

COURS

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

CONVERSION CONTINU-CONTINU

Hacheurs

Alimentations à découpage

Convertisseurs à résonance

1^{ère} Partie : HACHEURS

A – Hacheurs	2
1 – Introduction	2
2 – Hacheur série (type BUCK)	4
2-1 <u>Principe de fonctionnement en conduction continue</u>	4
2-2 <u>Fonctionnement en conduction discontinue</u>	7
3 – Hacheur parallèle (type BOOST)	8
3-1 <u>Principe de fonctionnement</u>	8
3-2 <u>Fonctionnement en conduction discontinue</u>	8
3-3 <u>Principales relations et contraintes sur les composants</u>	10
3-4 <u>Influence des résistances parasites</u>	11
4 – Hacheurs à accumulation	12
4-1 <u>Hacheur à stockage inductif (type BUCK-BOOST)</u>	12
4-2 <u>Hacheur à stockage capacitif (hacheur de CUK)</u>	13
4-3 <u>Hacheurs dérivés du hacheur de Cuk</u>	15
5 – Tableaux récapitulatifs	16
6 – Hacheurs réversibles	18
6-1 <u>Hacheur réversible en courant</u>	18
6-2 <u>Hacheur réversible en tension</u>	19
6-3 <u>Hacheur réversible 4 quadrants</u>	19
7 – Hacheurs quasi-résonants	20
7-1 <u>Etude préliminaire</u>	20
7-2 <u>Etude du hacheur série résonant</u>	21

A – Hacheurs

1 – 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 quatre types de hacheurs :

Les hacheurs directs qui associent deux sources de nature différentes :

Le hacheur série, baptisé aussi Buck, Down ou hacheur dévolteur,

Le hacheur parallèle, Boost, Up ou survolteur,

Les hacheurs à accumulation qui associent deux sources de même nature :

Le hacheur à stockage inductif baptisé aussi Buck-boost ou Up-down,

Le hacheur à stockage capacitif ou hacheur de « Cuk ».

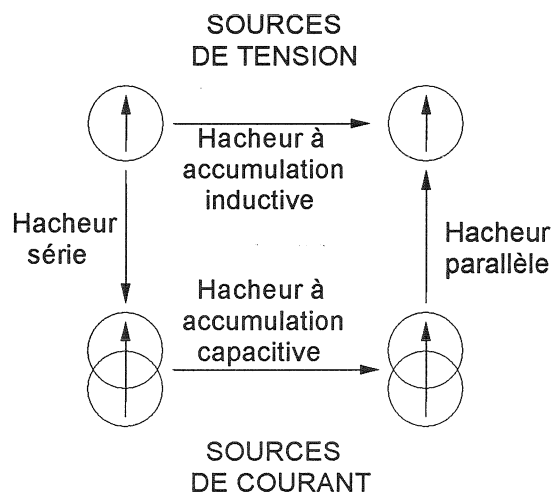


Figure 1 : Les différents hacheurs

Les hacheurs sont employés principalement pour :

- Réaliser des alimentations continues (3,3V, 5V, 12V) à partir d'un bus continu ou d'une batterie,
- Alimenter à vitesse variable un moteur à courant continu.

Nature des semi-conducteurs

Prenons l'exemple du hacheur série qui doit associer une source de tension à une source de courant (charge de nature capacitive). Deux configurations sont possibles (figure 2) :

La liaison directe (figure 2-a),

La roue libre (figure 2-b).

Une 3^{ème} configuration est possible en inversant la tension aux bornes de la charge. Elle ne sera pas utilisée pour les hacheurs mais sera utile pour les onduleurs.

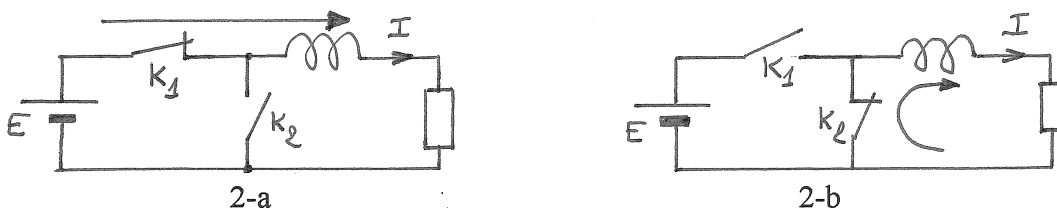


Figure 2 : hacheur série : les deux configurations possibles

1^{ère} configuration : K_1 fermé et K_2 ouvert, on en déduit $i_{K1} = I$ et $v_{K2} = -E$

2^{ème} configuration : K_1 ouvert et K_2 fermé, on en déduit $v_{K1} = E$ et $i_{K2} = I$

On peut remarquer que K_1 et K_2 doivent avoir obligatoirement un fonctionnement complémentaire, sous peine de court-circuiter la source de tension E (si K_1 et K_2 fermés) ou bien de placer la charge inductive en circuit ouvert (K_1 et K_2 ouverts).

Lors du passage d'un état à l'autre (commutations), nous devons respecter trois relations :

$$i_{K1} + i_{K2} = I \quad \text{loi des noeuds}$$

$$v_{K1} - v_{K2} = E \quad \text{loi des mailles}$$

$$v_{Ki} \cdot i_{Ki} > 0 \quad \text{les semi-conducteurs ne peuvent que dissiper de l'énergie.}$$

La figure 3 résume pour les deux semi-conducteurs les trajectoires du point de fonctionnement lors des commutations.

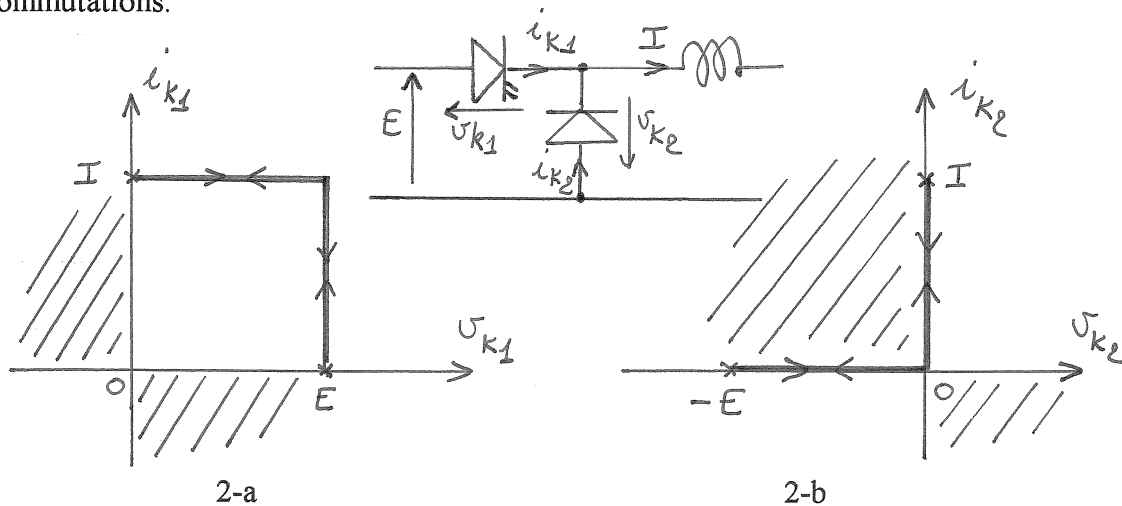


Figure 3 : caractéristiques $i(v)$ de K_1 et K_2

On en déduit que :

- Les interrupteurs sont unidirectionnels en tension et en courant,
- K_1 doit être commandable à l'amorçage et au blocage, il pourra s'agir d'un transistor (Mosfet, IGBT, Bipolaire) ou d'un thyristor muni de son circuit d'extinction (ou d'un GTO).
- K_2 présente la caractéristique d'une diode.

Pour K_1 , la trajectoire s'éloigne des axes, il y aura donc présence de pertes par commutation que l'on pourra réduire avec des temps de commutations faibles (se reporter au cours sur les semi-conducteurs et les principes de commutations).

Facteur de dimensionnement

On exprimera pour chaque convertisseur le facteur de dimensionnement qui représente les contraintes maximales sur l'interrupteur principal par rapport à la puissance active transférée.

$$Fd = \frac{V_{Tmax} \cdot I_{Tmax}}{P}$$

Pour les diodes, ce facteur de dimensionnement sera calculé avec le courant moyen.

2 – Hacheur série (type BUCK)

2-1 Principe de fonctionnement en conduction continue

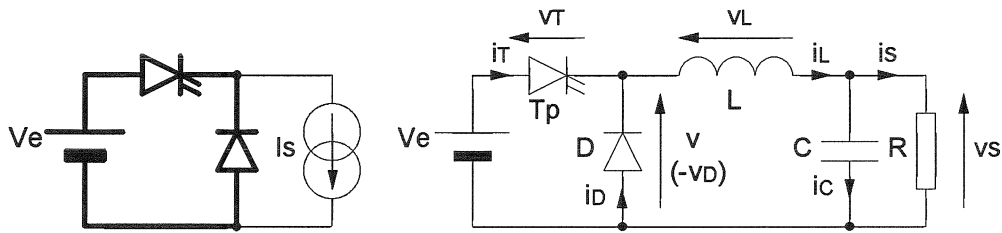


Figure 4 : Schéma de principe

L'interrupteur T_p est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T . La source primaire fournit l'énergie à la charge R et à 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 figure 5. La tension de sortie est ajustée en agissant sur le rapport cyclique α . 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 est abaisseur de tension (dévolteur).

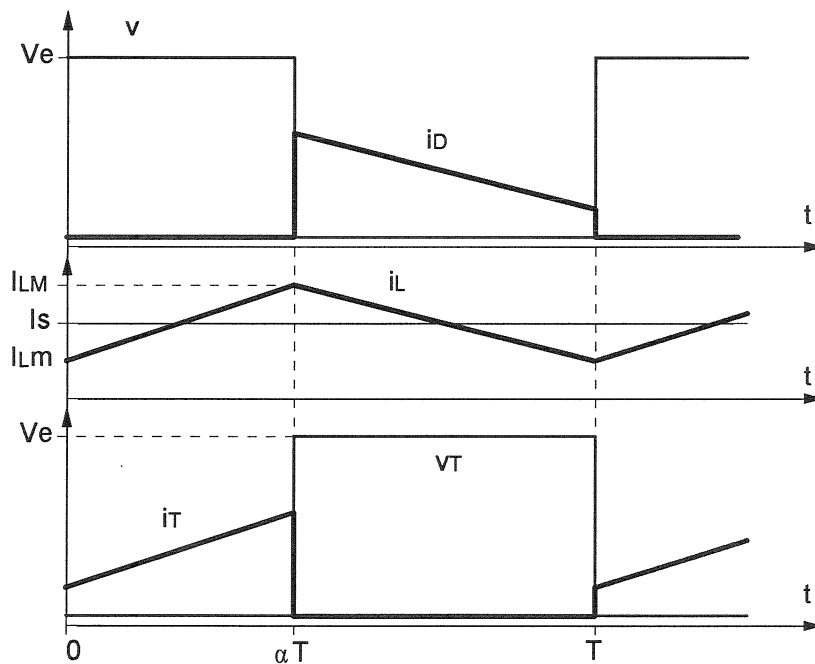


Figure 5 : Formes d'ondes

Principales relations et contraintes sur les composants

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 de la figure 6.

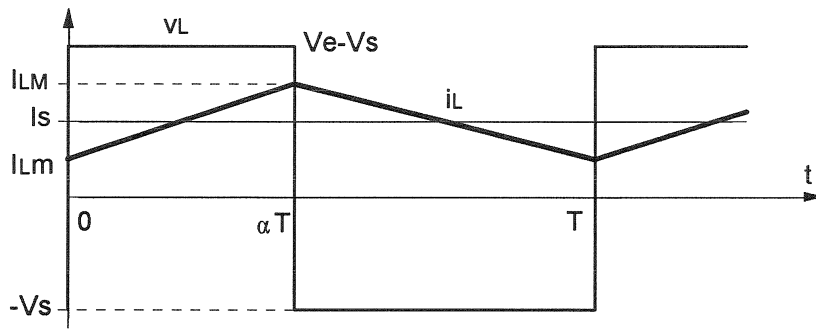


Figure 6 : Formes d'ondes pour le calcul de l'ondulation de courant

On peut alors écrire, pour $0 \leq t \leq \alpha T$: $v_L = L \frac{di_L}{dt}$, avec $v_L = V_e - V_s$,

dont on déduit :

$$i_L = \frac{V_e - V_s}{L} t + I_{Lm}$$

en $t = \alpha T$, $i_L = I_{LM} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T + I_{Lm}$, 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 figure 7.

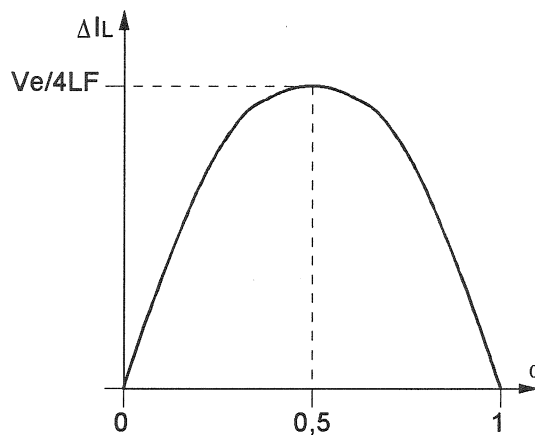


Figure 7 : Ondulation de courant en fonction de α

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 (figure 8). La relation $i_C = \delta i_L = C d(\delta v_s)/dt$ permet de déduire la forme de cette ondulation de tension à partir de la forme de δi_L .

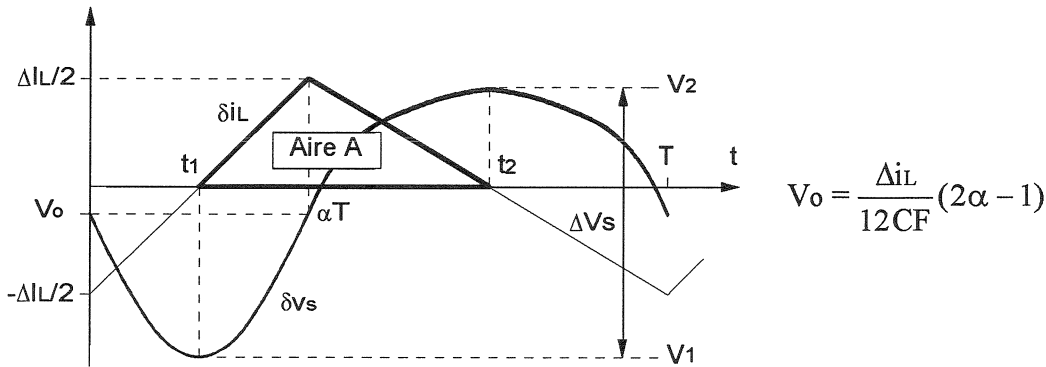


Figure 8 : Forme de l'ondulation de tension

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 8, très simple à exprimer. On obtient le résultat suivant :

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

Compte-tenu de l'expression de Δi_L , on aboutit finalement à l'expression 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 forts niveaux d'ondulations relatives, auquel cas il est nécessaire de faire le calcul exact.

Contraintes

Interrupteur	Diode
$V_{T\max} = V_e$	$V_{D\max} = V_e$
$I_{T\max} = I_s + \alpha(1-\alpha) \frac{V_e}{2LF}$	$I_{D\max} = I_s + \alpha(1-\alpha) \frac{V_e}{2LF}$
$F_d = \frac{1}{\alpha}$	$I_{D\text{moy}} = (1-\alpha)I_s$
	$F_d = \frac{(1-\alpha)}{\alpha}$

2-2 Fonctionnement en conduction discontinue

Ce régime correspond à l'annulation du courant i_L sur la période de fonctionnement. Cet événement se produit lorsque le courant moyen absorbé par la charge est inférieur à $\Delta I_L/2$. La figure 9 montre les formes d'ondes associées. On note βT l'instant d'annulation du courant i_L .

