

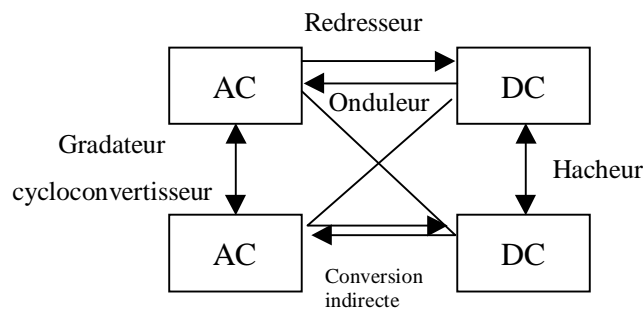
# A. Introduction générale sur l'Electronique de Puissance

## I. L'électronique de puissance à quoi ça sert ?

L'Electronique de Puissance ou électronique de commutation, a pour vocation de maîtriser le transfert d'énergie entre une source et une charge (en incluant éventuellement la possibilité de réversibilité: exemple réseau bi-tension des voitures, 42-14V), en assurant une conversion à haut rendement. Pour cela, des semiconducteurs sont utilisés en interrupteurs, et associés à des composants passifs. Cette conversion statique moderne d'énergie fort attrayante s'est répandue dans de nombreux domaines, couvrant des gammes de puissances extrêmement étendues (de quelques watts à plusieurs dizaines de Mégawatts).

Applications: alimentations à découpage (téléphone portable, PC, alim de la carte mère, alimentations sans interruption, panneaux PV, éoliennes, variateurs de vitesse (pompage, traction), interconnexion France Angleterre (2 GW), FACTS ...

Le graphique suivant illustre les divers modes de conversion envisageables, selon la nature des sources d'énergie électriques.



QUESTIONS:

DC-DC: pourquoi on ne met pas un transfo ?

Pourquoi le montage potentiométrique n'est pas valable ?

AC-AC: peut-on changer de fréquence avec un transfo (variateur de vitesse) ?

## II. L'électronique de puissance comment ça marche ?

Une électronique de commutation effectue le lien entre source et charge par instants, au moyen d'interrupteurs électroniques. Pour cela, ***certaines précautions sont indispensables:***

**on ne peut connecter brutalement deux sources de même nature (tension ou courant).**

Source de tension: impose V et subit I (en dynamique: capacité)

Source de courant: impose I et subit V (en dynamique: inductance)

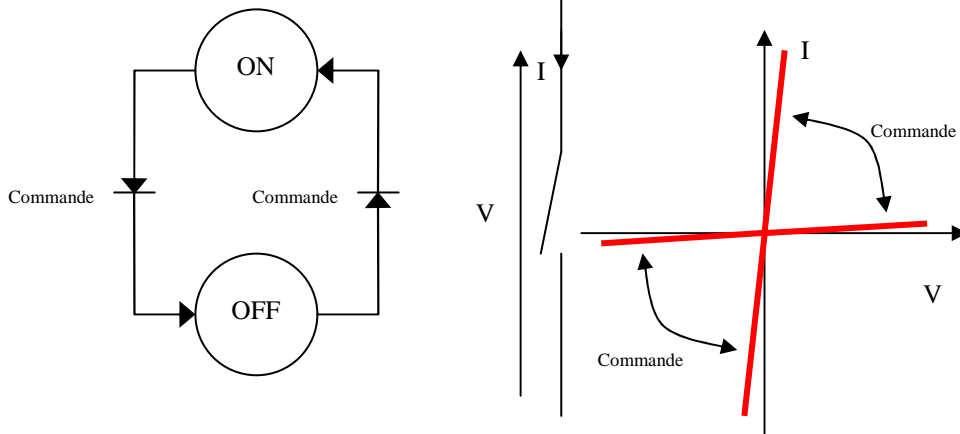
Par exemple, si on connecte brutalement deux condensateurs chargés à deux tensions différentes, le courant circulant entre les deux sera infini...

Attention, il faut tenir compte de tout: si on connecte une batterie (source de tension de très faible impédance interne) à un montage par des liaisons trop inductives, cela devient une source dynamique de courant !

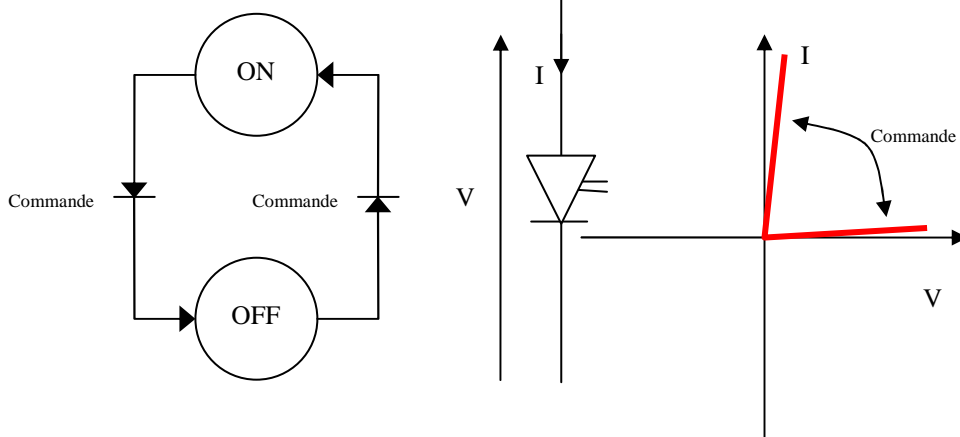
Sous réserve de ces précautions, le principe est simple: en établissant à haute fréquence des connexions judicieuses entre les divers éléments (source, charge, éléments passifs...) on peut faire varier "en valeur moyenne" le transfert de puissance, la forme de l'énergie électrique...

### III. Les composants nécessaires

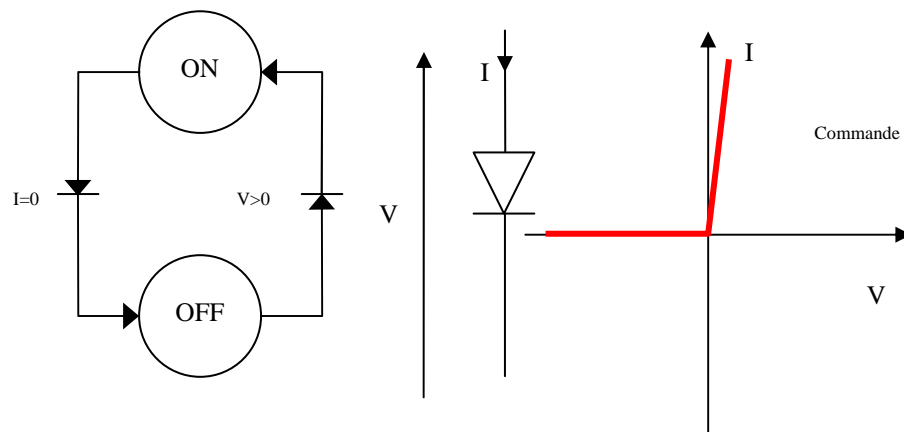
Fonction **interrupteur** (réseau de pétri et caractéristique statique ci-après), c'est un composant complètement commandable.



On n'est pas obligé d'utiliser les deux quadrants. On a alors un interrupteur unidirectionnel:



A l'opposé, on a des composants à commutations spontanées (utiles pour éviter de violer les lois de l'EP évoquées précédemment (c'est-à-dire la physique, tout simplement !), exemple, interrompre le courant dans une self...), la fonction **diode**.



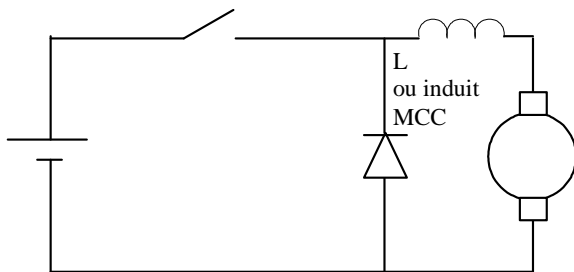
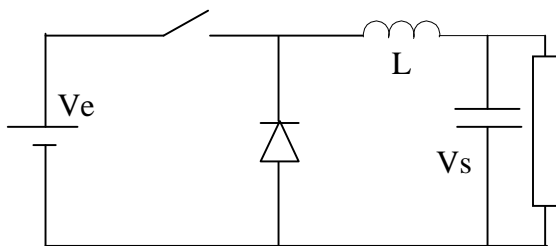
## IV. Les grands principes d'étude

On considère les semiconducteurs comme des interrupteurs parfaits. Deux raisonnements peuvent être appliqués: connaissance des formes d'ondes et calcul des valeurs moyennes (souvent simple puisque les formes d'ondes sont très simples, la sortie n'étant que des fractions de l'entrée). Autre solution, l'utilisation de la conservation de la puissance.

## B. La conversion DC-DC

### I. Hacheur série

#### 1. Structure



L'interrupteur est fermé pendant une fraction de la période  $T$  notée  $\alpha$  (donc pendant un temps  $\alpha.T$ ). La période  $T$  (et donc la fréquence est choisie la plus haute possible (bien au delà du 50Hz, ceci par rapport à des structures à base de redresseur, qui seront vues par la suite). La fréquence maximale dépend des technologies et des niveaux de puissance.

A noter que la période de découpage est de ce fait très petite devant la constante de temps de la charge (R-C ou constante de temps électromécanique de la machine), ce qui fait que la tension de sortie peut être considérée comme constante à l'échelle de temps du découpage. **On se placera en régime permanent pour la suite de l'étude**, c'est à dire qu'en fin de période, les grandeurs électriques retrouvent la valeur qu'elles avaient en début de période.

#### 2. Formes d'ondes globales en conduction continue

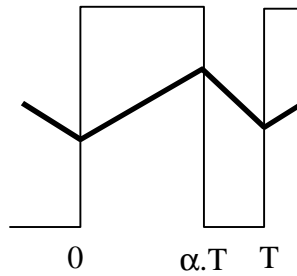
Formes d'ondes = allure temporelle des signaux.

Hypothèse:  $I$  dans la charge différent de zéro. Pendant  $\alpha.T$ , la tension sur la charge est imposée par le bus continu:  $V_s = V_e$  (la diode reste bloquée car sous tension négative  $-V_s$ ).

Pendant  $(1-\alpha).T$ , la diode de roue libre se met à conduire car le courant dans la charge ne peut s'interrompre. Du coup,  $V_s = 0$ . Le transistor est sous tension  $V_s$ .

On a donc en valeur moyenne  $\langle V_s \rangle = \alpha.V_e$ . Ce convertisseur fonctionne donc comme une source de tension réglable (hacheur abaisseur).

Formes d'ondes en tension et en courant:



On note pour le courant que son ondulation peut se calculer à l'aide des pentes: entre 0 et  $\alpha.T$ , il monte avec une pente  $(V_e - V_s)/L$  (NB  $V_s$  constant vis à vis de la période de découpage.). Entre  $\alpha.T$  et  $T$ , il descend avec une pente  $-V_s/L$  (Dans le cas d'une charge R-L pure (si C n'existe pas), c'est une exponentielle décroissante puisque l'inductance se décharge dans la résistance de charge)

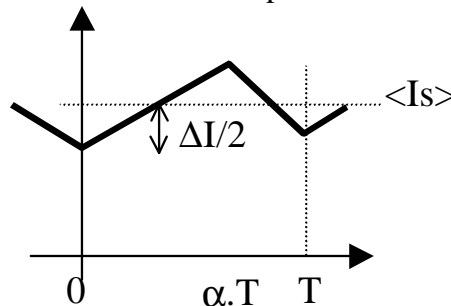
On note au passage qu'on retrouve  $V_s = \alpha.V_e$  écrivant l'égalité des  $\Delta i$  entre 0 et  $\alpha.T$  et entre  $\alpha.T$  et  $T$  (c'est pareil que  $\langle V_L \rangle = 0$ ).

L'ondulation du courant est un paramètre important à déterminer parce qu'elle détermine la limite de validité de l'hypothèse de conduction continue.

$\Delta I = \frac{V_e - E}{L} \cdot \alpha \cdot T$ , et si on néglige la résistance d'induit (ou si la charge est simplement résistive), on a  $E = \langle V_s \rangle = \alpha.V_e$ .

Donc  $\Delta I = \frac{V_e}{L \cdot F} \cdot \alpha \cdot (1 - \alpha)$ . Cette ondulation est maximale pour  $\alpha = 0.5$ .

La limite de conduction continue est obtenue pour  $I_o = \Delta I/2$



Démonstration que  $\langle I_s \rangle$  passe par le milieu du triangle:

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_s(t) \cdot dt = \frac{\text{Aire Courbe}}{T}$$

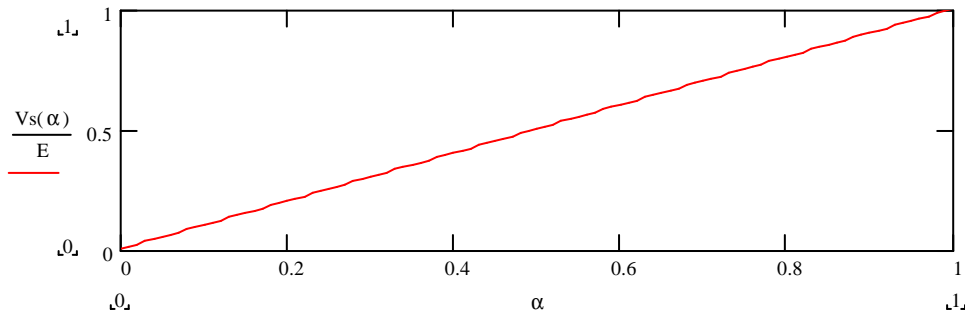
$$\langle I_s \rangle = 1/T * (\text{AireRectangle} + \text{AireTriangle})$$

$$\langle I_s \rangle = 1/T * (I_{\text{min}} * T + (I_{\text{max}} - I_{\text{min}}) * T/2)$$

$$\langle I_s \rangle = I_{\text{min}} + (I_{\text{max}} - I_{\text{min}})/2$$

### 3. Fonction de transfert. Caractéristique de réglage.

Comme on l'a vu,  $V_s = \alpha.V_e$ , donc source de tension réglable



#### 4. *Eléments de dimensionnement.*

Au niveau du dimensionnement des interrupteurs, on a vu qu'ils doivent tenir  $V_e$ . Pour ce qui est des courants, on néglige l'ondulation de courant dans la charge. Les courants dans les interrupteurs sont donc des créneaux. Il est alors simple de déduire les valeurs ci-dessous.

	Transistor	Diode
Calibre en tension	$V_e$	$V_e$
Courant moyen	$\alpha \cdot I_o$	$(1-\alpha) \cdot I_o$
Courant efficace	$\sqrt{\alpha} \cdot I_o$	$\sqrt{1-\alpha} \cdot I_o$

***On note encore certaines relations qui peuvent se déduire aisément de la conservation des puissances:***

$V_e \cdot \langle I_e \rangle = \langle V_s \rangle \cdot I_o$  (en supposant  $I_o$  constant).

Donc  $\langle I_e \rangle = \alpha \cdot I_o$  (d'ailleurs c'est le même que celui du transistor).

#### 5. *Formes d'ondes en conduction discontinue*

N.B. D'une manière générale, on fait l'hypothèse de la conduction continue, mais si l'ondulation de courant est trop forte vis-à-vis du courant moyen (défini par la charge uniquement), cette hypothèse est fautive. Si le courant dans la charge s'annule avant la fin de la période, la diode se bloque, et le système reste alors dans un état où ce n'est plus la source qui impose la tension mais la charge. Les formes d'ondes sont un peu modifiées, et la relation  $\langle V_s \rangle = \alpha \cdot V_e$  n'est plus valable, puisqu'il y a un intervalle de temps pendant lequel la tension aux bornes de la charge n'est plus nulle mais reste à sa valeur moyenne.

N.B. On est soit en CC soit en CD, soit on s'est trompé !!! Le courant moyen c'est la charge qui l'impose, l'ondulation c'est le hacheur ( $F$ ,  $L$ ,  $\alpha$ ) et ces deux choses sont indépendantes: donc on ne sait pas dire a priori: on fait donc l'hypothèse et si c'est faux, alors c'était l'autre cas.

On note  $\beta \cdot T$  le temps de conduction de la diode. A ce moment là, on a  $\alpha \cdot (V_e - V_s) = \beta \cdot V_s$ , et on peut en plus calculer la valeur moyenne du courant de sortie.  $\langle I_s \rangle = (\alpha + \beta) \cdot T \cdot \frac{V_e}{L} \cdot \alpha \cdot \frac{1}{2}$

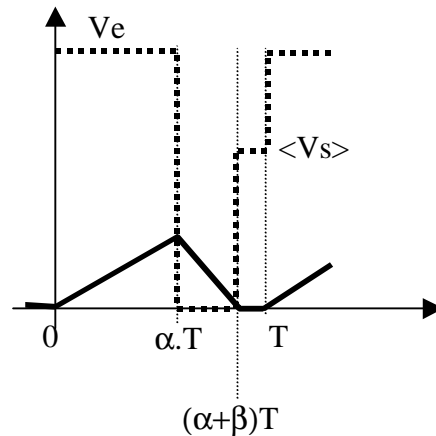
(aire du triangle divisée par  $T$ ).

Avec ces deux équations, on peut éliminer  $\beta$  et on obtient :

$$\langle I_s \rangle = \alpha^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot L \cdot F} \cdot \frac{V_e \cdot (V_e - V_s)}{V_s}$$

**Attention, dans ce cas,  $\langle I_s \rangle$  ne passe plus par le milieu du triangle.**

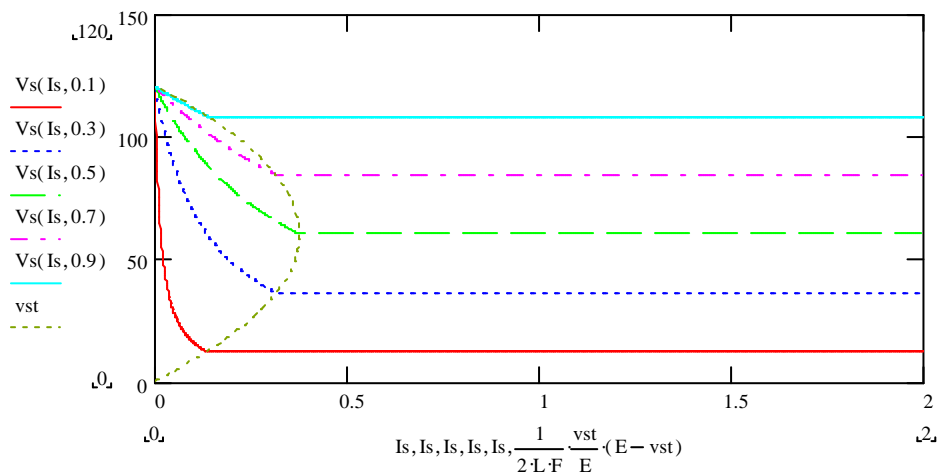
Ceci nous donne la caractéristique de sortie du convertisseur en régime de conduction discontinue  $V_s(I_s)$ , qui est supérieure à celle qu'on aurait en conduction continue (simplement  $\alpha \cdot V_e$ ), puisque des moments de tension nulle ont été remplacés par des moments de tension positive.



