

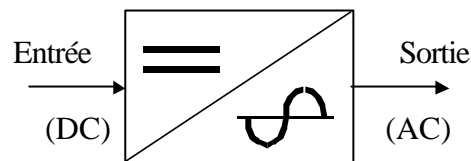
CHAPITRE 5

ONDULEURS AUTONOMES

1. Introduction

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.

La figure 5-1 rappelle le schéma symbolique de l'onduleur.



Convertisseur Continu (DC) - Alternatif (AC)

Figure 5-1. Schéma de principe de l'onduleur.

Comme on l'a vu au paragraphe 4.1.2 du chapitre 3, un redresseur commandé tout thyristors peut fonctionner en onduleur. Ce type d'onduleur est dit «non autonome» ou encore «assisté» car il ne permet de fixer ni la fréquence ni la valeur efficace des tensions du réseau alternatif dans lequel il débite.

On se propose dans ce chapitre d'étudier les onduleurs autonomes. Ces derniers fixent eux-mêmes la fréquence et la valeur efficace de leur tension de sortie.

2. Principe général de fonctionnement

Pour réaliser un onduleur autonome, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue E comme le montre la figure 5-2.

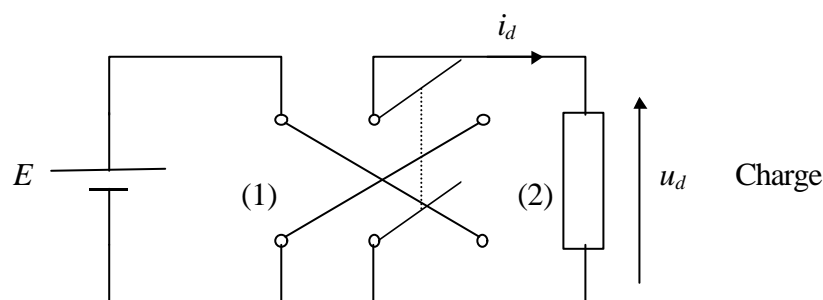


Figure 5-2. Principe de l'onduleur autonome.

Lorsque K est en position (1), on obtient le montage de la figure 5-3.

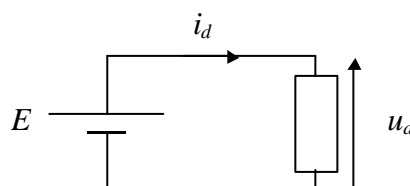


Figure 5-3. K en position (1).

Soit : $u_d(t) = E$

Lorsque K est en position (2), on obtient: $u_d(t) = -E$

La figure 5-4 donne la forme de $u_d(t)$ sur une période complète de fonctionnement.

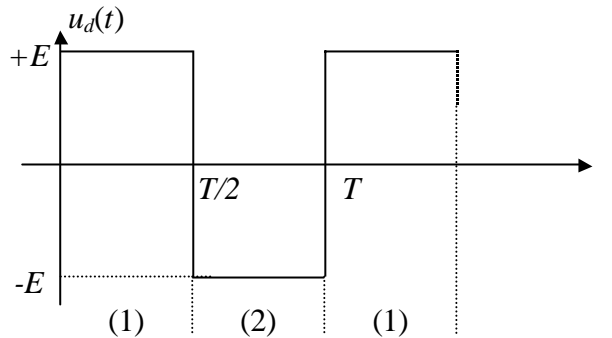


Figure 5-4. Tension $u_d(t)$ à la sortie de l'onduleur.

Dans la pratique, comme pour les hacheurs, l'interrupteur K est remplacé par des interrupteurs électroniques. Dans ce chapitre, on considère les interrupteurs idéaux.

3. Montages pratiques

Deux types de montages sont utilisés :

- soit le montage en demi-pont de la figure 5-5,
- soit le montage en pont de la figure 5-6.

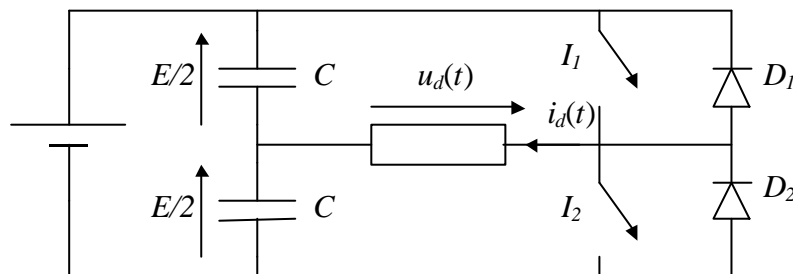


Figure 5-5. Montage onduleur en demi-pont.

