

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Pour des raisons économiques, l'énergie électrique est fournie par des réseaux triphasés (trois tensions sinusoïdales déphasées entre elles de $\frac{2\pi}{3}$) à la fréquence de 50Hz.

Du point de vue de l'utilisateur, l'énergie est souvent utilisée en continu ou à des fréquences différentes de celle du réseau.

Jusqu'au début des années 1970 environ, la mise en forme de l'onde électrique afin de l'adapter aux besoins a été obtenue au moyen de groupes tournants (moteurs). Les performances des composants semi-conducteurs de l'électronique de puissance (diodes, thyristors, triacs, transistors) ont ensuite permis de réaliser de telles conversions; on supprime ainsi les parties tournantes et on réduit la masse, l'encombrement et le coût de ces matériels.

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique.

On distingue deux types de sources de tension:

- Sources de tension continues caractérisées par la valeur V de la tension.
- Sources de tension alternatives définies par les valeurs de la tension efficace V et de la fréquence f .

On différencie quatre types de convertisseurs dont les schémas de principe sont donnés sur la figure 1-1:

- Convertisseur alternatif-continu : redresseur ;
- Convertisseur continu-continu : hacheur ;
- Convertisseur continu-alternatif : onduleur ;
- Convertisseur alternatif-alternatif : c'est un gradateur lorsque seule la valeur efficace de la tension alternative est modifiée, sinon c'est un cycloconvertisseur.

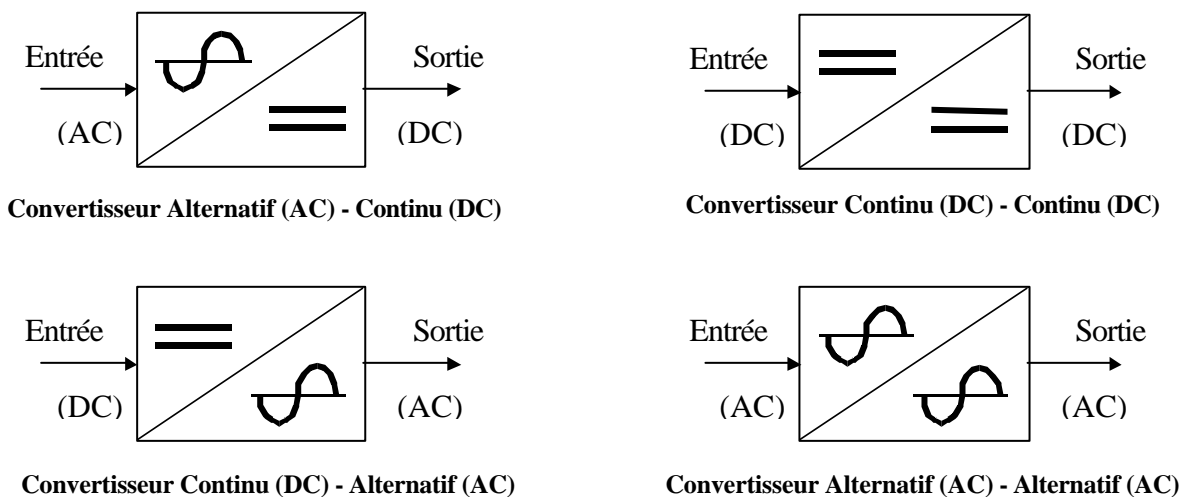


Figure 1-1.

Citons quelques applications des convertisseurs statiques:

- Redresseurs : alimentation des moteurs à courant continu, charge des batteries ;

- Hacheurs : commande des moteurs à courant continu (vitesse variable) ; fonctions d'interrupteur onduleurs ou alimentation à découpage ;
- Onduleurs : production de tensions alternatives, alimentation des appareils électriques autonomes, protection contre les surtensions et coupures de réseau (informatique), commande des machines à courant alternatif ;
- Cycloconvertisseurs : production des vitesses variables en alternatif (levage, machine-outil).

Dans ce cours l'étude des gradateurs et cycloconvertisseurs ne sera pas abordée. L'étudiant souhaitant poursuivre ses études en électrotechnique-électronique de puissance pourra, pour aborder ces types de convertisseurs, se reporter à la bibliographie fournie à la fin de ce cours.

Préambule - Notations

Dans ce cours, nous adopterons les notations suivantes :

- Grandeurs dépendant du temps : lettres minuscules $x(t)$;
- Grandeurs constantes (moyenne, valeurs maxi., mini., efficace, ...) : lettres majuscules X ;
- Grandeurs complexes : lettres majuscules barrées \bar{X} .

CHAPITRE 2

INTERRUPTEURS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

1. Introduction

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le coût réduit des composants semi-conducteurs de puissance depuis moins d'une dizaine d'années ont conduit à l'utilisation de convertisseurs de puissance dans un nombre d'applications toujours croissant. Cette montée en puissance a également ouvert un champ de nouvelles topologies pour les applications en électronique de puissance. Pour bien comprendre la faisabilité de ces nouvelles applications, il est essentiel de décrire les caractéristiques des semi-conducteurs de puissance utilisés.

Dans ce chapitre, nous donnons donc un bref résumé des caractéristiques courant - tension ainsi que des vitesses de commutation des semi-conducteurs de puissance actuellement utilisés.

Dans le cas où les semi-conducteurs de puissance peuvent être considérés comme des interrupteurs parfaits, l'analyse du principe de fonctionnement des convertisseurs de puissance est évidemment grandement facilitée. Cette approche a l'avantage de ne pas concentrer sa réflexion sur les détails du fonctionnement des convertisseurs. Ainsi les caractéristiques principales des convertisseurs peuvent être plus clairement comprises. La présentation succincte des caractéristiques des semi-conducteurs de puissance usuels va nous permettre de déterminer dans quelles conditions et jusqu'à quel point ceux-ci peuvent être considérés comme parfaits.

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories :

1. *Diodes*. États fermé ou ouvert contrôlés par le circuit de puissance.
2. *Thyristors*. Fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance.
3. *Interrupteurs commandables* à l'ouverture et à la fermeture. Ouverts et fermés par un signal de commande.

La catégorie des interrupteurs commandables inclut de nombreux types de composants :

- Transistors Bipolaires à Jonctions (Bipolar Junction Transistors - BJTs) ;
- Transistors à effet de champ Metal-Oxyde-Semiconducteur (MOSFETs) ;
- Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors - GTO Thyristors) ;
- Transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors - IGBTs) ;
- Thyristors MOS Commandés (MOS-Controlled Thyristors - MCTs).

2. Diodes

2.1 Caractéristiques *i-v*

Les figures 2-1a et 2-1b décrivent le symbole de la diode et sa caractéristique statique *i-v*. Lorsque la diode est polarisée en direct, elle commence à conduire à partir d'une faible (vis à vis des tensions généralement mises en jeu dans les convertisseurs) tension $V_{F(Forward)}$ directe de l'ordre de 1V. Lorsque la diode est polarisée en inverse, seul un faible courant de fuite négligeable (quelques mA) circule jusqu'à atteindre la tension d'avalanche V_A . En fonctionnement normal, la tension inverse ne doit pas atteindre la tension d'avalanche.

Compte tenu du courant de fuite très faible circulant en inverse et de la faible tension de polarisation V_F en direct comparés aux courants et tensions mis en jeu dans les circuits pour lesquels ces diodes sont utilisées, la caractéristique $i-v$ de la diode peut être idéalisée (figure 2-1c). Cette caractéristique idéalisée peut être utilisée pour analyser le principe de fonctionnement de base des convertisseurs. Par contre, il est évident que cette idéalisation ne doit pas être utilisée dans le cas d'une conception prenant en compte les problèmes de dissipation thermique ou de chute de tension.

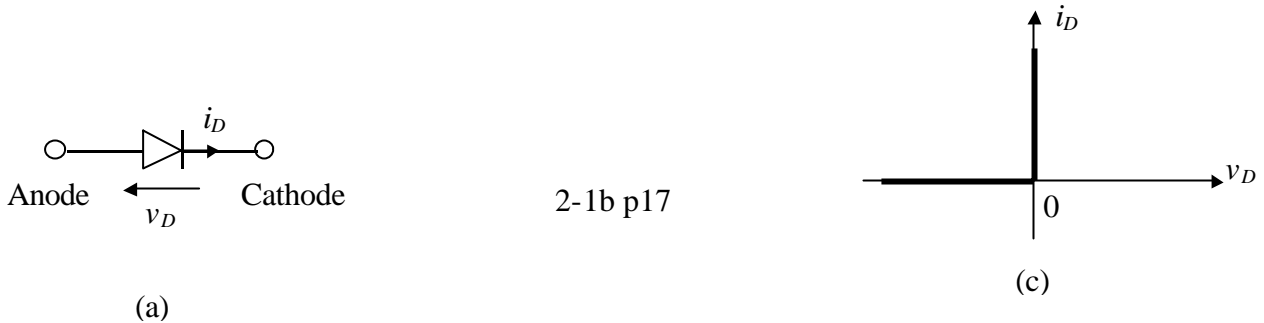


Figure 2-1. Diode: (a) Symbole électrique, (b) caractéristique $i-v$, (c) caractéristique $i-v$ idéalisée.

La figure 2-2 décrit les différents modèles électriques statiques susceptibles d'être utilisés pour décrire le fonctionnement de la diode selon le degré de précision requis lors de la conception.

