

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

- Nicolas BERNARD -

Année 2020

I. Les convertisseurs statiques d'énergie	2
I.1 Généralités	2
I.2 Les différentes familles de conversion	2
I.3 Principe de réalisation des sources d'alimentation en électronique de puissance	3
I.4 Les composants de l'électronique de puissance	3
I.5 Principales caractéristiques des composants	5
I.6 Règle d'association des sources	5
II. Les redresseurs (Convertisseurs lents)	7
II.1 Redressement monophasé non commandé (ponts à diodes)	7
II.2 Redressement monophasé commandé en pont complet (ponts à thyristors)	9
II.3 Redressement triphasé non commandé	13
II.4 Redressement triphasé commandé	14
II.5 Fonctionnement en redresseur de courant	14
III. Les convertisseurs à découpage (Convertisseurs rapides)	15
III.1 Principe	15
III.2 Hacheur série	16
III.3 Hacheur parallèle	18
III.4 Hacheur 2 quadrants	19
III.5 Hacheur 4 quadrants	20
III.6 Elaboration des signaux de commande	21
III.7 Onduleur MLI monophasé	22

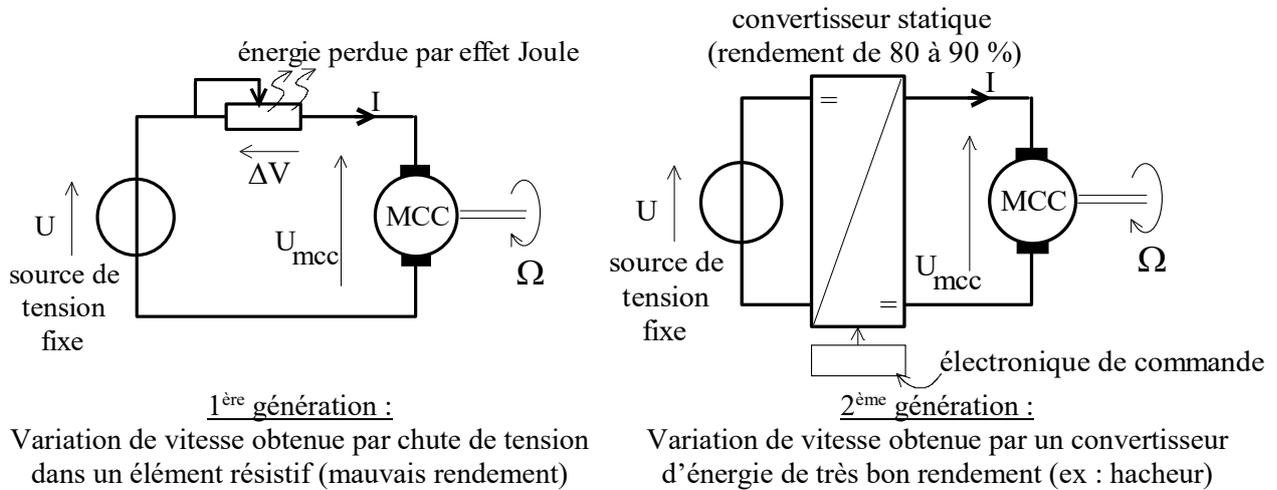


LES CONVERTISSEURS STATIQUES D'ENERGIE

I.1 Généralités

L'alimentation des dispositifs électrotechniques (moteurs, chauffage par induction, éclairage...) nécessite des convertisseurs d'énergie capables d'adapter la nature et la qualité de l'énergie aux besoins. On sait, par exemple, que la variation de vitesse d'une machine à courant continu est obtenue par une variation de sa tension moyenne d'alimentation.

Ex : MCC pour la traction ferroviaire



I.2 Les différentes familles de conversion

On compte quatre familles de convertisseurs, selon la nature des grandeurs d'entrée et de sortie. Ces grandeurs pouvant être continues ou alternatives.

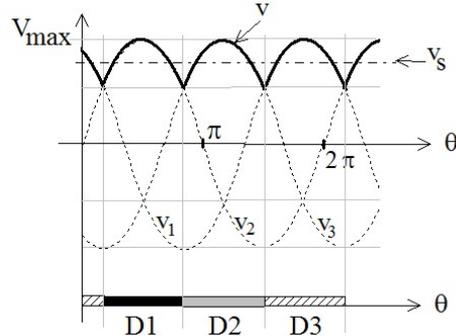
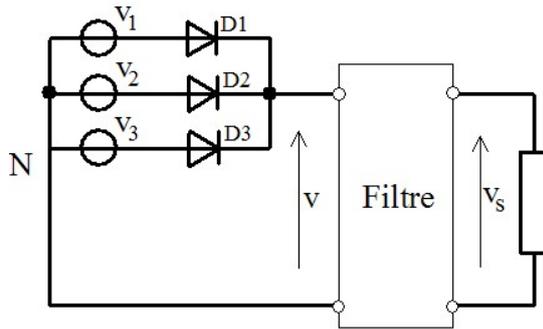
Type de conversion	Symbole	Montage
Continu/continu		Hacheur
Continu/alternatif		Onduleur
Alternatif/continu		Redresseur
Alternatif/alternatif		Gradateur, cycloconvertisseur

I.3 Principe de réalisation des sources d'alimentation en électronique de puissance

En électronique de puissance, on n'utilise pas d'amplificateur comme en électronique analogique. Le rendement de ces amplificateurs (classe A par exemple) est mauvais et conduirait à des pertes d'énergie inacceptables dans une chaîne de conversion d'énergie. On utilise plutôt des composants semi-conducteurs fonctionnant comme des interrupteurs : ouverts ou fermés.

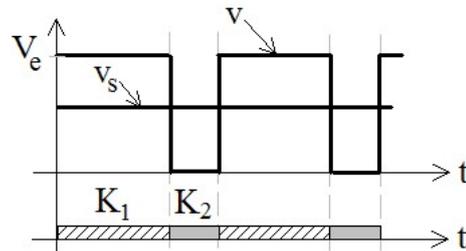
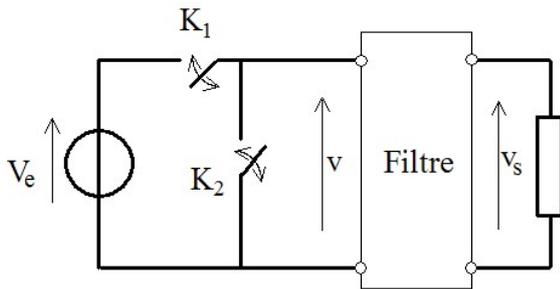
On distingue :

- Les redresseurs



Exemple : Redressement (non commandé) d'une source de tension triphasée

- Les convertisseurs à découpage



Exemple : Découpage d'une tension continue (Modulation de largeur d'impulsion)

I.4 Les composants de l'électronique de puissance

En électronique de puissance, on utilise des composants fabriqués à partir de matériaux semi-conducteurs (silicium dopé N ou P par exemple). Ces composants fonctionnent en mode interrupteur (ouvert ou fermé) que l'on appelle également mode de commutation.

On distingue principalement :

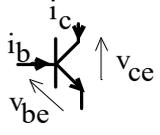
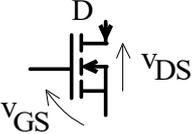
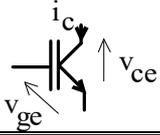
- ⇒ les composants non commandables :

Diodes		Blocage et amorçage naturel Unidirectionnel en courant
--------	--	---

- ⇒ les composants commandables à la fermeture seulement :

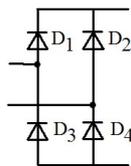
Thyristors		Blocage naturel et amorçage commandé Unidirectionnel en courant
------------	--	--

⇒ les composants commandables à la fermeture et à l'ouverture :

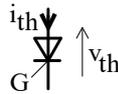
Transistors Bipolaires (type NPN)		Blocage et amorçage commandés par le courant de base Unidirectionnel en courant et tension
Transistors MOS (type canal N)		Blocage et amorçage commandés par la tension de grille v_{GS}
Transistors IGBT		Blocage et amorçage commandés par la tension de grille v_{GE}

Actuellement, la tendance est à l'utilisation des transistors MOS pour les petites puissances et des transistors IGBT pour les moyennes et fortes puissances.

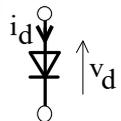
Les transistors bipolaires dont les circuits de commandes sont gourmands en énergie et les thyristors dont le contrôle est difficile (ils ne sont pas commandables directement au blocage) et les performances en commutation médiocres, sont de moins en moins utilisés et tendent à disparaître.



