

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique



Complément de Mémoire

Pour l'obtention du titre

De Master en Electronique

THEME

**LES DIFFERENTS TYPES DE HACHEURS
DESCRIPTION, FONCTIONNEMENT
ET
PRINCIPALES RELATIONS**

Présenté par

MERZOUK Walid Adel

Proposé par

Mr LARBES Cherif

Promotion Septembre 2012

SOMMAIRE

| | Page |
|--|-------------|
| I.Introduction | 1 |
| II. Types de hacheurs | 1 |
| II.1. Hacheur série | |
| II.2. Hacheur parallèle | 4 |
| II.3. Hacheur à stockage inductif | 5 |
| II.4. Hacheur à stockage capacitif | 6 |
| II.5. Hacheurs dérivés du hacheur à stockage capacitif | 9 |
| II.5.1.Hacheur SEPIC | 9 |
| II.5.2.Hacheur ZETA | 9 |
| II.6. Hacheur réversible en courant | 10 |
| II.7. Hacheur réversible en tension | 11 |
| II.8. Hacheur réversible 4 quadrants | 11 |
| II.9. Hacheur quasi-résonant | 12 |
| II.10. Hacheur FLYBACK | 13 |
| II.11. Hacheur FORWARD | 14 |
| III. Conclusion | 20 |

Listes des Figures

- Figure II.1.1.1 : Schéma de principe d'un hacheur série.
- Figure II.1.1.2 : Représentation des différentes formes d'ondes;
- Figure II.1.2.1 : Représentation des formes d'ondes pour le calcul de l'ondulation de courant
- Figure II.1.2.2 : Représentation de l'Ondulation de courant en fonction de α
- Figure II.1.2.3 : Forme de l'ondulation de tension
- Figure II.2.2.1 : Schéma de principe d'un hacheur parallèle.
- Figure II.2.2.2 : Schéma de principe d'hacheur à stockage inductif
- Figure II.3.1 : Représentation des différentes formes d'ondes
- Figure II.3.2 : Représentation des différentes formes d'ondes
- Figure II.4.1. : Schéma de principe d'un hacheur à stockage capacitif.
- Figure II.4.2 : Représentation des différentes formes d'ondes
- Figure II.5.1 : Schéma de principe du hacheur SEPIC
- Figure II.5.2 : Schéma de principe du hacheur ZETA
- Figure II.6.1 : Schéma de principe du hacheur réversible en courant
- Figure II.6.2 : Différentes forme d'ondes lors de l'inversion du courant
- Figure II.7.1 : Schéma de principe du hacheur réversible en tension
- Figure II.8.1 : Schéma de principe du hacheur réversible 4 quadrants
- Figure II.9.1.1 : Schéma de principe du Circuit résonant série
- Figure II.9.1.2. : Réponses du circuit résonant série
- Figure II.10 :Schéma de principe du hacheur Flyback
- Figure II.10.1.1 : Représentation des phases de fonctionnement
- Figure II.10.1.2 : Représentation des formes d'ondes

I. Introduction :

Un hacheur est un convertisseur continu-continu qui doit permettre le réglage du transfert d'énergie entre une source continue et une charge. Cette source et cette charge peuvent être soit de nature capacitive (source de tension), soit de nature inductive (source de courant). Il en découle plusieurs types de hacheurs.

II. Types de hacheurs

Il existe différents types de hacheurs qu'on peut classer en trois catégories :

II.1. Hacheur série

II.1.1.Principe de fonctionnement

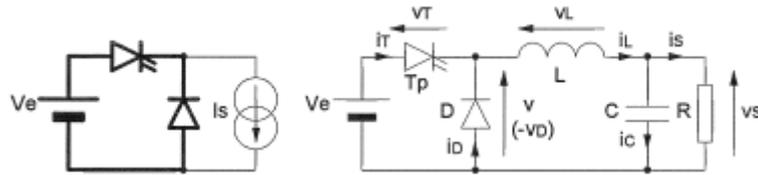


Figure II.1.1.1 : Schéma de principe d'un hacheur série.

En désignant par T la période de découpage, l'interrupteur T_p est fermé pendant la fraction de temps αT . La source primaire fournit l'énergie à la charge R et l'inductance L . Lors du blocage de T_p , la diode de roue libre D assure la continuité du courant et la décharge de L dans R . Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées en figure 1.2. La tension de sortie est ajustée en agissant sur le rapport cyclique α .

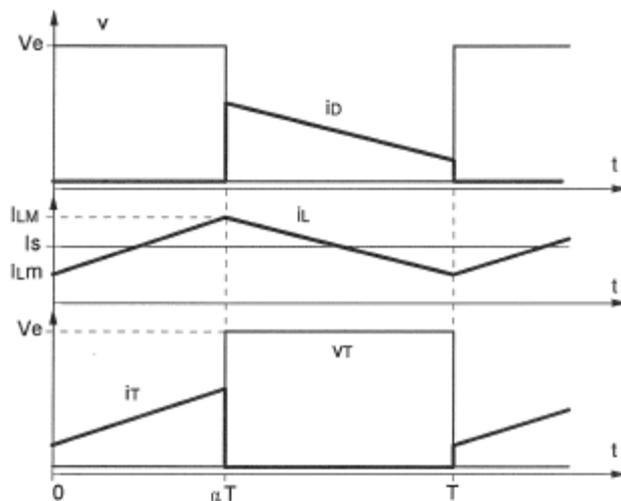


Figure II.1.1.2. : Représentation des différentes formes d'ondes;

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de L est nulle, ce qui impose :

$$\langle v \rangle = V_s \text{ et } V_s = \alpha \cdot V_e.$$

Par définition, $0 \leq \alpha \leq 1$, ce qui induit que le montage correspond à un est abaisseur de tension (dévolteur).

II.1.2. Principales relations

- Ondulations de courant et de tension

L'ondulation du courant dans l'inductance est calculée en considérant que l'ondulation de la tension de sortie δv_s est négligeable devant sa valeur moyenne V_s , auquel cas la tension v_L a la forme représentée en figure II.1.2.1.