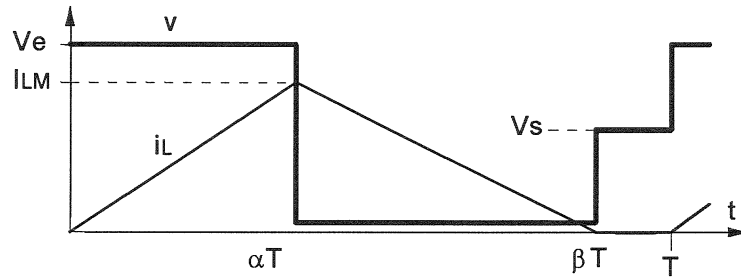


Figure 9 : *Forme du courant en conduction discontinue*

$$I_{LM} = \frac{(V_e - V_s)\alpha T}{L}$$

$$V_s = \alpha V_e + (1 - \beta)V_s \text{ dont on déduit } \alpha V_e = \beta V_s$$

D'autre part, $\langle i_L \rangle = I_s$, avec :

$$I_s = \beta \frac{I_{LM}}{2} = \frac{V_e - V_s}{2L} \alpha T \cdot \frac{\alpha V_e}{V_s}$$

$$\frac{2LF}{\alpha V_e} I_s = \frac{V_e}{V_s} - 1$$

on en déduit :

$$V_s = V_e \frac{1}{1 + \frac{2LFI_s}{\alpha^2 V_e}}$$

Dans ce cas, les caractéristiques de sortie sont des hyperboles.

La condition de passage d'un régime à l'autre est liée à la présence d'un courant moyen limite, noté I_{slim} égal à $\Delta I_L/2$. On a donc :

$$I_{slim} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{2LF}$$

Dans le plan $y(x)$, ceci se traduira par une courbe limite parabolique correspondant à la forme de $\Delta I_L(\alpha)$. On peut alors déduire de ce qui précède l'allure des caractéristiques de sortie (figure 10).

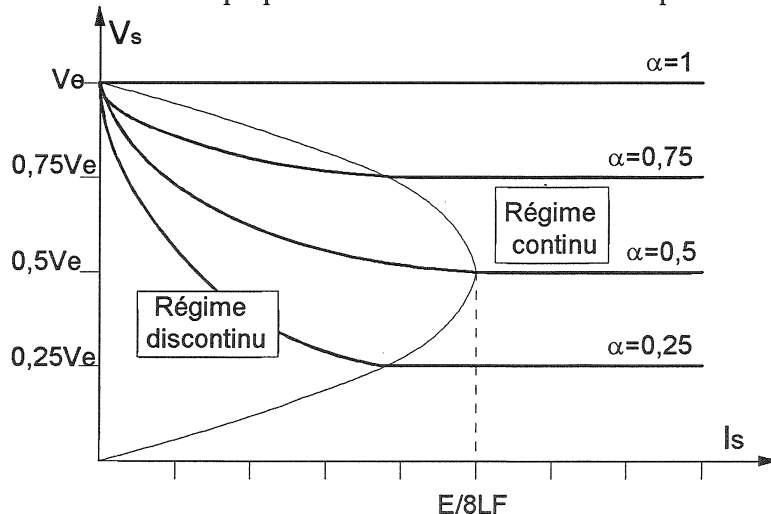


Figure 10 : *Caractéristiques de sortie*

3 – Hacheur parallèle (type BOOST)

3-1 Principe de fonctionnement

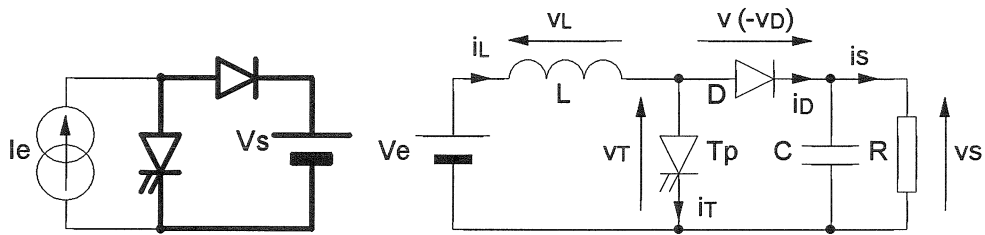


Figure 11 : Schéma de principe

L'interrupteur T_p est fermé pendant le temps αT . L'énergie est stockée dans L , la diode D est 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 $V_e = v_{T\text{moyen}}$, donc :

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

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

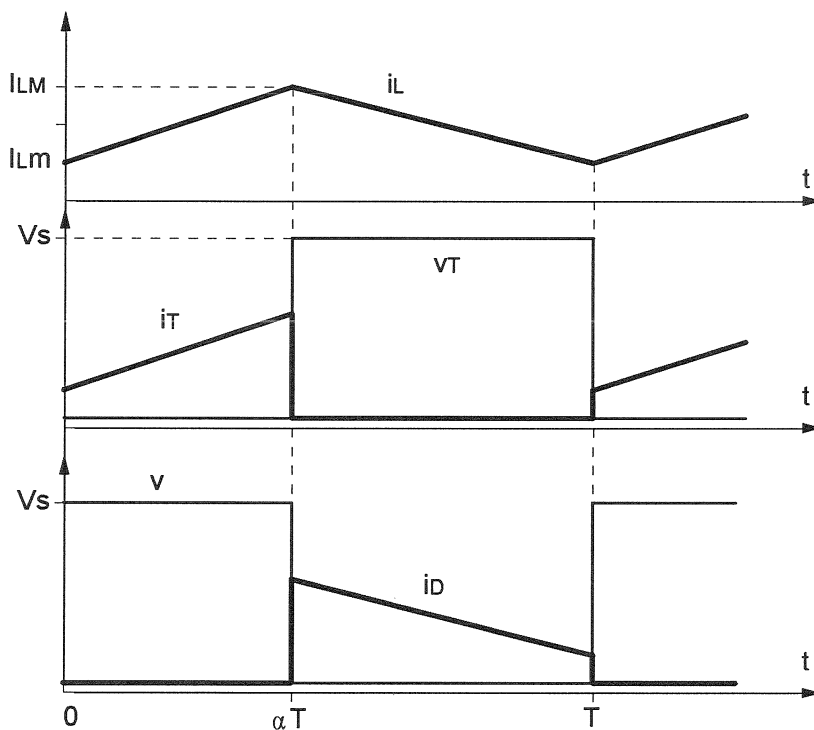


Figure 12 : Formes d'ondes

3-2 Fonctionnement en conduction discontinue

Le régime discontinu est lié à l'existence d'un courant moyen absorbé inférieur à la demi-ondulation du courant dans l'inductance L . La figure 13 représente l'évolution des grandeurs d'entrée dans ce régime.

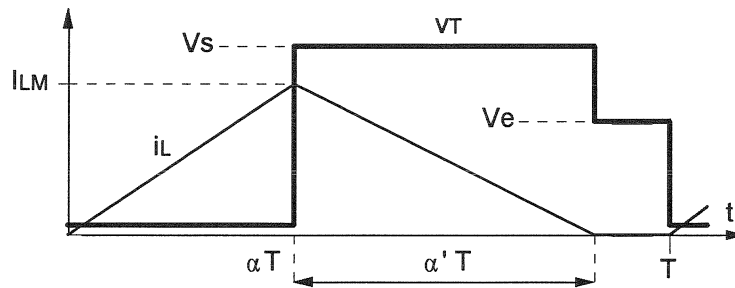


Figure 13 : Forme du courant d'entrée en conduction discontinue

$$I_{LM} = \frac{V_e}{L} \alpha T$$

$$V_e \alpha T = (V_s - V_e) \alpha' T \Rightarrow \alpha' = \alpha \frac{V_e}{V_s - V_e}$$

$I_s = i_{D\text{moyen}}$ d'où :

$$I_s = \frac{I_{LM}}{2} \alpha' = \frac{\alpha^2 V_e^2}{2LF(V_s - V_e)}$$

On en déduit :

$$V_s = V_e + \frac{\alpha^2 V_e^2}{2LF I_s}$$

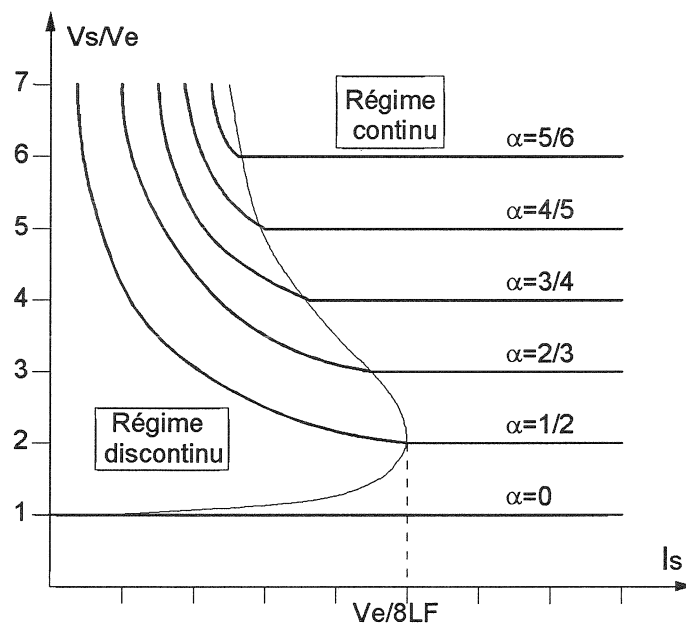


Figure 14 : Caractéristiques de sortie

Les caractéristiques $V_s(I_s)$, paramétrées par α , sont également des hyperboles en conduction discontinue. La limite de conduction discontinue correspond à $\alpha' = 1 - \alpha$ avec $V_s = V_e / (1 - \alpha)$. De la même façon que dans le hacheur série, cette condition est associée à l'existence d'un courant de sortie moyen limite tel que :

$$I_{s\text{lim}} = \frac{I_{LM}}{2} \alpha' = \frac{V_e \alpha (1 - \alpha) T}{2L} = \frac{V_e}{2LF} \frac{V_e}{V_s} \left(1 - \frac{V_e}{V_s}\right)$$

Les caractéristiques de sortie complètes ainsi obtenues sont représentées figure 14.

3-3 Principales relations et contraintes sur les composants

Interrupteur	diode
$V_{Tmax} = V_s$ $I_{Tmax} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$ $F_d = \frac{1}{1-\alpha}$	$V_{Dmax} = V_s$ $I_{Dmax} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$ $I_{Dmoy} = I_s$ $F_d = 1$

Ondulations de courant et de tension

L'ondulation de courant dans l'inductance est calculée en considérant la tension de sortie continue, c'est-à-dire en négligeant l'ondulation de tension vis-à-vis de la valeur moyenne.

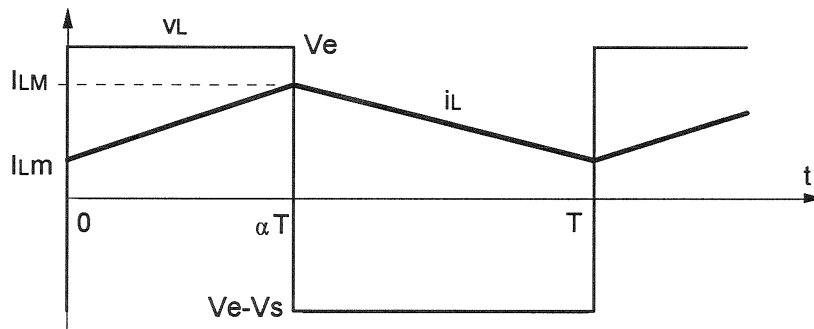


Figure 15 : Ondulation de courant

On obtient :

$$i_L = \frac{V_e}{L} t + I_{Lm}$$

en $t = \alpha T$, $i_L = \frac{V_e}{L} \alpha T + I_{Lm} = I_{LM}$, d'où :

$$\Delta I_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{\alpha V_e}{LF}$$

L'ondulation de tension en sortie résulte du courant alternatif dans le condensateur (figure 16).

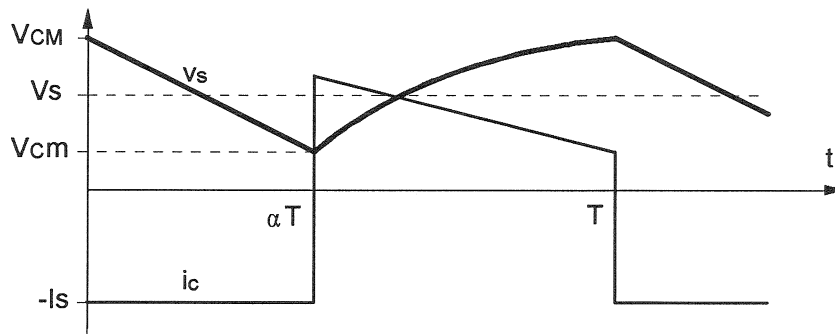


Figure 16 : ondulation de tension

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$, $V_s = V_M - \frac{I_s}{C} t$

en $t = \alpha T$, $V_s = V_M - \frac{I_s}{C} \alpha T$

d'où $\Delta V_s = V_M - V_m = \frac{I_s}{C} \alpha T = \frac{\alpha V_s}{RCF}$ et finalement :

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

3-4 Influence des résistances parasites

La tension de sortie définie précédemment tend théoriquement vers l'infini pour un rapport cyclique unitaire. En réalité, ce gain est limité par les résistances séries des composants (inductance, condensateur). Nous développerons le calcul dans le cas du hacheur parallèle, les résultats relatifs aux autres hacheurs apparaissant dans les tableaux récapitulatifs.

Nous tiendrons uniquement compte de la résistance série de l'inductance (R_L). Nous pouvons écrire, en valeur moyenne :

$$V_e = R_L I_{L\text{moyen}} + V_{T\text{moyen}}$$

$$V_{T\text{moyen}} = (1-\alpha)V_s$$

$$I_{L\text{moyen}} = \frac{I_s}{1-\alpha} = \frac{V_s}{R(1-\alpha)}$$

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

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1-\alpha) \left[1 + \frac{R_L}{R} \frac{1}{(1-\alpha)^2} \right]}$$

Cette fonction atteint son maximum pour $\alpha_{\text{max}} = 1 - \sqrt{\frac{R_L}{R}}$, maximum qui vaut $\left[\frac{V_s}{V_e} \right]_{\text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R_L}}$

Le gain en tension retombe alors rapidement à zéro comme l'indique la figure 17, ce qui montre l'impossibilité d'obtenir des rapports d'élévation quelconques.

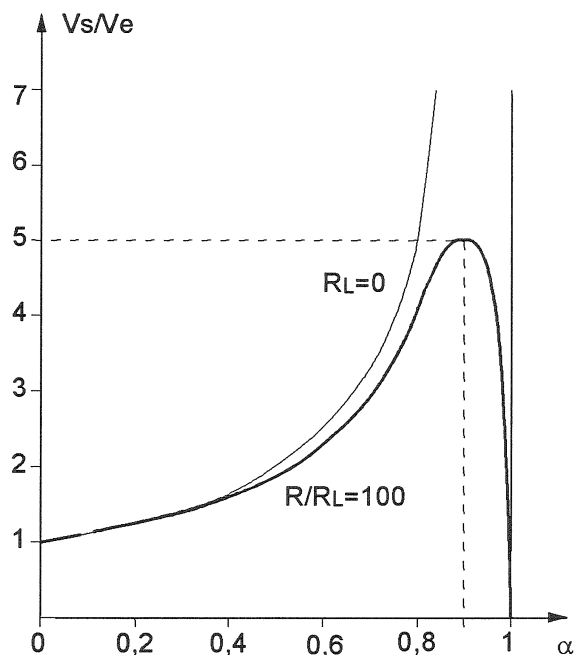


Figure 17 : Caractéristiques de transfert paramétrées par R_L

4 – Hacheurs à accumulation

4-1 Hacheur à stockage inductif (type BUCK-BOOST)

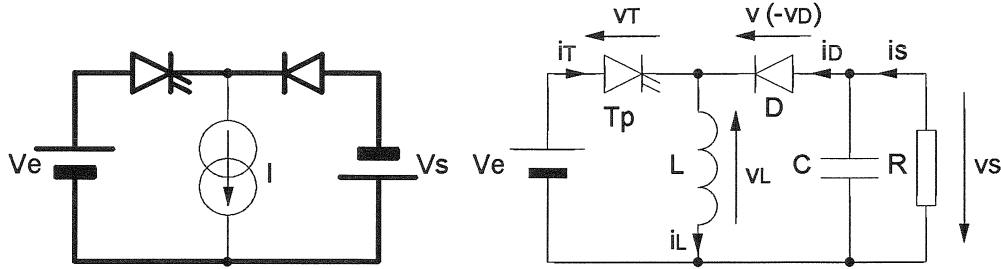


Figure 18 : Schéma de principe

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 $v_{L\text{moyen}} = 0$ impose $\alpha V_e = (1-\alpha)V_s$, dont on déduit :

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

La tension de sortie est négative par rapport à la référence de la 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.

