

## I.1 Introduction

Un convertisseur statique est une interface entre deux sources d'énergie électrique. Sa vocation première est donc de permettre de contrôler le transfert d'énergie entre ces deux sources selon différents critères qui dépendent de la nature de ces sources et des exigences de l'application. La

(Figure I-1) indique une tentative de classement des différentes familles de convertisseurs. Nous verrons que le transfert peut être direct entre les deux sources ou indirect, auquel cas l'énergie est transitoirement stockée dans un réservoir avant d'être restituée. [1]

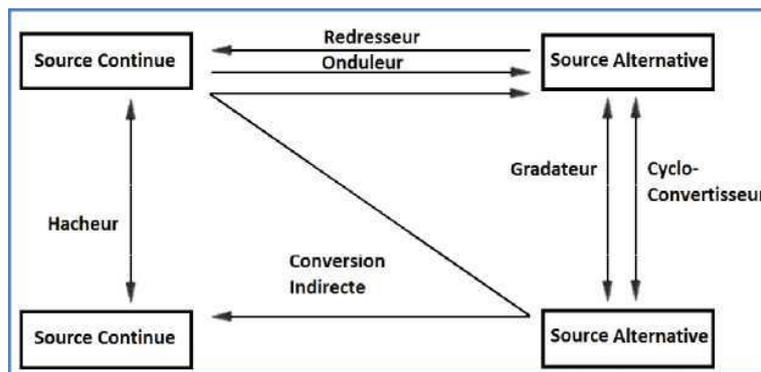


Figure. I. 1: classement du différent familial de convertisseurs

Dans le contexte nous préoccupe, à ce transfert correspond la délivrance d'une tension continue régulée à une source uniquement réceptrice (charge) à partir d'une source de tension continue non régulée. [1]

Des critères supplémentaires typiques sont la protection du convertisseur (contrôle de courant), la nécessité d'une isolation galvanique, l'obtention de rendements et de puissances massiques élevés. La notion de rendement reste prépondérante, à partir du moment où les puissances transmises sont importantes et ce, quelle que soit la nature du convertisseur. Le dispositif de conversion doit donc être à pertes minimales. Cela suppose la mise en œuvre d'éléments théoriquement non dissipatifs. [1]

- Des interrupteurs qui seront réalisés à l'aide de composants à semi-conducteurs.
- Les composants passifs purement réactifs que sont les condensateurs, transformateurs et inductances, utilisés, entre autre, pour le stockage transitoire d'énergie, le filtrage, la constitution de circuits annexes (Circuit d'Aide à La commutation ou CALC, circuits résonants). [1]

## I.2 Principes fondamentaux

Le convertisseur statique établit et interrompt périodiquement la connexion entre deux sources grâce à des interrupteurs. Compte-tenu des définitions précédentes, il est impératif de respecter les trois règles suivantes :

- Règle 1 : Une source de tension ne peut être court-circuitée mais peut être ouverte,
- Règle 2 : Une source de courant ne peut être ouverte mais peut être court-circuitée,
- Règle 3 : On ne peut pas connecter directement et instantanément deux sources de même nature mais uniquement deux sources de natures source de tension et source de courant. [1]

## I.3 Les interrupters

Nous nous intéresserons ici à la définition d'interrupteurs idéaux, sachant que ceux-ci seront réalisés, en pratique, par associations de composants à semi-conducteurs munis de commandes appropriées.

### I.3.1 Caractéristiques statiques

#### I.3.1.1 Interrupteur idéal

Un interrupteur  $K$  peut être considéré comme un dipôle réalisant une connexion « de type binaire » (état ouvert ou bloqué d'une part, état fermé ou passant d'autre part) entre deux sources de puissance, ou entre une source et un récepteur. [1]

Définition L'interrupteur idéal : est un élément sans dissipation d'énergie :

- Chute de tension nulle à l'état fermé
- Courant nul à l'état ouvert
- Energie dissipée nulle en passant d'un état à l'autre.

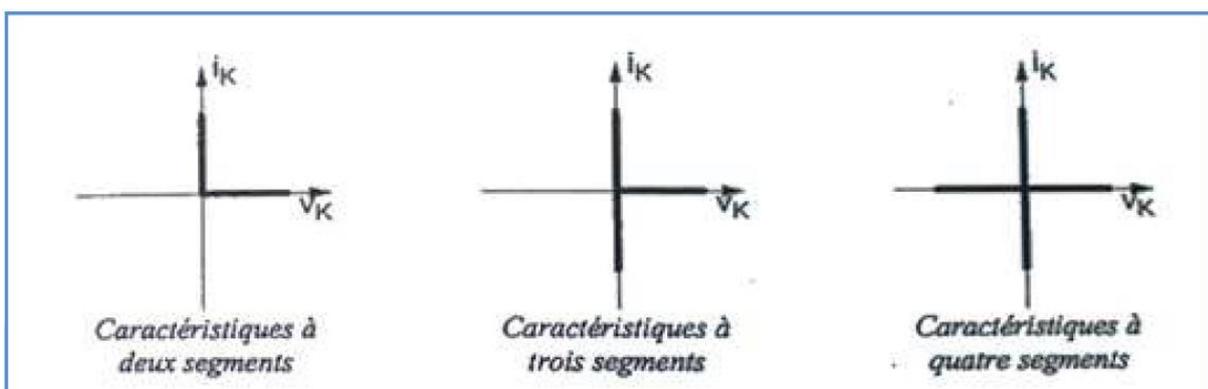


Figure. I. 2: Caractéristiques statiques des interrupteurs

Ces caractéristiques statiques (état fermé ou état ouvert) sont les « demi-droites » placées sur les axes du diagramme  $(i, v)$  (figure I-2).

Les conditions de changement d'état et de la mise en œuvre des transitions constituent la commande  $CF$  (à la fermeture) ou la commande  $CO$  (à l'ouverture)[1].

### I.3.1.2 Fonction de connexion

On appelle fonction de connexion la relation entre les grandeurs de l'interrupteur telle que :

$$i(t) = f(t) \cdot i_o(t) \quad f=1 : \text{état passant (fermé)} \quad (\text{I.1})$$

$$v(t) = [1-f(t)] \cdot v_o(t) \quad f=0 : \text{état bloqué (ouvert)} \quad (\text{I.2})$$

Où  $i_o(t)$  est le courant dans l'interrupteur à l'état passant et  $v_o(t)$  est la tension aux bornes de l'interrupteur à l'état bloqué. Ces grandeurs sont imposées par le fonctionnement du convertisseur dans lequel est placé l'interrupteur.