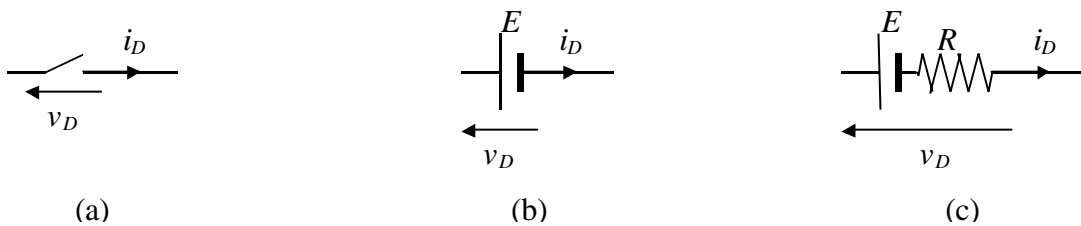


Figure 2-2. Schémas électriques équivalent de la diode. (a) Interrupteur (Diode idéale), (b) Force contre électromotrice, (c) Force contre électromotrice avec résistance.

La figure 2-3 donne un modèle électrique rendant compte du comportement dynamique de la diode. Ce modèle constitue le stade ultime de précision pour une conception rigoureuse.

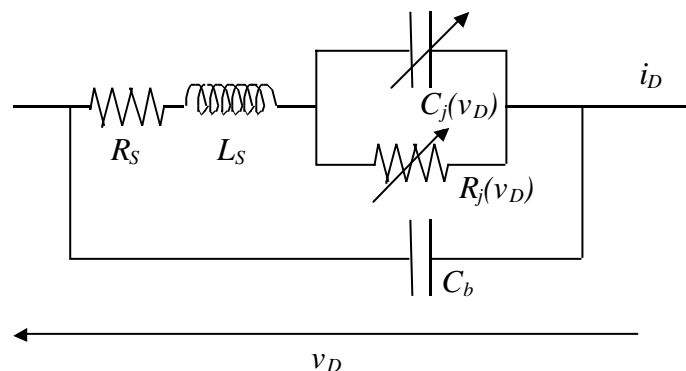


Figure 2-3. Modèle dynamique de la diode: R_S , L_S : résistance et inductance série ; R_j , C_j : résistance et capacité de la jonction, dépendent de v_D ; C_b : capacité du boîtier de conditionnement.

2.2 Commutation

A la commutation de l'état ouvert à l'état fermé, la diode peut être considérée comme un interrupteur idéal car cette transition s'effectue rapidement vis à vis des phénomènes transitoires relatifs aux circuits de puissance.

Par contre, lors de la commutation de l'état fermé à l'état ouvert, l'annulation du courant dans la diode dure un temps t_{rr} (reverse-recovery time) comme indiqué sur la figure 2-4. Pendant un temps t_N , le courant est négatif afin d'évacuer les charges en excès dans la diode et lui permettre de bloquer une tension v_D négative. Le courant de recouvrement maximum I_{RM} peut parfois induire des surtensions dans les circuits inductifs. Cependant, dans de nombreux circuits, ce courant inverse n'affecte pas la caractéristique entrée/sortie du convertisseur et la diode peut également être considérée comme idéale lors de la commutation de l'état ouvert à l'état fermé.

2.2 p17

Figure 2-4. Diode: passage de l'état fermé à l'état ouvert.

Selon les besoins nécessités par les applications, divers types de diodes de puissance particulières sont utilisées :

1. *Diodes Schottky*. Ces diodes sont utilisées lorsqu'une faible chute de tension en direct (typiquement 0,3V) est nécessaire dans les circuits à très faible tension de sortie. Ces diodes sont limitées au niveau de leur tension de blocage en inverse à 50-100 V.
2. *Diodes à commutation rapide*. Ces diodes sont utilisées dans les circuits haute fréquence en combinaison avec des interrupteurs commandables lorsqu'un faible temps de commutation est nécessaire. A des niveaux de puissance correspondant à plusieurs centaines de volts et plusieurs centaines d'ampères, de telles diodes possèdent un temps t_{rr} inférieur à quelques microsecondes.

3. Thyristors

Les figures 2-5a et 2-5b décrivent le symbole du thyristor et sa caractéristique statique i-v. Le courant principal circule de l'anode (A) vers la cathode (K). En polarisation directe, le thyristor possède deux caractéristiques selon qu'il est commandé ou non. Il peut supporter une tension directe positive sans conduire comme décrit sur la figure 2-5b (état *off*).

Lorsque le thyristor est polarisé en direct, il peut être placé dans l'état *on* en appliquant une impulsion de courant positive sur la gâchette (G). La caractéristique i-v résultante est décrite sur la figure 2-5b (état *on*). La chute de tension dans l'état *on* est de l'ordre de quelques volts (typiquement 1 à 3 V).

Lorsque le thyristor commence à conduire, le courant de gâchette peut être annulé. Le thyristor ne peut alors plus être placé à l'état *off* par la gâchette et se comporte comme une diode. C'est seulement au moment où le courant i_A tend à devenir négatif, sous l'action du circuit dans lequel le thyristor est inséré, que celui-ci se bloque et que le courant s'annule.

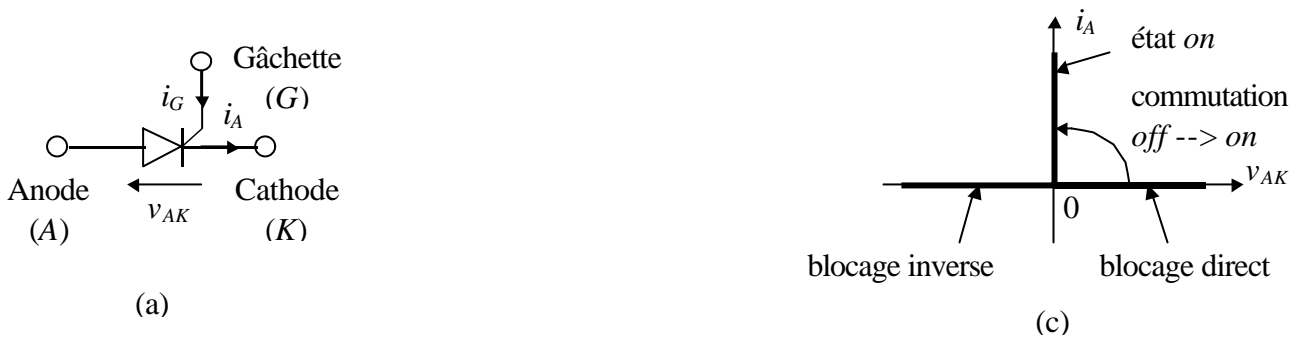


Figure 2-5. Thyristor. (a) Symbole électrique, (b) caractéristique $i-v$, (c) caractéristique $i-v$ idéalisée.

En polarisation inverse, à des niveaux de tension inférieurs à la tension d'avalanche inverse, seul un courant de fuite négligeable circule dans le thyristor. En général, les tensions d'avalanche en direct et en inverse sont les mêmes.

Dans les documentations des fabricants de composants, les niveaux de courant supportés par les thyristor sont indiqués en termes de valeurs efficace et moyenne maximales qu'il est capable de conduire.

En utilisant les mêmes arguments que pour les diodes, le thyristor peut être représenté par la caractéristique $i-v$ idéalisée de la figure 2-5c pour l'analyse du principe de fonctionnement des convertisseurs.

Exemple:

On considère le circuit de la figure 2-6a. Pour cette application, le thyristor peut être commandé pendant l'alternance positive de la tension du générateur $v_s(t)$. Lorsque le courant dans le thyristor tend naturellement à s'inverser quand la tension $v_s(t)$ devient négative, le thyristor idéal voit son courant s'annuler de façon instantanée à l'instant $t=T/2$ (figure 2-6b).

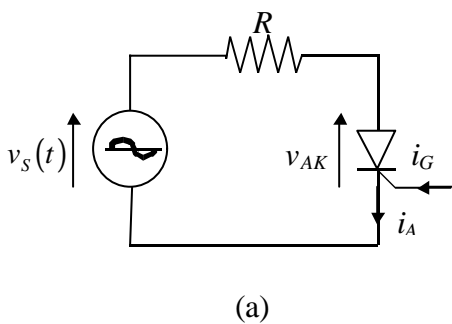


Figure 2-6. Application du thyristor.
(a) circuit ; (b) formes d'onde ; (c) intervalle de temps on-off t_{off} .

Cependant dans la réalité, comme illustré sur la figure 2-6c, le courant dans le thyristor s'inverse avant de s'annuler. Le paramètre important n'est pas le temps mis au courant pour s'annuler, mais plutôt l'intervalle de temps t_q défini sur la figure 2-6c, débutant au passage par zéro du courant circulant dans le thyristor et finissant au passage par zéro de la tension aux bornes du thyristor. Durant cet intervalle de temps t_q , une tension inverse doit être maintenue aux bornes du thyristor, et c'est seulement après ce temps que le thyristor est à nouveau capable de bloquer une tension directe positive sans retourner à l'état *on*. Si une tension directe positive est appliquée au thyristor pendant l'intervalle de temps t_q , le thyristor peut prématurément redevenir passant (état *on*). L'intervalle de temps t_q est parfois appelé "temps de recouvrement de commutation" du thyristor.

4. Caractéristiques générales des interrupteurs commandés

Plusieurs types de composants semi-conducteurs de puissance peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture : BJTs, MOSFETs, GTOs et IGBTs. Nous appelons ces composants *interrupteurs commandables* et nous les représentons par le symbole de la figure 2-7.

