

M/621.760

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
Et de la Recherche Scientifique
Université 08 mai 1945 Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique
Domaine : Science Et Technologie
Filière : Génie Electrique
Spécialité : Protections et Contrôles des Réseaux électriques

Convertisseur continu-continu (DC-DC)

Principe et modélisation

Présenté par :

BOUHAROU SANA

MAKABROU WASSILA



Sous la direction : M^r BOUZIT ALI

Juin 2012



Merci infiniment !



Remerciement

*Au ce terme de cette mémoire nous tiendrons nos remerciement A **allah** qui nous a donné la patience, le courage et la forme pour achever ce travail malgré toutes les difficultés et pour mener a bien cette mémoire.*

Nous tenons à remercier :

- *Notre encadreur **Bouzit Ali** qui nous a guidés tout le long de ce travail.*
- *Tous les enseignants qui ont contribuent à notre formation.*

➤ *Sans oublié de remerciez de façon particulière notre ainé*

➤ *Nous adressont nos vifs remerciements à monsieur le chef de département de Genie électrotechnique et automatique Mr : boullouh. Messaoud ainsi l'adjoin Mr : remadnia. Mokdad que nos autres professeurs et enseignants .*

➤ *Nous exprimons également notre gratitude aux membres du jury, qui nous ont honorés en acceptant de juger notre travail.*

➤ *A Mr Le Directeur de la centrale d'énergie électrique d'annba et ses assistants qui nous ont aidé à maitriser des différents logiciels et contribuer à élargir nos connaissances sur site.*

➤ *Nous Remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin, et aidé à réaliser ce modeste travail.*

Sommaire

Introduction générale.....	01
Chapitre1 : Les interrupteurs utilisés en électronique de puissance	
1. Les interrupteurs en électronique de puissance :.....	02
1,1.La diode :.....	02
1, 1,1. Caractéristique statique :.....	02
1, 1,2. Caractéristique dynamiques :.....	03
1,2. Le thyristor :.....	05
1,3. Les transistors :.....	06
1, 3, 1,3.2. Le MOS :.....	06
1, 3,1. Le transistor bipolaire :.....	06
1,3.2. Le MOS :.....	08
1, 3.3.IGBT (" <i>insulated gate bipolar transistor</i> "):.....	10
Chapitre 2-Les différents types de hacheur	
Introduction:.....	11
2.1-Classification:.....	11
a- Le hacheur à liaison directe :.....	12
b- Les hacheurs à accumulation :.....	12
c-Hacheurs isolés :.....	12
2.2-Hacheurs non réversibles à liaison directe :.....	14
a) Structure Buck ou hacheur série:.....	14
b) Structure élévateur ou hacheur parallèle :	17
2.2-Hacheurs réversibles à liaison directe :.....	19
a) Hacheur réversible en courant :.....	19

b) Hacheur réversible en tension :.....	21
c) Hacheur quatre quadrant (réversible en courant et en tension) :.....	23
2.3- Conclusion:.....	25

Chapitre 3 : Modélisation du convertisseur abaisseur

3. convertisseur abaisseur :.....	26
3,1.Principe :.....	26
3,2.structure :.....	26
3.3. Relations fondamentales :.....	32
a)Le courant I_s dans l'inductance L_s :.....	34
b) Le courant I_t dans le transistor T :.....	35
c)Le courant I_d dans le transistor D:	35
3,4. le rapport cyclique D :.....	36
3,5. Ondulations i_s du courant I_s :.....	38
Conclusion générale	54

Introduction Générale

Introduction Générale :

Les Convertisseurs continu-continu, DC-DC sont des circuits électroniques utilisés pour convertir une tension électrique continu en une autre tension continu avec un rapport cyclique bien déterminé, et un rendement électrique élevé. Ils sont très utilisés dans le domaine de L'électronique embarquée tel que, Les équipements d'engins spaciaux (avion, missile, satellite...) et les engins marins (bateaux, sous marin...), et autre équipements, et de même dans les autres domaines ou il ya nécessité d'utilisé un équipement électrique embarqués, dans les mines d'exploitation de minéraux, Ou l'exploitation, et exploration d'endroits qui représentent un danger.

Les convertisseurs statiques permettent de transformer une tension continue en une autre tension continue en utilisant des composants électroniques comme interrupteurs statiques.

Dans ce mémoire on présent l'étude variateur à courant continu. En effet, le premier chapitre expose l'évolution de l'électronique de puissance, des interrupteurs statiques, en particulier, et leur impact sur les stratégies de commande des machines électriques.

*c'est le titre exacte
↑ du mémoire !!
/ donc titre à
corriger*

1.1.1. Expose la caractéristique des éléments semi-conducteurs de puissance.

Par contre, le deuxième chapitre est consacré à l'étude des types d'hacheur, Et leurs formes d'ondes.

Le troisième chapitre concerne *la* modélisation du hacheur débitant sur une charge R-L.

Le mémoire est enfin clôturé par une conclusion générale faisant la synthèse du présent travail.

Chapitre1

Les interrupteurs utilisés en électronique de puissance :

1. Les interrupteurs en électronique de puissance :

Le principe des convertisseurs consiste à faire commuter des courants entre mailles adjacentes, ce qui nécessite l'emploi de composants permettant de réaliser la fonction interrupteur.

- Idéalement, l'interrupteur fermé aura une tension pratiquement nulle à ses bornes alors que le courant sera fixé par le reste du dispositif. En revanche, l'interrupteur ouvert aura une tension imposée par l'extérieur à ses bornes, mais ne sera traversé par aucun courant.

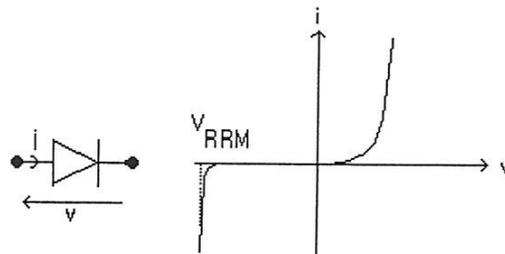
- On distinguera les actions (blocage ou amorçage) **commandées** (grâce à un signal électrique extérieur) des actions **spontanées** (suite à l'annulation ou au changement de signe d'une tension ou d'un courant par exemple).

1,1. La diode :

Il s'agit d'un composant à amorçage et blocage spontanés. Ce sont des éléments extérieurs (Source et charge) qui vont déterminer son état.

1, 1,1. Caractéristique statique :

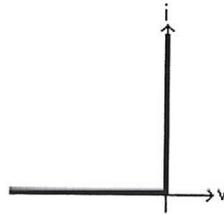
Les caractéristiques ressemblent à celles d'une diode classique, sauf en ce qui concerne le Courant direct maximum et la tension inverse de claquage.



- exemple: diode rapide BYT 12PI-600

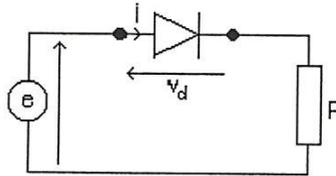
$V_{RRM}=600V$, courant direct moyen maximum en régime permanent $I_F=12 A$

• Dans la pratique, pour expliquer le fonctionnement des convertisseurs statiques, nous travaillerons à partir d'une caractéristique idéalisée, sur laquelle on néglige la tension de seuil Et la résistance dynamique, et nous supposons que la diode n'est jamais polarisée en inverse Au delà de V_{RRM} . La caractéristique statique idéalisée est alors donnée par

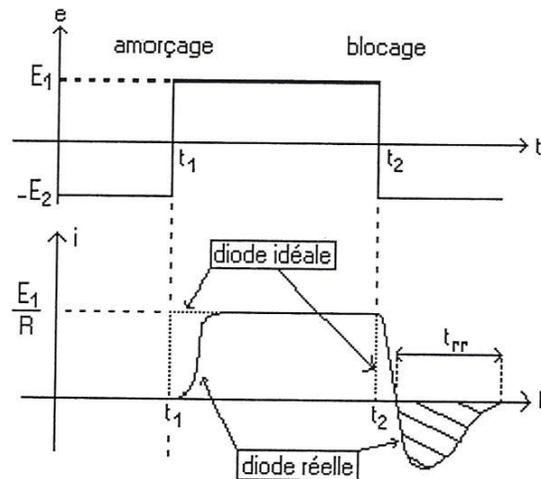


1, 1.2. Caractéristique dynamiques :

• La caractéristique statique ne suffit pas à caractériser un interrupteur en commutation. En effet, la vitesse de ces commutations va prendre une importance considérable dans la Conception de convertisseurs. Pour suivre les commutations, nous allons raisonner à partir du montage suivant



Suite aux évolutions de e , nous allons commenter celles de i , courant dans la diode et v tension à ses bornes.



- l'amorçage (mise en conduction).

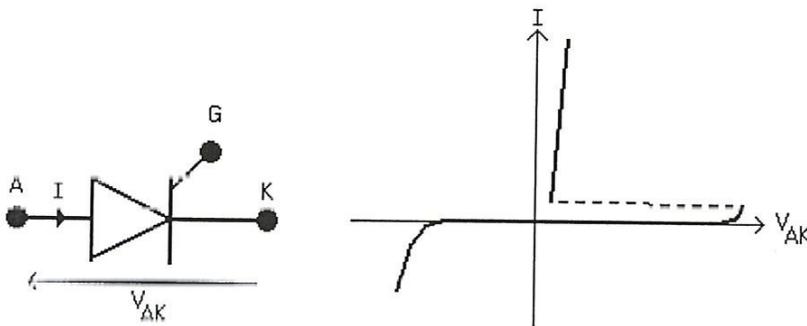
La diode est initialement polarisée en inverse et donc bloquée. On inverse la polarisation et le courant s'établit. Il y a un retard entre l'évolution de la tension et l'évolution du courant i .

- le blocage (coupure du courant).

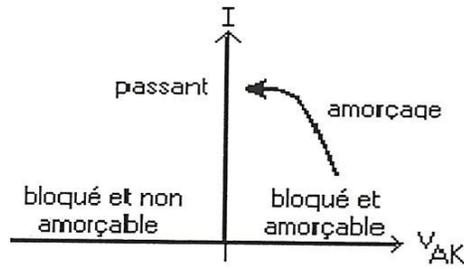
La diode initialement passante est brutalement polarisée en inverse et le courant s'annule. Cette annulation se fait par valeur négative et non par valeur positive comme on pourrait s'y attendre. C'est ce que l'on appelle le **recouvrement inverse** de la diode. Ce phénomène résulte de l'excès de porteurs minoritaires de part et d'autre de la jonction lorsque celle-ci conduit. Lorsque la diode se bloque, ces charges doivent être évacuées ce qui demande du temps. T_{rr} est appelé temps de recouvrement inverse et représente la plus longue partie de cette commutation. L'aire hachurée représente la charge recouvrée que l'on note Q_{rr} . Il faut noter que la surintensité inverse, Q_{rr} et le t_{rr} dépendent de la vitesse de décroissance initiale du courant (di/dt). La surintensité et Q_{rr} seront d'autant plus importantes que cette décroissance sera rapide alors que t_{rr} sera plus court.

1.2. Le thyristor :

- Il s'agit d'un interrupteur commandé à l'amorçage mais à blocage naturel (quand le courant s'annule à ses bornes). La conduction est provoquée par l'envoi d'un courant sur une des entrées du composant appelée gâchette.
- Il est notamment utilisé dans les redresseurs commandés et les gradateurs.
- Le schéma et la caractéristique statique de ce composant sont les suivants



- Si le thyristor est bloqué en étant polarisé en direct ($V_{AK} > 0$), l'envoi, dans la gâchette, d'un courant i_G adapté au composant, permet de déclencher la conduction (la tension V_{AK} devient faible et le courant augmente en fonction des exigences de l'extérieur). Si le courant se met à décroître et s'annule, alors, le composant se bloque et il sera nécessaire d'appliquer une autre impulsion sur la gâchette, à un moment où V_{AK} est positif pour que le thyristor conduise à nouveau.
- Il faut noter que, pour que le blocage soit effectif, il faut que le composant reste polarisé en inverse suffisamment longtemps, sinon, le thyristor se réamorçait spontanément. Ce temps minimum, appelé t_q est un facteur limitant, lorsque l'on veut réaliser des commutations à haute fréquence.
- On peut définir une caractéristique statique idéalisée



Les thyristors sont les interrupteurs qui permettent de faire transiter les puissances les plus importantes.