La suite des « 0 » et des « 1 » des fonctions de connexion permet de fixer les commandes des interrupteurs d'un convertisseur de puissance. [2]

### I.3.2 Interrupteurs réels de puissance

#### I.3.2.1 Présentation

A l'exception de la diode, les interrupteurs à semi-conducteurs possèdent une commande et l'action de cette commande s'effectue par une tension ou un courant.

Ainsi, les Caractéristiques dynamiques d'un tel interrupteur « réel » peuvent être schématisées comme l'indique la (figure I.3). A l'état ouvert, le composant est soumis à la tension  $V_M$ . A l'état fermé, il est traversé par le courant  $I_M$ . [2]

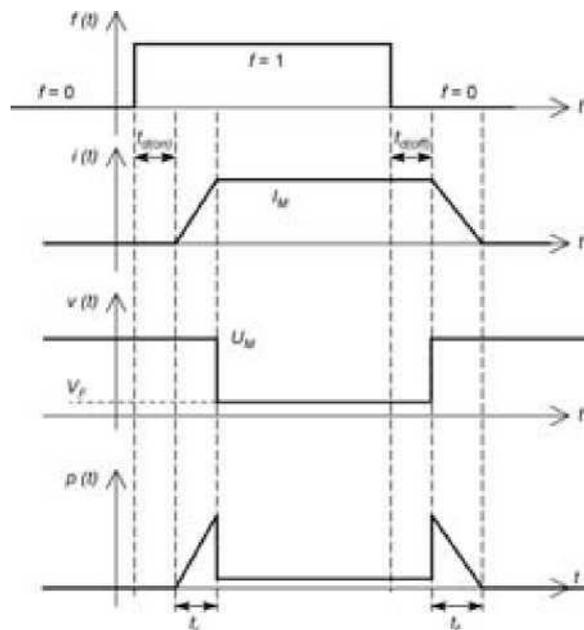


Figure. I. 3: Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur réel.

On désigne par  $t_r$  (rise time) la durée de montée du courant entre l'état bloqué et l'état conducteur (fermeture de l'interrupteur) et par  $t_f$  (fall time) la durée de descente du courant (ouverture de l'interrupteur). Les niveaux standards de référence sont 10 % et 90 % de la variation totale  $I_M$  du

courant. (*Figure I.3*) En notant :

- $td(on)$  le temps de retard à la montée, entre le début de la commande, caractérisée par le passage de  $f = 0$  à  $f = 1$ , et l'obtention du début de la montée du courant ;
- $td(off)$  le temps de retard à la descente entre le début de la commande, caractérisée par le passage de  $f = 1$  à  $f = 0$ , et l'obtention du début de la descente du courant, on obtient les équations :

$$\begin{aligned} ton &= td(on) + tr \\ toff &= td(off) + tf \end{aligned} \quad (I.3)$$

On a vu qu'en électronique de puissance, les qualités recherchées pour un composant de puissance sont :

- Le courant quasi nul à l'état bloqué (interrupteur ouvert).
- La tension quasi nulle à l'état passant (interrupteur fermé).
- Une durée très courte de commutation, c'est-à-dire de passage entre les deux états.

On appelle  $ton$  la durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à la fermeture et l'obtention à 90 % du courant  $I_M$  à l'état conducteur de l'interrupteur. De même, on appelle  $toff$  la durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à l'ouverture et l'obtention à 10 % du courant à l'état conducteur de l'interrupteur. On cherchera généralement un composant ayant des valeurs de  $ton$  et de  $toff$  faibles (inférieures à la microseconde si possible) ; des « temps de retard »  $td(on)$  et  $td(off)$  très courts afin de permettre (avec  $ton$  et  $toff$  faibles) une commande à « haute fréquence » des convertisseurs de puissance (par exemple supérieure à 10 kHz). [2]

Si la commande de l'interrupteur est périodique de période  $T$ , on peut déterminer la puissance moyenne dissipée par commutation, à la fermeture et à l'ouverture.[2]

### I.3.2.2 Calcul de la puissance de l'interrupteur

Si on prend l'origine des temps au début d'une fermeture, l'expression du courant est :

$i(t) = i_M$  , avec  $V = V_M$  durant cette commutation.

L'énergie dissipée dans le composant lors de la montée du courant est donnée par :

$$W_r = \int_0^{tr} I_m \frac{t}{t_r} \cdot V_M dt = \frac{1}{2} I_M \cdot V_M \cdot t_r \quad (I.4)$$

De même, pour la descente du courant, on trouve :  $W_f = I_M \cdot V_M \cdot t_f$

Les pertes de puissance moyenne par commutation valent donc :

$$W_f = I_m V_m t_f \quad P_C = \frac{W_r + W_f}{T} = \frac{1}{2} I_M \cdot V_M \cdot \left( \frac{t_r + t_f}{T} \right) \quad (I.5)$$

La chute de tension dans le composant réel à l'état de fermeture est notée  $V_F$ . Aux pertes par commutation, s'ajoutent les pertes de puissance à l'état de conduction. Elles dépendent de la durée de conduction du composant par rapport à la période.[2]

En valeur maximale, elles valent :

$$P_f = J_M V_f. \quad (I.6)$$

## I.4 La commutation en électronique de puissance

Le choix de l'interrupteur est dicté par la nature des sources et les formes d'ondes et la quantité d'énergie transférée. [2]

### I.4.1 Principes fondamentaux

Le principe fondamental de l'électronique de puissance est de procéder à l'adaptation des sources uniquement par découpage temporel des tensions et courants, donc sans pertes appréciables d'énergie.

Les composants, qui assurent le découpage, présentent alors deux phases de fonctionnement importantes : les commutations à l'ouverture et à la fermeture. Suivant les semi-conducteurs utilisés et la structure du convertisseur considéré, différents types de commutations sont à considérer :

- Concernant l'interrupteur, «la commutation » est le « mécanisme » physique d'ouverture ou de fermeture des semi-conducteurs constituant l'interrupteur. Elle est soit « commandée » c'est-à-dire provoquée par l'application d'un signal directement sur la commande du composant, soit naturelle D ou spontanée si elle a lieu sans intervention extérieure. Dans ce dernier cas, elle résulte uniquement du passage par zéro de la tension appliquée au composant ou du courant qui le traverse ;
- Pour un convertisseur, le mot commutation est relatif aux événements concernant les éléments de la structure directement associés aux interrupteurs qui peuvent être considérés non plus individuellement, mais assemblés dans des sous-ensembles appelés « cellules de commutation ».[1]

### I.4.2 Commutation dure

La commutation dure, également appelée commutation forcée, résulte de l'emploi d'un composant commandé à l'ouverture et à la fermeture. Les contraintes importantes qui sont alors imposées à celui-

ci dépendent fortement des inductances de connexion et de câblage et de diverses capacités parasites, ce qui entraîne :

- Des pertes élevées.
- Des surtensions et des surintensités aux bornes de l'interrupteur.
- De rapides variations de tension et courant ( $dv/dt$  et  $di/dt$ ).
- De fortes oscillations, en particulier pour le découpage à haute fréquence.