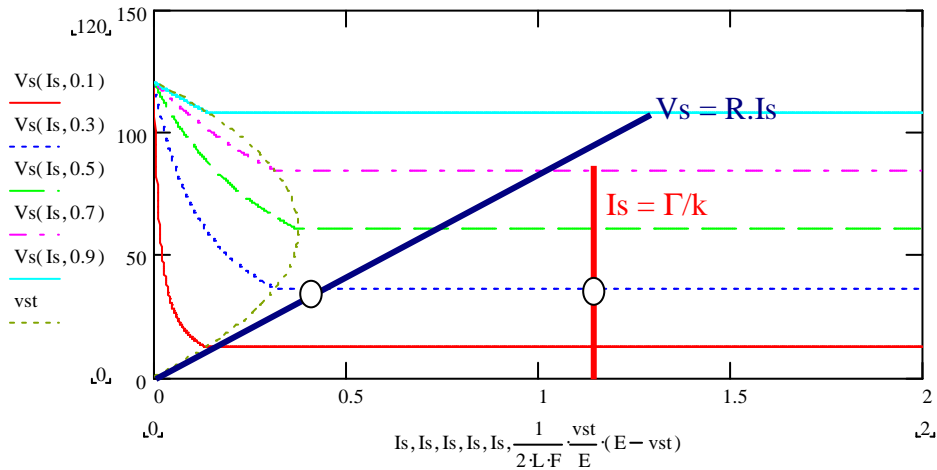
### 6. Caractéristique de sortie

La limite conduction continue conduction discontinue est obtenue pour  $\alpha + \beta = 1$ , soit encore  $V_s = \alpha \cdot V_e$ . Dans le plan  $I_s(V_s)$ , cette courbe limite est une parabole, d'équation

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2 \cdot L \cdot F} \cdot \frac{V_s \cdot (V_e - V_s)}{V_e}$$



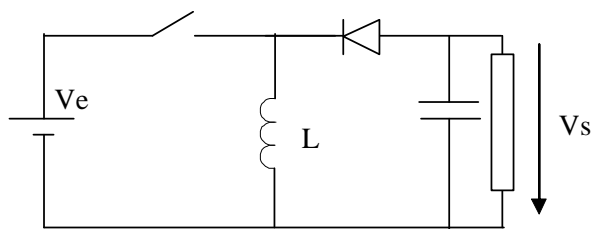
Sur ce graphe, on superpose les "droites de charge", qui relient tension et courant aux bornes de la charge: charge résistive:  $\langle V_s \rangle = R \cdot I_s$  (droite affine) et moteur,  $I_s = \Gamma/k$  (verticale). L'intersection avec les caractéristiques de sortie donne le point de fonctionnement.



## II. Hacheur à accumulation inductive

### 1. Structure

Le but est de relier une source et une charge toutes deux de type "tension". Comme cela viole les lois d'association évoquées en introduction, on intercale un stockage de type "courant": une inductance



On note toujours  $T$  la période de découpage ( $1/F$ ), et  $\alpha$  le rapport cyclique.

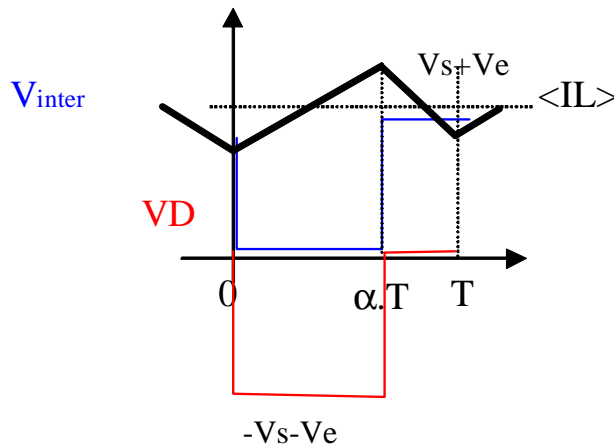
La période de découpage est toujours très petite devant la constante de temps de la charge (R-C), ce qui fait que la tension de sortie peut être considérée comme constante à l'échelle de temps du découpage. On se placera en régime permanent pour la suite de l'étude, c'est à dire qu'en fin de période, les grandeurs électriques retrouvent la valeur qu'elles avaient en début de période.

### 2. Formes d'ondes globales en conduction continue

Hypothèse:  $I$  dans l'inductance différent de zéro (en référence au hacheur série, on sait bien qu'il ne faut pas que la diode s'arrête de conduire avant la fin de la période, puisqu'on a dit que c'est soit l'interrupteur qui conduit, soit la diode, mais que pour le moment on ne traite pas le cas où aucun des deux ne conduit).

De  $0$  à  $\alpha.T$ , on charge l'inductance sous la tension  $V_e$  constante. On monte avec une pente  $V_e/L$ . La diode est sous tension  $-V_e - V_s$  et est donc bloquée.

De  $\alpha.T$  à  $T$ , on décharge l'inductance sous la tension  $-V_s$  (constante). On descend avec une pente  $-V_s/L$ .



On peut déjà calculer l'ondulation de courant à ce stade:  $\Delta I = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha \cdot T$ . Elle est maximale pour  $\alpha$  maximal (=1). Comme pour le hacheur série, elle permet de définir la limite de conduction discontinue ( $\langle IL \rangle > \Delta I/2$ ).

### 3. Fonction de transfert. Caractéristique de réglage.

On peut faire comme le hacheur série, l'égalité des ondulations de courant (en valeur absolue) à la montée et à la descente, puisqu'on est en régime permanent. On peut aussi dire (et c'est rigoureusement équivalent), que la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle, en régime permanent.

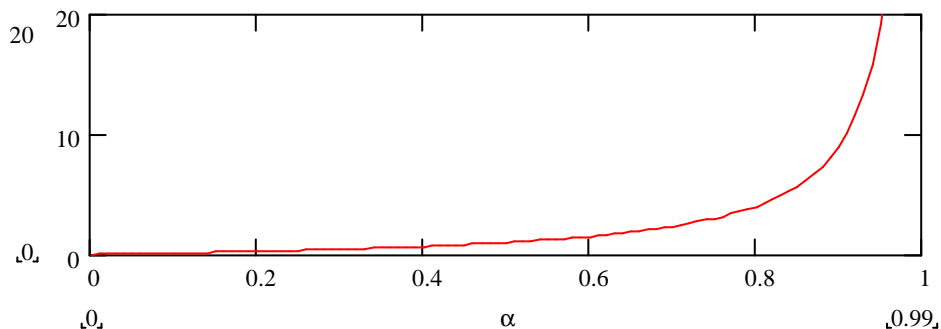
$$\langle V_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T L \cdot \frac{dI}{dt} \cdot dt = \frac{L}{T} (I(T) - I(0)) = 0 \text{ en régime permanent (c'est la définition)}$$

La tension aux bornes de L vaut  $V_e$  de 0 à  $\alpha \cdot T$ , et  $-V_s$  de  $\alpha \cdot T$  à  $T$ .

$$\text{Donc } \frac{1}{T} (V_e \cdot \alpha \cdot T - V_s \cdot (1 - \alpha) \cdot T) = 0$$

C'est-à-dire:

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



Ce hacheur est donc à la fois abaisseur (pour  $\alpha < 0.5$ ) et éleveur (pour  $\alpha > 0.5$ )  
 Pour  $\alpha \rightarrow 1$ , la tension de sortie tend vers l'infini... c'est un peu grand !



En pratique on ne dépasse que rarement 5 à 10 d'amplification de la tension d'entrée. En effet, on peut reprendre les calculs en tenant compte de la résistance de la self, notée  $R_L$ .

Cette fois ci, il faut tenir un raisonnement énergétique, c'est la seule façon de s'en sortir simplement, sans trop d'équations différentielles.

La puissance à l'entrée c'est  $V_e \cdot \langle I_e \rangle$  (on rappelle la démonstration que  $\langle V_e \cdot I_e \rangle = V_e \cdot \langle I_e \rangle$  car  $V_e$  est constant et sort de l'intégrale).

Or,  $\langle I_e \rangle = \alpha \cdot \langle I_L \rangle$ , si on néglige l'ondulation de  $I_L$ .

De même, on a  $\langle I_s \rangle = (1-\alpha) \cdot I_L$

Or, on perd  $R_L \cdot I_L^2$  dans l'inductance ( $I_L$  supposé constant puisqu'on néglige son ondulation)

On écrit la conservation des puissances

$$V_e \cdot \alpha \cdot \langle I_L \rangle = R_L \cdot I_L^2 + V_s \cdot (1-\alpha) \cdot I_L$$

$$V_e \cdot \alpha = R_L \cdot I_L + V_s \cdot (1-\alpha)$$

On remplace  $I_L$  en fonction du courant de sortie  $I_s = V_s/R$  ( $R$  résistance de charge) et on obtient:

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

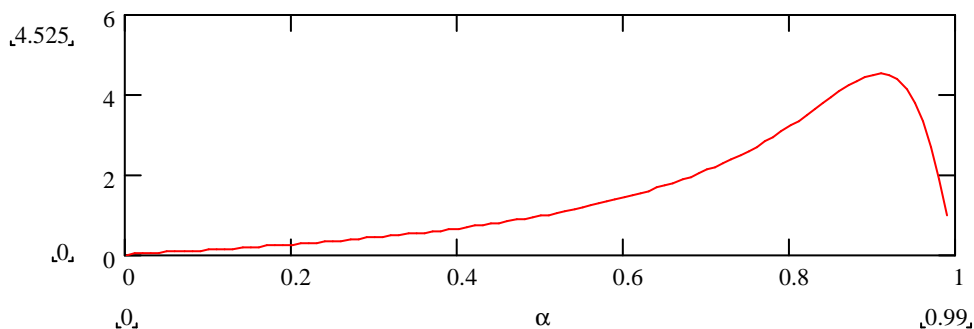
$$\text{Soit } \frac{V_e}{V_s} = \frac{R_L}{\alpha} \cdot \frac{1}{R \cdot (1-\alpha)} + \frac{(1-\alpha)}{\alpha}, \text{ ou encore:}$$

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

On retrouve bien que pour  $R_L = 0$ , on a bien la relation trouvée précédemment.

Par ailleurs, pour des rapports cycliques proches de 1, la valeur de  $R_L$  n'a pas besoin d'être importante pour être prise en compte, puisque elle est divisée par  $(1-\alpha)$ ...

De ce fait, la caractéristique  $V_s(\alpha)$  a l'allure ci-dessous:



#### 4. Eléments de dimensionnement.

Au niveau du dimensionnement des interrupteurs, on a vu qu'ils doivent tenir  $V_e + V_s$  (pour la diode, c'est également vrai pour le transistor). Pour ce qui est des courants, on néglige

l'ondulation de courant dans la self d'accumulation. Les courants dans les interrupteurs sont donc des créneaux. Il est alors simple de déduire les valeurs ci-dessous.

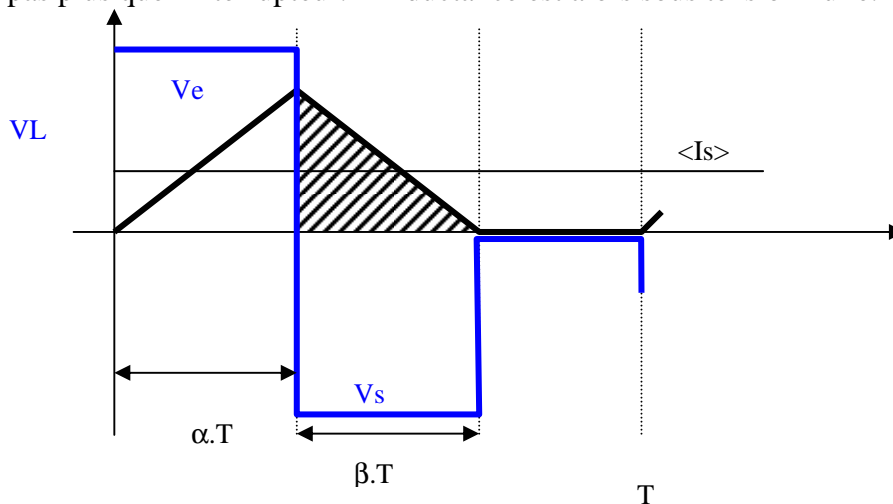
	Transistor	Diode
Calibre en tension	$V_e + V_s$	$V_e + V_s$
Courant moyen	$\alpha \cdot I_L$	$(1 - \alpha) \cdot I_L$
Courant efficace	$\sqrt{\alpha} \cdot I_L$	$\sqrt{1 - \alpha} \cdot I_L$

La valeur de  $I_L$  s'obtient, selon ce que l'on connaît:

- Soit par le courant de sortie ( $I_L = I_s / (1 - \alpha)$ ), puisque le courant moyen de sortie, c'est celui de la diode (le courant moyen dans le condensateur est nul).
- Soit par le courant moyen d'entrée (celui de l'interrupteur):  $I_L = I_e / \alpha$
- Soit par la puissance et la connaissance d'une tension...

### 5. Formes d'ondes en conduction discontinue

En conduction discontinue, on rajoute une phase, de durée  $\beta \cdot T$ , pendant laquelle la diode ne conduit pas, pas plus que l'interrupteur. L'inductance est alors sous tension nulle.



On fait comme pour le hacheur série, on écrit les deux relations:

$$(1) \alpha \cdot V_e = \beta \cdot V_s$$

$$(2) \langle I_s \rangle = \langle I_{\text{Diode}} \rangle = \beta \cdot T \cdot \frac{V_s}{L} \cdot \beta \cdot \frac{1}{2} \text{ (aire du triangle toujours)}$$

On en tire la relation  $V_s(I_s)$  qui nous intéresse en conduction discontinue:

$$V_s = \frac{\alpha^2 \cdot V_e^2}{2 \cdot I_s \cdot F \cdot L}$$

### 6. Caractéristiques de sortie

La limite conduction continue-conduction discontinue dans le plan de sortie est obtenue pour

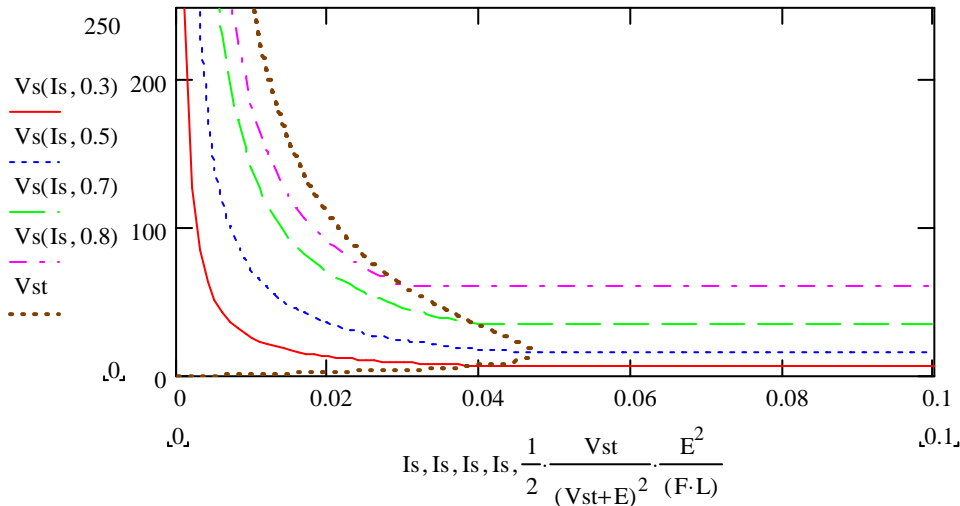
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \text{ soit } \alpha = \frac{V_s}{V_s + V_e}$$

Ce qui donne comme lieu limite CD la courbe suivante:

$$I_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_s}{(V_s + V_e)^2} \cdot \frac{V_e^2}{(F \cdot L)}$$

Pour  $V_s \rightarrow 0$ ,  $I_s \rightarrow 0$  comme une droite, et pour  $V_s$  grand, on tend vers 0 comme une hyperbole

Les caractéristiques de sortie sont donc ainsi:

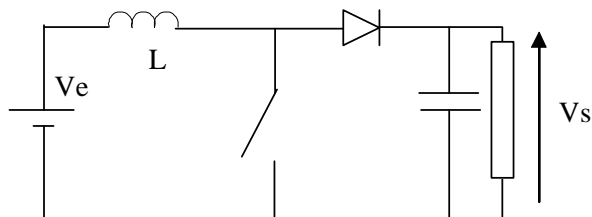


On les utilise de la même manière que pour le hacheur série, avec les droites de charge.

### III. Hacheur parallèle

#### 1. Structure

Le but est de relier une source de type "courant" à une source de type "tension". Comme cela ne viole pas les lois d'association évoquées en introduction, on peut se satisfaire d'un transfert direct.



On note toujours  $T$  la période de découpage ( $1/F$ ), et  $\alpha$  le rapport cyclique.

La période de découpage est toujours très petite devant la constante de temps de la charge ( $R-C$ ), ce qui fait que la tension de sortie peut être considérée comme constante à l'échelle de temps du découpage. On se placera en régime permanent pour la suite de l'étude, c'est à dire qu'en fin de période, les grandeurs électriques retrouvent la valeur qu'elles avaient en début de période.

#### 2. Formes d'ondes globales en conduction continue

Hypothèse:  $I$  dans l'inductance différent de zéro (en référence au hacheur série, on sait bien qu'il ne faut pas que la diode s'arrête de conduire avant la fin de la période, puisqu'on a dit que c'est soit l'interrupteur qui conduit, soit la diode, mais que pour le moment on ne traite pas le cas où aucun des deux ne conduit).

**Cas idéal: source de courant parfaite  $I_e$ .**

De 0 à  $\alpha.T$ , le courant est court-circuité, pas de problème,  $I_{diode} = 0$  ( $V_{diode}$  vaut  $-V_s$  et est donc bloquée)

De  $\alpha.T$  à  $T$ , le courant va vers la charge,  $I_{diode} = I_e$ .

Donc  $\langle I_{diode} \rangle = I_s$  (courant moyen dans la capa nul)

Et  $I_s = (1-\alpha).I_e$

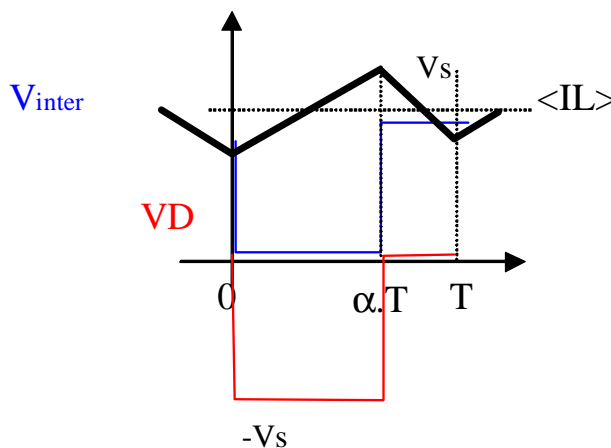
Par conservation des puissances, on obtient  $V_s = V_e/(1-\alpha)$ .  $V_s$  est plus grand que  $V_e$ , c'est un hacheur élévateur.

***Si la source de courant est une source de tension + inductance:***

De 0 à  $\alpha.T$ , on charge l'inductance sous la tension  $V_e$  constante. On monte avec une pente  $V_e/L$ . La diode est sous tension  $-V_s$  et est donc bloquée.

De  $\alpha.T$  à  $T$ , on décharge l'inductance sous la tension  $V_e - V_s$  (constante). On descend avec une pente  $(V_e - V_s)/L$ . A condition que  $V_s$  soit plus grand que  $V_e$ , d'où le nom de hacheur élévateur.

Là, on fait comme d'habitude, soit  $\langle VL \rangle = 0$ , soit égalité des ondulations de courant, et on obtient aussi  $V_s = V_e/(1-\alpha)$ .

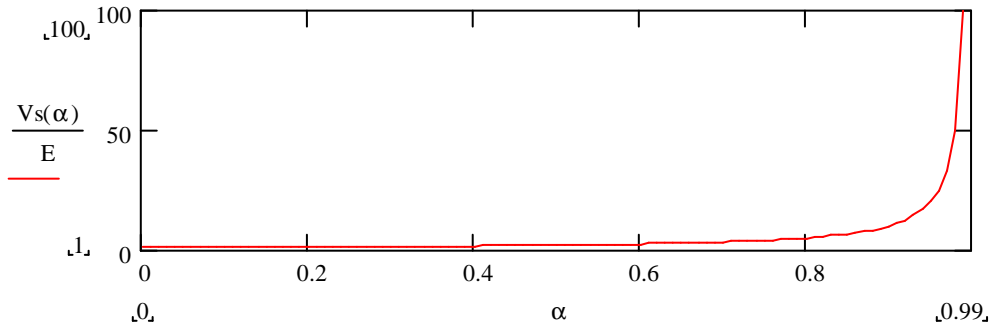


Dans ce cas, on a aussi un risque de conduction discontinue si  $\langle I_e \rangle$  est inférieur à  $\Delta I/2$

On calcule facilement  $\Delta I = \frac{V_e}{L} \cdot \alpha \cdot T$ , comme pour le hacheur à accumulation inductive.

