

Chap III

Hacheurs

I. Introduction

1. Définition

Un Hacheur est un convertisseur statique continu – continu. Seul l’amplitude du signal change en diminuant sa valeur moyenne.



Le convertisseur examiné jusqu'ici, redresseurs classiques, alimentés en alternatif par le réseau industriel fonctionne en *commutation « naturelle »*. A cause de la nature alternative des tensions d'alimentation, le courant dans chaque semi-conducteur s'annule de lui-même à la fin de l'intervalle de conduction, ou bien s'annule automatiquement du fait de l'entrée en conduction du semi-conducteur suivant. Il n'y a pas à commander l'ouverture des « interrupteurs », qui sont réalisés à partir de diodes ou de thyristors.

Les convertisseurs alimentés en continu, hacheurs et onduleurs autonomes, fonctionnent en *commutation « forcée »*. Quand un semi-conducteur conduit, il tend à conduire en permanence (il faut faire quelque chose pour l'éteindre). Ces convertisseurs utilisent des semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées, thyristors GTO ou transistors de puissance.

On peut utiliser même un thyristor ordinaire en lui ajoutant, en plus du circuit de commande, un circuit d'extinction.

Comme la commutation est forcée, il faut insérer un circuit dit CALC (Circuit d'Aide à La Commutation). Ce dernier réduit la surtension et les surintensités dues à la source et à la charge.

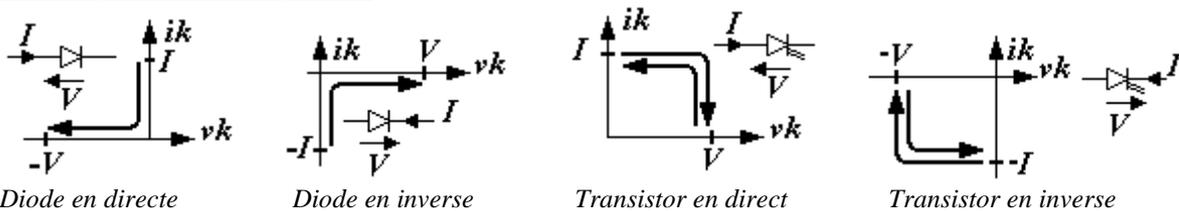
2. Utilisation

Les hacheurs sont utilisés particulièrement avec les redresseurs non commandés pour réduire la tension (alimentation à découpage), pour réguler la tension pour varier la vitesse d'un moteur à CC.

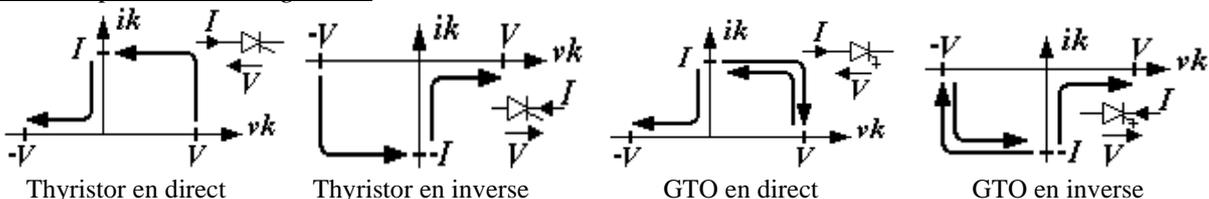
3. Fonctions interrupteurs

Il existe des interrupteurs à 02 segments, 03 segments et 04 segments.

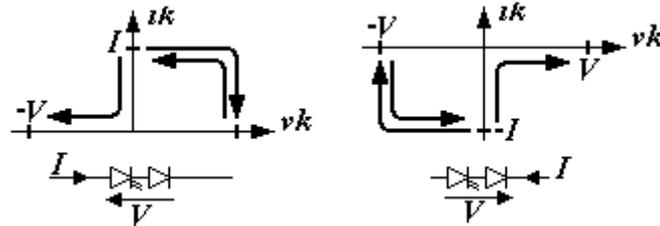
a) Interrupteurs à 02 segments



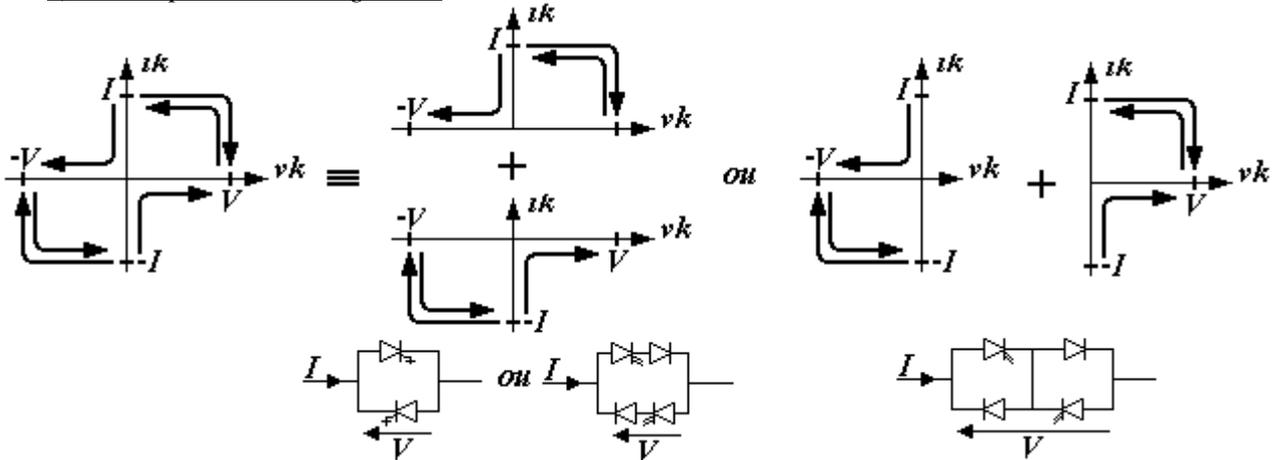
b) Interrupteurs à 03 segments



On peut utiliser la même caractéristique qu'un GTO en utilisant un interrupteur formé par 02 composants électroniques : la diode et le transistor.



c) Interrupteurs à 04 segments

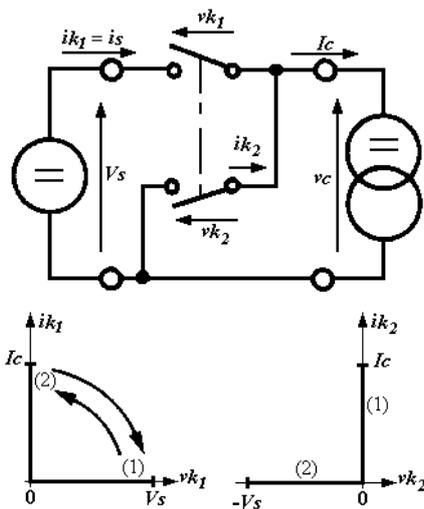


II. Hacheurs directs

1. Hacheurs série

Le hacheur série commande le débit : d'une source de tension dans une charge de courant.

Les deux grandeurs de références sont : V_s (tension source (générateur)) et I_c (courant de charge (récepteur)).



Le schéma de principe est comme suit :

Les deux interrupteurs doivent être complémentaires (toujours 01 fermé jamais les 02 à la fois) pour que la source ne soit pas court-circuité, et que la charge ne soit pas mise en circuit ouvert. Pour déterminer la caractéristique de chaque interrupteur, il suffit d'étudier les différents états de fonctionnement :

- Etat (1) : état de repos

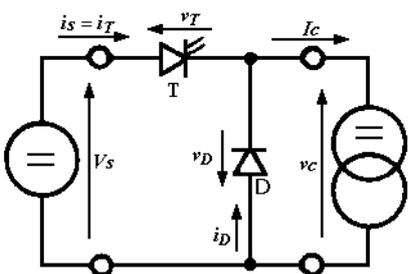
la source ne doit pas débiter de courant et la charge doit être court-circuitée. On obtient :

k_1 ouvert	k_2 fermé
$vk_1 = V_s$	$vk_2 = 0$
$ik_1 = 0$	$ik_2 = I_c$

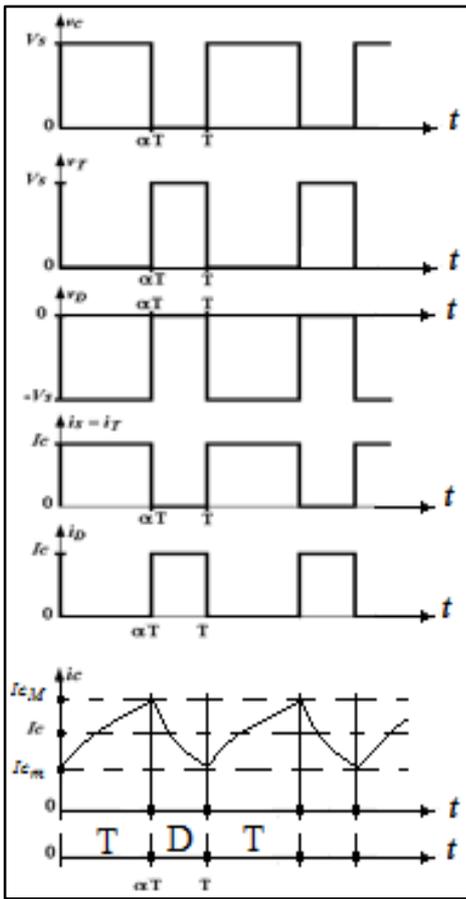
- Etat (2): état de fonctionnement

la source débite sur la charge. On obtient :

k_1 fermé	k_2 ouvert
$vk_1 = 0$	$vk_2 = -V_s$
$ik_1 = I_c$	$ik_2 = 0$



En fonction des caractéristiques obtenues, k_1 est un transistor et k_2 est une diode d'où le schéma final.



Si T est la période de fonctionnement et αT la durée des intervalles de conduction du transistor, les différentes tensions et courants sont représentés dans la figure.

La valeur moyenne de V_c est :

$$V_c = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} v_c dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_s dt = \alpha V_s$$

A pertes minimales

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_s = V_c I_c \Leftrightarrow I_s = \frac{V_c}{V_s} I_c \Leftrightarrow I_s = \alpha I_c \Leftrightarrow \alpha = \frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c}$$

α est le rapport cyclique, compris entre $]0,1[$; $V_c < V_s$. C'est un hacheur abaisseur.

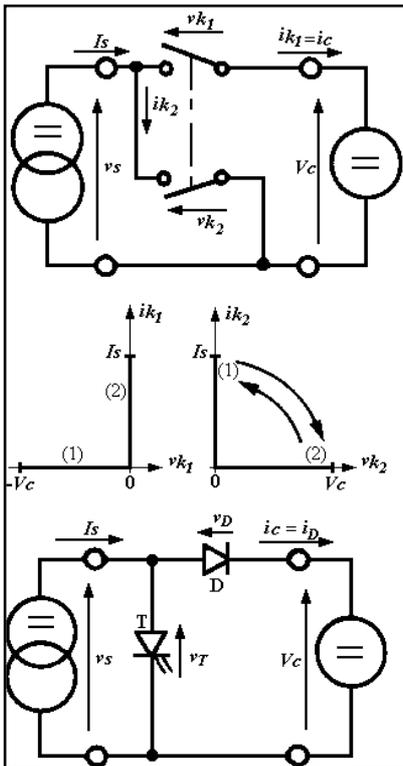
Si l'inductance du récepteur est insuffisante pour réduire l'ondulation de i_c il faut augmenter τ donc L , c'est-à-dire ajouter une inductance de lissage entre le hacheur et le récepteur proprement dit.

On obtient le même résultat en augmentant la fréquence $1/T$ de fonctionnement. D'où l'intérêt des semi-conducteurs permettant le fonctionnement à fréquence élevée.

2. Hacheur parallèle

Le hacheur parallèle commande le débit : d'une source de courant dans une charge de tension.

Les deux grandeurs de références sont : I_s (courant source (générateur)) et V_c (tension de charge (récepteur)).



Le schéma de principe est comme suit :

Les deux interrupteurs doivent être complémentaires. Appliquons le même raisonnement pour l'hacheur série.

- Etat (1) : état de repos

la source doit être court-circuitée et la charge doit être à circuit ouvert. On obtient :

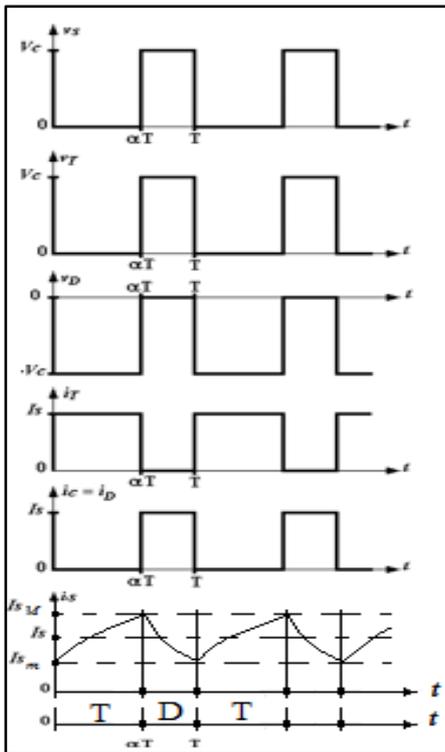
k_1 ouvert	k_2 fermé
$v_{k1} = -V_c$	$v_{k2} = 0$
$i_{k1} = 0$	$i_{k2} = I_s$

- Etat (2): état de fonctionnement

la source débite sur la charge. On obtient :

k_1 fermé	k_2 ouvert
$v_{k1} = 0$	$v_{k2} = V_c$
$i_{k1} = I_s$	$i_{k2} = 0$

En fonction des caractéristiques obtenues, k_1 est une diode et k_2 est un transistor d'où le schéma final.



Si T est la période de fonctionnement et αT la durée des intervalles de conduction du transistor, les différentes tensions et courants sont comme suit :
 La valeur moyenne de V_s est :

$$V_s = \frac{1}{T} \int_0^T v_s dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_c dt = (1-\alpha) V_c \Leftrightarrow V_c = \frac{V_s}{(1-\alpha)}$$

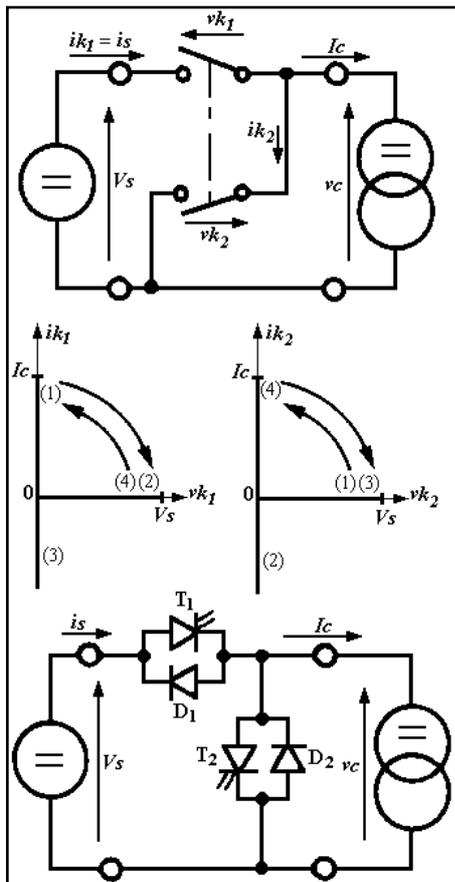
A pertes minimales

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_s = V_c I_c \Leftrightarrow I_c = \frac{V_s}{V_c} I_s \Leftrightarrow I_s = (1-\alpha) I_c \Leftrightarrow (1-\alpha) = \frac{V_s}{V_c} = \frac{I_c}{I_s}$$

α est compris entre $]0,1[$; $V_c > V_s$. C'est un hacheur survolteur.

On opte pour les mêmes considérations, vu pour l'hacheur série, concernant l'ondulation de i_s .

3. Hacheur réversible en courant ou hacheur à 02 quadrants



Le hacheur réversible en courant commande le débit :

- d'une source de tension réversible en courant,
- d'une source de courant réversible en courant.

➤ I_c positif

La source de tension débite dans une charge de courant.