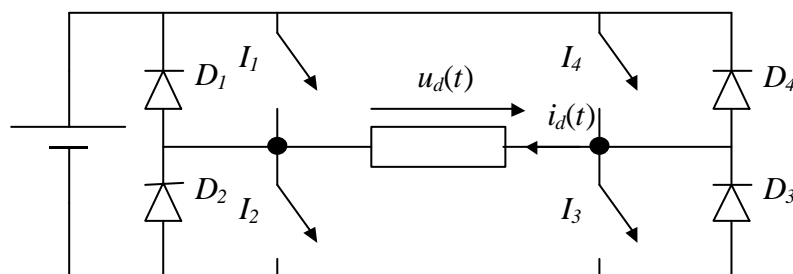


Figure 5-6. Montage onduleur en pont.

Remarques :

- Dans le montage en demi-pont, on fait l'hypothèse que la capacité C des deux condensateurs est suffisamment grande pour que l'on puisse considérer qu'en régime permanent la tension à leur borne reste toujours égale à $\frac{E}{2}$.
- Les interrupteurs sont considérés parfaits.
- Le rôle des diodes D_1, D_2, D_3 et D_4 sera expliqué dans la suite.
- L'intérêt des montages en pont ou en demi-pont réside dans l'utilisation d'une seule source de tension E .
- Le montage en pont, bien que plus complexe (4 interrupteurs à commander au lieu de 2) est de plus en plus utilisé du fait que l'on dispose de semi-conducteurs de moins en moins onéreux à puissance commutée fixe. En outre, dans le montage en demi-pont, la tension aux bornes des condensateurs fluctue toujours, ce qui rend difficile l'équilibrage du pont.
- Le montage en demi-pont sera abordé en TD, le montage en pont sera abordé en TD et TP.

Dans le cours, seul le montage en pont est considéré pour la suite.

4. Débit sur une résistance pure

La charge est constituée par une résistance pure R . On considère la figure 5-6.

On a à tout instant : $u_d(t) = Ri_d(t)$

L'état des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de $u_d(t) = Ri_d(t)$:

- pour $0 < t < \frac{T}{2}$: I_1 et I_3 sont ouverts
 I_2 et I_4 sont fermés
 donc $u_d(t) = +E$
- pour $\frac{T}{2} < t < T$: I_1 et I_3 sont fermés
 I_2 et I_4 sont ouverts
 donc $u_d(t) = -E$

Le graphe de la tension $u_d(t)$ est représenté sur la figure 5-7.

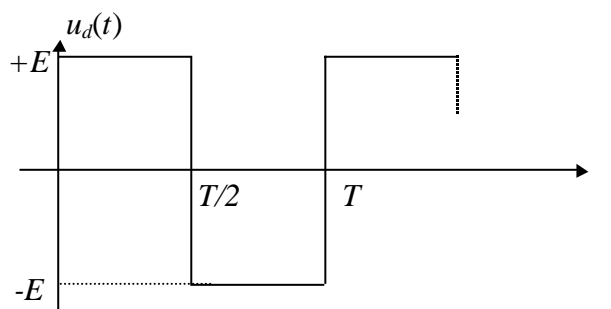


Figure 5-7. Tension ondulée $u_d(t)$. $i_d(t) = \frac{u_d(t)}{R}$.

5. Débit sur une charge RL

La charge est constituée par une résistance R en série avec une inductance L .

On considère la figure 5-6.

On a, à tout instant :

$$u_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d}{dt}.$$

La commande des interrupteurs est rappelée ci-dessous :

- pour $0 < t < \frac{T}{2}$, les interrupteurs I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture ; soit par application d'une tension Base-Emetteur permettant de saturer le transistor si les interrupteurs sont constitués de transistors ; soit par application d'un train d'impulsions sur leur gâchette s'il s'agit de thyristors GTO.
- pour $\frac{T}{2} < t < T$, les interrupteurs I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture de la même façon.

5.1 Régime transitoire

On considère le système initialement au repos, soit : $i_d(0) = 0$.

- pour $0 < t < \frac{T}{2}$, les interrupteurs I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture et ils conduisent. I_1 et I_3 sont ouverts.

$$u_{d1}(t) = Ri_{d1}(t) + L \frac{di_{d1}}{dt} = E$$

L'indice « 1 » correspond à la première demi période.

La solution de cette équation est la somme du régime transitoire et du régime permanent et s'écrit :

$$i_{d1}(t) = Ke^{-t/\tau} + \frac{E}{R}$$

A $t = 0$, on a : $i_{d10} = K + \frac{E}{R}$, soit : $K = i_{d10} - \frac{E}{R}$ et, en remplaçant dans l'équation de $i_{d1}(t)$:

$$i_{d1}(t) = \left(i_{d10} - \frac{E}{R} \right) e^{-t/\tau} + \frac{E}{R}$$

i_{d10} étant le courant à $t = 0$. Le courant $i_{d1}(t)$ tend vers la valeur asymptotique finale $\frac{E}{R}$ de façon exponentielle (système du premier ordre).