Pour limiter ces effets, on peut associer aux semi-conducteurs des circuits d'aide à la commutation (CALC), dont le rôle essentiel est de réduire les pertes correspondantes et de limiter les surtensions et/ou surintensités. [1][2]

### I.4.3 Commutation douce.

En commutation naturelle ou douce, les interrupteurs présentent une commutation commandée et une commutation spontanée.

Il est possible de regrouper ces convertisseurs en deux familles :

- la première correspond à des commutations pilotées par les grandeurs d'état de nature électrique. Il s'agit par exemple de certains convertisseurs reliés au réseau alternatif. C'est également le cas des convertisseurs quasi-résonnants qui utilisent un couple de composants passifs L-C pour provoquer l'annulation du courant ou de la tension.

Le second est relatif aux structures pour lesquelles les commutations spontanées des interrupteurs sont obtenues consécutivement à la commutation d'autres interrupteurs, c'est le cas pour les hacheurs de puissance à un thyristor

- principal dont l'extinction est assurée par un circuit auxiliaire de nature oscillante comprenant un deuxième thyristor dit de soufflage. [3]

### I.4.4 Commutation adoucie

La commutation est adoucie par l'emploi de CALC (*figure I-4*) associés aux composants, dont les deux mécanismes essentiels consistent à :

- Ralentir la montée en courant à la fermeture par adjonction en série d'une inductance avec l'interrupteur.
- Ralentir la croissance de sa tension aux bornes par mise en parallèle d'un condensateur.

L'association de ces éléments passifs a bien entendu ses inconvénients, comme le risque de surtension

due à l'inductance à l'ouverture, et de surintensité due au condensateur à la fermeture, ou encore celui de la génération d'oscillations indésirables. Un CALC est en conséquence un circuit plus complexe incluant d'autres éléments comme par exemple une résistance pour dissiper l'énergie liée aux oscillations ainsi que des diodes pour assurer les connexions unidirectionnelles indispensables.

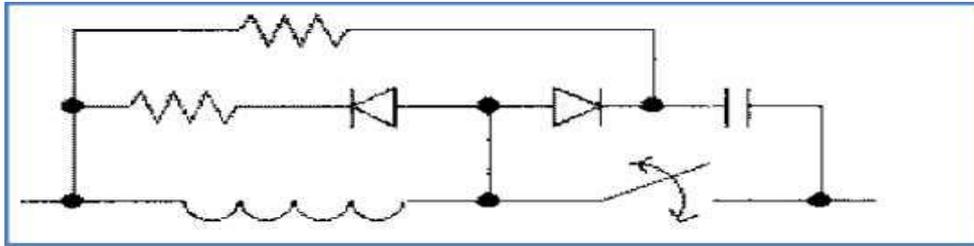


Figure I. 4 : présente un CALC dissipatif opérationnel à l'ouverture et la fermeture [1]

En conclusion, les CALC améliorent les commutations puisque les surtensions et surintensités sont redites au niveau de l'interrupteur qui ne supporte plus seules les différentes contraintes. Cependant, on ne supprime pas les variations rapides de courant et de tension ( $di/dt$  et  $dv/dt$ ) qui sont en fait reportées sur les composants réactifs des CALC, ce qui peut augmenter les probabilités de rayonnement indésirable, en particulier en champ magnétique, par les éléments bobines. Il faut encore souligner que le renvoi éventuel à la source de l'énergie de commutation ainsi que celle des oscillations parasites peut réduire la qualité du signal en amont. [1]

Ces alimentations issues, en général, du secteur industriel monophasé 220 V, 50 Hz, permettent d'obtenir des sources à tensions constantes (plus rarement à courants constants). Une Isolation galvanique par transformation est nécessaire. [1]

### I.5 Alimentations linéaires

Elles sont appelées ainsi, à cause du fonctionnement linéaire du transistor ballast (fonctionnement hors saturation et hors blocage). Le synoptique de la partie puissance est indiqué (*figure I-4*) Les éléments fondamentaux rencontrés sont :

- un transformateur fonctionnant à 50 Hz permettant l'isolation galvanique et l'adaptation de la valeur de la tension (en général abaisseur)
- un ensemble redressement plus filtrage par condensateur dont le rôle est de transformer une tension sinusoïdale en une tension à valeur moyenne non nulle[3].

- Un transistor ballast absorbant les variations de la tension filtrée, afin de fournir une tension aussi constante que possible. Ce transistor est commande soit par une tension stable (alimentation stabilisée) soit par un amplificateur différentiel (alimentation régulée).[1]

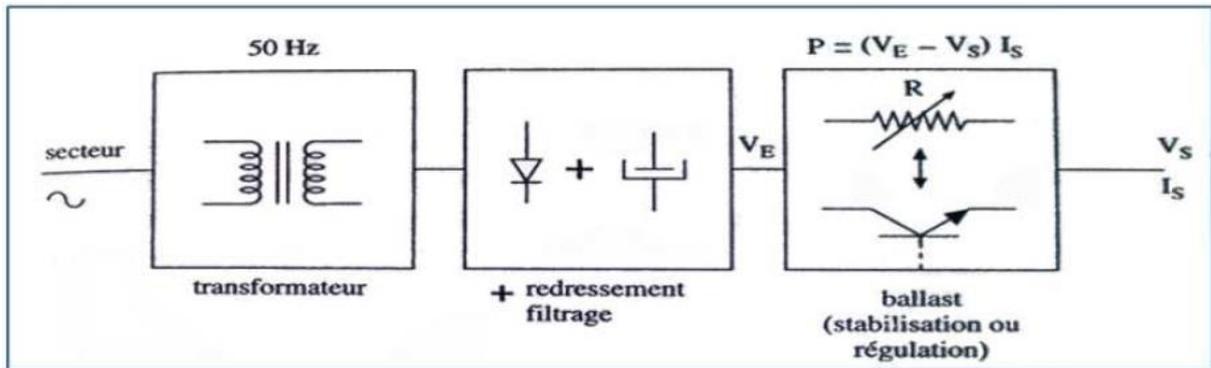


Figure. I.5: Structure d'une alimentation linéaire

### I.5.1 Avantages des alimentations linéaires

- Elles sont très faciles à mettre en œuvre.
- elles permettent d'obtenir des tensions (ou courants) très stables. Une stabilité relative de  $10^{-4}$  présente peu de contraintes de fabrication. Elles sont très peu perturbatrices (parasites rayonnées et conduits, en général négligeables).