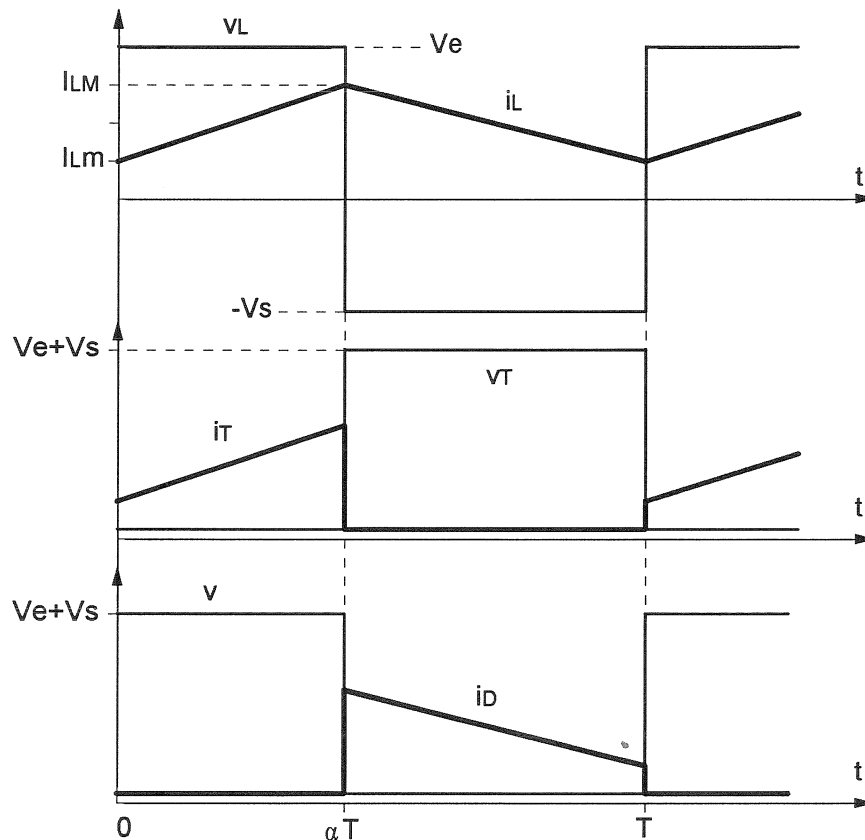


Figure 19 : Formes d'ondes

Principales relations et contraintes sur les composants

Ondulations :

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

– Courant inductif : $\Delta I_L = \frac{\alpha V_e}{LF}$

Contraintes :

Interrupteur	diode
$V_{Tmax} = V_e + V_s$ $I_{Tmax} = \frac{I_s}{(1-\alpha)} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$ $F_D = \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}$	$V_{Dmax} = V_e + V_s$ $I_{Dmax} = \frac{I_s}{(1-\alpha)} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$ $I_{Dmoy} = I_s$ $F_D = \frac{1}{\alpha}$

4-2 Hacheur à stockage capacitif (hacheur de CUK)

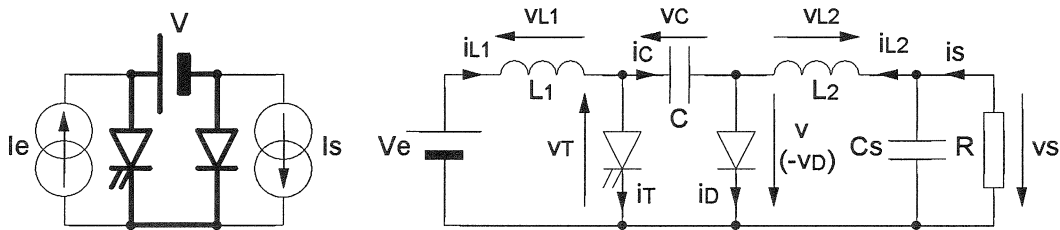


Figure 20 : Schéma de principe

Les inductances L_1, L_2 constituent les sources de courant nécessaires au fonctionnement du montage. 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 :

- 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 figure 21. La condition $v_{L1moyen} = 0$ et $v_{L2moyen} = 0$, en régime permanent, impose :

$$V_e = v_{Tmoyen} = (1-\alpha) V_c$$

$$V_s = v_{Dmoyen} = \alpha V_c$$

on obtient alors :

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

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.

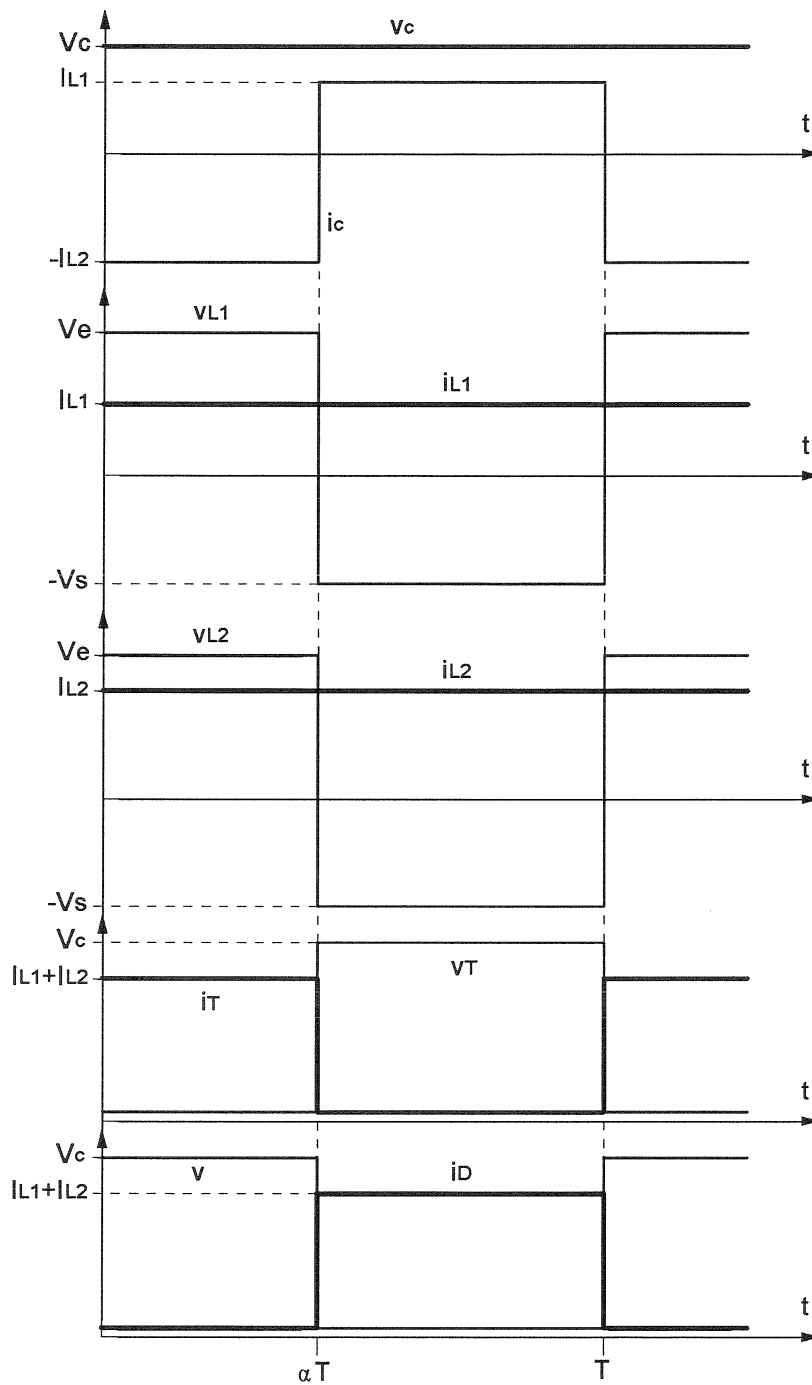


Figure 21 : Formes d'ondes

Principales relations et contraintes sur les composants

Ondulations

- Tension condensateur : $\Delta V_c = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha)RCF}$
- Tension de sortie : $\Delta V_s = \frac{\alpha V_e}{8L_2 C_s F^2}$
- Courant d'entrée inductif : $\Delta I_{L1} = \frac{\alpha V_e}{L_1 F}$
- Courant de sortie inductif : $\Delta I_{L2} = \frac{\alpha V_e}{L_2 F}$

Contraintes

Interrupteur	diode
$V_{Tmax} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\alpha I_s}{2CF}$	$V_{Dmax} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\alpha I_s}{2CF}$
$I_{Tmax} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2L_1 F}$	$I_{Dmax} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2L_2 F}$
$F_d = \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}$	$F_d = \frac{1}{\alpha}$

4-3 Hacheurs dérivés du hacheur de Cuk

Hacheur SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter)

La structure du hacheur SEPIC se déduit de celle du hacheur à stockage capacitif en permutant la diode de sortie et l'inductance de sortie (figure 22). Ce hacheur présente des caractéristiques similaires à celles du hacheur Cuk, hormis le fait qu'il n'est plus inverseur de tension.

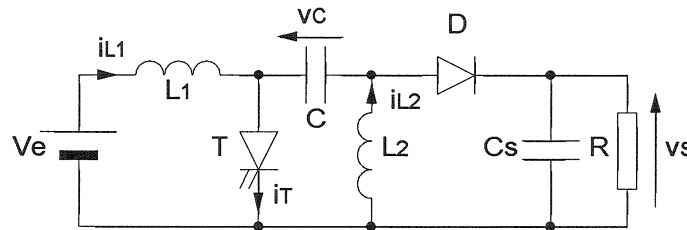


Figure 22 : hacheur SEPIC

Ses principales caractéristiques sont :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \text{ en conduction continue}$$

$$V_{cmoyen} = V_e$$

$$i_{L1moyen} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s$$

$$i_{L2moyen} = I_s$$

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 (paragraphe B-2-1).

Hacheur ZETA

Comme le précédent, le hacheur ZETA (figure 23) dérive du hacheur à stockage capacitif. Il présente à nouveau des caractéristiques semblables (non-inverseur).

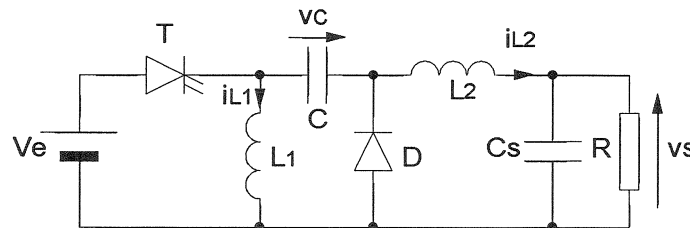


Figure 23 : Hacheur ZETA

Ses principales caractéristiques sont :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \text{ en conduction continue}$$

$$i_{L1moyen} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s$$

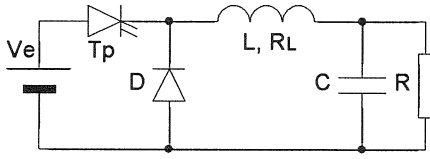
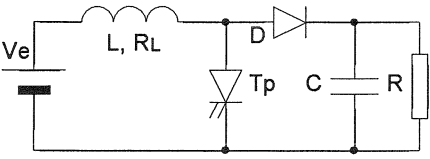
$$V_{cmoyen} = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e$$

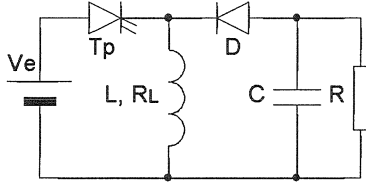
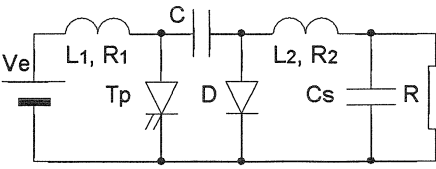
$$i_{L2moyen} = I_s$$

5 – Tableaux récapitulatifs

Ces tableaux résument les principales caractéristiques :

- gain théorique = V_s/V_e
- contraintes V_{Tmax} , V_{Dmax} , I_{Tmax} , I_{Dmoyen}
- facteur de dimensionnement F_d
- rapport cyclique α_{max} associé au gain réel maximal $y_{max} = (V_s/V_e)_{max}$

	Hacheur série (BUCK)	Hacheur parallèle (BOOST)
Figures		
V_s/V_e	α (abaisseur)	$\frac{1}{1-\alpha}$ (élevateur)
V_{Tmax} V_{Dmax}	V_e	V_s
I_{Tmax}	$I_s + \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{2LF}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$
I_{Dmoy}	$(1-\alpha)I_s$	I_s
F_d	$T_p : \frac{1}{\alpha}, D : \frac{1-\alpha}{\alpha}$	$T_p : \frac{1}{1-\alpha}, D : 1$
α_{max}	1	$1 - \sqrt{\frac{R_L}{R}}$
$(V_s/V_e)_{max}$	$\frac{R}{R + R_L}$	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R_L}}$
$i_e(t)$	Discontinu	Continu
i_{ceff}	Faible	Fort

	Hacheur à accumulation Inductive (BUCK-BOOST)	Hacheur à accumulation Capacitive (CUK)
Figures		
$y = V_s/V_e$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
VTmax VDmax	$V_e + V_s$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\alpha I_s}{2CF}$
ITmax	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2LF}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2L_1F}$
IDmoy	I_s	I_s
Fd	$T_p : \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}, D : \frac{1}{\alpha}$	$T_p : \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}, D : \frac{1}{\alpha}$
\square_{max}	$\frac{1 - \sqrt{\frac{R_L}{R_L + R}}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R}}$	$\frac{1 - \sqrt{\frac{R_1}{R + R_2}}}{1 - \frac{R_1}{R + R_2}}$
y _{max}	$\frac{1 - \sqrt{\frac{R_L}{R_L + R}}}{2\sqrt{\frac{R_L}{R_L + R}}}$	$\frac{R}{2\sqrt{R_1(R + R_2)}}$
ie(t)	Discontinu	Continu
iceff	Fort	Faible

Remarque : Facteurs de dimensionnement

Dans le cas des hacheurs à accumulation, le facteur de dimensionnement des interrupteurs principaux : $F_d = 1/\alpha(1 - \alpha)$, présente un minimum, $F_{dmin} = 4$ pour $\alpha = 0,5$.

Au régime nominal, il est donc intéressant d'utiliser ces convertisseurs à accumulation avec un rapport cyclique voisin de 0,5. En ce qui concerne les hacheurs série et parallèle, on constate que l'on a intérêt à les utiliser respectivement en faible abaisseur et faible élévateur. Ceci n'est pas nécessairement compatible avec les exigences de l'application, et l'introduction d'un transformateur est un moyen de résoudre le problème, ce qui conduit aux structures d'alimentations isolées (alimentations à découpage) qui seront décrites par la suite.

6 – Hacheurs réversibles

Les hacheurs réversibles permettent, en régime permanent, l'inversion du courant ou de la tension, autorisant ainsi la récupération d'énergie. Leurs principes sont basés sur les hacheurs vus précédemment.

6-1 Hacheur réversible en courant

Ce hacheur associe à un hacheur série (T_1 - D_1) un hacheur parallèle (T_2 - D_2) dont la source d'entrée sera la charge (de nature inductive) lorsque celle-ci aura un courant négatif.

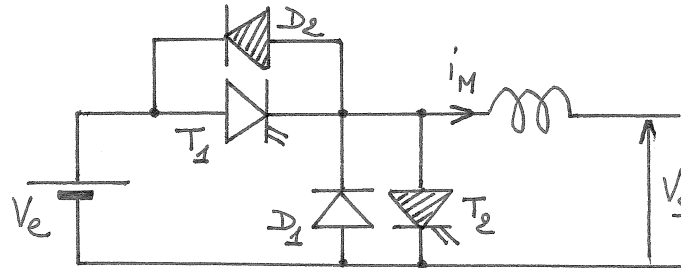


Figure 24 : Hacheur réversible en courant

$V_s = \alpha_1 \cdot V_e$ pour un courant de sortie positif

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

Les deux transistors T_1 et T_2 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 ci-dessous.

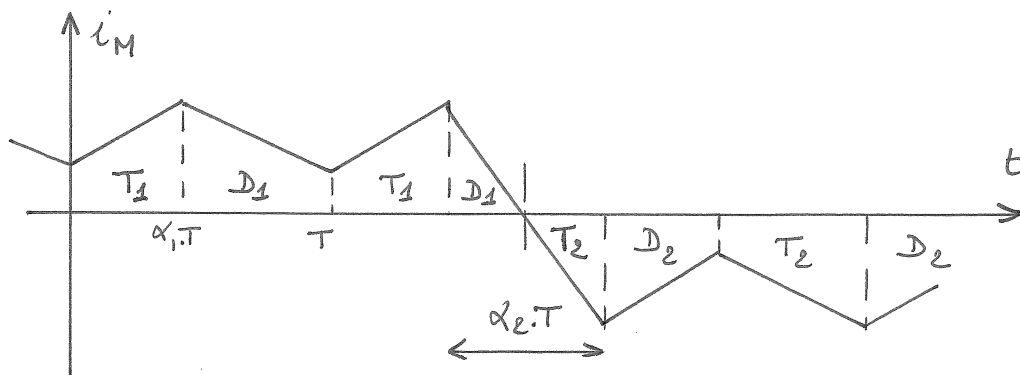


Figure 25 : Forme d'ondes lors de l'inversion du courant

Une application typique est le freinage avec récupération d'une machine à courant continu. Pour un même sens de rotation (donc de f.e.m.), on a :

- un fonctionnement moteur pour un courant positif,
- un fonctionnement en récupération pour un courant négatif, après inversion du sens du courant lié à l'inversion du couple).