Pour la première demi période, nous avons considéré les conditions initiales nulles, soit $i_{d10} = i_{d1}(0) = 0$, donc :

$$i_{d1}(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-t/\tau})$$

- A $t = \frac{T}{2}$, les interrupteurs I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture. Ils ne peuvent pas conduire car le courant est positif à $t = \frac{T}{2}$: $i_{d1}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{E}{R} (1 - e^{-T/2\tau})$. Ce sont les diodes D_1 et D_3 qui conduisent. I_2 et I_4 sont ouverts.

Tant que le courant dans la charge est positif, on a :

$$u_{d2}(t) = Ri_{d2}(t) + L \frac{di_{d2}}{dt} = -E$$

De même que précédemment, la solution de cette équation s'écrit :

$$i_{d2}(t) = \left(i_{d20} + \frac{E}{R} \right) e^{-(t-T/2)/\tau} - \frac{E}{R}$$

i_{d20} étant le courant à $t = \frac{T}{2}$, soit : $i_{d20} = i_{d1}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{E}{R}(1 - e^{-T/2t})$. Le courant $i_{d2}(t)$ tend vers la valeur asymptotique finale $-\frac{E}{R}$ de façon exponentielle. Il s'annulera pour un temps $t_{10} < T$ du fait que $i_{d20} > 0$. Pour $t_{10} < T$, les interrupteurs I_1 et I_3 entrent en conduction alors que les diodes D_1 et D_3 se bloquent.

- A $t = T$, ...

La figure 5-8 décrit le régime transitoire du courant pour une charge RL pour trois facteurs de qualité différents. Plus Q augmente, plus le régime permanent est long à s'établir car pour une période T de fonctionnement donnée la constante de temps du circuit RL $\tau = \frac{L}{R}$ augmente.

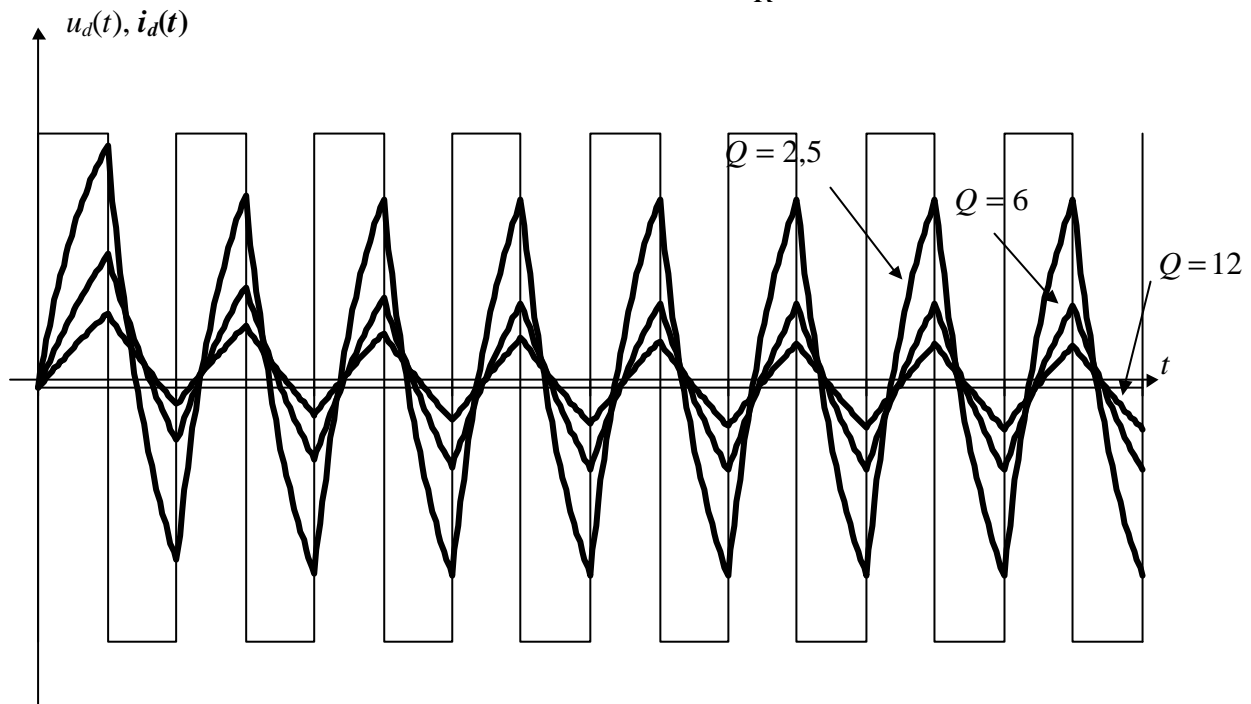


Figure 5-8. Charge RL . Régime transitoire.