**3. Fonction de transfert. Caractéristique de réglage.**

Comme le hacheur à accumulation inductive, la tension de sortie tend vers l'infini quand  $\alpha$  tend vers 1.



Comme le hacheur à accumulation inductive, on tient compte de la résistance  $R_L$  de l'inductance.

En considérant le constant, on a le bilan des puissances suivant:

$$V_e \cdot I_e = R_L \cdot I_e^2 + V_s \cdot I_s$$

On remplace  $I_s$  par  $I_e \cdot (1 - \alpha)$  et on obtient:

$$V_e = R_L \cdot I_e + V_s \cdot (1 - \alpha)$$

$$I_e = \frac{V_s / R}{1 - \alpha} \text{ donc}$$

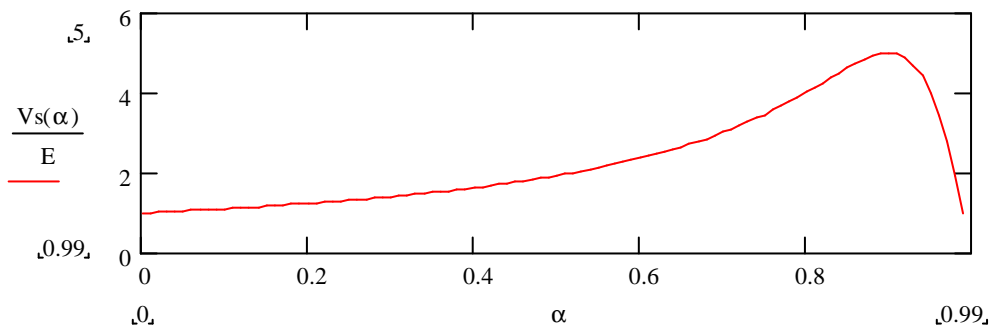
$$V_e = \frac{R_L}{R \cdot (1 - \alpha)} \cdot V_s + V_s \cdot (1 - \alpha)$$

Soit

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

Comme pour le hacheur à accumulation inductive, on retrouve notre relation si  $R_L = 0$ .

On note également que  $R_L$  est à comparer avec  $R \cdot (1 - \alpha)$ , et n'a donc pas besoin d'être très grand pour avoir un effet important.



#### 4. *Éléments de dimensionnement.*

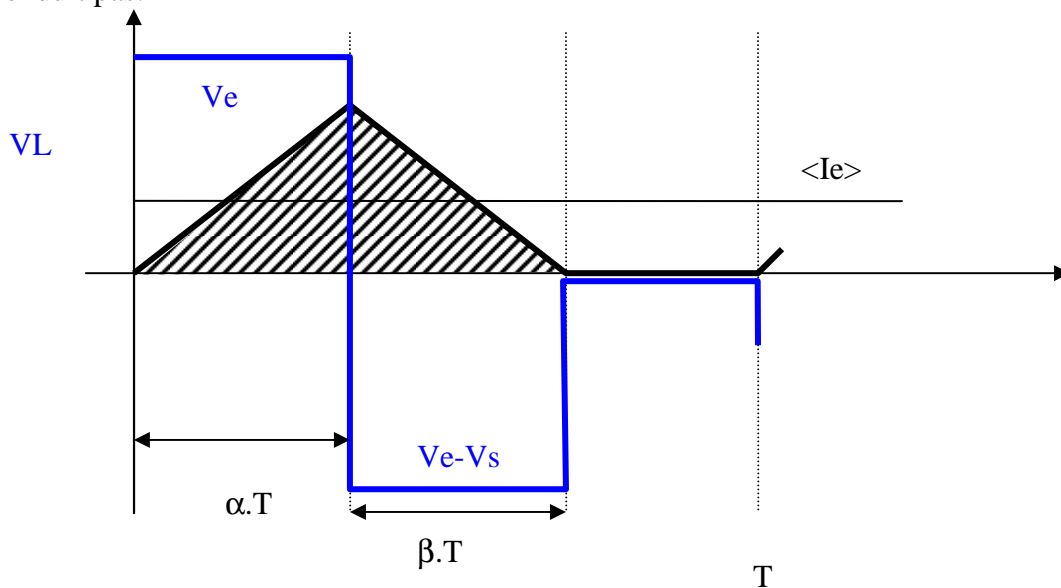
Au niveau du dimensionnement des interrupteurs, on a vu qu'ils doivent tenir  $V_s$  (pour la diode, c'est également vrai pour le transistor). Pour ce qui est des courants, on suppose le courant d'entrée constant. Les courants dans les interrupteurs sont donc des créneaux. Il est alors simple de déduire les valeurs ci-dessous.

	Transistor	Diode
Calibre en tension	$V_s$	$V_s$
Courant moyen	$\alpha \cdot I_e$	$(1-\alpha) \cdot I_e$
Courant efficace	$\sqrt{\alpha} \cdot I_e$	$\sqrt{1-\alpha} \cdot I_e$

La valeur de  $I_e$  peut également être remplacée par  $I_s$  ou via la puissance...:

### 5. Formes d'ondes en conduction discontinue

En conduction discontinue, on rajoute une phase, de durée  $\beta \cdot T$ , pendant laquelle la diode ne conduit pas.



On a

$$(1) \alpha \cdot V_e = \beta \cdot (V_s - V_e)$$

$$(2) \langle I_e \rangle = (\alpha + \beta) \cdot T \cdot \frac{V_e}{L} \cdot \alpha \cdot \frac{1}{2} \text{ (aire du triangle toujours)}$$

$$(3) V_e \cdot \langle I_e \rangle = V_s \cdot \langle I_s \rangle$$

On en tire la relation  $V_s(I_s)$  qui nous intéresse en conduction discontinue:

$$V_s = \frac{2 \cdot I_s \cdot L \cdot F \cdot V_e + \alpha^2 \cdot V_e^2}{2 \cdot I_s \cdot L \cdot F}$$

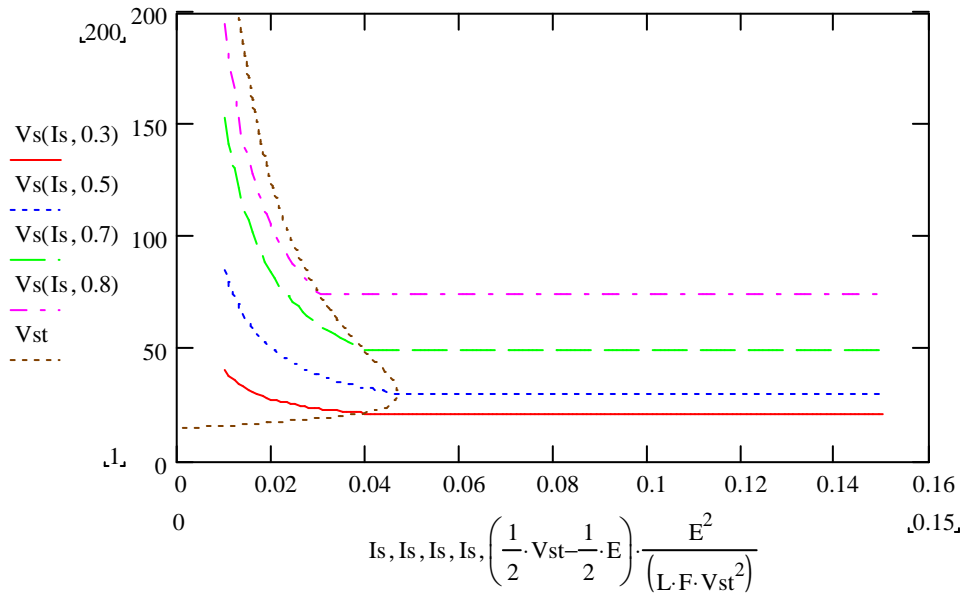
Dans le plan de sortie  $V_s(I_s)$ , le lieu de la limite de conduction discontinue est obtenu en remplaçant  $\alpha$  par  $1 - V_e/V_s$ , ce qui donne:

$$V_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{\left[ 2 \cdot I_s \cdot L \cdot F \cdot V_e + \frac{(V_s - V_e)^2}{V_s^2} \cdot V_e^2 \right]}{(I_s \cdot L \cdot F)}$$

ce qui s'exprime plus facilement pour  $I_s$  en:

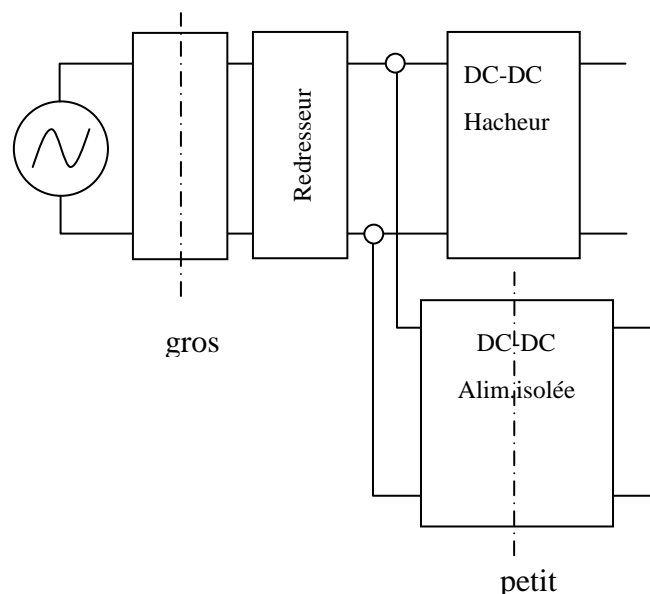
$$I_s = \frac{-1}{2} \cdot (-V_s + V_e) \cdot \frac{V_e^2}{(L \cdot F \cdot V_s^2)}$$

qui est une hyperbole pour  $V_s$  grand et en  $1/V_s^2$  pour  $V_s$  petit.



#### IV. Les alimentations à découpage

Ce sont des hacheurs avec isolation galvanique entre la sortie et l'entrée. Il est beaucoup plus économique en terme de volume d'assurer cette isolation au moyen d'un transformateur disposé sur la haute fréquence, plutôt que sur du 50 Hz, et parfois c'est le seul moyen d'en créer une (exemple sur batterie). Par ailleurs, pour de grandes dynamiques de variation entre l'entrée et la sortie, on aboutit à des commandes irréalisables (rapports cycliques trop petits ou trop grands. La mise en cascade de plusieurs convertisseurs aboutit à des rendements trop faibles, et l'utilisation d'un transformateur permet d'avoir un degré de liberté supplémentaire.



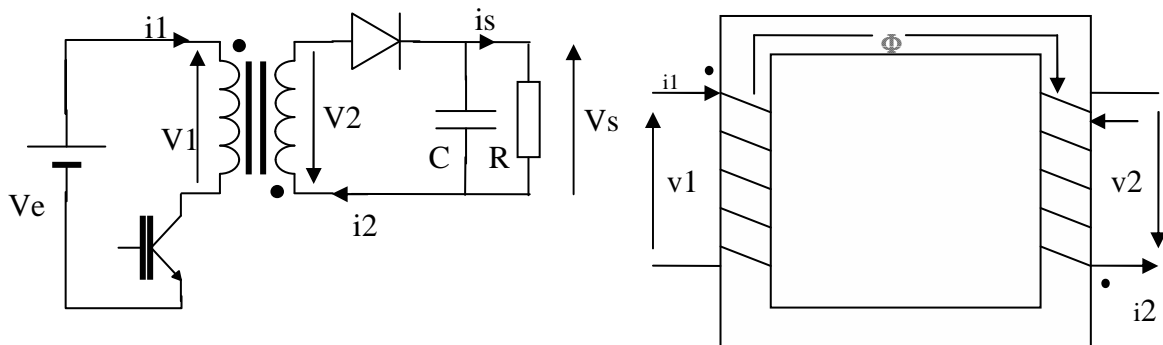
Pour assurer l'isolation galvanique, on va utiliser comme d'habitude la transformation de l'énergie électrique en énergie magnétique et vice versa. On peut envisager d'autres solutions (piezzo électrique c'est-à-dire forces, électrostatique, ...) mais les puissances transmissibles sont bien moindres.

On reconnaît bien le principe de base du transformateur (électrique – magnétique – électrique), mais les transformateurs utilisés en EP ne fonctionneront pas de façon classique. Attention aux matériaux utilisés (pertes magnétiques proportionnelles à la fréquence au carré !)

### 1. Flyback

#### a) Schéma de principe

Le schéma de principe de cette alimentation est donné ci-dessous. Son fonctionnement est similaire à celui d'un hacheur à accumulation inductive dans lequel l'élément de stockage inductif est réalisé par deux inductances couplées magnétiquement.



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

#### b) Autre structure: Flyback multi enroulement

On peut multiplier le nombre d'enroulements (alims multiples, asservissement, ...). La méthode est la même, on calcule le flux et on applique le théorème d'Hopkinson. La seule difficulté est de déterminer la répartition des ampères tours entre tous les secondaires au moment de l'ouverture du transistor.

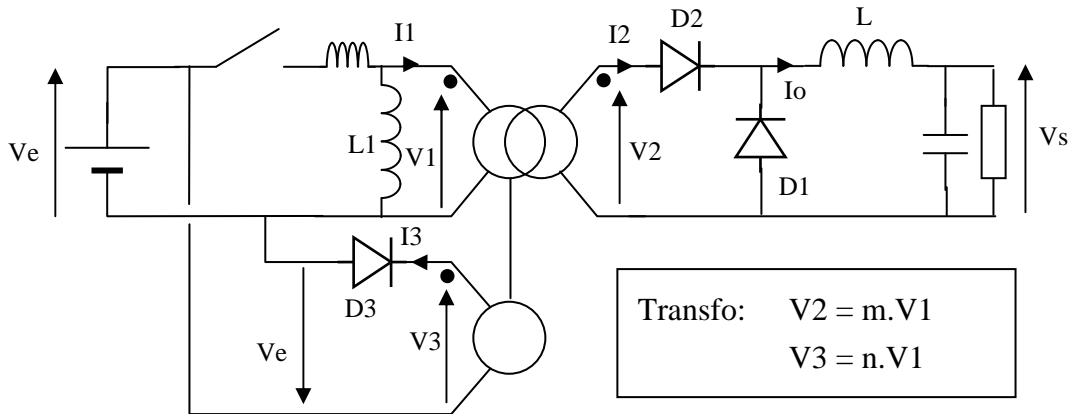
### 2. Forward

#### a) Structure

C'est une structure dérivée du hacheur série dans le principe: quand on ferme l'interrupteur, on va mettre en relation la source de tension et la charge de type courant (inductance L). Quand on ouvre l'interrupteur, la charge va se mettre en roue libre via une diode (ici D1). Entre les deux, on met un transformateur. Le problème est que durant le temps où l'interrupteur est fermé, le transformateur se magnétise (i.e. stocke de l'énergie magnétique, comme un Flyback). Il faut que cette énergie soit évacuée, sinon, elle se cumulerait et le transformateur se saturerait en quelques périodes. La solution consiste à créer un deuxième enroulement secondaire, qui fonctionne comme un Flyback, c'est-à-dire qui démagnétise le transformateur



pendant que l'interrupteur est ouvert. Cette énergie peut être soit stockée dans un condensateur (mais qu'en faire alors ?) soit plus simplement renvoyée à la source. L'enroulement n°3 sur la figure ci-dessous est donc connecté à la même source, et si on regarde bien, c'est exactement le schéma du Flyback... Attention, il ne faut pas gêner le fonctionnement de ce Flyback, qui va chercher à imposer sa tension au primaire du transfo durant la phase de démagnétisation: or, la diode de roue libre D1 au secondaire du transformateur imposerait dans le même temps 0 au secondaire, donc aussi au primaire: on rajoute donc la diode D2.



$$\frac{V_s}{V_e} = m \cdot \alpha$$

## V. Hacheurs réversibles

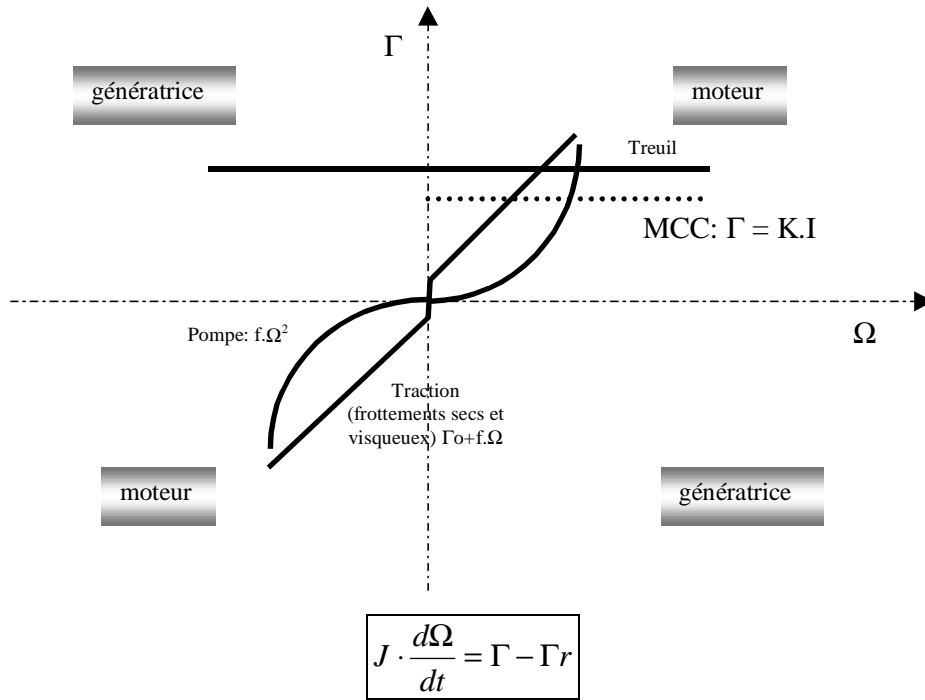
### 1. Introduction: réversibilité

La notion de réversibilité d'un montage implique l'inversion du sens de transit de puissance entre la source et la charge. Elle peut se traduire par une inversion du sens du courant (réversibilité en courant) ou de celui de la tension (réversibilité en tension).