Dans ce dernier cas, la source doit être capable d'accepter l'énergie récupérée.

La traction électrique est un exemple significatif de cette réversibilité, obtenue lors des phases de décélération ou en descente.

6-2 Hacheur réversible en tension

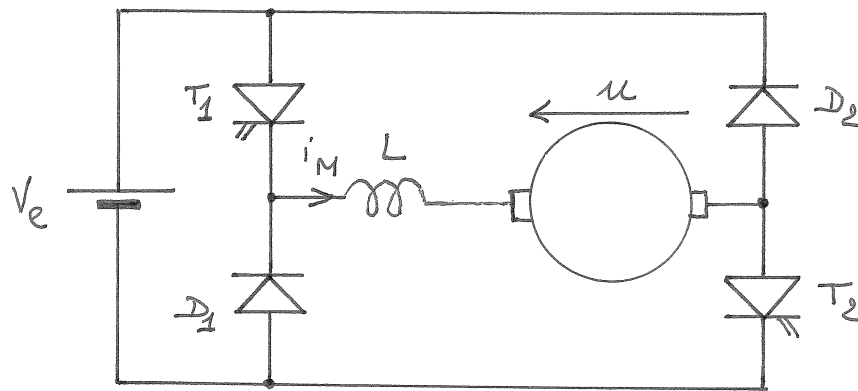


Figure 26 : Hacheur réversible en tension

Les deux transistors T_1 et T_2 sont commandés simultanément pendant αT . On en déduit que $U_{\text{moyen}} = (2\alpha - 1)V_e$

$U_{\text{moyen}} > 0$ si $\alpha > 0,5$ (moteur)

$U_{\text{moyen}} < 0$ si $\alpha < 0,5$ (génératrice)

L'application typique correspond à l'entraînement d'un treuil par une machine à courant continu qui est moteur à la montée, génératrice à la descente donc pour l'autre sens de rotation et de f.e.m. et le même sens de courant.

6-3 Hacheur réversible 4 quadrants

Ce montage est la combinaison des deux montages précédents. L'action sur T_1 et T_3 permet de régler la tension dans les 2 sens ($U_{\text{moyen}} = (2\alpha - 1)V_e$) pour i_M positif, l'action sur T_2 - T_4 correspond à l'autre sens de i_M .

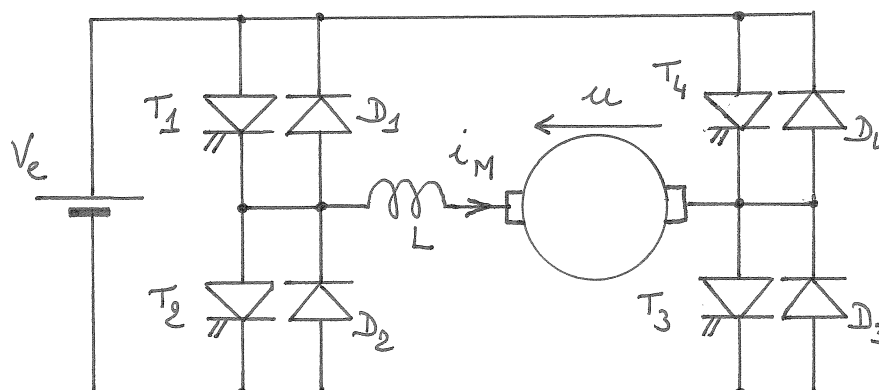


Figure 27 : Hacheur réversible 4 quadrants

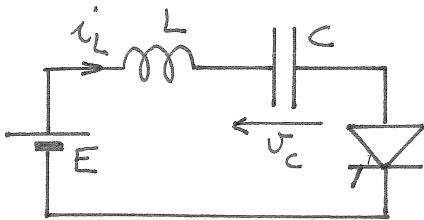
7 – Hacheurs quasi-résonants

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

- pour les hacheurs à thyristors : la résonance permet d'assurer le blocage des thyristors en provoquant l'annulation du courant,
- pour les hacheurs à transistors, 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.

7-1 Etude préliminaire

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



Après amorçage du thyristor, on obtient :

$$E = v_c + L \frac{di_L}{dt}$$

$$i_L = i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

$$E = v_c + LC \frac{d^2v_c}{dt^2}$$

Figure 28 : Circuit résonant série

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

$$v_c = A \sin \omega t + B \cos \omega t + E$$

$$i_L = AC\omega \cos \omega t - BC\omega \sin \omega t$$

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 $t = 0$:

$$i_L(0) = AC\omega = 0 \Rightarrow A = 0$$

$$v_c(0) = B + E = 0 \Rightarrow B = -E$$

On en déduit :

$$v_c = E(1 - \cos \omega t)$$

$$i_L = EC\omega \sin \omega t = \frac{E}{\sqrt{L/C}} \sin \omega t$$

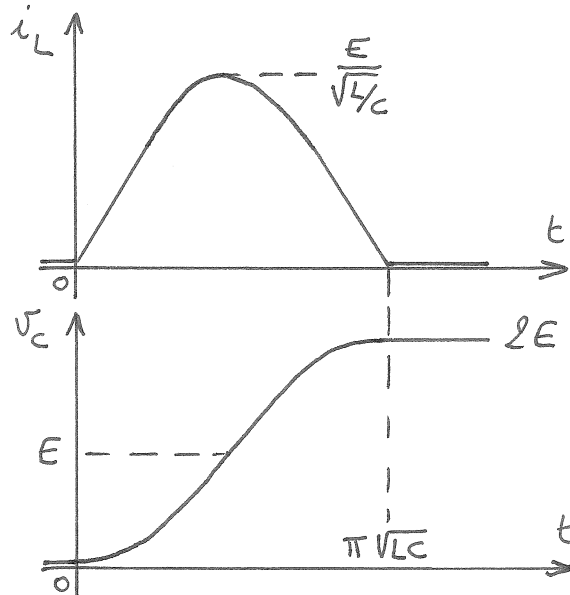


Figure 29 : Circuit résonant série

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 $-E$.

7-2 Etude du hacheur série résonant

Le schéma du hacheur est montré figure 30. Celui-ci a été obtenu en substituant à l'interrupteur principal un semi-conducteur muni d'un circuit résonant.

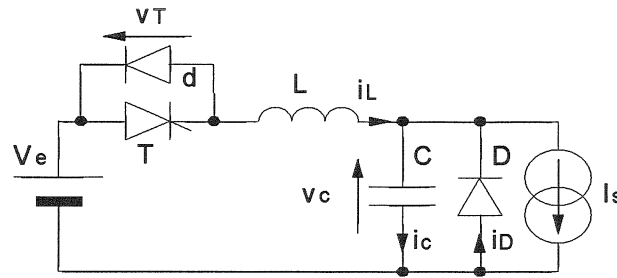


Figure 30 : Hacheur résonant

Afin de simplifier la mise en équation, nous prendrons systématiquement, dans ce qui suit, l'instant initial de la phase étudiée comme origine des temps. Nous ferons l'hypothèse que le courant de sortie est parfaitement continu et égal à I_s .

Les quatre phases auxquelles nous aurons affaire sont :

- la conduction simultanée de D, initialement conductrice, et de T du fait de l'amorçage de ce dernier (phase ①). La fin de cette phase est déterminée par le blocage de D,
- l'oscillation du circuit résonant qui va aboutir au blocage de T (phase ②), du fait de l'annulation du courant i_L ,
- la décharge à courant constant du condensateur C, dont la fin correspond à l'annulation de la tension v_C et la mise en conduction associée de D (phase ③),
- la conduction du courant de sortie par la diode D, mécanisme de "roue libre" tout à fait classique (phase ④).

Les formes d'ondes résultant de ces mécanismes sont représentées figure 31. Les conditions initiales sont donc $i_L = i_C = 0$, $v_C = 0$, $i_D = I_s$.

Phase ① - durée t_1

On amorce T. La tension V_e est appliquée à L_o , induisant une croissance linéaire du courant i_{L_o} :

$$i_L = \frac{V_e}{L} t, \text{ avec } i_L + i_D = I_s$$

$$\text{On en déduit : } i_D = I_s - \frac{V_e}{L} t$$

Le courant décroît de façon complémentaire dans la diode qui se bloque à l'instant t_1 tel que :

$$t_1 = \frac{L \cdot I_s}{V_e}$$

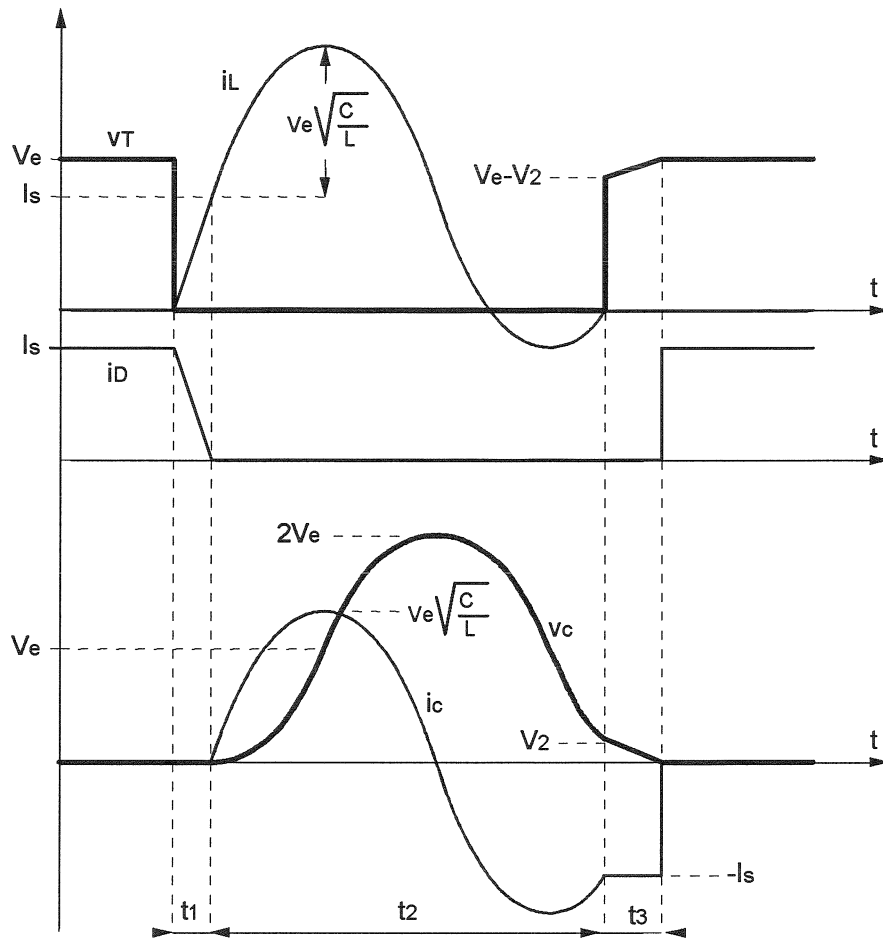


Figure 31 : Formes d'ondes

Phase ② - durée t2

D étant bloquée, la tension v_C peut évoluer, ce qui entraîne un phénomène d'oscillation, correspondant au schéma partiel de fonctionnement de la figure 32.

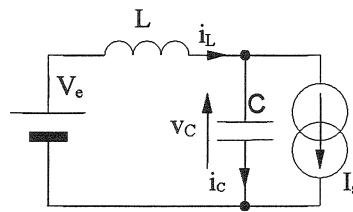


Figure 32 : Schéma partiel de fonctionnement pendant l'oscillation

Avec des conditions initiales $v_C(0) = 0$ et $i_L(0) = I_s$, les expressions temporelles de v_C et i_L sont :

$$v_C(t) = V_e(1 - \cos \omega t) \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$i_L(t) = I_s + V_e \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t$$

$$\omega = 2\pi F$$

Le courant dans l'interrupteur T peut s'annuler si la condition $V_e \sqrt{\frac{C}{L}} \geq I_s$ est respectée.

La phase 2 se termine après la conduction de la diode anti-parallèle d. Le blocage de cette diode se produit à l'instant t_2 :

$$i_L(t) = 0 \Rightarrow t_2 = \frac{1}{\omega} \left(2\pi - \arcsin \frac{I\sqrt{L/C}}{V_e} \right)$$

A cet instant $v_C = V_2 = V_e(1 - \cos \omega t_2)$, que l'on peut mettre sous la forme :

$$V_2 = V_e \left(1 - \sqrt{1 - \sin^2 \omega t_2} \right) = V_e \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I\sqrt{L/C}}{V_e} \right)^2} \right)$$

Phase ③ - durée t_3

Le courant I_s est alors dérivé dans le condensateur C dont la tension décroît linéairement à partir de la tension V_2 pour s'annuler à $t = t_3$:

$$v_C(t) = V_2 - \frac{I_s}{C} t$$

$$v_C(t_3) = 0 \Rightarrow t_3 = \frac{CV_2}{I_s}$$

Lorsque v_C s'annule, la diode D entre en conduction pour assurer la continuité du courant I_s . On rentre alors dans la phase ④ qui est une classique phase de roue libre.

Calcul de la tension de sortie

La valeur moyenne de la tension de sortie est également la valeur moyenne de la tension v_C (phases ② et ③). On peut simplifier le calcul de cette intégrale en considérant que la phase de résonance (phase ②) se déroule jusqu'à $v_C = 0$, en remplacement de la phase ③.

$$\text{On a alors : } t_2 + t_3 \approx T_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$V_S = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} v_C(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} E(1 - \cos \omega t) dt = E \frac{T_0}{T}$$

$$V_S = E \frac{F}{F_0}$$

La tension de sortie s'apparente à celle du hacheur série classique où le rapport cyclique α est remplacé par F/F_0 . L'approximation effectuée introduit une erreur faible (moins de 1% sur toute la plage de variation du courant), la tension de sortie est donc indépendante du courant de sortie.

2^{ème} partie : Alimentations à découpage

B – Alimentations à découpage	24
1 – Généralités sur les alimentations à découpage	24
2 – Alimentations à découpage asymétriques	26
2-1 <u>Alimentation à découpage FLYBACK</u>	27
2-2 <u>Alimentation à découpage FORWARD</u>	30
2-3 <u>Influence des inductances de fuite sur le transfert de puissance - Exemple du Forward</u>	35
3 – Alimentations à découpage symétriques	36
3-1 <u>Montage Push-Pull</u>	36
3-2 <u>Montage en demi-pont</u>	39
3-3 <u>Montage en pont</u>	39
3-4 <u>Convertisseur à résonance série</u>	41
<u>Bibliographie</u>	45

B – Alimentations à découpage

1 – Généralités sur les alimentations à découpage

Une alimentation a pour fonction de délivrer des tensions continues (3,3V, 5V, 12V, etc...), en vue d'alimenter des systèmes à partir d'un réseau alternatif ou continu. Ces alimentations doivent assurer l'isolement galvanique et réguler les tensions de sortie en fonction de la charge. Elles doivent également correspondre aux besoins suivants :

- connexion de sources d'énergie électrique diverses,
- excellent rendement de conversion,
- systèmes légers et peu encombrants,
- générations de plusieurs tensions isolées et régulées.

Depuis 1975, on a recours au principe du *découpage* dont la mise en œuvre a été rendue possible par le développement des composants de puissance. Depuis lors, ces alimentations n'ont cessé de s'améliorer, du fait de l'évolution des composants en général, mais également des techniques de réalisation et d'intégration. Elles constituent maintenant la solution "classique", l'utilisation d'alimentations linéaires étant envisagée lorsque la charge est un élément éventuellement sensible aux perturbations induites par le découpage.

Principe d'une alimentation à régulation linéaire

Ces alimentations sont composées d'un transformateur fonctionnant à la fréquence du secteur. Ce transformateur assure l'isolement galvanique et adapte le niveau des tensions. Le secondaire débite sur un redresseur et un filtre (figure 1). La régulation s'effectue par le biais d'un transistor fonctionnant en régime linéaire (appelé ballast). Sa tension V_{ce} évolue de manière à maintenir constante la tension de sortie, malgré les variations de la tension d'entrée.