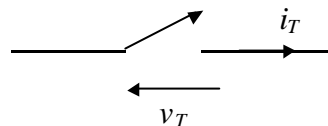


Figure 2-7. Symbole des interrupteurs commandables.

Aucun courant ne circule lorsque l'interrupteur est ouvert (état *off*), et lorsqu'il est fermé, le courant peut circuler dans une seule direction. L'interrupteur commandable idéal possède les caractéristiques suivantes:

1. Supporte (bloque) des tensions directe ou inverse de valeur arbitraire avec un courant nul à l'état *off*.
2. Conduit des courants de valeur arbitraire avec des chutes de tension nulles à l'état *on*.
3. Commute de l'état *on* à l'état *off* (et vice versa) de façon instantanée.
4. Nécessite une puissance nulle pour la commande.

Les composants réels ne possèdent évidemment pas ces caractéristiques idéales. Le point fondamental à prendre en compte lors de la conception est alors la dissipation de puissance lors de leur utilisation. Si ces composants dissipent trop de puissance, ils vont chauffer anormalement et se détruire, entraînant souvent des dommages sur le reste du circuit dans lequel ils sont insérés.

La dissipation de puissance dans les semi-conducteurs de puissance relève généralement de facteurs de base que l'on retrouve, par nature, sur l'ensemble de cette famille de composants. La conception de convertisseurs doit intégrer ces facteurs afin de tenter de minimiser cette dissipation de puissance.

Par un exemple simple, nous allons montrer comment aborder ce problème de dissipation de puissance.

Exemple: On considère le circuit de la figure 2-8.

Ce circuit représente une situation fréquemment rencontrée en électronique de puissance ; le courant circulant à travers un interrupteur doit également traverser des inductances série. La source de courant continu I_0 représente le courant qui circulerait avec une charge fortement inductive. La diode est considérée idéale car l'attention est ici portée sur les caractéristiques de l'interrupteur.

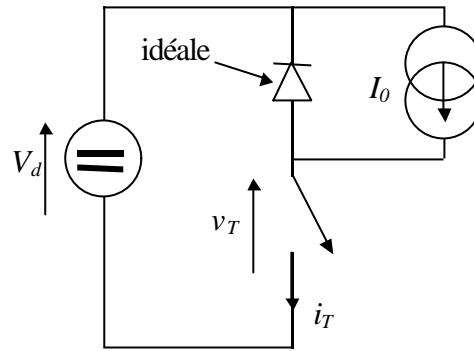


Figure 2-8. Circuit avec interrupteur commandable réel.

2-6b et 2-6c, p21

Figure 2-9. Caractéristiques de commutation standards (linéarisées) d'un interrupteur.

(a) Graphes des courants et tensions lors de la commutation.

(b) Pertes de puissance lors de la commutation.

Lorsque l'interrupteur est fermé (état *on*), tout le courant I_0 circule à travers l'interrupteur car la diode est polarisée en inverse. Lorsque l'interrupteur s'ouvre (état *off*), le courant I_0 circule à travers la diode et une tension égale à la tension d'entrée V_d apparaît aux bornes de l'interrupteur. La figure 2-9 donne les oscillogrammes du courant dans l'interrupteur ainsi que la tension à ses bornes lorsque celui-ci est commandé à une fréquence $f_s = 1 / T_s$. Les allures des courants et tensions lors de la commutation sont représentées par des approximations linéaires de leurs allures réelle afin de simplifier l'analyse.

Lorsque l'interrupteur est resté à l'état *off* pendant un certain temps, il est de nouveau commandé à l'état *on*, comme le montre la figure 2-9a. Durant la commutation *off-on*, l'établissement du courant s'effectue avec un temps de retard (delay) $t_{d(on)}$ suivi du temps de montée (risetime) du courant t_{ri} . Lorsque le courant I_0 circule entièrement à travers l'interrupteur, la diode devient polarisée en inverse et se bloque ; la tension aux bornes de l'interrupteur chute à sa valeur V_{on} dans un intervalle de temps $t_{fv(\text{forward voltage})}$. Il apparaît clairement sur la figure 2-9a que des niveaux de tension et courant importants sont présents au niveau de l'interrupteur durant l'intervalle de temps $t_{c(on)}$ de la commutation *off-on* de l'interrupteur, avec :

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (2-1)$$

L'énergie dissipée dans l'interrupteur durant cette commutation peut être approximée d'après la figure 2-9b comme :

$$W_{c(on)} = \frac{1}{2} V_d I_0 t_{c(on)} \quad (2-2)$$

Aucune énergie n'est dissipée durant l'intervalle de temps $t_{d(on)}$.

Lorsque l'interrupteur est complètement fermé, la tension V_{on} est de l'ordre du volt et l'interrupteur conduit un courant I_0 . L'interrupteur demeure fermé durant l'intervalle de temps t_{on} , qui en règle générale est largement supérieur aux temps de commutation. L'énergie dissipée durant l'état *on* peut être approximée par :

$$W_{on} = V_{on} I_0 t_{on} \quad (2-3)$$

avec $t_{on} \gg t_{c(on)}, t_{c(off)}$.

Pour replacer l'interrupteur en position *off*, un signal de contrôle négatif est appliqué à l'entrée de contrôle de l'interrupteur. Durant la commutation *on-off* de l'interrupteur, l'établissement de la tension s'effectue durant un intervalle de temps $t_{rv(\text{reverse voltage})}$ après un temps de retard (delay) $t_{d(off)}$. Lorsque la tension v_T atteint sa valeur finale V_d , la diode se trouve polarisée en direct et commence à conduire le courant. Le courant dans l'interrupteur s'annule avec un *temps d'annulation* (falltime) t_{fi} pendant que le courant passe de l'interrupteur à la diode.

Des niveaux de tension et courant importants sont présents au niveau de l'interrupteur durant l'intervalle de temps $t_{c(off)}$ de la commutation *on-off* de l'interrupteur, avec :

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{fi} \quad (2-4)$$

L'énergie dissipée dans l'interrupteur durant cette commutation peut être approximée d'après la figure 2-9b par :

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_0 t_{c(off)} \quad (2-5)$$

La puissance dissipée instantanée $p_T(t) = v_T(t)i_T(t)$ représentée à la figure 2-9b montre clairement que la dissipation de puissance est importante durant les intervalles de commutation. La puissance moyenne dissipée durant la commutation P_s dans l'interrupteur est égale à :

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_0 f_s (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \quad (2-6)$$

Ce résultat est important car il montre que les pertes de puissance lors de la commutation des semi-conducteurs de puissance varie linéairement avec la fréquence de commutation et les temps de commutation. Ainsi, si l'on dispose de composants possédant des temps de commutation brefs, il s'avère possible de faire fonctionner les circuits à des fréquences de commutation élevées, diminuant les contraintes liées au filtrage (condensateurs de taille plus réduite, voir chapitre 6) tout en conservant des pertes de commutation raisonnables.

L'autre contribution majeure à la dissipation de puissance dans l'interrupteur est la puissance moyenne dissipée durant l'état *on* P_{on} :

$$P_{on} = V_{on} I_0 \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2-7)$$

La formule 2-7 montre évidemment que la tension aux bornes de l'interrupteur durant l'état *on* V_{on} doit être la plus faible possible.

Le courant de fuite durant l'état *off* est toujours négligeable pour les interrupteurs commandables, la puissance dissipée durant cet intervalle de temps peut donc être négligée en pratique. Ainsi la puissance moyenne totale dissipée P_T dans l'interrupteur est égale à la somme de P_s et P_{on} .

A partir de cet exemple simple, les caractéristiques suivantes s'avèrent nécessaire pour les interrupteurs commandables :

1. Faible courant de fuite à l'état *off*.
2. Faible tension à l'état *on* afin de limiter la dissipation.
3. Temps de commutation faibles. Cela permet d'utiliser les composants à des fréquences plus élevées.
4. Bonnes possibilités de blocage en direct ou en inverse. Cela permet de minimiser la nécessité de mise en série de plusieurs éléments, ce qui complique le contrôle et la protection des interrupteurs.
5. Forts courants à l'état *on*. Dans les applications à courants forts, cela diminue le besoin de connecter plusieurs éléments en parallèle.
6. Faible puissance nécessaire pour le contrôle de la commutation.
7. Possibilité de supporter simultanément de forts courants et de fortes tensions lors des commutations. Cela peut permettre d'éviter d'avoir recours à des circuits d'aide à la commutation.
8. Possibilité de supporter d'importants surcourants ou surtensions $\frac{di}{dt}$ et $\frac{dv}{dt}$. Cela permet de s'affranchir de l'utilisation de circuits limiteurs.

5. Transistors bipolaires (BJTs) et Darlingtons monolithiques (MDs)

Le symbole pour un BJT NPN est donné à la figure 2-10a, et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-10b. Comme le montre la caractéristique statique i-v, le transistor est à l'état *on* (état saturé) lorsque le courant de base est suffisamment fort :

$$I_B > \frac{I_{C(sat)}}{h_{FE}} \quad (2-8)$$

où h_{FE} représente le gain statique du transistor.

La tension à l'état *on* $V_{CE(sat)}$ (tension de saturation) des BJTs est généralement de l'ordre de 1-2 V. La caractéristique statique i-v idéalisée pour un BJT fonctionnant en interrupteur est décrite sur la figure 2-10c.

Figure 2-10. BJTs.(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

Les BJTs sont des composants commandés en courant, et le courant dans la base doit être maintenu tant que le transistor doit rester à l'état *on*. Le gain en courant h_{FE} est généralement seulement de l'ordre de 5 à 10 pour les transistors de puissance, ces composants sont ainsi souvent connectés en configuration Darlington ou même triple Darlington comme le montre la figure 2-11, afin d'obtenir un gain en courant plus important. Les inconvénients liés à cette configuration sont l'augmentation de la tension $V_{CE(sat)}$ et des temps de commutation supérieurs.