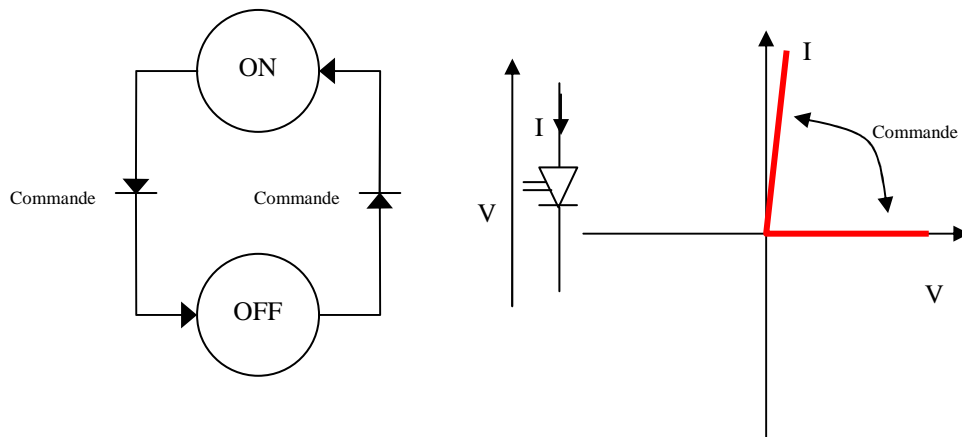
Pour avoir un montage réversible, il faut disposer de sources et de charges réversibles, et d'un dispositif de conversion également réversible:

Exemple de source réversible: batterie (en courant), génératrice à courant continu (en courant et en tension)

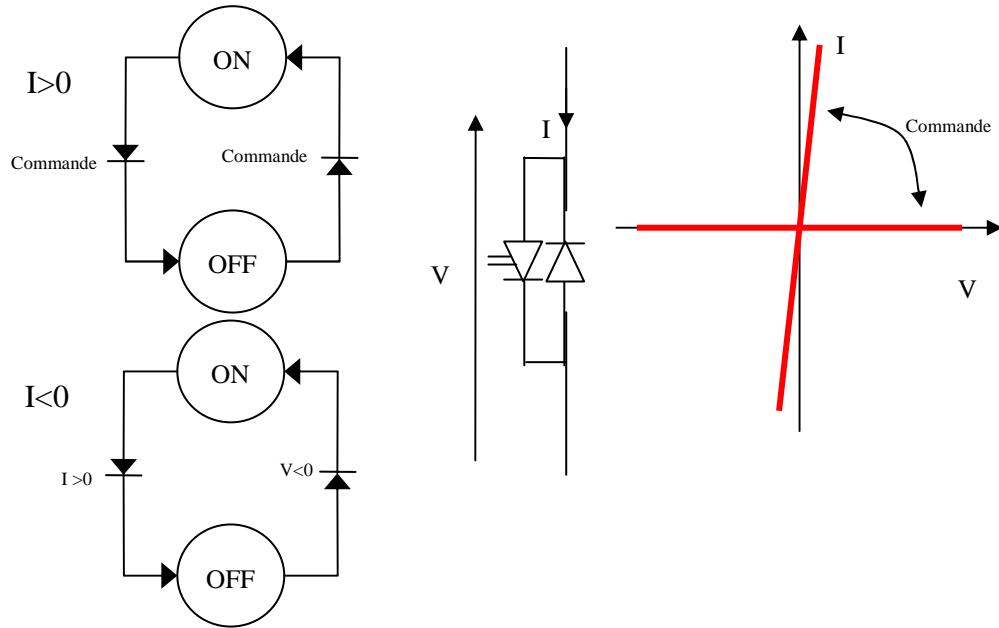
Exemple de charge réversible: MCC ( $\Gamma > 0 = I > 0$  et inversement,  $U > 0, \Omega > 0$  et inversement)



Si la réversibilité est importante au sens du montage, on s'attend bien évidemment à retrouver ce concept au niveau des interrupteurs: pour avoir un montage réversible en courant, on aura besoin d'interrupteurs réversibles. Pour le moment, on n'avait eu besoin que d'interrupteur et de diodes. En fait les interrupteurs Silicium utilisés ne sont pas réversibles en courant:

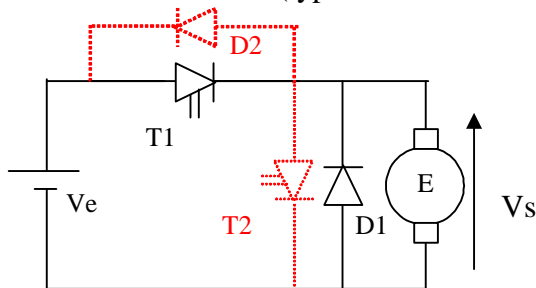


Pour les rendre réversibles, on leur adjoint une diode en anti parallèle:



## 2. Hacheur réversible en courant

Cas typique où on veut inverser le couple (donc le courant), c'est à dire accélérer ou freiner mais toujours en marche avant (traction type tramway), ou alors si on veut recharger une batterie avec une autre (type réseau bi-tension).



2 modes de commande: hacheur série seul et hacheur parallèle seul (hacheur série à l'envers, c'est-à-dire entrée en courant et sortie en tension), ou alors les deux interrupteurs sont commandés en permanence (ce qui permet d'avoir un meilleur contrôle du courant lors de l'inversion de couple en ne passant pas par la conduction discontinue). On verra ce mode de commande à la fin

### a) Mode traction ( $P$ source $\rightarrow$ charge)

T2 ouvert. On commande T1. D2 ne gêne pas car le courant ne veut pas passer dans ce sens. D1 bloquée sous  $-V_e$  comme dans un hacheur série. On ouvre T1, D1 fait roue libre.

$V_s = \alpha \cdot V_e$ . On a  $V_s = E + r \cdot I$  donc si  $V_s > E$ ,  $I > 0$  et si  $V_s < E$ ,  $I < 0$ , et dans ce cas, le fonctionnement est décrit par le mode ci-dessous:

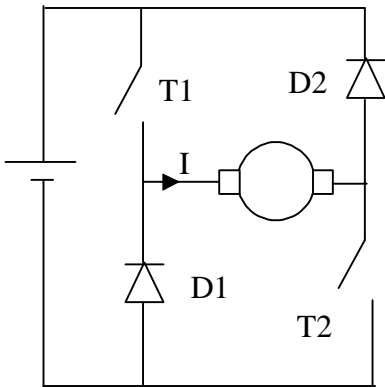
### b) Mode freinage ( $P$ charge $\rightarrow$ source)

On fonctionne en hacheur élévateur. T1 ouvert: on ferme T2. D1 bloquée d'une part par la chute de tension à l'état passant de T2, et d'autre part le courant ne veut pas aller dans ce sens. Quand on ouvre T2, D2 est passante. Hacheur parallèle, donc.  $V_e = E / (1 - \alpha)$ .

Sur ce mode de commande, il faut impérativement faire attention à ne pas court-circuiter la source de tension: introduction de temps de garde entre les différentes phases: du coup, le courant passe par les diodes et pendant ce temps, on a une phase de roue libre.

### 3. Hacheur réversible en tension

Cas du treuil (ascenseur) où le courant est toujours dans le même sens (car le couple est toujours dans le même sens, puisque la pesanteur ne change jamais de sens, qu'on monte une charge ou qu'on la descende) et où on veut inverser la vitesse de rotation.



2 modes de commande: E -E (T1 et T2 commandés en même temps) ou E 0 et 0 -E

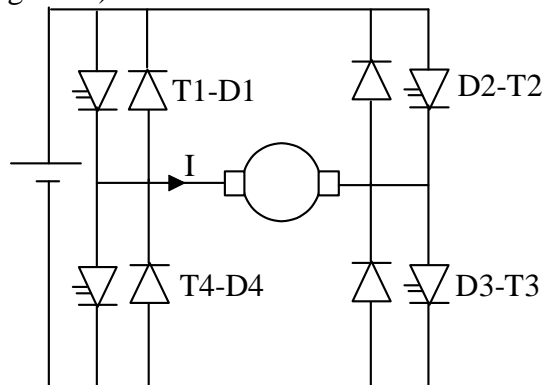
Le premier mode de commande ( $(2\alpha-1)*E$ ) permet de passer tout naturellement de la marche avant à la marche arrière (on commande T1 et T2 en même temps et D1 et D2 font roue libre). Le deuxième mode fonctionne en hacheur série (T1-D1) si T2 est toujours conducteur (D2 bloquée), ou en hacheur parallèle avec T2 ouvert (donc D2 passante).  
Avantage: T2 = Relais.  
Inconvénient au passage marche avant-marche arrière:  $\alpha$  doit être changé en  $1-\alpha$  (pb de régulation non linéaire)

On peut aussi rajouter quelques éléments de dimensionnement (faire référence aux hacheurs), ainsi qu'un montage en demi pont (T1 D1 et un pont capacitif). Dans ce cas, seule la commande +E -E est évidemment accessible. De plus, le dimensionnement en tension est plus contraignant (2E).

### 4. Hacheur 4 quadrants

On rend les semiconducteurs réversibles par rapport au hacheur réversible en tension.

Mode de commande: idem réversible en tension (+E -E ou +E 0 pour une tension positive et -E 0 pour les tensions négatives)



On a aussi besoin ici de faire attention aux temps de garde pour éviter le court circuit de bras.

Démontrer que selon les trois cas de figure du courant moyen (positif, négatif ou nul), on aboutit toujours à  $+E -E$ . Dire qu'on s'en servira maintenant à chaque fois pour refaire le raisonnement à l'envers.

Montrer également le montage en demi pont.

Attention, nécessaire uniquement si on veut passer *rapidement* d'un quadrant à un autre (par exemple marche avant-marche arrière, il faut savoir si on veut faire ça instantanément ou si un dispositif mécanique (ou électrique comme l'inversion de l'inducteur de la MCC) suffit.

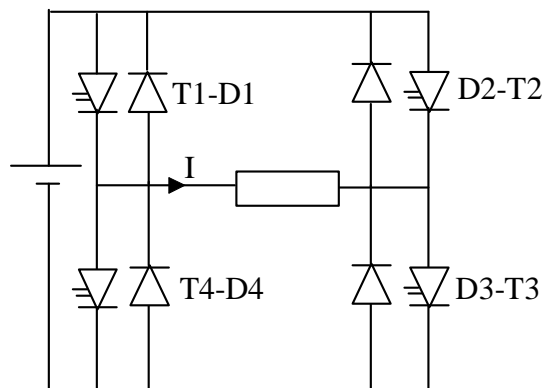
## C. La conversion DC-AC

### I. Structure monophasée

La charge peut être un dipôle de type "tension":  $V$  sinusoïdale quelque soit le courant

Ou un dipôle de type "courant":  $I$  sinusoïdal quelque soit la tension.

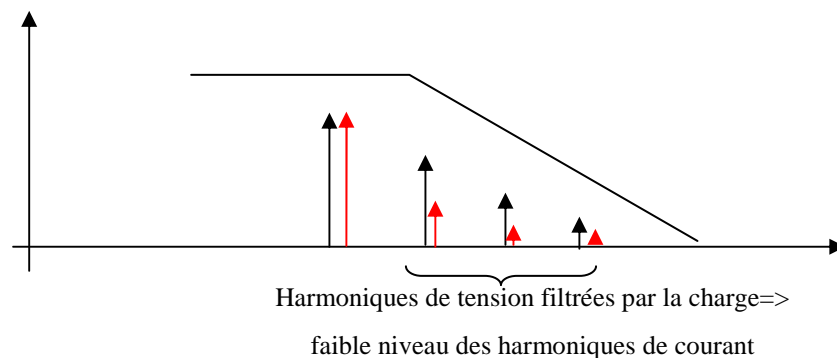
Il faut une réversibilité en tension et en courant des interrupteurs puisque  $I$  et  $V$  en sortie peuvent être positifs ou négatifs => Structure du hacheur 4 quadrants. Exemple ici à entrée en tension et un dipôle de type courant. On note le besoin de semiconducteurs réversibles en courant



#### 1. Dipôle courant: onduleur de tension

On a une inductance série. On ne viole donc pas les lois de l'électronique de puissance. On doit par contre faire attention au court circuit de bras: angle de garde pour éviter le recouvrement des commandes.

La tension appliquée à la charge est comme d'habitude,  $+E$ ,  $0$  ou  $-E$ , donc en gros des créneaux. Elle est donc chargée d'harmoniques. Puisqu'on a une inductance série, l'impédance en haute fréquence est forte. Les harmoniques de courant sont donc atténuées ( $I = V/Z$ , et  $Z$  est grand). On a donc un genre de filtrage passe bas, le courant est alors plus sinusoïdal que la tension.



Hyp: on ne conservera que le fondamental du courant.

On montre alors que dans cette hypothèse, la puissance moyenne n'est véhiculée que par le fondamental de la tension.

$$I(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \text{ (on prend } I \text{ comme référence des phases par exemple)}$$

$$V(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \text{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k)$$

$$P = \frac{1}{T} \int V(t) \cdot I(t) \cdot dt$$

$$P = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \int V_k \text{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k) \cdot I_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt$$

$$P = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \int V_k \text{eff} \cdot I_{\text{eff}} \cdot 2 \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k) \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt$$

$$P = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^{\infty} V_k \text{eff} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \int_T 2 \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t + \varphi_k) \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot dt$$

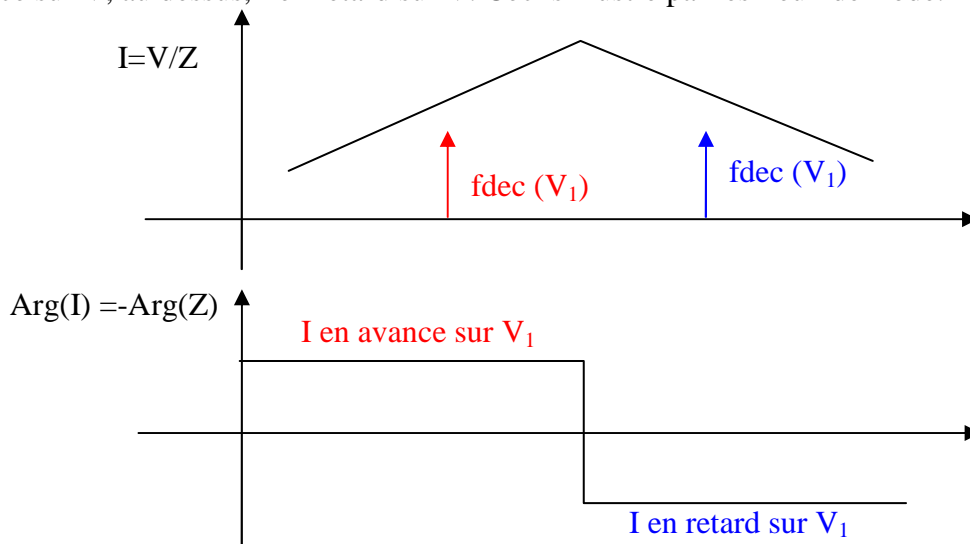
$$P = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^{\infty} V_k \text{eff} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \int_T (\cos((k-1) \cdot \omega \cdot t + \varphi_k) - \cos((k+1) \cdot \omega \cdot t + \varphi_k)) \cdot dt$$

Toutes les intégrales sont nulles (périodicité de période au moins T), sauf celle qui ne dépend pas du temps, pour k = 1.

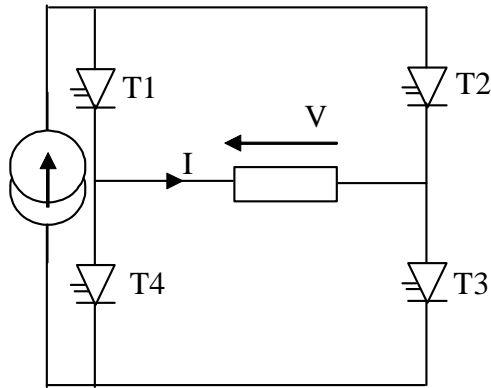
$$P = \frac{1}{T} \cdot V_1 \text{eff} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \int_T \cos(\varphi_1) \cdot dt$$

$P = V_1 \text{eff} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\varphi_1)$  (ce qui est d'ailleurs la formule classique en alternatif).

On peut donc ne conserver que le premier harmonique de la tension, et parler de déphasage entre courant et tension: en dessous de la fréquence de résonance du circuit R, L, C série, on a I en avance sur V, au dessus, I en retard sur V. Ceci s'illustre par les lieux de Bode.



## 2. Dipôle tension: onduleur de courant



On a une capacité en parallèle. Donc on ne viole pas les lois de l'EP avec la source de type courant. Exemple R,L,C. On doit par contre faire attention à ne pas ouvrir la source de courant (recouvrement des commandes obligatoire).

Cette fois-ci, la tension plus sinusoïdale que le courant. On n'en conservera que le fondamental. De la même manière qu'en 1, on montre que la puissance moyenne n'est véhiculée que par le fondamental du courant.

On peut donc ne conserver que le premier harmonique du courant, et parler de déphasage entre courant et tension: en dessous de la fréquence de résonance du circuit R, L, C, on a I en retard sur V, au dessus, I en avance sur V.

On note qu'on n'a plus besoin de réversibilité en courant. En revanche, on a une tension inverse appliquée aux semiconducteurs. Si ceux-ci ne le tolèrent pas technologiquement (exemple IGBT), il faut leur adjoindre une diode en série (augmentation de la chute de tension à l'état passant).

## II. Formes d'ondes de l'onduleur de tension monophasé pleine onde

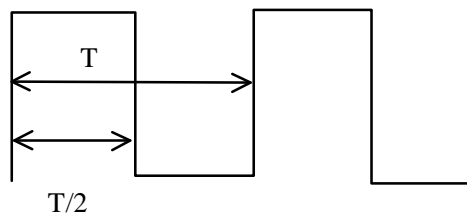
### 1. Commande complémentaire

#### a) Principe et formes d'ondes

La forme d'onde en tension est un créneau quasi parfait en tension ou en courant (aux angles de garde près, soit de non recouvrement, soit de recouvrement pour le commutateur de courant).

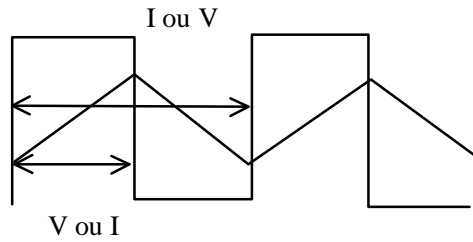
#### Charge R

Le courant et la tension ont la même forme pour les deux structures. Comme  $\langle V \rangle = 0$ ,  $\langle I \rangle = 0$  (pour l'onduleur, et réciproquement pour le commutateur).

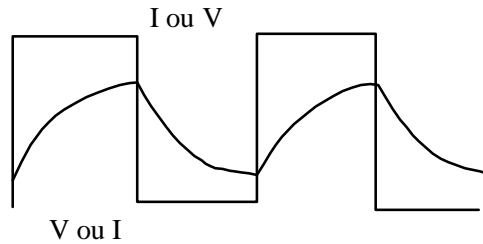


#### Charge L ou C



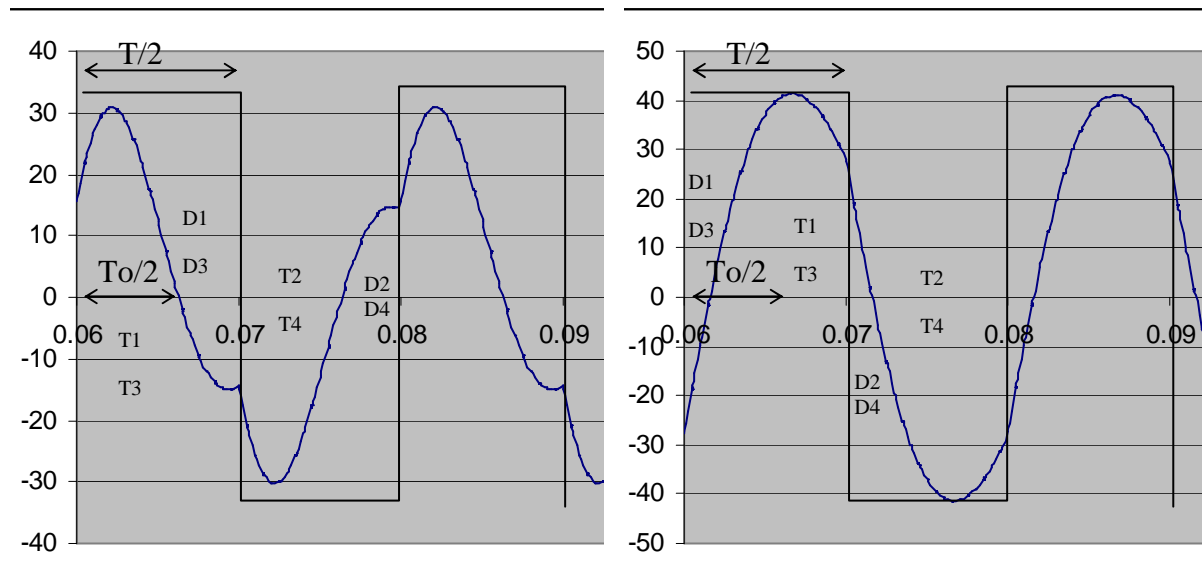


**Charge R-L (série) ou R-C (parallèle)**



Comme  $V = R.I + L.dI/dt$ , en valeur moyenne on a  $0 = R.<I>$  donc  $<I> = 0$ . (De même pour le commutateur de courant,  $<V> = 0$ ).

**Charge oscillante: fréquence de résonance  $F_0$  (courbes ci dessous I ou V)**



$T/2 > T_0/2$  soit  $F < F_0$

$T/2 < T_0/2$  soit  $F > F_0$

N.B. Si  $F = F_0$ , I est exactement sinusoïdal (et les diodes ne conduisent jamais).

On voit que I semble assez sinusoïdal. C'est assez normal si on considère que la charge est "coupe haut": elle diminue les harmoniques haute fréquence de la tension sur le courant.

**b) Transfert de puissance**

On a vu que seul le fondamental transfère de la puissance (dans l'hypothèse où I est sinusoïdal pour un onduleur de tension).