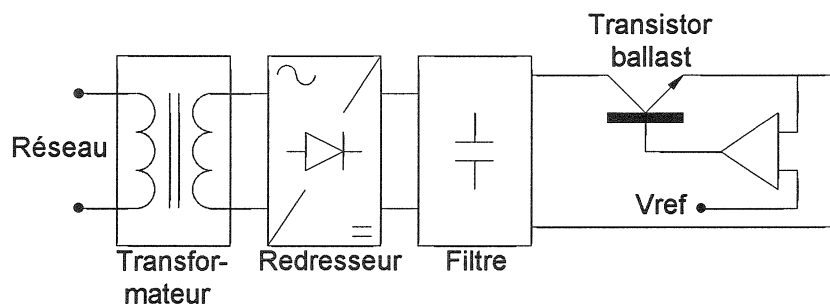


Figure 1 : *Principe des alimentations linéaires*

Principe d'une alimentation à découpage

Le secteur alternatif est redressé et filtré. La tension continue obtenue est "découpée" par un interrupteur fonctionnant en commutation. Ce découpage s'opère à haute fréquence, généralement au-delà des fréquences audibles (20kHz). L'isolement galvanique est obtenu par un transformateur haute fréquence. La tension continue désirée est générée par redressement et filtrage de la tension découpée (figure 2).

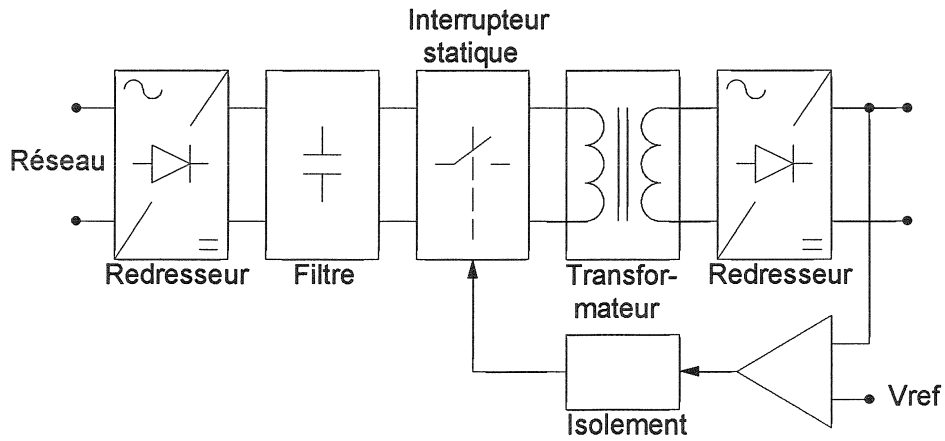


Figure 2 : Principe des alimentations à découpage

La régulation s'effectue par action sur le temps de conduction du transistor de commutation et ce dernier étant au primaire, il est nécessaire que la chaîne de retour soit isolée galvaniquement.

Intérêts et limitations du découpage

Composants à semi-conducteurs

Les alimentations à découpage utilisent les principes des convertisseurs d'énergie continu-continu (hacheurs). Les composants à semi-conducteur y sont utilisés comme des interrupteurs et fonctionnent en commutation.

Ainsi, les pertes sont faibles et sont dues à la conduction (état saturé) et aux instants de commutation. Inversement, dans une alimentation à régulation linéaire, le transistor fonctionne en régime linéaire. Les pertes y sont importantes à forte charge.

Le deuxième intérêt du découpage est l'introduction de fréquences de fonctionnement très supérieures à la fréquence du réseau d'alimentation. Les fréquences de découpage actuelles sont supérieures à 20 kHz et tendent à s'accroître avec les progrès technologiques (500 kHz en technologie MOS). Ceci induit une réduction considérable des poids et volume du transformateur d'isolement par rapport à la solution linéaire.

Transformateur

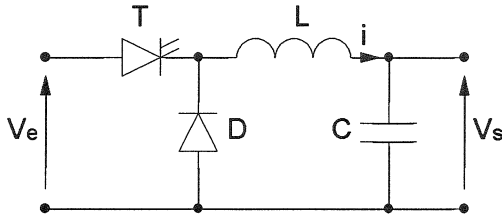
Le dimensionnement d'un transformateur est directement lié au produit de la section du noyau magnétique par celle de la fenêtre de bobinage. L'expression de ce produit est la suivante :

$$A = S_b \cdot S_f = k_{TR} \frac{P}{F \cdot B_M}$$

Ce produit est, indirectement, représentatif du volume qu'occupera ce transformateur (volume proportionnel à $A^{3/4}$). Il faut donc essayer de le minimiser. L'influence de la fréquence est considérable. En effet, l'augmentation de cette fréquence permet de réduire le volume. Néanmoins, d'autres éléments limitent la réduction obtenue (induction maximale, densité de courant) mais cette dernière reste considérable lorsque l'on passe de 50Hz à plusieurs dizaines, voire centaines de kHz.

Impact de la fréquence de découpage sur le filtrage

Les filtres de sortie sont des éléments supplémentaires par rapport à la solution linéaire. On ne peut évidemment pas considérer leur présence comme un avantage, mais il est important de souligner ici l'impact de la fréquence de découpage sur leur dimensionnement. Si l'on prend l'exemple du hacheur série (figure 3), les ondulations Δi et ΔV_s sont des fonctions décroissantes de la fréquence F .



$$\Delta i = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{LF}$$

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

Figure 3 : Filtre d'un hacheur série

Limitations du découpage

L'utilisation de fréquences de découpage élevées met en exergue les limitations physiques des différents éléments, qui sont tous le siège de pertes croissantes avec la fréquence :

- les pertes ferro-magnétiques seraient inacceptables si l'on utilisait des matériaux classiques. Au-delà de 10 kHz, on a recours aux ferrites, eux-mêmes présentant un niveau de pertes élevé à partir de 50kHz, pour des inductions proches du niveau de saturation,
- les pertes par courant de Foucault dans les conducteurs qui majorent considérablement les pertes Joule et qui peuvent rendre nécessaire un fractionnement de ces conducteurs,
- les pertes dans les condensateurs. L'utilisation de condensateurs à très faible résistance série (TFRS) s'avère nécessaire,
- les pertes par commutation dans les composants à semi-conducteur. Elles conduisent, à l'heure actuelle, dans le domaine des basses puissances ($< 100W$), à des fréquences de fonctionnement comprises entre 20 et 100 kHz pour les transistors bipolaires, 50 et 500 kHz pour les transistors MOSFET.

2 – Alimentations à découpage asymétriques

Dans le cas des structures asymétriques, le point de fonctionnement du circuit magnétique du transformateur n'évolue que dans un seul quadrant (B et H ne changent pas de signe). Ce comportement particulier provient du fait que ces alimentations, qui découlent directement des différents hacheurs étudiés dans la partie précédente, ne sont pas réversibles.

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. Nous étudierons les alimentations FLYBACK et FORWARD.

Pour chacune de ces structures, nous considérerons les éléments parfaits et le régime de conduction continu, sauf pour le FLYBACK où nous analyserons le cas critique.

Il est important de préciser que, d'une manière générale, les alimentations isolées présentent les mêmes caractéristiques et limitations que les hacheurs dont elles sont issues. On peut donc réutiliser tous les résultats obtenus précédemment.

2-1 Alimentation à découpage FLYBACK

Le montage, représenté figure 4, 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).

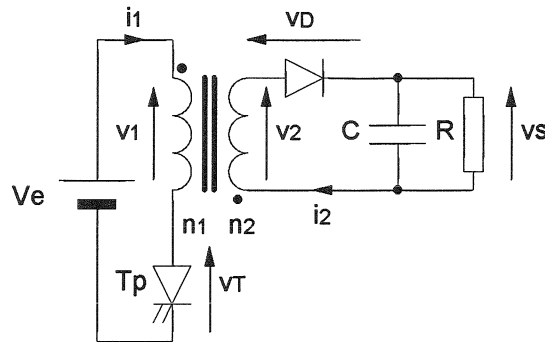


Figure 4 : Schéma de principe

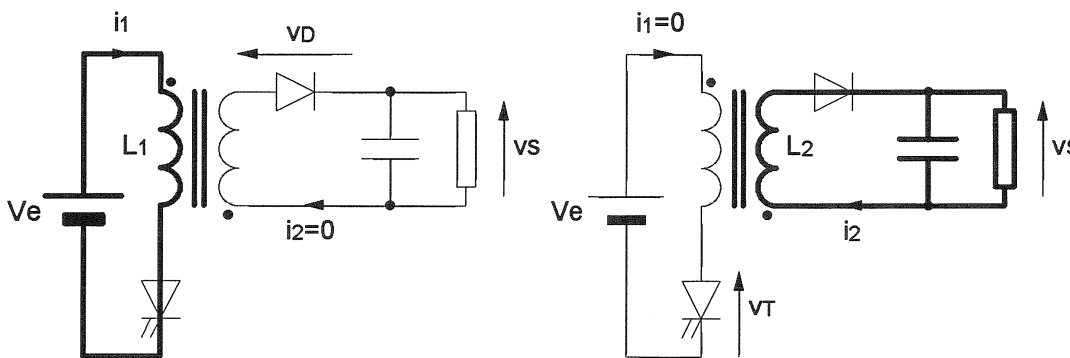
Principe de fonctionnement en régime continu

La fermeture de l'interrupteur T_p entraîne le stockage d'énergie dans l'inductance primaire (figure 5.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 (figure 5.b). On en déduit :

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



a - Pendant αT

b - Pendant $(1 - \alpha)T$

Figure 5 : 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 (figure 6).

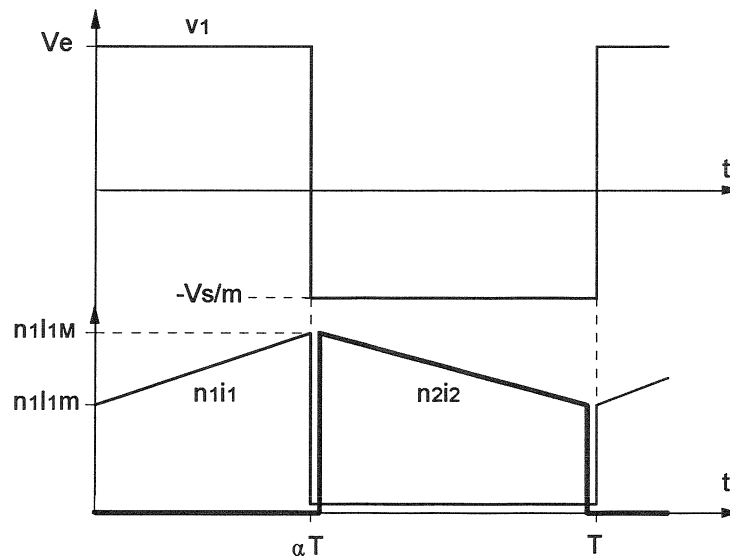


Figure 6 : Formes d'ondes en conduction continue

Principales relations et contraintes sur les composants :

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

$$I_{1\text{moyen}} = \frac{V_s I_s}{V_e} = \frac{m \alpha I_s}{1-\alpha} \quad I_{2\text{moyen}} = I_s$$

Ondulations :

$$\text{Tension de sortie : } \Delta V_s = \frac{\alpha^2 m V_e}{(1-\alpha) RCF} \quad \text{Courant d'entrée : } \Delta I_1 = \frac{\alpha V_e}{L_1 F}$$

Contraintes sur les composants :

Interrupteur	Diode
$I_{T\text{max}} = \frac{m I_s}{1-\alpha} + \frac{V_e \alpha T}{2 L_1}$	$I_{D\text{moyen}} = I_s$
$V_{T\text{max}} = V_e + \frac{V_s}{m}$	$V_{D\text{max}} = V_s + m V_e$

$$\text{Facteur de dimensionnement de l'interrupteur : } F_d = \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}$$

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

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 puissances faibles ($\leq 150\text{W}$). Ses inconvénients majeurs sont le dimensionnement de l'interrupteur, le filtrage (i_1 et i_2 sont discontinus) et le couplage du transformateur. En effet, l'inductance de fuite du transformateur provoque une surtension aux bornes du semi-conducteur, lors de la coupure, et l'énergie de fuite est dissipée dans l'interrupteur. Un bon couplage permet de réduire ce phénomène mais, néanmoins, il est souvent nécessaire d'écarter cette surtension.

Alimentation FLYBACK en régime auto-oscillant

Ce mode de fonctionnement correspond à une démagnétisation complète du transformateur. L'interrupteur est bloqué sur une consigne du courant crête et est remis en conduction lors de l'annulation du courant secondaire. Ce montage opère à la limite de la conduction discontinue et donc à une fréquence dépendante de la charge. Pour mettre en œuvre ce mode de commande, on peut utiliser un troisième enroulement qui détecte la fin de la démagnétisation, à laquelle correspond une transition de la tension aux bornes des enroulements (figure 7).

Sur la figure 7 sont également représentés les Ampère-tours primaires et secondaires dans ce mode avec les relations suivantes :

$$- t_1 = \frac{L_1 I_{1M}}{V_e}, \text{ temps de conduction du primaire}$$

$$- t_2 = \frac{L_2 I_{2M}}{V_s} = \frac{m L_1 I_{1M}}{V_s}, \text{ temps de conduction du secondaire}$$

$$- F = \frac{1}{t_1 + t_2}, \text{ fréquence de fonctionnement}$$

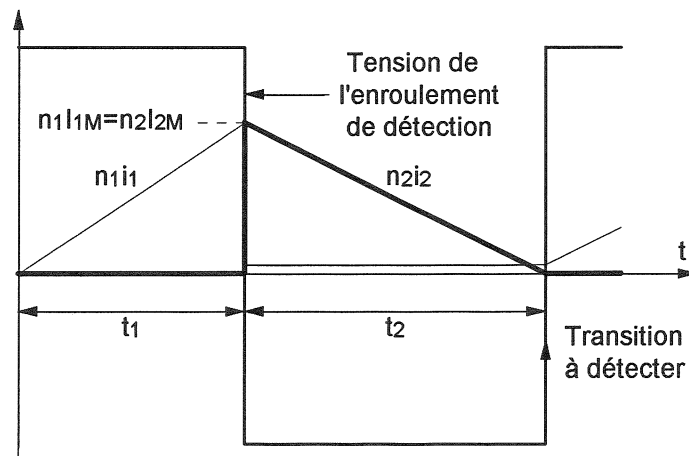
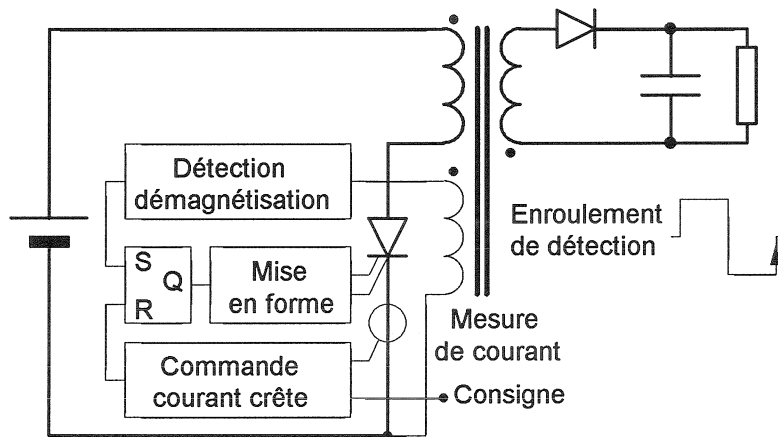


Figure 7 : Schéma de principe et formes d'ondes en mode auto-oscillant

Il est intéressant d'évaluer les variations de F en fonction de la charge. Etant à la limite des régimes continu et discontinu, on peut écrire :

$$\frac{V_s}{mV_e} = \frac{t_1}{t_2}$$

dont on déduit :
$$F = \frac{1}{t_2(1 + \frac{t_1}{t_2})} = \frac{1}{t_2(1 + \frac{V_s}{mV_e})}$$

avec $t_2 = \frac{L_2 I_{2M}}{V_s} = \frac{m L_1 I_{1M}}{V_s}$, on obtient
$$F = \frac{V_s}{m L_1 I_{1M} (1 + \frac{V_s}{m V_e})}$$

La démagnétisation étant néanmoins complète, on peut introduire une seconde expression de F :

$$P = \frac{V_s^2}{R} = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 F, \text{ soit } F = \frac{2 V_s^2}{R L_1 I_{1M}^2}$$

A partir des deux relations ci-dessus, on aboutit finalement à l'expression suivante :

$$F = \frac{R}{2 m^2 L_1 (1 + \frac{V_s}{m V_e})^2}$$

La fréquence de fonctionnement est donc proportionnelle à la charge, à tension de sortie constante (régulation de tension). Cette relation nous montre également que le fonctionnement à vide est impossible (fréquence infinie), mais que le court-circuit est envisageable, conduisant à une fréquence très basse. Ce mode de commande apporte des avantages par rapport à la conduction continue :

- le transistor est fermé à courant nul avec un gradient de courant limité par l'inductance primaire (V_e/L_1),
 - la diode de sortie commute à faible gradient de courant (V_s/L_2), ce qui induit la quasi-disparition des problèmes liés au recouvrement de cette diode,
 - le transformateur présente un dimensionnement plus faible par rapport à la conduction continue.
- Ceci est dû aux faibles valeurs de L_1 et L_2 .