5.2 régime permanent

Partant de conditions initiales nulles, on a vu qu'au bout d'un temps dépendant du facteur de qualité $Q = \frac{L\omega}{R}$ (figure 5-8), on atteindra un régime de fonctionnement permanent.

En régime permanent, le courant « oscille » entre I_{dM} et $-I_{dM}$ comme le montre la figure 5-9.

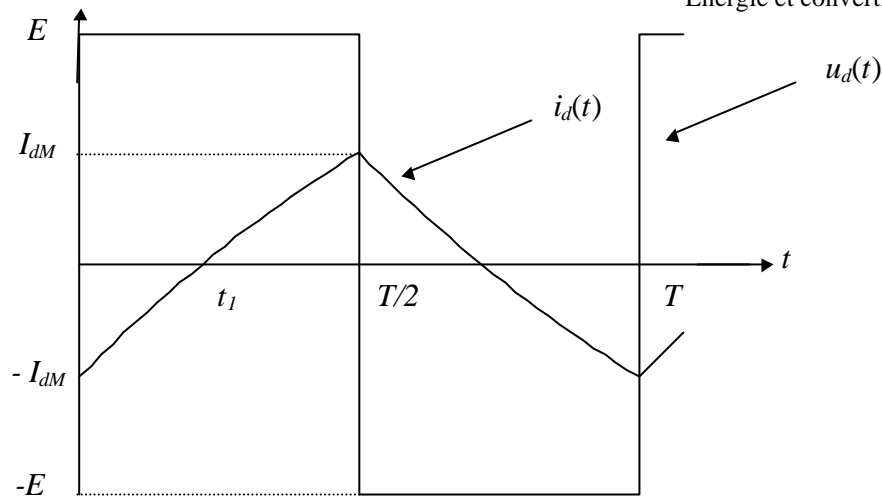


Figure 5-9. Onduleur avec charge RL.

Nous allons à présent calculer les caractéristiques propres au régime permanent.

Remarque préliminaire :

En régime permanent, $i_d(t)$ est forcément périodique de période T car l'équation différentielle $u_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d}{dt}$ est linéaire (R et L sont indépendants du courant $i_d(t)$).

La charge étant inductive, le courant $i_d(t)$ sera en retard sur la tension $u_d(t)$, ce retard étant compris entre $t=0$ (charge R pure) et $t = \frac{T}{4}$ (charge L pure). Donc en régime permanent le

courant $i_d(t)$ passera d'une valeur négative à une valeur positive à $t = t_1$ avec $0 < t_1 < \frac{T}{4}$.

Ce courant, par raison de symétrie du fonctionnement du montage, passera d'une valeur positive à une valeur négative à $t = \frac{T}{2} + t_1$.

Dans les deux cas, le courant « suit » l'allure de la tension $u_d(t)$ avec un retard t_1 .

5.2.1 Expressions de $i_d(t)$ et $u_d(t)$

Au cours d'une période de fonctionnement, on distingue quatre séquences.

- pour $0 < t < t_1$, I_1 et I_3 sont ouverts. I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture. Le courant $i_d(t)$ étant négatif à $t = 0$, égal à $-I_{dM}$, ils ne peuvent conduire. Ce sont donc les diodes D_2 et D_4 qui conduisent le courant $i_d(t)$.

On a :

$$u_d(t) = E = Ri_d(t) + L \frac{di_d}{dt}$$

d'où :

$$i_d(t) = \frac{E}{R} + \left(-I_{dM} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

avec $\tau = \frac{L}{R}$.

A $t = t_1$, $i_d(t)$ s'annule.

- pour $t_1 < t < \frac{T}{2}$, I_2 et I_4 se mettent à conduire tandis que D_2 et D_4 se bloquent. Les équations donnant $i_d(t)$ et $u_d(t)$ restent les mêmes que précédemment.
- pour $\frac{T}{2} < t < t_1 + \frac{T}{2}$, I_2 et I_4 sont commandés à l'ouverture et se bloquent. I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture. Le courant $i_d(t)$ étant positif à $t = \frac{T}{2}$, égal à $+I_{dM}$ par raison de symétrie, I_1 et I_3 ne peuvent pas conduire. Ce sont donc les diodes D_1 et D_3 qui conduisent le courant $i_d(t)$. On a : $u_d(t) = -E = Ri_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt}$.

d'où :

$$i_d(t) = -\frac{E}{R} + \left(I_{dM} + \frac{E}{R} \right) \exp \left(-\frac{t - \frac{T}{2}}{\tau} \right).$$

A $t = \frac{T}{2} + t_1$, $i_d(t)$ s'annule.

- pour $\frac{T}{2} + t_1 < t < T$, I_1 et I_3 conduisent. D_1 et D_3 sont bloquées. Les équations donnant $u_d(t)$ et $i_d(t)$ restent les mêmes que précédemment.