Le calcul de  $V_{1eff}$  est assez simple:

$$V_1 = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T V(t) \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t\right) \cdot dt$$

$$V_1 = \frac{4}{T} \cdot \int_0^{T/2} E \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot t\right) \cdot dt$$

$$V_1 = \frac{4 \cdot E}{T} \cdot \frac{T}{2 \cdot \pi} \cdot [1 + 1]$$

$$V_{1eff} = \frac{4 \cdot E}{\pi \sqrt{2}}$$

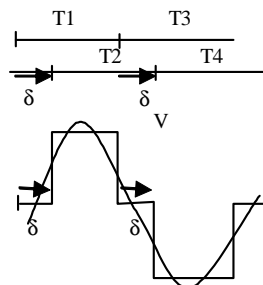
N.B.  $V_{eff\ vraie} = E$ , ce qui montre bien que  $V$  a des harmoniques puisque  $V_{1eff}$  est différent de  $V_{eff\ vraie}$ .

Mise en évidence qu'on ne peut maîtriser le transfert de puissance que par  $E$  (hacheur + onduleur).

## 2. Commande par déphasage (onduleur de tension)

Les deux bras sont toujours commandés à rapport cyclique  $\frac{1}{2}$  pour assurer la valeur moyenne nulle en sortie, mais au lieu d'être en opposition de phase, on les décale d'un angle  $\delta$ . On dispose alors d'un moyen de réglage supplémentaire.

La forme d'onde en tension est alors décrite ci-dessous (roue libre T2-T3 ou T1-T4):



Le calcul de  $V_{1eff}$  peut se faire également assez simplement.

On prend un référentiel en  $\delta/2$  pour avoir une fonction impaire. Donc on n'intègre que sur une demi période pour avoir le bn, et on multiplie par 2. Compte tenu du changement de variable  $t'=t-\delta/2$ , le terme dans le sinus est modifié:

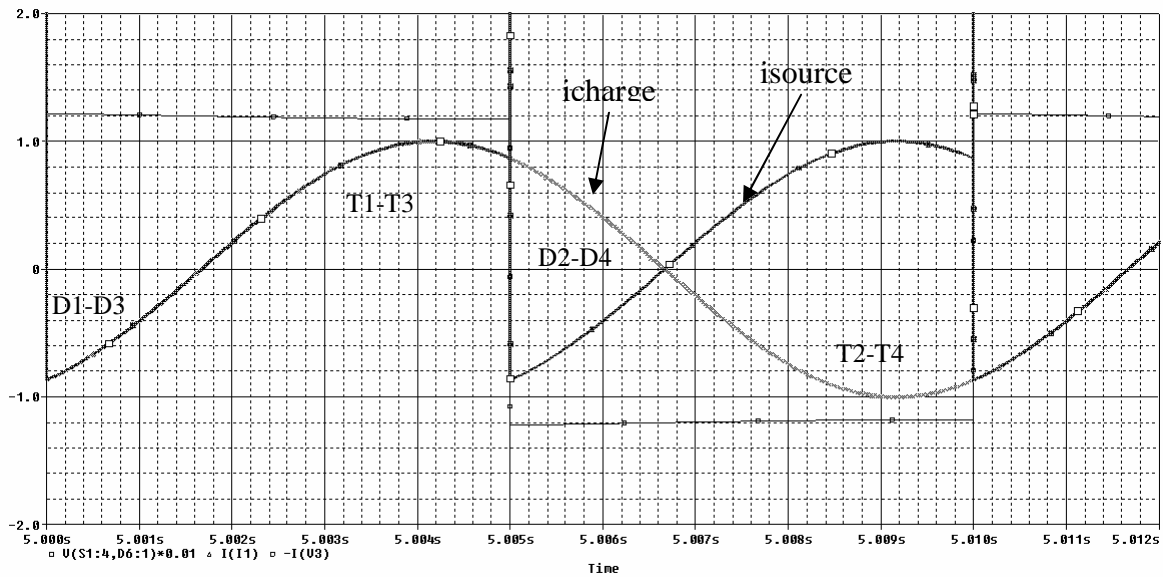
$$V_1 = \frac{4}{T} \cdot \int_{\delta/2}^{T/2-\delta/2} E \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T} \cdot \left(t + \frac{\delta}{2}\right)\right) \cdot dt \quad \text{tel que } 2\pi/T \cdot \delta = \delta$$

$$V_1 = \frac{4 \cdot E}{T} \cdot \frac{T}{2 \cdot \pi} \cdot [\cos \delta - \cos(\pi)]$$

$$V_{eff} = \frac{2 \cdot E}{\pi \sqrt{2}} \cdot (1 + \cos \delta)$$

On retrouve bien pour  $\delta = 0$ , le terme  $V_{1eff} = \frac{4 \cdot E}{\pi \sqrt{2}}$ , et 0 pour  $\delta = \pi$ .

### 3. Modes de commutation

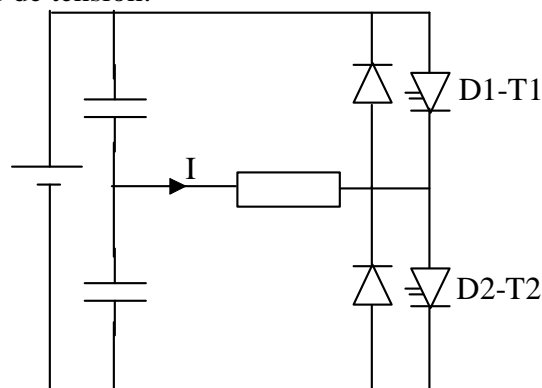


Etude des modes de commutation (naturelle-Mode Thyristor-ZCS ou forcée-Mode Thyristor dual-ZVS) en fonction du fait qu'il y a ou non du courant dans le transistor qu'on doit ouvrir. Par exemple ci-dessus, on est en mode ZVS. Il y a du courant dans l'interrupteur qu'on doit ouvrir. Les interrupteurs commandés commutent à zéro de tension (passage de relais de la diode au transistor), par contre on doit les ouvrir alors qu'il y a du courant dedans. Ce cas se passe quand le courant est en retard sur le fondamental de la tension (charge inductive). Sur charge capacitive, c'est l'inverse (mode ZCS).

### III. Autres structures monophasées

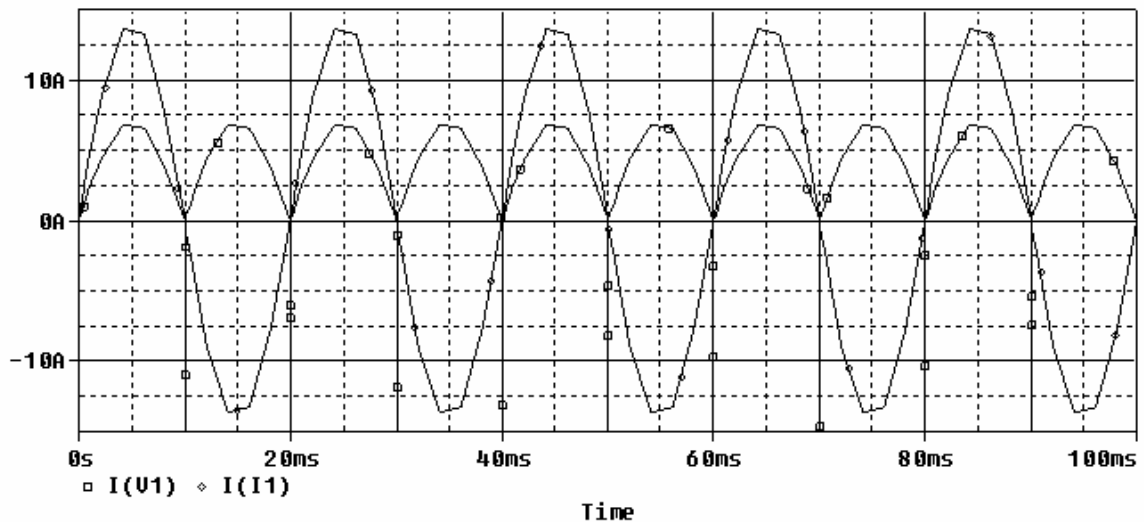
Point milieu sur le continu: demi pont inductif ou capacitif. Contrainte supplémentaire sur les semiconducteurs.

Exemple pour l'onduleur de tension:

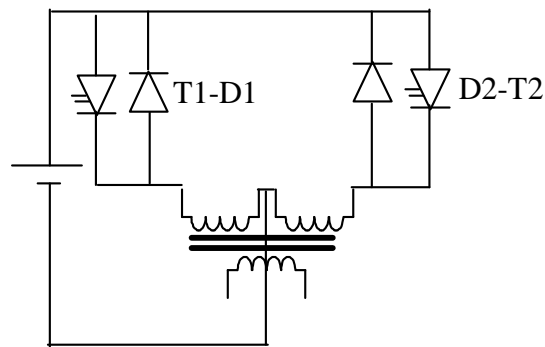


Remarque: pour obtenir  $+E$  ou  $-E$  sur la charge, il faut une source  $2.E$ . Les semiconducteurs ont donc un surdimensionnement en tension.

Au passage, le courant dans la source de tension est (cas idéal) un "redressement" de  $I_{ch}/2$ . Exple, quand T1 conduit, on a  $i/2$  qui passe dans le condensateur du bas, et  $i/2$  dans celui du haut. La source voit donc  $i/2$ ...



Point milieu sur l'alternatif: montage push pull



On économise des semiconducteurs, mais il faut un transfo...

#### IV. Commande en Modulation de largeur d'impulsion

##### 1. Principe de la MLI

Echantillonnage d'un signal désiré, et reconstitution des paliers avec les niveaux de tension disponibles: +E, 0 et -E

##### 2. Vocabulaire

MLI synchrone et asynchrone

Indice de modulation (MLI synchrone) – fréquence de découpage (MLI asynchrone)

MLI unipolaire (+E/0 pour le positif, et -E/0 pour le négatif) et MLI bipolaire (+E -E tout le temps).

##### 3. Réalisation numérique

DSP, microcontrôleur, CPLD... Dans tous les cas de figure, il s'agit de veiller à la vitesse d'horloge et au nombre d'opérations, par rapport au temps dont on dispose (période de découpage..., voire période \* rapport cyclique min)

##### 4. Réalisation analogique

**a) principe**

comparaison modulante – porteuse (introduire le vocabulaire de coefficient de réglage en tension)

la porteuse peut être en triangle ou en dent de scie

**b) Exemples**

MLI unipolaire (1 comparaison définit les 4 cdes des interrupteurs)

MLI Bipolaire (1 porteuse et 2 modulantes déphasées de pi, en fait, 1 sinus, et deux comparaisons avec la porteuse)

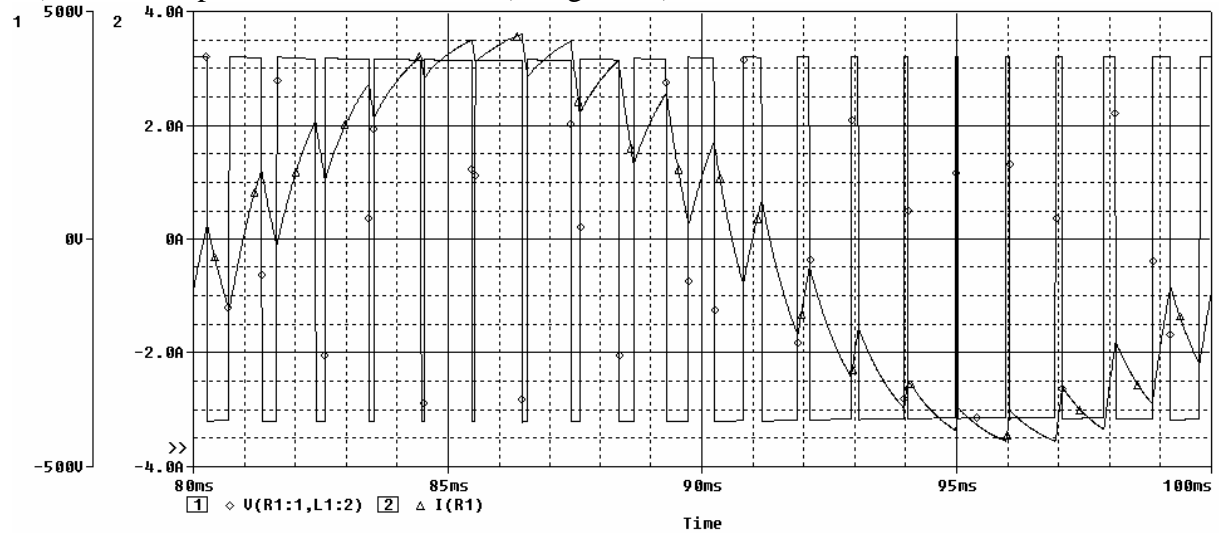
Comparaison des résultats et commentaires

**5. Triphasé**

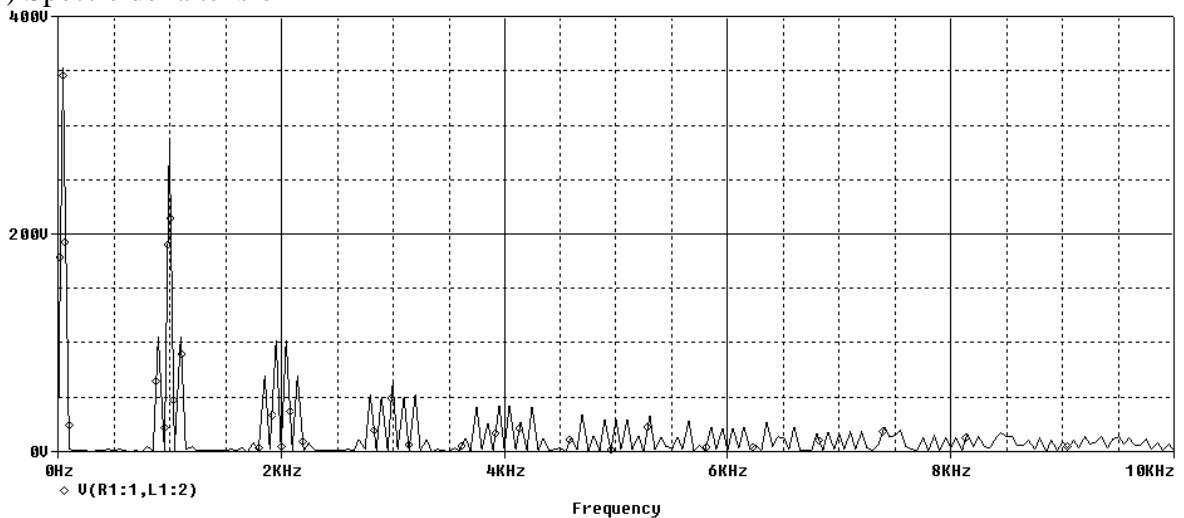
La on n'a pas le choix: 1 porteuse et 3 modulantes depahsees de 120°

=> montrer les resultats (cf TD)

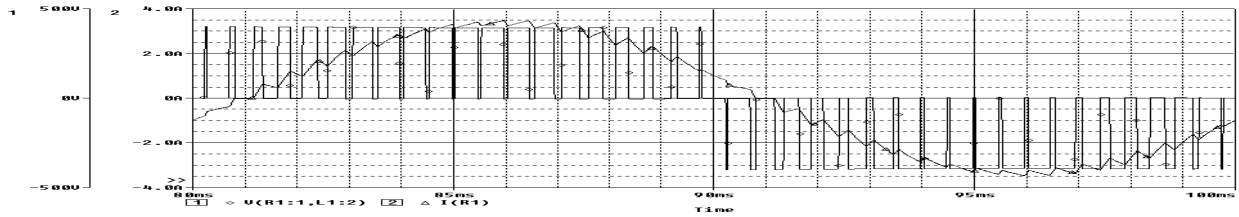
**1°) Allure temporelle courant-tension (charge R, L)**



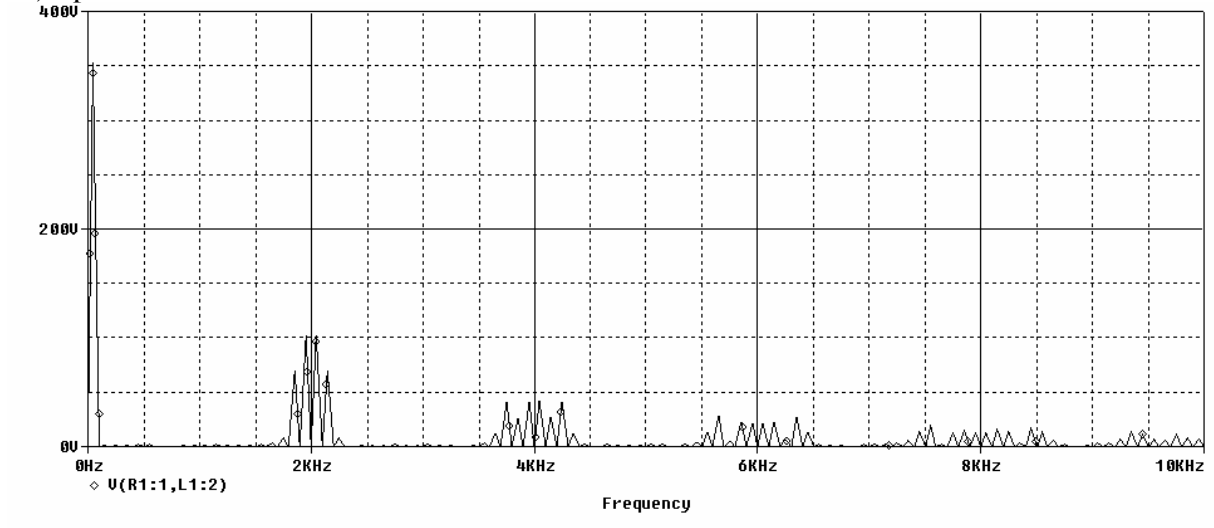
**2°) Spectre de la tension**



**1°) Allure temporelle courant-tension (charge R, L)**



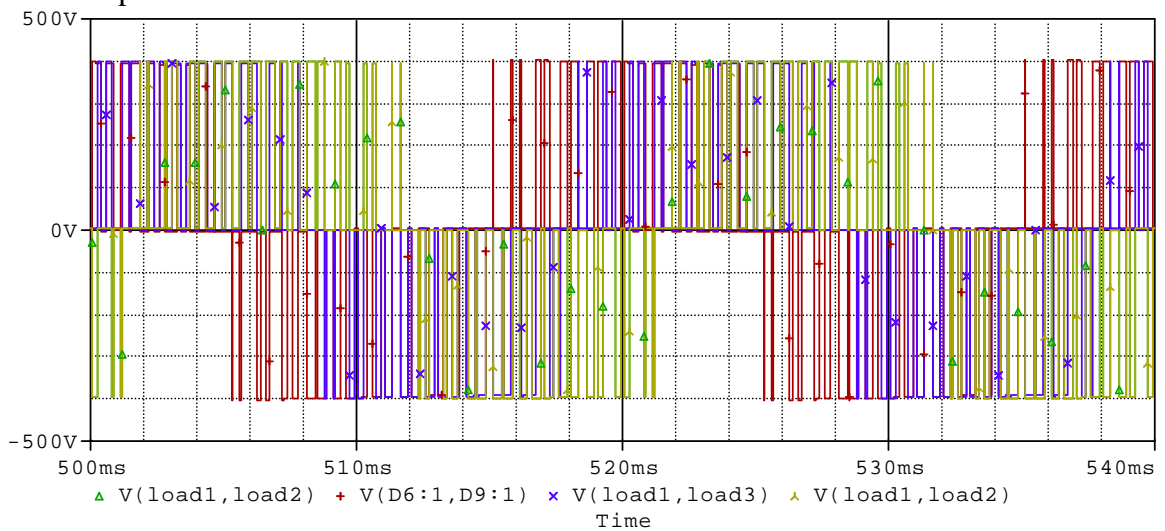
## 2°) Spectre de la tension



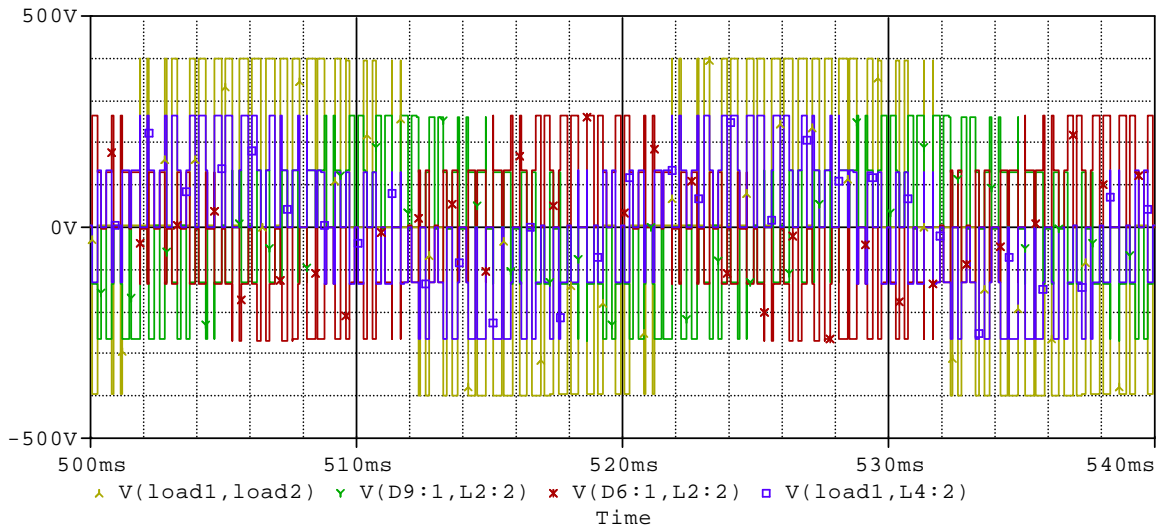
On remarque que les premières raies apparaissent à  $2 * F_{dec}$ , puisque on a dissocié les deux bras. de ce fait, on peut multiplier la fréquence apparente de la tension appliquée à la charge, sans augmenter celle de chaque bras.