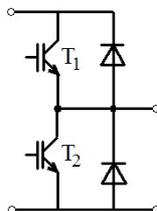
Pont de diodes intégré de petite puissance (ques dizaines de Watt)



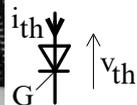
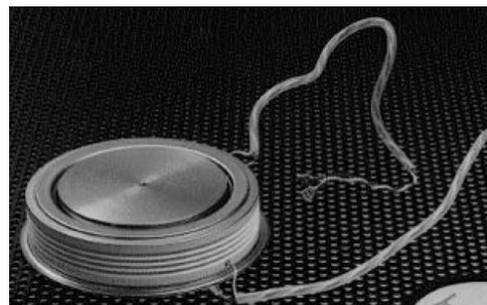
Thyristor de petite puissance en boîtiers TO-220



Diode de forte puissance en boîtier de type press pack (courant commuté ~ 5000 A)

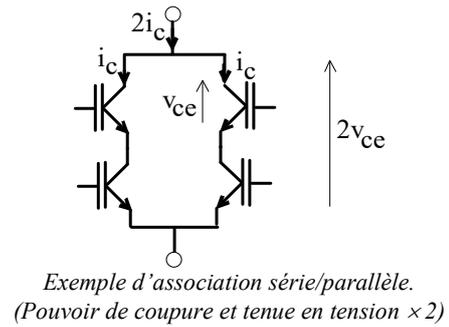
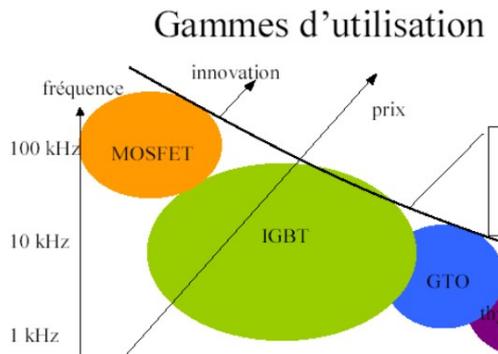


Association de deux transistors IGBT (bras de pont), 1200V – 60A



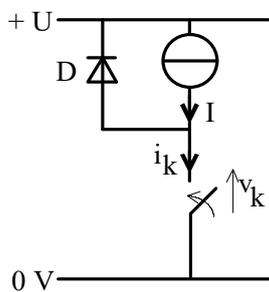
Thyristor de forte puissance (~1000 A commuté) avec gâchette d'amorçage

La fréquence de commutation est liée à l'intensité du courant commuté. Plus celui-ci est élevé, plus la fréquence de travail possible est faible. Les thyristors utilisés dans les montages redresseurs, qui permettent la coupure des courants les plus élevés, sont les plus lents. Leur fréquence de commutation reste en général inférieure à 1 kHz. Actuellement, pour augmenter la puissance des convertisseurs, on utilise plutôt des transistors de types MOS ou IGBT associés en série et parallèle.

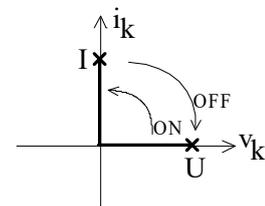


I.5 Principales caractéristiques des composants

Un interrupteur, en électronique de puissance, comporte deux états de fonctionnement : bloqué (ouvert) ou passant (fermé).



- K fermé → D bloquée :
 $I_k = I$
- K ouvert → D passante :
 $V_k = U$



Caractéristique d'un interrupteur parfait

Les deux principales grandeurs dimensionnantes d'un interrupteur de puissance sont :

- le courant qui le traverse à l'état passant et qui doit pouvoir commuter,
- la tension qu'il doit tenir à l'état bloqué.

I.6 Règle d'association des sources

On distingue les sources de tension et les sources de courant. Une source de tension est un générateur (ou une charge) qui impose un niveau de tension quel que soit le point de fonctionnement. Au contraire, une source de courant est un générateur (ou une charge) qui impose un niveau de courant.

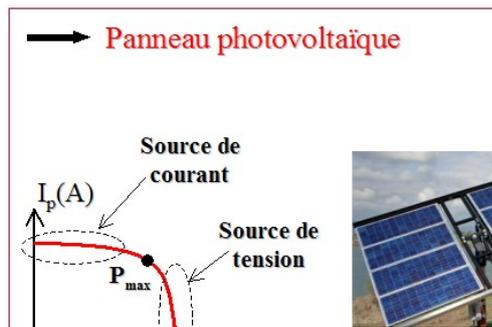
Exemples de sources de tension

→ Réseau EDF (tri ou mono sinus)

→ Batterie (continu)

Une source particulière...

Un panneau photovoltaïque peut se comporter soit comme une source de tension, soit comme une source de courant selon la zone de la caractéristique dans laquelle il travaille.

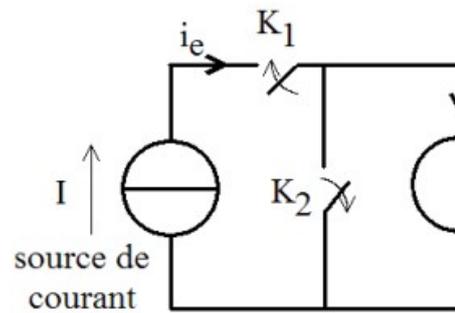
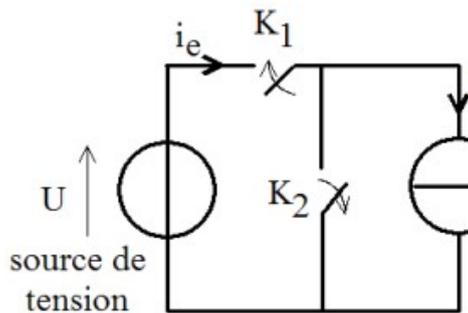


Règle d'association des sources

On associera toujours des sources de natures différentes. On trouvera donc :

- Une source de tension associée à une source de courant
- Une source de courant associée à une source de tension

On trouvera par exemple



LES REDRESSEURS (Convertisseurs lents)

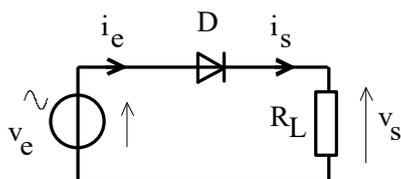
Ces convertisseurs utilisent une technologie désormais en perte de vitesse. L'utilisation du thyristor est, en effet, progressivement abandonné au profit des composants plus rapides et plus simples à commander que sont les transistors MOS et IGBT. D'autre part, leur mauvais facteur de puissance qui n'est maintenant plus en accord avec les normes harmoniques européennes, les condamne à plus ou moins long terme. Ces convertisseurs, qui ont fortement marqué le début de l'électronique de puissance, restent cependant encore assez répandus. On les trouve notamment, en traction électrique (motrices TGV), dans les variateurs de vitesse industriels, dans les alimentations pour postes de télévision etc...

II.1 Redressement monophasé non commandé (ponts à diodes)

a. Redressement simple alternance

Cette structure, la plus simple qui soit, est un cas d'école. Elle n'est que très peu utilisée en électronique de puissance.

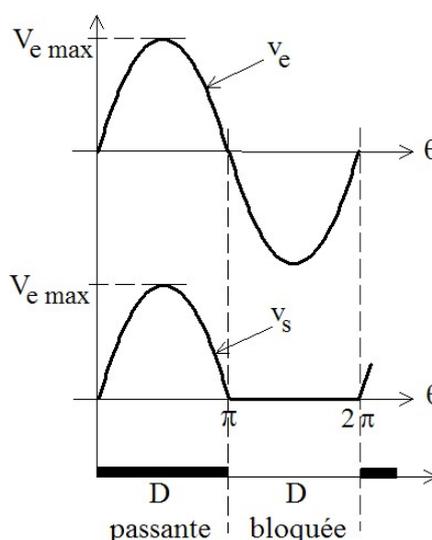
Montage :



$$v_e = V_{e \max} \cdot \sin(\theta)$$

Tension moyenne de sortie :

$$V_{s \text{ moyen}} = \frac{V_{e \max}}{\pi}$$

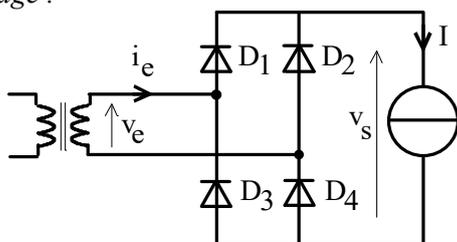


b. Redressement double alternance

Hyp :

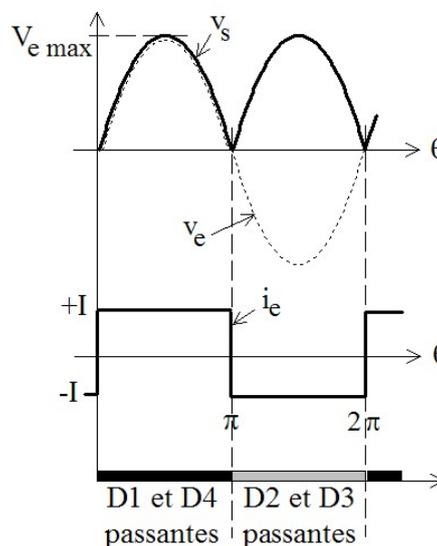
La charge, supposée infiniment inductive, est modélisée par une source de courant parfaite. ($\Rightarrow i_s = I = \text{cste}$)

Montage :

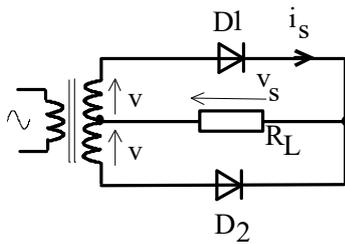


Tension moyenne de sortie :

$$V_{s \text{ moyen}} = \frac{2 \cdot V_{e \max}}{\pi}$$



Remarque : ce mode de redressement peut être également obtenu à partir d'un montage dit « à point milieu ».

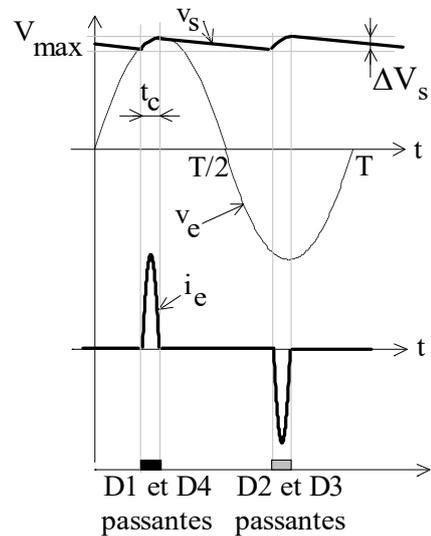
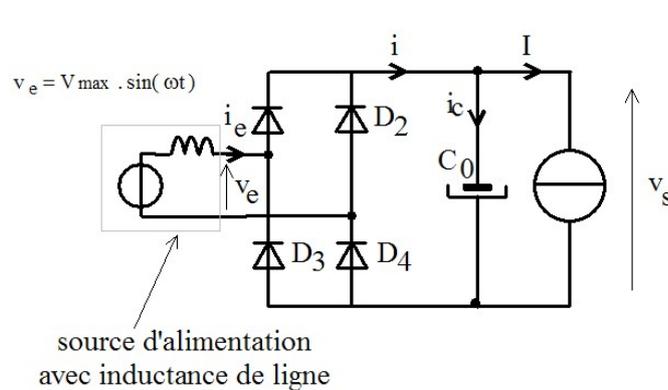


Montage équivalent au pont de diodes double alternance.

c. Filtrage

Les éléments de filtrage (inductances et capacités) sont indissociables des convertisseurs statiques. Les montages précédents, assurent la fonction redressement. Pour obtenir une source de tension continue, il faut filtrer les ondulations de tension générées par le redressement.