De cette étude on déduit la forme de $u_d(t)$ et $i_d(t)$ sur la figure 5-9.

5.2.2 Calcul de I_{dM}

- Pour $0 < t < \frac{T}{2}$, l'équation différentielle permettant de donner l'allure de $i_d(t)$ s'écrit :

$$E = Ri_{d1}(t) + L \frac{di_{d1}}{dt} \Rightarrow i_{d1}(t) = \frac{E}{R} + \left(-I_{dM} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

L'indice « 1 » correspond à l'intervalle de temps $0 < t < \frac{T}{2}$.

- Pour $\frac{T}{2} < t < T$, on a :

$$-E = Ri_{d2}(t) + L \frac{di_{d2}}{dt} \Rightarrow i_{d2}(t) = -\frac{E}{R} + \left(I_{dM} + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t - \frac{T}{2}}{\tau}}.$$

En régime permanent, le courant $i_d(t)$ étant périodique de période T, on écrit :

$$i_{d1}(0) = -I_{dM} = i_{d2}(T) = -\frac{E}{R} + \left(I_{dM} + \frac{E}{R} \right) \exp \left(-\frac{T}{2\tau} \right) \quad (1)$$

$$i_{d1} \left(\frac{T}{2} \right) = I_{dM} = i_{d2} \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{E}{R} + \left(-I_{dM} - \frac{E}{R} \right) \exp \left(-\frac{T}{2\tau} \right) \quad (2)$$

L'une ou l'autre des équations (1) et (2) permet d'obtenir I_{dM} .

Prenons l'équation (1).

$$-I_{dM} = \frac{E}{R} \left(-1 + \exp\left(-\frac{T}{2t}\right) \right) + I_{dM} \exp\left(-\frac{T}{2t}\right)$$

$$\Leftrightarrow I_{dM} \left(1 + \exp\left(-\frac{T}{2t}\right) \right) = \frac{E}{R} \left(1 - \exp\left(-\frac{T}{2t}\right) \right)$$

soit :

$$I_{dM} = \frac{E}{R} \frac{1 - \exp\left(-\frac{T}{2t}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{T}{2t}\right)} = \frac{E}{R} \operatorname{th}\left(\frac{T}{4t}\right)$$

5.2.3 Calcul de t_1

 A $t = t_1$, $i_{d1}(t) = 0$, soit :

$$0 = \frac{E}{R} + \left(-I_{dM} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{T}{2t_1}},$$

d'où :

$$t_1 = -t \ln \frac{\frac{E}{R}}{I_{dM} + \frac{E}{R}} = -t \ln \frac{1}{1 + \operatorname{th}\left(\frac{T}{4t}\right)} = t \ln \left(1 + \operatorname{th}\left(\frac{T}{4t}\right) \right).$$

5.2.4 Étude harmonique

 La Décomposition en Séries de Fourier (DSF) est longue à calculer directement à partir de l'expression de $i_d(t)$.