- Etat (1)

k_1 fermé	k_2 ouvert
$vk_1 = 0$	$vk_2 = V_s$
$ik_1 = I_c$	$ik_2 = 0$

- Etat (2)

k_1 ouvert	k_2 fermé
$vk_1 = V_s$	$vk_2 = 0$
$ik_1 = 0$	$ik_2 = -I_c$

➤ I_c négatif

La source de courant débite dans une charge de tension.

- Etat (3)

k_1 fermé	k_2 ouvert
$vk_1 = 0$	$vk_2 = V_s$
$ik_1 = -I_c$	$ik_2 = 0$

- Etat (4)

k_1 ouvert	k_2 fermé
$vk_1 = V_s$	$vk_2 = 0$
$ik_1 = 0$	$ik_2 = I_c$

k_1 et k_2 sont remplacés par un transistor et une diode en tête bêche.

Ce convertisseur résulte de l'association d'un hacheur série, formé par T_1 et D_2 , et d'un hacheur parallèle, formé par T_2 et D_1 .

- Pour I_c positif, il fonctionne en hacheur série; le courant I_c passant tantôt par T_1 et tantôt par D_2 . v_c a pour valeur moyenne :

$$V_c = \alpha_1 V_s$$

- Pour I_c négatif, il fonctionne en hacheur parallèle: le courant I_c passant tantôt par T_2 et tantôt par D_1 . v_c a pour valeur moyenne :

$$V_s = \frac{V_c}{(1 - \alpha_2)}$$

α_1 correspond au rapport cyclique de T_1 et α_2 de celui de T_2 .

Tout ce qui a été dit au paravent sur l'ondulation du courant de sortie reste valable.

Exemple d'application

Placé entre une source de tension réversible en courant, une batterie par exemple, et une machine à courant continu (source de courant), le hacheur réversible en courant permet :

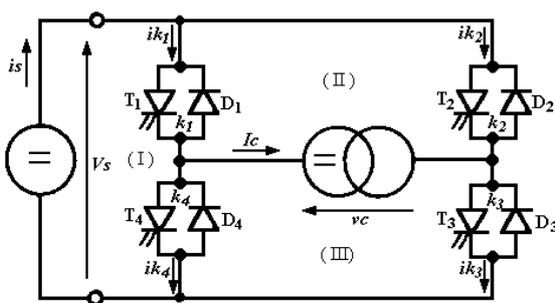
- de faire varier la vitesse de la machine \forall le mode de fonctionnement (en moteur $I_c > 0$ donc hacheur série ; en génératrice $I_c < 0$ donc hacheur parallèle).
- Pour obtenir le freinage par récupération en inversant le sens du courant.

4. Hacheur en pont

La structure en pont la plus utilisée correspond au hacheur reliant :

- Une source de tension réversible en courant : $V_s > 0$ et $i_s > 0$ ou $i_s < 0$,
- Une source de courant réversible en courant et en tension : $v_c > 0$ ou $v_c < 0$ et $I_c > 0$ ou $I_c < 0$.

Le schéma d'un hacheur en pont est comme suit :



L'hacheur en pont utilise 04 interrupteurs. La commande de (T_1, T_4) et (T_2, T_3) doit être complémentaire.

Il y a 04 modes de fonctionnement :

- Si $v_c > 0$ et $I_c > 0$ donc il faut que $V_s > 0$ et $i_s > 0$ (hacheur série)
- Si $v_c > 0$ et $I_c < 0$ donc il faut que $V_s > 0$ et $i_s < 0$ (hacheur parallèle)
- Si $v_c < 0$ et $I_c < 0$ donc il faut que $V_s > 0$ et $i_s > 0$ (hacheur série)
- Si $v_c < 0$ et $I_c > 0$ donc il faut que $V_s > 0$ et $i_s < 0$ (hacheur parallèle)

En général, pour qu'il ait une source et une charge, il faut que le produit de $v_c I_c$ et de $V_s i_s$ doivent être de même signe.

Il existe 02 types de commande : séquentielle et continue

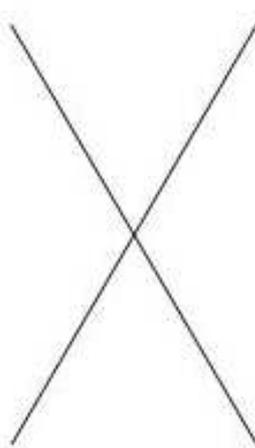
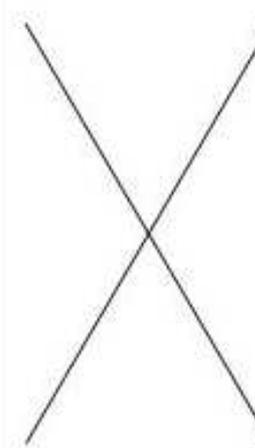
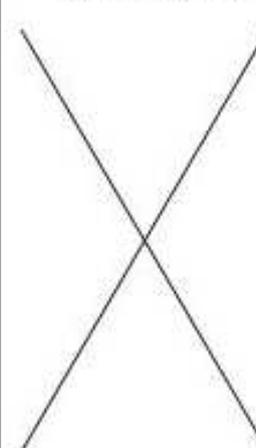
a) Commande séquentielle

On ne fait travailler que 02 interrupteurs :

- L'un, fermé en permanence, joue le rôle d'interrupteur d'aiguillage,
- l'autre, fermé et ouvert à la fréquence de fonctionnement du hacheur, assure le hachage.

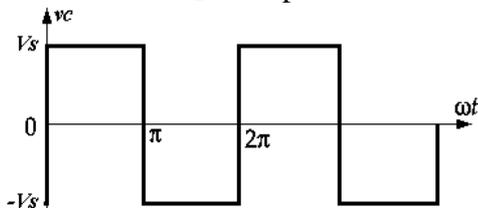
Dans ce type de commande, $v_c \neq 0$ ou $v_c = 0$. Pour obtenir $v_c > 0$, T_1 ou T_4 jouera le rôle d'hachage et T_3 fermé en permanence (T_2 ouvert en permanence) (maille (I) et (III)). Pour obtenir $v_c < 0$, T_1 ou T_4 jouera le rôle d'hachage et T_2 fermé en permanence (T_3 ouvert en permanence) (maille (I) et (II)).

Pour simplifier l'étude, on regroupe les résultats dans un tableau.

$V_s > 0$ et $i_s > 0$ 	$V_s > 0$ et $i_s < 0$ (Source de courant / charge de tension) <ul style="list-style-type: none"> ▪ T_1 fermé T_1 et D_2 conduisent $-v_c = 0$ ▪ T_1 ouvert D_2 et D_4 conduisent $-v_c = V_s$ En conséquence $-V_c = (1-\alpha_1) V_s$	$V_s > 0$ et $i_s > 0$ (Source de tension / charge de courant) <ul style="list-style-type: none"> ▪ T_1 fermé T_1 et T_3 conduisent $v_c = V_s$ ▪ T_1 ouvert T_3 et D_4 conduisent $v_c = 0$ En conséquence $V_c = \alpha_1 V_s$	$V_s > 0$ et $i_s < 0$ 
$V_s > 0$ et $i_s > 0$ (Source de tension / charge de courant) <ul style="list-style-type: none"> ▪ T_4 fermé T_4 et T_3 conduisent $-v_c = V_s$ ▪ T_4 ouvert T_2 et D_1 conduisent $v_c = 0$ En conséquence $-V_c = \alpha_4 V_s$	$V_s > 0$ et $i_s < 0$ 	$V_s > 0$ et $i_s > 0$ 	$V_s > 0$ et $i_s < 0$ (Source de courant / charge de tension) <ul style="list-style-type: none"> ▪ T_4 fermé T_4 et D_3 conduisent $v_c = 0$ ▪ T_4 ouvert D_1 et D_3 conduisent $v_c = 0$ En conséquence $V_c = (1-\alpha_4) V_s$

b) Commande continue

A chaque période T , on commande la fermeture de T_1 et T_3 pendant $\alpha_1 T$, puis on commande la fermeture de T_2 et T_4 pendant le reste de la période ($(1-\alpha_1) T$ ou $\alpha_2 T$).



- Pour $0 < t < \alpha_1 T$, on commande la fermeture de T_1 et T_3
 $v_c = V_s$
- Pour $\alpha_1 T < t < T$, on commande la fermeture de T_2 et T_4
 $-v_c = V_s$

La valeur moyenne de v_c est comme suit :

$$V_c = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha_1 T} v_c dt - \int_{\alpha_1 T}^T v_c dt \right] = V_s (2 \alpha_1 - 1)$$

Si $\alpha_1 = \frac{1}{2}$, $V_c = 0$. Le signal obtenu est un signal alternatif.

III. Hacheurs à liaisons indirectes

Ces types d'hacheur sont utilisés pour permettre le transfert d'énergie entre deux éléments de même nature : source/charge de tension ou source de courant/charge de courant

1. Hacheur indirect à self

Il relie une source de tension à une charge de tension.

Pour $0 < t < \alpha T$ T conduit
 $i_L = i_s$
 $i_c = 0$

On aura $V_L = V_s \Leftrightarrow L \frac{di_L}{dt} = V_s \Leftrightarrow i_L$ croît linéairement

Pour $\alpha T < t < T$ D conduit
 $i_c = i_L$
 $i_s = 0$

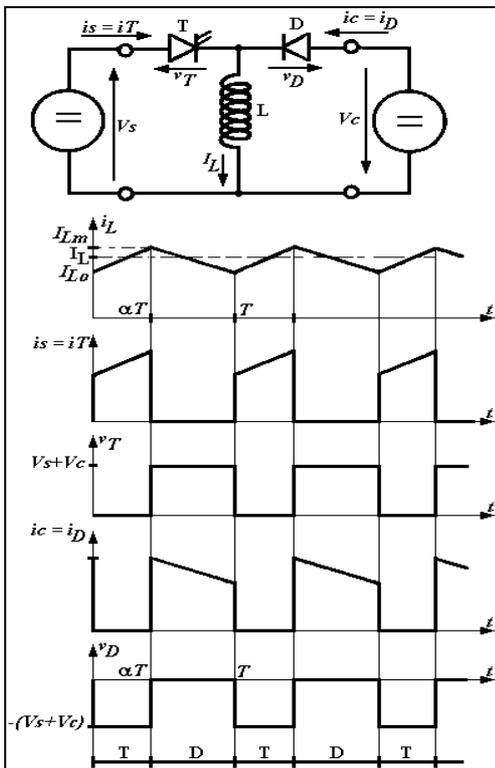
On aura $V_L = -V_c \Leftrightarrow L \frac{di_L}{dt} = -V_c \Leftrightarrow i_L$ décroît linéairement

Les extremums de i_L dépendent du temps d'hachage.

En régime établi, le courant i_L a la même valeur moyenne I_L pendant les deux intervalles. D'où les valeurs moyennes :

$$I_L = \frac{I_{Lo} + I_{Lm}}{2} \quad I_s = \alpha I_L \quad I_c = (1 - \alpha) I_L$$

A pertes minimales : $\frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$



2. Hacheur indirect à condensateur

Il relie une source de courant à une charge de courant.

Pour $0 < t < \alpha T$ T conduit
 $v_c = V_{co}$
 $v_s = 0$

On aura $i_{co} = -I_c \Leftrightarrow c \frac{dv_{co}}{dt} = -I_c \Leftrightarrow v_{co}$ décroît linéairement

Pour $\alpha T < t < T$ D conduit
 $v_s = V_{co}$
 $v_c = 0$

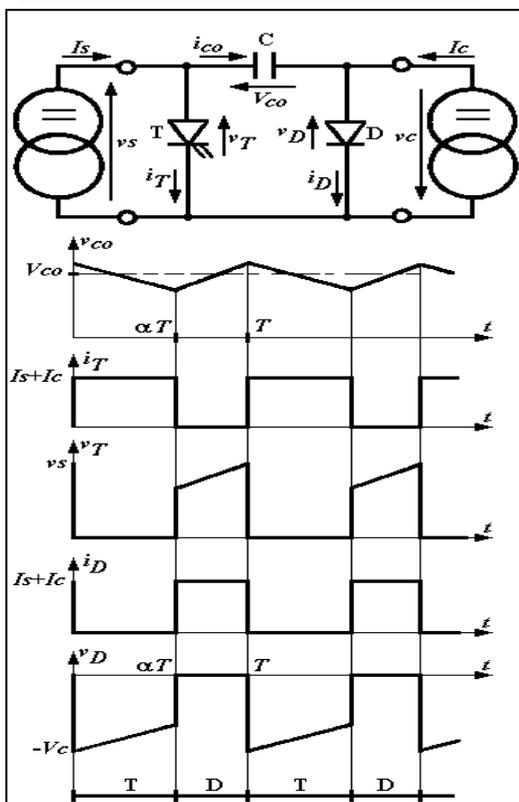
On aura $i_{co} = I_s \Leftrightarrow c \frac{dv_{co}}{dt} = I_s \Leftrightarrow v_{co}$ croît linéairement

Les extremums de v_{co} dépendent du temps d'hachage.

En régime établi, la tension v_{co} a la même valeur moyenne V_{co} pendant les deux intervalles. D'où les valeurs moyennes :

$$V_{co} = \frac{V_{co_m} + V_{co_0}}{2} \quad V_c = \alpha V_{co} \quad V_s = (1 - \alpha) V_{co}$$

A pertes minimales : $\frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$



IV. Alimentations à découpage à isolement galvanique

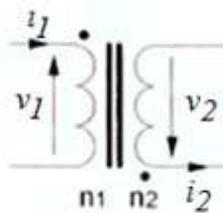
4.1. Introduction

Les alimentations à découpage que nous étudierons sont des hacheurs isolés galvaniquement. Le transformateur qui permet cette isolation résout également le problème de l'adaptation d'impédance si les niveaux des tensions d'entrée et de sortie sont très différents.

Le gros atout de ces structures est la présence d'un seul interrupteur commandé, qui en fait des dispositifs simples, économiques, mais plutôt adaptés au domaine des faibles puissances.

4.2. Rappel sur les transformateurs

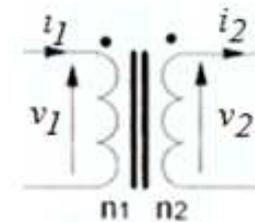
En supposant que le transformateur est sans fuite et en négligeant la résistance des enroulements, la relation d'hopkinson et les équations de tensions s'écrivent :



$$Fmm = n_1 i_1 + n_2 i_2 = \mathfrak{R} \Phi(t)$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt}(t)$$

$$v_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt}(t) = -\frac{n_2}{n_1} v_1 = -m v_1$$



$$Fmm = n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathfrak{R} \Phi(t)$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt}(t)$$

$$v_2 = n_2 \frac{d\Phi}{dt}(t) = \frac{n_2}{n_1} v_1 = m v_1$$

Φ est le flux commun dans le noyau et \mathfrak{R} est la réluctance de ce même noyau (circuit magnétique). Chaque enroulement a sa propre inductance.

$$\left(\frac{1}{\mathfrak{R}} = \frac{L_1}{n_1^2} = \frac{L_2}{n_2^2} = \frac{L_n}{n_n^2} \right)$$

Parallèlement, l'alimentation du primaire du transformateur entrainera la magnétisation et donc le stockage d'énergie électromagnétique via le primaire.

4.3. Alimentation à découpage FLYBACK

Le montage, représenté dans la figure 1, est déduit du hacheur à stockage inductif dont l'inductance a été dédoublée dans une structure magnétique couplée qui assure l'isolation galvanique.

L'avantage essentiel de cette structure est sa simplicité. Elle ne nécessite qu'un interrupteur de puissance et un composant magnétique, ce qui est une architecture économique pour les faibles puissances ($\leq 150W$). Ses inconvénients majeurs sont le dimensionnement de l'interrupteur, le filtrage (i_l et i_2 sont discontinus) et le couplage du transformateur.

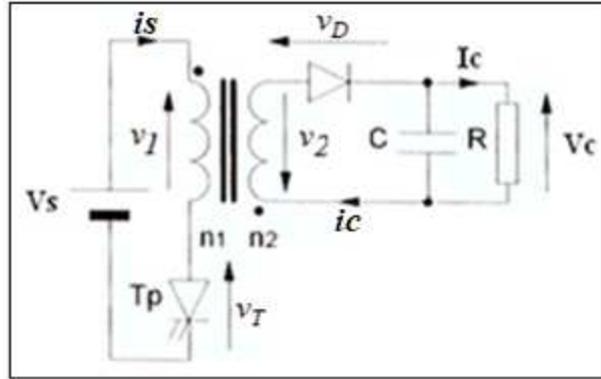


Figure 1 : Schéma de principe d'une alimentation à découpage FLYBACK

4.3.1. Principe de fonctionnement

➤ Fermeture de T_p : $0 < t < \alpha T$

La fermeture de T_p entraîne le stockage d'énergie dans l'inductance primaire (figure 2).