→ 1^{er} type de filtrage : filtrage capacitif



Principe :

Pendant la durée t_c , D_1 et D_4 (ou D_2 et D_3 selon l'alternance) conduisent et la capacité se charge à la tension V_e (via la résistance de ligne et la résistance des diodes). Dès que la tension d'entrée devient inférieure à la tension de sortie les diodes se bloquent. Désormais, seule la capacité alimente la charge. Elle se comporte comme une source de tension dont l'énergie est limitée par son état de charge.

Le calcul de la capacité en fonction d'une ondulation de tension imposée par le cahier des charges est très simple. On fait pour cela les deux hypothèses suivantes :

$$\begin{cases} t_c \ll T/2 \\ I_c = I = \text{constante} \end{cases}$$

$$\text{Alors : } i_c = I = C_0 \cdot \frac{dv_s}{dt} = C_0 \cdot \frac{\Delta V_s}{T/2}$$

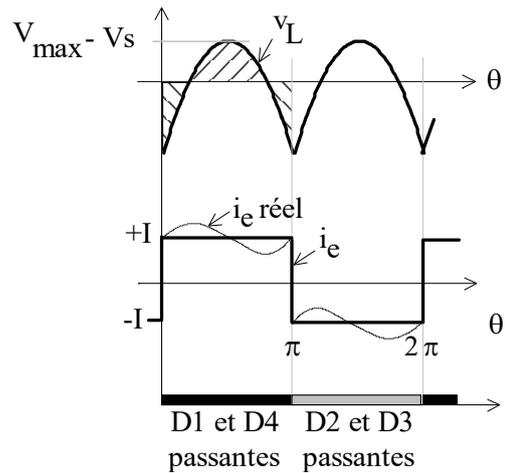
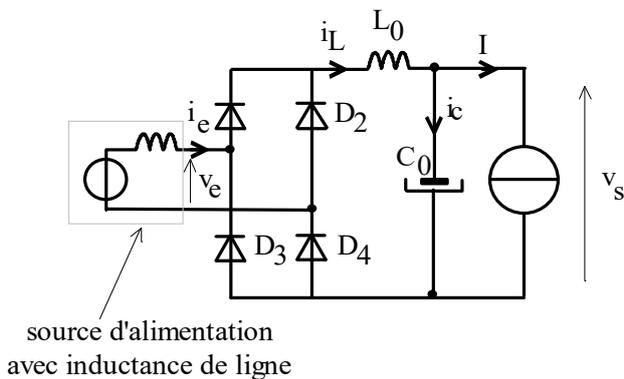
Donc :

$$\Delta V_s = \frac{I \cdot T}{2 \cdot C_0} = \frac{I}{2 \cdot C_0 \cdot f}$$

Ce type de montage, très répandu (alimentation des téléviseurs par exemple), est amené à disparaître car les normes européennes l'interdisent maintenant. Les pics de courant générés, propagent des perturbations sur le réseau (surtensions, courants parasites...) et provoquent une dégradation de la qualité de l'énergie fournie (phénomènes de résonance, pertes en lignes supplémentaires...). Le facteur de puissance de ce montage est très mauvais. Il vaut environ 0,6.

→ 2^{ème} type de filtrage : filtrage LC

$$v_e = V_{\max} \cdot \sin(\omega t)$$



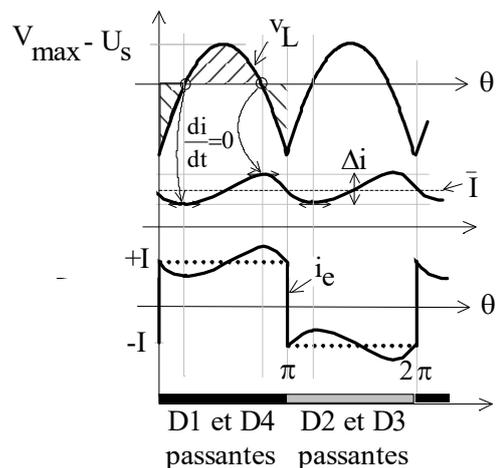
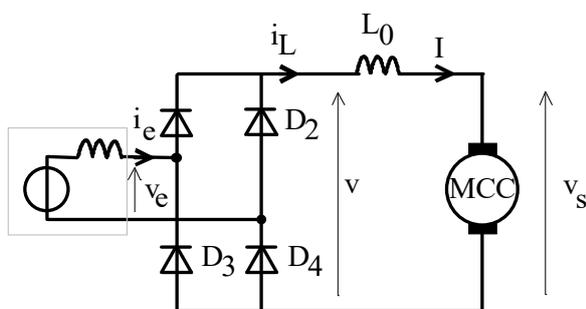
L'ajout de l'inductance L_0 améliore le facteur de puissance par rapport au montage à capacité en tête. Le courant prélevé ne présente, en effet, plus de pics et son harmonicité est plus faible (i_e se rapproche d'une sinusoïde).

$$\Delta i_L = \frac{k \cdot V_M}{L_0 \cdot \omega} \quad \text{pour un PD2 à diodes, } k = 0.42.$$

→ 3^{ème} type de filtrage : filtrage L

Lorsqu'on alimente une machine à courant continu, on souhaite minimiser l'ondulation de courant. Les ondulations de courant provoquent, en effet, des ondulations de couple ($C=K \cdot I$) source de bruit et d'usure des parties mécaniques.

Pour minimiser les ondulations de courant, si l'inductance de l'induit de la machine ne suffit pas, il faut rajouter une inductance de lissage en série avec l'induit de la machine.



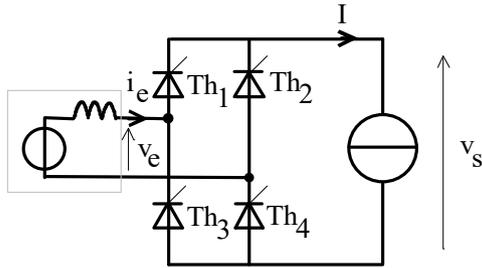
Pour ce montage, comme pour le précédent, on montre que :

$$\Delta i_L = \frac{0.42 V_M}{L_0 \cdot \omega}$$

II.2 Redressement monophasé commandé en pont complet (ponts à thyristors)

Il est important de pouvoir régler le niveau de tension. Les diodes sont donc remplacées par des thyristors, composants que l'on peut commander à l'amorçage. Le blocage lui, ne peut pas se commander, il se fait de façon naturelle, lorsque le courant dans le composant s'annule.

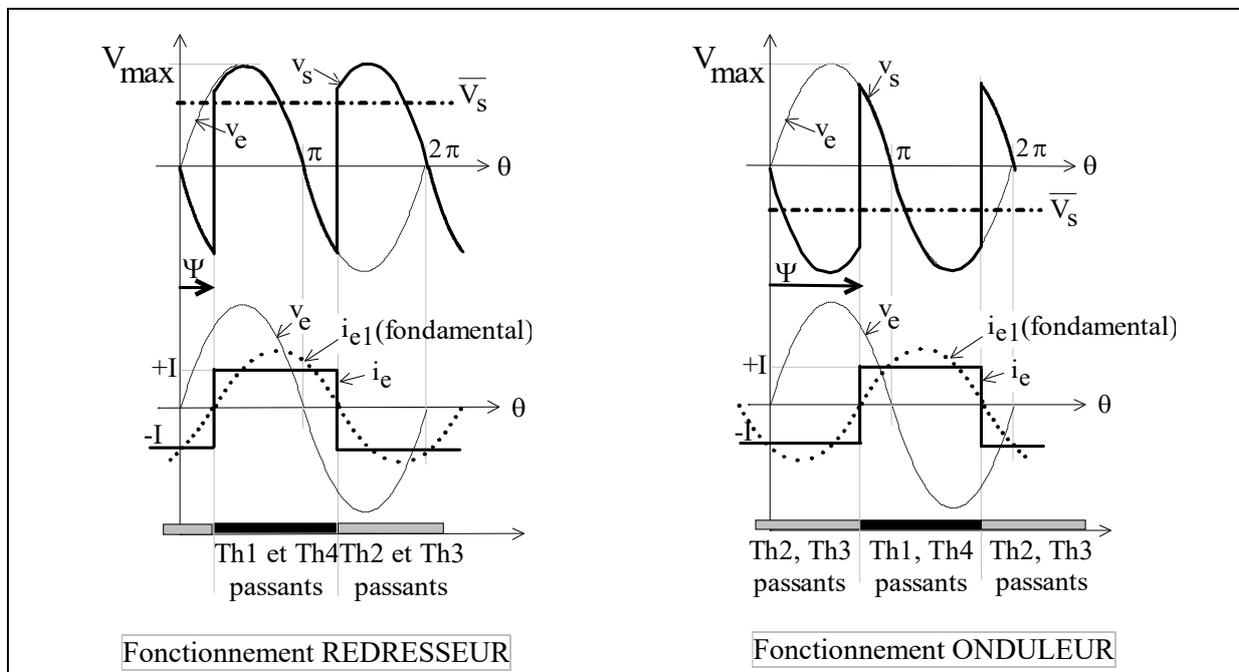
a. Montage



Ψ définit l'angle de retard à l'amorçage par rapport à l'angle de commutation naturelle.