L'inconvénient majeur est lié au surdimensionnement de l'interrupteur, le courant crête étant pratiquement doublé par rapport au régime continu.

2-2 Alimentation à découpage FORWARD

Le montage de la figure 8 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 .

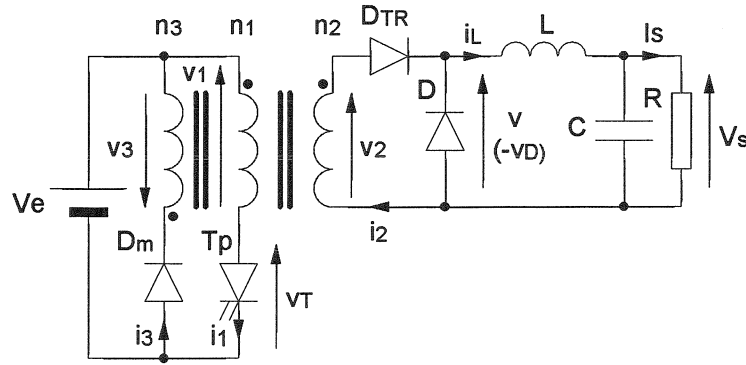


Figure 8 : Schéma de principe

Principe de fonctionnement en régime continu

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 9.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_{TR} . 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 :

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

$$\text{et } i_1 = \frac{n_2}{n_1} i_L + \frac{R V_e}{n_1^2} t = m i_L + \frac{V_e}{L_1} t = m i_L + i_{1mag}$$

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

A l'ouverture de T_p (figure 9.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 :

$$v_3 = -V_e$$

$$v_1 = -\frac{V_e}{m'} \text{ et } v_T = V_e - v_1 = \left(1 + \frac{1}{m'}\right) V_e \qquad v_2 = -\frac{m}{m'} V_e$$

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 :

$$n_3 i_3 = R \Phi$$

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

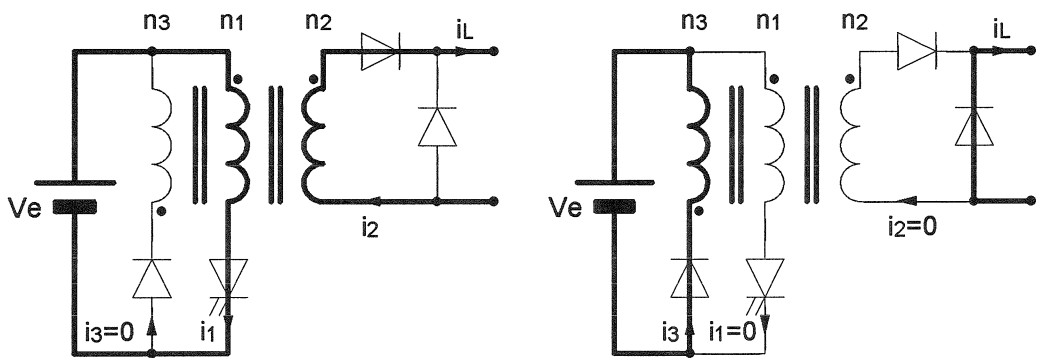
dont on déduit :

$$\Phi = \Phi_M - \frac{V_e t}{n_1 m'}, \text{ et } n_3 i_3 = R \Phi = R \Phi_M - \frac{R V_e}{n_3} t$$

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

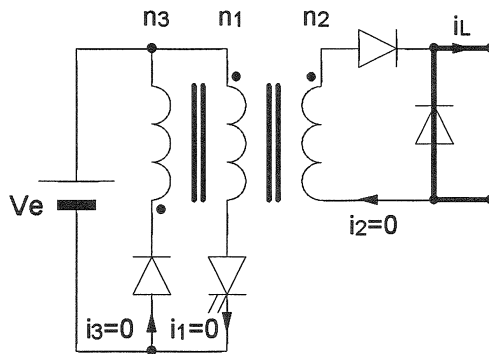
Ceci correspond, par l'intermédiaire de l'enroulement n_3 , à la restitution à la source continue de l'énergie électromagnétique stockée pendant αT . Le courant i_3 décroît alors jusqu'à 0 et la diode D_m se bloque. La démagnétisation est terminée.

Entre la fin de la démagnétisation et l'amorçage suivant de l'interrupteur, il peut exister une phase morte (figure 9.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.



$a - 0 \leq t \leq \alpha T$
conduction de T_p et D_{TR}

$b - \alpha T \leq t \leq 2\alpha T$
roue libre par D , démagnétisation par D_m



$c - 2\alpha T \leq t \leq T$
phase morte, roue libre par D

Figure 9 : 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.

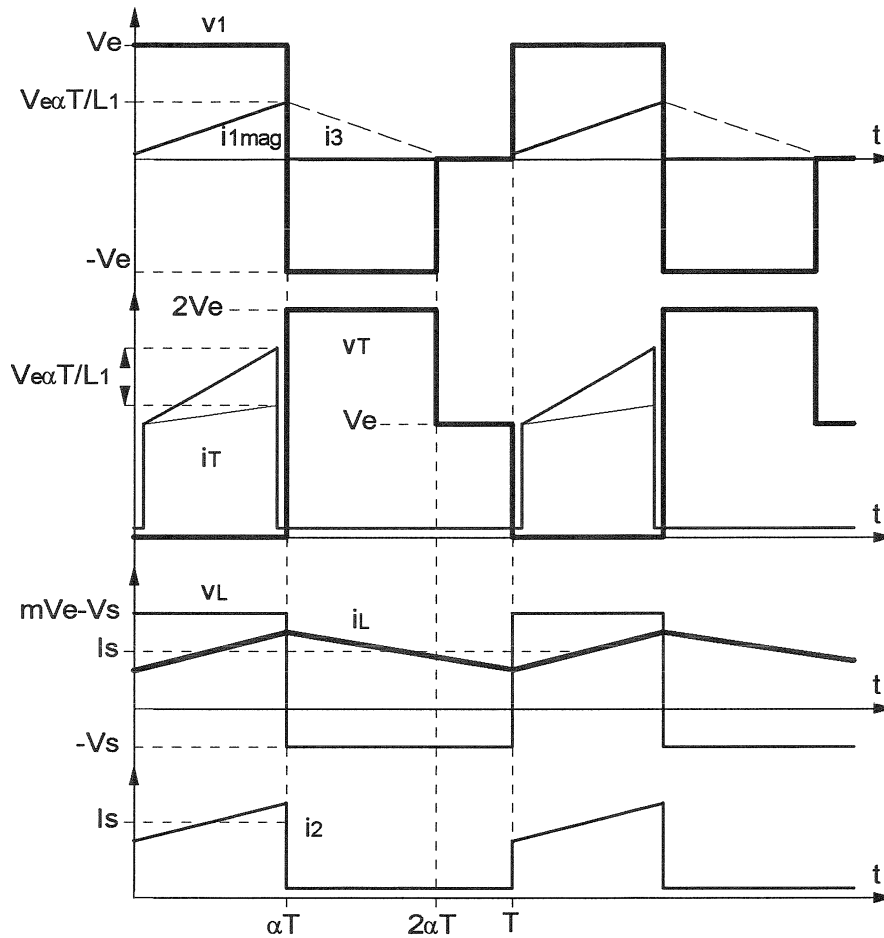


Figure 10 : Formes d'ondes

Principales relations et caractéristiques :

$$\text{Tension de sortie : } V_s = m \cdot \alpha \cdot V_e$$

Contraintes sur les composants :

Interrupteur	Diode D_{TR}
$I_{T_{\max}} = m \left[I_s + \alpha(1 - \alpha) \frac{m V_e}{2 L F} \right] + \frac{V_e \alpha T}{L_1}$	$V_{D_{TR_{\max}}} = m V_e$
$V_{T_{\max}} = \left(1 + \frac{1}{m'} \right) V_e$	$I_{D_{TR_{\text{moyen}}}} = \alpha I_s$
<p>Diode D_m $(V_{Dm})_{\max} = (1 + m') V_e$</p>	<p>Diode D $V_{D_{\max}} = m V_e$ $I_{D_{\text{moyen}}} = (1 - \alpha) I_s$</p>

Ondulations :

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

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

Le facteur de dimensionnement vaut : $F_d = \frac{1 + \frac{1}{m'}}{\alpha}$

Ce facteur est majoré de $(1 + 1/m')$ par rapport à celui du hacheur série, conséquence de la démagnétisation qui impose une tension de blocage supérieure. Pour $m'=1$ les tensions maximales aux bornes des composants primaires sont égales à $2V_e$.

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. Ses inconvénients essentiels sont :

- un transformateur complexe (3 enroulements), de construction délicate,
- la présence de deux composants magnétiques.

Variantes du montage FORWARD

Démagnétisation par réseau RCD

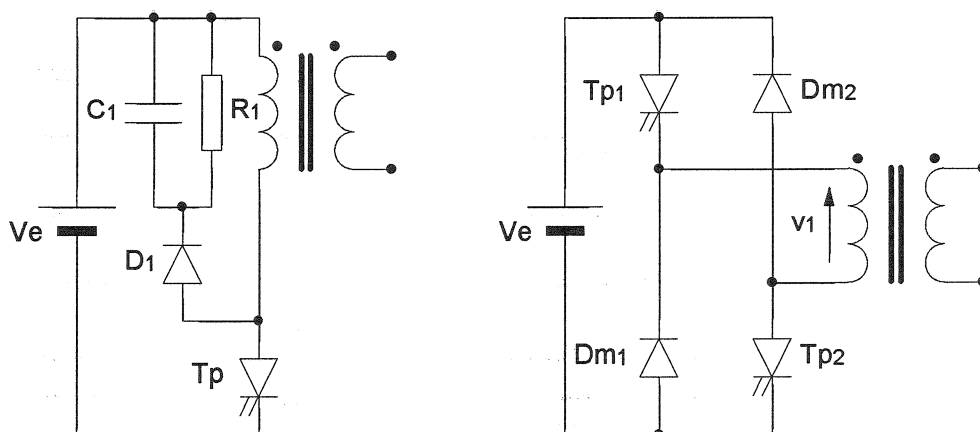
L'enroulement de démagnétisation est supprimé. Il est remplacé par le réseau R_1, C_1, D_1 qui limite l'excursion de la tension aux bornes de l'interrupteur en dissipant l'énergie magnétisante. Le schéma correspondant apparaît figure 11. a.

Démagnétisation par pont asymétrique

Un deuxième schéma est représenté figure 11.b. Il s'agit de la structure dite en "demi-pont asymétrique". Le principe de fonctionnement reste le même, avec les particularités suivantes :

- les phases de magnétisation et démagnétisation sont associées à un seul enroulement primaire, la démagnétisation s'effectuant par les diodes D_{m1} et D_{m2} dont la disposition permet l'application d'une tension $v_1 = -V_e$. Il s'ensuit que le rapport cyclique maximal est obligatoirement de 0,5,
- les tensions maximales appliquées aux composants du primaire sont égales à la tension V_e , soit deux fois moindres que dans la solution mono-interrupteur.

Notons que cette solution résout le problème des couplages magnétiques et que la commutation des interrupteurs y est grandement facilitée. Ces éléments font que cette structure se prête bien à la conversion à partir des réseaux triphasés 400V redressés et ce, pour des puissances de plusieurs kW.



a - Démagnétisation par réseau RCD

b - Demi-pont asymétrique

Figure 11 : Variantes du montage Forward

2-3 Influence des inductances de fuite sur le transfert de puissance - Exemple du Forward

Dans le cas des structures à transfert direct, il est possible de mettre en évidence l'impact de ces inductances de fuite sur le fonctionnement. L'exemple de l'alimentation Forward nous servira de support, mais les mécanismes décrits dans ce cas particulier commode, apparaîtront de façon similaire dans les alimentations symétriques à transfert direct présentées au paragraphe 3.

Le secondaire d'une alimentation Forward peut être représenté par le schéma équivalent de la figure 12. Les inductances de fuite du transformateur sont ramenées au secondaire pour constituer une inductance équivalente unique lf .

Ce secondaire se comporte alors comme une source de tension parfaite, délivrant des créneaux de tension d'amplitude mV_e , à laquelle est associée l'inductance lf .

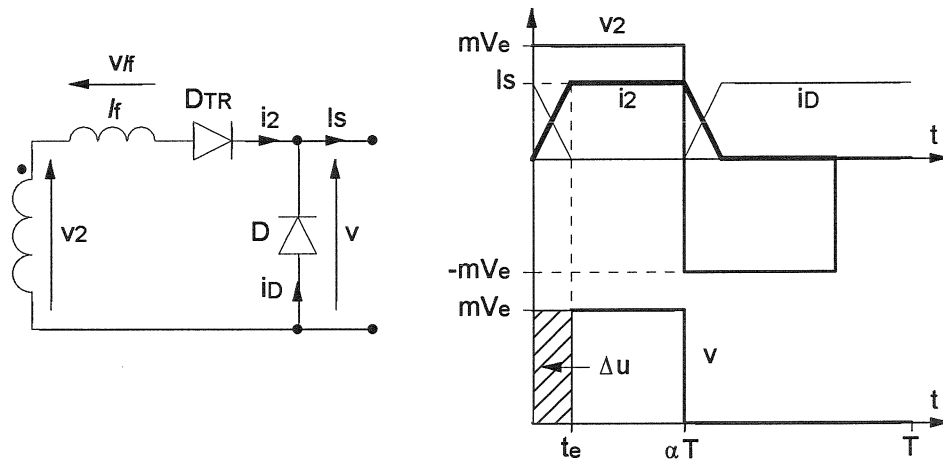


Figure 12 : Schéma équivalent-Formes d'ondes

La présence de cette inductance va interdire les variations instantanées de courant dans les diodes du redresseur, pendant les commutations. Si l'on fait l'hypothèse que le courant délivré par ce redresseur est parfaitement continu et égal à I_s , il s'ensuit qu'il existe une phase transitoire, nommée empiètement, pendant laquelle les deux diodes conduisent simultanément. Si l'on observe le mécanisme à l'origine d'une période de fonctionnement, le régime initial correspond à $v_2 = 0$ et $i_D = I_s$. A la fermeture de l'interrupteur primaire correspond l'apparition de la tension $v_2 = +mV_e$. On peut alors écrire :

$$i_2 + i_D = I_s$$

$$vlf = v_2 = +mV_e = lf \frac{di_2}{dt} = -lf \frac{di_D}{dt}$$

$$\text{dont on déduit : } i_2 = \frac{mV_e}{lf} t \text{ et } i_D = I_s - \frac{mV_e}{lf} t$$

Cette phase d'empiètement sera terminée lorsque i_2 et i_D auront respectivement atteint les valeurs I_s et 0, ce qui se produira au temps t_e tel que :

$$t_e = \frac{lf I_s}{mV_e}$$

Lors de l'inversion de v_2 , au blocage de l'interrupteur primaire, le mécanisme est rigoureusement similaire. Les formes d'ondes obtenues correspondent alors à celles de la figure 12. La tension de sortie du Forward correspond à la valeur moyenne de v . Or, pendant la phase d'empiètement, de durée t_e , cette tension est nulle, ce qui va se traduire par une chute de tension moyenne Δu ,

$$\text{correspondant à l'aire hachurée perdue, et qui peut s'exprimer : } \Delta u = \frac{1}{T} \int_0^{t_e} mV_e dt = F mV_e t_e = lf FI_s$$

L'alimentation se comporte comme une source de tension présentant une impédance interne lF . La chute de tension créée par le passage du courant de sortie n'induit pas de pertes mais impose de majorer le rapport de transformation, lors du dimensionnement, pour obtenir la tension désirée en charge. Cette majoration se traduira par un accroissement du courant crête bloqué par l'interrupteur primaire, par rapport au calcul théorique.

3 – Alimentations à découpage symétriques

Nous qualifierons de symétriques, les alimentations à découpage dans lesquelles le cycle magnétique du transformateur est symétrique par rapport à l'origine dans le plan (B, H) . Ce mode de fonctionnement conduit théoriquement à une meilleure utilisation des circuits magnétiques mais nécessite, à quelques exceptions près, au moins deux interrupteurs. Nous présenterons ici les principales structures utilisées, c'est-à-dire le Push-Pull, le demi-pont et le pont complet qui sont toutes des structures à transfert direct.