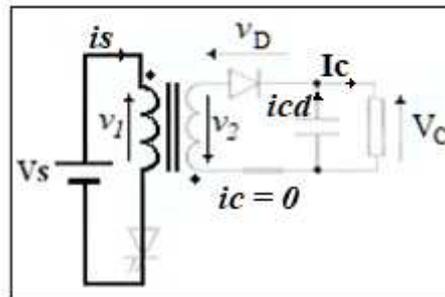


Figure 2 : Phase de conduction (T_p fermé) : Pendant αT .

Par conséquent, on peut écrire :

$$v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt}(t) = V_s$$

$$v_2 = n_2 \frac{d\phi}{dt}(t) = -\frac{n_2}{n_1} v_1 = -m v_1 = -m V_s$$

On a également $v_D = -(mV_s + V_c) < 0$. La diode D est bloquée ($i_c(t) = 0$). Par conséquent, seul l'enroulement primaire est traversé par un courant . Pour cette phase :

$$Fmm = n_1 i_s(t) = \Re \phi(t) \Rightarrow i_s = \frac{1}{n_1} \Re \phi(t)$$

Sachant que $v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt}(t) = V_s \Rightarrow [\phi(t) - \phi_{min}] = \frac{V_s}{n_1} t \Rightarrow \phi(t) = \phi_{min} + \frac{V_s}{n_1} t$

Le flux croit linéairement pendant l'intervalle de temps $[0, \alpha T]$ (Figure 4).

L'expression de i_1 devient : $i_s = \frac{1}{n_1} \Re \left(\Phi_{min} + \frac{V_s}{n_1} t \right) = I_{smin} + \frac{V_s}{L_1} t$.

A la commutation à l'ouverture (fin de la conduction) ($t = \alpha T$), le flux et le courant atteint leur valeur maximale :

$$\Phi(\alpha T) = \Phi_{Max} = \Phi_{min} + \frac{V_s}{n_1} \alpha T \quad \text{et} \quad i_s(\alpha T) = I_{sMax} = I_{smin} + \frac{V_s}{L_1} \alpha T$$

➤ **Ouverture de T_P : $\alpha T < t < T$**

Lors de l'ouverture de T_P ($i_s = 0$), la continuité du flux magnétique ($n_1 I_{SM} = n_2 I_{CM}$) entraîne la mise en conduction de la diode (figure 2 b).

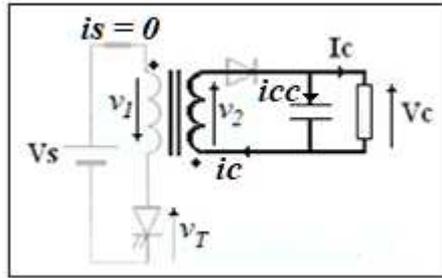


Figure 3 : Phase de blocage (T_P ouvert) : Pendant $(1-\alpha)T$.

On en déduit que les deux enroulements ne sont pas parcourus simultanément par du courant. Le transformateur est donc, en fait, une association de deux inductances couplées. Le courant principal étant le courant magnétisant (Figure 3). Par conséquent, le flux décroît linéairement.

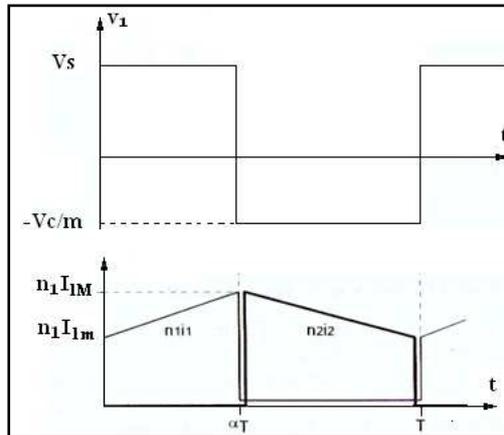


Figure 4 : Formes d'ondes en conduction continue.

La relation d'hopkinson s'écrit :

$$Fmm = n_2 i_c(t) = \Re \Phi(t) \Rightarrow i_c = \frac{1}{n_2} \Re \Phi(t)$$

On peut écrire aussi :

$$v_2 = V_c = n_2 \frac{d\Phi}{dt}(t) \Rightarrow [\Phi(t) - \Phi_{MAX}] = -\frac{V_c}{n_2} (t - \alpha T) \Rightarrow \Phi(t) = \Phi_{MAX} - \frac{V_c}{n_2} (t - \alpha T)$$

L'expression de i_2 sera comme suit : $i_c = \frac{1}{n_2} \Re \left(\Phi_{MAX} - \frac{V_c}{n_2} (t - \alpha T) \right) = I_{cMAX} - \frac{V_c}{L_2} (t - \alpha T)$.

A la commutation à la fermeture (fin de la phase de blocage) ($t=T$), le flux et le courant atteint sa valeur minimale :

$$\Phi(T) = \Phi_{min} = \Phi_{Max} - \frac{V_c}{n_2} (1-\alpha) T \quad \text{et} \quad i_c(T) = I_{cmin} = I_{cMax} - \frac{V_c}{L_2} (1-\alpha) T$$

4.3.2. Principales relations et contraintes sur les composants

Lors de la commutation (ouverture et fermeture), le flux est conservé. Cette conservation du flux est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{Max} = \Phi_{min} + \frac{V_s}{n_1} \alpha T & \text{(Commutation à l'ouverture)} \quad (1) \\ \Phi_{min} = \Phi_{Max} - \frac{V_c}{n_2} (1-\alpha) T & \text{(Commutation à la fermeture)} \quad (2) \end{cases}$$

A partir des deux équations du système ci-dessus et en faisant l'addition (1) + (2), on tire la relation suivante :

$$y = \frac{V_c}{V_s} = m \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

A pertes minimales

$$y = \frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = m \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

4.3.2.1. Ondulations

Tension de sortie $\Delta V_c = \frac{\alpha^2 m V_s}{(1-\alpha) RCF}$ Courant d'entrée $\Delta I_s = \frac{\alpha V_s}{L_1 F}$

4.3.2.2. Contraintes sur les composants

Interrupteur	Diode
$I_{Tmax} = \frac{m I_c}{1-\alpha} + \frac{V_s \alpha T}{2L_1}$ $V_{Tmax} = V_s + \frac{V_c}{m}$	$I_{Dmoy} = I_c$ $V_{Dmax} = V_c + m V_s$

4.3.2.3. Facteur de dimensionnement de l'interrupteur

$$F_d = \frac{1}{\alpha (1-\alpha)}$$

Ce facteur de dimensionnement passe par un minimum pour $\alpha = 0,5$. Il est donc préférable de définir le point de fonctionnement nominal sur la base de ce rapport cyclique optimal.

4.4. Alimentation à découpage FORWARD

Le montage de la figure 4 est issu de la structure du hacheur série qui est isolé galvaniquement par un transformateur. Néanmoins, un troisième enroulement E_3 (n_3), à travers la diode D_m , est associé au transformateur qui va permettre la démagnétisation suite à la conduction de T_p (inconvenient de l'alimentation FLYBACK). Cette architecture de convertisseur est bien adaptée aux alimentations dont la sortie fonctionne à basse tension et fort courant, car le filtrage est aisé. Les puissances mises en jeu sont classiquement comprises entre 100W et 400W. L'inconvénient essentiel est l'utilisation d'un transformateur complexe (3 enroulements), de construction délicate,

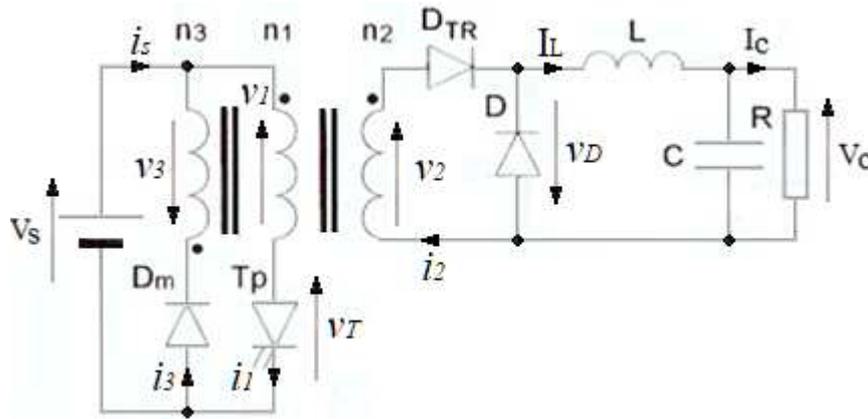


Figure 4 : Schéma de principe d'une alimentation à découpage FORWARD

4.4.1. Principe de fonctionnement

Pour découpler les phénomènes liés, d'une part au fonctionnement du transformateur, d'autre part au transfert d'énergie, il est intéressant de raisonner sur le système d'équations suivant :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 + n_3 i_3 = \Re \Phi(t)$$

➤ Fermeture de T_p : $0 < t < \alpha T$

Pendant la fermeture de T_p (figure 5 a), on impose $v_1 = V_s$. Donc :

$$\begin{aligned} v_1 &= n_1 \frac{d\Phi}{dt}(t) = V_s \\ v_2 &= n_2 \frac{d\Phi}{dt}(t) = \frac{n_2}{n_1} v_1 = m v_1 = m V_s \\ v_D &= -v_2 = -m V_s < 0 \\ v_{Dm} &= -V_s - \frac{n_3}{n_1} V_s = -(1 + m') V_s < 0 \end{aligned}$$

D et D_m sont donc bloquées. L'énergie est transmise à la charge à travers D_{TR} . Par conséquent, on obtient $i_3 = 0$, $i_2 = i_L$, $v_1 = V_s$. Le système d'équations précédent devient :

$$n_1 i_1 - n_2 i_L = \Re \Phi(t)$$

On en déduit que $\phi(t) = \frac{V_s}{n_1} t$, dans l'hypothèse où la démagnétisation est complète et

$$i_1 = i_L + \frac{V_s}{L_1} t = m i_L + m i_{1mag}.$$

Le courant i_1 contient donc une composante due à la charge (transfert direct) et une composante magnétisante due à la présence du transformateur.

A la fin de la phase de conduction, la valeur du flux et le courant atteint leur valeur maximale. En supposant que l'ondulation de i_L est négligeable (présence de l'inductance L de la charge RC , donc $i_L = I_L = I_c$), on peut écrire :

$$\phi(\alpha T) = \phi_{Max} = \frac{V_s}{n_1} \alpha T \quad \text{et} \quad i_1(\alpha T) = I_{1Max} = m I_c + \frac{V_s}{L_1} \alpha T$$

➤ **Ouverture de T_p : $0 < t < \alpha T$**

A l'ouverture de T_p (figure 5 b), la continuité des Ampère-tours magnétisants est assurée par la mise en fonction de l'enroulement E_3 à travers la diode D_m . Ceci induit :

$$\begin{aligned} v_3 &= -V_s \\ v_1 &= -v_3 = -\frac{1}{m'} V_s \\ v_2 &= m v_1 = -\frac{m}{m'} V_s \end{aligned}$$

Pendant cette phase, on a donc $i_1 = i_2 = 0$, tandis que la diode de roue libre D conduit le courant i_L . Le système d'équations initial devient :

$$\begin{aligned} n_3 i_3 &= \Re \phi(t) \\ v_1 &= n_1 \frac{d\phi}{dt}(t) = -v_3 = -\frac{1}{m'} V_s \end{aligned}$$

On en déduit que

$$\begin{aligned} [\phi(t) - \phi_{Max}] &= -\frac{V_s}{m' n_1} (t - \alpha T) \Rightarrow \phi(t) = \phi_{Max} - \frac{V_s}{m' n_1} (t - \alpha T) \\ i_3 &= \frac{1}{n_3} \Re \left(\phi_{Max} - \frac{V_s}{n_2} (t - \alpha T) \right) = \frac{1}{n_3} \Re \phi_{Max} - \frac{V_s}{L_3} (t - \alpha T) \end{aligned}$$

Ceci correspond, par l'intermédiaire de l'enroulement E_3 , à la restitution à la source continue de l'énergie électromagnétique stockée pendant αT . Dans l'hypothèse d'un bon dimensionnement, le courant i_3 décroît alors jusqu'à 0 et la diode D_m se bloque. La démagnétisation est terminée donc évitement de la saturation.

Entre la fin de la démagnétisation et l'amorçage suivant de l'interrupteur, il peut exister une phase morte (figure 5 c) durant laquelle seule la diode de roue libre est passante, conduisant I_c . Le transformateur est donc virtuellement déconnecté et les tensions aux bornes de ses enroulements sont nulles

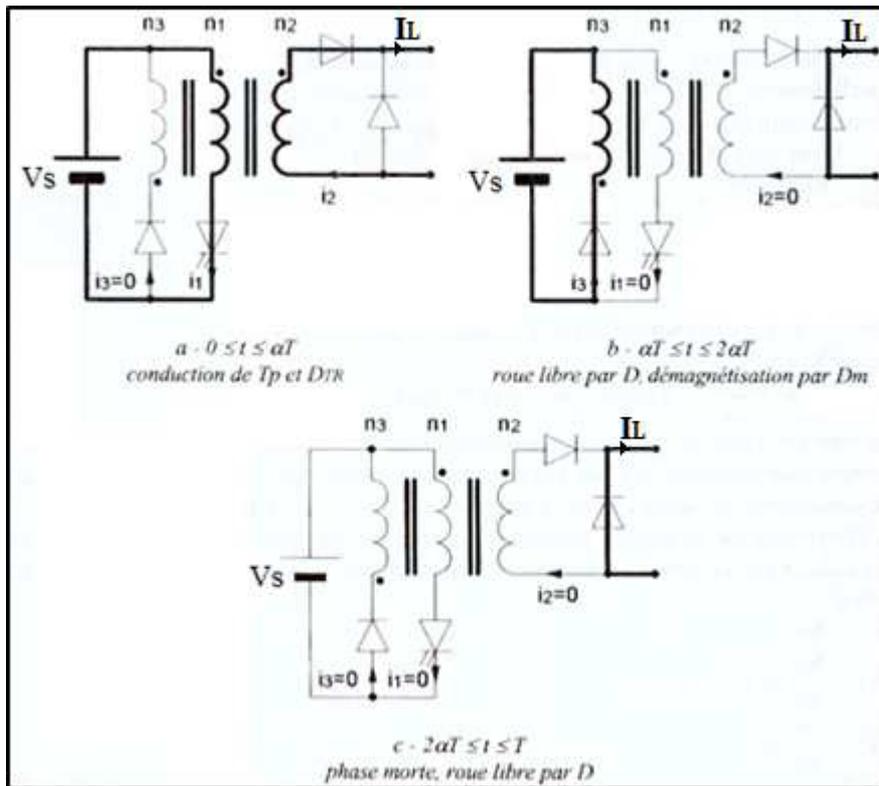


Figure 5 : Phase de fonctionnement du Forward

A la fin de cette phase, le flux $\phi(t)$ doit être complètement évacué (démagnétisation complète).

$$\phi(T) = \phi_{min} = \phi_{Max} - \frac{V_s}{m' n_1} (1-\alpha)T = 0$$

Avec $\phi_{Max} = \phi(\alpha T) = \frac{V_s}{n_1} \alpha T$ (énergie emmagasinée durant la phase de conduction)

Cette condition sera vérifiée si seulement si le rapport cyclique est donc limité par valeur supérieure et la condition limite de bon fonctionnement est :

$$\frac{V_s}{n_1} \alpha_{max} T = \frac{V_s}{m' n_1} (1 - \alpha_{max})T \Rightarrow \alpha_{max} = \frac{1}{m'} (1 - \alpha_{max}) \quad d'o\grave{u} \quad \alpha_{max} = \frac{1}{1 + m'}$$

Les formes d'ondes sont représentées dans la figure 6 en conduction continue et pour la configuration particulière $m' = 1$, dont le choix est explicité plus loin, lors du calcul du facteur de dimensionnement.