## MLI triphasée

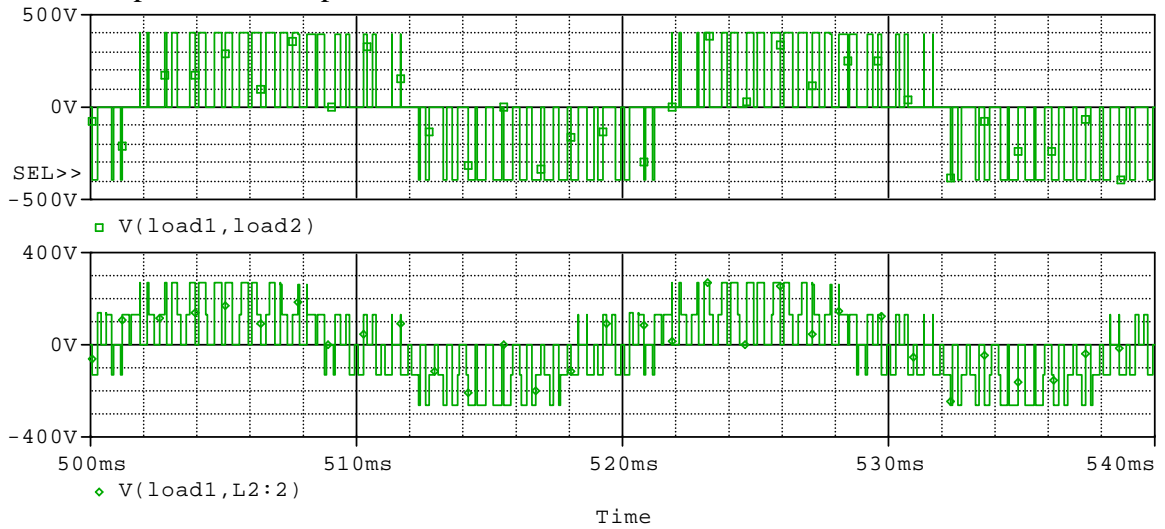
### tension composées



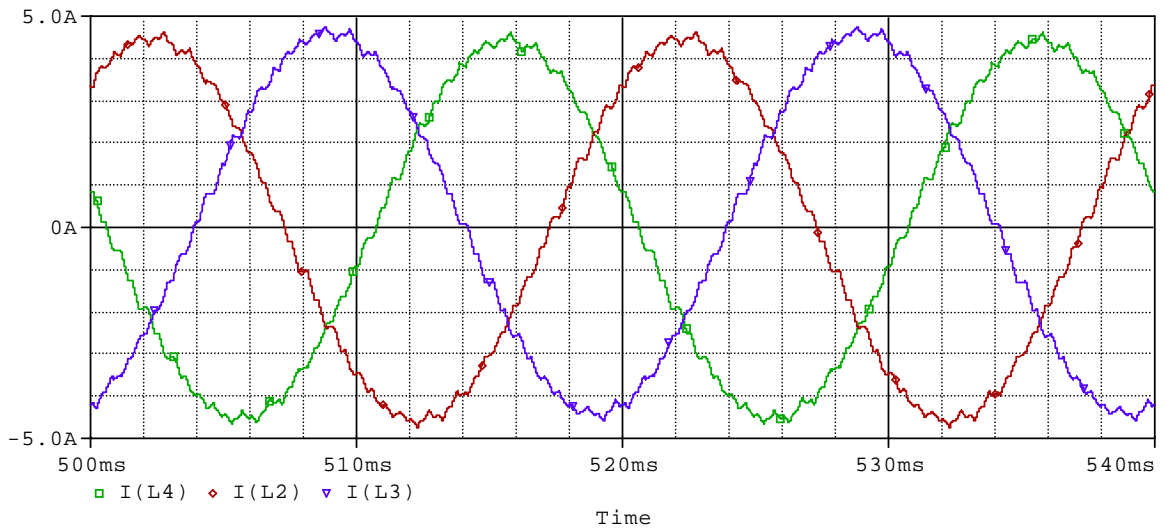
### tensions simples



### 1 tension simple et une composee



### Courants



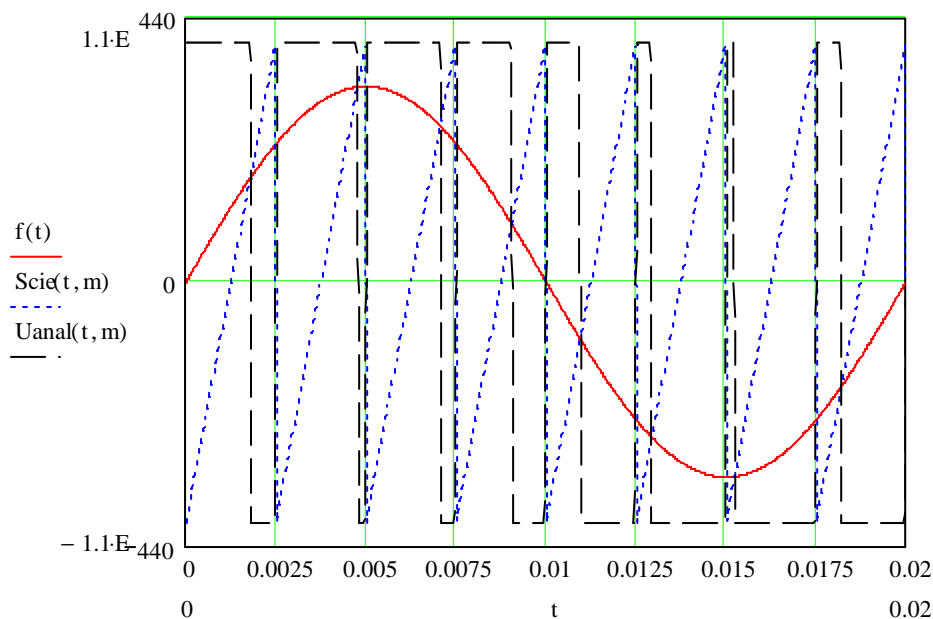
On note que sur la tension simple, on retrouve les trois niveaux différents ( $2 \cdot E/3$ ,  $E/3$  etc... voir étude onduleur tri) qui rend la forme d'onde moins chargée en harmoniques. Le courant

est donc très sinusoïdal, par rapport au cas du monophasé qui ne joue que sur deux niveaux de tension.

### 6. Quelques relations importantes

Prenons le cas d'une MLI bipolaire monophasée. La réalisation analogique peut être faite par une modulante sinusoïdale et une porteuse en dents de scie.

Soit  $V_{max}$  l'amplitude de la modulante et  $U_{max}$  celle de la porteuse. On appelle  $r$  le ratio  $V_{max}/U_{max}$ .  $r$  est le coefficient de réglage en tension. Pour une MLI "normale",  $r < 1$ , sinon, on perd la notion de fréquence de découpage. C'est un cas de "surmodulation", utile pour gagner en pertes, mais au détriment d'apparition d'harmoniques, puisque l'échantillonnage de la sinusoïde désirée ne peut plus se faire correctement. Le passage à la limite permet d'ailleurs de retrouver le fonctionnement dit en pleine onde (créneau).



On applique  $+E$  quand la porteuse est supérieure à la modulante, et  $-E$  le reste du temps.

Soit  $T_{HF}$  la période de la porteuse.

L'expression de l'instant d'intersection peut s'obtenir aisément si la modulante est considérée comme constante (ce qui est vrai à l'échelle de temps de  $T_{HF}$ : elle ne varie que lentement):

$$-U_{max} + \left( \frac{2 \cdot U_{max}}{T_{HF}} \cdot t \right) = V_o$$

$$-1 + \left( \frac{2}{T_{HF}} \cdot t \right) = \frac{V_o}{U_{max}}$$

$$t = \left( \frac{V_o}{U_{max}} + 1 \right) \cdot \frac{T_{HF}}{2}$$

Le rapport cyclique correspondant vaut donc  $t/T_{HF}$ :

$$\alpha = \left( \frac{V_o}{U_{max}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{2}$$



Si maintenant,  $V_0$  est considérée comme variant lentement:  $V_0 = V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ , alors le rapport cyclique va dépendre du temps:

$$\alpha(t) = \left( \frac{V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t)}{U_{\max}} + 1 \right) \cdot \frac{1}{2}$$

$$\alpha(t) = (r \cdot \sin(\omega \cdot t) + 1) \cdot \frac{1}{2}$$

Or, on sait que sur un intervalle de temps  $T_{\text{HF}}$ , la valeur moyenne de la tension vaut  $(2 \cdot \alpha - 1) \cdot E$ .  
Donc on peut exprimer la valeur moyenne de la tension appliquée à la charge sur une période  $T_{\text{HF}}$ .

$$\langle V_{\text{ch}} \rangle_{\text{HF}}(t) = r \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

On a donc bien une grandeur moyenne qui évolue sinusoïdalement au cours du temps.

On obtiendrait les mêmes résultats pour une dent de scie descendante ou un triangle.

Au passage, pour des indices de modulation élevés, l'échantillonnage de la modulante n'a pas besoin d'être précis: on peut prendre la valeur en début de période, c'est largement suffisant (bloqueur d'ordre 0). En fait, toute valeur instantanée dans la période HF est bonne. C'est d'ailleurs ce qui se passe avec une dent de scie: on échantillonne à une valeur instantanée qui est celle obtenue quand on a l'intersection.

Autre remarque: signaux impairs avec symétrie de glissement: harmoniques de rang pair nuls.

Si on a  $f(T/2 - x) = f(x)$

$$b_n = \frac{4}{T} \cdot \int_0^{T/2} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt$$

$$b_n = \frac{4}{T} \cdot \left( \int_0^{T/4} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt + \int_{T/4}^{T/2} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \right)$$

$$b_n = \frac{4}{T} \cdot \left( \int_0^{T/4} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt + \int_{T/4}^0 f(T/2 - x) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot (T/2 - x)) \cdot (-dx) \right)$$

$$b_n = \frac{4}{T} \cdot \left( \int_0^{T/4} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt + \int_{T/2}^0 f(x) \cdot \sin(-n \cdot \omega \cdot x + n \cdot \pi) \cdot (-dx) \right)$$

$$b_n = \frac{4}{T} \cdot \left( \int_0^{T/4} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt - \int_0^{T/4} f(x) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot x - n \cdot \pi) \cdot dx \right)$$

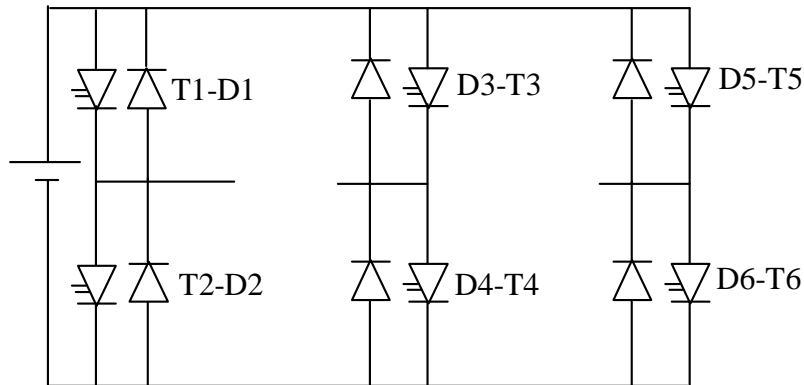
$$b_n = \frac{4}{T} \cdot \left( \int_0^{T/4} f(t) \cdot (\sin(n \cdot \omega \cdot t) - \sin(n \cdot \omega \cdot t - n \cdot \pi)) \cdot dt \right)$$

si  $n$  est pair,  $b_n$  est nul. Si  $n$  est impair,

$$bn = \frac{8}{T} \cdot \left( \int_0^{T/4} f(t) \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \right)$$

## V. Structure triphasée

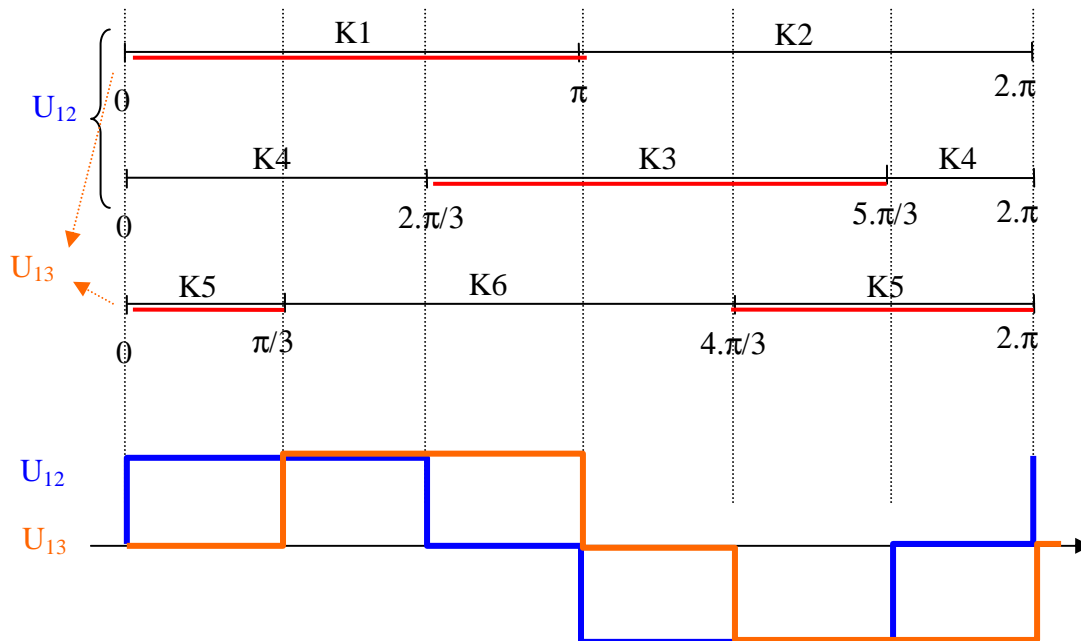
### 1. Formes d'onde



Les trois bras sont à valeur moyenne nulle. On déphase les commandes de  $2\pi/3$ .

Onduleur de tension: on impose les tensions entrephase qui valent  $+E$ ,  $0$  ou  $-E$ .

Le chronogramme suivant illustre comment on peut obtenir une tension entrephase (exemple sur  $U_{12}$  et  $U_{13}$ ):



Les tensions phase neutre valent alors  $+2.E/3$ ,  $+E/3$ ,  $-E/3$ ,  $-2.E/3$ .

En effet, on a:

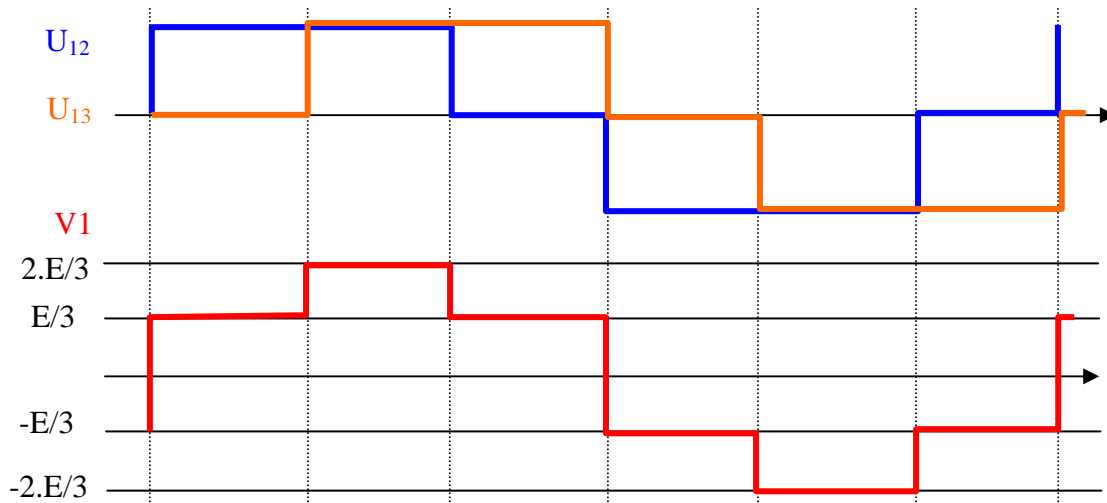
$$U_{12} = V_1 - V_2$$

$$U_{13} = V_1 - V_3$$

$$\text{Et } V_1 + V_2 + V_3 = 0$$

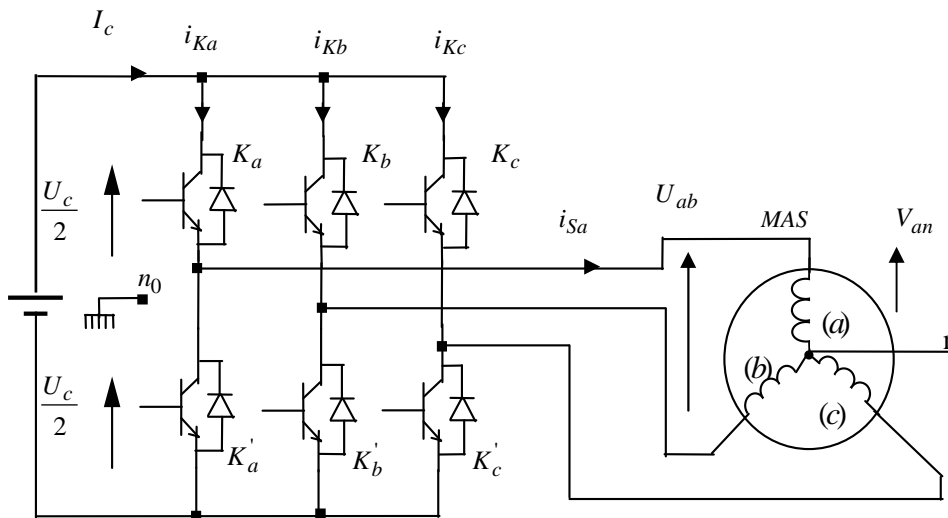
Donc  $U_{12}+U_{13}= 2.V_1-V_2-V_3 = 3.V_1$

Donc  $V_1 = (U_{12}+U_{13})/3$



2. Modélisation vectorielle

On part d'une association onduleur – charge triphasée (exemple machine électrique)



Pour étudier le comportement des charges triphasées, on a coutume de définir un vecteur tournant

$$\overline{V_{Sn}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_{an} + v_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

On cherche à exprimer ce vecteur tournant en fonction de la tension d'alimentation  $U_c$  et des ordres de commande des interrupteurs, supposés parfaits et noté  $S_j (j=a,b,c)$ .