### I.5.2 Inconvénients des alimentations linéaires

- Le transformateur travaillant à une fréquence de 50 Hz est lourd et volumineux.
- Le transistor ballast dissipe une puissance

$$P \approx V_{CE} \cdot I_c = (V_E - V_S) \cdot I_S \quad (I.7)$$

Il impose l'utilisation d'un dissipateur (radiateur) encombrant.

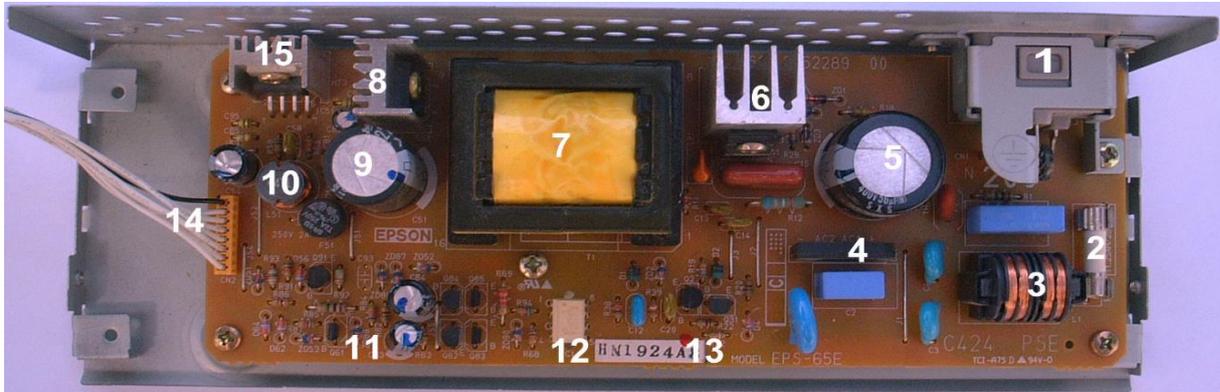
- La présence de ces deux éléments (transformateur 50 Hz et dissipateur) fait que les puissances massique ( $W/kg$ ) et volumique ( $W/litre$ ) sont faibles.
- Les alimentations linéaires sont lourdes et volumineuses Leur rendement  $h$  est faible.

### I.6 Alimentations à découpage

Elles sont appelées ainsi, à cause du fonctionnement non linéaire du transistor de puissance (fonctionnement en commutation), à une fréquence de découpage ( $fd$ ) égale ou supérieure à 20 kHz. Ces convertisseurs AC-DC partent d'une tension alternative qui est le secteur (en général monophasé) Celui-ci étant directement redressé et filtré. une isolation galvanique entre la tension  $V_e$  et la tension de sortie  $V_s$  est nécessaire, Elle est assurée par un transformateur fonctionnant en régime

impulsionnel, à la fréquence  $f_d$ , Il faut admettre dans un premier temps que les tensions sont en forme de créneaux et les courants en forme de rampes et que le point de repère des enroulements est fondamental à respecter.

La photo suivante illustre les différents composants de notre système[3]



**Figure. I. 6 : différents composants de notre système**

➤ Éléments principaux :

1. connecteur d'alimentation secteur 230 v
2. fusible de protection.
3. filtre MLI, avec une bobine d'arrêt.
4. pont de diodes.
5. condensateur de filtrage, stocke l'énergie pour l'étage de découpage.
6. transistor de découpage (technologie MOS) monté sur un radiateur.
7. transformateur ou circuits magnétiquement couplés :  
Dispositif qui permet une modification du niveau de tension et parfois l'isolation des parties haute et basse de tension.
8. diode Schottky (commutation rapide) montée sur un radiateur.
9. condensateur de filtrage.
10. Bobine de filtrage.
11. Circuit de commande de l'optocoupleur.
12. optocoupleur. Assure l'isolation des parties haut et basse tension.
13. Circuit de commande de transistor de découpage.
14. sortie de l'alimentation. [4]

Le synoptique de la partie puissance est indiqué sur la (figure I-6).

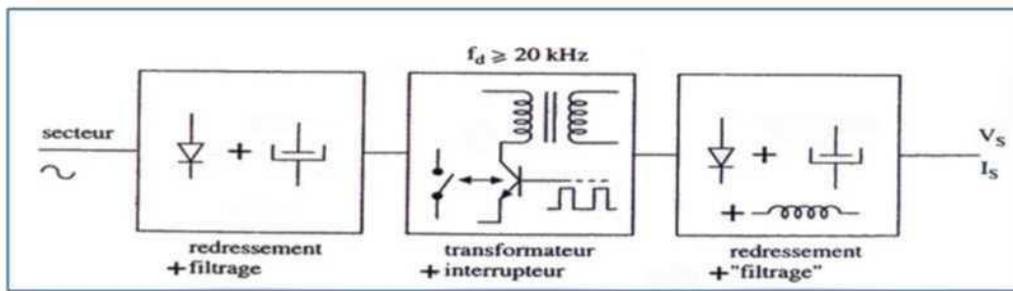


Figure. I.7 : Structure d'une alimentation a découpage

La commande du transistor est assurée par des signaux en forme de créneaux avec un rapport cyclique variable (commande *MLI* Modulation de Largeur d'impulsion ou *PWM* (Pulse Width Modulation)) La démagnétisation du circuit magnétique est souvent nécessaire à chaque cycle.

Un second ensemble redressement plus filtrage transformant les signaux impulsionnels issus du secondaire du transformateur en tension continue (tension d'utilisation  $V_s$ ).[1]

### I.6.1 Avantages des alimentations a découpage

Le transformateur travaillant à une fréquence élevée ( $F_d > 20\text{KHz}$ ) est de dimension relativement réduite. Rappelons la relation de Boucherot, pour un circuit magnétique fonctionnant en régime sinusoïdal :

$$U_{eff} = 4.44.f.B_{max}.n.S \begin{cases} f \rightarrow \text{Hz} \\ B \rightarrow \text{T} \\ S \rightarrow \text{m}^2 \\ U_{eff} \rightarrow \text{V} \\ n \rightarrow \text{Nombre de spires} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

On remarque que si  $S$  et  $n$  augmente,  $f$  diminuent. Il en est de même en régime impulsionnel. La haute fréquence de fonctionnement diminue aussi la dimension du condensateur de sortie.