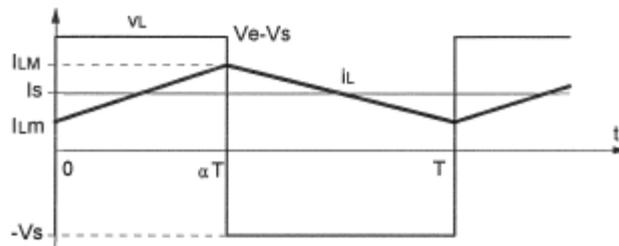


Figure II.1.2.1 : Représentation des formes d'ondes pour le calcul de l'ondulation de courant

On peut alors écrire, pour $0 \leq t \leq \alpha T$:

Sachant : $v_L = L \frac{di_L}{dt}$ et $v_L = V_e - V_s$

Il s'en suit que :

$$I_L = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T + I_{Lm}$$

D'où :

$$\Delta I_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T = \frac{\alpha(1 - \alpha)V_e}{LF}$$

Cette ondulation de courant est maximale pour $\alpha = \frac{1}{2}$ et vaut : $(\Delta I_L)_{\max} = \frac{V_e}{4LF}$

La forme de $\Delta I_L(\alpha)$ est représentée en **figure II.1.2.2**.

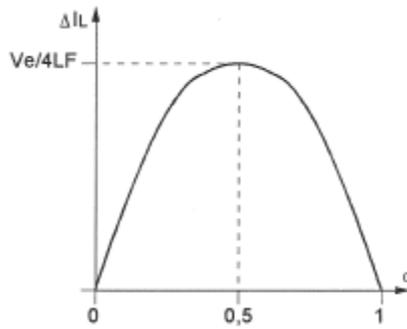


Figure II.1.2.2 : Représentation de l'Ondulation de courant en fonction de α

Si l'on fait l'hypothèse que le courant dans la charge est parfaitement constant (tension à faible ondulation appliquée à une résistance), l'ondulation de tension est produite par la composante alternative δi_L du courant i_L (voir figure II.1.2.3).

La relation $i_c = \delta i_L = C d(\delta v_s)/dt$ permet de déduire la forme de cette ondulation à partir de la forme de δi_L .

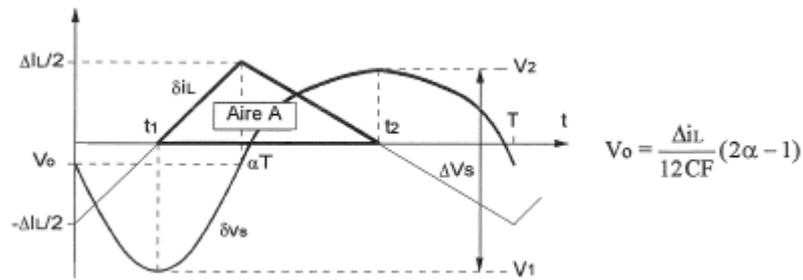


Figure II.1.2.3 : Forme de l'ondulation de tension

La valeur crête-à-crête ΔV_s de l'ondulation de tension δv_s est :

$$\Delta V_s = V_2 - V_1 = \delta v_s(t_2) - \delta v_s(t_1)$$

Que l'on peut mettre sous la forme :

$$\Delta V_s = \int_{t_1}^{t_2} \frac{d(\delta v_s)}{dt} dt$$

Avec la relation $\delta i_L = C \frac{d(\delta v_s)}{dt}$, on aboutit à :

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \delta i_L dt$$

A cette dernière quantité, correspond (à $1/C$ près) l'aire A de la figure 1.5., que l'on peut exprimer par l'expression suivante :

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \left(\frac{\Delta i_L \alpha T}{8} + \frac{\Delta i_L (1-\alpha) T}{8} \right) = \frac{\Delta i_L}{8CF}$$

Compte-tenu de l'expression de Δi_L , on aboutit finalement à la relation suivante :

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

Cette ondulation est maximale pour $\alpha = \frac{1}{2}$ et vaut $(\Delta V_s)_{\max} = \frac{V_e}{32LCF^2}$

Cette méthode de calcul donne d'excellents résultats si les ondulations sont faibles par rapport aux composantes continues des grandeurs considérées. Ce qui est le cas, par principe, dans le filtrage de la plupart des alimentations à découpage.

Inversement, ce mode de calcul devient imprécis lorsque l'on travaille avec de fort niveaux d'ondulations relatives, auquel cas il est nécessaire de faire le calcul exact.

II.2.Hacheur parallèle

II.2.1. Principe de fonctionnement

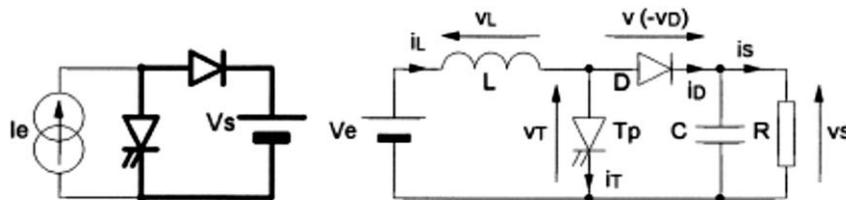


Figure II.2.2.1. :Schéma de principe d'un hacheur parallèle.

L'interrupteur T_p (voir figure 2.1) est fermé pendant le temps αT , la diode D étant bloquée. Le blocage de T_p , entraîne la décharge de l'inductance dans la charge R . cette décharge n'est possible que pour $V_s > V_e$. La condition $v_{L\text{moyen}} = 0$ en régime permanent impose :

$$V_e = v_{T\text{moyen}}$$

Il s'en suit que :

$$V_s = \frac{V_e}{(1-\alpha)}$$

Pour α compris entre 0 et 1, la tension de sortie est toujours supérieure à V_e . Le montage correspond à un est élévateur de tension (survolteur).