$S_j = 1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,

$S_j = 0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

On a vu précédemment que les tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  s'expriment en fonction des tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{ac}$  et  $U_{bc}$ , mais ces tensions font intervenir les états de 2 bras. On va tenter d'utiliser un bras uniquement (pour exprimer en fonction de  $S_j$ )

Pour cela, on utilise un "neutre" (plutôt "point milieu") côté continu, noté  $n_0$ .

Le vecteur tournant  $V_{sn}$  s'exprime alors:

$$\begin{aligned}\overline{V_{Sn}} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ (v_{an_0} + v_{n_0n}) + (v_{bn_0} + v_{n_0n}) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + (v_{cn_0} + v_{n_0n}) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \\ \overline{V_{Sn}} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_{an_0} + v_{bn_0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn_0} e^{j\frac{4\pi}{3}} + v_{n_0n} \cdot \left( 1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \right] \\ \overline{V_{Sn}} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_{an_0} + v_{bn_0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn_0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] = \overline{V_{Sn_0}}\end{aligned}$$

L'avantage d'utiliser cette référence au point  $n_0$  est que les tensions  $V_{an_0}$ ,  $V_{bn_0}$ ,  $V_{cn_0}$  s'expriment directement en fonction des commandes  $S_j$ :

$$v_{jn_0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2}$$

(Au passage, on peut exprimer la tension  $v_{nn_0} = (1/3)[v_{an_0} + v_{bn_0} + v_{cn_0}]$ , en utilisant

$$\begin{cases} v_{an} + v_{nn_0} = v_{an_0} \\ v_{bn} + v_{nn_0} = v_{bn_0} \\ v_{cn} + v_{nn_0} = v_{cn_0} \end{cases}$$

et  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ . On exprime donc également la tension neutre en fonction des commandes si on le désire)

Expression du vecteur tournant ( $V_{Sn}$  ou  $V_{Sn_0}$ ) en fonction de l'état des interrupteurs:

$$\begin{aligned}\overline{V_{Sn_0}} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ \left( S_a - \frac{1}{2} \right) + \left( S_b - \frac{1}{2} \right) e^{j\frac{2\pi}{3}} + \left( S_c - \frac{1}{2} \right) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \\ \overline{V_{Sn_0}} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]\end{aligned}$$

Différentes combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ )  $\Rightarrow$  8 positions du vecteur  $\overline{V_{Sn_0}}$  ( $2^3$ )

2 correspondent au vecteur nul

$$\overline{V_0} \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0,0,0) \text{ et } \overline{V_7} \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$$

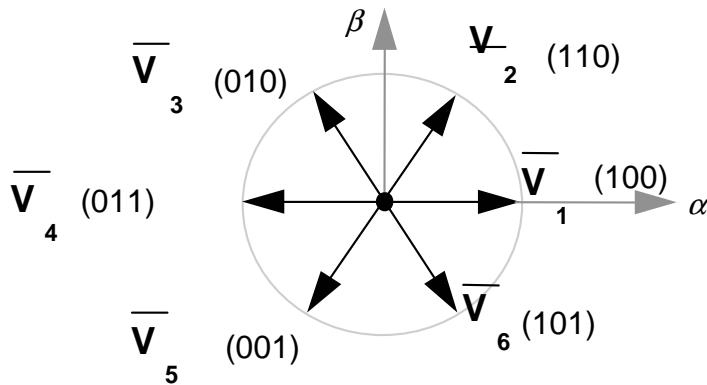
$(S_a, S_b, S_c)$	$v_{an_0}$	$v_{bn_0}$	$v_{cn_0}$	$\overline{V_j}$
0,0,0	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\overline{V_0} = 0$
1,0,0	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\overline{V_1} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c$
1,1,0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\overline{V_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c e^{j\pi/3}$

0,1,0	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\bar{V}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j2\pi/3}$
0,1,1	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\bar{V}_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$
0,0,1	$-\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\bar{V}_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j4\pi/3}$
1,0,1	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\bar{V}_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j5\pi/3}$
1,1,1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\bar{V}_7 = 0$

On peut donc définir n'importe quelle position du vecteur tournant en appliquant une combinaison quelconque des vecteurs  $V_0$ -  $V_7$ . Le principe de la MLI vectorielle consiste donc à projeter le vecteur  $V_s$  désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurent le calcul des temps de commutation désirés correspondant à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons  $t_i$  et  $t_{i+1}$  ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période de découpage. Pour maintenir cette période constante, on complète ce temps par l'application d'un vecteur nul. Afin de reconnaître dans quel secteur se trouve le vecteur  $V_s$ , une série de test sur  $V_s\alpha$  et  $V_s\beta$  assure la localisation de celui-ci. A l'intérieur d'une période de commutation, il existe plusieurs stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée.

$$\bar{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{3}{2} v_{an} + j \frac{\sqrt{3}}{2} (v_{bn} - v_{cn}) \right]$$

$$\bar{V}_{Sn} = V_{S\alpha} + jV_{S\beta}$$



vecteurs tensions nuls :

$$\bar{V}_0 (000) \quad \bar{V}_7 (111)$$

## D. La conversion AC-DC

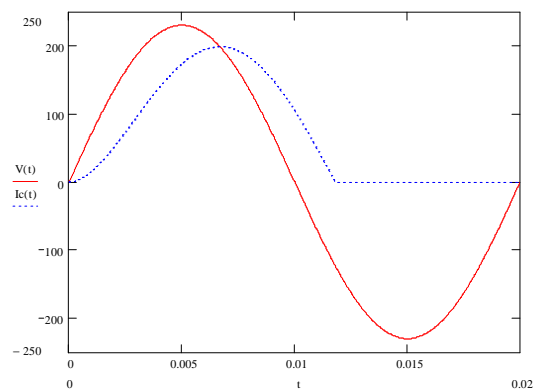
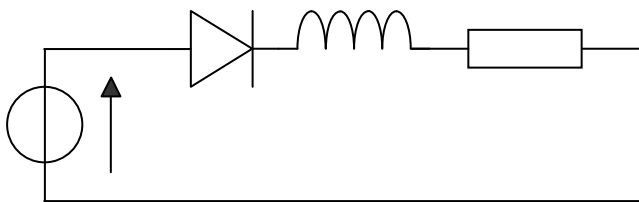
### I. Introduction

C'est une des étapes les plus répandues: une grosse majorité des usages de l'électricité nécessite des tensions continues (électronique, variation de vitesse...), une grosse majorité des moyens de stockage électrique également, et de grand nombre de petites production électrique, alors que la production de masse et le transport d'électricité sont en alternatif. Le premier étage d'une conversion d'énergie commence donc souvent par du redressement. Signalons également les besoins en forte puissance pour le transport d'énergie en CC (sous marin) et l'interconnexion des dispositifs de génération d'électricité à fréquence variable (éoliennes).

### II. Redressement monophasé

L'étape la plus simple et naturelle consiste à disposer une simple diode en série entre la source alternative et la charge.

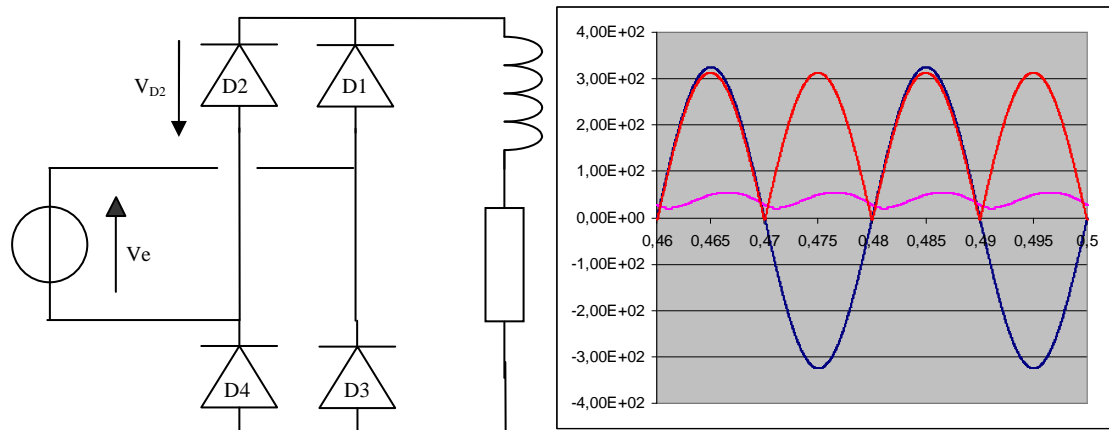
Exemple source de tension alternative et charge naturellement de type courant. Le fonctionnement est le suivant: quand il n'y a pas de courant dans la charge, la tension diode est égale à la tension secteur. La diode conduit donc dès le moment où celle-ci passe par zéro. Elle s'arrête quand le courant s'annule dans la charge. La détermination de cet instant est difficile analytiquement, puisqu'on doit résoudre une équation différentielle  $R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} = V \cdot \sin(\omega t)$ . La solution de cette équation est du type  $I(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) + B \cdot e^{-t/\tau}$ . Trouver l'instant d'annulation du courant est impossible analytiquement (équation transcendante).



L'inconvénient majeur de cette solution est qu'elle impose à la charge l'annulation du courant, ce qui engendre trop d'ondulation de courant. Par ailleurs, le courant dans la source AC a une composante continue !!! Elle n'est donc jamais retenue.

On utilise plutôt le montage en pont complet comme indiqué ci-dessous (exemple source de tension sur charge R, L). Le montage est unidirectionnel en courant (diodes), le courant de charge ne peut être que positif. On fait l'hypothèse que le courant ne s'annule pas dans la charge. On a donc toujours une des deux diodes du haut et une des deux diodes du bas qui

conduisent. Si les deux diodes sont passantes, alors la loi des mailles imposerait  $V_e = 0$  ce qui est impossible. On n'a donc qu'une seule diode qui conduit. Supposons que D1 conduise, alors  $V_{D2} = -V_e$ . Si  $V_e$  est positif, D2 est bloquée: cette solution est possible. De même, si  $V_e$  est négatif, alors c'est D2 qui conduit. Un raisonnement similaire aboutit à D4 conductrice pour  $V_e > 0$ , et D3 pour  $V_e < 0$ .



La tension appliquée à la charge vaut donc  $V_e$  pour  $V_e$  positif et  $-V_e$  pour  $V_e$  négatif.

On a donc la valeur absolue de la tension.

La valeur moyenne de cette tension appliquée à la charge est de

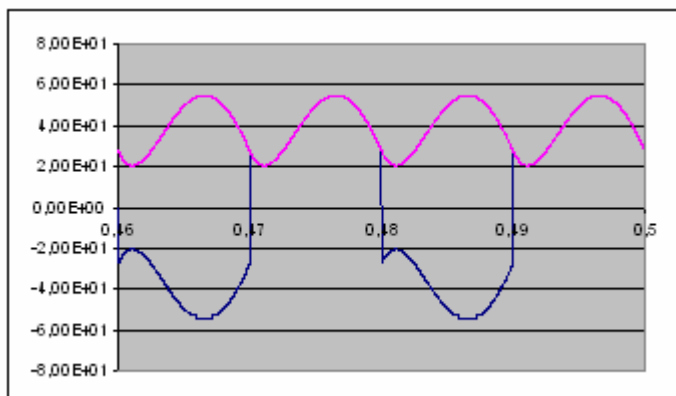
$$\langle V \rangle = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} V_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) dt, \text{ soit}$$

$$\langle V \rangle = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta) d\theta$$

$$\langle V \rangle = \frac{2 \cdot V_{eff} \cdot \sqrt{2}}{\pi}$$

Cette tension (fixe si  $V_{eff}$  est fixe), est valable comme d'habitude si le courant ne s'annule pas dans les diodes avant la fin de la période (conduction continue). Dans le cas contraire, on reste à zéro pur le courant et la tension charge. La détermination du passage à zéro du courant fait appel à la résolution de la même équation transcendante que précédemment pour le redressement simple alternance.

Le courant débité par la source est simplement le courant charge (que l'on peut supposer continu) quand  $V_e$  est positive, et moins le courant charge quand  $V_e$  est négatif.



Cette solution est très utilisée en relativement faible puissance. L'inconvénient majeur est l'inductance côté continu (difficile à dimensionner). On verra en fin de cours qu'on peut s'en passer, au prix d'une "violation" des lois de l'électronique de puissance...

La puissance maximale transmissible en monophasé étant un peu limitée, on passe à étude de solutions triphasées

### III. Redressement triphasé

#### 1. Rappels

Rappel très bref sur les sources triphasées.

Trois sources sinusoïdales de même amplitude déphasées de  $120^\circ$  ( $2\pi/3$ )

$$V_1 = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$V_2 = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$V_3 = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

$$U_{12} = V_1 - V_2$$

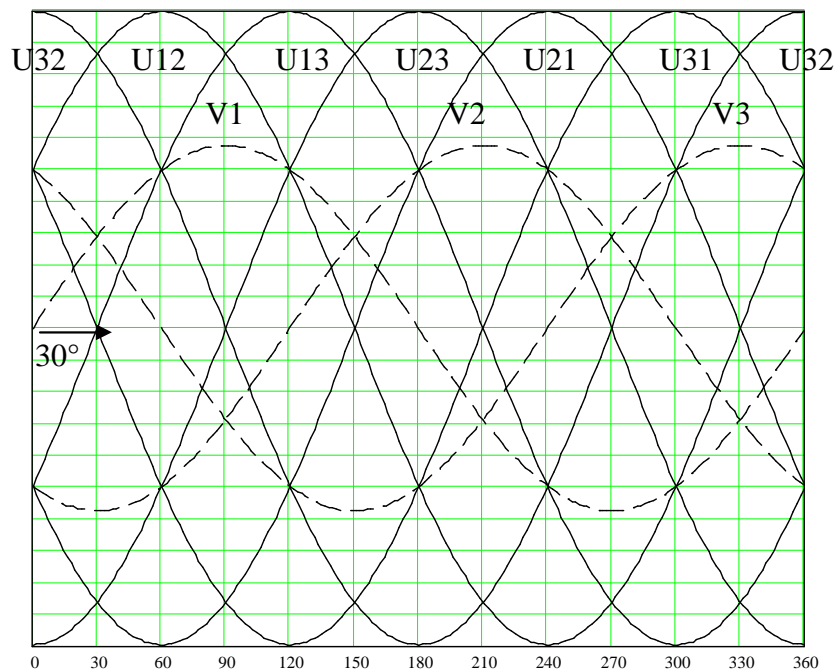
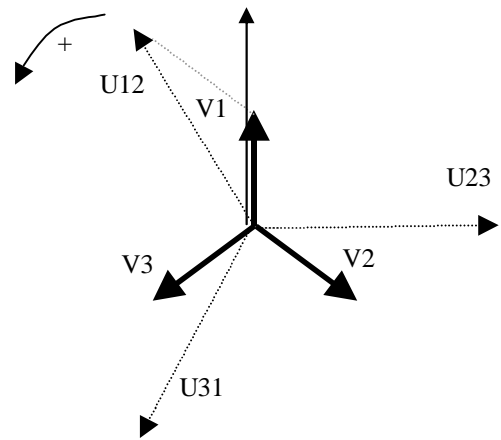
$$U_{12} = V_{eff} \sqrt{2} \cdot (\sin(\omega t) - \sin(\omega t - 2\pi/3))$$

$$U_{12} = V_{eff} \sqrt{2} \cdot \left( 2 \cdot \cos\left(\frac{\omega t + \omega t - 2\pi/3}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega t - \omega t + 2\pi/3}{2}\right) \right)$$

$$U_{12} = V_{eff} \sqrt{3} \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - \pi/3)$$

$$U_{12} = V_{eff} \sqrt{3} \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + \pi/6)$$

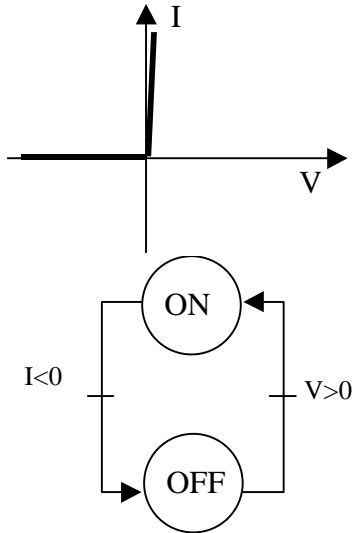
De même pour  $U_{13}$  et  $U_{23}$ ...



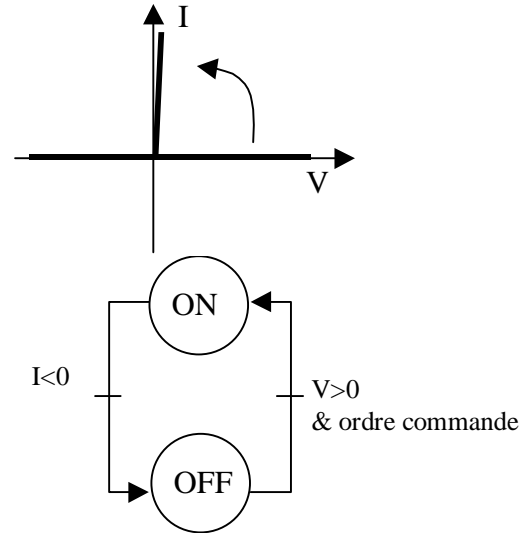


Pour ce qui est des composants, on va toujours utiliser des diodes, mais comme on l'a vu précédemment, elles ne permettent pas d'assurer le réglage de la tension de sortie. On va donc introduire un composant supplémentaire, le thyristor, qui est simplement une diode dont on peut retarder l'amorçage.

Diode

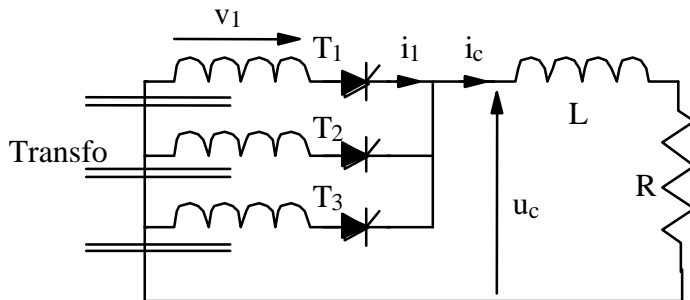


Thyristor



## 2. Redresseur P3

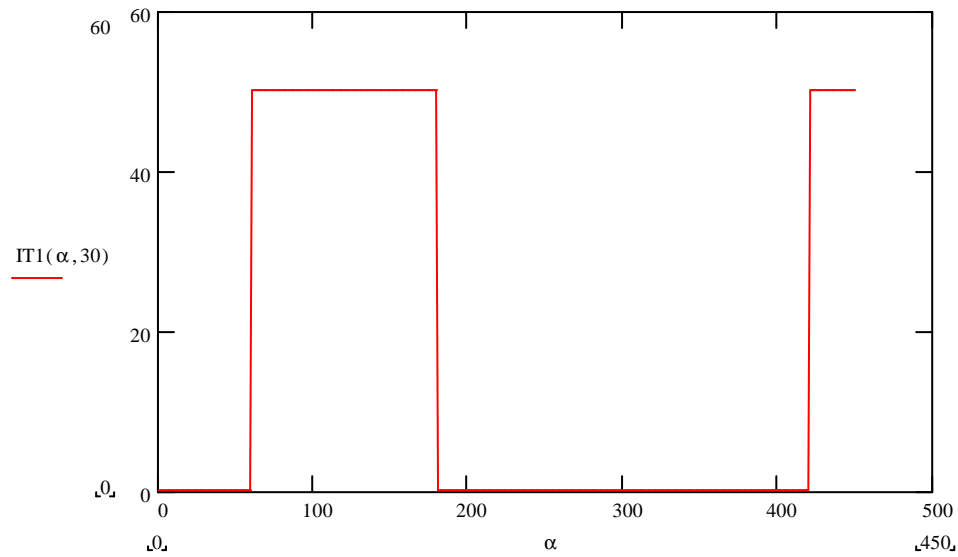
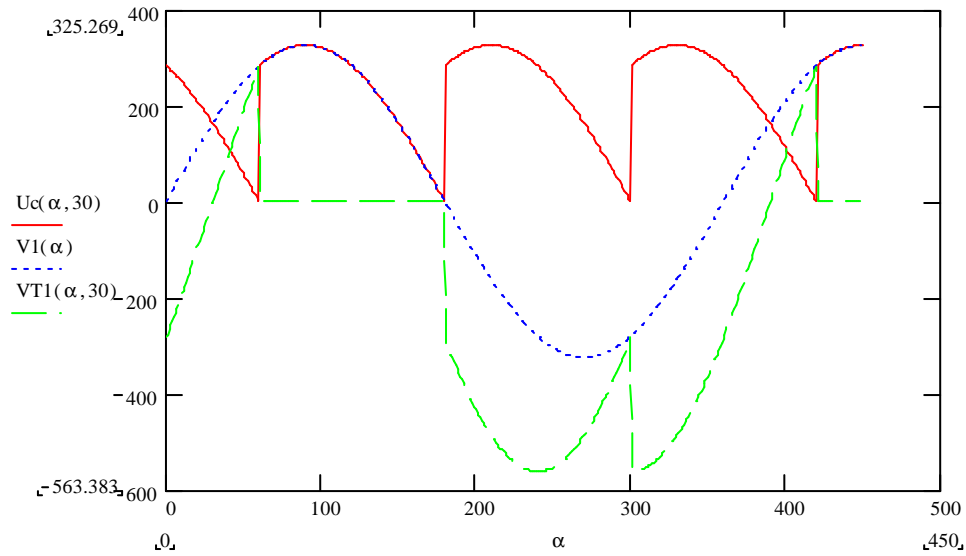
Peu utilisé mais très pédagogique. On présentera d'abord les formes d'ondes et le fonctionnement sur le montage à diodes avant de passer aux thyristors. L'hypothèse de base de cette étude est que le courant est considéré comme constant dans la charge. Il y a toujours un des semiconducteurs qui conduit.