Le transistor de puissance travaillant en commutation présente des pertes redites, Le dissipateur associe est alors de faible dimension.

Ces deux éléments (transformateur haute fréquence et dissipateur réduit) font que les puissances massique ( $\text{W/kg}$ ) et volumique ( $\text{W/litre}$ ) sont importantes.

Les alimentations a découpage sont légères et peu encombrantes, leur rendement ( $\eta$ ) peut être excellent.[3]

### I.6.2 Inconvénients des alimentations a découpage

- Elles ne sont pas faciles à mettre en rêver
- Une ondulation résiduelle de découpage subsiste en sortie (stabilité relative se situant entre  $10^{-2}$  et  $10^{-3}$ ).
- Elles sont perturbatrices (parasites rayonnées et conduits importants)[1]

### I.6.3 Types alimentations a découpage

Il existe deux groupes essentiels des alimentations à découpage :

#### I.6.3.1 Alimentations à découpage non isolées galvaniquement.

Le principe de fonctionnement de ces alimentations est lie au comportement de l'inductance. On trouve dans ce type :

- Alimentations fonctionnant en abaisseur ou Hacheur Série, Buck
- Alimentations fonctionnant en élévateur ou Hacheur Parallèle, Boost
- Alimentations fonctionnant en inverseur ou Hacheur à stockage inductif, Buck-Boost[1]

#### I.6.3.2 Alimentations à découpage isolées galvaniquement.

Pour ce groupe d'alimentations on trouve :

- Alimentations Flyback : c'est l'alimentation objective de ce projet qu'on va la détaille ensuite
- Alimentations Forward
- Alimentations Push-pull...[1]

## I.7 Le Pont redresser

C'est un convertisseur directe alternatif-continue relie une entre monophasé a une sortie bipolaire. Le redressement permet d'obtenir un courant unidirectionnel à partir d'une source alternative, principalement monophasée ou triphasée. En général, le lissage du courant par inductance est utilisé pour les fortes puissances, et le lissage de la tension par condensateur pour les faibles puissances.[5]

### I.7.1 Etude statiques des diodes

Pour la caractéristique statique de la diode les principales grandeurs caractéristique sont :[6]

- La tension de seuil  $VD_0$ ,
- La résistance dynamique  $RDO$ ,
- Le courant efficace  $ID_{eff}$ ,

- Le courant moyen  $ID_{moy}$ .

les pertes moyennes en conduction:

$$P_{DCond} = V_{DO} \cdot ID_{moy} + R_{DO} \cdot I_{Deff}^2 \tag{I.9}$$

### I.7.2 Le comportement dynamique des diodes

La phase dont les particularités ont une influence considérable sur la commutation d'une cellule est le blocage de la diode. Par principe, la conduction d'un courant par une diode PIN entraine l'existence d'une charge stockée, essentiellement dans la zone faiblement dopée (couche N-). La phase de blocage va donc devoir s'accompagner de l'évacuation de cette charge stockée.

Pour présenter les phénomènes qui apparaissent dans le contexte d'un convertisseur a découpage, il nous faut prendre en compte un environnement représentatif de ce contexte. Pour cela, on introduit une cellule de commutation interrupteur-diode dans laquelle l'interrupteur est supposé parfait

(Figure I.7). Nous nous intéresserons ici exclusivement au blocage de la diode. Nous aurons l'occasion de revenir plus tard sur la [1]commutation d'une telle cellule[1]

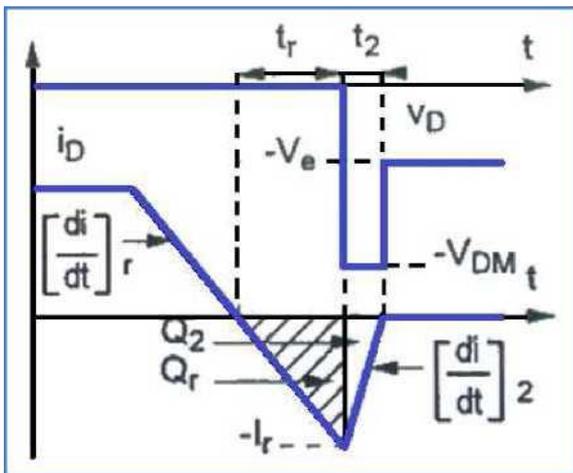


Figure. I. 4: Formes d'ondes idéalisées pendant le recouvrement

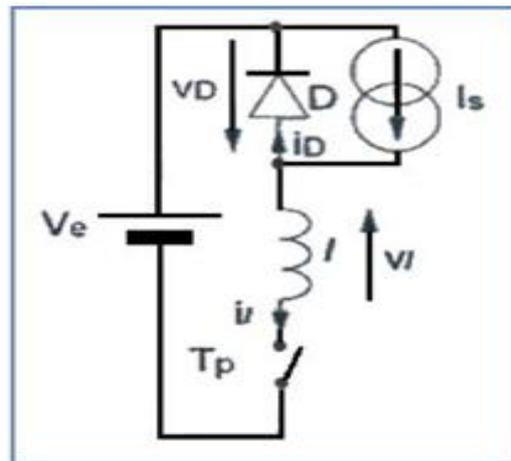


Figure. I.9: cellule de caractérisation

On suppose que la diode conduit initialement  $I_s$ , tandis que l'interrupteur  $T_p$  est ouvert. La mise en conduction de ce dernier va induire une évolution des grandeurs électriques dont la forme idéalisée est indiquée sur (figure I.8) :

L'interrupteur étant ici parfait, la pente de décroissance du courant  $(di/dt)_r$  est imposée par

L'inductance avec :

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_r = -\frac{V_e}{\ell} \tag{I.10}$$

Pendant cette décroissance, la diode est toujours conductrice mais une partie de la charge stockée

pendant la conduction est éliminée par recombinaisons. La charge restante à l'annulation du courant et que l'on notera  $Q_r$ , va alors être évacuée par le biais d'un courant inverse. Pendant cette phase (l'origine des temps est l'instant initial de cette phase), on peut écrire :

$$Q(t) = \int i_D(t) = -\left(\frac{di}{dt}\right)_r \frac{t^2}{2} + Q_r \quad (\text{I.11})$$