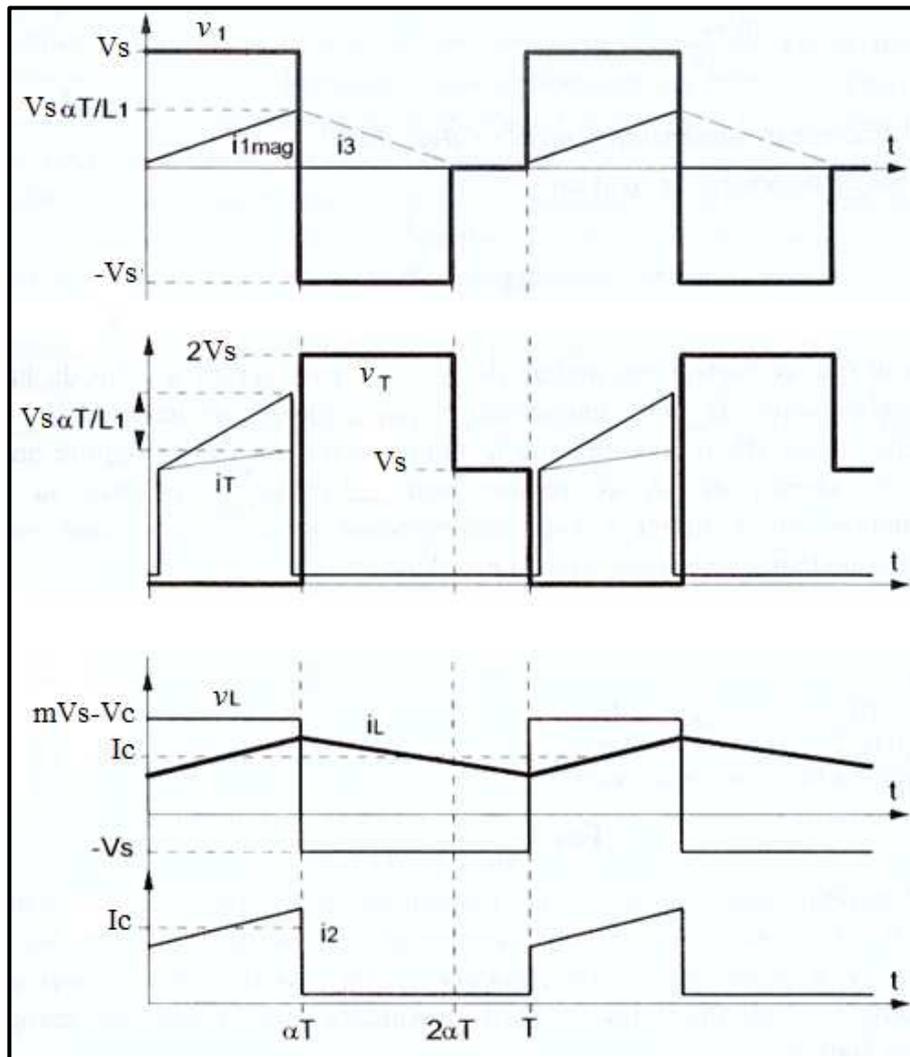


Figure 6 : Formes d'ondes

4.4.2. Principales relations et caractéristiques

Tension de sortie :

$$y = \frac{V_c}{V_s} = \frac{I_1}{I_2} = m\alpha \quad \text{avec } I_2 = I_c$$

4.4.2.1. Contraintes sur les composants

Interrupteur	Diode D_{TR}
$I_{Tmax} = m \left[I_c + \alpha (1-\alpha) \frac{mV_s}{2LF} \right] + \frac{V_s \alpha T}{L_1}$ $V_{Tmax} = \left(1 + \frac{1}{m'} \right) V_s$	$V_{DTRmax} = mV_s$ $I_{DTRmax} = \alpha I_c$
Diode D_m	Diode D
$V_{Dmmax} = (1 + m')V_s$	$V_{Dmax} = mV_s$ $I_{Dmoy} = (1-\alpha)I_c$

4.4.2.2. Ondulations

$$\Delta I_L = \alpha (1 - \alpha) \frac{mV_s}{LF}$$

$$\Delta V_c = \alpha (1 - \alpha) \frac{mV_s}{8LCF^2}$$

4.4.2.3. Facteur de dimensionnement – Choix de m'

Ce facteur de dimensionnement est :

$$F_d = \frac{1 + \frac{1}{m'}}{\alpha}$$

Pour exploiter au mieux l'alimentation, on a intérêt à faire correspondre le rapport cyclique maximal permettant la démagnétisation, α_{max} . On a donc :

$$F_{dn} = \frac{1 + \frac{1}{m'}}{\alpha_{max}} = \frac{1}{\alpha_{max} (1 - \alpha_{max})}$$

Cette fonction, déjà plusieurs fois rencontrée, passe par un minimum pour $\alpha_{max} = 0,5$. Pour minimiser le dimensionnement de l'interrupteur, on a donc intérêt à choisir cette valeur particulière, auquel cas on aboutit à $m' = 1$, soit $n_1 = n_3$. Dans cette configuration, les tensions maximales aux bornes des composants primaires sont égales à $2V_s$

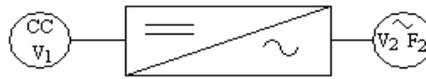
Chap IV Onduleurs Autonomes

I. Introduction

1. Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Le type d'onduleur utilisé est l'onduleur autonome.



Comme un hacheur, un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature de la source et de la charge entre lesquels il est monté. Cela conduit à distinguer :

- les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue,
- les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

Il existe des onduleurs à fréquence variable et à fréquence fixe, des onduleurs monophasés et triphasés.

2. Utilisation

Les onduleurs à fréquence fixe sont utilisés dans :

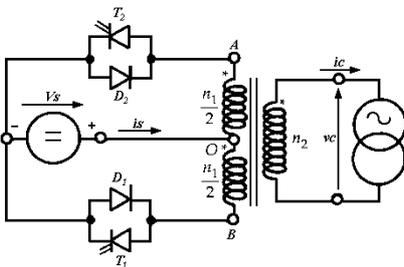
- le transport d'énergie et particulièrement si cette ligne est sous-marine. On redresse la tension au départ puis on la convertit en alternatif à l'arrivée et cela pour réduire les chutes de tension capacitives.
- Les alimentations de secours pour éviter les micro-coupures.

Les onduleurs à fréquence variable sont utilisés particulièrement comme variateur de vitesse pour les moteurs à courant alternatif et particulièrement les moteurs asynchrones.

II. Onduleurs Monophasés

1. Onduleurs de tension

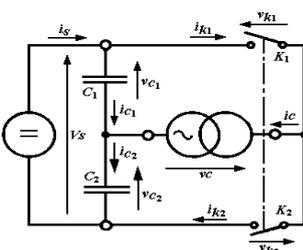
1.1 Onduleurs à point milieu



Si on suppose le transformateur parfait, les tensions aux bornes sont comme suit (V_c : valeur efficace):

- Entre $0 < t < T/2$, T_1 est fermé, on aura : $V_c = \frac{2n_2}{n_1} V_s$
- Entre $T/2 < t < T$, T_2 est fermé, on aura : $V_c = -\frac{2n_2}{n_1} V_s$

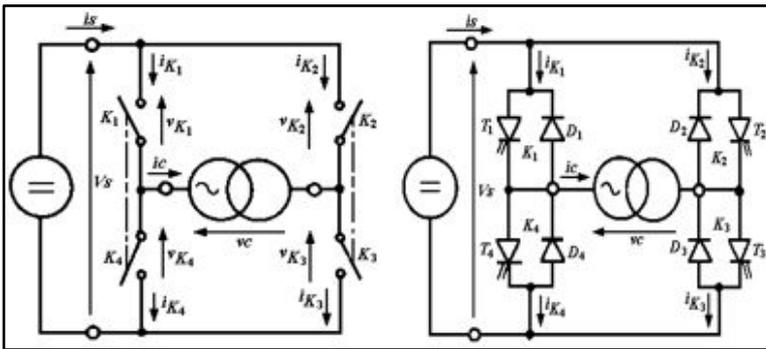
1.2 Onduleur en demi – pont (Diviseur capacitif ou doubleur de courant)



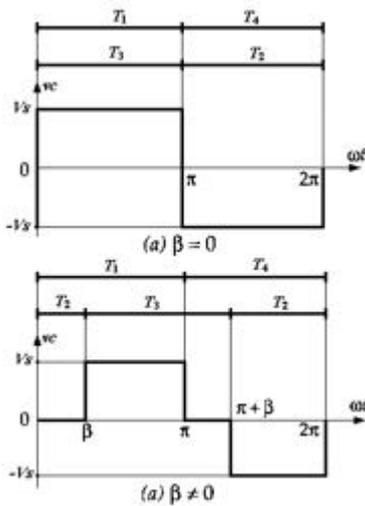
Le courant ic est égal au courant is augmenté par le courant de décharge ic_1 ou ic_2

- Entre $0 < t < T/2$, T_1 fermé, on aura $ic = is + ic_1$
- Entre $T/2 < t < T$, T_2 est fermé, on aura $ic = -(is + ic_2)$

1.3 Onduleur en pont



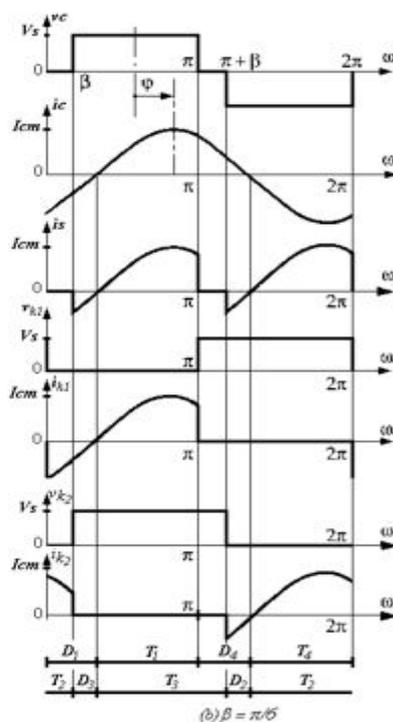
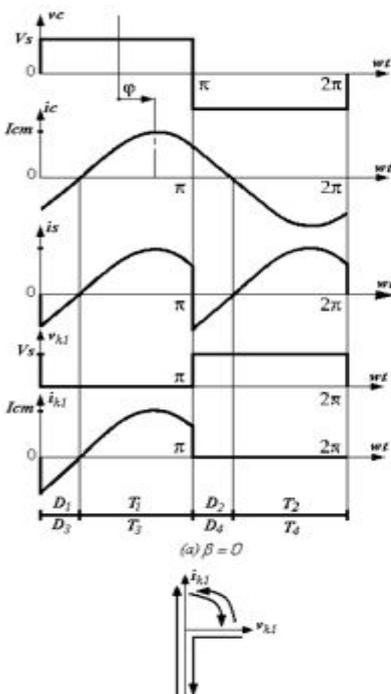
Pour un onduleur en pont, on utilise 04 interrupteurs. Il est similaire à un hacheur en pont. En utilisant un rapport cyclique $\alpha = 0.5$, on obtient un signal alternatif à la sortie. La liaison entre $k_1 - k_4$ et $k_2 - k_3$ montrent qu'ils sont complémentaires càd ils ne peuvent pas être ouverts ou fermés en même temps.



- Commande simultanée ou à deux niveaux tensions :
 $T_1 - T_3$ et $T_2 - T_4$ sont commandés simultanément.
 $0 < t < T/2$ T_1 et T_3 fermés $V_c = V_s$ et $I_s = I_c$
 $T/2 < t < T$ T_2 et T_4 fermés $V_c = -V_s$ et $I_s = -I_c$

- Commande décalée ou à trois niveaux tensions :
 $T_1 - T_3$ et $T_2 - T_4$ sont décalés en temps de commande.
 $0 < wt < \beta$ T_1 et T_2 fermés $V_c = 0$ et $I_s = 0$
 $\beta < wt < \pi$ T_1 et T_3 fermés $V_c = V_s$ et $I_s = I_c$
 $\pi < wt < \pi + \beta$ T_4 et T_3 fermés $V_c = 0$ et $I_s = 0$
 $\pi + \beta < wt < 2\pi$ T_4 et T_2 fermés $V_c = -V_s$ et $I_s = -I_c$

a) Formes d'ondes



En raison de la nature de la charge qui est inductive donc déphasage arrière, on obtient les ondes comme suit :

On constate que pour la commande simultanée, le courant i_s est négatif à cause du déphasage. Pour cette raison, il faut que la source doive supporter le retour de courant donc devient réceptrice momentanément. Dans le cas contraire, on utilise la commande décalée pour supprimer la valeur négative du courant en donnant une valeur adéquate à β .

b) Calcul des valeurs de Vs et is

En fonction des caractéristiques tension - courant de la charge, on calcule les caractéristiques de la source. Pour simplifier le calcul, on supposera le convertisseur à pertes minimales donc :

$$P_s = P_c$$

Calcul de la valeur moyenne de is (à partir de l'allure ci-dessus de is = f(ωt))

$$I_{s_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{cm} \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{2}{\pi} I_{cm} \cos \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi$$

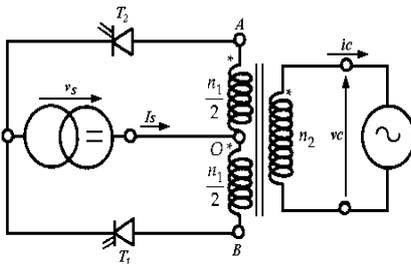
A pertes minimales :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{s_{moy}} = V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{I_{s_{moy}}} = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_c$$

Avec Vc et Ic : valeurs efficaces de vc et ic respectivement.

2. Onduleurs de courant

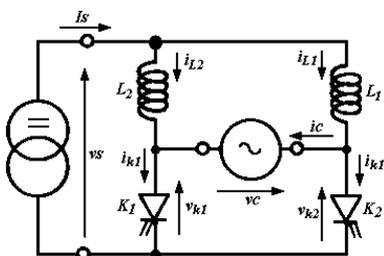
2.1 Onduleurs à point milieu



Si on suppose le transformateur parfait, les courants traversant les enroulements sont comme suit (Ic : valeur efficace) :

- Entre $0 < t < T/2$, T_1 est fermé, on aura : $I_c = \frac{n_1}{2n_2} I_s$
- Entre $T/2 < t < T$, T_2 est fermé, on aura : $I_c = -\frac{n_1}{2n_2} I_s$

2.2 Onduleur en demi-pont (Diviseur inductif ou doubleur de tension)



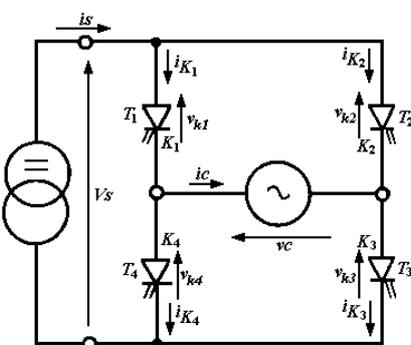
Le courant d'entrée Is est divisé en deux parties i_{L1} et i_{L2} . k_1 et k_2 (complémentaires) font passer dans le récepteur i_{L1} pendant l'intervalle $(0, T/2)$, i_{L2} pendant l'intervalle $(T/2, T)$.