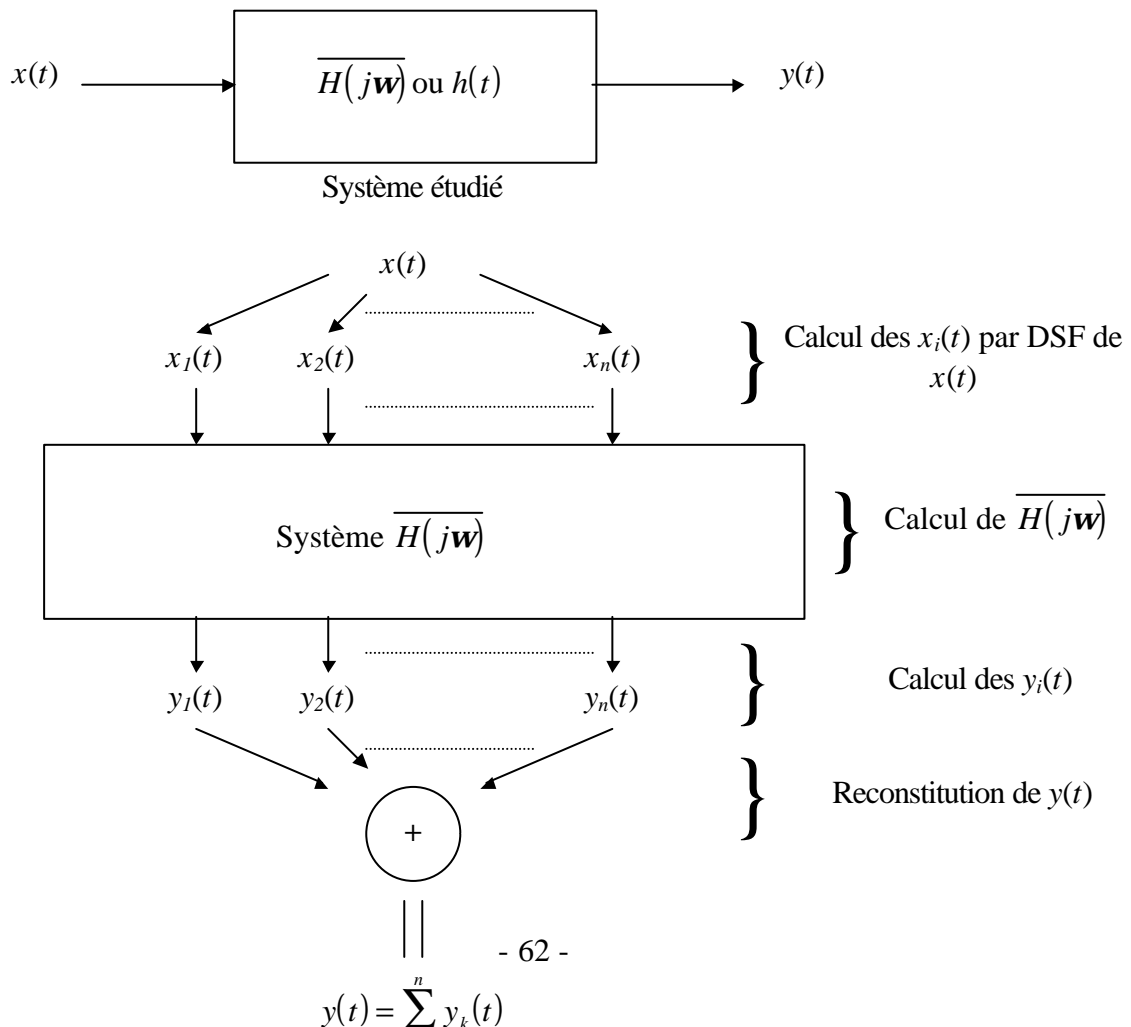
 On peut par contre l'obtenir facilement, en appliquant le théorème de superposition, à partir de la DSF de $u_d(t)$ sachant que le système considéré (charge RL) est linéaire.


Figure 5-10. Utilisation de théorème de superposition pour le calcul de la DSF de la réponse d'un système linéaire à une entrée quelconque non sinusoïdale.

Pour tout système linéaire possédant une entrée $x(t)$ et une sortie $y(t)$, on procède de la façon suivante :

1. On décompose $x(t)$ en Séries de Fourier.

Soit $x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) + \dots + x_n(t)$ ou $x(t) = \sum_{k=1}^n x_k(t)$ avec $x_k(t)$ sinusoïdal.

2. On calcule le déphasage et l'atténuation introduits par le système considéré pour chaque entrée élémentaire $x_k(t)$. Cela revient simplement à calculer le module et la phase de la fonction de transfert

du système en régime harmonique, soit $\overline{H(j\omega)} = \frac{\overline{Y(j\omega)}}{\overline{X(j\omega)}}$. On obtient donc $y_k(t)$ qui est la réponse

du système à l'entrée $x_k(t)$.

3. On applique le théorème de superposition pour reconstituer $y(t) = y_1(t) + y_2(t) + y_3(t) + \dots + y_n(t)$

soit $y(t) = \sum_{k=1}^n y_k(t)$.

Remarque: Mathématiquement, l'obtention de $y(t)$ se fera pour $n = \infty$. On verra qu'en pratique, seuls les premiers termes de la DSF nous intéressent. Cette méthode est donc tout à fait valable.

La méthode de DSF décrite précédemment est résumée sur la figure 5-10.

Appliquons à présent cette méthode au système considéré. $u_d(t)$ correspond à $x(t)$ et $i_d(t)$ correspond à $y(t)$.

1. Calcul de la DSF de $u_d(t)$.

On calcule facilement :

$$u_d(t) = \frac{4E}{P} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin[(2k+1)\omega t]}{2k+1} \quad \text{avec } \omega = \frac{2P}{T}$$

2. Calcul de $\overline{H(j\omega)}$.

Le système considéré est décrit sur la figure 5-11.

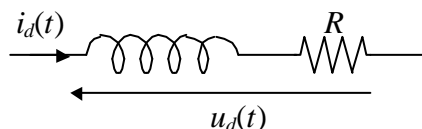


Figure 5-11.