→ Ce montage, selon la valeur de Ψ fonctionne soit :

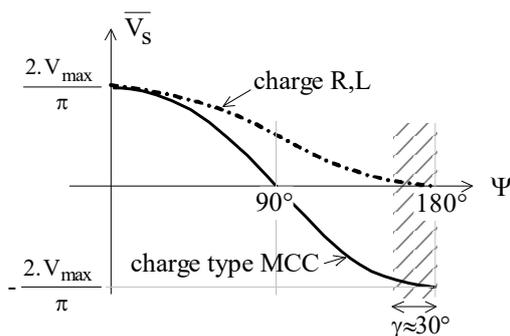
- en redresseur : $\Psi \in \left[0; \frac{\pi}{2} \right]$ et $V_{s \text{ moyen}}$ positif
- en onduleur : $\Psi \in \left[\frac{\pi}{2}; \pi - \gamma \right]$ et $V_{s \text{ moyen}}$ négatif



b. Tension moyenne de sortie :

$$V_{s \text{ moyen}} = \frac{2 \cdot V_{\text{max}}}{\pi} \cdot \cos \Psi$$

Remarque : cette relation n'est vraie que si la charge se comporte comme un source capable d'imposer un courant moyen constant quelque soit le signe de la tension moyenne (ex : machine à courant continu).



En réalité, on limite l'angle Ψ à une valeur maximale proche de 150° . L'angle γ (appelé angle de garde) est nécessaire pour garder un bon contrôle des thyristors.

c. Puissance active côté alternatif :

Lorsque la tension seule est sinusoïdale, on montre que **seul le fondamentale du courant (harmonique de rang 1) véhicule la puissance**. Si le courant, côté réseau, est de forme créneau. Sa composante fondamentale a pour expression :

$$i_1(t) = \frac{4.I}{\pi} \cdot \sin(\omega t - \varphi_1) \quad \text{avec : } \varphi_1 = \Psi$$

Côté alternatif, l'expression de la puissance active s'écrit donc :

$$P = V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \cos(\varphi_1)$$

d. Bilan des puissances :

En général, on néglige les pertes dans le pont (supposées faibles devant les puissances mises en jeu).

$$\begin{aligned} P &= V_{s \text{ moyen}} \cdot I_s = V \cdot I_{e1} \cdot \cos(\varphi_1) && \text{puissance active} \\ Q &= V \cdot I_{e1} \cdot \sin(\varphi_1) && \text{puissance réactive} \\ S &= V \cdot I_e = V \cdot I && \text{puissance apparente} \end{aligned}$$

On rappelle que :

$$I_{e1} = \frac{4.I}{\pi \cdot \sqrt{2}} \quad \text{et} \quad V_{s \text{ moyen}} = \frac{2.V \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\Psi) \quad \text{et} \quad \varphi_1 = \Psi$$

Donc :

$P = \frac{2.V \cdot \sqrt{2} \cdot I}{\pi} \cdot \cos(\Psi)$	$Q = \frac{2.V \cdot \sqrt{2} \cdot I}{\pi} \cdot \sin(\Psi)$	$S = V \cdot I$
---	---	-----------------

On remarque que :

$$S^2 \neq P^2 + Q^2$$

En effet, lorsque le courant n'est plus sinusoïdal, il faut ajouter un terme à la formule de BOUCHEROT. Il s'agit de la puissance déformante (notée D) tel que :

$$\boxed{S^2 = P^2 + Q^2 + D^2}$$

On montre que :

$$\boxed{D = V \cdot I \cdot \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}}} \quad \text{puissance déformante (unité : VAD).}$$

Elle vaut donc 0.43 fois la puissance apparente.

e. Facteur de puissance :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V \cdot I \cdot \cos(\Psi)}{\pi \cdot V \cdot I} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos(\Psi)$$

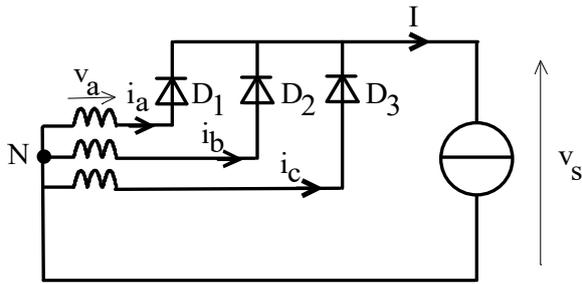
Le facteur de puissance vaut (lorsque $\Psi=0$), au mieux, 0.9.

II.3 Redressement triphasé non commandé à diodes

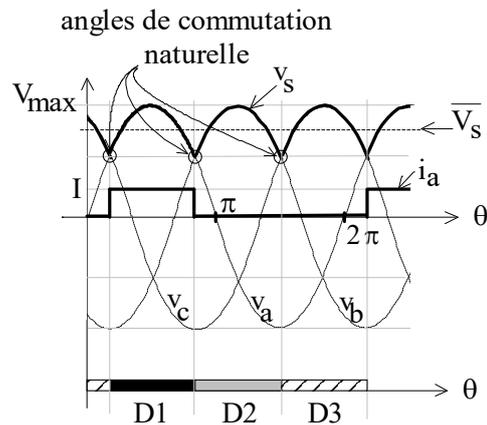
a. Ponts simples (P3)

Les ponts simples sont constitués de l'association de n diodes en parallèles (en triphasé n = 3). Ces diodes sont soit à cathodes communes, soit à anodes communes.

Quand plusieurs diodes sont montées en parallèles et qu'elles sont à cathodes communes, seule la diode qui a le potentiel le plus élevé sur son anode conduit. Inversement, pour un montage à anodes communes, seule la diode présentant le potentiel le plus bas conduit.



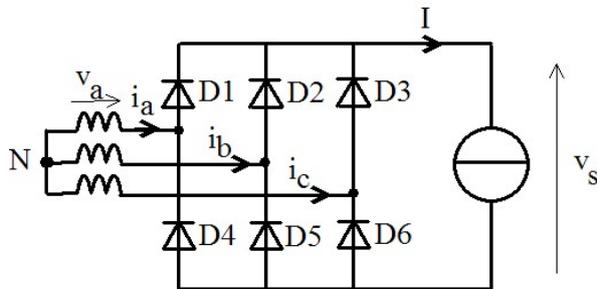
Pont simple à cathodes communes ($V_s > 0$)



Tension moyenne en conduction continue

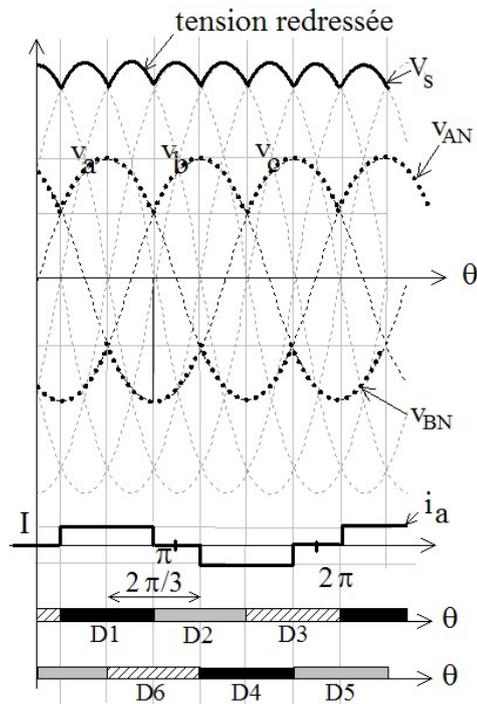
$$V_{s \text{ moyen}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{\max}}{2\pi}$$

a. Ponts doubles (PD3)



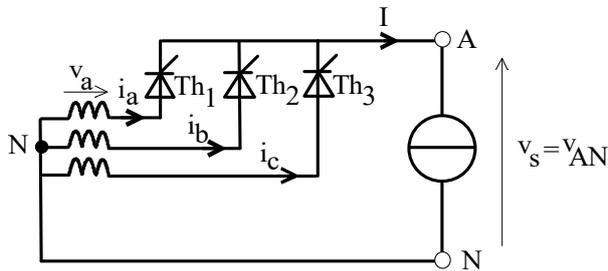
Tension moyenne en conduction continue

$$V_{s \text{ moyen}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{\max}}{\pi}$$

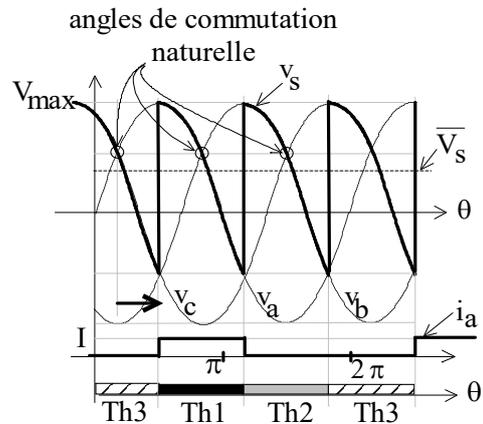


II.4 Redressement triphasé commandé à thyristors

a. Ponts simples



Pont simple à cathodes communes ($V_s > 0$)

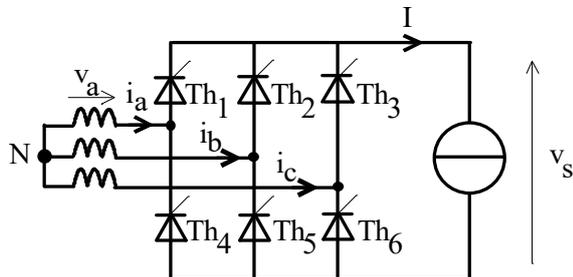


Tension moyenne en conduction continue

$$V_{s \text{ moyen}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{\max}}{2\pi} \cdot \cos(\Psi)$$