Quand k_1 conduit : $i_{k1} = I_s$ et $i_c = I_s - i_{L2}$

$$v_s = L \frac{di_{L2}}{dt} = v_c + L \frac{di_{L1}}{dt} = v_c - L \frac{di_{L2}}{dt} \Leftrightarrow v_c = 2v_s$$

Même chose pour k_2 . Il suffit d'inverser les indices

2.3 Onduleurs en pont

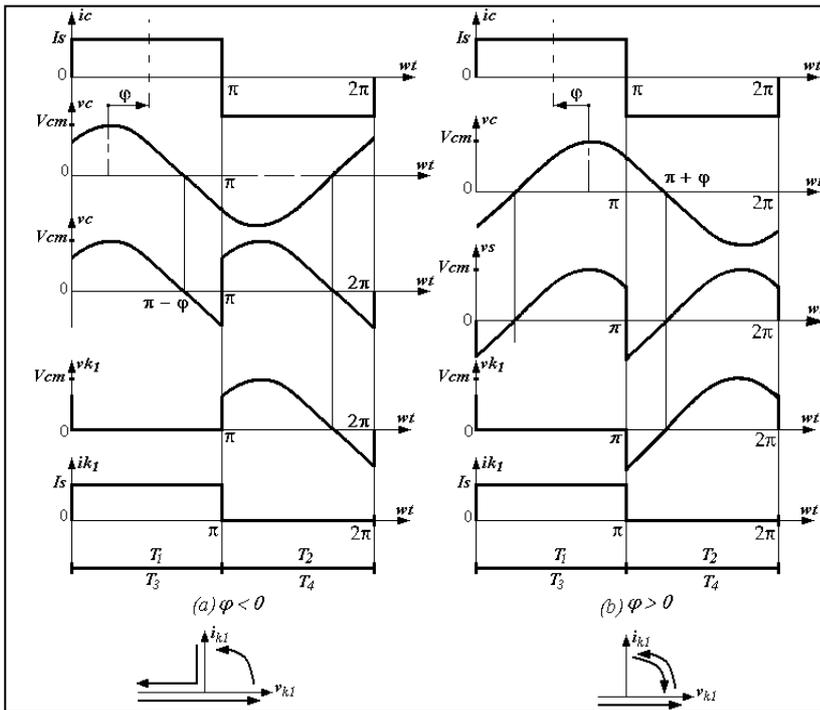


Pour ce type d'onduleur, $k_1 - k_2$ et $k_3 - k_4$ sont complémentaires. La commande utilisée est la commande simultanée en raison de la nature de source donc Is est toujours constant et de même sens.

Donc on aura les cas suivants :

- $0 < t < T/2$ T_1 et T_3 fermés $V_s = V_c$ et $I_c = I_s$
- $T/2 < t < T$ T_2 et T_4 fermés $V_s = -V_c$ et $I_c = -I_s$

a) Formes d'ondes



On constate, d'après l'allure de i_{k1} et de v_{k1} , que pour :

- un déphasage arrière ($\varphi < 0$) c'ad charge inductive, il serait mieux d'utiliser un thyristor. C'est un choix optimal.
- un déphasage avant ($\varphi > 0$) c'ad charge capacitive, il serait mieux d'utiliser un GTO ou un interrupteur formé par deux composants (exemple : Transistor en série avec une diode).

Req : on ne peut pas utiliser un transistor tous seul en raison de la tension négative.

b) Calcul des valeurs de v_s et I_s

On admettra les mêmes suppositions que pour un onduleur de tension en pont.

Calcul de la valeur moyenne de i_s (à partir de l'allure ci-dessus de $v_s = f(\omega t)$)

$$V_{s\text{ moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{cm} \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{2}{\pi} V_{cm} \cos \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_c \cos \varphi$$

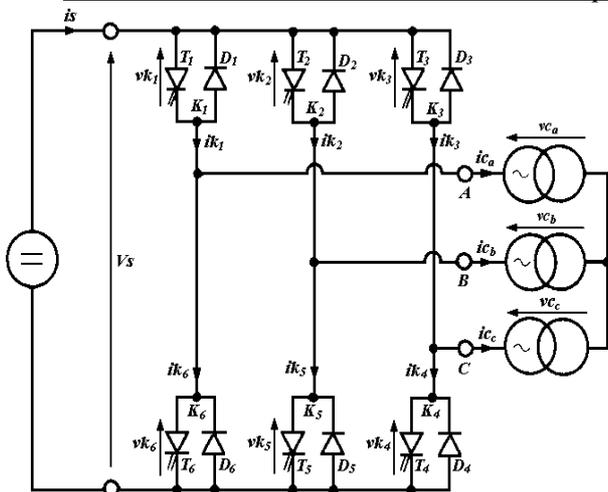
A pertes minimales :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow I_s V_{s\text{ moy}} = V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow I_s = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{V_{s\text{ moy}}} = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_c \Leftrightarrow I_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_c$$

Avec V_c et I_c : valeurs efficaces de v_c et i_c respectivement.

III. Onduleurs Triphasés

1. Onduleurs de tension : Onduleurs en pont



Pour le système triphasé, il existe deux types d'onduleur :

- le premier est formé par trois demi – ponts monophasés à diviseur capacitif qui est utilisé particulièrement pour une charge déséquilibrée.
- Le deuxième est l'onduleur en pont qui est très utilisé et particulièrement pour des charges équilibrées et qui sont très fréquentes. Il ressemble à un redresseur triphasé parallèle double ou double alternance.

Pour expliquer son fonctionnement, on adopte la même analyse vue dans le cas du redressement triphasé double alternance.

Pour simplifier l'étude, et sachant que les interrupteurs $k_1 - k_6$, $k_2 - k_5$ et $k_3 - k_4$ doivent être complémentaires deux à deux, on peut les remplacer par trois interrupteurs :

- k'_1 remplace $k_1 - k_6$ tel que : $k'_1 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_1 = 0 \\ k_6 = 1 \end{cases}$ et $k'_1 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_1 = 1 \\ k_6 = 0 \end{cases}$.
- k'_2 remplace $k_2 - k_5$ tel que : $k'_2 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_2 = 0 \\ k_5 = 1 \end{cases}$ et $k'_2 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_2 = 1 \\ k_5 = 0 \end{cases}$.
- k'_3 remplace $k_3 - k_4$ tel que : $k'_3 = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} k_3 = 0 \\ k_4 = 1 \end{cases}$ et $k'_3 = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} k_3 = 1 \\ k_4 = 0 \end{cases}$.

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur. Ainsi pour la première de ces tensions :

- $v_{ca} - v_{cb} = V_s$ si k'_1 est fermé et k'_2 est ouvert,
- $v_{ca} - v_{cc} = V_s$ si k'_1 est fermé et k'_3 est ouvert.

On peut appliquer la même procédure pour les autres tensions.

a) Formes d'ondes

Il existe deux types de commande : la commande à 120° et la commande à 180° . La dernière est la plus utilisée.

Donc, si la dernière commande est choisie et que le récepteur est équilibré, ses trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques ce qui entraîne :

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \text{ et } v_{ca} + v_{cb} + v_{cc} = 0$$

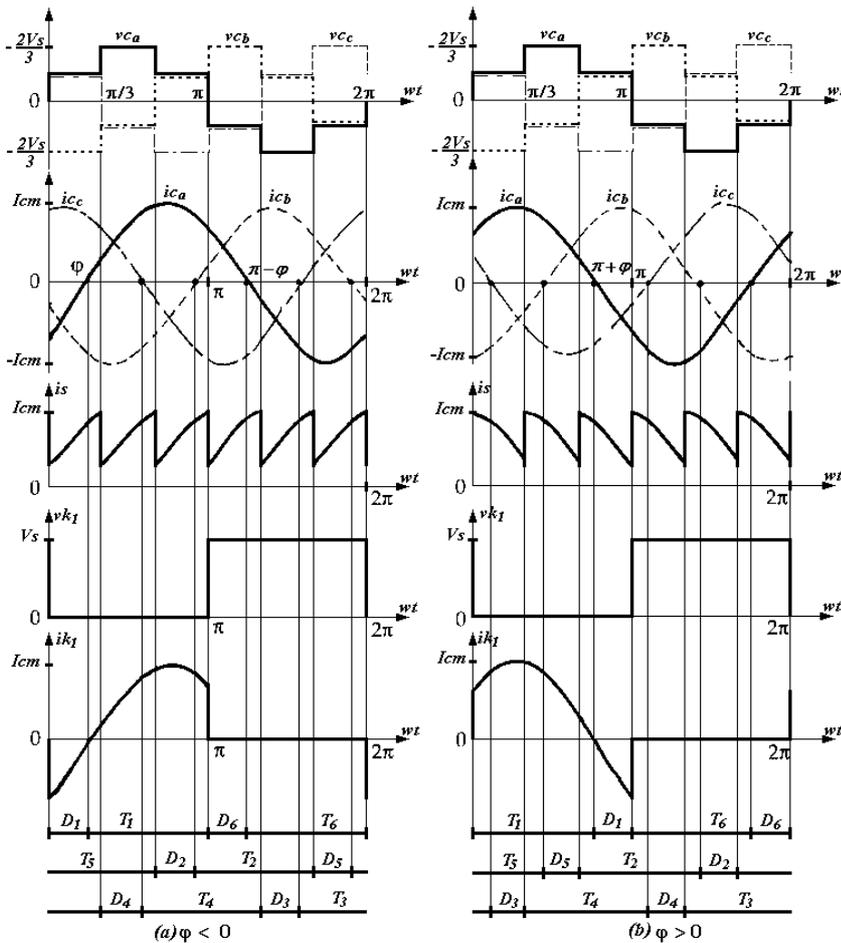
On peut donc écrire :

$$\frac{1}{3}(v_{ca} - v_{cb}) - \frac{1}{3}(v_{cc} - v_{ca}) = \frac{2v_{ca}}{3} - \frac{v_{cb}}{3} - \frac{v_{cc}}{3} = v_{ca}$$

Pour généraliser notre étude, le tableau ci-dessous donne pour les huit configurations que peut prendre le montage par l'état fermé (F) ou ouvert (O) des trois interrupteurs k'_1 , k'_2 et k'_3 .

k'_1	k'_2	k'_3	$v_{ca} - v_{cb}$	$v_{cb} - v_{cc}$	$v_{cc} - v_{ca}$	v_{ca}	v_{cb}	v_{cc}	i_{k_1}	i_{k_2}	i_{k_3}	i_s
F	F	F	0	0	0	0	0	0	i_{ca}	i_{cb}	i_{cc}	0
F	O	F	V_s	$-V_s$	0	$V_s/3$	$-2V_s/3$	$V_s/3$	i_{ca}	0	i_{cc}	$-i_{cb}$
F	O	O	V_s	0	$-V_s$	$2V_s/3$	$-V_s/3$	$-V_s/3$	i_{ca}	0	0	i_{ca}
F	F	O	0	V_s	$-V_s$	$V_s/3$	$V_s/3$	$-2V_s/3$	i_{ca}	i_{cb}	0	$-i_{cc}$
O	F	O	$-V_s$	V_s	0	$-V_s/3$	$2V_s/3$	$-V_s/3$	0	i_{cb}	0	i_{cb}
O	F	F	$-V_s$	0	V_s	$-2V_s/3$	$V_s/3$	$V_s/3$	0	i_{cb}	i_{cc}	$-i_{ca}$
O	O	F	0	$-V_s$	V_s	$-V_s/3$	$-V_s/3$	$2V_s/3$	0	0	i_{cc}	i_{cc}
O	O	O	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

D'où les allures suivantes.



Donc on l'appelle commande à 180° car la tension ne s'annule pas durant la demi - période.

On constate d'après l'allure de v_{k1} et de i_{k1} que la tension aux bornes de l'interrupteur reste constante mais le courant qui le traverse change de direction. Donc c'est le même composant que pour l'onduleur de tension monophasé.

b) Calcul des valeurs de V_s et i_s

En fonction de l'allure de $i_s = f(\omega t)$ trouvée ci-dessus, pour $0 < \omega t < \pi/3$

$$i_s = -i_{cb} = -I_{cm} \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi)$$

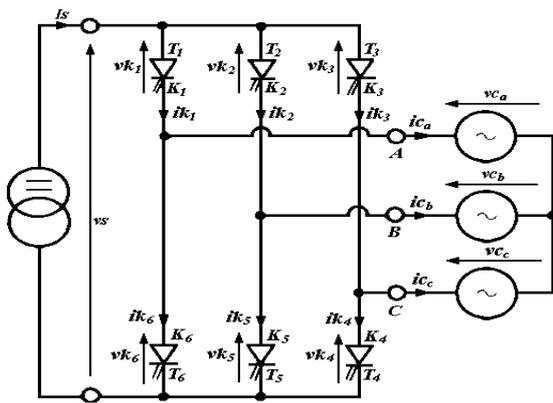
Sa valeur moyenne est comme suit:

$$I_{s_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left(-I_{cm} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \right) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi$$

A pertes minimales et en posant $V_{ca} = V_{cb} = V_{cc} = V_c$ (valeurs efficaces), on obtient :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{s_{moy}} = 3 V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{I_{s_{moy}}} = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c$$

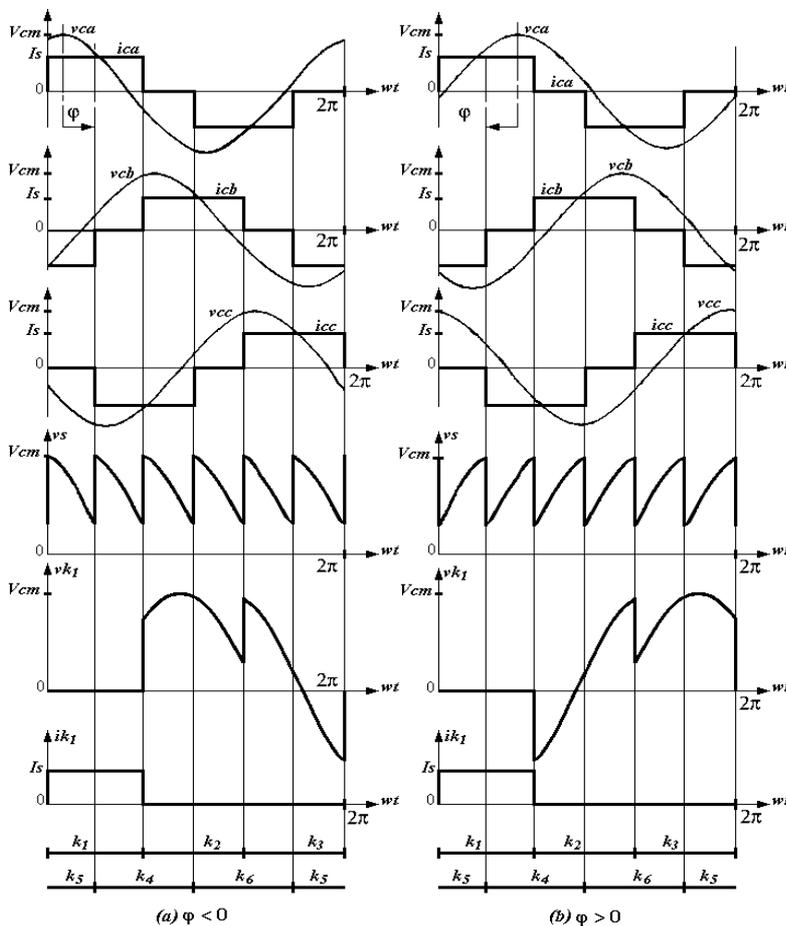
2. Onduleurs de courant : Onduleurs en pont



Pour que la source de courant ne soit jamais en circuit ouvert, il faut que l'un au moins des interrupteurs de chacun des groupes (k_1, k_2, k_3) et (k_4, k_5, k_6) soit fermé. Pour que deux bornes A, B ou C du récepteur de tension ne soient pas mises en court-circuit, il faut qu'un seul interrupteur de chaque groupe soit fermé. En fonction de ses conditions, on a dressé le tableau suivant :

Fermé	ica	icb	icc	vk_1	vk_2	vk_3	vk_6	vk_5	vk_4	vs
k_1, k_6	0	0	0	0	$vca-vcb$	$vca-vcc$	0	$vcb-vca$	$vcc-vca$	0
k_1, k_5	Is	$-Is$	0	0	$vca-vcb$	$vca-vcc$	$vca-vcb$	0	$vcc-vcb$	$vca-vcb$
k_1, k_4	Is	0	$-Is$	0	$vca-vcb$	$vca-vcc$	$vca-vcc$	$vcb-vcc$	0	$vca-vcc$
k_2, k_4	0	Is	$-Is$	$vcb-vca$	0	$vcb-vcc$	$vca-vcc$	$vcb-vcc$	0	$vcb-vcc$
k_2, k_5	0	0	0	$vcb-vca$	0	$vcb-vcc$	$vca-vcb$	0	$vcc-vcb$	0
k_2, k_6	$-Is$	Is	0	$vcb-vca$	0	$vcb-vcc$	0	$vcb-vca$	$vcc-vca$	$vcb-vca$
k_3, k_6	$-Is$	0	Is	$vcc-vca$	$vcc-vcb$	0	0	$vcb-vca$	$vcc-vca$	$vcc-vca$
k_3, k_5	0	$-Is$	Is	$vcc-vca$	$vcc-vcb$	0	$vca-vcb$	0	$vcc-vcb$	$vcc-vcb$
k_3, k_4	0	0	0	$vcc-vca$	$vcc-vcb$	0	$vca-vcc$	$vcb-vcc$	0	0

D'où les allures suivantes.