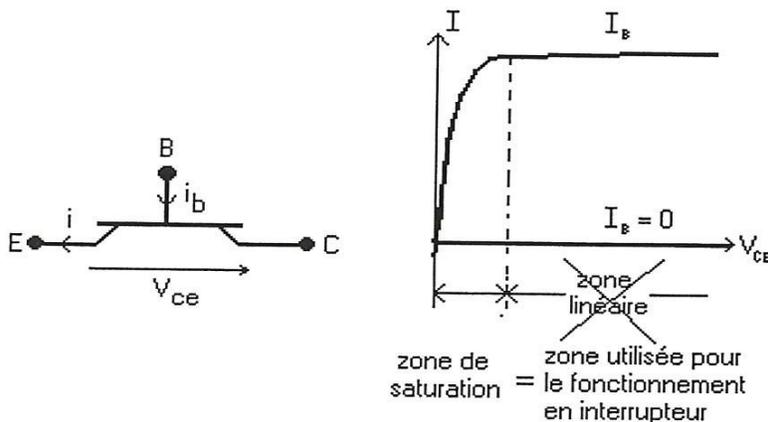
rq: Il existe des thyristors particuliers, commandables à l'amorçage et au blocage. On les appelle GTO ("gate turn off").

1,3. Les transistors :

Il s'agit d'interrupteurs commandés à l'amorçage et au blocage. On les trouve notamment Dans les hacheurs.

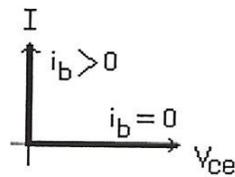
1, 3,1. Le transistor bipolaire :

La mise en conduction et le blocage sont commandés par l'intermédiaire du courant de base On utilise essentiellement des transistors NPN.

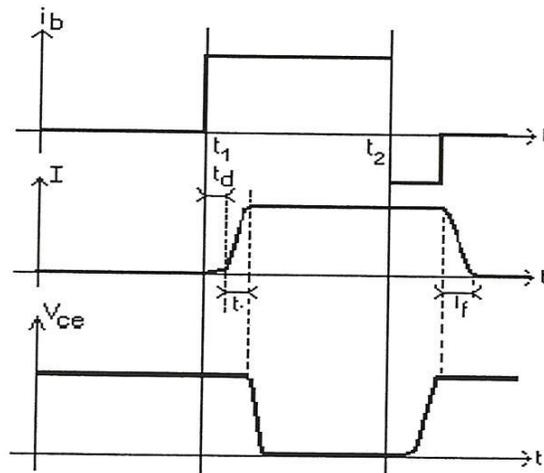


- Lorsqu'on l'utilise en commutation et qu'il est **passant**, le transistor fonctionne dans la **zone de saturation**. Lorsqu' I_b est nul, le courant d'émetteur reste nul. En revanche, pour un courant de base I_b positif, on fait en sorte que le transistor fonctionne en zone saturée (cela dépend du courant que l'on cherche à imposer). Alors, la tension aux bornes de l'interrupteur est faible, ce qui est compatible avec ce type de fonctionnement.

- Pour simplifier, on utilise souvent une caractéristique statique idéalisée.



- En régime dynamique, les commutations ne sont pas instantanées. Il faut noter que, lorsque l'on commande le blocage du transistor, on ne se contente pas d'appliquer un courant de base nul (on fait en sorte de rendre ce courant négatif pour accélérer la commutation).



T_d représente le temps de retard ("delay") nécessaire pour que I atteigne 10% de sa valeur de conduction

T_r représente le temps de montée ("rise") nécessaire pour que I passe de 10% à 90% de sa valeur de conduction.

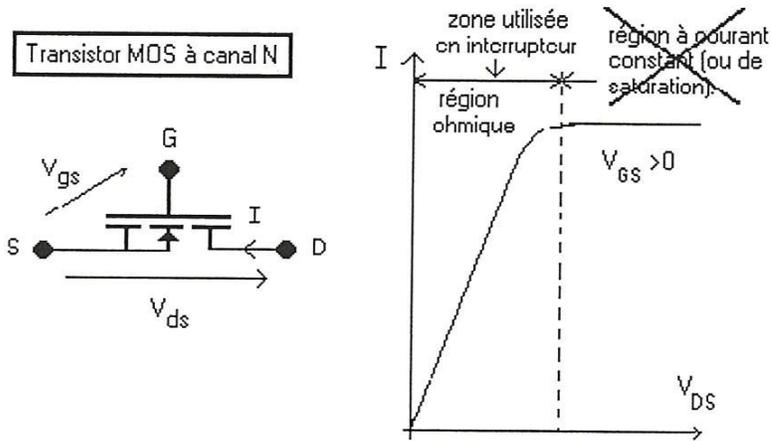
T_f représente le temps de descente ("fall") nécessaire à ce que I passe de 90% à 10% de sa valeur de conduction.

On définit aussi t_s , temps de stockage ("storage") nécessaire pour passer de l'instant où i_b vaut 90% de sa valeur maximale à l'instant où I vaut 90% de sa valeur de conduction.

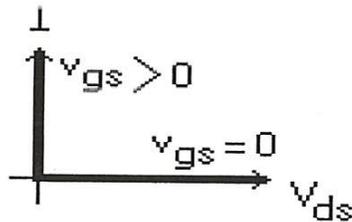
On constate que les commutations occasionnent des pertes dans les interrupteurs (existence simultanée de i et u non nuls aux bornes des interrupteurs). De plus, comme la tension aux bornes du transistor n'est pas rigoureusement nulle lors de la conduction et il y aura aussi des pertes par conduction.

1,3.2. Le MOS :

Cette fois, c'est la tension entre grille et source v_{gs} qui va permettre de commander le transistor. Pour fonctionner en interrupteur, on fait travailler le transistor dans la zone ohmique. Pour un transistor MOS à canal N, on fonctionne avec les caractéristiques suivantes



On utilise souvent, pour simplifier, la caractéristique statique idéale qui est, pour un MOS à canal N, de la forme suivante



Les caractéristiques dynamiques des MOS sont régies par des phénomènes capacitifs complexes. Nous ne les détaillerons pas ici, mais là encore, les transitions ne sont pas instantanées et occasionnent des pertes.

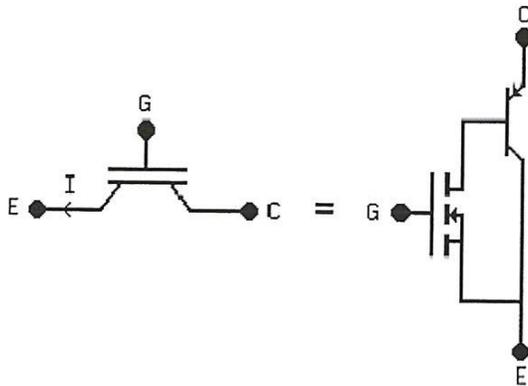
Il faut noter que la commande des MOS est plus simple à réaliser que celle des transistors bipolaires.

1, 3.3.IGBT ("insulated gate bipolar transistor"):

Il s'agit d'un composant de structure proche de celle du MOS et qui s'emploie dans les mêmes conditions. La commande se fait notamment par l'intermédiaire d'une tension v_{ge} .

Sa conception permet de limiter la tension à l'état passant par rapport au MOS.

Son symbole est le suivant:



rq : Durant la **commutation**, les **pertes** dans les interrupteurs commandés sont importantes car courant et tension sont non nuls en même temps. Ces pertes peuvent occasionner la **destruction du composant** si l'on n'en tient pas suffisamment compte. Il est alors nécessaire de calculer **un radiateur** pour chaque composant fonctionnant de la sorte. Ceci est valable pour la diode comme pour tous les interrupteurs qui suivront. Les pertes par commutation vont bien entendu augmenter avec **la fréquence** (plus la fréquence est élevée, plus il y a des commutations par unité de temps). Il y a aussi des pertes par conduction (la tension au bornes des interrupteurs n'est pas rigoureusement nulle lorsqu'ils conduisent).

Chapitre 2

Les différents types de hacheur

Introduction:

Un convertisseur continu-continu continu permet l'échange d'énergie entre deux réseaux continus, l'un d'eux fonctionnant à tension fixe l'autre à tension variable. Le convertisseur contrôle le débit d'énergie entre les deux réseaux en utilisant le *principe de découpage*, En raison de son mode de fonctionnement, ce convertisseur est le plus souvent appelé *hacheur*.

Le hacheur est utilisé pour, [2], [5]:

- **La commande de moteurs à courant continu :**
 - Moteurs de machines outils, de positionnement : puissance de 100 kilowatts, alimentation de 6 à 300V.
 - Moteurs de traction pour véhicules électrique alimentés par des batteries : puissance de 100 W à 100 KW, alimentation de 48 à 480 V.
 - Moteurs de traction pour transports urbains : puissance de 10 KW à 1 MW, alimentation de 500 à 1000 V.

- **Les alimentations continues :**

Le hacheur permet de transformer une source fixe en source variable, le plus souvent régulée. L'alimentation se fait à partir du réseau alternatif redressé et filtré ; les puissances vont de quelques watts à quelques kilowatts.

2.1-Classification:

Divers classements peuvent être effectués suivant le critère choisi, [5]

- On peut d'abord choisir les types de branches modélisant les deux réseaux à connecter à travers les hacheurs. on distinguera :

a) Le hacheur à liaison directe :

La branche modélisant les deux réseaux ont de types opposés (l'une BV de type tension et l'autre BI de type courant). On peut alors utiliser les trois modes de connexion des branches : liaison directe, séparation, liaison inversée (Ch.2, 4-1).

Ce type de hacheur peut par exemple être utilisé pour commander un moteur (branche BI) à partir d'une batterie (branche BV).

b) Les hacheurs à accumulation :

Les deux réseaux sont modélisés par des branches de même type. La règle 3 des structures interdit de les connecter directement ; le transfert doit se faire en passant par une branche intermédiaire de type opposé à celui des réseaux ; par exemple si les réseaux sont de type BV, on choisit une branche intermédiaire de type BI ; la première branche BV est connectée à BI qui accumule de l'énergie, l'autre branche BV' étant isolée ; puis on isole BV et on connecte BI à BV' pour lui transmettre l'énergie stockée dans BI.

c) Hacheurs isolés :

Lorsque les tensions de deux réseaux sont très différentes (par exemple convertisseur 300 V / 5 V) et/ou lorsque la sécurité impose l'isolement galvanique entre deux branches, le transfert d'énergie se fait à travers un transformateur permettant l'isolement et l'adaptation de tensions.

- On peut aussi retenir comme critère de classement la réversibilité des échanges d'énergie. Sur la figure 2.1, le réseau 1 (R1) est étudié en conventions générateur et le réseau 2 (R2) en conventions récepteur. Dans le plan rapporté au repère $u(i)$, suivant le quadrant où se situe le point de fonctionnement, on détermine les signes de u et de i et donc de la puissance $P_2 = (u.i)_{\text{moy}}$ absorbée par R2. Le réseau R2 est récepteur si $P_2 > 0$ et générateur si $P_2 < 0$.

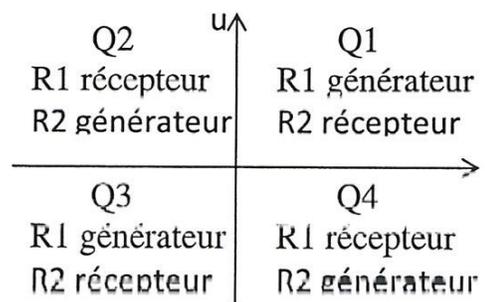
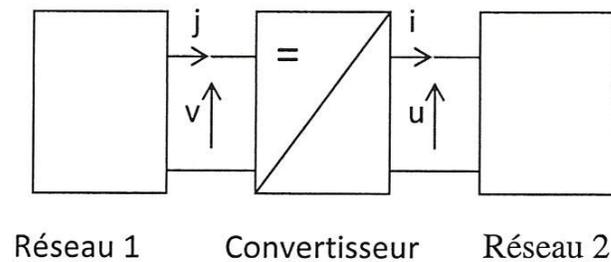


Fig. 2. 1 réversibilité des échanges d'énergie

On peut alors classer les hacheurs suivant le nombre de quadrants où peut fonctionner le réseau R2 :

- a) **Hacheur non réversibles ou un quadrant** : les signes de toutes les grandeurs sont fixés et chaque réseau fonctionne dans un seul quadrant généralement Q1 ou Q2 pour le réseau 2.
- b) **Hacheurs deux quadrants** : la structure permet le fonctionnement dans deux quadrants, un où R2 est récepteur et un où il est générateur. La réversibilité de l'échange d'énergie peut se faire par inversion du courant (Q1 \rightarrow Q2), on dit alors que le hacheur est *réversible en courant* ou par inversion de la tension (Q1 \rightarrow Q4), on dit alors que le hacheur est *réversible en tension*.

- c) **Hacheurs quatre quadrant** : la réversibilité est alors totale, on peut inverser le signe de u et/ou celui de i .