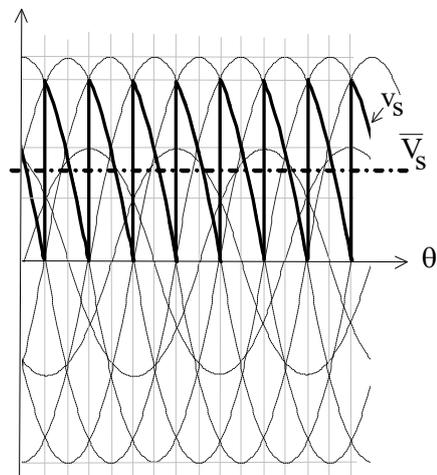
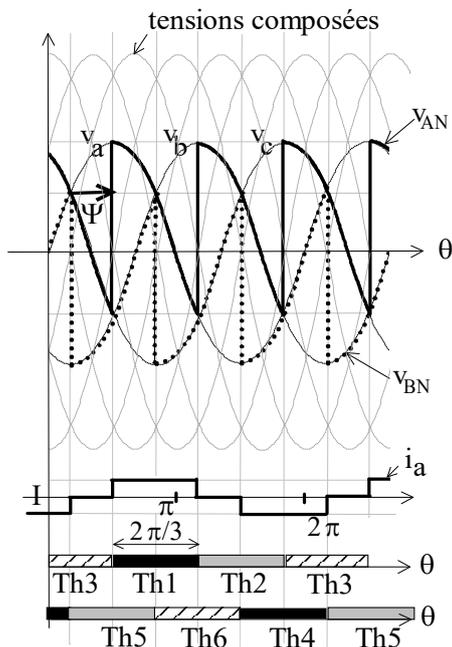
b. Ponts doubles

Ce montage est l'association d'un pont simple à cathodes communes et d'un pont simple à anodes communes. Le conducteur neutre n'est plus utilisé.



Tension moyenne en conduction continue

$$V_{s \text{ moyen}} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{\max}}{\pi} \cdot \cos(\Psi)$$

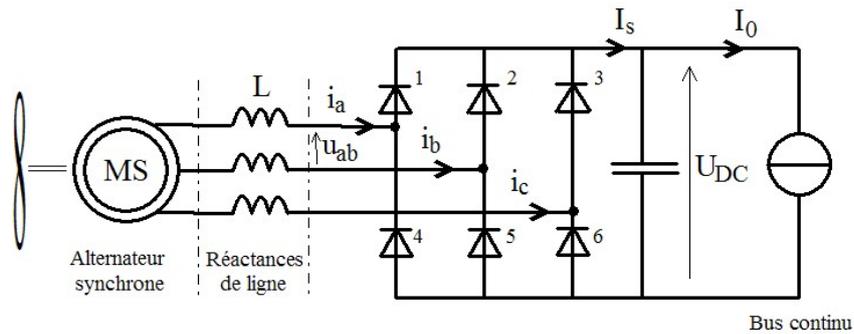


II.5 Fonctionnement en redresseur de courants

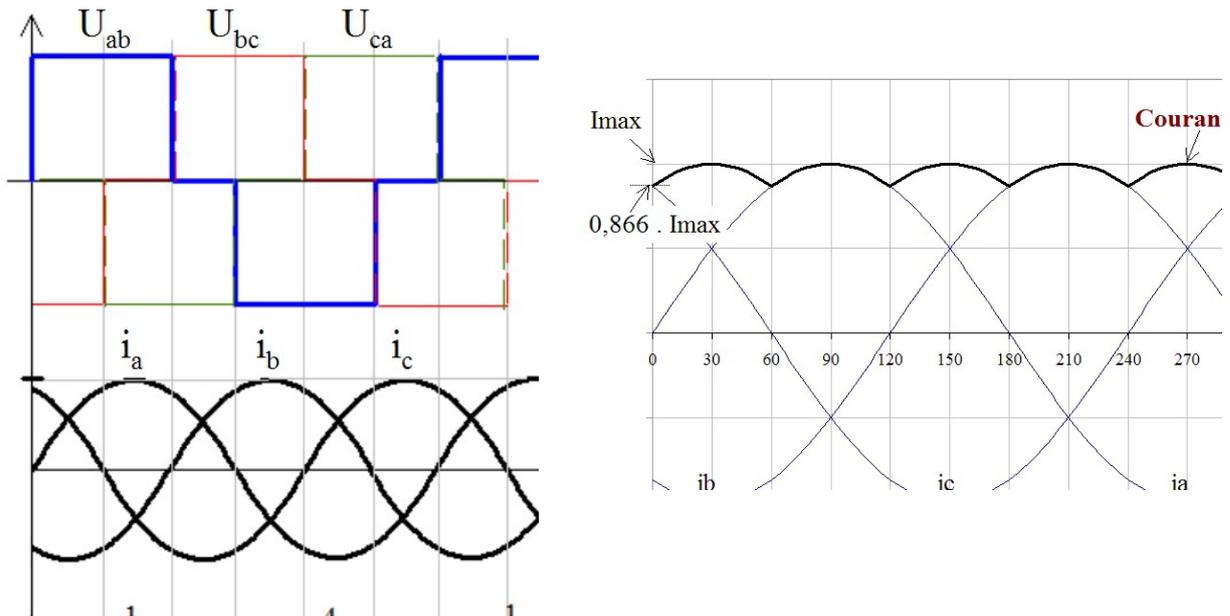
Il s'agit d'un cas particulier de fonctionnement des montages redresseur à diodes, utilisés par exemple pour convertir en énergie continue l'énergie produite sous forme alternative par des générateurs électriques (générateur éolien par exemple).

Dans ce mode de fonctionnement, la tension de sortie est imposée à une valeur constante (par des batteries électrochimiques par exemple) et ce sont les courants qui sont redressés.

La source alternative se comporte comme une source de courant et ce sont les courants qui imposent la commutation des diodes.



Exemple de fonctionnement en redresseur de courants (application : éolienne)



Formes d'ondes (tension entre phases et courants par phase)

Valeur moyenne des courants redressés

$$I_{s \text{ moyen}} = \frac{3 \cdot I_{\max}}{\pi}$$

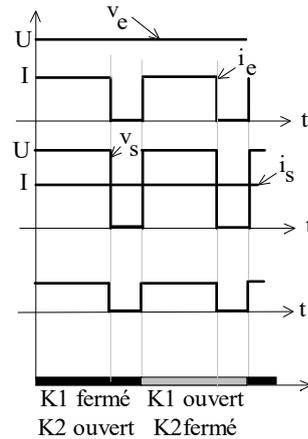
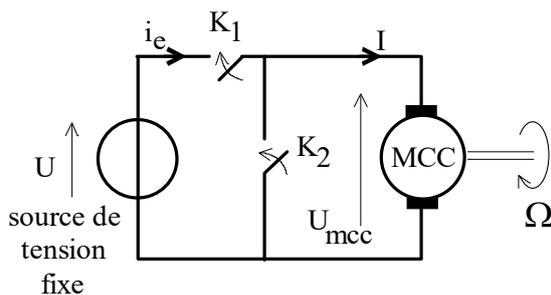
Chapitre III

LES CONVERTISSEURS A DECOUPAGE

(Convertisseurs rapides)

Pour ces convertisseurs, on commande les interrupteurs de puissance (transistors) à l'ouverture et à la fermeture. On utilise donc des transistors.

III.1. Principe



On définit : $\alpha = \frac{t_{on}}{T}$ **Rapport cyclique**

Remarque : K_1 et K_2 doivent être à commande complémentaire ($K_1 = \overline{K_2}$). Ces commandes sont générées par de simples tensions définissant les deux niveaux logiques 0 et 1.

b. Bilan des puissances

Si on suppose les interrupteurs parfaits (sans perte ni chute de tension), on a :

$$P_e = \langle U \cdot i_c \rangle = U \cdot \langle i_c \rangle = \alpha \cdot U \cdot I \quad \text{puissance d'entrée}$$

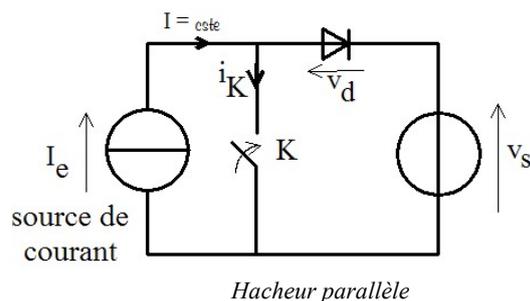
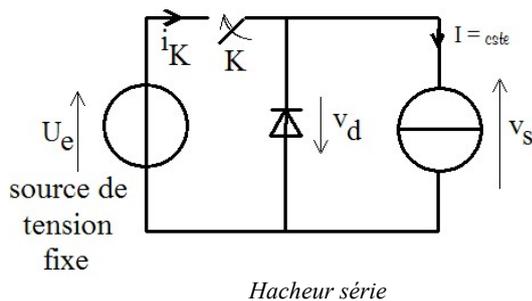
$$P_s = \langle U_{mcc} \cdot I \rangle = \langle U_{mcc} \rangle \cdot I = \alpha \cdot U \cdot I \quad \text{puissance de sortie}$$

Alors, le rendement du convertisseur vaut : $\eta=1$

En toute rigueur, les interrupteurs sont le siège de pertes et le rendement est bien sûr inférieur à 1. Mais celui-ci reste en général très bon ($\eta \approx 0.9$) rendant ce type de convertisseur très intéressant.

c. Les deux structures de base

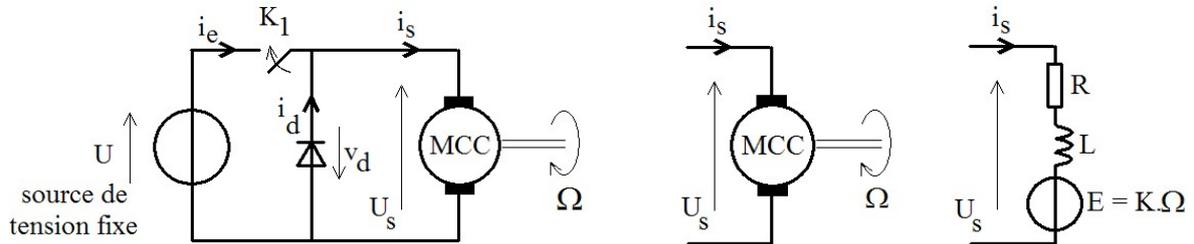
- Hacheur série → Abaisseur de tension
- Hacheur parallèle → Élévateur de tension



III.2 Hacheur série

Ce type de hacheur réalise une source de tension continue réglable à partir d'une source de tension continue fixe. Il reprend la structure précédente.