Les interrupteurs à utiliser sont unidirectionnels en courant, bidirectionnels en tension. Toutes les commutations s'opèrent entre interrupteurs commandés.

▪ Si le récepteur est capacitif ($\varphi > 0$) les fermetures sont commandées, les ouvertures spontanées. On peut utiliser les thyristors ordinaires ou des semi-conducteurs offrant les mêmes possibilités. Dans le cas des thyristors, il n'y a pas à prévoir de chevauchement des commandes.

▪ Si le récepteur est inductif ($\varphi < 0$), les ouvertures sont commandées, les fermetures spontanées. Les interrupteurs peuvent être des thyristors GTO ou des transistors, avec en série des diodes pour tenir la tension inverse. Il s'agit donc de semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées, comme lorsque l'onduleur est destiné à alimenter un récepteur quelconque.

b) Calcul des valeurs de v_s et I_s

En fonction du tableau et de l'allure de $v_s = f(\omega t)$ trouvés ci-dessus, pour $0 < \omega t < \pi/3$

$$v_s = v_{ca} - v_{cb}$$

Pour tracer les formes d'ondes, lorsque le récepteur est en étoile, on remarque que le courant i_{ca} étant égal à I_s pour $0 < \omega t < 2\pi/3$, à $-I_s$ pour $\pi < \omega t < 5\pi/3$, à zéro pendant le reste de la période; son fondamental est de la forme :

$$i_{ca} = I_s \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

Puisque φ désigne le déphasage de ce fondamental en avance de la tension correspondante (charge capacitive), les tensions simples aux bornes des phases du récepteur ont pour expressions :

$$v_{ca} = V_{cm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) \quad v_{cb} = V_{cm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \quad v_{cc} = V_{cm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)$$

Sa valeur moyenne est comme suit:

$$V_{s_{moy}} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(V_{cm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) - V_{cm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right) d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_c \cos \varphi$$

A pertes minimales et en posant $V_{ca} = V_{cb} = V_{cc} = V_c$ (valeurs efficaces), on obtient :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_{s_{moy}} I_s = 3 V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow I_s = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{V_{s_{moy}}} = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_c \Leftrightarrow I_s = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_c$$

Remarque d'ordre général

Le filtrage de la tension ou du courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux car le premier harmonique à éliminer (harmonique 3 ou harmonique 5) a une fréquence trop voisine de celle du fondamental.

Aussi, on utilise de plus en plus la modulation de largeur d'impulsions (pulse width modulation) ; on forme chaque alternance de la tension ou du courant de sortie de plusieurs créneaux rectangulaires de largeurs convenables.

Chap V

Modulation Largeur d'Impulsions

I. Commande des interrupteurs d'un hacheur

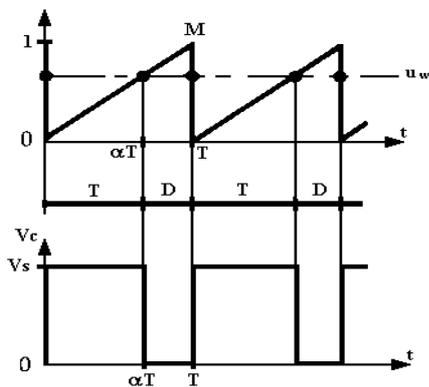
Il faut d'abord remarquer que pour les quatre hacheurs directs étudiés, toutes les commutations sont du type transistor-diode ou diode-transistor. Il n'y a pas de commutation entre deux transistors ; Il est donc inutile de faire chevaucher les commandes des deux transistors appartenant à deux interrupteurs complémentaires.

L'étude de la commande des hacheurs parallèle ou série peut être applicable pour les autres hacheurs (réversible en courant ou en pont) car tous s'inspirent de ces deux hacheurs. La commande s'applique sur l'interrupteur qui joue le rôle d'hacheur.

Pour les hacheurs en pont, la commande usuelle est la commande séquentielle.

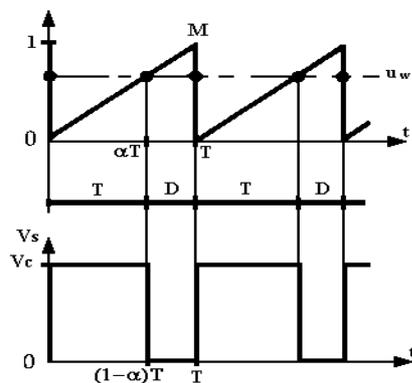
1. Principe de la modulation

Pour réguler la valeur moyenne de la tension qu'un hacheur série ou un hacheur parallèle permet d'obtenir à partir d'une source de tension constante, on peut utiliser un signal de modulation M en dents de scie ou en triangle en augmentant linéairement de 0 à 1 pendant la période de hachage. L'amplitude du signal de référence (valeur relative) est le quotient de la tension moyenne désirée V_c par la tension de la source V_s . L'amplitude du signal de modulation est donnée en valeur relative égale 1



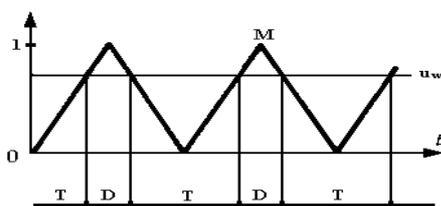
- Pour le hacheur série, la référence u_w est égale à V_c/V_s . L'intersection de u_w avec M croissant commande l'ouverture du transistor T , son intersection avec M décroissant commande la fermeture de T .

$$\alpha = u_w = \frac{V_c}{V_s}$$



- Pour le hacheur parallèle, la référence u_w est égale à V_s/V_c . L'intersection de u_w avec M croissant commande la fermeture de T ; son intersection avec M décroissant commande l'ouverture du transistor.

$$1 - \alpha = u_w = \frac{V_s}{V_c}$$



Au lieu d'une modulation en dents de scie, on peut utiliser une modulation en triangle. Il suffit de changer le signal de modulation en dents de scie par une modulation triangle.

Voici un exemple d'un hacheur série.

II. Commande des interrupteurs d'un onduleur

Le filtrage de la tension ou du courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux car le premier harmonique à éliminer (harmonique 3 ou harmonique 5) a une fréquence trop voisine de celle du fondamental. Aussi, on utilise de plus en plus la modulation de largeur d'impulsions (pulse width modulation). On forme chaque alternance de la tension ou du courant de sortie de plusieurs créneaux rectangulaires de largeurs convenables.

La multiplication du nombre d'impulsions formant chaque alternance présente deux avantages :

- elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ou du courant de sortie, ce qui facilite le filtrage ;
- elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension ou du courant de sortie avec les montages à deux « interrupteurs » par phase.

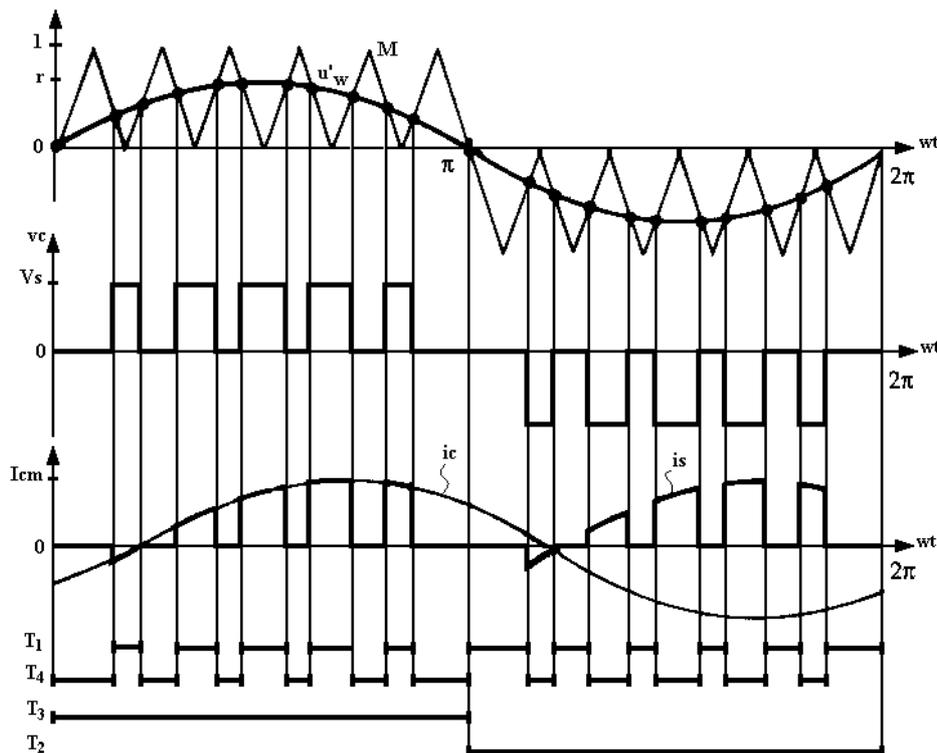
On caractérise la commande par :

- l'indice de modulation m , $m = \frac{\text{fréquence du signal de modulation}}{\text{fréquence du signal de référence}} = \frac{fm}{fr}$,
- le coefficient de réglage en tension r , $r = \frac{\text{Amplitude du signal de référence}}{\text{Valeur de crête du signal de modulation}}$

1. Commande d'un onduleur en pont monophasé avec une modulation sinus_triangle

On forme l'alternance positive et négative de v_c avec des créneaux d'amplitude $+V_s$ et $-V_s$ respectivement séparés par des intervalles à v_c nul. Pour cela, on utilise T_2 et T_3 comme interrupteurs d'aiguillage et commander T_1 et T_4 par comparaison du signal de référence u'_w et du signal de modulation M qu'on inverse à chaque alternance de u'_w .

- on ferme T_3 pendant l'alternance positive de u'_w ;
- on ferme T_2 pendant son alternance négative.



A partir de la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie v_c , V_s aura pour valeur :

$$V_s = \frac{V_c \sqrt{2}}{r}$$

Le taux d'harmoniques de cette tension est beaucoup plus réduit que pour l'onduleur monophasé à commande classique. Si m est suffisant, les harmoniques présents se regroupent en familles autour des fréquences mf , $2mf$ et $3mf$.

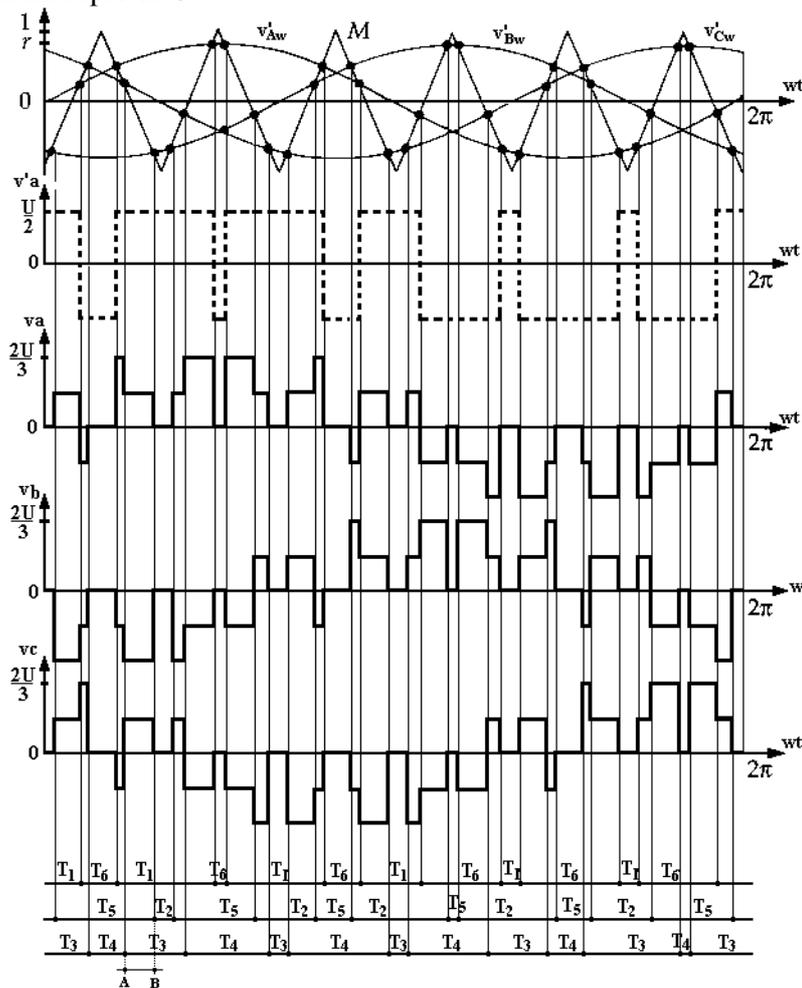
Le courant i_s pris à la source continue a une fréquence égale à $2f$. Sa valeur moyenne est donnée par :

$$I_{smoy} = \frac{\sqrt{2}}{2} r I_c \cos \varphi$$

2. Commande d'un onduleur en pont triphasé avec une modulation sinus triangle

L'onduleur de tension en pont triphasé est formé de trois onduleurs monophasés.

On peut utiliser un signal de modulation M unique. Ses intersections avec les trois signaux de référence v'_{Aw} , v'_{Bw} et v'_{Cw} , de même amplitude et déphasés de $2\pi/3$ deux à deux, donnent les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs complémentaires T_1 et T_6 , T_2 et T_5 , T_3 et T_4 . Pour que les trois tensions de sortie soient identiques, à un tiers de leur période près, on adopte un indice de modulation multiple de 3.



Les formes d'ondes des tensions de sorties v_a , v_b et v_c sont obtenues en utilisant les temps de conduction des différents interrupteurs et la table de vérité utilisée dans le cas de la commande à 180° .

En prenant l'exemple de l'intervalle de conduction AB, on a la fermeture de T_1 , T_5 et T_3 qui correspond au cas $K_1 = 1$, $K_2 = 0$ et $K_3 = 1$ (2^{ème} ligne de la table) d'où on obtient, en fonction de la table de vérité $v_a = \frac{U}{3}$, $v_b = -\frac{2U}{3}$ et $v_c = \frac{U}{3}$ ce qui est représenté dans la figure ci-dessus.

La différence entre $v'a$ et v_a tient à la suppression dans cette dernière des harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 puisque m est multiple de 3.

La valeur efficace $V_a = V_b = V_c = V$ du fondamental des tensions de sortie est encore :

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{V_s}{2}$$

D'où on tire :

$$V_s = 2\sqrt{2} \frac{V}{r}$$

Le courant d'entrée a pour valeur moyenne :

$$I_{smoy} = \frac{3\sqrt{2}}{4} r I_c \cos \varphi$$

3. Autres procédés de modulation

a) Modulation delta ou sigma-delta

On peut commander le courant fourni au récepteur par un onduleur de tension par modulation delta ou par modulation sigma-delta. Le principe est le même que pour les hacheurs.

b) Modulation calculée

Au lieu de déterminer les angles de commutation en temps réel à l'aide d'une électronique de commande analogique et/ ou numérique, on peut les calculer au préalable, les mémoriser et commander ensuite les interrupteurs par un microprocesseur.

Chap VI Circuits d'Aide à La Commutation (CALC)

I. Introduction

La commutation commandée d'un interrupteur à semiconducteur s'accompagne obligatoirement de pertes dans l'interrupteur puisque son point de fonctionnement doit commuter dans le plan courant/tension dans lequel le produit courant/tension est positif.

Les circuits d'aide à la commutation (en abrégé CALC, en anglo-saxon snubbers) ont pour rôle :

- Soit de mettre les interrupteurs commandés dans des conditions favorables lors des commutations pour que celles-ci puissent s'effectuer avec des pertes réduites dans les interrupteurs ;
- Soit de rendre les commutations possibles lorsque les imperfections des sources de courant ou de tension risquent d'entraîner pour les interrupteurs des surtensions ou des surintensités intolérables.

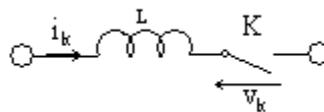
Les deux éléments essentiels contribuant dans le CALC sont : l'inductance et la capacité.

La présence, au sein de la cellule de commutation d'inductance en série avec les interrupteurs ou de capacité en parallèle peut les mettre dans des conditions favorables ou défavorables aux changements d'état souhaités lors des commutations.