2.2-Hacheurs non réversibles à liaison directe :

Les deux réseaux sont de type différent et l'énergie est transférée de R1 qui est source à R2 qui est la charge. Nous aurons deux structures suivant que la source est de type BV donc la charge de type BI ou que la source est de type BI et la charge de type BV.

a) Structure Buck ou hacheur série:

La source est de type BV et la charge de type BI ; la structure utilise alternativement la liaison directe et la séparation des branches.

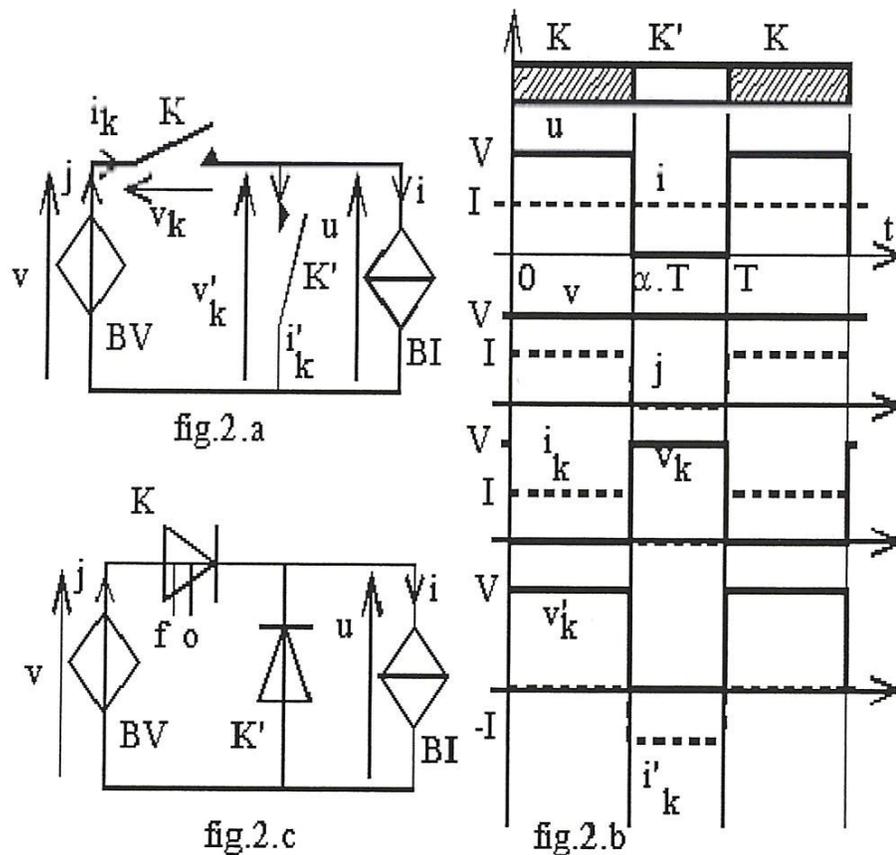


Fig. 2. 2 Hacheur série

Règle de fonctionnement :

La fermeture simultanée des interrupteurs K et K' est strictement interdite (règle d'interconnexion 2), aussi, l'ouverture simultanée des interrupteurs K et K' est interdite (règle d'interconnexion 2). Nous devons donc avoir successivement sur une période T de fonctionnement :

→ de 0 à D.T : K fermé et K' ouvert ; durant cette phase l'énergie est transférée de

BV à BI.

→ De D.T à T : K est ouvert et K' est fermé ; cette phase, sans transfert

D'énergie entre les sources est aussi appelée : phase de roue libre.

Le nombre α compris entre 0 et 1 est appelé rapport cyclique de commande.

Mise en équations :

On a : $V = v_k + u$; $j = ik$; $i'_k + i$; $i = I = \text{Cste}$:

- Durant la première phase, K fermé impose $v_k = 0$ et K' ouvert impose $i'_k = 0$; nous en déduisons $u = V$ et $j = i'_k = I$.
- Durant la deuxième phase, K ouvert impose $i'_k = 0$ et K' fermé impose $v'_k = 0$; nous en déduisons $u = 0$.

Les signaux étant continus ou de forme rectangulaire, le calcul des valeurs moyennes se fait graphiquement en calculant la surface limitée par le graphe et en divisant par la période; nous obtenons : $U_{\text{moy}} = D.V$; $I_{\text{moy}} = I$; $V_{\text{moy}} = V$ et $J_{\text{moy}} = D.I$.

La puissance moyenne reçue par la charge est $P = (u.i)_{\text{moy}}$; comme I est constant, nous avons $P = D.V.I$, soit : $P = D.Cste$.

Nous constatons que ce type de hacheur peut fournir une tension de valeur moyenne réglable; comme $0 < U_{\text{moy}} < V$, cette structure est aussi appelée hacheur *dévolteur* ou *abaisseur de tension*.

La puissance transférée de la charge à la source est contrôlée par la valeur du rapport cyclique.

Choix des interrupteurs :

L'interrupteur K est traversé par un courant positif lorsqu'il est fermé et soumis à une tension positive lorsqu'il est ouvert; il peut donc être unidirectionnel en tension et en courant. Durant la fermeture $i_k = I = \text{Cste}$ donc K ne peut se bloquer naturellement; durant l'ouverture $v_k = V = \text{Cste}$ donc l'interrupteur ne peut se fermer spontanément. K doit donc être commandé à l'ouverture et à la fermeture. On doit choisir un interrupteur de type deux segments commandé réalisé avec un transistor bipolaire, MOS, IGBT, ou avec un GTO. Si nous utilisons un thyristor, nous devons ajouter un circuit de blocage forcé.

L'interrupteur K' est traversé par un courant négatif lorsqu'il est fermé et soumis à une tension positive lorsqu'il est ouvert; il est donc unidirectionnel en tension et en courant. Pour respecter les règles d'interconnexion, son état doit être complémentaire de celui de K.

Nous choisissons un interrupteur de deux segments non commandé, c'est à dire une diode inversée. La fermeture de K impose $v'_k > 0$ donc le blocage de K'; lorsque K s'ouvre la continuité du courant I impose la fermeture de K'.

Le schéma définitif de la structure est donné dans la figure II. 2-c.

L'interrupteur K commandant le transfert d'énergie étant placé en série avec la charge et la source, cette structure est aussi appelée *hacheur série*.

b) Structure élévateur ou hacheur parallèle :

La source est de type BI et la charge de type BV ; la structure utilise alternativement la liaison directe et la séparation de branches. La structure est donnée figure II.3-a et les formes d'ondes sur la figure II.3-b en considérant que les branches et les interrupteurs sont parfaits.

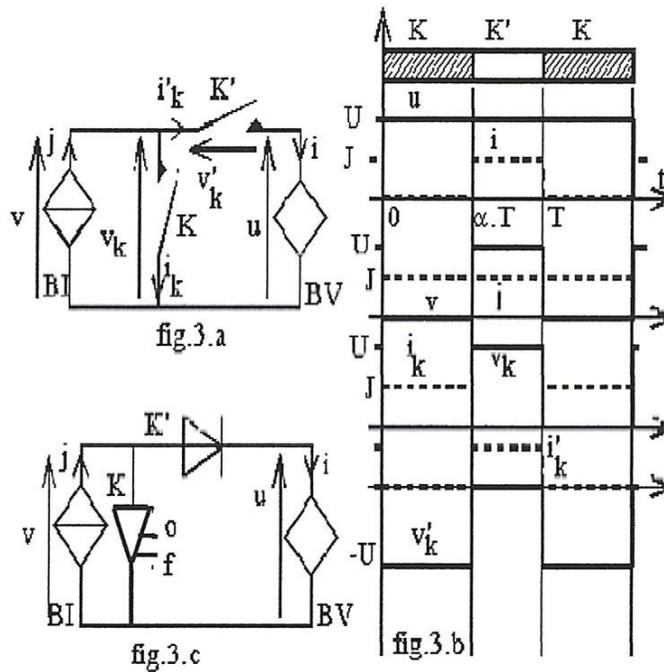


Fig. 2. 3 Hacheur parallèle

Règle de fonctionnement :

Les règles d'interconnexion interdisent de fermer simultanément K et K' ou d'ouvrir simultanément K et K'. Nous devons donc avoir successivement sur une période T de fonctionnement :

→ de 0 à $D.T$: K fermé et K' ouvert ; durant cette phase les branches sont

Séparées.

→ de $D.T$ à T : K est ouvert et K' et fermé ; durant cette phase l'énergie est

Transférée de BI à BV.

Mise en équations:

On a: $v = v_k = v'_k + u$; $u = \text{Cste}$; $j = i_k + i'_k$; $i'_k = i$; $j = J = \text{Cste}$.

- Durant la première phase, K fermé impose $v_k = 0$ et K' ouvert impose $i'_k = 0$; nous en déduisons $v = 0$ et $j = i_k = J$.
- Durant la deuxième phase, K ouvert impose $i_k = 0$ et K' fermé impose $v'_k = 0$; nous en déduisons $v = U$. $i'_k = i = J$.

Les signaux étant continus ou de forme rectangulaire, le calcul des valeurs moyennes se fait graphiquement en calculant la surface limitée par le graphe et en divisant par la période ; nous obtenons $U_{\text{moy}} = U$; $I_{\text{moy}} = (I-D).J$; $V_{\text{moy}} = (I-D).U$ et $J_{\text{moy}} = J$.

La puissance moyenne reçue par la charge est $P = (u.i)_{\text{moy}}$; comme U est constant, nous avons $P = (I-D).U.J = (I-D).\text{Cste}$.

Comme $0 < V_{\text{moy}} < U$, l'énergie est fournie de la source de basse tension v à la charge haute tension U ; cette structure est appelée ***hacheur survolteur***.

L'interrupteur K est traversé par un courant positif lorsqu'il est fermé et soumis à une tension positive lorsqu'il est ouvert ; il peut donc être unidirectionnel en tension et courant. Durant la fermeture $i_k = J = \text{Cste}$ donc K ne peut se bloquer naturellement ; durant l'ouverture $v_k = U = \text{Cste}$ donc l'interrupteur ne peut se fermer spontanément. K doit donc être commandé à l'ouverture et à la fermeture. On doit choisir un interrupteur à deux segments commandable réalisé avec un transistor bipolaire, MOS, IGBT ou avec un GTO. L'interrupteur K' est traversé par un courant positif lorsqu'il est fermé et soumis à une tension négative lorsqu'il est ouvert ; il est donc unidirectionnel en tension et en courant. Pour respecter les règles de structure, son état doit être complémentaire de celui de K. Nous choisissons un interrupteur non commandé, c'est à dire une diode. La fermeture de K impose $v'_k < 0$ donc le blocage de K'. Lorsque K s'ouvre la continuité du courant J impose la fermeture de K'.

L'interrupteur K commandant le transfert d'énergie étant placé en parallèle avec la source, cette structure est aussi appelée *hacheur parallèle*.

2.2-Hacheurs réversibles à liaison directe :

a) Hacheur réversible en courant

Dans un hacheur série, la branche courant reçoit de l'énergie sous une tension u positive ; dans un hacheur parallèle la branche courant fournit de la puissance sous une tension v positive ; l'inversion du sens de transfert de la puissance se fait donc par changement du sens du courant. Pour obtenir un hacheur réversible en courant, Il suffit donc de superposer les deux structures.