3-1 Montage Push-Pull

La structure du Push-Pull est articulée autour d'un transformateur à double primaire et de deux interrupteurs munis de diodes anti-parallèles (figure 13).

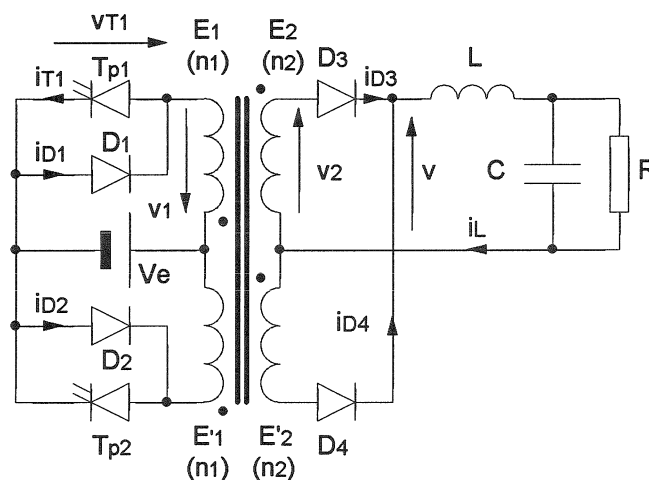


Figure 13 : *Schéma de principe*

Les deux interrupteurs sont toujours commandés à fréquence fixe et durée de conduction variable. On définit le rapport cyclique α relativement à la demi-période de commutation des interrupteurs. Nous allons maintenant nous intéresser aux modes de fonctionnement de cette alimentation qui diffèrent sensiblement selon qu'elle est à vide ou en charge.

Fonctionnement à vide

Si l'on observe plus attentivement la structure de ce Push-Pull, on note que l'architecture du primaire s'apparente à un assemblage de deux Forward mono-interrupteur, l'un étant constitué de Tp_1 et E_1 pour la maille principale et de D_2 et E'_1 pour la maille de démagnétisation, l'autre de Tp_2 et E'_1 pour la maille principale et de D_1 et E_1 pour la maille de démagnétisation.

Tant qu'il n'y a pas de chevauchement entre la phase de démagnétisation de l'un des ensembles et la phase de transfert direct de l'autre, on retrouve rigoureusement le fonctionnement observé dans le Forward. Ceci est vrai pour $0 \leq \alpha \leq 1/4$. Les formes d'ondes correspondantes sont indiquées figure 14-a. On peut parler ici de régime magnétique discontinu, le flux dans le circuit magnétique du

transformateur s'annulant sur la période de fonctionnement. L'évolution des courants (magnétisants) est alors régie par les équations suivantes :

$$i_{T1} = \frac{V_e}{L_1} t = i_{m1}$$

$$i_{D2} = -\frac{V_e(t - \alpha T)}{L_1} + \frac{V_e \alpha T}{L_1}$$

avec L_1 , inductance propre d'un enroulement primaire.

$$I_{MA} = \frac{V_e \alpha T}{L_1}$$

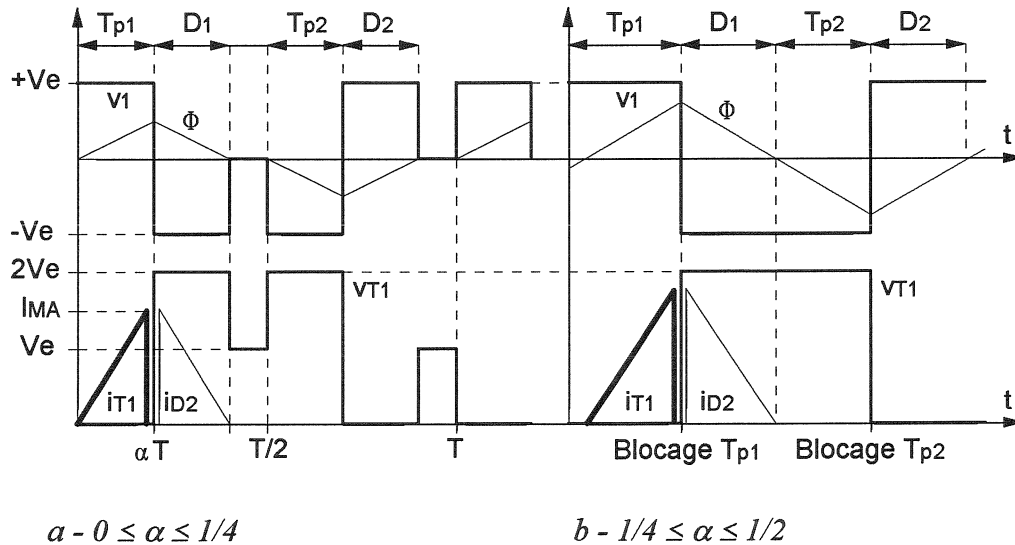


Figure 14 : Formes d'ondes à vide

Un deuxième type de fonctionnement correspond au domaine $1/4 \leq \alpha \leq 1/2$ (figure 14-b). Dans ce cas, le régime continu du flux est atteint. Les transitions de v_1 correspondent au seul blocage des interrupteurs. La variation du rapport cyclique n'a alors aucune influence sur les formes d'ondes.

Fonctionnement en charge

Dans le fonctionnement en charge (en régime continu de courant), les diodes de redressement interviennent. Les conditions de conduction de ces diodes sont incompatibles avec les phases de démagnétisation décrites plus haut.

En effet, la disposition des enroulements et des potentiels impose que :

- lorsque T_{p1} est conducteur, seule D_3 peut conduire,
- lorsque T_{p2} est conducteur, seule D_4 peut conduire,
- lorsque D_1 est conductrice, D_3 devrait conduire,
- lorsque D_2 est conductrice, D_4 devrait conduire.

Les deux dernières propositions sont incompatibles avec les sens de conduction respectifs des diodes D_1 - D_3 , d'une part, D_2 - D_4 d'autre part. Cela signifie que, lorsque l'on bloque un interrupteur, la démagnétisation ne peut avoir lieu par le primaire, si le secondaire est en conduction continue. Ce qui se produit alors est un transfert du courant magnétisant du primaire vers le secondaire. Ce courant, noté i_{m2} , circule dans la maille fermée constituée de E_2 , E'_2 , D_3 et D_4 .

Il se retranche au courant parcourant la diode normalement conductrice (D_3 , si T_{p1} était précédemment conducteur) et provoque la mise en conduction de la diode normalement bloquée (D_4). La figure 15 illustre ce mécanisme.

Cette configuration intervient lorsque les interrupteurs sont bloqués. Elle n'est possible que si D_3 reste conductrice, c'est-à-dire si $i_L \geq i_{m2}$. Pendant l'intervalle de temps correspondant, la tension à la sortie du redresseur est nulle. Si $0 < i_L \leq i_{m2}$, les deux régimes décrits peuvent intervenir sur la période de découpage. Les chronogrammes de fonctionnement, dans l'hypothèse où $i_L \geq i_{m2}$, sont représentés figure 16.

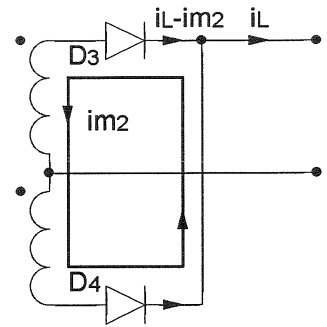


Figure 15 : Parcours du courant magnétisant au secondaire

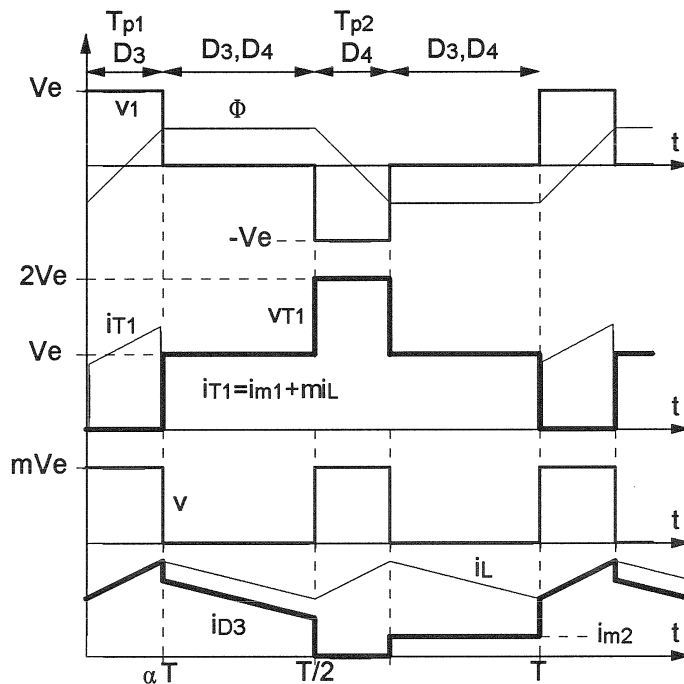


Figure 16 : Fonctionnement en charge

Principales relations et caractéristiques

En charge, la tension de sortie moyenne est $2\alpha m V_e$ avec $m = n_2/n_1$.

Contraintes sur les composants

Interrupteurs	Diodes D3 et D4
$I_{Tmax} = m \left[I_s + \frac{\alpha(1-\alpha)mV_e T}{4L} \right] + \frac{\alpha V_e T}{2L_1}$ $V_{Tmax} = 2V_e$ interrupteurs : $F_d = 1/\alpha$	$I_{Dmoyen} = I_s/2$ $V_{Dmax} = 2mV_e$ $F_d = 1/2\alpha$

3-2 Montage en demi-pont

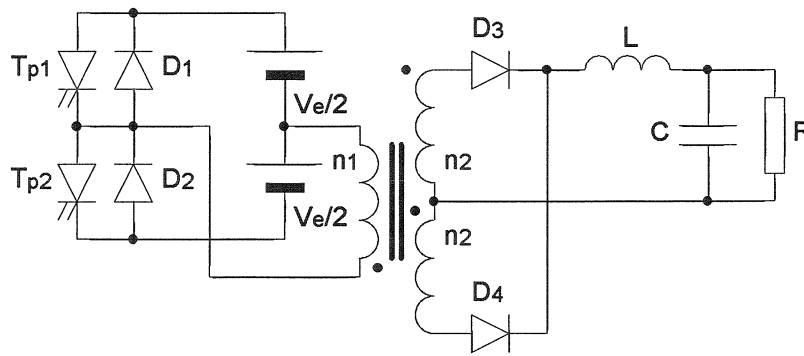


Figure 17 : Schéma de principe

L'essentiel du fonctionnement est identique à celui du Push-Pull. A vide, le blocage d'un interrupteur est suivi de la mise en conduction de la diode opposée. En charge, on retrouve le transfert du courant magnétisant au secondaire, lorsque les interrupteurs T_{p1} et T_{p2} sont bloqués. Les formes d'ondes sont donc similaires à celles observées dans le Push-Pull, à l'exception des tensions aux bornes des interrupteurs et du primaire du transformateur qui sont divisées par deux, pour une même tension d'alimentation globale V_e . Les deux sources $V_e/2$ peuvent être obtenues à l'aide d'un diviseur capacitif lui-même connecté à une source continue V_e . Les contraintes qui diffèrent sont $V_{Tmax} = V_e$ et $V_{Dmax} = mV_e$, avec $m = n_2/n_1$.

3-3 Montage en pont

Fonctionnement

Contrairement aux deux structures précédentes, le convertisseur en pont (figure 18) fonctionne de façon identique à vide et en charge, en ce qui concerne l'alimentation du transformateur.

Il existe toujours un intervalle de temps pendant lequel la tension de sortie est nulle, mais cet intervalle correspond à la conduction simultanée d'un interrupteur commandé et d'une diode du pont.

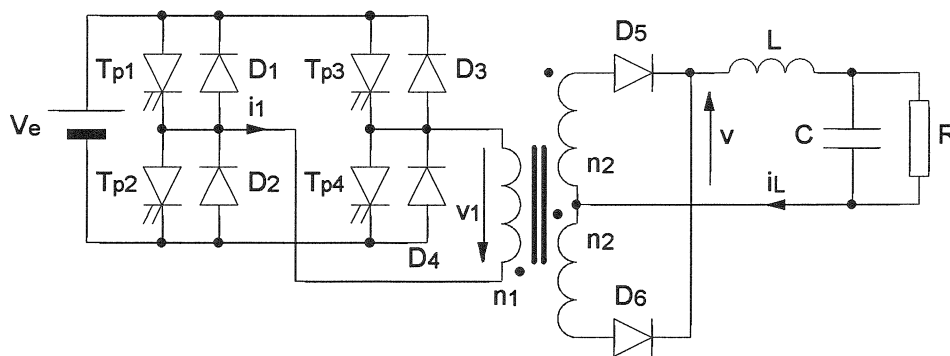


Figure 18 : schéma de principe

Les deux interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire, à temps de conduction fixe et égal à la demi-période de fonctionnement. La grandeur de réglage est le décalage des commandes entre les deux bras, que l'on appellera αT . On obtient alors les chronogrammes caractéristiques de la figure 19 :

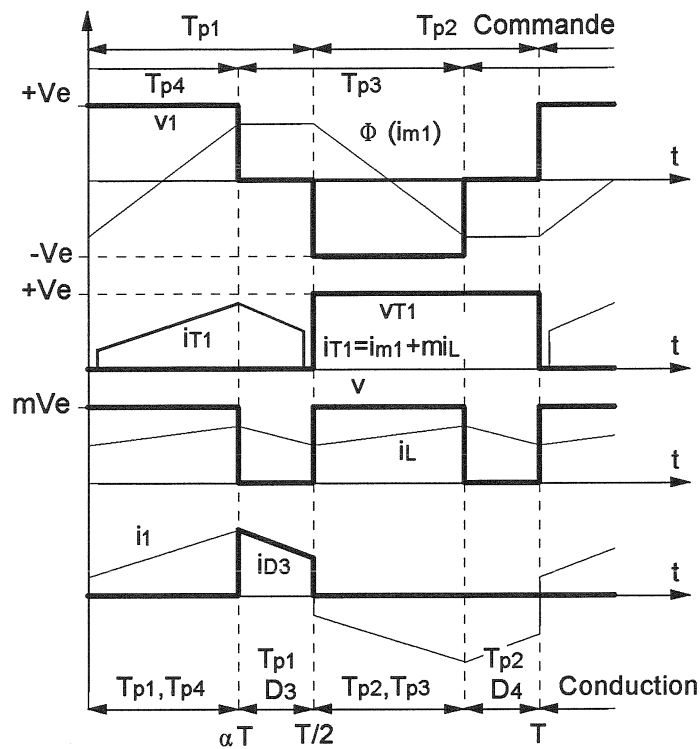


Figure 19 : Formes d'ondes

Principales relations et caractéristiques

La tension moyenne de sortie est $V_s = 2\alpha m V_e$, avec $m = n_2/n_1$ et $0 \leq \alpha \leq \frac{1}{2}$

Contraintes sur les composants

Interrupteurs	Diodes primaires	Diodes secondaires
$I_{Tmax} = m \left[I_s + \frac{\alpha(1-\alpha)mV_e T}{4L} \right] + \frac{\alpha V_e T}{2L_1}$ $V_{Tmax} = V_e$ $F_d = \frac{1}{2\alpha}$	$I_{Dmoyen} = \frac{(1-2\alpha)mI_s}{2}$ $V_{Dmax} = V_e$	$I_{Dmoyen} = \alpha I_s$ $V_{Dmax} = 2mV_e$

3-4 Convertisseur à résonance série

La figure 20 représente la structure de base d'un convertisseur continu-continu à résonance série. Le principe est basé sur un montage en pont sur lequel a été inséré un circuit résonant. La nature inductive de ce circuit (L_o en série) impose d'avoir un filtrage de nature capacitive en sortie.

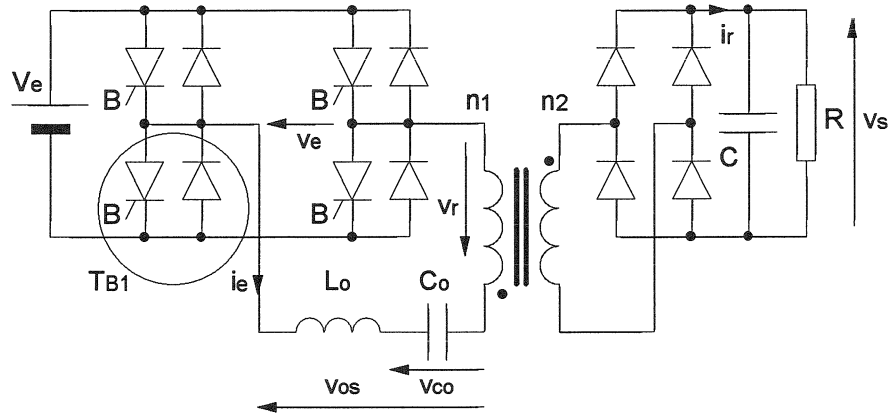


Figure 20 : convertisseur à résonance série

Fonctionnement pour $F > F_o$

Les principales formes d'ondes sont représentées figure 21. Il apparaît que la période de fonctionnement est divisée en quatre intervalles déterminés par le déphasage entre la tension v_e , issue de l'onduleur, et la tension v_r , présente en amont du redresseur.