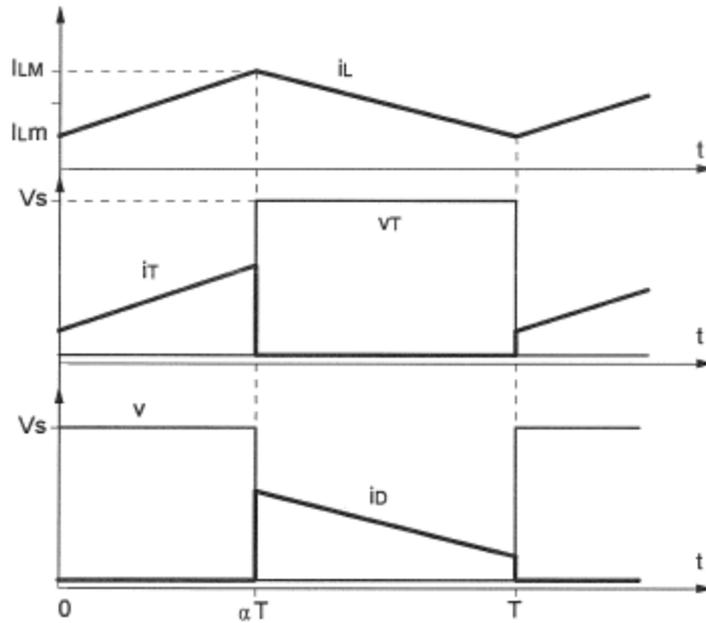


Figure II.2.2.2. :Représentation des différentes formes d'ondes

II.3.Hacheur à stockage inductif

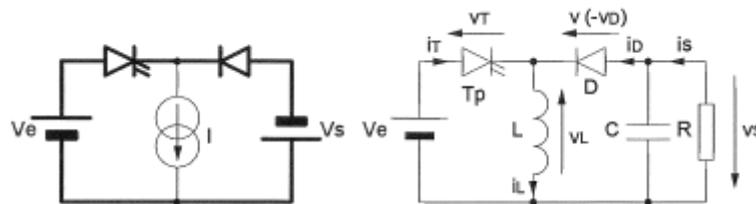


Figure II.3.1. : Schéma de principe d'hacheur à stockage inductif

L'interrupteur T_p est fermé pendant le temps αT . L'énergie est stockée dans L et la tension de sortie est négative par rapport au point commun. La diode D est alors bloquée. Le blocage de T_p , provoque la décharge de l'inductance dans la charge R . Cette décharge peut être totale ou partielle.

La condition $v_{L\text{moyenne}} = 0$ impose $\alpha V_e = (1-\alpha)V_s$

On en déduit que :

$$V_s = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} V_e$$

La tension de sortie est négative par rapport à la référence de ta source d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée, selon que le rapport cyclique est supérieur ou inférieur à 0,5. Ce montage est couramment utilisé dans des

ensembles d'alimentation de faible puissance pour délivrer une tension négative, à partir d'un bus d'alimentation positif.

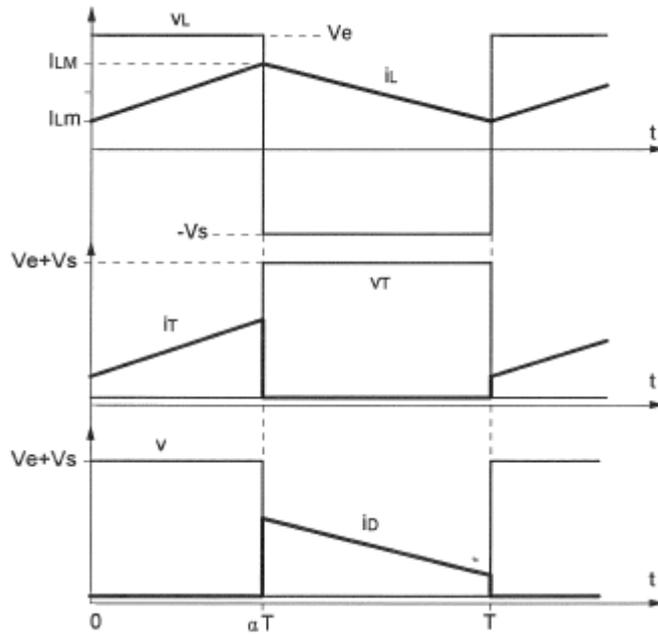


Figure II.3.2: Représentation des différentes formes d'ondes

II.3.1.Principales relations :

- Ondulation :
 - La tension de sortie est donnée par : $\Delta V_s = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha)RCF}$
 - Le courant inductif est donné par : $\Delta I_L = \frac{\alpha V_e}{LF}$

II.4.Hacheur à stockage capacitif

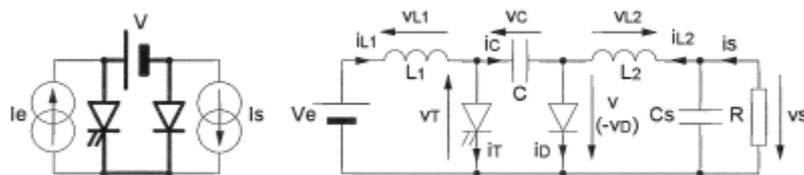


Figure II .4.1. :Schéma de principe d'un hacheur à stockage capacitif.

Les inductances L₁, et L₂ constituent les sources de courant nécessaires au fonctionnement du montage (voir figure 4.1). On néglige, tout d'abord, les ondulations de courant dans les

inductances et l'ondulation de tension aux bornes de C. Pendant la fermeture de l'interrupteur T_p , nous avons les processus suivants :

- Stockage d'énergie dans L_1 ,
- Transfert d'énergie du condensateur C vers l'inductance L_2 et vers la charge.

La diode D est alors bloquée pendant cette phase. Le blocage de T_p entraîne la conduction de la diode de roue libre D et la source fournit à nouveau de l'énergie au condensateur. Les formes d'ondes idéalisées sont représentées en figure 4.2. Les conditions:

$$V_{L1\text{moyen}} = 0 \quad \text{et} \quad V_{L2\text{moyen}} = 0, \text{ en régime permanent}$$

Imposent que :

$$V_e = v_{T\text{moyen}} = (1-\alpha)V_c$$

Et :

$$V_s = v_{D\text{moyen}} = \alpha V_c$$

Il s'en suit que :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)}$$

Le gain en tension est identique à celui du montage dual à stockage inductif. Il s'agit également d'un montage inverseur de tension dont le rapport de transformation peut être supérieur ou inférieur à 1.