A l'instant  $t=t_r$ , la charge  $Q_r$  est évacuée, donc :

$$Q(t) = 0 = -\left(\frac{di}{dt}\right)_r \frac{t^2}{2} + Q_r \quad \text{soit } t_r = \sqrt{\frac{2Q_r}{\left(\frac{di}{dt}\right)_r}} \quad (\text{I.12})$$

$$\text{On peut également calculer } I_r : I_r = \left(\frac{di}{dt}\right)_r \quad t_r = \sqrt{2Q_r \frac{2Q_r}{\left(\frac{di}{dt}\right)_r}} \quad (\text{I.13})$$

Durant toute la durée de ce phénomène, que l'on appelle généralement le recouvrement, la tension aux bornes de la diode reste quasiment nulle, Elle se comporte donc toujours comme un interrupteur ferme :

A l'issue de cette phase, la diode a retrouvé son pouvoir de blocage. Pour reformer la barrière de potentiel correspondant à l'état totalement bloques il faut encore apporter une charge  $-Q_2$  telle que :

$$Q_2 = \frac{I_r \cdot t_2}{2} \quad (\text{I.14})$$

Ceci s'accompagne du retour à 0 du courant  $i_D$  avec un  $\left(\frac{di}{dt}\right)_2$  qui dépend essentiellement de la technologie de la diode. Cette variation de courant induit aux bornes de l'inductance une tension qui constitue une surtension  $\delta s$  pour la diode. Celle-ci est donc soumise à une tension totale qui vaut :

$$V_{DM} = V_e + \ell \left(\frac{d\ell}{dt}\right)_2 \quad (\text{I.15})$$

Pour remédier à ces problèmes de recouvrement, on utilise des diodes de Schottky[1]

### I.7.3 Diodes de Schottky

C'est une diode qui a un cote de la jonction à usage spécial, est en or, argent ou platine et l'autre est en silicium dope type  $N$ . Les orbites des électrons libres du cote  $N$  d'une diode Schottky non polarisée sont plus petites que celles des électrons libres du cote du métal. Cette différence des orbites s'appelle la barrière de Schottky.

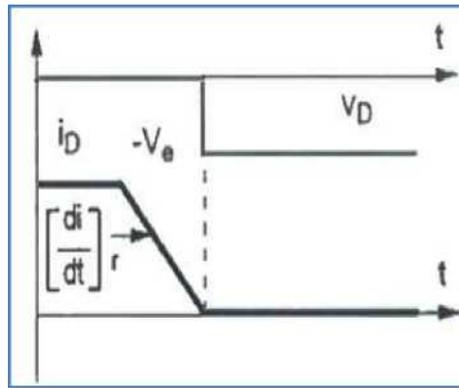


Figure. I.10: Comparaison entre les Caractéristiques statiques d'une diode PN et d'une diode Schottky

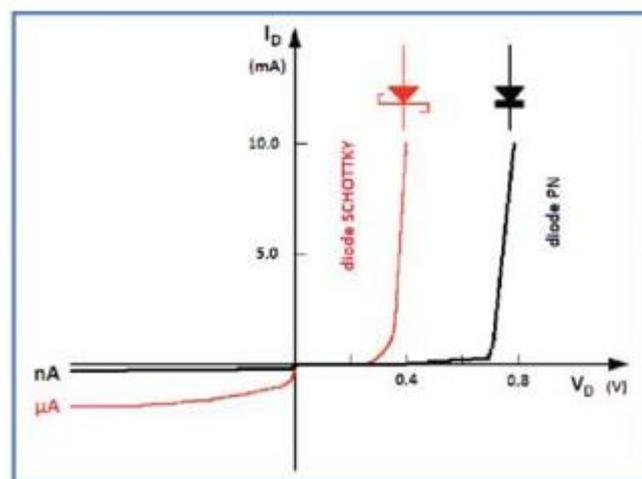


Figure. I.11 : Forme d'onde diode et diode znare

Si la diode est polarisée en direct, les électrons libres de la cote  $N$  acquièrent assez d'énergie pour circuler sur de plus grandes orbites. Donc, les électrons libres traversent la jonction et pénètrent dans le métal, ce qui produit un grand courant direct. Comme il n'y a pas de trous dans le métal, il n'y a pas stockage de charge ni de temps de récupération inverse. [9]

Les diodes Schottky dont le temps de recouvrement est inexistant (*figure 1.8*) à cause de leur conception. Toutefois elles présentent deux inconvénients :

- La tenue en tension inverse est faible (40V à 50V),
- Leur capacité parasite est importante.[9]

#### I.7.4 Montage en pont de Graëtz

Les quatre diodes ont la même caractéristique (*figure 1.10*). Pour une tension d'entrée de

$V_e = V_{emax} \sin(\alpha t)$ , la tension aux bornes de la résistance équivalente ( $R_{eq}$ ) [12]

Est  $V_s = V_{smax} \sin(\alpha t)$  avec  $V_s = R_{eq} \cdot I_s$ ,  $V_{smax} = V_{emax}$  (diodes parfaites) et  $Tof = 2T$ . La période de  $V_s$

est égale à la moitié de la période de  $V_e$  (figure I.11).

$$\text{On a } P_s = P_a n = V_{s\max} * I_{s\max} * n = \frac{V_{s\max}^2}{R_{eq}} * n \tag{I.16}$$

$$\text{Donc } R_{eq} = \frac{V_{s\max}^2}{R_{eq}} * n = \frac{(260\sqrt{2})^2}{11.9} * 0.85 = 9.66 \approx 10\Omega \tag{I.17}$$