2-8 p25

Figure 2-11. Configurations en Darlington. (a) Darlington ; (b) Triple Darlington.

Que ce soit en version simple ou en configuration de Darlington sur une unique puce (Darlington Monolithiques (MDs)), les BJTs possèdent un temps de stockage relativement important durant la commutation *on-off*. Les temps de commutation typiques vont de quelques centaines de nanosecondes à quelques microsecondes.

Les BJTs sont disponibles pour des tensions bloquées supérieures à 1400 V et des courants commutés de quelques centaines d'ampères.

6. MOSFETs

Le symbole électrique pour un MOSFET canal n est donné sur la figure 2-12a et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-12b.

Les MOSFETs sont des composants commandés en tension. Le composant est à l'état *on* lorsque la tension Grille-Source est inférieure à la tension de seuil (threshold) $V_{GS(th)}$. La caractéristique statique i-v idéalisée pour un MOSFET fonctionnant en interrupteur est décrite sur la figure 2-12c.

2-9 p25

Figure 2-12. MOSFETs.(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

Les MOSFETs nécessitent le maintien continu d'une tension Grille-Source appropriée pour demeurer dans l'état *on*. Aucun courant de grille ne circule, excepté durant les commutations lorsque la capacité de grille est chargée puis déchargée (voir cours M2). Les temps de commutation sont très brefs, allant de quelques dizaines à quelques centaines de nanosecondes.

La résistance à l'état *on* $r_{DS(on)}$ d'un MOSFET entre le Drain et la Source augmente rapidement avec la tension bloquée, comme le montre la formule (2-9).

$$r_{DS(on)} = kBV_{DSS}^{2,5-2,7} \quad (2-9)$$

où k est une constante dépendant de la géométrie du transistor ;

BV_{DSS} est la tension bloquée.

Cette résistance entraîne une dissipation de puissance à l'état *off*. Pour cette raison, seuls des MOSFETs possédant de faibles tensions bloquées sont utilisés.

Néanmoins, grâce à leur temps de commutation rapide, les pertes lors des commutations peuvent être faibles. De ce point de vue, des MOSFETs 300-400V sont concurrentiels vis à vis des BJTs uniquement si la fréquence de commutation est typiquement supérieure à 30-100kHz (sauf dans le cas de tensions faibles pour lesquelles les MOSFETs deviennent intéressants à des fréquences plus faibles).

En conclusion, les MOSFETs sont utilisés pour des tensions supérieures à 1000V pour les faibles courants, ou à des courants supérieurs à 100A pour des faibles tensions.

7. Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-OFF Thyristors - GTOs)

Le symbole électrique pour un GTO est donné sur la figure 2-13a et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-13b.

Comme le thyristor, le GTO peut être commandé de l'état *off* à l'état *on* par une impulsion de courant brève appliquée sur la gâchette. Le GTO peut en plus être commandé de l'état *on* à l'état *off* par application d'une tension Gâchette-Cathode négative, créant un fort courant négatif de gâchette. Ce fort courant négatif de gâchette doit seulement être maintenu pendant quelques microsecondes (durant le temps de commutation *on-off*), mais il doit avoir une amplitude importante, typiquement un tiers du courant d'anode devant être annulé. La caractéristique statique i-v idéalisée pour un GTO fonctionnant en interrupteur est décrite sur la figure 2-13c.

Figure 2-13. GTOs.

(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

La chute de tension à l'état *on* (2 à 3V) aux bornes d'un GTO est supérieure à un thyristor classique. Les temps de commutation pour un GTO sont de l'ordre de quelques microsecondes. De par leur capacité à supporter des tensions importantes (supérieures à 4,5kV) et de forts courants (supérieurs à plusieurs kA), les GTOs sont utilisés dans les applications de très forte puissance à des fréquences allant de quelques centaines de Hz à 10kHz.

8. Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT)

Le symbole électrique pour un IGBT est donné sur la figure 2-14a et sa caractéristique statique i-v est décrite sur la figure 2-14b.

2-12 p28

Figure 2-14. IGBTs.

(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique i-v ; (c) caractéristique statique idéalisée.

Les IGBTs représentent un compromis entre les différents avantages des MOSFETs, des BJT et des GTOs. Similaire au MOSFET, l'IGBT possède une impédance de grille importante, autorisant une commutation avec un faible apport d'énergie. Comme le BJT, l'IGBT possède une tension à l'état *on* faible, même pour des tensions bloquées importantes (par exemple, V_{ON} de l'ordre de 2 à 3V pour des tensions bloquées supérieures à 1000V). Comme le GTO, l'IGBT peut bloquer des tensions négatives, comme l'indique sa caractéristique idéalisée décrite sur la figure 2-14c.

Les IGBTs présentent des temps de commutation de l'ordre de la microseconde et sont disponibles pour des tensions et courants de l'ordre de 3000V et 1200A respectivement.

9. Thyristor MOS commandé (MOS-Controlled Thyristor - MCT)

Les MCTs sont de nouveaux composants qui viennent d'apparaître sur le marché commercial. Le symbole électrique pour un MCT est donné sur la figure 2-15a et sa caractéristique statique $i-v$ est décrite sur la figure 2-15b.

On constate d'après la caractéristique $i-v$ que les MCTs possèdent de nombreuses propriétés du GTO (faible tension sous un fort courant et commande par impulsion). Le MCT est un composant commandé en tension comme l'IGBT ou le MOSFET, et la même énergie est nécessaire pour commuter un MCT, un IGBT ou un MOSFET.

Le MCT possède deux principaux avantages vis à vis du GTO, une commande plus simple pour commuter de l'état *on* à l'état *off* (un fort courant négatif n'est pas nécessaire) et des temps de commutation plus brefs (de l'ordre de quelques microsecondes). Les MCTs présentent également de plus faibles tensions à l'état *on* comparés aux IGBTs ayant des caractéristiques similaires par ailleurs. Les MCTs sont actuellement disponibles pour des tensions de l'ordre de 1500V et des courants de 50A à quelques centaines d'ampères.

2-13 p28

Figure 2-15. MCTs.

(a) Symbole électrique ; (b) caractéristique statique $i-v$; (c) caractéristique statique idéalisée.

10. Comparaison des interrupteurs commandables

On doit rester très prudent lorsque l'on désire comparer les différents interrupteurs présentés dans les précédents paragraphes car de nombreuses propriétés rentrent en compte et les caractéristiques de ces composants évoluent encore de façon rapide et importante. Néanmoins, les observations qualitatives présentées dans le tableau 2-1 peuvent être faites.

Composant	Puissance d'utilisation	Rapidité de commutation
BJT/MD	Moyen	Moyen
MOSFET	Faible	Rapide

GTO	Fort	Lent
IGBT	Moyen	Moyen
MCT	Moyen	Moyen

Tableau 2-1. Propriétés relatives des interrupteurs commandables.

L'utilisateur doit garder à l'esprit qu'en plus des améliorations apportées à ces divers composants, d'autres composants entièrement nouveaux sont en cours d'étude. Les progrès dans la technologie des semi-conducteurs conduira sans aucun doute dans un avenir proche vers des puissances d'utilisation supérieures, des temps de commutation plus brefs et des coûts plus faibles. Un résumé des domaines d'utilisation des interrupteurs de puissance actuels (i.e. 1994) est fourni à la figure 2-16.

2-14 p30

Figure 2-16. Résumé des domaines d'utilisation des interrupteurs de puissance actuels. La technologie des MCTs est dans un état d'évolution rapide, et des améliorations significatives des caractéristiques de ces composants sont possibles, comme indiqué en pointillés sur le diagramme.

CHAPITRE 3

REDRESSEURS

1. Introduction

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles ; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent en onduleurs non autonomes. On précisera au paragraphe 3.5 le pourquoi de ce qualificatif de "non-autonomes" destiné à différencier ces onduleurs des onduleurs autonomes dont l'étude fera l'objet du chapitre 5.

2. Les trois types de montages redresseurs

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré (nombre de phases q). Ces tensions peuvent être les tensions aux bornes d'un alternateur. Généralement, elles sont fournies par le réseau monophasé ou, plus souvent, par le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue trois types de montages :

1. **P q** : montages avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance" ;
2. **PD q** : montages avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source étoilée ;
3. **S q** : montages avec source en polygone et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source polygonale.

La figure 3-1 donne le schéma électrique des montages P3, PD3 et S3. Ces trois montages sont le plus communément utilisés pour le redressement de tensions triphasées.

Remarques:

- L'indication du type (P, PD ou S) suivie de celle du nombre q de phases suffit à caractériser un redresseur.
- Les montages de type Sq ne seront pas étudiés dans ce cours.