### a) Etude des tensions en considérant le courant constant dans la charge

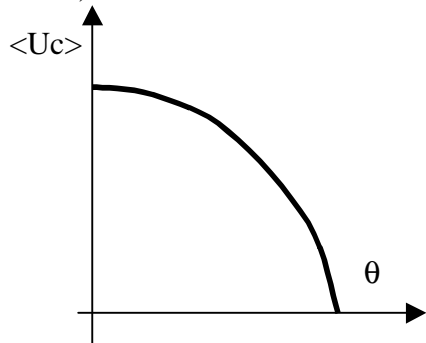
On est en "commutation naturelle": la mise en conduction d'un semiconducteur bloque l'autre. Il faut ici donner l'explication de la conduction successive de 1 puis 2 puis 3; soit la plus positive des tensions  $V_i$  (raisonnement par l'absurde), soit la première des tensions à devenir positive (explication sur les diodes puis tracé de la forme d'onde  $U_c$ )

Pour le montage à Thyristor, tracer  $U_c$ ,  $I_{T1}$ ,  $V_{T1}$ .



CALCUL de  $U_{cmoy}(\theta)$ :  $\langle U_c \rangle = \frac{3\sqrt{3}V_{eff}\sqrt{2}}{2\pi} \cos \theta$  (convertisseur réversible si la charge le

permet)



DIMENSIONNEMENT des thyristors en tension: ils doivent tenir  $U$  (tension entre phase) dans les deux sens).

**b) Etude des courants**

DIMENSIONNEMENT des thyristors en courant moyen et efficace:  $\langle I_T \rangle = I_o/3$ ,  $I_{Teff} = \frac{I_o}{\sqrt{3}}$

### c) Facteur de puissance

$f = P/S$ , avec  $S$  puissance apparente.

Ce facteur de puissance (égal à  $\cos\phi$  pour des signaux sinusoïdaux) permet de définir la puissance apparente de l'installation (dimensionnement du transfo) en fonction de la puissance électrique à faire transiter ("qualité" d'utilisation du réseau).

$$f = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cos\theta \quad \text{N.B. Ce facteur de puissance est maximal dans le cas du triphasé.}$$

### d) Etude des chutes de tension

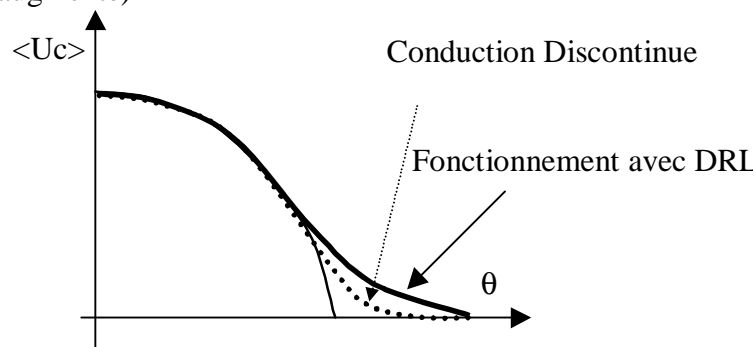
On cite juste les causes de chutes de tension: Résistives et fem des composants, empiètement.

### e) Réversibilité

Comme o l'a dit, ce montage est réversible en tension (fonctionnement dit en onduleur assisté, car il a besoin du réseau pour fonctionner), mais pas en courant.

### f) Fonctionnements particuliers

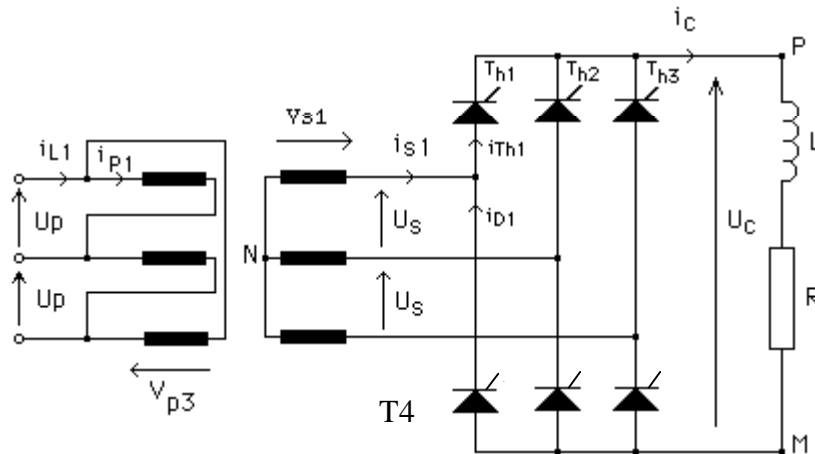
- ✓ Conduction discontinue (On change la caractéristique de commande mais on ne sait rien calculer analytiquement): comme on supprime des portions négatives de  $U_c(t)$ , la valeur moyenne  $\langle U_c \rangle$  est plus grande qu'en conduction continue.
- ✓ Charge R, L avec diode de roue libre (On change la caractéristique de commande et pour  $\theta > \pi/6$ , on a DRL qui intervient, et le convertisseur n'est plus réversible, mais son facteur de puissance augmente)



- ✓ Charge R pure (Si  $U_c < 0$  alors CD. Analogue au fonctionnement DRL)
- ✓ Charge "active": onduleur assisté (On peut renvoyer de l'énergie au réseau, si charge comporte E. Sinon, on aurait  $I_{c\text{moy}} < 0$  et ça c'est pas possible car  $I_c(t) > 0$  quelque soit t)

### 3. Pont complet

#### a) Structure et principe

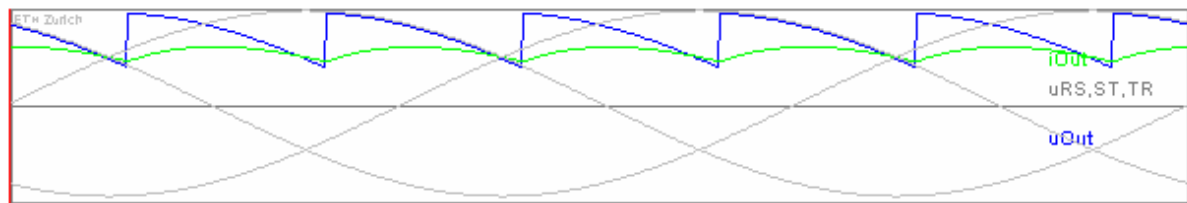


Les thyristors du haut forment un redresseur P3 (cathode commune). La tension  $V_{PN}$  est donc celle vue précédemment.

Les thyristors du bas forment un redresseur P3 également, mais à anode commune: la seule différence est alors que le thyristor T4 par exemple se met à conduire quand la tension  $U_{31}$  passe par zéro, et pas  $U_{13}$  comme dans le cas du redresseur à cathode commune. La tension  $V_{MN}$  est tout de même aisée à déterminer (il suffit de considérer  $\theta + \pi$ ).

#### b) Formes d'ondes en tension

[http://www.ipes.ethz.ch/ipes/f\\_index.html](http://www.ipes.ethz.ch/ipes/f_index.html)



CALCUL de  $U_{cmoy}(\theta)$ . On utilise simplement la relation  $U_c = V_{PM} = V_{PN} - V_{MN}$ .

En passant aux valeurs moyennes, cette relation reste bien évidemment toujours vraie, et comme les tensions moyennes  $\langle V_{PN} \rangle$  et  $\langle V_{MN} \rangle$  sont connues (redresseur P3), on obtient:

$$\langle U_c \rangle = \frac{3\sqrt{3}V_{eff}\sqrt{2}}{\pi} \cos \theta \quad (\text{convertisseur réversible}).$$

DIMENSIONNEMENT des thyristors en tension: comme le P3.

#### c) Courant

DIMENSIONNEMENT des thyristors en courant moyen et efficace. Comme pour le P3, le courant moyen vaut  $I_o/3$  et le courant efficace  $I_{Teff} = \frac{I_o}{\sqrt{3}}$

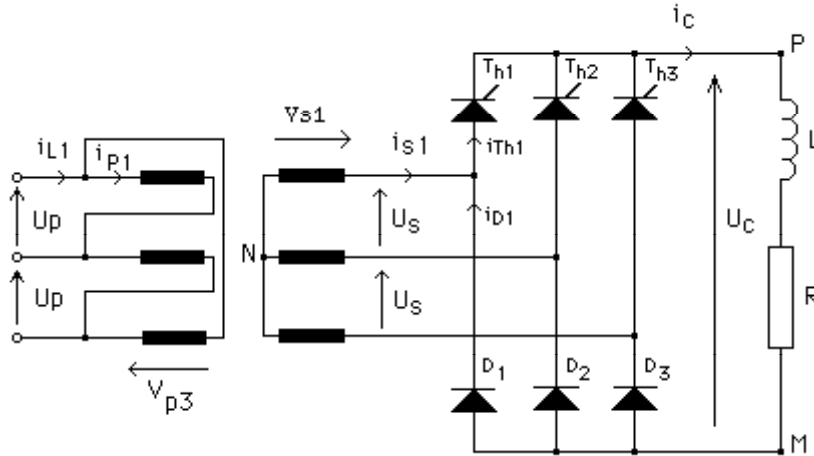
#### d) Facteur de puissance

Le courant efficace en ligne vaut  $I_{Leff} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_c$

Le facteur de puissance au secondaire du transfo vaut alors  $f_s = \frac{3}{\pi} \cdot \cos(\theta)$  (bien mieux que P3).

#### 4. Pont mixte

##### a) Structure et principe

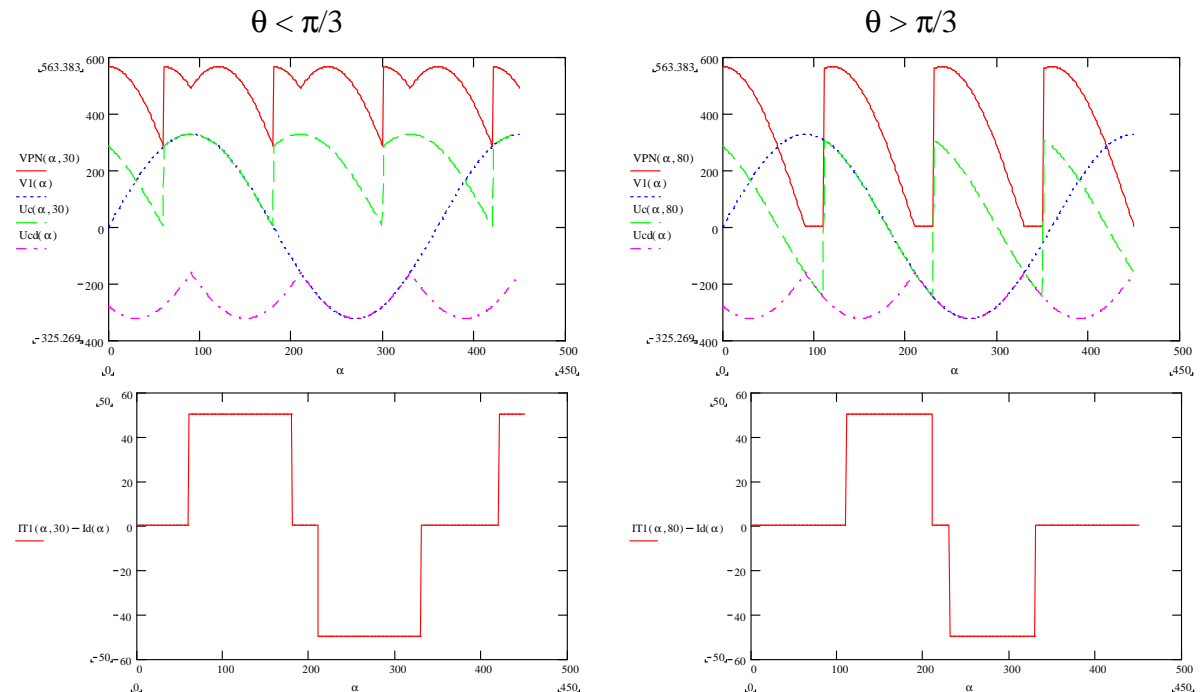


Les thyristors du haut forment un redresseur P3 (cathode commune). La tension  $V_{PN}$  est donc celle vue précédemment.

Les diodes du bas forment un redresseur P3 également, mais à anode commune: la seule différence est alors que la diode D1 par exemple se met à conduire quand la tension  $U_{31}$  passe par zéro, et pas  $U_{13}$  comme dans le cas du redresseur à cathode commune. La tension  $V_{MN}$  est tout de même aisée à déterminer.

##### b) Formes d'ondes en tension (attention quand $\theta > \pi/3$ )

Quand  $\theta$  augmente, la forme d'onde  $V_{PN}$  se modifie puisque les instants de conduction des thyristors se décalent. En revanche, ceux des diodes restent identiques: de ce fait, pour  $\theta > \pi/3$ , un thyristor et une diode du même bras conduisent, et la tension  $U_C$  vaut alors 0.



CALCUL de  $U_{cmoy}(\theta)$

On n'a pas à se préoccuper des formes d'ondes de  $U_c$ , ni du fait de savoir si  $\theta > \pi/3$ : on utilise simplement la relation  $U_c = V_{PM} = V_{PN} - V_{MN}$ .

En passant aux valeurs moyennes, cette relation reste bien évidemment toujours vraie, et comme les tensions moyennes  $\langle V_{PN} \rangle$  et  $\langle V_{MN} \rangle$  sont connues (redresseur P3), on obtient:

$$\langle U_c \rangle = \frac{3\sqrt{3}V_{eff}\sqrt{2}}{2\pi}(1 + \cos\theta) \text{ (convertisseur non réversible).}$$

DIMENSIONNEMENT des thyristors en tension: comme le P3.

**c) Courant**

DIMENSIONNEMENT des thyristors en courant moyen et efficace. Comme pour le P3, le courant moyen vaut  $I_o/3$  et le courant efficace  $I_{Teff} = \frac{I_o}{\sqrt{3}}$

**d) Facteur de puissance (attention pour  $\theta > \pi/3$ )**

Le courant moyen au secondaire du transformateur est systématiquement nul (gros avantage par rapport au P3).

Pour le courant efficace en ligne, on est obligé de différencier les cas  $\theta < \pi/3$  et  $\theta > \pi/3$ .

$$\theta < \pi/3: I_{Leff} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_c$$

$$\theta > \pi/3: I_{Leff} = \sqrt{\frac{\pi - \theta}{\pi}} \cdot I_c$$

$$fs = \frac{3}{2\pi} \cdot (1 + \cos(\theta))$$

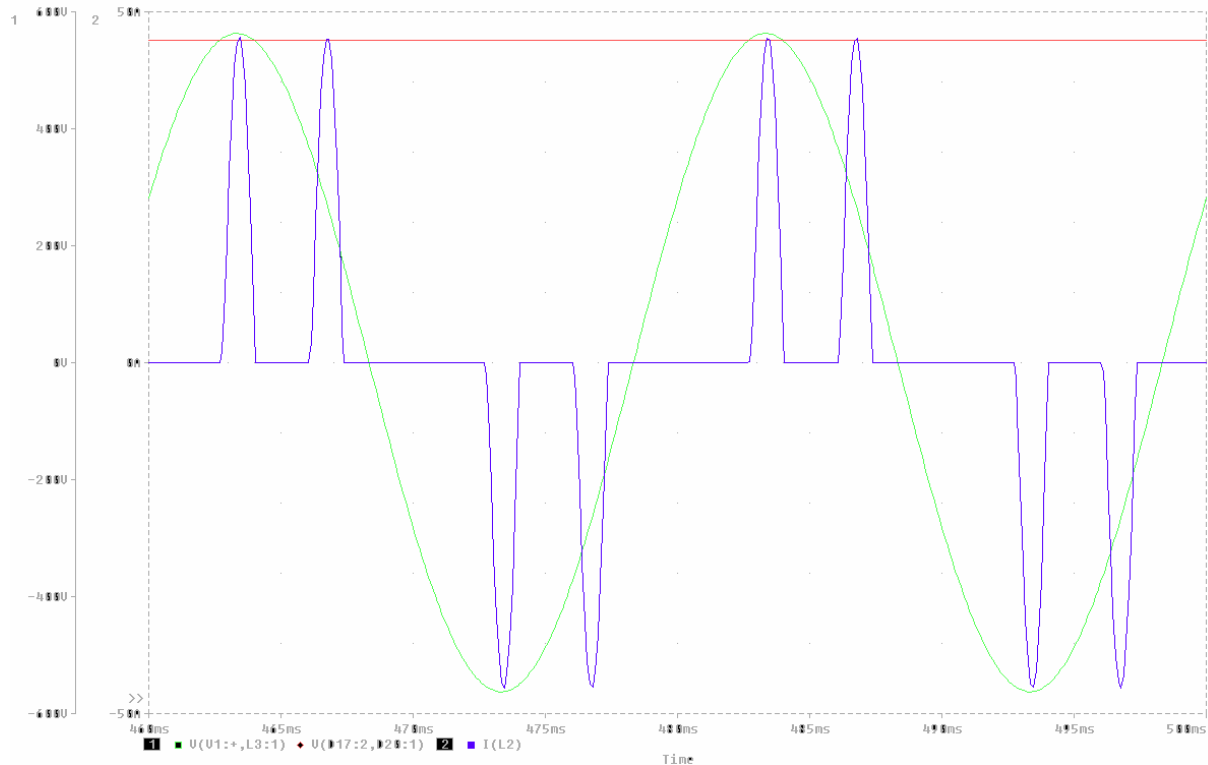
$$fs = \sqrt{\frac{3}{2\pi \cdot (\pi - \theta)}} \cdot (1 + \cos(\theta))$$

Les facteurs de puissance sont donc eux aussi différents. Il est bien meilleur que celui du P3.

## IV. Autres structures de redressement

### 1. Redressement sur capa en tête

Beaucoup de montages industriels préfèrent éviter l'inductance côté continu (dimensionnement lourd et donc coût important), et chargent directement le pont redresseur par un condensateur. On assiste alors à un "viol" des règles de l'électronique de puissance, mais dont on se sort en tenant compte de l'inductance de fuite de la ligne en amont. Le montage fonctionne en conduction discontinue, et le condensateur se charge sur la tension crête du réseau. En revanche, le courant ligne est une succession de pics, très préjudiciable en terme de pollution harmonique. La solution est une inductance de filtrage en tête.



### 2. Redresseur à absorption sinusoïdale

Il s'agit "simplement" d'un onduleur MLI qu'on fait fonctionner "à l'envers". De ce fait, le courant absorbé est sinusoïdal. Coût et rendement plus faible, mais bien meilleure qualité de l'énergie prélevée (harmoniques et facteur de puissance). C'est le candidat du futur.