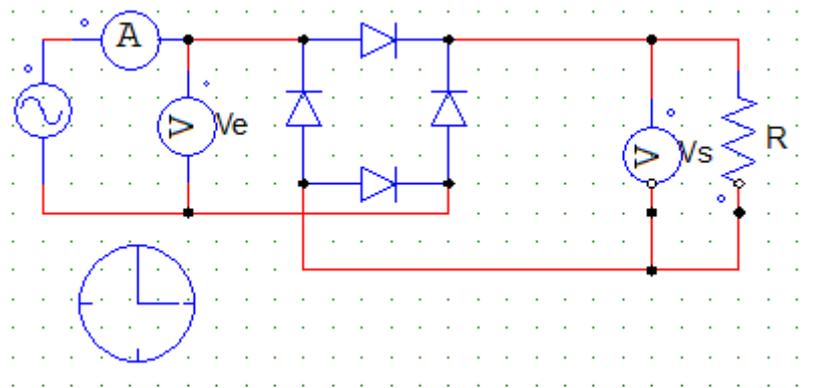


Figure. I.12 : schémas du circuit redresseur sous PSIM

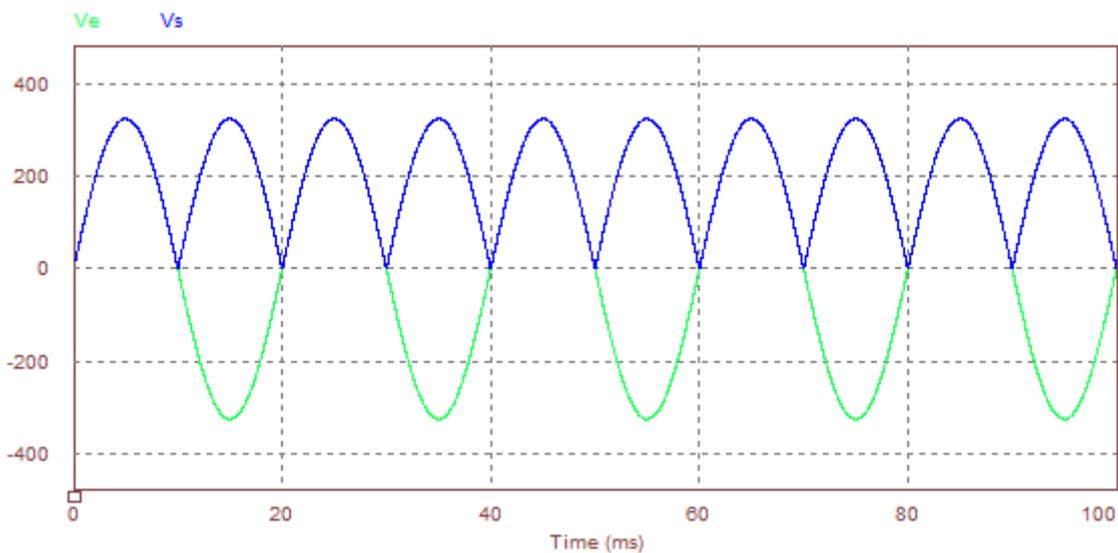


Figure. I.13 : la forme d'onde obtenue à la sortie du redresseur

Après un simple calcul on obtient :

$$V_{smoy} = \frac{2V_{s\max}}{\pi} \text{ et } V_{seff} = \frac{V_{s\max}}{\sqrt{2}} \tag{I.18}$$

$$I_{smoy} = \frac{2V_{s\max}}{R.\pi} \text{ et } I_{seff} = \frac{V_{s\max}}{R.\sqrt{2}} \tag{I.19}$$

Donc le facteur de forme est :

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.11 \Rightarrow \beta = \frac{V_{s\max} - V_{s\min}}{V_{s\text{moy}}} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad (\text{I.20})$$

Avec  $\beta$  est le taux D'ondulation.

### I.8 Les hacheurs

Un hacheur permet de régler le transfert d'énergie d'une source continue vers la charge avec un rendement élevé. Selon la structure, il peut être abaisseur ou élévateur de tension et, dans certaines conditions, renvoyer de l'énergie à l'alimentation. Il est utilisé dans les alimentations et pour le pilotage des moteurs à courant continu.

On distingue trois types de convertisseurs continu-continu : le hacheur série, le hacheur parallèle et le hacheur à accumulation. Ceux-ci étant a priori unidirectionnels, on peut les combiner pour obtenir des systèmes partiellement ou totalement réversibles, l'ensemble le plus complet étant constitué par le hacheur en pont. Pour simplifier l'étude de ces types, on considère les composants parfaits ; et en particulier l'interrupteur électronique unidirectionnel en courant commandables à l'ouverture et à la fermeture. Celui-ci peut être réalisé avec un transistor bipolaire, un *MOSFET*, un thyristor, un *GTO*, etc. (Symbole générique).[7]

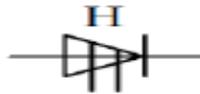


Figure. I.14: Interrupteur électronique unidirectionnel

Nous allons rencontrer, et donc étudier, trois grandes familles d'alimentations à découpage, basées sur trois types de hacheurs :

- Les alimentations de type série ou abaisseur de tension
- Les alimentations de type parallèle ou élévateur de tension
- les alimentations FLYBACK (basé sur le hacheur à stockage inductif)[8]

### I.8.1 Principe de fonctionnement des alimentations à découpage

#### I.8.1.1 Alimentation de type série ou abaisseur de tension

L'interrupteur est commandé périodiquement à la fermeture et à l'ouverture. On pose  $T$  la période de

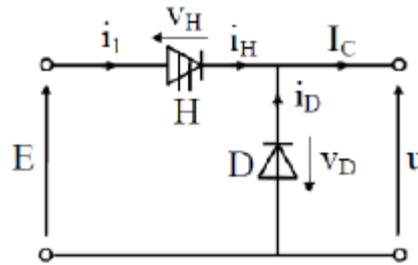


Figure. I.15 : Alimentation série ou abaisseur de tension

répétition des signaux de commande et  $\alpha$  le rapport cyclique ( $H$  est donc passant pendant une durée égale à  $\alpha T$ ). A s'appelle le rapport cyclique, entre  $0 < \alpha < 1$ , sans dimension[6]

- De  $0$  à  $\alpha T$  :  $H$  est fermé  $\Rightarrow u = E$

$$i = \frac{u}{R} = \frac{E}{R} \quad (\text{I.21})$$

- De  $\alpha T$  à  $T$  :  $H$  est ouvert  $\Rightarrow i = 0$

$$u = Ri = 0$$

$$V_H = E$$

D'où la valeur moyenne de la tension de sortie :

$$V_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\alpha T} E \cdot dt = \alpha E \quad (\text{I.22})$$

Et la valeur moyenne du courant d'entrée

$$i_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\alpha T} E \cdot dt = \alpha \frac{E}{R} = \alpha I_c \quad (\text{I.23})$$

La tension moyenne de sortie est inférieure à la tension continue d'entrée :

Le hacheur série est abaisseur de tension, d'où le nom de *hacheur dévolteur*. Par contre, le courant continu de sortie est supérieur au courant moyen d'entrée.