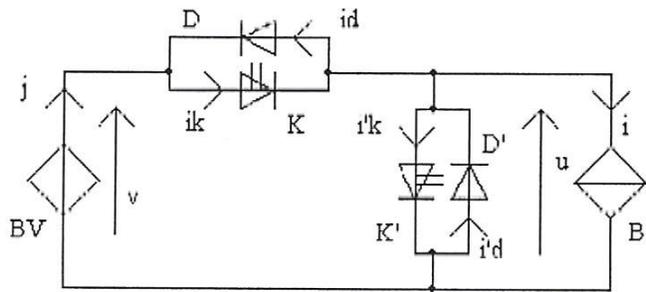


fig.4 a

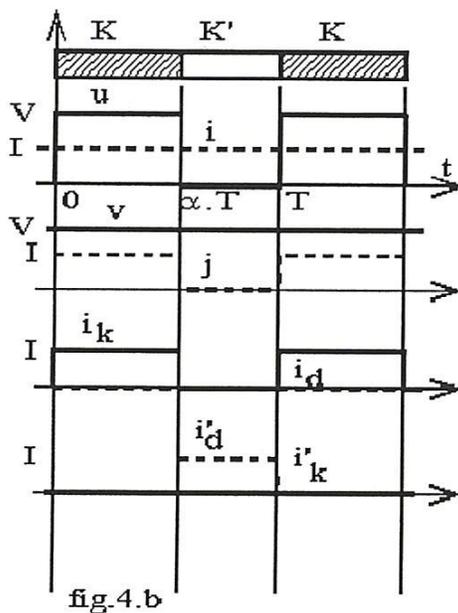


fig.4. b

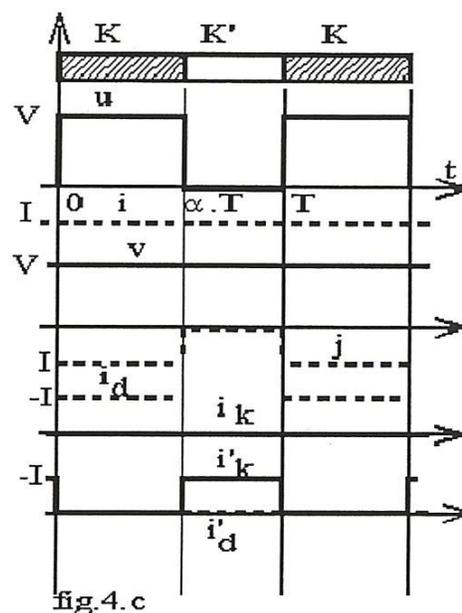


fig.4. c

Fig. 2. 4 Hacheur réversible en courant

Règle de fonctionnement :

Les règles d'interconnexion interdisent de fermer simultanément K et K' ou d'ouvrir simultanément K et K'. Nous devons donc avoir successivement sur une période T de fonctionnement.

→ de 0 à D.T : K fermé et K' ouvert

→ de D.T à T : K est ouvert et K' fermé

Mise en équations :

Nous devons envisager deux cas suivant le signe du courant imposé par BI :

→ si $I > 0$, seuls les interrupteurs K et D' peuvent conduire ; pour K fermé, nous

avons $u = V$; $i = j = i_k$. Pour D' passante, $u = 0$; $j = 0$ et $i'_d = I$.

→ si $I < 0$, seuls les interrupteurs K' et D peuvent conduire ; pour D passante,

nous avons $u = V$; $i = j = i_k$. Pour K' fermé, $u = 0$; $j = 0$ et $i'_d = I$.

La même chose le calcul des valeurs moyennes fait graphiquement en calculant la surface limitée par le graphe et en divisant par la période ; nous obtenons $U_{\text{moy}} = D.V$ donc : $0 < U_{\text{moy}} < V$; $I_{\text{moy}} = I$; $V_{\text{moy}} = V$ et $J_{\text{moy}} = D.I$.

La puissance moyenne reçue par la charge est $P = (u.i)_{\text{moy}}$; comme I est constant, nous avons $P = D.V.I$; le signe de la puissance est fixé par celui de I :

- Lorsque $I > 0$, la puissance est transférée de BV à BI, c'est à dire de la branche haute tension vers la branche basse tension ; le hacheur fonctionne en abaisseur.
- Lorsque $I < 0$, la puissance est transférée de BI à BV, c'est à dire de la branche basse tension vers la branche haute tension ; le hacheur fonctionne en élévateur.

b) Hacheur réversible en tension

La branche tension imposant sa grandeur d'état V non réversible. La structure doit permettre la liaison directe avec la source de courant et la liaison croisée pour inverser la tension.

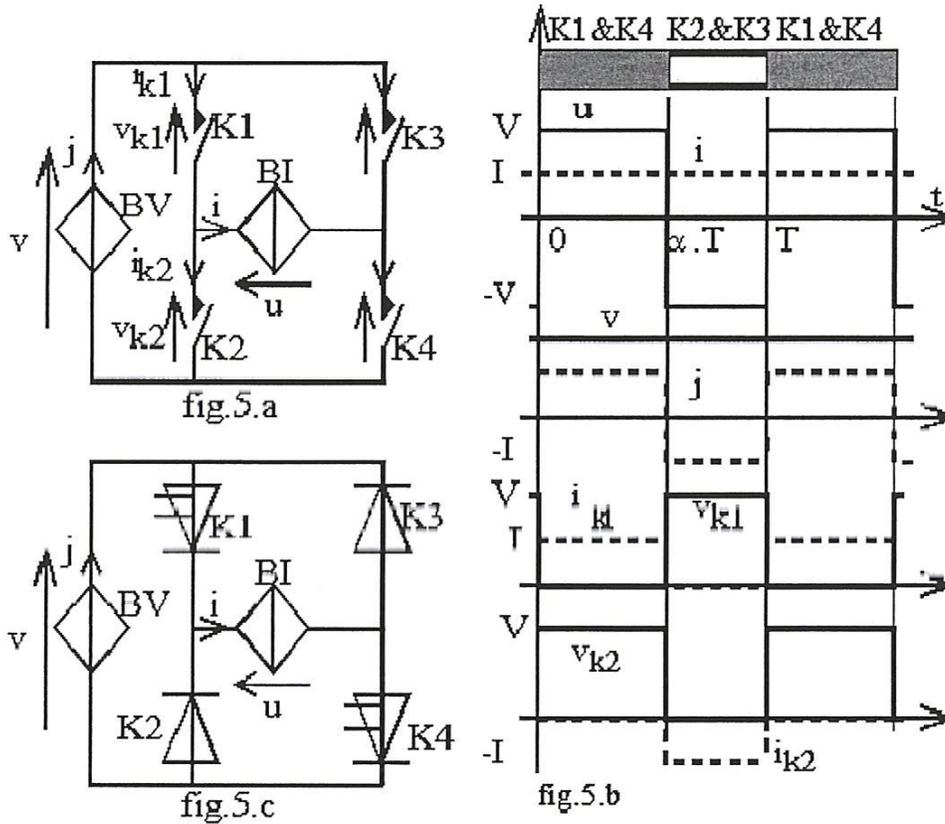


Figure 2. 5 Hacheur réversible en tension

Règles de fonctionnement:

Les règles d'interconnexion interdisent de fermer simultanément $K1$ et $K2$ ou d'ouvrir simultanément $K3$ et $K4$. Les combinaisons possibles sont :

- $K1$ et $K4$ fermés, $K2$ et $K3$ ouverts : phase de connexions directe de BV et BI .
- $K1$ et $K3$ fermés, $K2$ et $K4$ ouverts ou $K2$ et $K4$ fermés et $K1$ et $K3$ ouverts : phase de séparation des branches.

- K2 et K3 fermés, K1 et K4 ouverts : phase de connexions croisées.

Nous ne retenons que les phases I et 3 ; nous devons donc avoir successivement sur une période T de fonctionnement :

→ de 0 à D.T : K1 et K4 fermés, K2 et K3 ouverts

→ de D.T à T : K2 et K3 fermés, K1 et K4 ouverts.

Mise en Equations:

Pour K1 et K4 fermés, nous avons $u = V$ et $j = i_{k1} = i_{k4} = I$; $v_{k1} = v_{k4} = 0$; $v_{k2} = v_{k3} = V$.

Pour K2 et K3 fermés, $u = -V$ et $j = i_{k2} = i_{k3} = -I$; $v_{k1} = v_{k4} = V$; $v_{k2} = v_{k3} = 0$.

Nous aurons donc : $U_{\text{moy}} = [D.T.V + (1-D).T.(-V)] / T$

Soit : $U_{\text{moy}} = (2.D-1).V$; de même : $J_{\text{moy}} = (2.D-1).I$.

La puissance moyenne reçue par BI ou fournie par BV est : $P = (u.i)_{\text{moy}} = (2.D-1).V.I$ puisque $i = I = \text{Cste}$.

Nous distinguons deux cas :

- $0 < D < 0,5$, nous avons alors $U_{\text{moy}} < 0$ et $P < 0$; dans ce cas la puissance est transférée de BI à BV.
- $0,5 < D < 1$: nous avons alors $U_{\text{moy}} > 0$ et $P > 0$; dans ce cas la puissance est transférée de BV à BI.

Choix des interrupteurs:

D'après les graphes de la figure II.5.b, K1 et K4 sont unidirectionnels en tension et en courant : durant la fermeture le courant est constant donc les interrupteurs ne peuvent s'ouvrir spontanément et durant l'ouverture la tension est constante donc les interrupteurs ne peuvent se fermer spontanément. K1 et K4 doivent donc être commandés à l'ouverture et à la fermeture. K2 et K3 sont unidirectionnels en tension et en courant; à la fermeture, ils sont traversés par un courant négatif et à l'ouverture, ils doivent bloquer une tension positive; pour

respecter les règles de structure, leur état doit être complémentaire de celui de K1 et K4. Nous choisirons d'interrupteurs de diode.

c) Hacheur quatre quadrant (réversible en courant et en tension)

La structure réversible en tension décrite ci-dessus ne peut fonctionner que pour un courant I positif car les interrupteurs choisis ne sont pas réversibles en courant ; si on remplace les quatre interrupteurs par de interrupteurs réversibles en courant, on obtient la structure du hacheur réversible en tension et en courant (quatre quadrants).

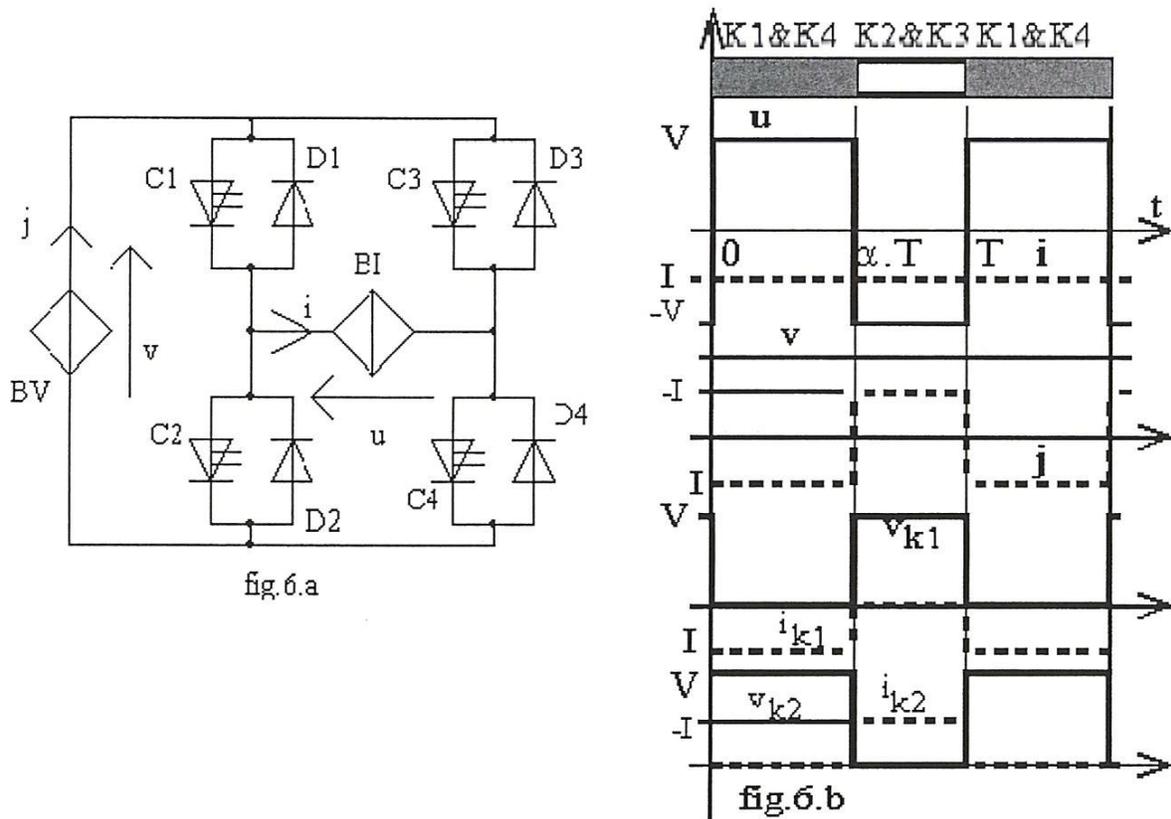


Fig. 2. 6 Hacheur quatre quadrants

Règles de fonctionnement:

Les règles d'interconnexion interdisent de fermer simultanément C1 et C2 ou d'ouvrir

C3 et C4 en même temps. Nous adoptons le même principe de commande précédent :

→ De 0 à D.T : C1 et C4 fermés, C2 et C3 ouverts

→ De D.T à T : C2 et C3 fermés, C1 et C4 ouverts.

□ Pour $I > 0$, les formes d'onde sont celles de la figure II.6.b. De 0 à DT: C1 et C4 sont commandés à la fermeture. C2 et C3 à l'ouverture ; la tension V appliquée en inverse à D2 et D3 impose leur blocage ; le courant circule dans BV ($j=1>0$), dans C1, dans B1 et dans C4. De DT à T : C1 et C4 sont commandés à l'ouverture, C2 et C3 à la fermeture; la tension V appliquée en inverse à D1 et D4 impose leur blocage ; le courant circule dans BV ($j=-1<0$), dans D2, dans B1 et dans D3.