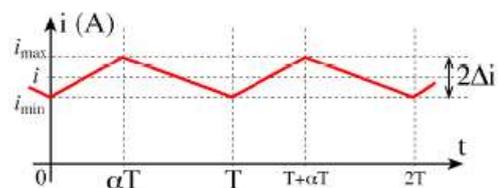
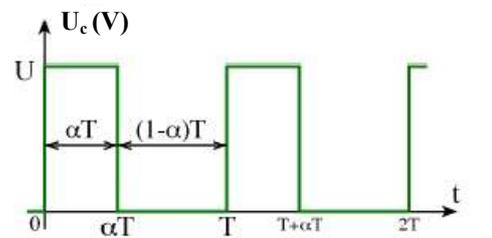
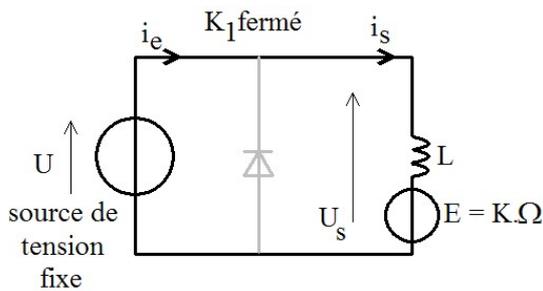
Exemple : alimentation d'une machine à courant continu sous tension réglable



En général, on peut négliger l'effet de la résistance d'induit. On pose alors : $R = 0$

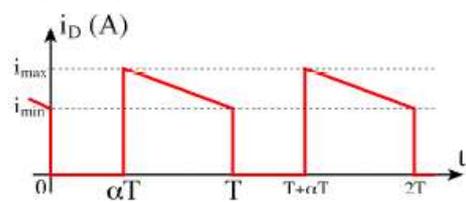
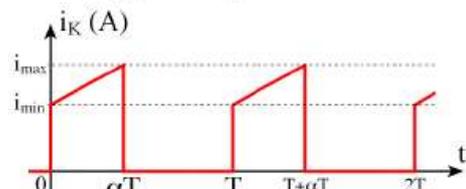
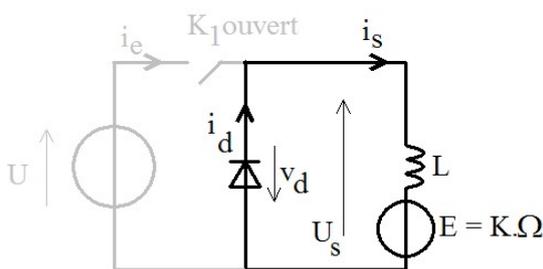
- De 0 à αT , K_1 est fermé

La source U alimente directement la charge.
Le courant augmente linéairement avec une pente $(U-E)/L$.



- De 0 à αT , K_1 est ouvert

La continuité du courant dans la charge est assurée par la diode de roue libre. La décroissance du courant est linéaire avec une pente $-E/L$.



a. Tension moyenne de sortie

En régime établi, la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle. Alors :

$$U_{s \text{ moyen}} = U_{mcc \text{ moyen}} = E$$

Avec :

$$U_{s \text{ moyen}} = \alpha \cdot U$$

b. Ondulation du courant de sortie

De 0 à αT_d $\rightarrow i_s(t) = \frac{U-E}{L} \cdot t + I_{\min}$

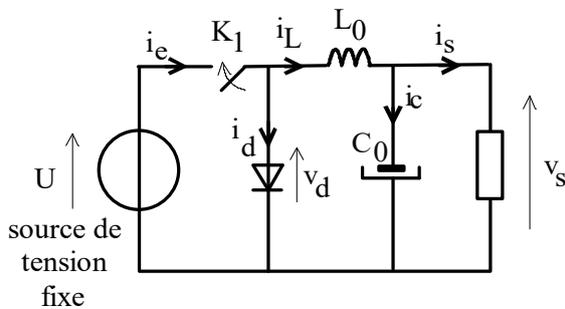
Avec :

$$\begin{cases} i_s(t=0) = i_s(t=T_d) = I_{\min} \\ i(t=\alpha T_d) = I_{\max} \end{cases}$$

Donc :

$$\Delta i = \frac{U \cdot (1-\alpha) \cdot \alpha}{L \cdot f_d} \quad \text{avec : } \Delta i|_{\max} = \frac{U}{4 \cdot L \cdot f_d}$$

c. Réalisation d'une source de tension à partir d'un hacheur série



Cette fois-ci, le filtrage est du type LC.

- C_0 assure le comportement source de tension vis à vis de la charge
- L_0 assure le comportement source de courant vis à vis de la source de tension d'entrée afin de respecter la règle d'association des sources.

d. Calcul d'un filtre LC de sortie

Lors de la réalisation d'une alimentation en tension continue, outre la tension et la puissance maximale, le cahier des charges impose limite à l'ondulation de la tension de sortie. Cette ondulation dépend directement de l'ondulation de courant dans l'inductance.

Le calcul des éléments du filtre passe donc par le calcul de :

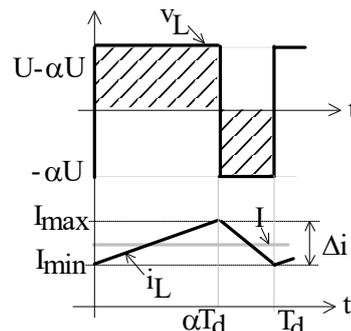
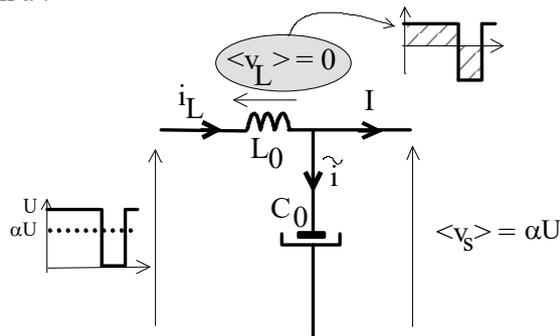
- l'ondulation de courant Δi ,
- l'ondulation de tension Δv .

■ 1^{er} calcul : Ondulation de courant

On fait pour cela l'hypothèse simplificatrice suivante :

l'ondulation de la tension de sortie est faible $\Rightarrow v_s = \langle v_s \rangle = \alpha \cdot U$

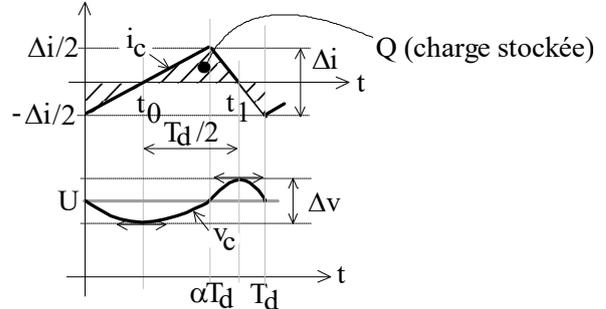
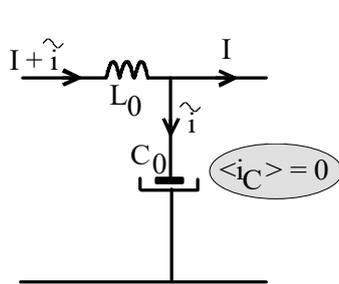
On a :



De 0 αT_d :

$$i_L(t) = \frac{U - \alpha U}{L} \cdot t + I_{\min} \quad \Rightarrow \quad \Delta i = \frac{U \cdot (1 - \alpha)}{L \cdot f_d}$$

▪ 2^{ème} calcul : ondulation de tension



Le calcul peut se faire à partir de l'équation de i_c . Mais une méthode plus rapide consiste à passer par le calcul de la charge stockée dans la capacité. Ce calcul revient à un calcul de surface (simple dans ce cas puisque les surface sont triangulaires).