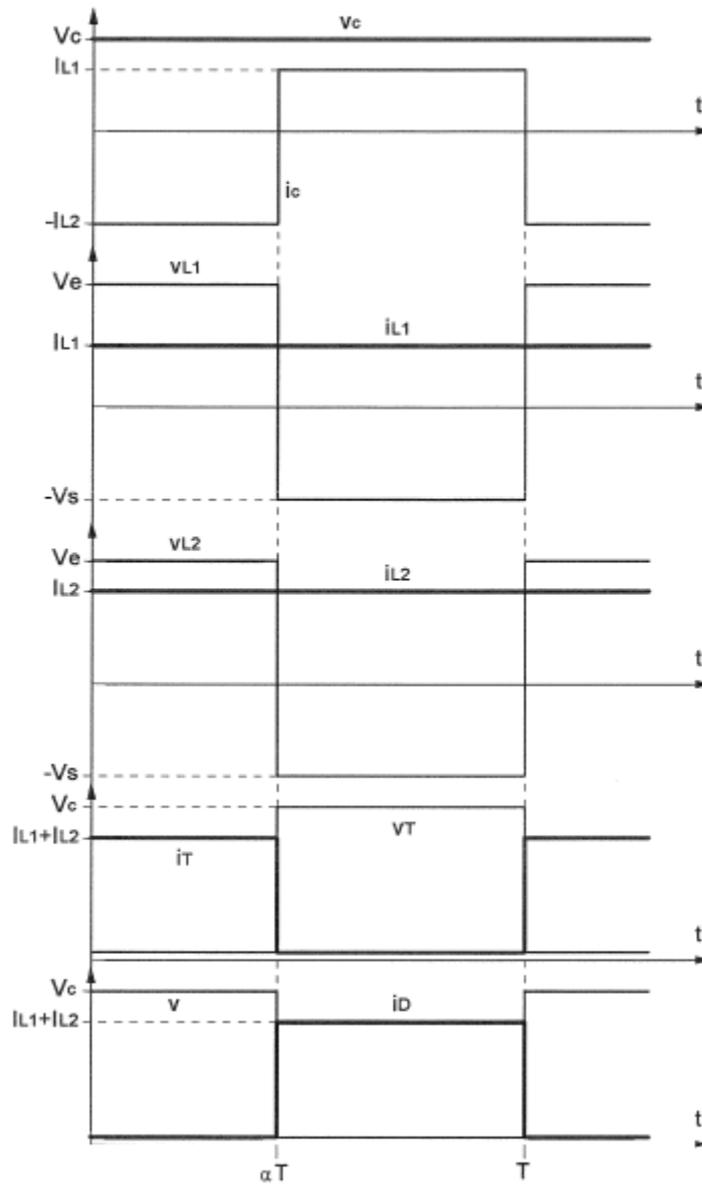


Figure II.4.2. : Représentation des différentes formes d'ondes

II.4.1.Principales relations

- Ondulations :

- La tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$\Delta V_c = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha)RCF}$$

- La tension de sortie est donnée par :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha V_e}{8L_2 C_s F^2}$$

- Le courant d'entrée inductif est donné par :

$$\Delta I_{L1} = \frac{\alpha V_e}{L_1 F}$$

➤ Le courant de sortie inductif est donné par :

$$\Delta I_{L2} = \frac{\alpha V_e}{L_2 F}$$

II.5.Hacheurs dérivés du hacheur à stockage capacitif

II.5.1.Hacheur SEPIC

La structure du hacheur SEPIC se déduit de celui du hacheur à stockage capacitif en permutant la diode de sortie et l'inductance de sortie (voir figure II.5.1). Ce hacheur présente des caractéristiques similaires à celles du hacheur Cuk, hormis le fait qu'il n'est plus inverseur de tension.

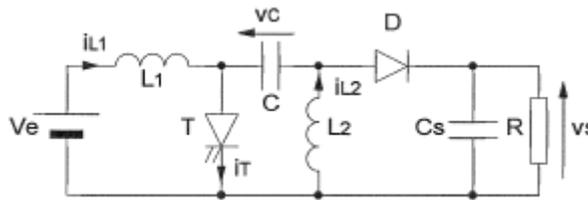


Figure II.5.1 : Schéma de principe du hacheur SEPIC

Ses principales caractéristiques sont données par :

- $\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)}$ en conduction continue
- $V_{C\text{moyen}} = V_e$
- $I_{L1\text{moyen}} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s$
- $I_{L2\text{moyen}} = I_s$

Ce hacheur est intéressant lorsque l'on désire un fonctionnement abaisseur ou élévateur sans inversion de tension par rapport à la source d'entrée. Il est possible de réaliser une version isolée en remplaçant l'inductance L_2 par deux inductances couplées, à l'image du Flyback.

II.5.2.Hacheur ZETA

Comme le hacheur SEPIC, le hacheur ZETA (voir schéma de principe en figure 5.2) dérive du hacheur à stockage capacitif. Il présente des caractéristiques semblables (non-inverseur) à celles du précédent.

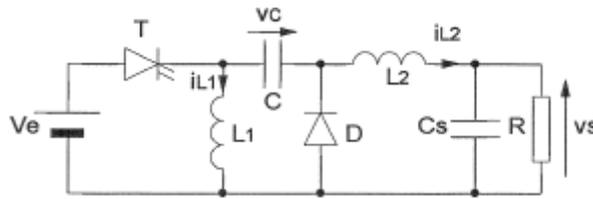


Figure II.5.2 : Schéma de principe du hacheur ZETA

Ses principales caractéristiques sont données par :

- $\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)}$ en conduction continue
- $i_{L1\text{moyen}} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s$
- $V_{c\text{moyen}} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} V_e$
- $i_{L2\text{moyen}} = I_s$

II.6. Hacheur réversible en courant

Ce hacheur associé à un hacheur série (T1-D1) un hacheur parallèle (T2-D2) dont la source d'entrée sera la charge (de nature inductive) lorsque celle-ci aura un courant négatif (voir figure II.6.1).

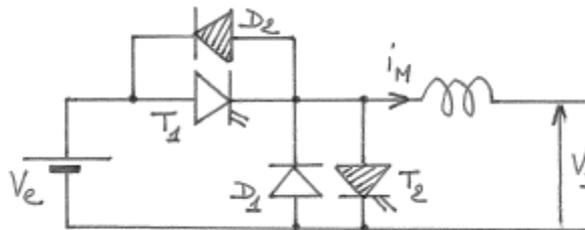


Figure II.6.1 : Schéma de principe du hacheur réversible en courant

Avec :

- $V_s = \alpha_1 \cdot V_e$ pour un courant de sortie positif.
- $V_c = \frac{V_s}{(1-\alpha_2)}$ pour un courant de sortie négatif, soit $V_s = (1-\alpha_2) \cdot V_c$

Les deux transistors T1 et T2 peuvent être commandés en permanence à la condition de respecter $\alpha_1 = (1-\alpha_2)$. Ce qui correspond à une commande complémentaire. Dans ce cas, la conduction discontinue n'existe pas, comme le montre la figure II.6.2.