II. Influence de la présence d'éléments L et C dans la cellule de commutation

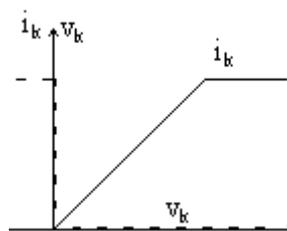
1. Influence d'une inductance en série avec un interrupteur

Le schéma de principe est comme suit :



1.1 Fermeture commandée

A cause de l'inductance série, le changement de valeur de i_K se produit sans discontinuité à tension V_k nulle et la commutation de K se fait au zéro de courant.



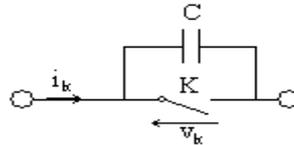
L'inductance série rend plus favorables les conditions de cette commutation.

1.2 Ouverture commandée

L'ouverture commandée de K provoque une discontinuité du courant i_k et donc une surtension ($L \frac{di_k}{dt}$). La présence d'inductance série entraîne les contraintes excessives sur l'interrupteur à ouvrir.

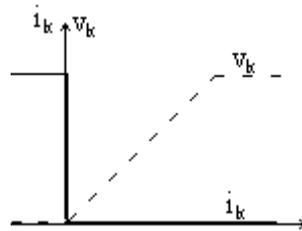
2. Influence d'une capacité en parallèle avec un interrupteur

Le schéma de principe est comme suit :



2.1 Ouverture commandée

A partir de l'instant où on commande l'ouverture de K, le courant i_k devient nul; la tension V_k ne peut varier instantanément.



La capacité parallèle a adouci les variations de V_k ; la montée de V_k s'effectue à courant nul.

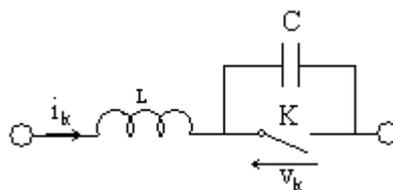
2.2 Fermeture commandée

La fermeture commandée de K court-circuite la capacité et crée donc une surintensité ($C \frac{dv_k}{dt}$).

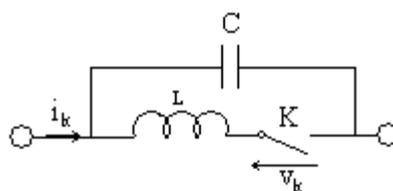
La capacité parallèle place donc les interrupteurs commandés dans des conditions favorables pour l'ouverture, mais inacceptables pour la fermeture.

3. Conséquences sur les conditions de commutation

En conclusion, pour limiter la surtension à l'ouverture due à une inductance série, on peut placer en parallèle avec l'interrupteur une capacité.



Pour limiter la surintensité à la fermeture due à une capacité parallèle, on peut mettre en série avec l'interrupteur une inductance L.

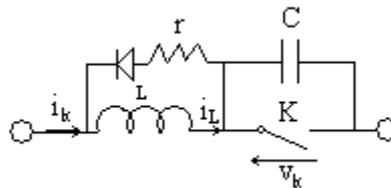


III. Evacuation d'énergie stockée dans le CALC

La diminution des contraintes subies par les interrupteurs commandés lors des commutations se fait en dérivant une partie de l'énergie de commutation dans une inductance à la fermeture, dans un condensateur à l'ouverture. Ces éléments réactifs doivent évacuer l'énergie stockée lors d'une commutation dès la commutation suivante pour pouvoir être efficaces à chaque fermeture ou à chaque ouverture.

1. Dissipation d'énergie stockée dans l'inductance

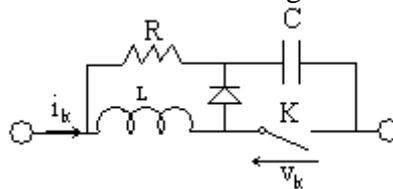
Pour réduire la surtension aux bornes de l'interrupteur K, on branche une résistance r et une diode D en parallèle sur l'inductance L. Cette résistance dissipe l'énergie stockée dans l'inductance.



La diode conduit entre les 02 commutations d'ouverture et de fermeture. Elle est bloquée à la fermeture de K quand i_L croît et pendant l'intervalle séparant la fermeture et l'ouverture car i_L est constant ou varie lentement.

2. Dissipation d'énergie stockée dans la capacité

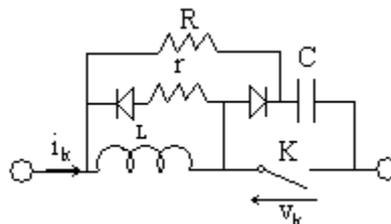
On place une résistance R dans le circuit de décharge de la capacité.



On ajoute une diode pour que C soit directement aux bornes de K à l'ouverture, alors que C se décharge à travers R, L et K à la fermeture.

IV. Implantation des deux circuits d'aide à la commutation

Lorsqu'un interrupteur est à ouverture et fermeture commandées, il existe plusieurs façons d'implanter les deux CALC (capacité parallèle et sa résistance de décharge, inductance série et sa résistance de décharge) autour de l'interrupteur concerné.



Chap VII Redresseurs à Commutation forcé

I. Introduction

Les redresseurs à commutation forcées utilisent des semi-conducteurs commandés en ouverture et fermeture (Mosfet, IGBT). Cette caractéristique permet un contrôle complet du convertisseur, car ces interrupteurs permettent de faire des centaines de commutation dans une période, ce qui n'est pas possible avec les redresseurs à thyristors ou à diode qui n'admettent qu'une seule commutation par période. Cette caractéristique fournit les avantages suivants :

- a) La tension ou le courant peuvent être modulés (modulation largeur d'impulsion ou PWM), générant de faible harmonique ;
- b) Le facteur de puissance peut être commandé ;
- c) Les redresseurs peuvent être considérés en tant que source tension ou courant ;
- d) L'inversion de la puissance dans les redresseurs à thyristors se fait par inversion de tension au niveau de la liaison à courant continu. En revanche, les redresseurs à commutation forcées peuvent être mises en œuvre soit pour l'inversion de la tension ou de l'inversion du courant.

Il existe deux façons de mettre en œuvre des redresseurs triphasés à commutation forcée, en tant que :

- a) Redresseur de source de courant, où les inversions de puissance se fait par inversion de la tension à courant continu ;
- (b) Source de tension redressée, où les inversions de puissance se fait par inversion du courant.

La figure ci-dessous montre les circuits de base pour ces deux topologies.

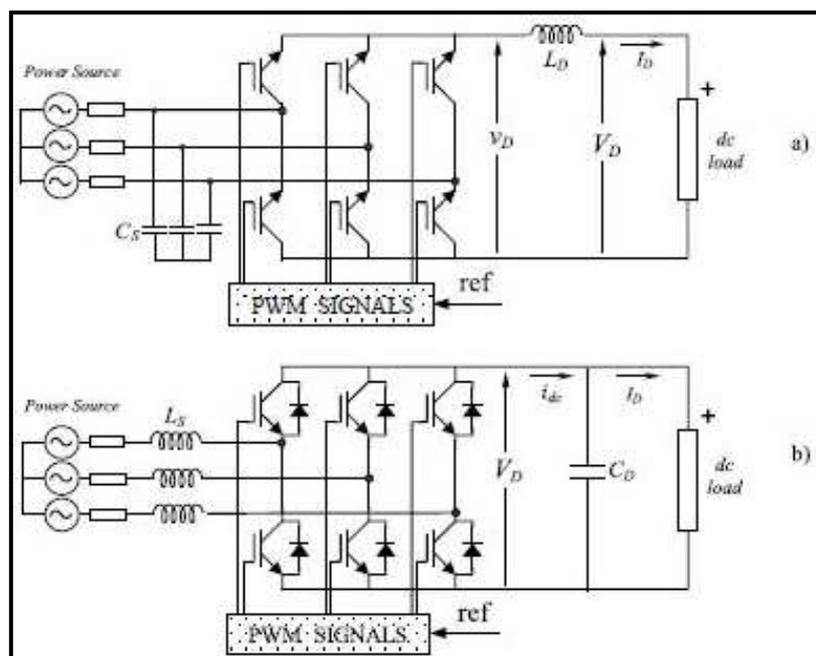


Figure 1

II. Fonctionnement de la source de tension Redressée

La source de tension redressée est de loin la plus largement utilisée. Pour cette raison, c'est le type de redresseur à commutation forcée qui sera expliqué en détail.

Le redresseur de source de tension opère en maintenant la tension continue à une valeur de référence souhaitée, en utilisant une commande rétroactive comme représenté sur la figure 2. Pour accomplir cette tâche, la tension continue est mesurée et comparée avec une référence V_{REF} . Le signal d'erreur généré à partir de cette comparaison est utilisé pour commander les 06 interrupteurs. De cette manière, la puissance peut venir ou revenir à la source de courant alternative. Lorsque le courant de charge I_D est positif (mode redresseur), le condensateur C_D est déchargé et le signal d'erreur demande au Bloc de contrôle plus de puissance de l'alimentation. De cette manière, plus le courant ne circule de l'alimentation à la source continue, la tension du condensateur est récupérée. Inversement, lorsque I_D devient négatif (fonctionnement onduleur), la tension aux bornes du condensateur est surchargé et le signal d'erreur demande au contrôle la décharge du condensateur et rend la puissance aux réseaux. Le contrôle PWM peut non seulement gérer la puissance active, mais aussi de la puissance réactive, ce qui permet de rendre le facteur de puissance correcte. En outre, l'onde de courant alternatif peut être maintenue comme presque sinusoïdale, ce qui réduit les harmoniques coté alimentation.

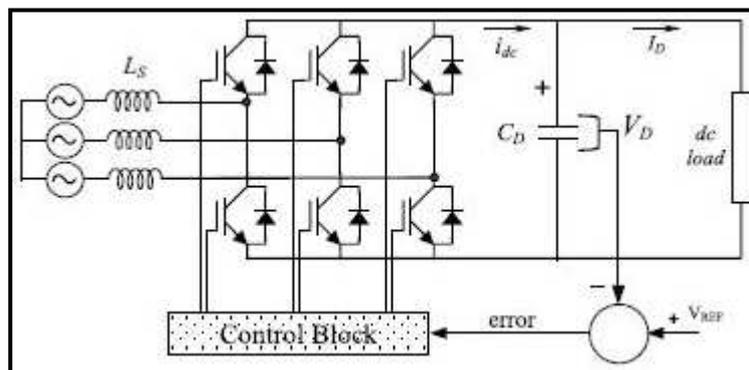


Figure 2

Chap VIII Circuits d'Extinction du Thyristor

I. Introduction

Le thyristor est normalement en conduction en appliquant une impulsion au niveau de la gâchette.

On désigne par extinction, la cessation de toute conduction directe et la réapplication d'un voltage positif à l'anode ne fera pas circuler le courant sans qu'il y ait un signal à la gâchette. Il y a un processus d'extinction du thyristor qui s'appelle commutation.

II. Commutation

La commutation veut dire le transfert de courant d'un chemin à un autre. Le circuit de commutation emploie des composants additionnels pour accomplir le blocage des thyristors. Le blocage d'un thyristor initialement conducteur, consiste à :

- L'annulation de son courant anode ;
- L'application d'une tension inverse pendant un temps suffisant jusqu'à une complète récupération du pouvoir de blocage.

Ce blocage dépend essentiellement du circuit extérieur. Il existe deux modes de commutation:

- Commutation naturelle ;
- Commutation forcée.

1. Commutation naturelle

La commutation est naturelle quand la tension de la source d'entrée est alternative, le courant de thyristor passe par zéro et une tension inverse apparaît à travers le thyristor. Ce type de commutation est appliqué dans les redresseurs, les contrôleurs de tension CA, les gradateurs (la phase de fonctionnement suivante provoque automatiquement l'extinction)

2. Commutation forcée

La commutation est forcée quand la tension de la source d'entrée est continu, donc le courant du thyristor est forcé à zéro par des circuits additionnels appelés les circuits de commutation pour arrêter le thyristor. Cette technique s'appelle commutation forcée (obligatoire) est appliquée dans les convertisseurs CC-CA (les onduleurs) et les convertisseurs CC-CC (les hacheurs).

Il existe deux types de circuits d'extinction :

- 1^{er} type : circuit d'extinction utilisant le principe de la tension négative ;
- 2^{ème} type : circuit d'extinction utilisant le principe de la réduction de courant de conduction ou dessous du courant de maintien.

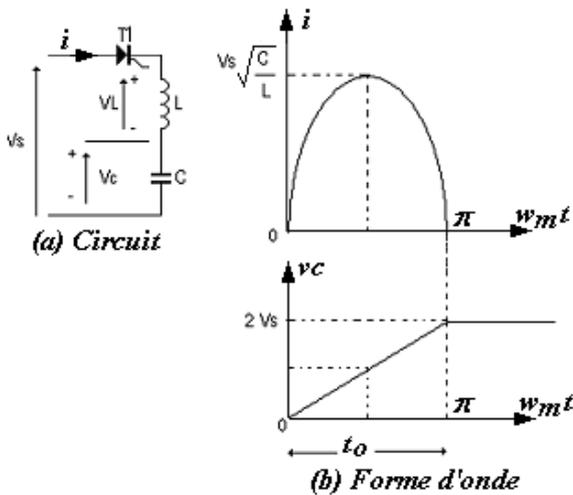
La commutation forcée d'un thyristor utilisant le 1^{er} type peut être réalisée par quatre manières et peut être classée comme suit :

- ✓ Commutation d'individu ;
- ✓ Commutation d'impulsion ;
- ✓ Commutation résonnante d'impulsion ;
- ✓ Commutation complémentaire.

Cette classification des commutations obligatoire est basée sur l'arrangement des composants du circuit de commutation et de la façon dans lesquels le courant d'un thyristor est forcé à zéro. Le circuit de commutation se compose normalement d'un condensateur, une inductance, un ou plusieurs thyristors et des diodes.

2.1 1^{er} type de circuit d'extinction

a) Commutation d'individu



Soit le circuit suivant :
La tension d'entrée est comme suit :

$$V_s = v_L + v_c = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + V_{co}$$

➤ Considérons le cas où le condensateur est déchargé ($V_{co} = 0$). La forme d'onde obtenue est représentée dans la figure.

Le courant de charge est comme suit :

$$i = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \sin w_m t$$

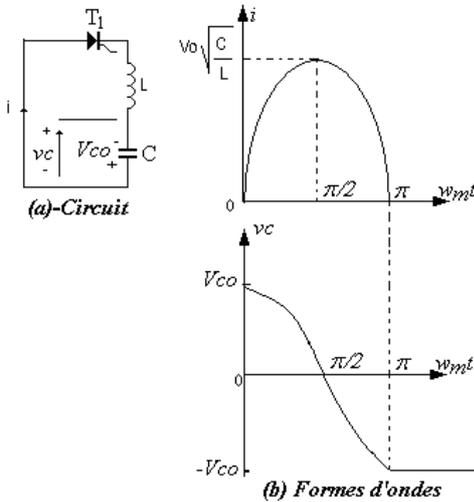
La tension aux bornes du condensateur est :

$$v_c = V_s (1 - \cos w_m t)$$

Où
$$w_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Une fois que le thyristor conduit et après un temps $t = t_0 = \pi\sqrt{LC}$, le courant de charge devient nul et le thyristor T_1 est bloqué de lui-même (le courant traversant T_1 devient inférieur au courant de maintien). La tension aux bornes du condensateur devient $V_c = 2V_s$. t_0 s'appelle temps de commutation individuel.

➤ Considérons le même circuit avec une tension initiale V_{co} aux bornes du condensateur.



Quand T_1 conduit, le courant traversant le circuit est donné par :

$$i = V_{co} \sqrt{\frac{C}{L}} \sin w_m t$$

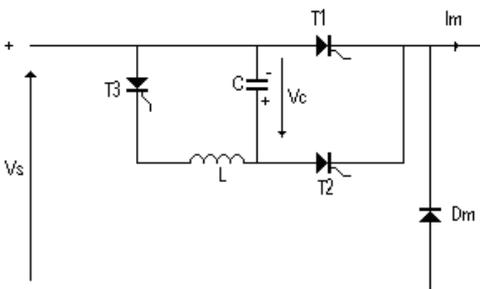
La tension de condensateur est :

$$v_c = -V_{co} \cos w_m t$$

Après un temps $t = t_r = t_0 = \pi\sqrt{LC}$, le courant devient nul, T_1 sera bloqué (le courant traversant T_1 devient inférieur au courant de maintien) et la tension aux bornes du condensateur est inversée et devient $-V_{co}$.

t_r : reversing time.

b) Commutation d'impulsion



T_1 : Thyristor principal.