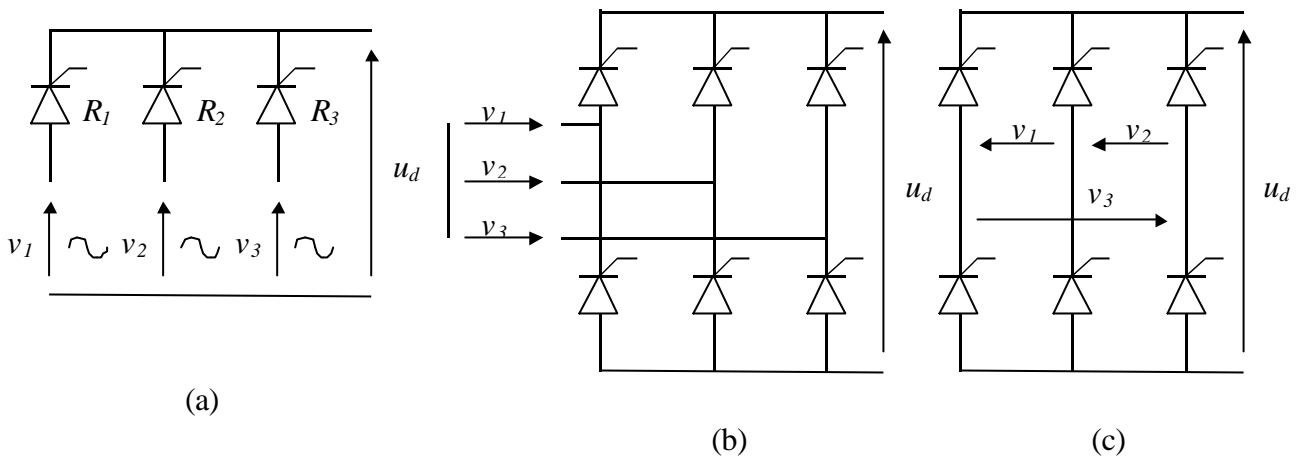


Figure 3-1. Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3. (c) S3.

2.1 Commutation des redresseurs

Lorsque plusieurs redresseurs ont une électrode commune, on verra que chacun n'est conducteur que pendant une durée limitée et qu'un seul conduit à chaque instant (lorsque l'on considère les interrupteurs redresseurs comme parfaits).

Si le courant produit par le montage redresseur est ininterrompu, ce qui représente le cas général, cela impose que l'enclenchement d'un redresseur s'accompagne du blocage de celui qui conduisait auparavant. La figure 3-2 montre qu'à l'instant t_1 le redresseur R_2 devient conducteur tandis que R_1 se bloque.

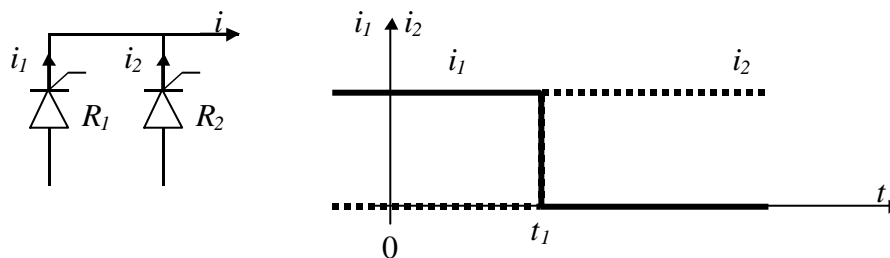


Figure 3-2. Commutation instantanée des interrupteurs redresseurs.

En pratique, le phénomène de commutation n'est jamais instantané comme on l'a vu au chapitre 2. Les conséquences de cette réalité physique seront abordées au § 3.2. Pour l'instant, on considérera toujours une commutation instantanée.

On distinguera plusieurs types de commutation suivant le mode de blocage du redresseur à déclencher :

- *Commutation par la charge ou par la source* (dite également **commutation naturelle**) lorsque ce sont des conditions extérieures (et donc naturelles) au convertisseur (tensions ou f.e.m. de la charge ou de la source) qui contraignent au blocage le redresseur conducteur quand un nouveau redresseur s'enclenche ;
- *Auto-commutation* (ou **commutation forcée**) lorsque le redresseur est commandé quelles que soient les conditions extérieures (charge ou source).

On donne par ailleurs les deux définitions suivantes :

Indice de commutation q du montage.

L'indice de commutation est donné par la durée de conduction de chaque diode et correspond au nombre de phases du réseau de distribution. Par exemple, pour le montage PD3, l'indice de commutation est égal à 3 (chaque diode conduit pendant un tiers de période ou T/q).

Indice de pulsation p de la tension redressée.

L'indice de pulsation p donne le nombre de portions de sinusoïde par période de la tension redressée. Par exemple, pour le montage PD3, nous verrons que l'indice de pulsation est égal à 6 (la tension redressée se compose de six portions par période).

2.2 Facteur de forme

La valeur du facteur de forme caractérise la tension redressée. Plus cette valeur est proche de l'unité, plus la tension obtenue est voisine d'une grandeur continue.

Ce coefficient sert à comparer des montages redresseurs différents entre eux.

Par définition, on nomme facteur de forme le rapport :

$$F = \frac{U_{eff}}{U_0}$$

avec : U_{eff} : valeur efficace de la tension considérée ;

U_0 : valeur moyenne de la tension considérée.

2.3 Principe de l'étude d'un montage

L'étude d'un montage doit servir, pour le concepteur, à déterminer les caractéristiques de chaque élément constitutif (transformateur, diodes, thyristors,...). Elle doit également permettre de calculer et définir les protections contre des échauffements dus à des surtensions ou surcourants (dus à des courts-circuits) éventuels.

On procède en général en quatre étapes :

1. **Etude des tensions** (de l'entrée vers la sortie). En partant des tensions alternatives à l'entrée, on calcule la tension redressée à vide et la tension maximale aux bornes des semi-conducteurs. Pour cette étude on suppose négligeables les impédances de la source et des éléments du montage, ce qui est réaliste compte tenu des faibles chutes de tension qu'elles occasionnent.
2. **Etude des courants** (de la sortie vers l'entrée). A partir du courant débité supposé continu, on calcule la valeur du courant dans les semi-conducteurs ainsi que dans les enroulements secondaires et primaires du transformateur. Les chutes de tension dues aux impédances citées précédemment sont négligées.
3. **Etude des chutes de tension**. A l'aide des courants ainsi déterminés, on peut maintenant calculer les diminutions de la tension redressée dues aux résistances, aux inductances et à la chute de tension interne des semi-conducteurs.
4. **Etude du fonctionnement en court-circuit**. On se reportera à la bibliographie fournie à la fin du cours pour aborder cette étude.

3. Redressement non commandé (diodes)

On n'étudiera dans ce chapitre que l'allure des tensions obtenues au moyen de montages redresseurs triphasés. Puis on déduira les formules générales pour les systèmes de tension polyphasés. Les diodes sont supposées parfaites (interrupteurs parfaits) et le courant à la sortie du montage redresseur continu (charge fortement inductive). On supposera également négligeable l'inductance ramenée au secondaire du transformateur.

3.1 Grandeurs caractéristiques des modes de redressement parallèle et parallèle double

3.1.1 Fonctionnement des redresseurs simple alternance : montage P3

Dans le cas général, les q phases, sièges des q tensions alternatives à redresser, sont couplées en étoile. Grâce à q diodes formant par exemple un commutateur "plus positif", à chaque instant, la borne M est reliée à la plus positive des bornes 1, 2,, q . La tension redressée u_d est recueillie entre M et le point neutre N .

Dans ce type de redresseur, les diodes effectuent un seul choix. Nous utilisons l'adjectif "parallèle" (P) pour ce type de montage car entre les deux bornes de sortie, on trouve en parallèle les q voies formées chacune par un enroulement et une diode.

La figure 3-3 représente le montage P3, avec le commutateur à trois diodes. Seul le secondaire en étoile du transformateur est représenté.

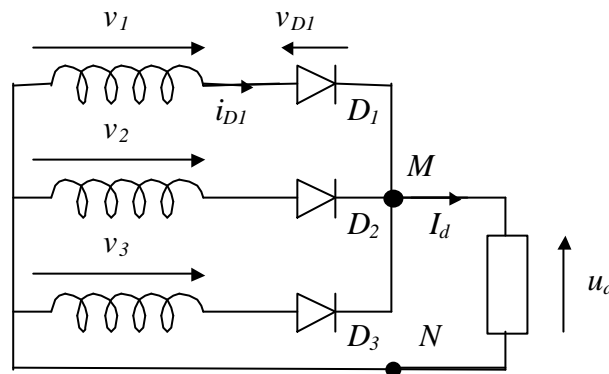


Figure 3-3. Redresseur simple alternance. Montage parallèle P3.

Seule la diode dont l'anode est au plus haut potentiel peut conduire.

Supposons qu'à un instant donné, v_1 est la tension la plus élevée. Si la diode D_2 conduit ($v_{D2} = 0$, $u_d = v_2$), D_1 se trouve sous la tension : $v_{D1} = v_1 - u_d = v_1 - v_2 > 0$ et devient passante.

On a alors : $v_{D1} = 0$ et $v_{D2} = v_2 - v_1 < 0$

donc la diode D_2 se bloque. On a donc :

$$u_d = v_1 \text{ quand } v_1 > v_2 \text{ et } v_3$$

$$u_d = v_2 \text{ quand } v_2 > v_1 \text{ et } v_3$$

$$u_d = v_3 \text{ quand } v_3 > v_1 \text{ et } v_2$$

On obtient en définitive le graphe de la figure 3-4.

La diode D_i conduit lorsque la tension v_i est la plus grande.

Ainsi chaque diode conduit pendant un tiers de la période. On a représenté dans le tableau sous le graphe les intervalles de conduction des diodes (0 : diode bloquée ; 1 : diode passante) ainsi que les expressions des tensions u_d et v_{D1} .

$$v_{D1} = v_1 - u_d$$

Soit : $v_{D1} = 0$ lorsque D_1 conduit,

$v_{D1} = v_1 - v_2$ lorsque D_2 conduit

$v_{D1} = v_1 - v_3$ lorsque D_3 conduit.