On sait en effet que :

$$i_c = \frac{dq}{dt} \quad \Rightarrow \quad \int_{t_0}^{t_1} i_c \cdot dt = Q(t_1) - Q(t_0) = \Delta Q$$

D'autre part :

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_c$$

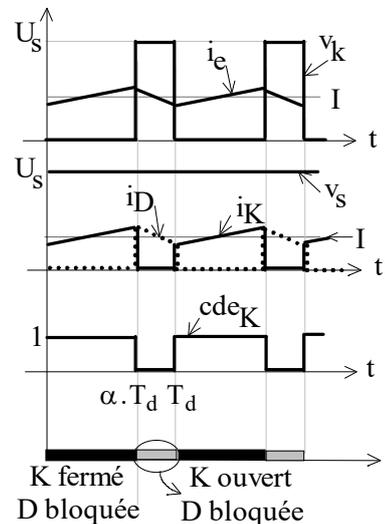
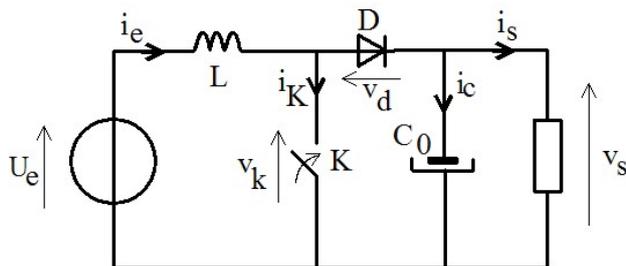
Le calcul de surface donne :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\Delta i \cdot T_d}{2} \right) \quad \Rightarrow \quad \Delta V_c = \frac{\Delta i}{8 \cdot C_0 \cdot f_d}$$

III.3 Le hacheur parallèle

Il s'agit de la structure duale de la structure utilisée pour le hacheur série.

Sur ce montage, l'attaque se fait donc en courant et la source de sortie est une source de tension (pour respecter la règle d'association des sources). On fabrique une source de courant en ajoutant une inductance en sortie d'une source de tension.



a. Tension moyenne de sortie

On suppose la tension de sortie parfaitement continue telle que $v_s = \text{constante} = U_s$. En régime établi, la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle. Alors :

$$U_{e \text{ moyen}} = v_{k \text{ moyen}}$$

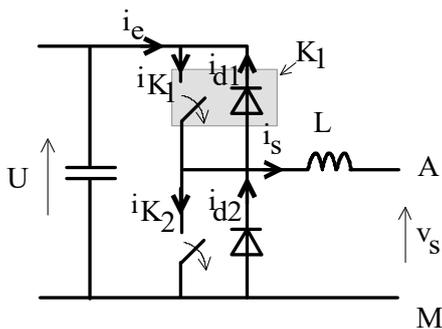
$$v_{k \text{ moyen}} = \frac{1}{T_d} \cdot [U_s \cdot (1 - \alpha) T_d] = (1 - \alpha) \cdot U_s$$

Donc:

$$U_s = \frac{U_{e \text{ moyen}}}{1 - \alpha}$$

III.4 Le hacheur 2 quadrants

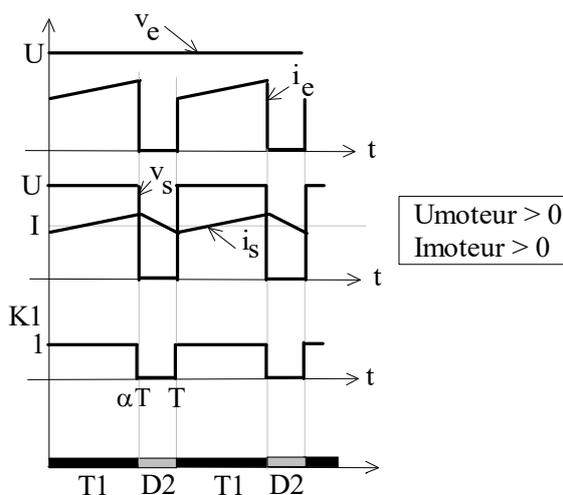
Ce convertisseur (on l'appelle également bras de pont) est une imbrication du hacheur série et du hacheur parallèle. Cela permet d'obtenir un système réversible en courant.



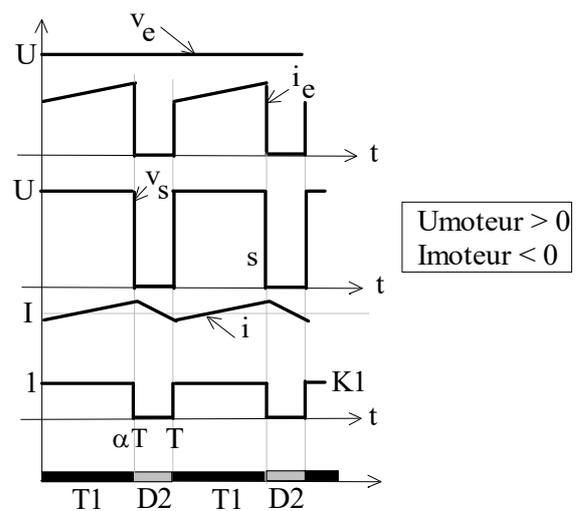
Tension moyenne en conduction continue

$$V_{s \text{ moyen}} = \alpha \cdot U$$

Exemple d'application : entraînement d'une MCC



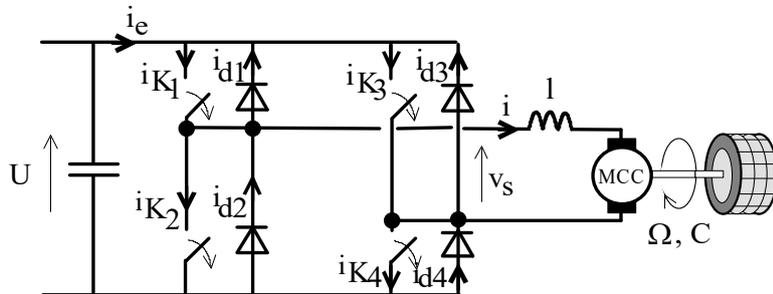
Mode de fonctionnement MOTEUR



Mode de fonctionnement GENERATEUR
(phase de freinage)

III.5 Le hacheur 4 quadrants

On utilise deux bras de ponts (2 hacheurs 2 quadrants mis en parallèles). Cette structure permet, en plus de la réversibilité en courant, d'obtenir une réversibilité en tension. On obtient donc selon le signe de la tension et du courant de sortie, quatre modes (4 quadrants) de fonctionnement possibles.

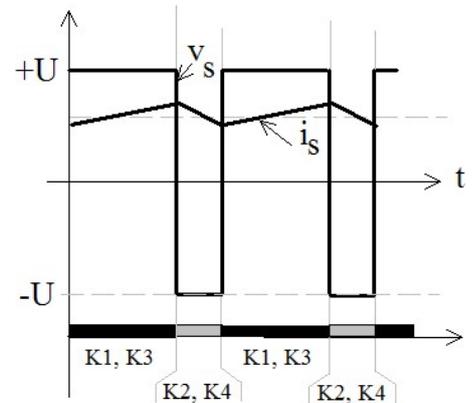


La tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle et :

$$V_{s \text{ moyen}} = U_{mcc \text{ moyen}}$$

Avec :

$$V_{s \text{ moyen}} = (2\alpha - 1) \cdot U$$



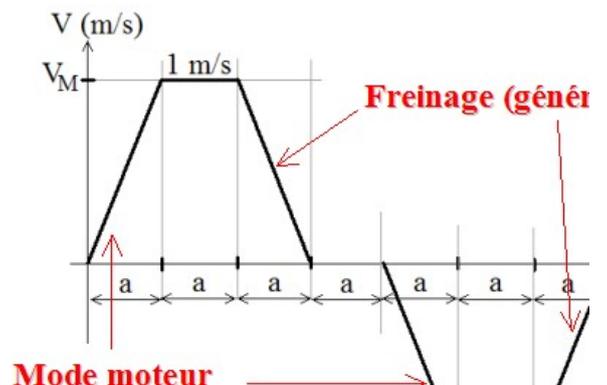
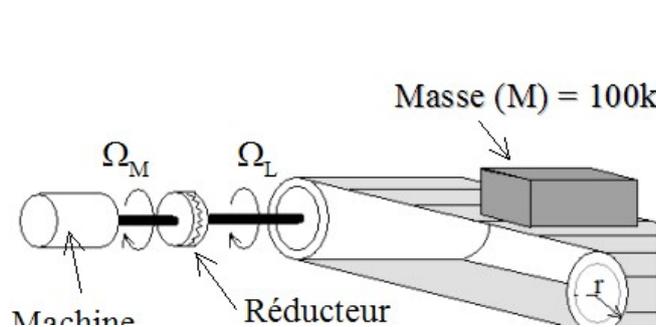
a. Ondulation de courant

On montre que :