□ Pour $I < 0$, les formes d'onde sont celles de la figure II.6.b. De 0 à DT: C1 et C4 sont commandés à la fermeture, C2 et C3 à l'ouverture; la tension V appliquée en inverse à D2 et D3 impose leur blocage ; le courant circule dans BV ($j = I < 0$), dans D1, dans B1 et dans D4. De DT à T : C1 et C4 sont commandés à l'ouverture, C2 et C3 à la fermeture; la tension V appliquée en inverse à D1 et D4 impose leur blocage, le courant circule dans BV ($j = -I > 0$), dans C2, dans B1 et dans C3.

Nous avons comme précédemment $U_{\text{moy}} = (2.D-1).V$; de même $J_{\text{moy}} = (2.D-1).I$.

La puissance moyenne reçue par B1 ou fournie par BV est : $P = (u.i)_{\text{moy}} = (2.D-1).V.I$ puisque $i = I = \text{Cste}$.

Nous distinguons quatre cas :

- $0 < D < 0,5$ et $I > 0$: nous avons alors $U_{\text{moy}} < 0$ et $P < 0$; dans ce cas la puissance est transférée de BI à BV.
- $0,5 < D < 1$ et $I > 0$; nous avons alors $U_{\text{moy}} > 0$ et $P > 0$; dans ce cas la puissance est transférée de BV à BI.
- $0 < D < 0,5$ et $I < 0$; nous avons alors $U_{\text{moy}} < 0$ et $P > 0$; dans ce cas la puissance est transférée de BV à BI.
- $0,5 < D < 1$ et $I < 0$; nous avons alors $U_{\text{moy}} > 0$ et $P < 0$; dans ce cas la puissance est transférée de BI à BV.

II. 3- Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons présenté différentes structures des hacheurs à liaison directe à savoir : l'hacheur série, parallèle, réversible en courant, réversible en tension et le hacheur quatre quadrants.

En effet, dans cette étude nous avons présenté le principe de fonctionnement et la forme des signaux caractéristiques de chaque structure. Notons que nous avons idéalisé le fonctionnement en supposant les branches idéales (tension continue pour les branches tension et courant continu pour les branches courant) et les interrupteurs parfaits (temps de commutation nuls, chute de tension nulle à l'état fermé, courant nul à l'état ouvert).

Chapitre 3

Modélisation du convertisseur abaisseur

3. convertisseur abaisseur :

3,1 Principe :

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue, et une source de courant continu, ainsi que présenté fig.3,1

Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne $\langle U_s \rangle$ aux bornes de la source I_s qui réponde aux critères suivants :

- $0 \ll \langle U_s \rangle \ll U_e$
- $\langle U_s \rangle$ réglable à souhait dans la fourchette donnée ci-dessus.

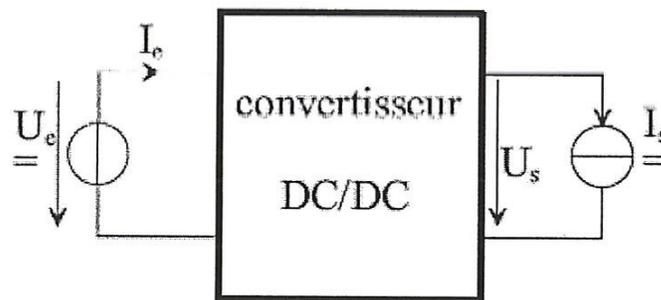


Fig .3,1 convertisseur abaisseur

3,2 structure :

Cellule de commutation La structure du hacheur abaisseur (Buck) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représenté

Fig. 3,2

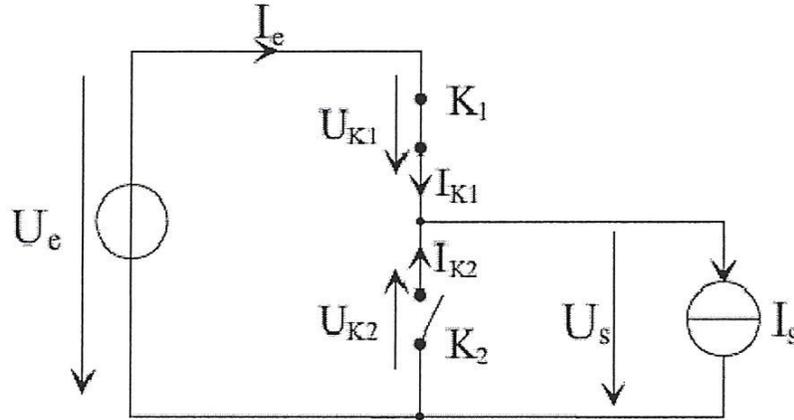


Fig. 3,2 - Structure du hacheur abaisseur

Par les mécanismes de mise en conduction et de blocage des deux

Interrupteurs, deux états sont possibles, ainsi que cela est illustré Fig. 3,3

- K_1 passant et K_2 bloqué. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_s = U_e & \text{avec} & U_{K2} = -U_e \\ I_e = I_s & \text{avec} & I_{K1} = I_s \end{cases}$$

- K_1 bloqué et K_2 passant. Les conditions de fonctionnement sont les

Suivantes :

$$\begin{cases} U_s = 0 & \text{avec} & U_{K1} = U_e \\ I_e = 0 & \text{avec} & I_{K2} = I_s \end{cases}$$

Caractéristique statique des interrupteurs et commutation Nous
Considérons des sources de tension et de courant qui sont respectivement
Unidirectionnelles en courant et en tension.

En regard de la représentation Fig. 3-4 on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{K1} - U_{K2} = U_e \\ I_{K1} + I_{K2} = I_s \end{cases}$$

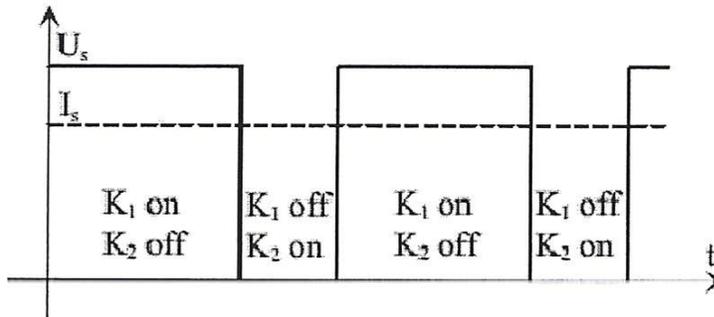


Fig. 3,3(a) Grandeurs de sortie

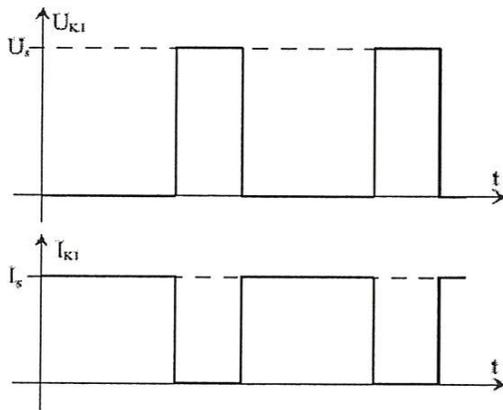


Fig.3, 3 (b) Interrupteur K₁

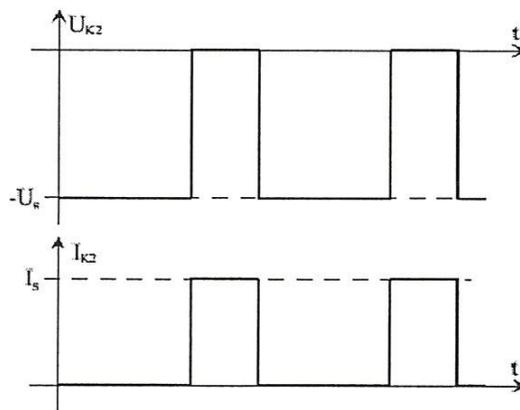


Fig. 3,3(c) Interrupteur K₂

Fig. 3,3 - Grandeurs électriques caractéristiques

Suivant les états respectifs des deux interrupteurs, on peut donc écrire :

- K₁ passant et K₂ bloqué :

$$\begin{cases} U_{k2} = -U_2 \\ I_{k1} = I_s \end{cases} \quad (3-4)$$

-K₁ bloqué et K₂ passant :

$$\begin{cases} U_{k1} = u_e \\ I_{k2} = I_s \end{cases} \quad (3-5)$$

On démontre ainsi que deux segments suffisent pour les caractéristiques statiques des interrupteurs K1 et K2, ainsi que nous le représentons Fig. 3,4

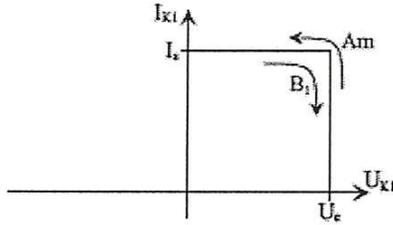


Fig. 3,4(a) Interrupteur K₁

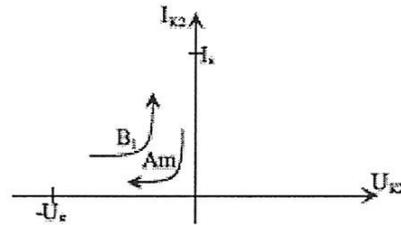


Fig. 3,4(b) Interrupteur K₂

Fig. 3,4 Caractéristiques statiques

Nous donnons également Fig. 3,4 les mécanismes de commutation des interrupteurs:

- amorçage de K₁ : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans (U_{Ki};I_{Ki})

Est défini par les flèches notées Am.

Lorsque K₁ est bloqué, celui-ci supporte la tension U_e, alors que K₂, à l'état passant, conduit le courant I_s.

L'amorçage de K₁ ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K₂ supportera une tension -U_e. Il est impossible, dans le plan (U_{K2};I_{K2}), d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant U_{K2}I_{K2} < 0. Le blocage de K₂ ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K₂. Ceci définit une commutation spontanée : annulation du courant dans K₂, puis application d'une tension inverse (négative). Le processus de commutation est donc le suivant :

- Commutation du courant de K₂ vers K₁. Pendant cette phase, la Tension reste Nulle aux bornes de K₂, et vaut toujours U_e aux bornes de K₁.

_ La tension aux bornes de K_1 s'effondre, alors qu'une tension inverse s'établit aux bornes de K_2 .

Au contraire de K_2 , la commutation de K_1 traverse le quadrant $U_{K1}I_{K1} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un amorçage commande de K_1 qui entraîne le blocage spontanée de K_2 .

-blocage de K_1 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans $(U_{K1}; I_{K1})$ est défini par les flèches notées B1.

Lorsque K_1 est amorcé, celui-ci conduit le courant I_s , alors que K_2 , à l'état passant, conduit le courant I_g .

L'amorçage de K_1 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_2 supportera une tension $-U_e$. Il est impossible, dans le plan $(U_{K2}; I_{K2})$, d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K2}I_{K2} < 0$. Le blocage de K_2 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_2 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation du courant dans K_2 , puis application d'une tension inverse (négative). Le processus de commutation est donc le suivant :

_ Commutation du courant de K_2 vers K_1 . Pendant cette phase, la Tension reste Nulle aux bornes de K_2 , et vaut toujours U_e aux bornes de K_1 .

_ La tension aux bornes de K_1 s'effondre, alors qu'une tension inverse s'établit aux bornes de K_2 .

Au contraire de K_2 , la commutation de K_1 traverse le quadrant $U_{K1}I_{K1} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un amorçage commande de K_1 qui entraîne le blocage spontanée de K_2 .

-blocage de K_1 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans $(U_{K1}; I_{K1})$ est défini par les flèches notées B1.

Lorsque K_1 est amorcé, celui-ci conduit le courant I_s , alors que K_2 , à l'état bloqué, supporte une tension $-U_e$.

Le blocage de K_1 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_2 assumera l'intégralité du courant I_s . Il est impossible, dans le plan $(U_{K2}; I_{K2})$, d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K2}I_{K2} < 0$. L'amorçage de K_2 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_2 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation de la tension inverse aux bornes de K_2 , puis établissement du courant. Le processus de commutation est donc le suivant :

- _ la tension aux bornes de K_2 s'annule, alors qu'une tension positive s'établit aux bornes de K_1 ,

- _ Commutation du courant de K_1 vers K_2 . Pendant cette phase, la tension reste nulle aux bornes de K_2 , et vaut toujours U_e aux bornes de K_1 .