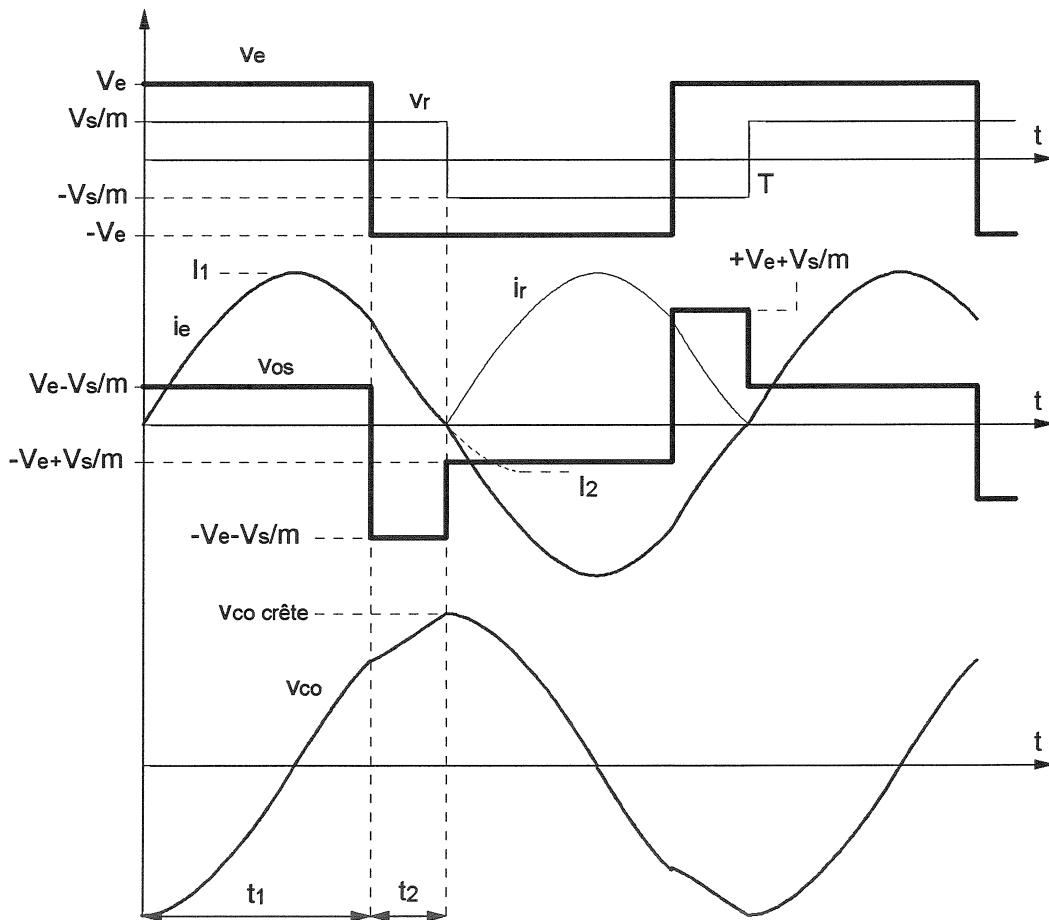


Figure 21 : Formes d'ondes pour $F > F_o$

Pour chacun des quatre intervalles, nous pouvons écrire le courant i_e dans la branche L_oC_o et la tension v_{co} aux bornes de C_o sous la forme :

$$i_e = I_e \sin(\omega_0 t + \Phi)$$

$$v_{co} = V_o - I_e \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \cos(\omega_0 t + \Phi)$$

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}}$$

où V_o est la tension aux bornes de l'ensemble L_oC_o pour l'intervalle considéré. Nous ferons par la suite l'hypothèse que $RC \gg T = 1/F$.

Analyse au 1^{er} harmonique

Le courant résonnant étant quasi-sinusoïdal, la puissance transmise est essentiellement portée par sa composante fondamentale. On peut donc mener une étude simplifiée au premier harmonique, sachant que l'approximation s'éloignera d'autant plus de la réalité que la fréquence de commande s'éloignera de la fréquence de résonance. Ceci revient à étudier le schéma équivalent de la figure 22 :

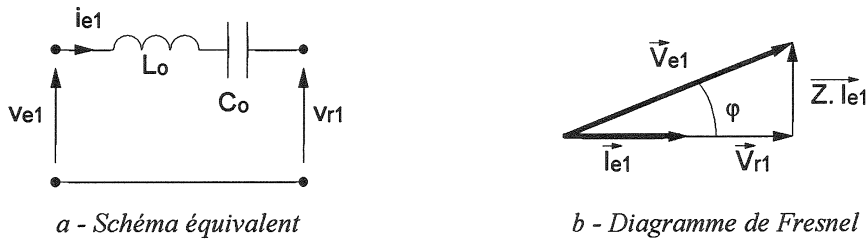


Figure 22 : Schéma équivalent au premier harmonique

Ce schéma ne prend donc en compte que le premier harmonique de chacune des grandeurs repéré par l'indice 1. Nous avons donc :

$$v_{e1} = \frac{4V_e}{\pi} \sin \omega t$$

$$i_{e1} = I_{e1} \sin (\omega t - \varphi)$$

$$v_{r1} = \frac{4V_s}{m\pi} \sin (\omega t - \varphi)$$

i_{e1} et v_{r1} sont en phase, du fait du fonctionnement du redresseur, et sont déphasés du même angle φ par rapport à v_{e1} . Nous pouvons représenter le diagramme de Fresnel lié à ce schéma équivalent (figure 22-b) dans lequel on retrouve les vecteurs \vec{V}_{e1} , \vec{I}_{e1} , \vec{V}_{r1} associés à v_{e1} , i_{e1} et v_{r1} .

\bar{Z} est l'impédance complexe du circuit résonnant qui vaut :

$$\bar{Z} = \left(L_o \omega - \frac{1}{C_o \omega} \right) j = \frac{L_o C_o \omega^2 - 1}{C_o \omega} j = \frac{\left[\frac{F}{F_o} \right]^2 - 1}{\frac{F}{F_o}} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} j$$

Du diagramme de Fresnel, on déduit : $V_{e1}^2 = V_{r1}^2 + [Z I_{e1}]^2$.

D'autre part, la valeur du courant moyen de sortie I_s est la valeur moyenne du courant i_{e1}/m redressé, ce qui impose la relation :

$$I_s = \frac{2I_{e1}}{m\pi}, \text{ soit } I_{e1} = \frac{m\pi I_s}{2}$$

A partir de ces différentes relations, on aboutit à l'équation suivante :

$$\left[\frac{4V_e}{\pi} \right]^2 = \left[\frac{4V_s}{m\pi} \right]^2 + \left[\frac{\left[\frac{F}{F_0} \right]^2 - 1}{\frac{F}{F_0}} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m\pi I_s}{2} \right]^2$$

On peut alors exprimer la tension de sortie :

$$V_s = m \sqrt{[V_e]^2 - \left[\frac{\pi^2}{8} \left(\frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F} \right) \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot m \cdot I_s \right]^2}$$

Les caractéristiques de sortie sont représentées figure 23 pour différentes fréquences de fonctionnement, au-delà de la fréquence de résonance (x représente le courant de sortie I_s).

$$x = \frac{m I_s}{V_e} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

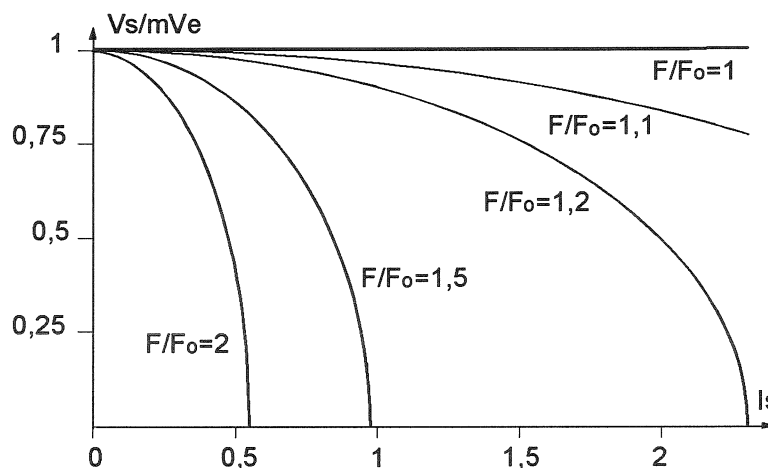


Figure 23 : Caractéristiques de sortie pour $F > F_0$

Caractéristiques générales - avantages et inconvénients

Avantages

- courant dans les interrupteurs directement lié au courant de charge,
- aucune perte à la fermeture dans les interrupteurs,
- CALC sans perte,
- commutation à faible gradient de tension,
- redressement à faible gradient de courant,
- bonne utilisation du transformateur :
 - * symétrie dans le plan B (H),
 - * condensateur en série (équilibre naturel),
 - * possibilité d'intégrer l'inductance de fuite dans l'inductance du circuit résonnant.

Inconvénients

- dimensionnement en courant $\pi/2$ fois plus important par rapport à un convertisseur symétrique à commutation commandée,
- fonctionnement à fréquence variable,
- zone d'utilisation limitée par les CALC et $(F/F_0)_{max}$ (fonctionnement à vide difficile),
- contraintes importantes sur les composants passifs (L_0 , C_0 , C),
- dimensionnement et régulation délicats.

Convertisseur à résonance série - $F < F_0$

L'utilisation de ce convertisseur au-dessous de la fréquence de résonance conduit à la mise en œuvre de la commande d'amorçage. La structure générale est identique mais les interrupteurs sont maintenant de type Thyristor, associés à une diode anti-parallèle. Contrairement au cas précédent ($F > F_0$), il existe ici différents modes de fonctionnement selon que F est supérieure ou inférieure à $F_0/2$ et selon que le convertisseur est en régime continu ou discontinu de courant au niveau du circuit résonnant et donc du redresseur.

Fonctionnement pour $F_0/2 < F < F_0$

Dans cette première gamme de fréquence, les deux régimes (continu ou discontinu) peuvent apparaître.

En conduction continue, ce mode de fonctionnement est similaire au précédent ($F > F_0$), le courant i_e étant en avance sur la tension v_e (figure 24).

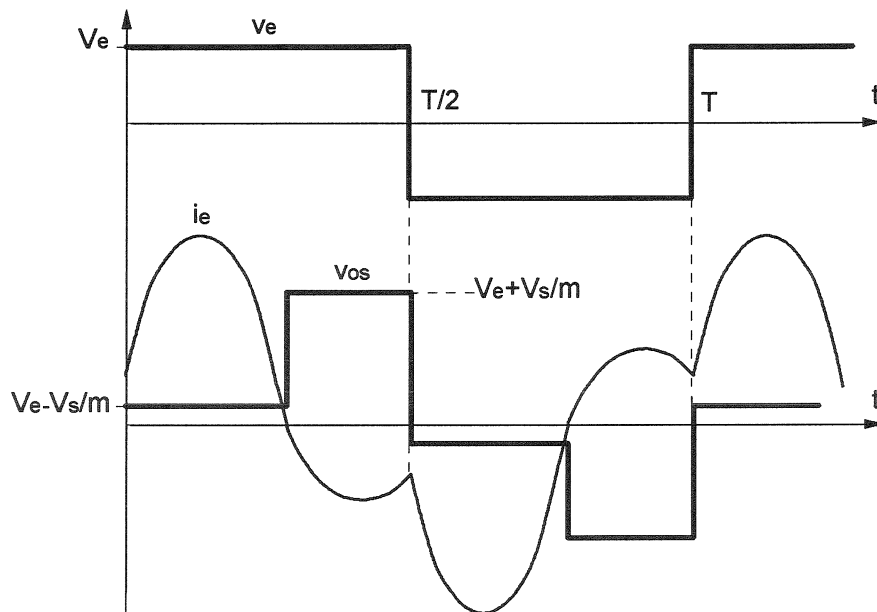


Figure 24 : *Formes d'ondes en régime continu pour $F < F_0$*

Ce mode de fonctionnement fait apparaître une commutation de type "amorçage de l'interrupteur commandé-blocage de la diode opposée", commutation défavorable pour les diodes qui vont présenter un recouvrement inverse important.

Fonctionnement pour $F < F_0/2$

Dans cette configuration, le courant résonnant s'annule avant la fin de la demi-période (figure 24). Dans cette gamme, le convertisseur est donc constamment en régime discontinu et se comporte comme un générateur de courant de valeur proportionnelle à F/F_0 :

$$I_s = \frac{4 V_e F}{\pi m F_0} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}}$$

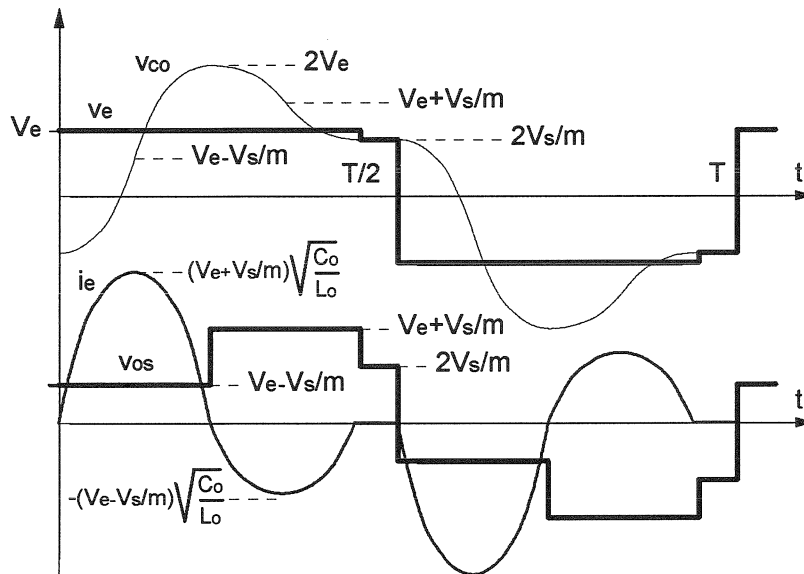


Figure 24 : Formes d'ondes pour $F < F_0/2$ et $V_s < mV_e$

Sur la figure ci-contre sont représentées les caractéristiques de sortie pour les différents modes de fonctionnement. On y retrouve des caractéristiques verticales correspondant au mode à courant constant de la gamme $F/F_0 < 0,5$.

Dans tous les cas, pour $F/F_0 < 1$, la tension de sortie ne peut pas excéder mV_e .

$$x = \frac{mI_s}{V_e} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}$$

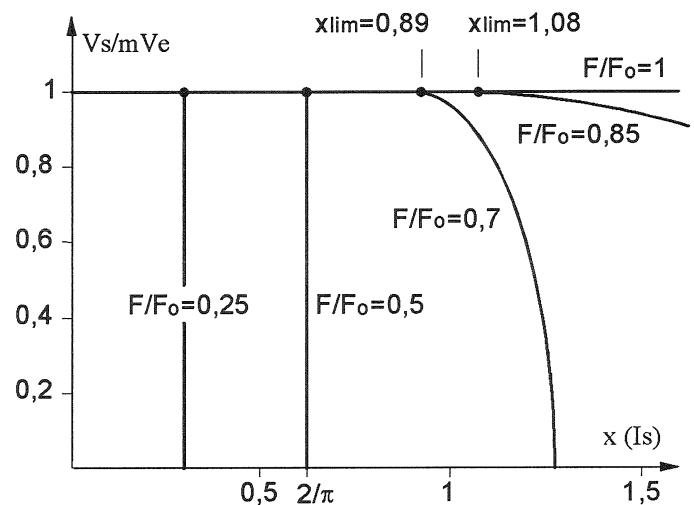


Figure 25 : Caractéristiques de sortie pour $F < F_0$

Bibliographie :

J-P. Ferrieux, F. Forest : « Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance »
3^{ème} édition, Editions DUNOD, ISBN 2 10 004137 1, 1999.

G. Séguier, F. Labrique, R. Bausière : « Les convertisseurs de l'électronique de puissance »
Volume 3 : la conversion continu-continu
Editions Lavoisier Technique et Documentation, ISBN 2 85 206385 9, 1987