En régime harmonique : $\overline{U_d(j\omega)} = (R + jL\omega) \overline{I_d(j\omega)}$

soit
$$\overline{H} = \frac{\overline{I_d}}{\overline{U_d}} = \frac{1}{R + jL\omega} = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \text{ avec } \omega_0 = \frac{R}{L}$$

Le module $M(\omega)$ et la phase $\mathbf{j}(\omega)$ de $\overline{H(j\omega)}$ se calculent simplement :

$$M(\omega) = \frac{1}{R} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} = \frac{1}{Z(\omega)} \quad \text{avec } Z(\omega) = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

$$\mathbf{j}(\omega) = -\text{Arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad \text{soit } \text{tg}\mathbf{j} = -\frac{\omega}{\omega_0} = -\frac{L\omega}{R} = -Q$$

On remarque que $\mathbf{j}(\omega)$ est négatif du fait que le courant $i_d(t)$ est en retard sur la tension $u_d(t)$. On peut alors calculer les termes $i_{d_k}(t)$ de la façon suivante :

La moyenne de $i_d(t)$ est nulle car la moyenne de $u_d(t)$ est nulle.

$$k=0 \text{ (terme fondamental): } u_{d(0)}(t) = \frac{4E}{p} \sin \omega t \rightarrow i_{d(0)}(t) = \frac{4E}{p} M(\omega) \sin(\omega t + \mathbf{j}(\omega))$$

$$k=1 \text{ (harmonique 1): } u_{d(1)}(t) = \frac{4E}{p} \frac{\sin 3\omega t}{3} \rightarrow i_{d(1)}(t) = \frac{4E}{p} M(3\omega) \frac{\sin(3\omega t + \mathbf{j}(3\omega))}{3}$$

$$\text{avec } M(3\omega) = \frac{1}{Z(3\omega)} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (3L\omega)^2}} \quad \text{et } \mathbf{j}(3\omega) = -\text{Arctg}\left(\frac{3\omega}{\omega_0}\right)$$

3. On applique le théorème de superposition :

$$DSF(i_d(t)) = i_{d(0)}(t) + i_{d(1)}(t) + \dots$$

5.2.5 Cas particulier d'une charge L pure

On peut déduire du fonctionnement avec charge RL le fonctionnement avec charge L pure.

Un développement limité permet de calculer t_1 et I_{dM} .

$$I_{dM} = \lim_{t \rightarrow \infty} \left[\frac{Et}{L} \text{th}\left(\frac{T}{4t}\right) \right] = \frac{E}{R} \frac{T}{4t} = \frac{ET}{4L}$$

$$t_1 = \lim_{t \rightarrow \infty} \left[t \ln \left(1 + \text{th}\left(\frac{T}{4t}\right) \right) \right] = \lim_{t \rightarrow \infty} \left[t \ln \left(1 + \left(\frac{T}{4t}\right) \right) \right] = t \frac{T}{4t} = \frac{T}{4}$$

Au cours d'une période de fonctionnement, on distingue donc les quatre séquences ci-dessous.

- pour $0 < t < \frac{T}{4}$, I_1 et I_3 sont ouverts. I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture et sont susceptibles de conduire. Le courant $i_d(t)$ étant supposé négatif à $t = 0$, égal à $-I_{dM}$, ils ne peuvent conduire car les interrupteurs sont unidirectionnels. Ce sont donc les diodes D_2 et D_4 qui conduisent le courant $i_d(t)$.

On a :

$$u_d(t) = E = L \frac{di_d}{dt}$$

soit :

$$i_d(t) = \frac{E}{L}t - I_{dM} = \frac{E}{L}t - \frac{ET}{4L}$$

A $t = \frac{T}{4}$, le courant $i_d(t)$ s'annule.

- pour $\frac{T}{4} < t < \frac{T}{2}$, I_1 et I_3 sont ouverts. I_2 et I_4 , commandés à la fermeture se mettent à conduire car le courant $i_d(t)$ devient positif. Les diodes D_2 et D_4 se bloquent. On a : $u_d(t) = E = L \frac{di_d}{dt}$, de même que précédemment.

A $t = \frac{T}{2}$, on a : $i_d\left(\frac{T}{2}\right) = I_{dM} = \frac{ET}{4L}$

- pour $\frac{T}{2} < t < \frac{3T}{4}$, I_2 et I_4 sont ouverts. On peut noter que leur commutation est forcée car rien ne les empêcherait de continuer à conduire (on ne pourrait donc utiliser des thyristors pour ce genre d'interrupteurs). I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture mais ne peuvent conduire car $i_d(t) > 0$. Donc les diodes D_1 et D_3 conduisent.

On a :

$$u_d(t) = -E = L \frac{di_d}{dt}$$

soit :

$$i_d(t) = -\frac{E}{L}t' + I_{dM}$$

avec $t' = t - \frac{T}{2}$,

d'où :

$$i_d(t) = -\frac{E}{L}\left(t - \frac{T}{2}\right) + I_{dM}.$$

A $t = \frac{3T}{4}$, on a :

$$i_d\left(\frac{3T}{4}\right) = -\frac{E}{L}\frac{T}{4} + \frac{ET}{4L} = 0$$

- pour $\frac{3T}{4} < t < T$, I_2 et I_4 sont ouverts. I_1 et I_3 , commandés à la fermeture, conduisent. Les diodes D_1 et D_3 se bloquent.