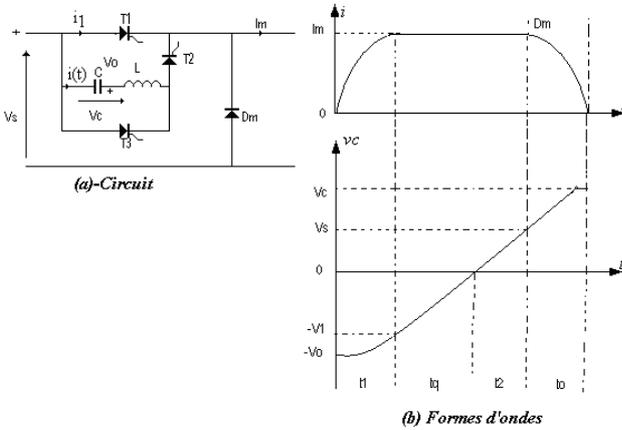
T_2, T_3 : Thyristors auxiliaires.

On suppose qu'initialement le condensateur est chargé d'une tension V_{co} de la polarité montrée dans la figure et le thyristor T_1 conduit.

On donne une impulsion à T_2 , le thyristor T_1 sera bloqué par la tension inverse du condensateur le

courant traversant T_1 s'annule. Le condensateur se décharge de V_{co} à zéro puis se charge à travers la tension d'entrée, le thyristor T_2 s'éteint et on aura une inversion de charge du condensateur de V_{co} à $-V_{co}$. Pour obtenir le cas de la figure ci-dessus, on fermera T_3 puis ce dernier se bloquera (principe du circuit de commutation d'individu).

c) Commutation résonnante d'impulsion



Le condensateur étant chargé initialement et T_1 est en conduction traversé par un courant de charge Im .

Quand T_2 est amorcé, le circuit L, C, T_1 et T_2 crée un courant I appelé courant résonant qui augmente jusqu'à une intensité égal à Im ($Im = I_1 + I$) d'où on aura un courant traversant T_1 (I_1) inférieur à son courant de maintien et T_1 sera bloqué.

Les courant $i(t)$ est donné par la formule suivante :

$$i = V_{co} \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega_m t$$

$$i = I_p \sin \omega_m t$$

I_p : le courant de crête maximal.

Et

$$vc = -V_{co} \cos \omega_m t$$

Le temps t_1 qui doit satisfaire la condition $i(t = t_1) = Im$ est trouvé comme suit:

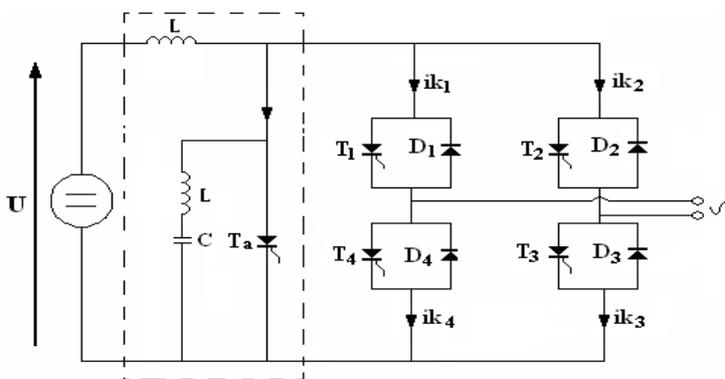
$$t_1 = \sqrt{LC} \sin^{-1} \left(\frac{Im}{V_{co}} \sqrt{\frac{L}{C}} \right)$$

Et

$$vc(t = t_1) = -V_1 = -V_{co} \cos \omega_m t_1$$

La commutation est obtenue par une impulsion résonnante du courant employée pour réduire le courant vers l'avant du thyristor T_1 à zéro. Ce type de commutation est également connu en tant que commutation courante.

2.2 2^{ème} type de circuit d'extinction



On va illustrer le circuit d'extinction de type 2 (blocage par diminution de courant de conduction au dessous de courant de maintien) par un exemple pris directement de laboratoire de TP d'automatique "de régulation ».

Pour bloquer un thyristor en conduction, il suffit d'amorcer le thyristor auxiliaire T_a d'où on aura une dérivation du courant. Par conséquent, le courant traversant un

des thyristors principaux diminue qui devient inférieur au courant de maintien donc blocage. A son tour, T_a sera bloqué par le courant résonant.

Liste d'Equations

I. Redressement

1. Redressement non commandé

1.1 Redressement monophasé

a) redressement simple alternance

$$V_{moy} = \frac{V_{max}}{\pi} \quad V_{eff} = \frac{V_{max}}{2} \quad R.O = \frac{V_{moy}}{V_{eff}} = \frac{2}{\pi} = 0.63$$

b) redressement double alternance

$$V_{moy} = \frac{2}{\pi} V_{max} \quad V_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{max} \quad R.O = \frac{V_{moy}}{V_{eff}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.9$$

1.2 Redressement triphasé

a) Redressement simple alternance

i) Nombre de phase $q = 3$

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{max} \quad V_{eff} = V_{max} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}} \quad R.O = \frac{V_{moy}}{V_{eff}} = 0.98$$

ii) Nombre de phase $q \geq 3$

$$V_{moy} = \frac{q}{\pi} V_{max} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \quad V_{eff} = V_{max} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)}$$

a) Redressement double alternance

i) Nombre de phase $q = 3$

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad V_{eff} = V_{moy} \quad R.O = \frac{V_{moy}}{V_{eff}} = 1$$

ii) Nombre de phase $q \geq 3$

$$V_{moy} = \frac{2q}{\pi} V_{max} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \quad V_{eff} = V_{moy}$$

2. Redressement commandé

2.1 Redressement monophasé

a) redressement simple alternance

$$V_{moy} = \frac{V_{max}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

b) redressement double alternance

i) Cas Discontinu

$$V_{moy} = \frac{V_{max}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

i) Cas Continu

$$V_{moy} = \frac{2V_{max}}{\pi} \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha$$

2.2 Redressement triphasé (Cas continu)

a) Redressement simple alternance

i) Nombre de phase $q = 3$

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{max} \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha$$

ii) Nombre de phase $q \geq 3$

$$V_{moy} = \frac{q}{\pi} V_{max} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha$$

a) Redressement double alternance

i) Nombre de phase $q = 3$

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha$$

ii) Nombre de phase $q \geq 3$

$$V_{moy} = \frac{2q}{\pi} V_{max} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha$$

Remarque importante :

- Pour le cas d'une conduction discontinue dans le cas triphasé, il faut passer impérativement par l'intégrale pour déterminer la valeur moyenne.
- V_{do} correspond à la valeur moyenne d'un redresseur à diode (non commandé).

II. Hacheurs

La qualité des hacheurs dépend essentiellement de la fréquence de fonctionnement, du rapport cyclique (ou en général de la fonction de transfert liant la tension charge V_c à la tension source V_s), la qualité de la source et de la charge. Cette qualité peut être identifiée en calculant le rapport d'ondulation des grandeurs de référence (courant et tension).

Le rapport d'ondulation du courant dépend de la valeur de L et de l'intensité du courant traversant la source ou la charge. Pour que l'hacheur fonctionne convenablement, il faut que le rapport d'ondulation du courant doive être :

$$10\% \leq \frac{\Delta I}{I} \leq 30\% \text{ à } 45\%$$

Cette valeur va nous permettre de déterminer la valeur de l'inductance L insérée en série au niveau de la source ou de la charge

Par contre, le rapport d'ondulation de tension dépend principalement de la valeur de C et de la valeur de la DDP aux bornes de la source ou de la charge. Cette valeur doit avoisiner 1%. Cela va nous permettre de déterminer la valeur de C branchée aux bornes de la source ou de la charge.

$$\frac{\Delta V}{V} \approx 1\%$$

Remarque importante : l'ondulation d'une source de tension est toujours supposée négligeable.

1. Hacheur abaisseur/dévolteur/série/Buck

a. Fonction de transfert

A pertes minimales

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_s = V_c I_c \Leftrightarrow \frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = \alpha = y$$

b. Ondulation

En général, la charge de courant est de type : L+R//C (la charge RL est un cas particulier de cette charge), L + Batterie, moteur MCC (ou L + MCC pour améliorer la qualité du courant traversant ce dernier). Pour cette raison, le rapport d'ondulation est toujours déterminé pour le courant de charge I_c . Par contre, on parle d'ondulation de tension de charge V_c ssi la charge est de type L+R//C (V_c : tension aux bornes de RC).

➤ Courant de charge

$$\Delta I_c = \frac{\alpha (1 - \alpha) V_s}{L F} \qquad \frac{\Delta I_c}{I_c} = \frac{\alpha (1 - \alpha) V_s}{L F I_c}$$

➤ Tension de charge

$$\Delta V_c = \frac{\alpha (1 - \alpha) V_s}{8 L C F^2} \qquad \frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{\alpha (1 - \alpha) V_s}{8 L C F^2 V_c} = \frac{(1 - \alpha)}{8 L C F^2}$$

2. Hacheur élévateur/survolteur/parallèle/boost

a. Fonction de transfert

A pertes minimales

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_s = V_c I_c \Leftrightarrow \frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = \frac{1}{1 - \alpha} = y$$

b. Ondulation

Dans ce type d'hacheur, on étudiera toujours l'ondulation du courant de source I_s . Par contre, on prendra en considération l'ondulation de tension de charge V_c uniquement pour une charge R//C. Pour une batterie, l'ondulation de tension à ces bornes est nulle.

➤ Courant de source

$$\Delta I_s = \frac{\alpha V_s}{L F} \qquad \frac{\Delta I_s}{I_s} = \frac{\frac{\alpha V_s}{L F}}{I_s}$$

➤ Tension de charge

$$\Delta V_c = \frac{\alpha V_s}{(1 - \alpha) R C F} \qquad \frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{\frac{\alpha V_s}{(1 - \alpha) R C F}}{V_c} = \frac{\alpha}{R C F}$$

3. Hacheur à liaison indirecte capacitive /Hacheur de Cuk

a. Fonction de transfert

A pertes minimales

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_s = V_c I_c \Leftrightarrow \frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = y$$

b. Ondulation

Dans ce type d'hacheur, on étudiera toujours l'ondulation des courants de source et de charge I_s , I_c et au aussi celle de la tension intermédiaire V_{cint} . Par contre, on prendra en considération l'ondulation de tension de charge de V_c ssi la charge est de type L+R//C.

➤ Courant de source/charge

$$\Delta I_s = \frac{\alpha V_s}{L_s F} \qquad \frac{\Delta I_s}{I_s} = \frac{\frac{\alpha V_s}{L_s F}}{I_s}$$

$$\Delta I_c = \frac{\alpha V_s}{L_c F} \qquad \frac{\Delta I_c}{I_c} = \frac{\frac{\alpha V_s}{L_c F}}{I_c}$$

➤ Tension du condensateur intermédiaire

$$\Delta V_{cint} = \frac{\alpha^2 V_s}{(1 - \alpha) R_c C_{int} F} \qquad \frac{\Delta V_{cint}}{V_{cint}} = \frac{\frac{\alpha^2 V_s}{(1 - \alpha) R_c C_{int} F}}{\frac{V_c}{\alpha}} = \frac{\alpha^3 V_s}{(1 - \alpha) R_c C_{int} F}$$

➤ Tension de charge

$$\Delta V_c = \frac{\alpha V_s}{8 L_c C_c F^2} \qquad \frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{\alpha V_s}{8 L_c C_c F^2 V_c}$$

4. Hacheur à liaison indirecte inductive/Buck-Boost**a. Fonction de transfert**

A pertes minimales

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_s = V_c I_c \Leftrightarrow \frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = y$$

b. Ondulation

Dans ce type d'hacheur, on étudiera toujours l'ondulation du courant de l'élément intermédiaire I_L . Par contre, on prendra en considération l'ondulation de tension V_c uniquement pour une charge de type R//C.

➤ Courant intermédiaire

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_s}{L F} \qquad \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{\frac{\alpha V_s}{L F}}{\frac{I_c}{1 - \alpha}} = \frac{\alpha (1 - \alpha) V_s}{L F I_c}$$

➤ Tension de charge

$$\Delta V_c = \frac{\alpha^2 V_s}{(1 - \alpha) R C F} \qquad \frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{\frac{\alpha^2 V_s}{(1 - \alpha) R C F}}{V_c} = \frac{\alpha}{R C F}$$

5. Alimentation à découpage Flyback**a. Fonction de transfert**

$$\frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = m \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

b. Ondulation

Pour l'alimentation à découpage Flyback, on étudiera toujours l'ondulation du courant de l'élément intermédiaire I_s . Par contre, on prendra en considération l'ondulation de tension V_c uniquement pour une charge de type R//C.

➤ Courant intermédiaire

$$\Delta I_s = \frac{\alpha V_s}{L_1 F} \qquad \frac{\Delta I_s}{I_s} = \frac{\frac{\alpha V_s}{L_1 F}}{I_s}$$

➤ Tension de charge

$$\Delta V_c = \frac{\alpha^2 m V_s}{(1 - \alpha) R C F} \qquad \frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{\frac{\alpha^2 m V_s}{(1 - \alpha) R C F}}{V_c}$$

5. Alimentation à découpage Forward

a. Fonction de transfert

$$\frac{V_c}{V_s} = \frac{I_s}{I_c} = m \alpha$$

b. Ondulation

Pour l'alimentation à découpage Forward, on étudiera toujours l'ondulation du courant traversant l'inductance insérée en série avec la charge I_L . Par contre, on prendra en considération l'ondulation de tension V_c uniquement pour une charge de type R//C.

➤ Courant intermédiaire

$$\Delta I_L = \frac{\alpha (1 - \alpha) m V_s}{L F} \qquad \frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{\frac{\alpha (1 - \alpha) m V_s}{L F}}{I_c}$$

➤ Tension de charge

$$\Delta V_c = \frac{\alpha (1 - \alpha) m V_s}{8 L C F} \qquad \frac{\Delta V_c}{V_c} = \frac{\frac{\alpha (1 - \alpha) m V_s}{8 L C F}}{V_c}$$

III. Onduleurs

1. Onduleurs de tension

1.1 Onduleur monophasé

$$I_{s_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{cm} \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{2}{\pi} I_{cm} \cos \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi$$

A pertes minimales :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{s_{moy}} = V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{I_{s_{moy}}} = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_c$$

Avec V_c et I_c : valeurs efficaces de v_c et i_c respectivement.

1.2 Onduleur triphasé

$$I_{s_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(-I_{cm} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi$$

A pertes minimales et en posant $V_{ca} = V_{cb} = V_{cc} = V_c$ (valeurs efficaces), on obtient :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{s_{moy}} = 3 V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{I_{s_{moy}}} = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c$$

1. Onduleurs de Courant

1.1 Onduleur monophasé

$$V_{s_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{cm} \sin(\omega t - \varphi) d\omega t = \frac{2}{\pi} V_{cm} \cos \varphi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_c \cos \varphi$$

A pertes minimales :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow I_s V_{s_{moy}} = V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow I_s = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{V_{s_{moy}}} = \frac{V_c I_c \cos \varphi}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_c \Leftrightarrow I_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_c$$

Avec V_c et I_c : valeurs efficaces de v_c et i_c respectivement.

1.2 Onduleur triphasé

$$I_{s_{moy}} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(-I_{cm} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi$$

A pertes minimales et en posant $V_{ca} = V_{cb} = V_{cc} = V_c$ (valeurs efficaces), on obtient :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{s_{moy}} = 3 V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{I_{s_{moy}}} = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c$$

$$I_{s_{moy}} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(-I_{cm} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \right) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi$$

A pertes minimales et en posant $V_{ca} = V_{cb} = V_{cc} = V_c$ (valeurs efficaces), on obtient :

$$P_s = P_c \Leftrightarrow V_s I_{s_{moy}} = 3 V_c I_c \cos \varphi \Leftrightarrow V_s = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{I_{s_{moy}}} = \frac{3 V_c I_c \cos \varphi}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos \varphi} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c \Leftrightarrow V_s = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V_c$$