#### I.8.1.2 Alimentations de type parallèle ou éleveur de tension

Nous ferons ici une double hypothèse simplificatrice. D'une part, nous supposons que le courant dans  $L$  est strictement constant (hypothèse habituelle). D'autre part, nous admettrons que la tension de sortie est également strictement constante (ce que l'on peut par exemple obtenir en plaçant un

Condensateur de forte valeur entre les bornes de sortie).[6]

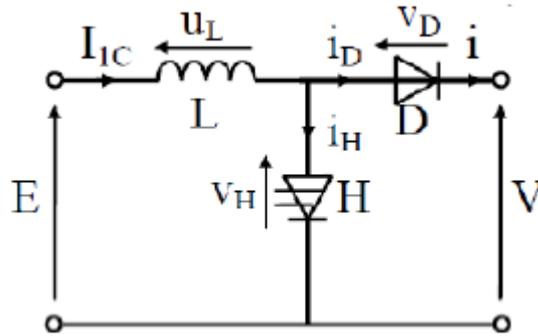


Figure. I.16 : Principe du hacheur survolteur (Boost)

Pour obtenir les courbes de la figure ci-dessous, on envisage successivement les deux états possibles de l'interrupteur  $H$ .

- De  $0$  à  $\alpha TH$  passant

Dans ce cas,  $V_H = 0$  et  $V_D = -V_C$ , ce qui maintient  $D$  bloquée par inversion de tension. Par ailleurs, on a  $U_L = E$  et  $i_H = I_1C$ .

- De  $\alpha T$  à  $T$   $H$  bloqué  $D$  conduit par effet de roue libre. IL s'ensuit que

$$i_D = i = I_1C, V_H = V_C \text{ ET } U_L = E - V_C. \tag{I.24}$$

$$i_H \quad V_H \quad i_D \quad V_H \quad V_D$$

### I.8.1.3 Alimentation à découpage à stockage inductif (FLYBACK)

L'alimentation de type Flyback est basée sur le principe du hacheur à stockage inductif : L'interrupteur  $T_p$  est fermé pendant la fraction  $\alpha T$  de la Période de découpage  $T$ . La source primaire fournit alors de l'énergie à L'inductance  $L$  (croissance du courant), la diode  $D$  est bloquée ( $V_d < 0$ ). Le courant dans la charge est fourni par la décharge du condensateur  $C$ .

Lors du blocage de  $T_p$ , la diode  $D$  assure la continuité du courant dans l'inductance  $L$ . On a alors décharge de  $L$  dans  $R$  et  $C$ . [8]

Si la valeur du condensateur est bien calculée (suffisante), on peut considérer la Décharge de  $C$  entre  $\alpha T$  et  $T$  comme négligeable, et donc assimiler la tension de Sortie à une constante.

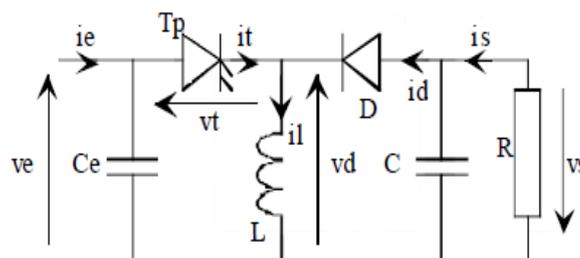


Figure. I.17 : Schéma de La structure de type Flyback

La décroissance du courant de  $\alpha T$  et  $T$  peut alors être considérée comme linéaire, et l'on obtient les chronogrammes ci-contre. [8]

Pour transformer un tel hacheur en alimentation à découpage, il est nécessaire d'insérer une isolation galvanique entre l'interrupteur et le filtre de sortie.

Nous allons remplacer l'inductance par deux inductances couplées, bobinées sur le même noyau. On obtient alors le schéma ci-contre. La magnétisation de l'inductance est réalisée par l'enroulement 1, alors que la démagnétisation est réalisée par l'enroulement 2.[6]

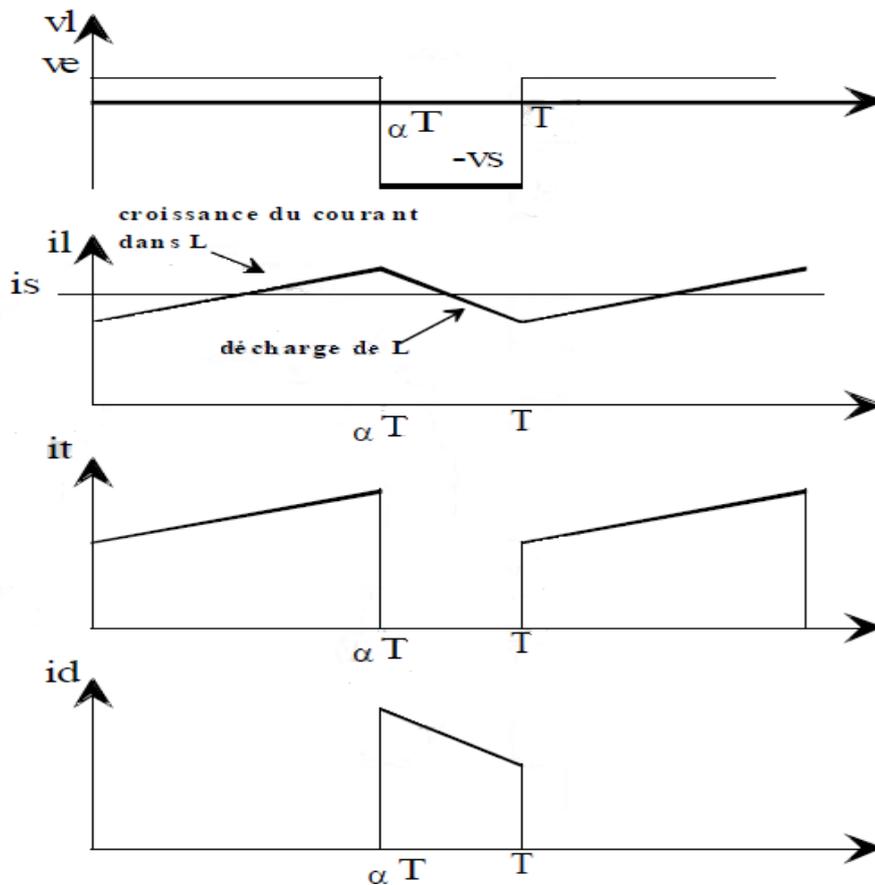


Figure. I. 18 : Chronogramme en mode continu

### I.9 Conclusion:

Ce chapitre présente d'étude alimentation à découpage et différent type des alimentations avec les règles de interconnexion, structure les convertisseurs statiques de différent.