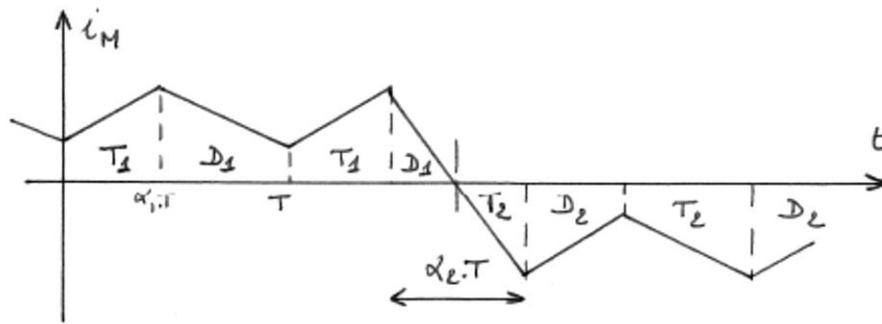


Figure II.6.2. : Différentes forme d'ondes lors de l'inversion du courant

II.7. Hacheur réversible en tension

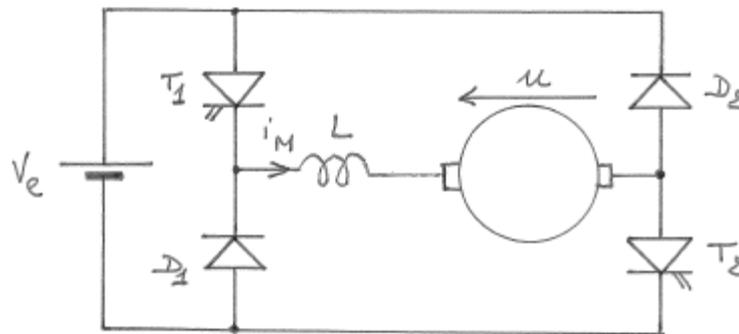


Figure II.7.1. : Schéma de principe du hacheur réversible en tension

Dans ce cas (voir figure II.7.1), les deux transistors T1 et T2 sont commandés simultanément pendant αT . On en déduit que :

- $U_{\text{moyen}} = (2\alpha - 1)V_c$
- $U_{\text{moyen}} > 0$ si $\alpha > 0,5$ (moteur)
- $U_{\text{moyen}} < 0$ si $\alpha < 0,5$ (génératrice)

II.8. Hacheur réversible quatre quadrants

Ce montage (voir figure II.8) est la combinaison des deux montages précédents. L'action sur T₁ et T₃ permet de régler la tension dans les 2 sens ($U_{\text{moyen}} = (2\alpha - 1)V_c$). Pour i_M positif, l'action sur T₂-T₄ correspond à l'autre sens de i_M .

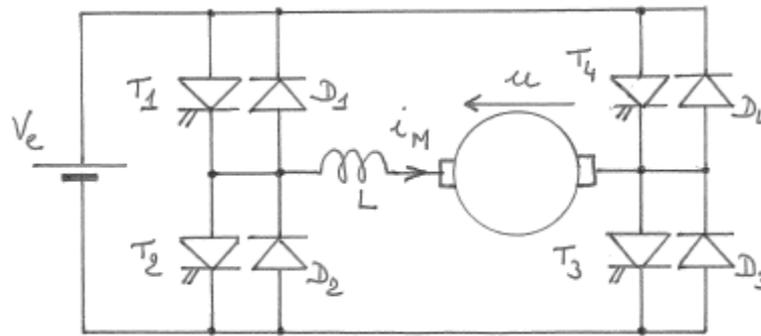


Figure II.8.1 : Schéma de principe du hacheur réversible 4 quadrants

II.9. Hacheur quasi-résonant

Les circuits résonants sont employés pour les hacheurs dans les cas suivants :

- **Pour les hacheurs à thyristors :**
Dans ce cas la résonance permet d'assurer le blocage des thyristors en provoquant l'annulation du courant,
- **Pour les hacheurs à transistors :**
Dans ce cas la résonance rend l'une des deux commutations sans pertes (à courant nul ou bien à tension nulle), permettant ainsi l'augmentation de la fréquence de découpage.

II.9.1. Etude préliminaire

L'étude des circuits résonants se ramène très souvent à un circuit du second ordre, que l'on considérera sans pertes. La mise en équation aboutit à une équation différentielle du 2^{ème} ordre.

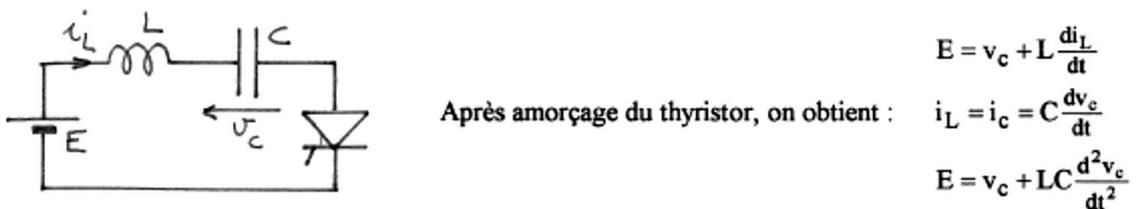


Figure II.9.1.1 : Schéma de principe du Circuit résonant série

La solution générale de cette équation différentielle s'exprime par :

$$V_c = A.\sin\omega t + B.\cos\omega t + E$$

Et :
$$I_L = AC\omega.\cos\omega t - BC\omega.\sin\omega t$$

Avec : $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Les constantes A et B sont déterminées avec les deux conditions initiales des variables d'état, à savoir la tension aux bornes de C et le courant dans L (grandeurs non discontinues).
 Considérons L et C déchargés à $t = 0$:

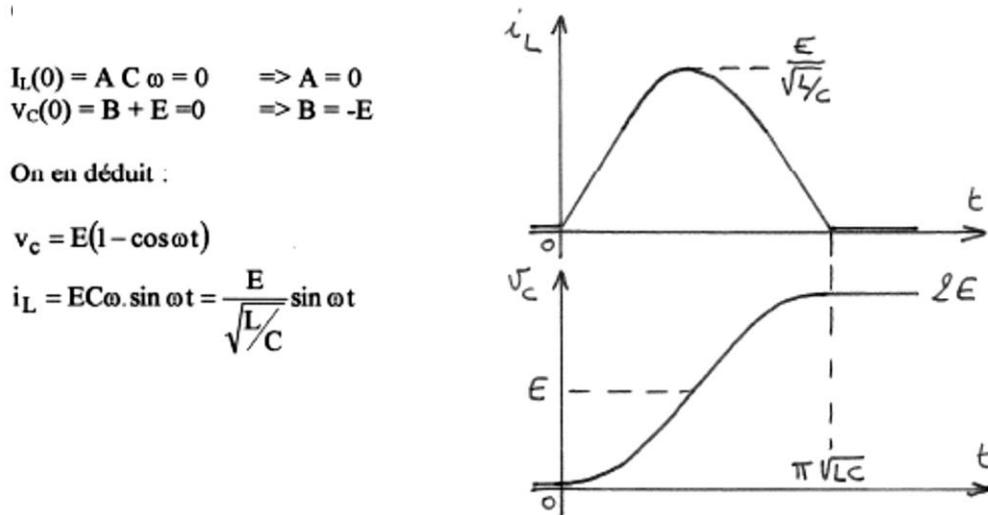


Figure II.9.1.2 : Réponses du circuit résonant série

Dans le cas présent, le thyristor arrêtera le phénomène de résonance en $t = \pi/\omega$, par annulation du courant. Le condensateur reste chargé à $2E$ et le thyristor supportera $-E$.