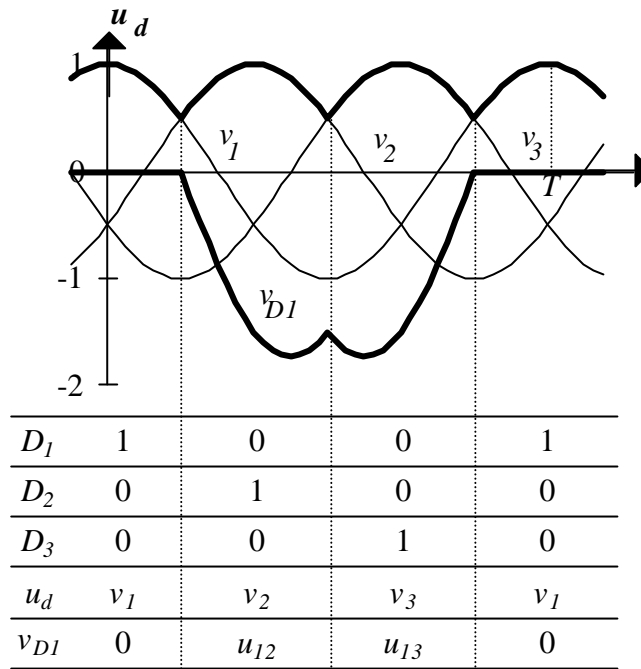


Figure 3-4. Montage P3 : tension redressée.

3.1.1.1 Etude de la tension redressée

La tension redressée u_d est périodique de période $T/3$ (T/p).

Entre $-T/6$ ($-T/2p$) et $+T/6$ ($+T/2p$), cette tension s'exprime :

$$u_d(t) = U_{dM} \cos \omega t$$

avec : $U_{dM} = V\sqrt{2}$, V étant la valeur efficace des tensions simples.

- Valeur moyenne.

On note U_{dio} la valeur moyenne de $u_d(t)$ dans le cas idéal envisagé (indices : i pour idéal ($I_d = Cte$) ; 0 pour moyenne ; d pour disponible).

On calcule :

$$U_{dio} = \frac{1}{T/3} \int_{-T/6}^{+T/6} u_d \cdot dt = U_{dM} \frac{\text{Sin}(\mathbf{p}/3)}{\mathbf{p}/3} = 0,83U_{dM}$$

Dans le cas général :

$$U_{dio} = \frac{1}{T/p} \int_{-T/2p}^{+T/2p} u_d \cdot dt = U_{dM} \frac{\text{Sin}(\mathbf{p}/p)}{\mathbf{p}/p}$$

- Valeur efficace.

On calcule :

$$U_{dieff} = \sqrt{\frac{1}{T/3} \int_{-T/6}^{+T/6} u_d^2 \cdot dt} = \frac{U_{dM}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\text{Sin}(2\mathbf{p}/3)}{2\mathbf{p}/3}} = 0,84U_{dM}$$

Dans le cas général :

$$U_{dieff} = \sqrt{\frac{1}{T/p} \int_{-T/2p}^{+T/2p} u_d^2 \cdot dt} = \frac{U_{dM}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\text{Sin}(2\mathbf{p}/p)}{2\mathbf{p}/p}}$$

- Facteur de forme.

$$F = \frac{U_{dieff}}{U_{dio}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{1 + \frac{\text{Sin}(2\mathbf{p}/3)}{2\mathbf{p}/3}}}{\frac{\text{Sin}(\mathbf{p}/3)}{\mathbf{p}/3}} = 1,02$$

Dans le cas général :

$$F = \frac{U_{dieff}}{U_{di0}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{1 + \frac{\sin(2p/p)}{2p/p}}}{\frac{\sin(p/p)}{p/p}}$$

Remarque : pour un système monophasé et un redressement simple alternance, le facteur de forme est égal à $p/2 = 1,57$.

3.1.1.2 Etude des courants

• Courant dans la charge.

Ce courant est constant par hypothèse (charge fortement inductive).

Le montage P3 présente à chaque instant une diode susceptible d'être passante. L'hypothèse d'avoir I_d constant est donc réaliste.

• Courant dans une diode.

Le courant dans les diodes est égal à I_d lorsque la diode considérée est passante. Il est égal à 0 si la diode est bloquée. Chaque diode est donc parcourue par un courant d'intensité I_d pendant une fraction $1/q$ de la période T des tensions d'alimentation. L'intensité i_{f1} du courant traversant D_1 évolue donc comme l'indique la figure 3-5.

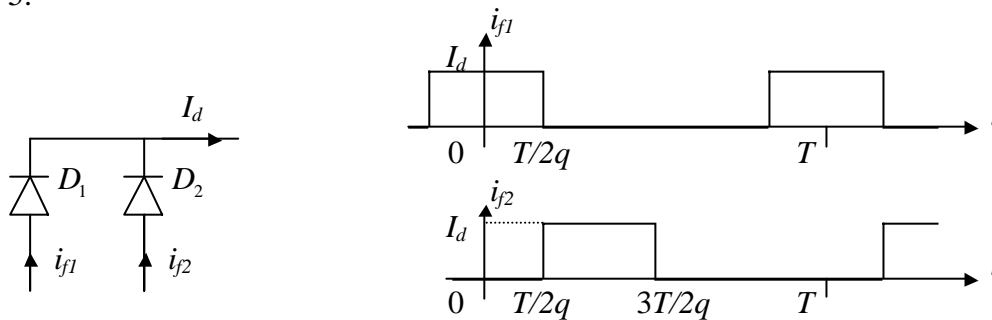


Figure 3-5. Montage Pq. Courant dans une diode.

On en déduit aisément les valeurs moyenne et efficace du courant dans une diode pour $q = 3$:

$$I_{fi0} = \frac{1}{T} \int_{-T/6}^{T/6} I_d dt = \frac{I_d}{3} \quad \text{et} \quad I_{fieff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/6}^{T/6} I_d^2 dt} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

Dans le cas général :

$$I_{fi0} = \frac{1}{T} \int_{-T/2q}^{T/2q} I_d dt = \frac{I_d}{q} \quad \text{et} \quad I_{fieff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/2q}^{T/2q} I_d^2 dt} = \frac{I_d}{\sqrt{q}}$$

• Courants dans les enroulements secondaires du transformateur.

Le courant dans un enroulement secondaire est identique au courant passant dans la diode qui lui est connectée. D'où les valeurs caractéristiques de son intensité I_s :

$$I_{si0} = I_{fi0} = \frac{I_d}{q} \quad \text{et} \quad I_{sieff} = I_{fieff} = \frac{I_d}{\sqrt{q}}$$

3.1.1.3 Tension inverse maximale aux bornes d'une diode

Le choix des composants d'un montage redresseur nécessite la connaissance de la valeur maximale de la tension inverse appliquée à chaque diode. On a tracé sur la figure 3-4 l'allure de la tension aux bornes de D_1 (v_{D1}).

Si on note V la valeur efficace des tensions secondaires simples, la valeur maximale de la tension inverse supportée par D_1 vaut :

$$U_{iM} = \text{Max}(v_1 - v_3) = \text{Max}(v_1 - v_2) = U\sqrt{2} = \sqrt{3}V\sqrt{2} = V\sqrt{6}$$

U étant la valeur efficace des tensions composées secondaires.

On exprime généralement ces grandeurs en fonction de la valeur moyenne de la tension redressée :

$$U_{di0} = \frac{3}{\mathbf{p}} U_{aM} \text{Sin}(\mathbf{p}/3) = \frac{3\sqrt{2}}{\mathbf{p}} V \text{Sin}(\mathbf{p}/3) = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\mathbf{p}} V$$

D'où :

$$U_{iM} = \frac{2\pi}{3} U_{di0} = 2,10U_{di0}$$

Dans le cas général :

- pour q impair :
$$U_{iM} = 2V\sqrt{2} \text{Cos} \frac{\mathbf{p}}{2q}$$
- pour q pair :
$$U_{iM} = 2V\sqrt{2}$$

3.1.2 Redressement parallèle double ou en pont : montage PD3

Dans le cas général, les q enroulements, sièges des q tensions alternatives v_1, v_2, \dots, v_q , sont encore couplés en étoile, mais on utilise $2q$ diodes.

Le premier groupe, D_1, D_2, \dots, D_q , forme un commutateur "plus positif" et réunit M à la plus positive des bornes 1, 2, ..., q . Le second groupe, D'_1, D'_2, \dots, D'_q , forme un commutateur "plus négatif" et relie N à la plus négative des bornes 1, 2, ..., q . Cet ensemble de $2q$ diodes est couramment appelé pont de diodes. La tension redressée u_d , recueillie entre M et N , est égale, à chaque instant, à la plus grande différence entre les tensions d'entrée. Le montage effectue donc un double choix, d'où le sigle PD (parallèle double) utilisé.

La figure 3-6 représente le redresseur PD3. Seul le secondaire du transformateur est représenté.

Ce montage est à comparer au pont de Graëtz en monophasé et à ce titre il peut également être appelé triphasé double alternance.

