_{AN}(t)$.

SOLUTIONS

Réponse1 :

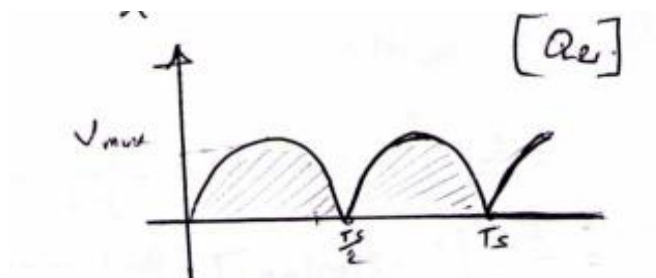
- a. La source du courant alternative (AC) de valeur efficace de $V_{eff} = 110V$, de valeur max $V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$
- b. Convertisseur redresseur double alternance à diodes (AC/DC)

$$V_{Rmoy} = \frac{2V_{max}}{\pi} = 2 \frac{\sqrt{2} \cdot V_{eff}}{\pi} = \frac{2 \times 1.44 \times 110}{3.14}$$

- c. L_f : Inductance de lissage rendre le courant de la sortie (I_R) constant
- d. C_1 et C_2 les capacités de filtrage
- e. E tension continue après filtre (Bus Continu) de l'onduleur
- f. Onduleur de tension triphasée (DC/AC) (3 cellules de commutations) constitués par 6 IGBTs
- g. Charge inductive triphasée couplée en étoile

Réponse2 :

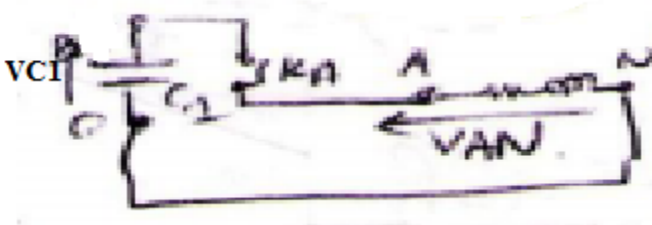
a. Allure de $V_R(t)$ avant filtrage



Allure de $V_R(t)$

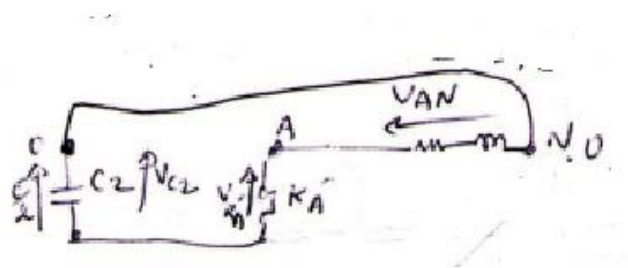
Réponse3 : les tensions $V_{AN}(t)$, $V_{BN}(t)$, $V_{CN}(t)$

$0 < t < \frac{T}{2} \rightarrow K_A$ Passant, $K_{A'}$ bloqué



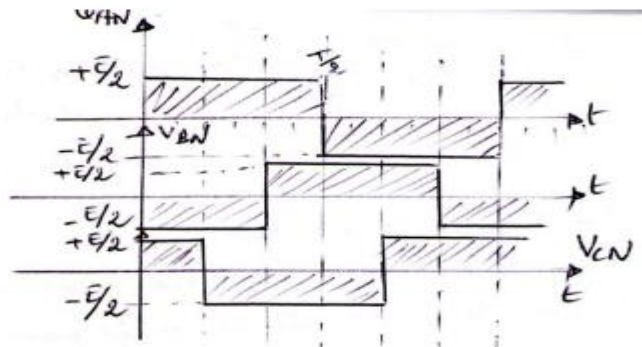
$$V_{AN} - V_{C1} = 0 \quad \text{donc} \quad V_{AN} = V_{C1} = \frac{E}{2}$$

$\frac{T}{2} < t < T \rightarrow K_A$ bloqué, $K_{A'}$ Passant



$$V_{AN} + V_{C2} - V_{K_{A'}} = 0 \rightarrow V_{AN} = -V_{C2} = -\frac{E}{2}$$

Chronogramme de V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}



Réponse 4 : Décomposition de série de fourrier de V_{AN}

$$V_{AN} = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

A_0 : la valeur moyenne du fondamentale donc $A_0 = 0$

$A_n = 0$ (est une fonction impaire)

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^{2\pi} V_{AN}(t) \sin n\omega t \, dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{AN}(t) \sin n\theta \, d\theta$$

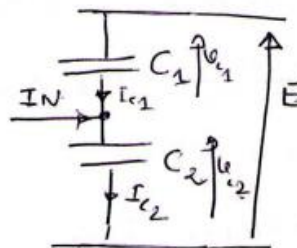
$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{E}{2} \sin(n\theta) \, d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} -\frac{E}{2} \sin(n\theta) \, d\theta \right]$$

$$B_n = \frac{E}{2\pi n} [2 - 2 \cos n\pi]$$

- Si $n = 2k \rightarrow B_n = 0$ (paire)
- Si $n = 2k+1 \rightarrow B_{2k+1} = \frac{2E}{(2k+1)\pi}$ (impaire)

$$\text{Donc } V_{AN}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2E}{(2k+1)\pi} \sin((2k+1)\omega t)$$

Reponse 5 :



$$I_N + I_{C1} = I_{C2} \quad \text{et} \quad E = V_{C1} + V_{C2}$$

$$\frac{dE}{dt} = \frac{dV_{C1}}{dt} + \frac{dV_{C2}}{dt} \rightarrow 0 = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + C_2 \frac{dV_{C2}}{dt}$$

$$I_{C1} = -I_{C2} \text{ donc } I_N = I_{C2} - I_{C1}$$

$$I_N = I_{C2} - (-I_{C2}) \text{ donc } I_N = 2 \cdot I_{C2}$$

La valeur efficace de $V_{AN}(t)$

$$V_{ANeff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{AN}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \left(\frac{E}{2}\right)^2 dt} = \frac{E}{2}$$

REFERENCES

1. [Merabet Boulouiha Houari](#) « Support de cours d'électronique de puissance avancée » MASTER 1 .ENPO M A.
2. [Farid Naceri](#) « Cours électronique de puissance avancée » Université de Batna 2.
3. [Daniel DEPERNET](#), « 'Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone » Thèse de Doctorat en génie informatique. 1995, Université de Reims.
4. [G. Séguier](#) « Electronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications », 7eme édition DUNOD1999.
5. [S. Bendib](#) « Support de cours d'électronique de puissance avec exercices et travaux pratiques ».Université de Batna 2 .Algerie.