II.10.Hacheur FLYBACK

Le montage, représenté figure II.10, est déduit du hacheur à stockage inductif dont l'inductance a été remplacée par deux inductances couplées qui assurent l'isolation galvanique et l'adaptation de tension. Nous étudierons son fonctionnement en conduction continue (démagnétisation incomplète) puis en mode auto-oscillant (régime critique).

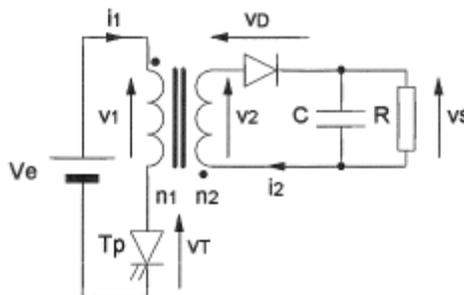


Figure II.10:Schéma de principe du hacheur Flyback

II.10.1.Principe de fonctionnement

La fermeture de l'interrupteur T_p entraîne le stockage d'énergie dans l'inductance primaire (voir figure 10.2.a.). La diode D est bloquée. Ceci correspond à :

$$i_1 = I_{1m} + \frac{V_e}{L_1} t \text{ et } v_D = - \left(\frac{n_2}{n_1} V_e + V_s \right) < 0 \text{ avec } m = \frac{n_2}{n_1}$$

Lors de l'ouverture de T_p , la continuité du flux magnétique ($n_1 I_{1M} = n_2 I_{2M}$) entraîne la mise en conduction de la diode (voir figure 10.2.b.). On en déduit que :

$$i_2 = I_{2M} - \frac{V_s}{L_2} t \text{ et } v_T = V_e + \frac{n_1}{n_2} V_s$$

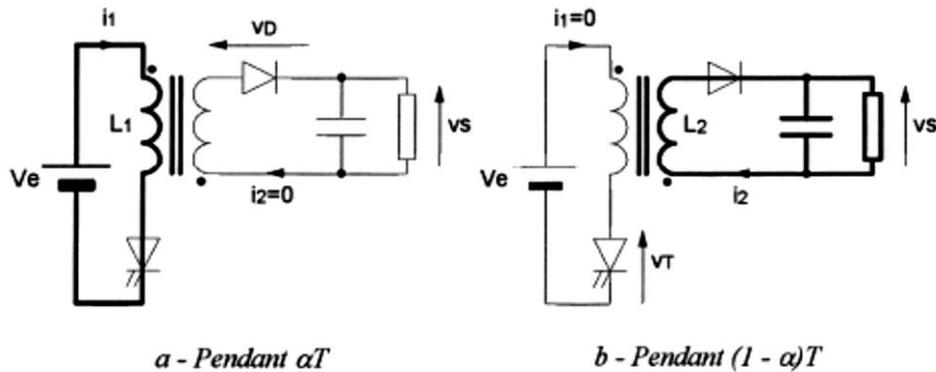


Figure II.10.1.1: Représentation des phases de fonctionnement

Les deux enroulements ne sont pas parcourus simultanément par du courant. Le transformateur est donc, en fait, une association de deux inductances couplées. Cette caractéristique nécessite un circuit magnétique avec entrefer, le courant principal étant le courant magnétisant (voir figure II.10.1.2).

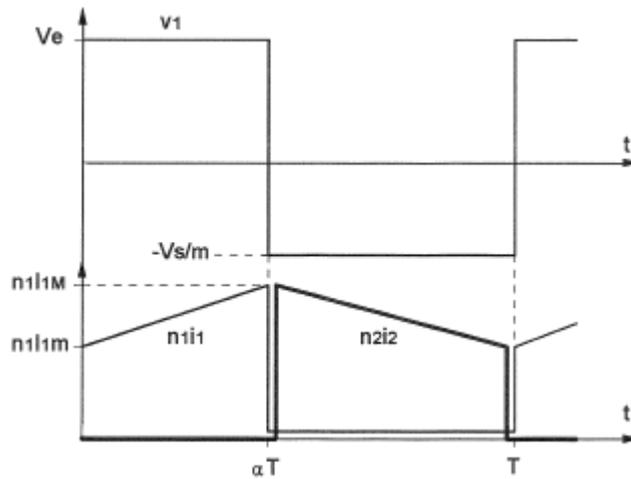


Figure II.10.1.2 : Représentation des formes d'ondes

II.10.2. Principales relations

Les principales relations décrivant le processus sont données par :

$$V_s = m \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e$$

$$I_{1moyen} = \frac{V_s I_s}{V_e} = \frac{m \alpha I_s}{1-\alpha}$$

$$I_{2moyen} = I_s$$

- Ondulations :

- Tension de sortie : $\Delta V_s = \frac{\alpha^2 m V_e}{(1-\alpha) RCF}$

- Courant d'entrée : $\Delta I_1 = \frac{\alpha V_e}{L_1 F}$

II.11. hacheur FORWARD

Le montage de la figure II.11 est issu de la structure du hacheur série. Néanmoins? la nécessité de générer une tension purement alternative aux bornes du transformateur entraîne la présence de composants supplémentaires qui sont :

- La diode D_m qui, associée à l'enroulement E_3 (n_3), va permettre la démagnétisation du transformateur, à la suite de la conduction de T_p ,
- La diode D_{TR} , dont la fonction est d'isoler l'étage de sortie, constitué de la diode de roue libre et du filtre, lorsque apparaît aux bornes du transformateur la tension négative correspondant à la démagnétisation par D_m et E_3 .