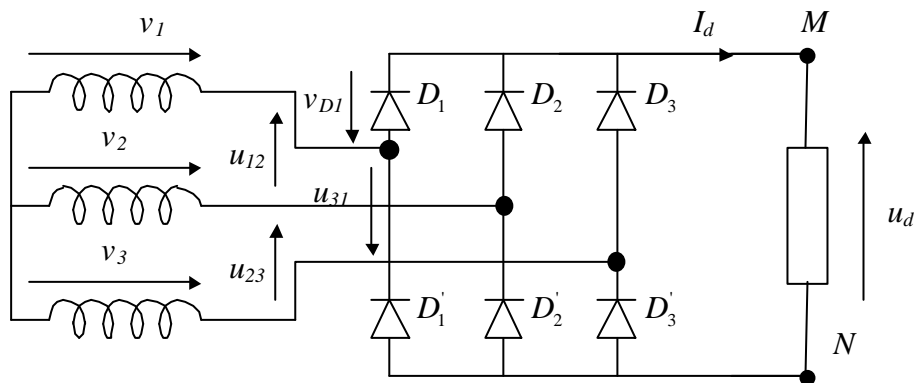


Figure 3-6. Redresseur double alternance. Montage PD3.

Le secondaire du transformateur est couplé en étoile et connecté à deux groupes de diodes : un commutateur à cathode commune (D_1, D_2, D_3) et un commutateur à anode commune (D'_1, D'_2, D'_3). L'existence d'un courant continu dans la charge exige la conduction de deux diodes à tout instant, une de chaque commutateur.

La règle pour déterminer les diodes passantes est la même que pour le montage P3 :

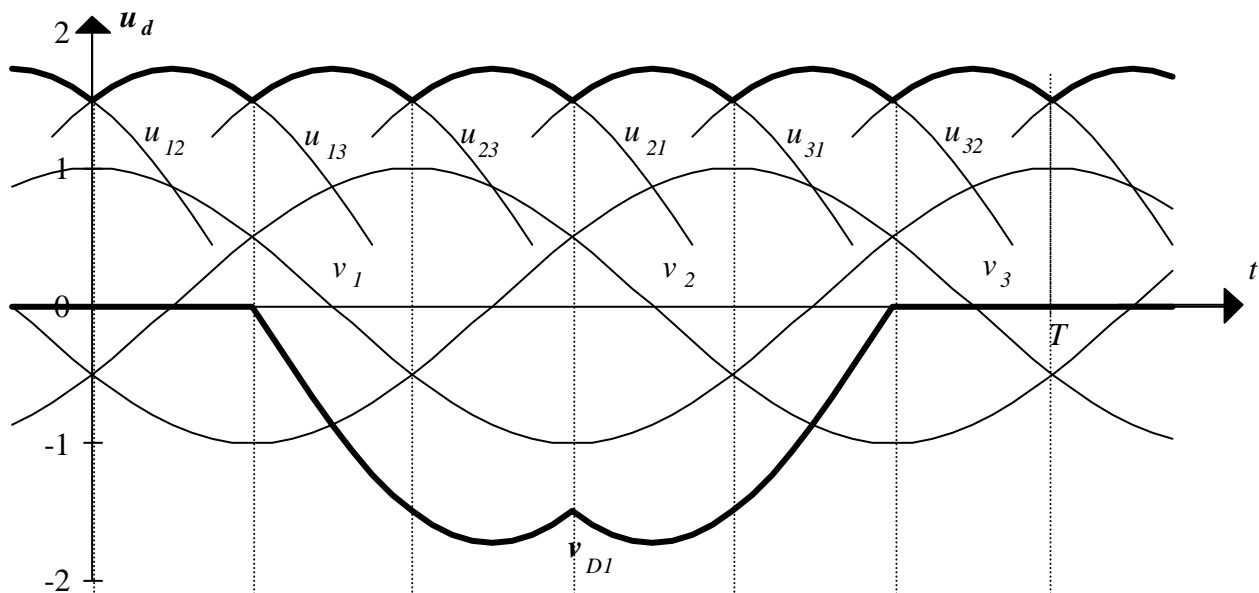
- pour le commutateur à cathode commune, la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé conduit, d'où la dénomination « + positif » ;
- pour le commutateur à anode commune, la diode dont la cathode est au potentiel négatif le plus faible conduit, d'où la dénomination « + négatif ».

Donc :

- lorsque $v_1 > v_3 > v_2$, D_1 et D'_2 conduisent : $u_d = v_1 - v_2$;
- lorsque $v_1 > v_2 > v_3$, D_1 et D'_3 conduisent : $u_d = v_1 - v_3$;
- lorsque $v_2 > v_1 > v_3$, D_2 et D'_3 conduisent : $u_d = v_2 - v_3$;
- etc ...

Chaque diode conduit ainsi pendant un tiers de période (on dira que l'indice de commutation de ce montage est $q = 3$) tandis que la tension redressée se compose de six portions de sinusoi des par période T (on dira que l'indice de pulsation est $p = 6$) ; ces deux indices avaient des valeurs égales dans le cas des montages parallèles simples.

Sur la figure 3-7, on a représenté l'allure de la tension redressée u_d ainsi que la tension aux bornes de la diode D_1 (v_{D1}).



D_1	1	0	0	0	0	1
D_2	0	1	1	0	0	0
D_3	0	0	0	1	1	0
D'_1	0	0	1	1	0	0
D'_2	0	0	0	0	1	1
D'_3	1	1	0	0	0	0
u_{D1}	0	u_{12}	u_{12}	u_{13}	u_{13}	0

Figure 3-7. Montage PD3 - tension redressée.

3.1.2.1 Etude de la tension redressée

La tension redressée u_d est périodique de période T/p ($T/6$).

Entre 0 et T/p ($T/6$), cette tension a pour expression :

$$u_d = U_{dM} \cos \omega t$$

avec : $U_{dM} = U\sqrt{2}$, U étant la valeur efficace des tensions composées.

- Valeur moyenne.

$$U_{di0} = \frac{1}{T/6} \int_{-T/12}^{+T/12} u_d \cdot dt = U_{dM} \frac{\text{Sin}(p/6)}{p/6} = 0,95.U_{dM}$$

- Valeur efficace.

$$U_{dieff} = \sqrt{\frac{1}{T/6} \int_{-T/12}^{+T/12} u_d^2 \cdot dt} = \frac{U_{dM}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1 + \text{Sin}(2p/6)}{2p/6}} = 0,94.U_{dM}$$

- Facteur de forme.

$$F = \frac{U_{dieff}}{U_{di0}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{1 + \frac{\text{Sin}(2p/6)}{2p/6}}}{\frac{\text{Sin}(p/6)}{p/6}} = 1,0009$$

Ce résultat montre clairement que la forme de la tension redressée est plus proche du continu que pour le montage P3 ($F = 1,02$).

3.1.2.2 Etude des courants

- Courant dans une diode.

Chaque diode conduit pendant $T/3$.

Par un raisonnement analogue à celui utilisé pour les montages parallèles, on déduit :

$$I_{fi0} = \frac{1}{T} \int_0^{T/3} I_d dt = \frac{I_d}{3} \quad \text{et} \quad I_{fieff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/3} I_d^2 dt} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

Dans le cas général :

$$I_{fi0} = \frac{I_d}{q} \quad \text{et} \quad I_{fieff} = \frac{I_d}{\sqrt{q}}$$

- Courant dans les enroulements secondaires du transformateur.

On voit sur la figure 3-8a) que l'intensité i_{s1} du courant de l'enroulement secondaire étudié s'exprime :

$$i_{s1} = i_{f1} - i_{f1'}$$

où i_{f1} et $i_{f1'}$ sont les intensités du courant dans les diodes D_1 et D_1' .

Chacune de ces diodes conduit le courant de la charge durant $T/3$; leur débloccage est décalé dans le temps d'une demi période (voir graphe figure 3-7). Le graphe de l'intensité i_{s1} est donc celle de la figure 3-8b). Les valeurs moyenne et efficace ont respectivement pour expression :

$$I_{si0} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T/3} I_d \cdot dt + \int_{T/2}^{T/2+T/3} (-I_d) \cdot dt \right\} = 0 \quad \text{et} \quad I_{sieff} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/3} I_d^2 \cdot dt} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}}$$

Dans le cas général :

$$I_{sieff} = I_d \sqrt{\frac{2}{q}}$$

La valeur moyenne de l'intensité des courants secondaires est nulle et la valeur efficace est $\sqrt{2}$ fois plus grande qu'en commutation parallèle, à courant égal.

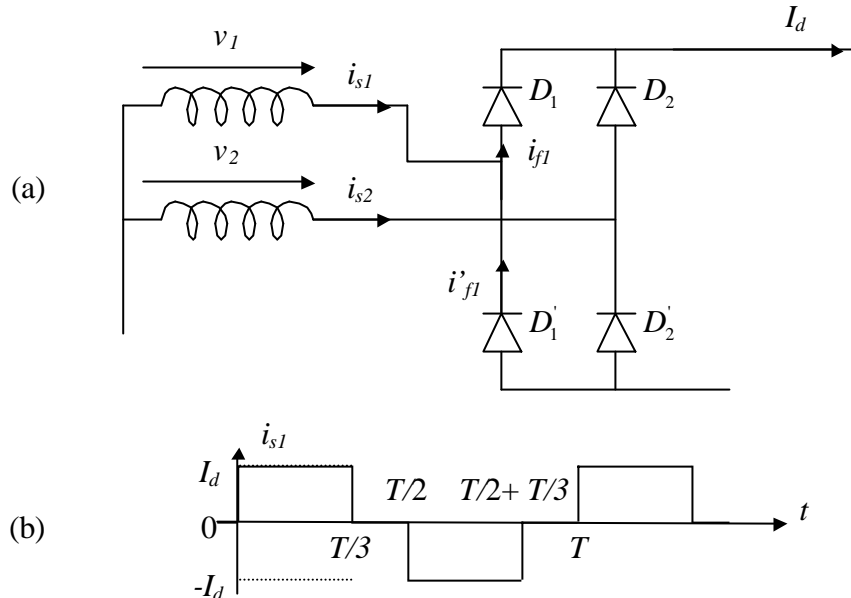


Figure 3-8. Montage PDq. Courant au secondaire du transformateur (enroulement 1).