Lors de cette phase, la commutation de K_1 traverse le quadrant

$U_{K1}I_{K1} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un blocage commandé de K_1 qui entraîne l'amorçage spontané de K_2

Synthèse Outre la définition de la structure de base d'un hacheur dévolteur ((un quadrant)), nous venons de mettre en évidence deux points importants.

Le premier est relatif à la nature des commutations au sein de la cellule constituée par K_1 et K_2 : l'amorçage et le blocage commandés de K_1 entraînent respectivement le blocage et l'amorçage spontanés de K_2 . Nous venons ainsi de définir une structure apte à fonctionner en commutation naturelle.

Le second est relatif aux natures d'interrupteurs K_1 et K_2 :

- Interrupteurs K_1 : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, on doit être en mesure de pouvoir commander son amorçage et son blocage.

Cet interrupteur devra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ou GTO).

-Interrupteur K_2 : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur peuvent être spontanées.

Cet interrupteur sera donc de type diode.

Nous sommes ainsi en mesure de définir plus précisément la structure d'un hacheur abaisseur, que nous donnons Fig.3,5

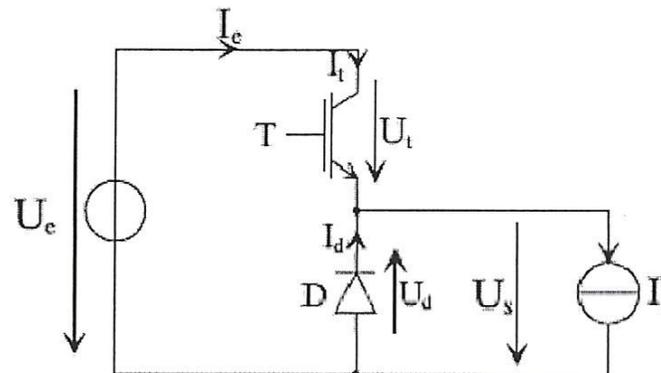


Fig. 3 ,5 -Hacheur abaisseur

Sur cette représentation, l'interrupteur commande à l'amorçage et au blocage est un IGBT (noté T). Ses commutations commandées entraîneront les commutations spontanées de la diode D.

3.3 Relations fondamentales :

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur abaisseur, nous nous référons au schéma Fig. 3 ,6.

Rien n'est fondamentalement change par rapport au schéma propose Fig. 3,5. Nous avons simplement précisé la nature de la source de courant. Nous considérons ainsi un circuit condensateur/résistance parallèles, en série duquel on place une inductance pour conférer à l'ensemble le caractère source de courant requis.

Ce type de source de courant est en effet la charge ((type)) d'un hacheur abaisseur.

Les formes d'ondes des courants et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration Fig. 3,7.

Suivant les états respectifs des interrupteurs T et D, la tension U_s vaut U_e (400V) ou bien 0V, et est par conséquent constituée de créneaux. On peut docilement la considérer comme continue. Ses composantes sont les suivantes :

- une valeur moyenne,
- une onde fondamentale, de fréquence identique à celle de commutation des interrupteurs,

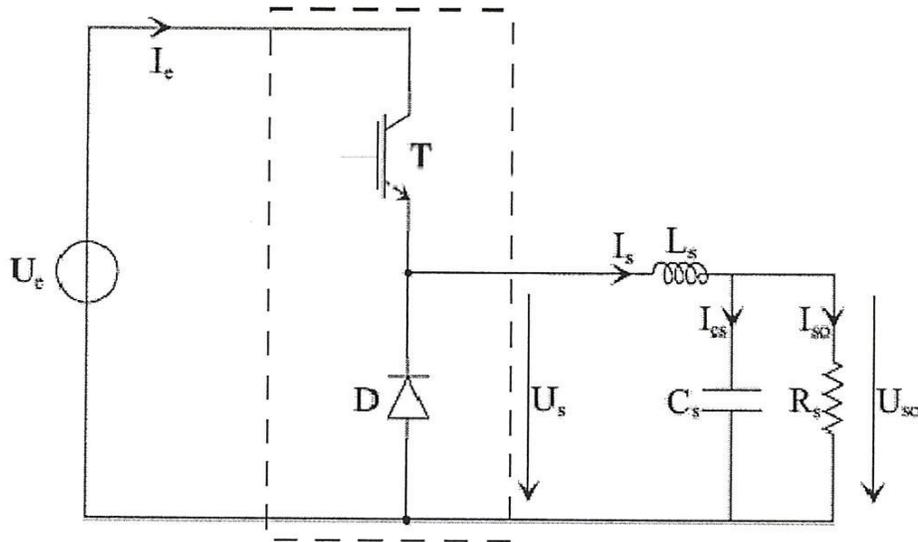


Fig. 3,6 - Hacheur abaisseur et sa ((charge))

Ceci n'est bien entendu valable que pour l'étude du hacheur en régime permanent.

On doit souligner que ces hypothèses de travail ne sont quasiment pas restrictives, car le calcul de toute cellule $L_s C_s$ prend généralement en compte ces hypothèses comme de critères de dimensionnement

Valeur moyenne de U_s Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur abaisseur, nous nous référons au schéma Fig.3, 8.

La tension U_s vaut U_e lorsque le transistor est passant, puis 0V lors de la phase de roue libre. On définit :

-la période de commutation (ou période de découpage) des interrupteurs du hacheur :

3,4 le rapport cyclique D :

Le rapport cyclique D est défini comme étant le rapport entre la durée t_1 de conduction du transistor et la période de commutation T :

$$D = \frac{t_1}{T}$$

(3-10)

*Le rapport cyclique α
sans le 2^e chapitre
devient D ??
au 3^e chapitre*

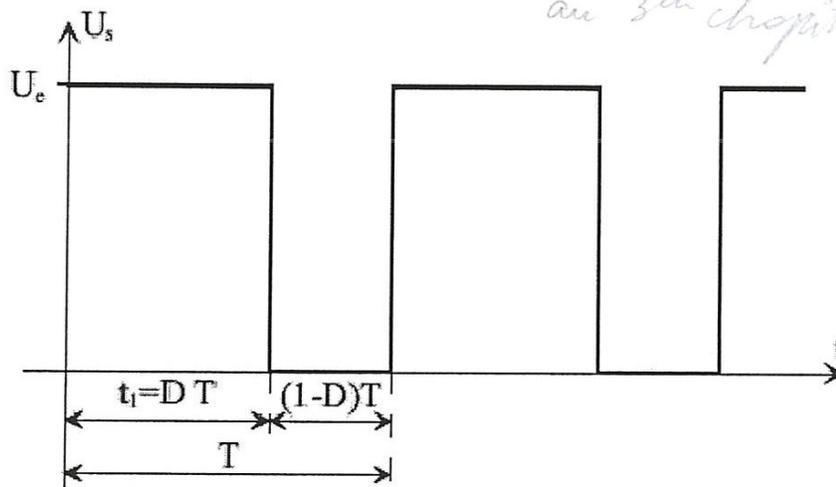


Fig. 3 ,8- Tension U_s en sortie du hacheur

La durée t_1 de conduction de T est comprise entre 0, et T. Le rapport cyclique est donc en toute logique compris entre 0 et 1.

La valeur moyenne $\langle U_s \rangle$ est donnée par le calcul suivant :

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e dt$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} [U_e]_0^{DT}$$

$$\Rightarrow \langle U_s \rangle = D U_e$$

(3-11)

Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, on peut faire varier $\langle U_s \rangle$ entre 0V et U_e . Par action sur la durée de conduction du transistor T, on est en mesure de contrôler de manière continue la valeur de $\langle U_s \rangle$ dans une large plage de valeurs.

On doit cependant préciser que ce calcul n'est valable que pour un fonctionnement correspondant à un courant I_s qui n'est jamais nul.

Courant dans l'inductance L_s Nous avons vu que le courant I_s dans l'inductance L_s est constitué d'une valeur moyenne $\langle I_s \rangle$, et comporte une ondulation i_s autour de cette valeur moyenne.

Compte tenu de l'hypothèse de travail adopté, le courant moyen $\langle I_s \rangle$ est fixé par la valeur du courant dans la charge R_s :

$$\langle I_s \rangle = I_{s0} = \frac{U_{s0}}{R_s} \quad (3-12)$$

Compte tenu de la relation (3.11), et compte tenu du fait que $\langle U_s \rangle = U_{s0}$ il vient:

$$\langle I_s \rangle = \frac{D U_e}{R_s} \quad (3-13)$$

Le courant moyen dans l'inductance L_s est ainsi fixé par :

- la valeur de la source de tension continue,
- le rapport cyclique,
- la résistance de charge.

3,5 Ondulations i_s du courant I_s :

Celle-ci dépend, outre la valeur de L_s , de la tension appliquée aux bornes de l'inductance L_s par la relation :

$$U_s - U_{sO} = L_s \frac{dI_s}{dt} = L_s \frac{d\tilde{i}_s}{dt} \quad (3-14)$$

La représentation du courant i_s est donnée Fig.3, 9.

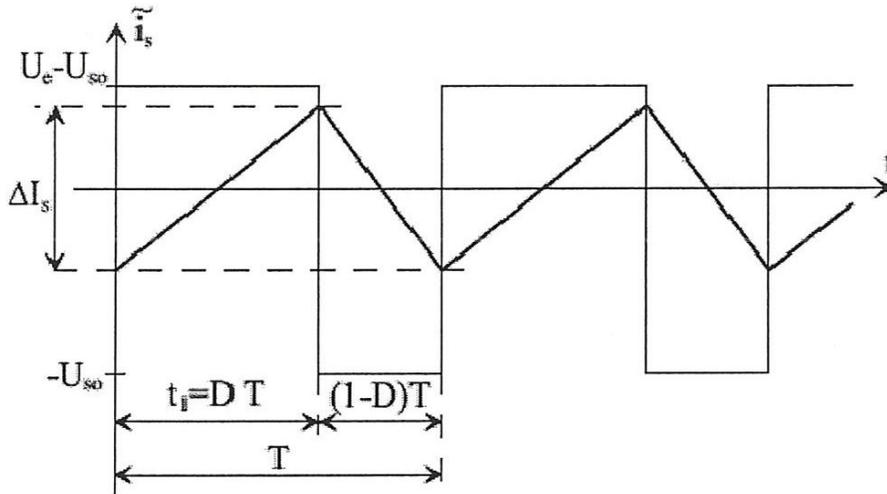


Fig. 3,9 -Ondulation du courant I_s

Compte tenu des hypothèses de travail mises en œuvre, l'évolution du courant dans l'inductance est linéaire. On distingue deux phases :

Le transistor est passant. L'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation :

$$\begin{aligned}
 U_e - U_{so} &= L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \\
 U_e - DU_e &= L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \\
 U_e (1 - D) &= L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}
 \end{aligned}
 \tag{3-15}$$

Le rapport cyclique D est comprise entre 0 et 1, la tension appliquée aux bornes de L_s est donc positive. Cette phase correspond ainsi à une phase de croissance du courant dans l'inductance.

-Le transistor est bloqué. Lors de la phase de roue libre la tension U_s est nulle, et l'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation :

$$-U_{so} = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}
 \tag{3-16}$$

La tension appliquée aux bornes de L_s est donc négative. La phase de roue libre correspond ainsi à une phase de décroissance du courant dans l'inductance.

L'analyse d'une seule de ces configurations suffit à déterminer l'amplitude des ondulations i_s . Soit ΔI_s cette amplitude, l'analyse de la phase relative à l'état passant du transistor T permet d'écrire :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}$$

$$U_e - DU_e = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}$$

$$U_e (1 - D) = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \quad (3-15)$$

Le rapport cyclique D est comprise entre 0 et 1, la tension appliquée aux bornes de L_s est donc positive. Cette phase correspond ainsi à une phase de croissance du courant dans l'inductance.

-Le transistor est bloqué. Lors de la phase de roue libre la tension U_s est nulle, et l'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation :

$$-U_{so} = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \quad (3-16)$$

La tension appliquée aux bornes de L_s est donc négative. La phase de roue libre correspond ainsi à une phase de décroissance du courant dans l'inductance.

L'analyse d'une seule de ces configurations suffit à déterminer l'amplitude des ondulations i_s . Soit ΔI_s cette amplitude, l'analyse de la phase relative à l'état passant du transistor T permet d'écrire :

L'ondulation du courant I_s sera maximale pour $D = 0.5$. C'est à partir de cette valeur de D que l'on devra dimensionner la valeur de L , afin d'être sûr que l'ondulation ΔI_s n'excédera jamais la valeur spécifiée.

En effet, tout dimensionnement de L_s se fait à partir d'une valeur de ΔI_s imposée.