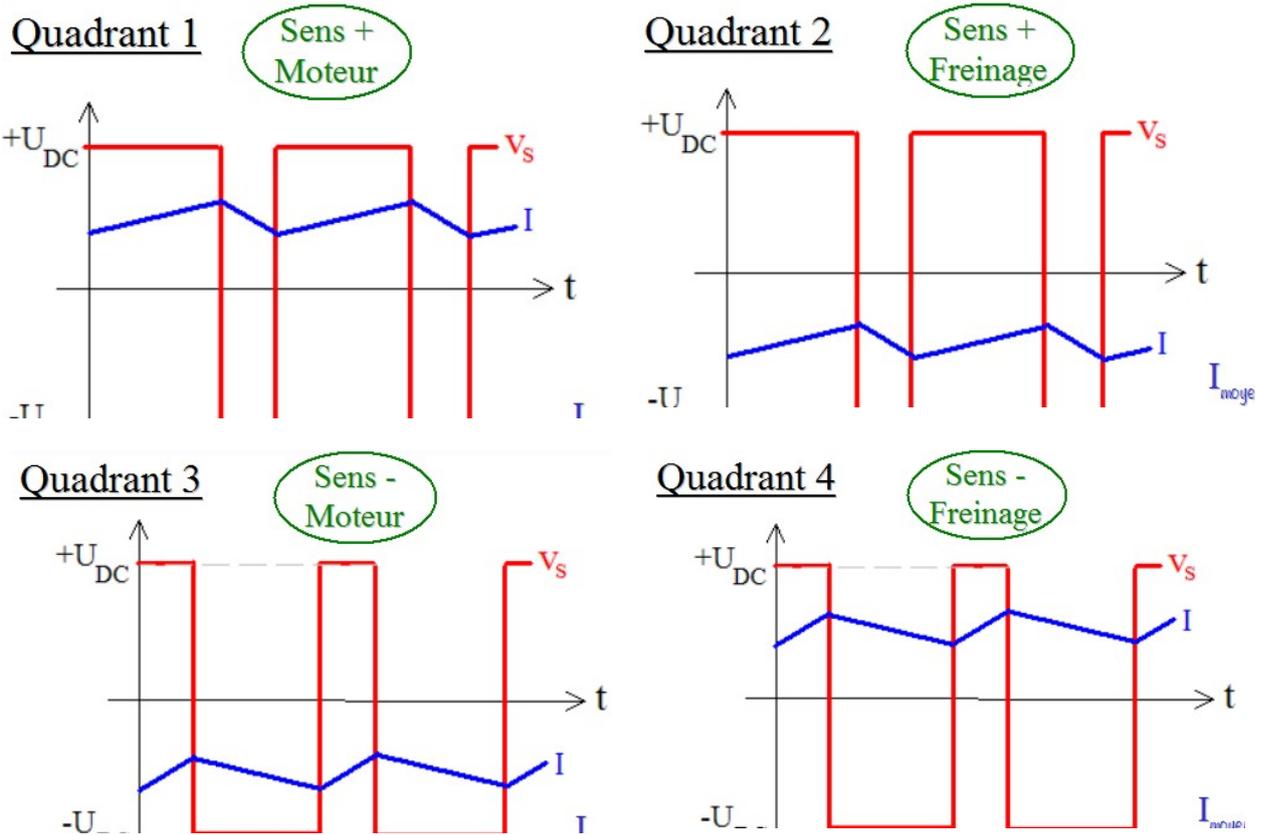
$$\Delta i = \frac{2 \cdot U \cdot (1 - \alpha) \cdot \alpha}{L \cdot f_d}$$

avec : $\Delta i|_{\text{max}} = \frac{U}{2 \cdot L \cdot f_d}$ (ondulation deux fois supérieure au hacheur 2 quadrants)

b. Les quatre quadrants de fonctionnement



Exemple de fonctionnement d'une machine à courant continu illustrant le principe des 4 quadrants



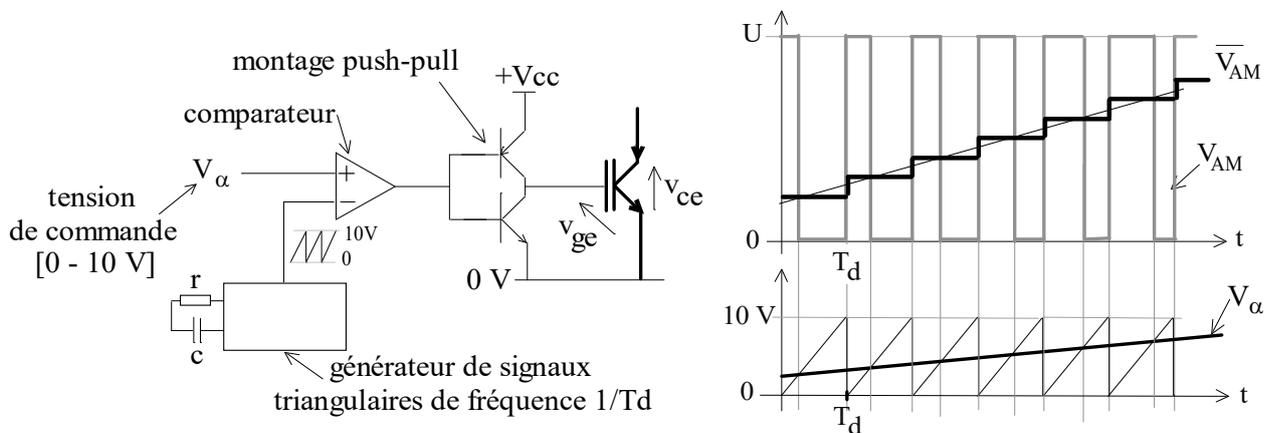
III.6 Elaboration des signaux de commande (cas des composants à grille isolée)

Les transistors de type MOS et IGBT se commandent simplement en appliquant une tension entre leur grille (borne notée G) et leur émetteur (on note aussi source).

$V_{gs} = 0 \Rightarrow$ transistor bloqué (circuit ouvert)

$V_{gs} = +V_{CC} = 15 \text{ V} \Rightarrow$ transistor passant (circuit fermé).

Le réglage du rapport cyclique et de la fréquence (réglage du temps de conduction) peut être réalisé à partir d'un circuit comparateur. Celui-ci compare le niveau du signal de commande avec le niveau du signal délivré par un oscillateur délivrant des signaux triangulaires dont la fréquence fixe la fréquence découpage. L'utilisation d'un montage push-pull permet d'accélérer la rapidité de la commutation.



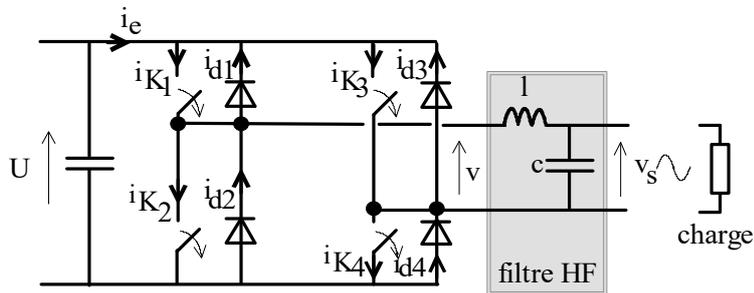
Sur une période de découpage, la tension de sortie se compose d'une composante continue et d'une composante alternative dont la fréquence fondamentale vaut f_d .

$$v_{AM} = \langle V_{AM} \rangle + \tilde{v}_{AM} \quad \text{avec} \quad \langle V_{AM} \rangle = \alpha \cdot U$$

Si la tension de commande évolue dans le temps beaucoup plus lentement que la fréquence de découpage, alors, la valeur moyenne du signal de sortie évolue aussi. Si la tension V_α évolue en rampe, alors $\langle V_{AM} \rangle$ évolue en rampe. Si la tension V_α évolue sinusoïdalement, alors $\langle V_{AM} \rangle$ évolue sinusoïdalement.

III.7 Onduleur MLI monophasé

L'onduleur MLI reprend la structure utilisée pour le hacheur 4 quadrants. Seule change la grandeurs de commande. Puisque celle-ci impose par sa forme celle de la valeur moyenne de la tension de sortie, on peut générer un signal sinusoïdal.



$$V_{moy} = (2\alpha - 1) \cdot U$$

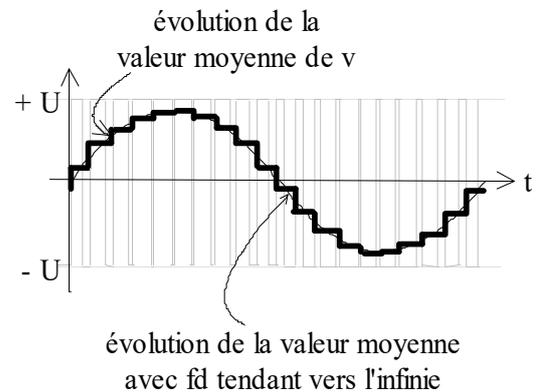
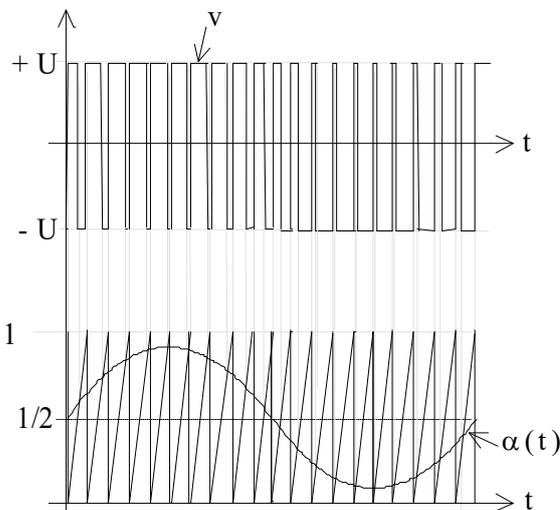
Si α évolue dans le temps tel que :

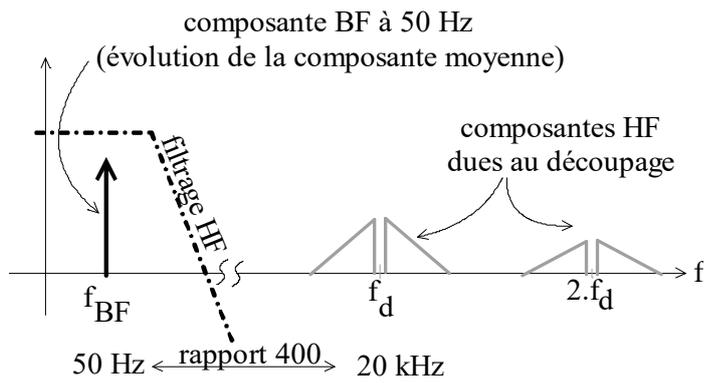
$$\alpha(t) = \frac{1}{2} + \frac{\Delta\alpha}{2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{BF} \cdot t)$$

Avec : $f_{BF} \ll f_d$:

Alors :

$$V_{s \text{ moyen}} = \Delta\alpha \cdot U \cdot \sin(2\pi \cdot f_{BF} \cdot t)$$





Pour le calcul, on peut reprendre celui effectué pour le hacheur série.

$$\Delta i = \frac{2 \cdot U \cdot (1 - \alpha) \cdot \alpha}{L \cdot f_d}$$

$$\Delta V_c = \frac{\Delta i}{8 \cdot C_0 \cdot f_d}$$