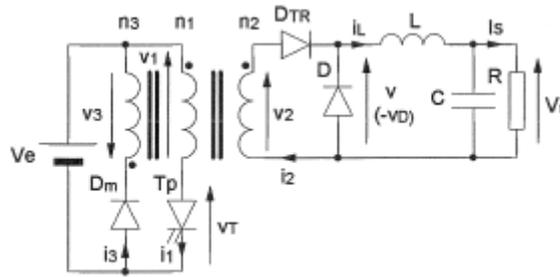


Figure II.11 : Schéma de principe du hacheur FORWARD

II.11.1. 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 :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 + n_3 i_3 = R\phi$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt}$$

ϕ est le flux commun dans le noyau et R la réluctance de ce même noyau dont on supposera le comportement magnétique linéaire (absence de saturation). On rappelle que, si L_1, L_2, L_3 sont les inductances propres de chaque enroulement et que le couplage est parfait :

$$\frac{1}{R} = \frac{L_1}{n_1^2} = \frac{L_2}{n_2^2} = \frac{L_3}{n_3^2}$$

Pendant la fermeture de T_p (figure 11.2.a.), on impose $v_1 = V_e$, donc :

$$v_2 = \frac{n_2}{n_1} V_e = m V_e$$

$$v_D = -m V_e$$

$$v_{Dm} = -V_e - \frac{n_3}{n_1} V_e = -(1 + m') V_e$$

D et D_m sont donc bloquées. L'énergie est transmise à la charge à travers D_m Parallèlement, il y a magnétisation du transformateur et donc stockage d'énergie électromagnétique Via le primaire.

Pendant cette phase, on obtient : $i_3 = 0, i_2 = i_L, v_1 = V_e$ et le système d'équations précédent devient :

$$n_1 i_1 - n_2 i_L = R\phi$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt} = V_e$$

Dont on déduit :

$\varphi = \frac{V_e}{n_1} t$, dans l'hypothèse où la démagnétisation est complète,

$$\text{et } i_1 = \frac{n_2}{n_1} i_L + \frac{RV_e}{n_1^2} t = mi_L + \frac{V_e}{L_1} t = mi_L + i_{\text{imag}}$$

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 atteinte par le flux est $\varphi_M = V_e \alpha T / n_1$

A l'ouverture de T_p (figure II.11.1.b), la continuité des Ampère-tours magnétisants est assurée par la mise en fonction de Fenrouînement E_3 à travers la diode D_m . Ceci induit :

$$v_3 = -V_e$$

$$v_1 = -\frac{V_c}{m'} \quad \text{et} \quad v_T = V_c - v_1 = \left(1 + \frac{1}{m'}\right) V_e$$

$$v_2 = -\frac{m}{m'} V_e$$

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 :

$$n_3 i_3 = R\varphi$$

$$v_1 = n_1 \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{V_e}{m'}$$

Dont on déduit :

$$\varphi = \varphi_M - \frac{V_e t}{n_1 m'} \quad \text{et} \quad n_3 i_3 = R\varphi = R\varphi_M - \frac{RV_e}{n_3} t$$

Cette dernière relation mène à : $i_3 = \frac{R\varphi_M}{n_3} - \frac{V_e}{L_3} t$

Ceci correspond, par l'intermédiaire del'enroulement à la restitution à la source continue de l'énergie électromagnétique stockée pendant αT . Le courant i_3 décroît alors jusqu'à 0 et la diode D_m se bloque. La démagnétisation est terminée.

Entre la fin de la démagnétisation l'amorçage suivant de l'interrupteur, il peut exister une phase morte (figure II.11.1.c) durant laquelle seule la diode de roue libre est passante, conduisant i_L . Le transformateur est donc virtuellement déconnecté et les tensions aux bornes de ses enroulements sont nulles.

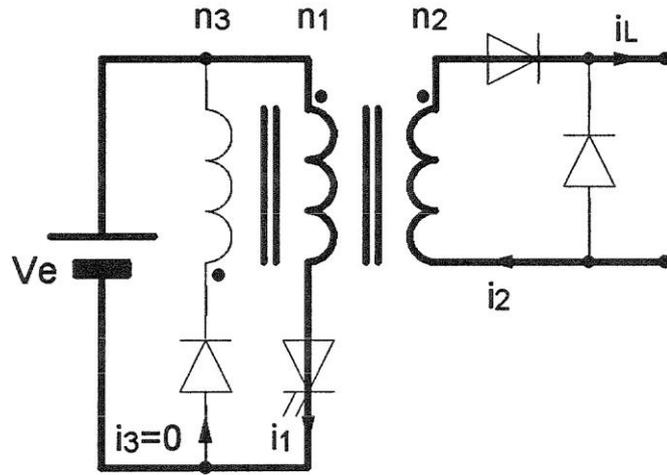


Figure a : $0 \leq t \leq \alpha T$

Conduction de T_p et D_{TR}

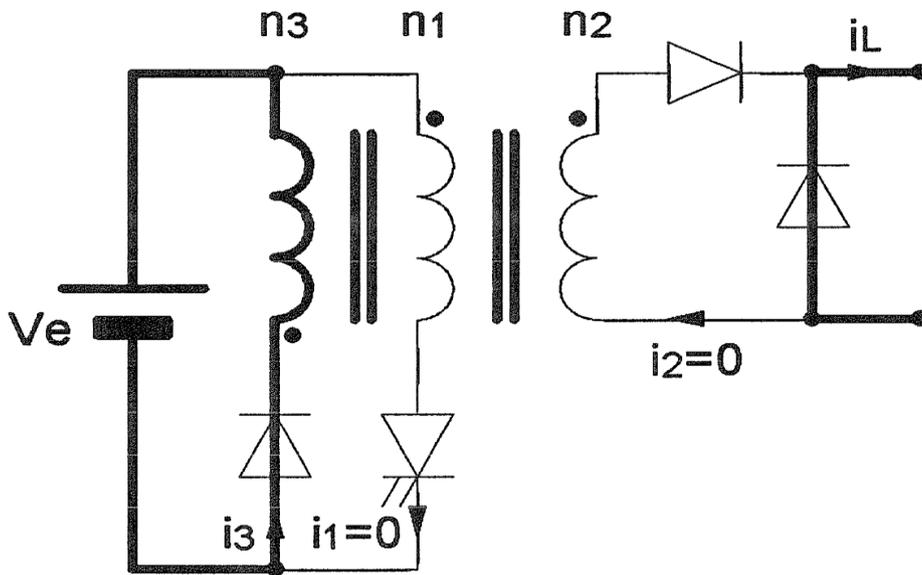


Figure b : $\alpha T \leq t \leq 2\alpha T$

Roue libre par D, démagnétisation par D_m

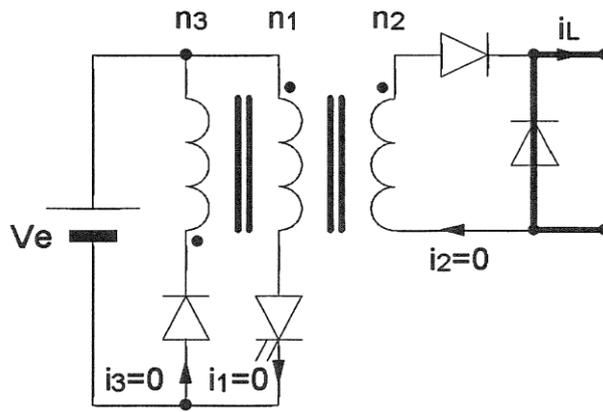


Figure c : $2\alpha T \leq t \leq T$

Phase morte, roue libre par D

Figure II.11.1 : Phases de fonctionnement du Forward

Afin d'éviter la saturation du noyau, le courant i_3 doit s'annuler avant la fin de la période, ce qui correspond à l'application d'une tension aux bornes du transformateur dont la valeur moyenne est nulle. Le rapport cyclique est donc limité par valeur supérieure et la condition limite de bon fonctionnement est :

$$\alpha_{max} V_e = (1 - \alpha_{max}) \frac{V_e}{m'}, \text{ soit : } \alpha_{max} = \frac{1}{1+m'}$$