Si l'exploitation de la relation (3.17) conduit à des valeurs de L_s excessives, on devra augmenter la valeur de la fréquence de commutation afin de pouvoir réduire la valeur de L_s en proportion.

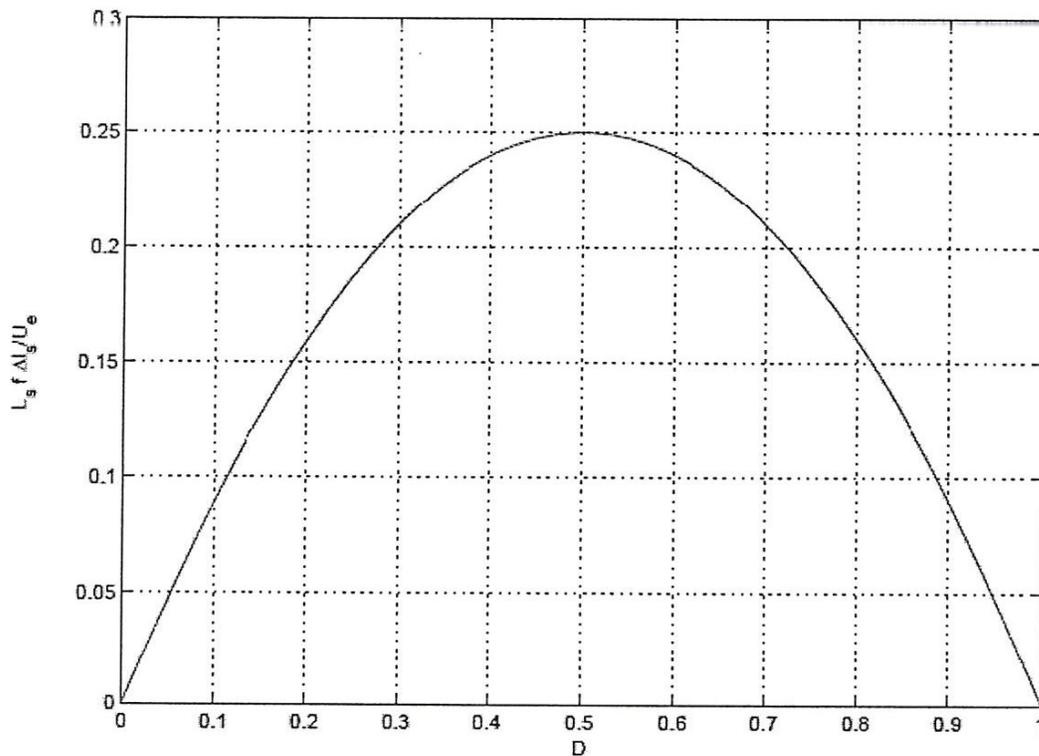


Fig. 3,10 - Ondulation ΔI_s fonction de D

Ondulation de la tension en sortie U_{s0} Nous avons négligé l'ondulation de la tension U_{s0} , en la considérant minime devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux valeurs de L_s et C_s , afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail.

Cette hypothèse correspond en effet dans une grande partie de cas à une donnée du cahier des charges définissant le convertisseur.

Pour définir l'ondulation u_{s0} de la tension en sortie U_{s0} , nous nous référons à Fig.3, 11.

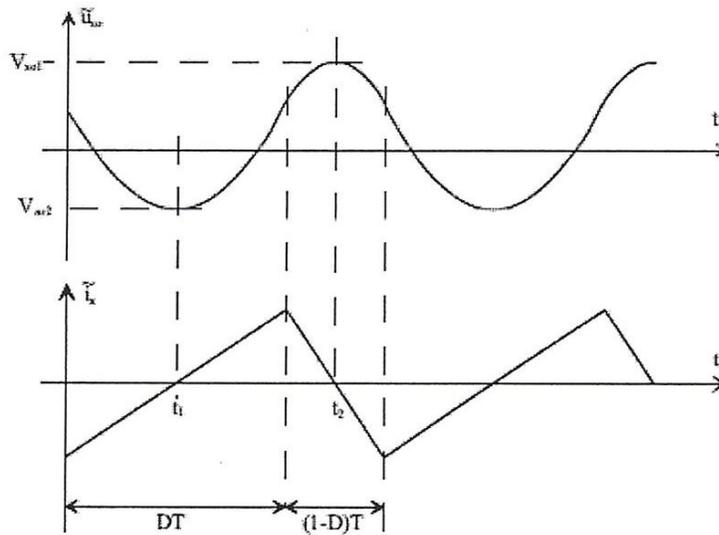


Fig.3,11- ondulation de la tension U_{s0}

Nous avons représenté l'ondulation i_s du courant I_s . En négligeant les ondulations u_{s0} de la tension U_{s0} devant les grandeurs continues, on peut écrire (d'après Fig. 3,6) :

$$i_s = I_{cs} \quad (3.19)$$

Compte tenu de la relation courant/tension définissant le condensateur C_s , on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 I_{cs} &= C_s \frac{d\tilde{u}_{so}}{dt} \\
 \tilde{i}_s &= C_s \frac{d\tilde{u}_{so}}{dt} \\
 \implies \tilde{u}_{so} &= \frac{1}{C_s} \int \tilde{i}_s dt
 \end{aligned} \tag{3-20}$$

Les variations de la tension U_{so} sont l'intégrale des ondulations du courant dans l'inductance L_s . Nous les avons représentées Fig. 3,11. Les variations u_{so} sont ainsi des arcs de paraboles.

Nous définissons ΔU_{so} l'amplitude des ondulations u_s . D'après les notations adoptées Fig. 3,11, il vient :

$$\begin{aligned}
 \Delta U_{so} &= V_2 - V_1 = \tilde{u}_{so}(t_2) - \tilde{u}_{so}(t_1) \\
 \Delta U_{so} &= \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\tilde{u}_{so}}{dt} \\
 \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\tilde{i}_s}{dt}
 \end{aligned} \tag{3-21}$$

Compte tenu de l'évolution linéaire du courant dans L_s (Fig.3, 11), le calcul de cette intégrale est aisé :

$$\begin{aligned}
 \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} \left[\frac{DT}{8} \Delta I_s + \frac{(1-D)T}{8} \Delta I_s \right] \\
 \Delta U_{so} &= \frac{1}{8C_s} T \Delta I_s
 \end{aligned} \tag{3-22}$$

Compte tenu de la relation (3,17), il vient .

$$\Delta U_{so} = \frac{U_e (1 - D) D}{8L_s C_s f^2} \quad (3-23)$$

L'amplitude de la variation u_{s0} autour de sa valeur est :

-proportionnelle à la tension de la source de tension continue,

- inversement proportionnelle :

_ à la valeur de l'inductance L_s ,

_ à la valeur du condensateur C_s ,

_ au carré de la fréquence de commutation du convertisseur,

- proportionnelle à une fonction carrée du rapport cyclique, au même titre que

ΔI_s

Comme pour ΔI_s , les paramètres U_e , L_s , C_s et f sont des paramètres constants.

En revanche, le rapport cyclique est susceptible de varier. Pour juger de son influence, on se reportera à Fig.3, 11, puisque l'influence de D est identique sur ΔI_s et sur ΔU_{so} .

On notera toutefois l'influence de la fréquence de commutation f du convertisseur. Il est très avantageux de travailler à fréquence de commutation élevée, car une valeur plus faible de C_s permet d'obtenir une même amplitude de ΔU_{so} .

Courant en entrée du convertisseur Nous devons enfin déterminer l'expression du courant I_e en entrée du convertisseur, c'est-à-dire le courant prélevée sur la source d'alimentation continue. La forme de ce courant est donnée Fig. 3,12, en regard du courant I_s en sortie du convertisseur.

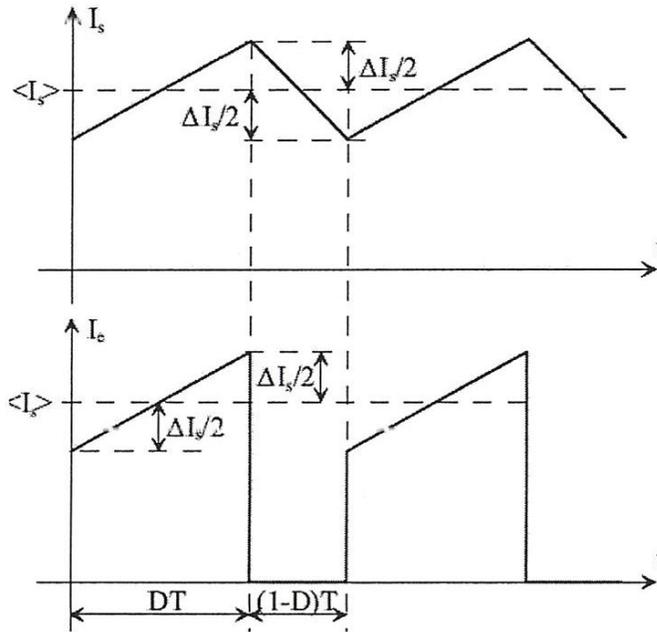


Fig. 3,12- Courant en entrée du convertisseur

Deux phases sont à distinguer :

- Phase de conduction du transistor (pendant DT). Lors de cette phase, on a :

$$I_e = I_s \quad (3.24)$$

Cette phase correspond à la croissance du courant dans la source de courant continu.

On y observe donc la valeur moyenne du courant I_s , et les ondulations ΔI_s de ce courant autour de $\langle I_s \rangle$ suivant la relation (3.17).

- Phase de roue libre (pendant $(1 - D) T$), le courant I_e est nul.

Le calcul de la valeur moyenne $\langle I_e \rangle$ du courant en entrée du convertisseur est introduit par la relation :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) dt \quad (3_25)$$

À partir des formes d'ondes Fig. 3,12, ce calcul est élémentaire :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \left[\left(\langle I_s \rangle - \frac{\Delta I_s}{2} \right) DT + \frac{\Delta I_s}{2} DT \right]$$

$$\Rightarrow \langle I_e \rangle = D \langle I_s \rangle$$

(3-26)

Cette relation doit être placée en regard de la relation définissant la tension moyenne en sortie du convertisseur en fonction de la tension en entrée et du rapport cyclique (3.11). On dispose ainsi d'un jeu de deux équations :

Tension	Courant
$\langle U_s \rangle = D U_e$	$\langle I_e \rangle = D \langle I_s \rangle$

(3-21)

Ces deux définitions font inmanquablement penser à la définition d'un transformateur, ainsi que cela est représenté Fig. 3,13

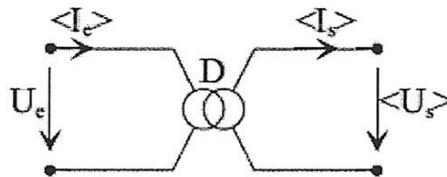


Fig. 3,13 -Transformateur ((continu))

Tout transformateur est principalement défini par son rapport de transformation.

Dans le cas du hacheur abaisseur, ce rapport de transformation est le rapport cyclique de mise en conduction du transistor.

Ceci conduit quelquefois à qualifier ce convertisseur continu-continu de transformateur pour le continu. Le principal avantage de ce type de transformateur est de proposer un rapport de transformation qui n'est pas fixé une fois pour toutes, mais que l'on peut faire varier de 0 à 1.

L'analyse des relations (3.27) permet en outre faire un rapide bilan des puissances en entrée et en sortie du convertisseur.

Soit P_e la puissance moyenne en entrée du convertisseur. On peut écrire :

$$P_e = U_e \langle I_e \rangle \quad (3.28)$$

Compte tenu des relations (3.27), il vient :

$$P_e = \frac{\langle U_s \rangle}{D} D \langle I_s \rangle$$

$$\implies P_e = \langle U_s \rangle \langle I_s \rangle = P_s \quad (3-29)$$

-ou P_s est la puissance moyenne en sortie du convertisseur. On démontre ainsi que dans la mesure où l'on néglige les pertes dans les éléments semi-conducteurs du convertisseur, ce dernier est caractérisé par un rendement unitaire.

Régimes de conduction Les relations que nous avons établies sont valables pour tout hacheur abaisseur, pour lequel le courant dans la source de courant ne s'annule jamais.

Ceci n'est cependant pas toujours le cas, et l'on distingue trois modes de fonctionnement :

- fonctionnement en conduction continue : comme énoncé ci-dessus, le courant I_s dans la source de courant ne s'annule jamais,
- fonctionnement en conduction discontinue : au contraire, le courant I_s s'annule avant la fin de la phase de roue libre, et ne redeviendra différent de zéro que lorsque le transistor sera amorcé à nouveau,
- fonctionnement en conduction critique : fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement nommés.