On a, de même que précédemment : $u_d(t) = -E$ et $i_d(t) = -\frac{E}{L}\left(t - \frac{T}{2}\right) + I_{dM}$

A $t = T$, on retrouve bien : $i_d(T) = i_d(0) = -I_{dM}$ (en régime permanent, le courant est forcément périodique de période T car $u_d(t)$ est périodique de période T).

La figure 5-12 représente $u_d(t)$ et $i_d(t)$ sur une période complète de fonctionnement.

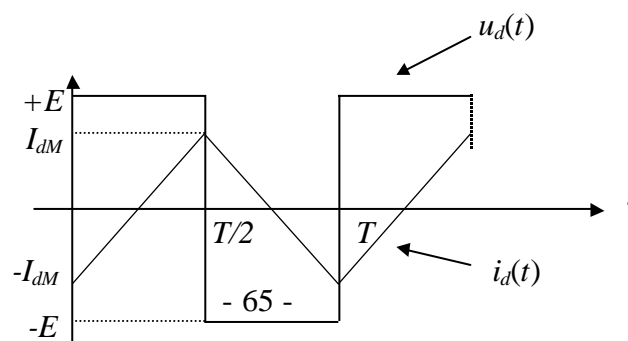


Figure 5-12. Charge L pure.

Le développement en série de Fourier du courant $i_d(t)$ s'écrit, après calculs :

$$DSF[i_d(t)] = -\frac{4E}{pLw} \left(\cos w + \frac{\cos 3w}{9} + \frac{\cos 5w}{25} + \dots \right)$$

soit :

$$DSF[i_d(t)] = -\frac{4E}{pLw} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos[(2k+1)w]}{(2k+1)^2}$$

avec $w = \frac{2p}{T}$

Pour une charge purement résistive, on obtient :

$$DSF[i_d(t)] = -\frac{4E}{pR} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos[(2k+1)w]}{2k+1}$$

Au vu de ces résultats, on constate que les harmoniques de courant (pour $k=1, 2, 3, \dots$) ont une amplitude qui diminue plus rapidement dans le cas d'une charge inductive.

Cela constitue une justification mathématique du bon fonctionnement des moteurs alternatifs, alimentés par un onduleur autonome, car ceux-ci présentent une inductance élevée.

6. Débit sur charge RLC

Ce cas sera étudié en TD et en TP.

7. Onduleurs à modulation de largeur d'impulsion

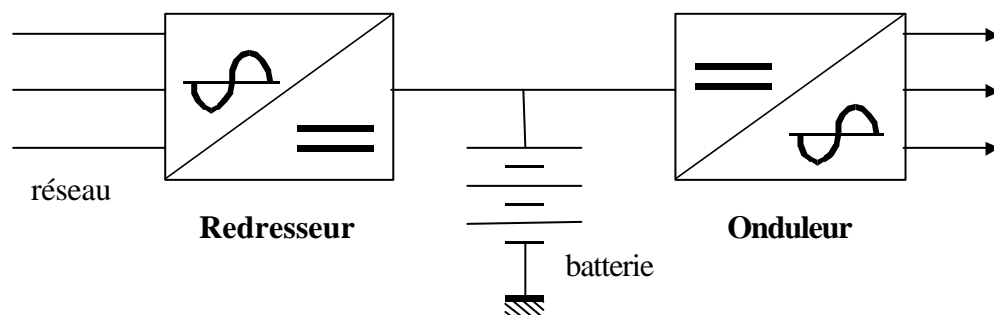
Ce type de fonctionnement sera étudié en TP.

8. Applications des onduleurs

Nous citons quelques domaines d'application :

- production de tension sinusoïdales de fréquences moyennes (de quelques kHz à quelques 10Khz): soudage, chauffage par induction,
- alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs,
- alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable.

Exemple : Alimentation de secours. On considère le schéma de la figure 5-13.

Figure 5-13. Alimentation de secours.

Les alimentations de secours sont destinées à remplacer le réseau de distribution (monophasé ou triphasé) en cas de défaillance du réseau. On les utilise dans les deux cas suivants :

- pour les installations qui nécessitent la continuité de l'alimentation : hôpitaux, centraux téléphoniques, circuits de sécurité,...
- pour les appareils (ordinateurs, ...) qui exigent non seulement la continuité de leur alimentation, mais encore la protection contre les perturbations du réseau de distribution (variations de tension, parasites, coupures, ...).

Les alimentations de secours comportent trois parties principales:

- un redresseur-chargeur, alimenté par le réseau, constitué soit d'un pont à diodes suivi d'un hacheur, soit d'un pont commandé,
- une batterie d'accumulateurs,
- un onduleur de fréquence 50Hz délivrant une tension parfaitement sinusoïdale.