Les formes d'ondes sont représentées figure 10 en conduction continue et pour la configuration particulière $m' = 1$, valeur usuellement choisie.

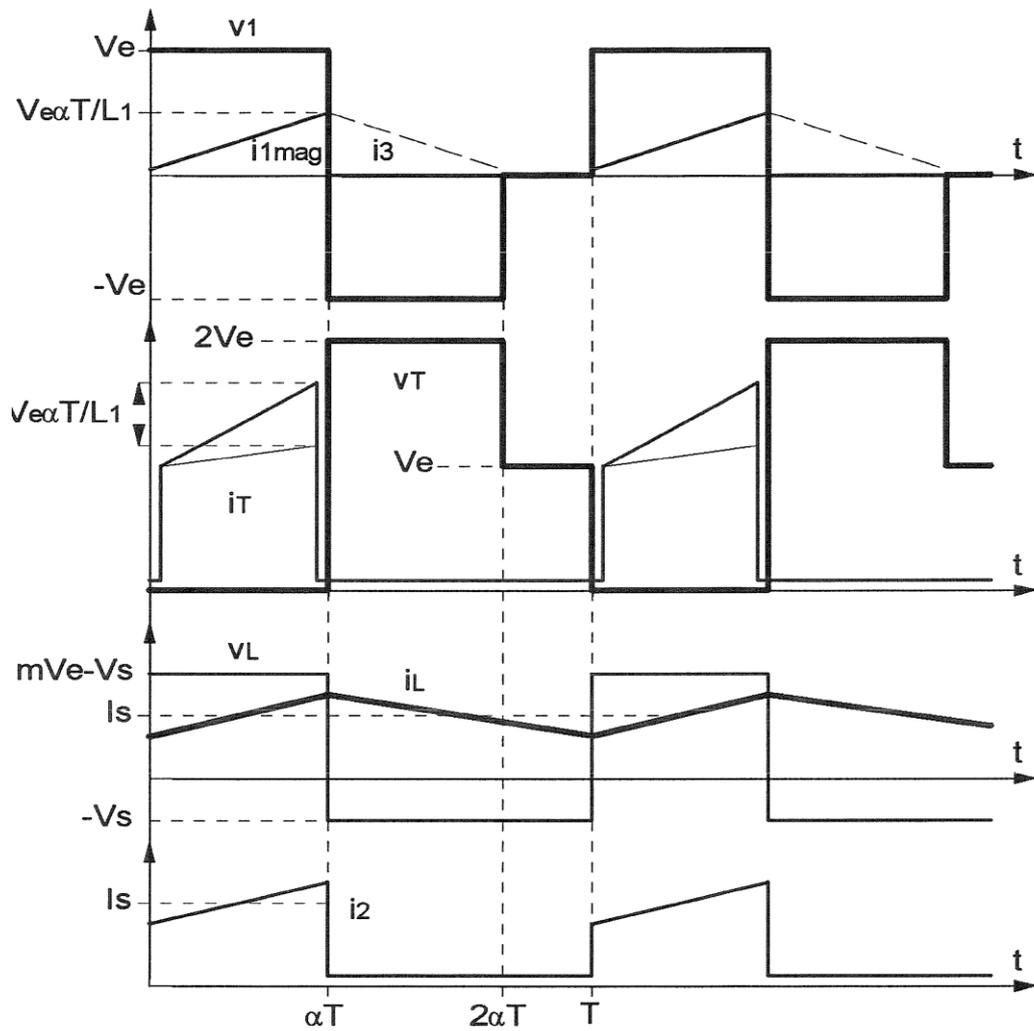


Figure II.11.2 : Formes d'ondes

III. Conclusion

Comme nous venons de le voir la famille des hacheurs est très vaste. A travers ce document nous avons présenté les hacheurs les plus couramment utilisés. Le choix d'un type de hacheur dépend naturellement du besoin exprimé. Après le principe de fonctionnement nous avons donné les principales relations décrivant les différents processus permettant le calcul des installations.

REFERENCES

1. LEQUEU Thierry, Commande du hacheur de type boost, Projet de Fin d'Etudes, 2005
2. Soltane BELAKEHAL, Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables, Doctorat en electrotechnique, 2010
3. M.Hatti, Controleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d'un Système Photovoltaïque, Publication, Centre de Recherche Nucleaire de Birine, B.P 180 Ain Oussera 17200, Djelfa Algerie, 2008
4. MAHER CHAABENE, GESTION ENERGETIQUE DES PANNEAUX PHOTOVOLTAÏQUES, MASTER DE GENIE ELECTRIQUE Conversion Électrique des Énergies Renouvelables (CEER), 2008
5. Université de Savoie, Cours, Énergie et convertisseurs d'énergie, Licence EEA
6. AmezianeSadek, Implantation expérimentale de l'MPPT pour un système de génération hybride solaire-éolien, Magistère en Electrotechnique, 2009
7. Souleymane NDOYE, Ibrahima LY, Fabé Idrissa BARRO, OuldHabiboulahi LEMRABOTT, Grégoire SISSOKO, Modélisation et simulation sous matlab/simulink de la chaine d'alimentation d'une station relais de télécommunications en énergie solaire photovoltaïque dans une zone isolée du réseau électrique, Journal des Sciences, 2009
8. Ridha ANDOULSI, Etude d'une classe de systèmes photovoltaïques par une approche BOND GRAPH MODELISATION, analyse et commande, Doctorat, 2001
9. A.BETKA, A. MOUSSI, RENDEMENT MAXIMISE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE PHOTOVOLTAÏQUE, LarhyssJournal, ISSN 1112-3680, n° 02, Juin 2003, pp. 151-162