Les relations que nous avons établies sont donc valables pour les modes de fonctionnement en conduction continue et en conduction critique, mais non pour le régime de conduction discontinue, ainsi qu'en attestent les tracés Fig. 3,14

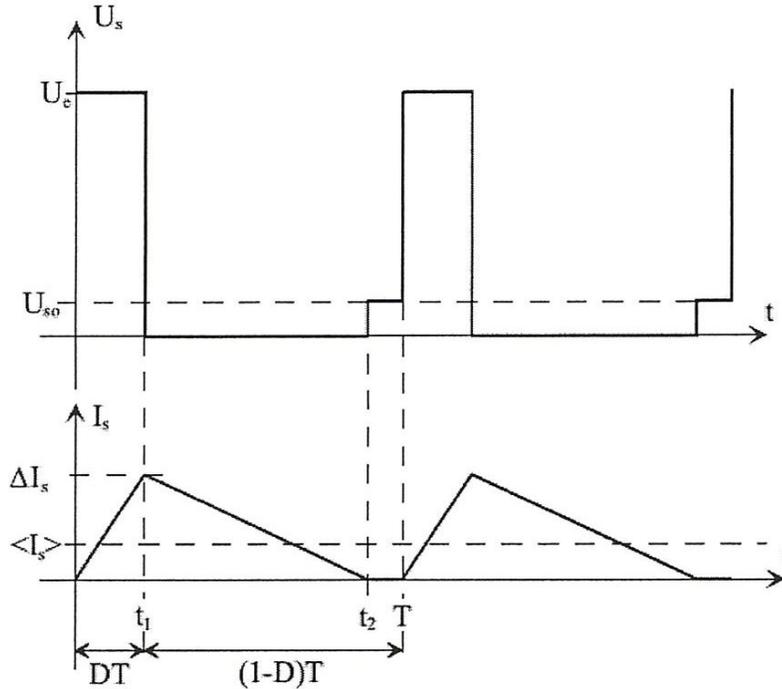


Fig. 3,14- Conduction discontinue

Nous donnons sur ces traces la tension U_s en sortie du convertisseur, ainsi que le courant I_s dans l'inductance L_s (courant dans la source de courant équivalente)

-Courant I_s : lorsque le transistor T est amorcé, le schéma considéré Fig. 3,7 permet de déduire la tension appliquée aux bornes de L_s :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (3-30)$$

Comme $U_e > U_{so}$, le courant I_s est donc croissant. Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, cette croissance est linéaire.

Lorsque le transistor est bloqué, la tension aux bornes de L_s devient :

$$-U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (3-31)$$

Comme $U_{so} > 0$, cette phase correspond à la décroissance du courant dans L_s (phase de roue libre). Cependant, l'amplitude des ondulations de I_s autour de sa valeur moyenne est telle que le courant dans L_s s'annule avant que le transistor ne soit réenclenché. Comme cette phase est liée à la conduction de la diode D ($I_d = I_s$), le courant I_s ne peut s'inverser. Dès qu'il devient nul, la diode D se bloque, et le courant I_s reste nul.

- Tension U_s : lorsque le transistor T est passant (pendant DT), il est évident que :

$$U_s = U_e \quad (3.32)$$

Lorsque le transistor T est bloqué, la diode D assure la continuité du courant dans I_s en s'amorçant. La source de courant est ainsi court-circuitée :

$$U_s = 0 \quad (3.33)$$

Cette phase de fonctionnement est définie par sa durée $D'T$. Lorsque cette phase s'achève, et que la diode se bloque par annulation du courant I_s , la tension aux bornes de L_s devient également nulle, ce qui entraîne un troisième niveau de tension possible pour U_s puisque durant cette phase :

$$U_s = U_{so} \quad (3.34)$$

Ainsi, lors du fonctionnement en conduction discontinue, la tension U_s est constituée de créneaux de tension d'amplitude U_e , mais également de créneaux de tensions U_{so} . Dans ce cadre là, la relation (3.11) donnant $\langle U_s \rangle$ n'est plus valable, et doit être réévaluée ².

On se place donc dans le cadre d'un fonctionnement en conduction discontinue (Fig.3, 14), en évaluant dans un premier temps l'amplitude ΔI_s des ondulations du courant dans L_s :

$$\begin{aligned}
 \text{pendant } DT : \quad U_e - U_{so} &= L_s \frac{\Delta I_s}{DT} \\
 \text{pendant } D'T : \quad -U_{so} &= L_s \frac{-\Delta I_s}{D'T}
 \end{aligned} \tag{3-35}$$

Il vient donc :

$$\begin{aligned}
 \Delta I_s &= \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) DT = \frac{1}{L_s} D'T U_{so} \\
 \Rightarrow \quad \frac{U_{so}}{U_e} &= \frac{D}{D + D'}
 \end{aligned} \tag{3-36}$$

De même, on calcule la valeur moyenne $\langle I_s \rangle$ du courant I_s :

$$\begin{aligned}
 \langle I_s \rangle &= \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} \Delta I_s DT + \frac{1}{2} \Delta I_s D'T \right] \\
 \Rightarrow \quad \langle I_s \rangle &= \frac{1}{2} \Delta I_s (D + D')
 \end{aligned} \tag{3-37}$$

En reportant dans cette équation l'expression de ΔI_s , et de D' déduite de (3.36), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \langle I_s \rangle &= \frac{1}{2} \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) DT \left(D + \frac{U_e - U_{so}}{U_{so}} D \right) \\
 \langle I_s \rangle &= \frac{1}{2} \frac{D^2}{L_s f} U_e \left(\frac{U_e}{U_{so}} - 1 \right)
 \end{aligned}$$

$$\boxed{\Rightarrow U_{so} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}}}$$

$$(3-38)$$

Par cette dernière relation on exprime l'expression de la tension moyenne en sortie du hacheur ($U_{so} = \langle U_s \rangle$), en fonction :

- du rapport cyclique D ,
- de la valeur de l'inductance L_s ,
- de la fréquence de commutation f ($f = \frac{1}{T}$),
- de la valeur moyenne du courant I_s ,
- de la tension de la source continue U_e .

Il est de plus important de définir la relation définissant le mode de fonctionnement en conduction critique. Cette relation peut être obtenue à partir de la relation :

$$\langle I_{s\lim} \rangle = \frac{\Delta I_s}{2} \quad (3-39)$$

Où $\langle I_{s\lim} \rangle$ représente la valeur moyenne du courant I_s lorsque le mode de conduction critique est atteint. On notera que pour ce mode de fonctionnement :

$$\langle U_s \rangle = U_{so} = DU_e \quad (3.40)$$

Le développement de l'expression de $\langle I_{s\lim} \rangle$ donne :

$$\begin{aligned} \langle I_{s\lim} \rangle &= \frac{1}{2L_s f} (U_e - U_{so}) D \\ \langle I_{s\lim} \rangle &= \frac{1}{2L_s f} (1 - D) DU_e \end{aligned} \quad (3-41)$$

Caractéristiques de sortie Nous possédons à présent tous les éléments qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur abaisseur, grâce aux relations :

- (3.11) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,

-(3.38) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,

- (3.41) : condition de conduction critique.

Pour définir ces caractéristiques statiques, nous introduisons des variables normalisées que nous utiliserons systématiquement tout au long de l'étude du convertisseur DC/DC

Définition 3.3 : Soient la tension y et le courant x , respectivement tension normalisée et courant normaliste: On définit :

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e}$$

$$x = \frac{L_s f \langle I_s \rangle}{U_e}$$

(3-42)

Si l'on reformule les équations (3.11), (3.38) et (3.41) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$U_{so} = D U_e$	$\Rightarrow y = D$
Conduction discontinue	$U_{so} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}}$	$\Rightarrow y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{D^2}}$
Conduction critique	$\langle I_{s_{lim}} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (1 - D) D U_e$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} y (1 - y)$

(3-43)

Les tracés de ces relations en variables normalisées est donné Fig. 3,15, dans le plan (x;y), et pour plusieurs valeurs du rapport cyclique D.

On peut sur un tel graphique juger de l'évolution de la tension de sortie du convertisseur abaisseur, suivant que l'on est ou non en mode de conduction continue. Alors qu'en conduction continue la tension moyenne de sortie ne dépend que du rapport cyclique,

La conduction critique impose une dépendance vis-à-vis du courant moyen $\langle I_s \rangle$. Ceci peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur à faible charge.

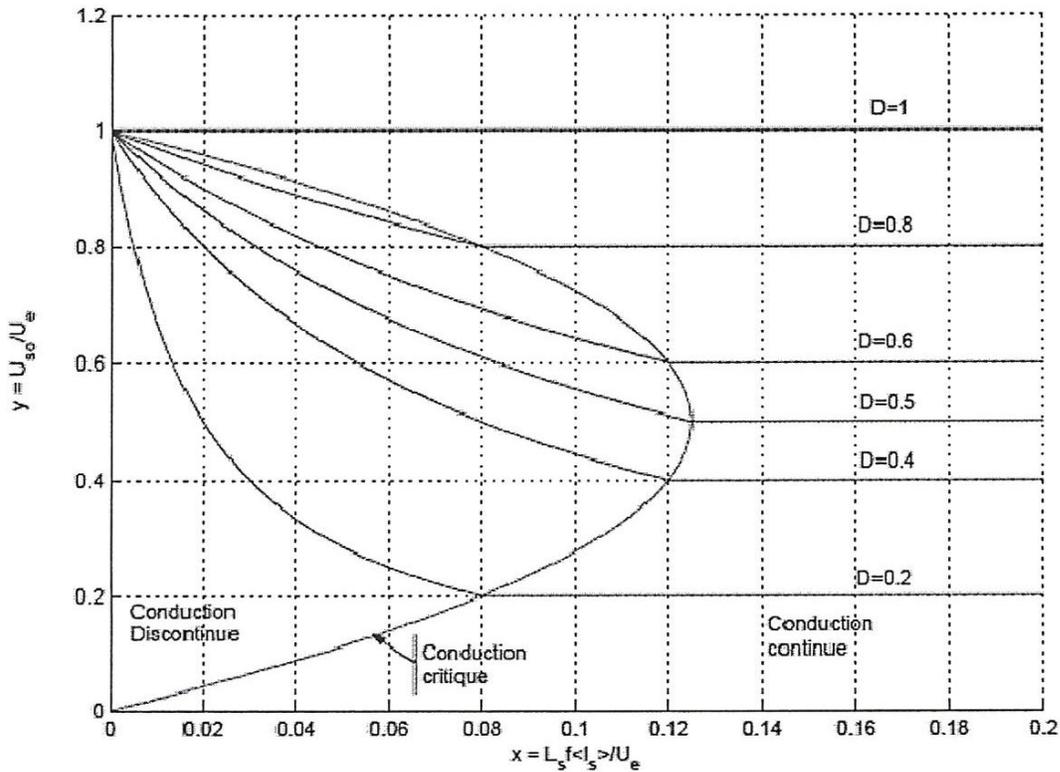


Fig. 3,15-Caractéristiques de sortie

Conclusion Général

Le développement qu'a connu la technologie des composants d'électronique de puissance a permis de développer et la réalisation des convertisseurs statique pour la conception de variateur de vitesse .

Dans ce contexte, le travail traité dans ce mémoire fait intervenir d'une part la caractéristique spécifique des composants utilisée dans la construction des interrupteurs statique, d'autre part les diverses structures du variateur à courant continu.

Le 1^{er} chapitre nous a permis de comprendre le comportement des éléments semi-conducteurs de puissances utilisé dans les différents convertisseurs statiques de l'électronique de puissance.

Le 2^{em} chapitre nous a permis de comprendre le fonctionnement de chaque montage de convertisseur statique et définir son domaine d'application.

Enfin, dans le dernier chapitre on constate que le variateur de courant continu délivre une tension continue variable, avec un courant qui se rapproche d'une forme continue pour une charge inductive variateur a courant continu. 22

Enfin, notons que chaque fois que la source d'alimentation est continue, le variateur de courant continu demeure indispensable.

Bibliographic :

- [1] l'équipe d'enseignement d'électrotechnique ENSEEIHT, « Méthodes d'étude des convertisseurs statiques », Réseau National de Ressources en Electrotechnique, France, site
web:www.iufmrese.cict.fr/contrib/ElectMAI.shtml
- [2] F. BERNOT, « Hacheurs : fonctionnement », Technique de l'ingénieur, traité électronique, E 3964.
- [3] J. ROUSSEL, « Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques »,
- [4] M. Marty, « Électronique de puissance : Conversion DC – DC », site web:
www.iutenligne.net/ressources/electricite_electrotechnique/Marty/ELPU/fichiers/Chap1_1/index1_1.htm.
- [5] Professeur A. Rufer –P.Barrade :électronique de puissance.