3.1.2.3 Tension inverse maximale aux bornes d'une diode

On a établi sur la figure 3-7 que les montages parallèles doubles imposent aux diodes de supporter en inverse la valeur maximale de la tension redressée : $U_{iim} = U_{dm}$.

On obtient alors :
$$U_{iim} = U_{dm} = \frac{p/6}{\sin(p/6)} U_{di0} = 1,047 U_{di0}$$

3.2 Facteurs de puissance

3.2.1 Rappel

Considérons une charge alimentée par une tension sinusoïdale $u(t) = U\sqrt{2}\cos(\omega t)$. Le courant traversant la charge est appelé $i(t)$ avec $i(t) = I\sqrt{2}\cos(\omega t + \mathbf{j})$.

La puissance disponible est donc : $p(t) = u(t) \cdot i(t)$, \mathbf{j} étant le déphasage entre $u(t)$ et $i(t)$ ($i(t)$ étant pris comme référence de phase).

Soit :

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = 2UICos(\omega t) \cdot Cos(\omega t + \mathbf{j}) = UI[Cos(2\omega t + \mathbf{j}) + Cos(\mathbf{j})].$$

La puissance disponible peut donc se décomposer en une somme de la puissance moyenne disponible appelée **puissance active** $P_a = UICos\mathbf{j}$ et de la puissance fluctuante $P_f = UICos(2\omega t + \mathbf{j})$.

$Cos\mathbf{j}$ est appelé **facteur de puissance**.

3.2.2 Facteur de puissance secondaire

Par extension de la définition donnée en régime sinusoïdal, on nommera facteur de puissance du primaire ou du secondaire (du transformateur) le rapport de la puissance active disponible en sortie du montage et de la puissance apparente développée dans les enroulements du transformateur :

$$f_p = \frac{P_a}{S}$$

On abordera dans ce cours uniquement au facteur de puissance secondaire. On pourra se reporter à la bibliographie fournie pour le calcul du facteur de puissance primaire concernant les différents types de montages abordés.

Si on suppose le transformateur et les diodes parfaits, la puissance active se réduit à celle consommée par la charge et a pour expression :

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T u_d \cdot i_d \cdot dt .$$

Le courant de charge étant supposé constant et égal à I_d (charge fortement inductive), on a :

$$P_a = I_d \frac{1}{T} \int_0^T u_d \cdot dt = U_{di0} I_d .$$

3.2.2.1 Montage parallèle

On a $p = q$ enroulements secondaires fournissant des tensions sinusoïdales de valeur efficace V et parcourus par des courants d'intensité efficace I_{sieff} ; d'où la puissance apparente développée par le secondaire :

$$S = p \cdot V \cdot I_{sieff} .$$

On a vu au §3.1.1.2. que :

$$I_{sieff} = \frac{I_d}{\sqrt{q}} .$$

Donc :

$$S = q \cdot V \cdot \frac{I_d}{\sqrt{q}} = \sqrt{q} \cdot V \cdot I_d .$$

En reportant l'expression de U_{di0} établie au §3.1.1.1., on obtient l'expression de P_a :

$$P_a = \frac{p}{\mathbf{p}} \text{Sin}\left(\frac{\mathbf{p}}{p}\right) \sqrt{2} \cdot V \cdot I_d$$

et celle du facteur de puissance :

$$f_p = \frac{P_a}{S} = \frac{\sqrt{2p}}{\mathbf{p}} \text{Sin}\left(\frac{\mathbf{p}}{p}\right) .$$

Le tableau 3-1 donne les valeurs de f_p obtenues pour quelques valeurs de p .

p	2	3	4	5	6
f_p	0,636	0,675	0,636	0,592	0,55

Tableau 3-1. Facteur de puissance.

Le facteur de puissance passe donc par son maximum pour les montages triphasés.

C'est donc en triphasé que le produit $p \cdot I_{sieff}$, qui définit les dimensions du secondaire (nombre d'enroulements multiplié par la valeur efficace du courant dans ces enroulements), passe par sa valeur minimum puisque d'après ce que l'on a écrit précédemment :

$$p \cdot I_{sieff} = \frac{S}{V} = \frac{P_a}{V \cdot f_p} .$$

3.2.2.2 Montage parallèle double

On a q enroulements secondaires fournissant des tensions sinusoïdales de valeur efficace V et parcourus par des courants d'intensité efficace I_{sieff} ; d'où la puissance apparente développée par le secondaire :

$$S = q \cdot V \cdot I_{sieff}.$$

On a vu au §3.1.2.2. que :

$$I_{sieff} = \sqrt{\frac{2}{q}} \cdot I_d.$$

Donc :

$$S = \sqrt{2q} \cdot V \cdot I_d.$$

En reportant l'expression de U_{dio} établie au §3.1.2.1., on obtient l'expression de P_a :

$$P_a = \frac{p}{P} \sin\left(\frac{p}{p}\right) U_{dM} \cdot I_d$$

et celle du facteur de puissance : $f_p = \frac{P_a}{S} = \frac{p}{P\sqrt{2q}} \sin\left(\frac{p}{p}\right) \cdot \frac{U_{dM}}{V}.$

Quelque soit la valeur de p , on peut montrer que l'on obtient alors :

$$f_p = \frac{2}{P} \sqrt{q} \cdot \sin\left(\frac{p}{q}\right).$$

Le tableau 3-2 donne les valeurs de f_p obtenues pour quelques valeurs de p .

	PD2	PD3	PD4	PD6
p	2	6	4	6
q	2	3	4	6
f_p	0,900	0,955	0,900	0,780

Tableau 3-2. Facteur de puissance.

De même que pour les montages parallèle simple, le facteur de puissance passe donc par son maximum pour les montages triphasés.

3.2.2.3 Conclusion

- Le facteur de puissance est maximum en triphasé. A puissance active disponible pour l'utilisateur P_a et amplitude de la tension redressée U_{dM} données, la masse de cuivre concernant le transformateur est la plus faible en triphasé.
- Le facteur de puissance des montages parallèle double est meilleur que celui des montages parallèle simple.

On peut donc conclure que le montage PD3 est le plus efficace (idem S3) des montages parallèles pour ce qui concerne la rentabilité du transformateur. Il est clair cependant que ce montage nécessite 6 diodes au lieu de 3 pour le montage P3.

3.3 Chutes de tension en charge (fonctionnement normal)

Jusqu'ici nous avons supposé la source et le redresseur parfaits. En fait, les impédances des éléments du redresseur et celle du réseau qu'il alimente entraînent une diminution de la valeur moyenne U_{dio} de la tension redressée au fur et à mesure que le courant continu débité I_d croît. Au début de la caractéristique de tension (U_{do} , I_d), c'est-à-dire entre la marche à vide et la marche en pleine charge, la chute de tension moyenne totale ΔU_{do} est d'ordinaire faible par rapport à la tension à vide.

On peut donc, avec une bonne approximation, calculer la chute de tension totale :

- en ajoutant les chutes de tension dues aux diverses causes,
- en calculant chacune de ces chutes de tension partielles sans tenir compte des phénomènes qui sont à l'origine des autres.

La chute de tension totale est obtenue en ajoutant :

- la chute due aux commutations (empiétements) $\Delta_1 U_{d0}$;
- la chute due aux résistances $\Delta_2 U_{d0}$;
- la chute due aux diodes $\Delta_3 U_{d0}$.

On écrit : $U_{do} = U_{dio} - \mathbf{DU}_{do}$
avec : $\mathbf{DU}_{do} = \Delta_1 U_{d0} + \Delta_2 U_{d0} + \Delta_3 U_{d0}$

Surtout pour les montages de forte puissance, c'est le phénomène d'empiétement lors des commutations qui est à l'origine de la principale chute de tension.

Remarque: pour l'étude des chutes de tension en fonctionnement normal, on a de plus en plus recours à la simulation (SPICE). Il s'avère cependant important de comprendre leur origine et de savoir les répertorier.

3.3.1 Chutes de tension inductives dues à la commutation des diodes : phénomène d'empiétement

Nous avons jusqu'ici supposé tous les éléments du redresseur parfaits, et en particulier le transformateur. En réalité, les enroulements primaire et secondaire du transformateur présentent des inductances de fuite (voir 1ère partie du module M6). En conséquence, l'intensité du courant ne peut varier de façon discontinue dans ces éléments et la commutation ne peut être instantanée : l'intensité du courant dans la diode qui se bloque ne peut passer instantanément de I_d à 0 tandis que celle de la diode qui s'enclenche passe de 0 à I_d . On se propose dans ce paragraphe d'étudier l'influence de ce phénomène sur la tension redressée. Nous allons chercher à évaluer la chute de tension moyenne de la moyenne de la tension redressée liée au phénomène d'empiétement $\Delta_1 U_{d0}$.

Pour simplifier l'étude (nous généraliserons à la fin), nous considérons la commutation entre deux diodes d'un commutateur parallèle. Nous supposons constante l'intensité du courant de la charge (charge fortement inductive) et nommons l l'inductance totale de fuite ramenée au secondaire du Transformateur. La figure 3-9a) décrit le montage étudié. La figure 3-9b) décrit l'allure des tensions et courants mis en jeu.

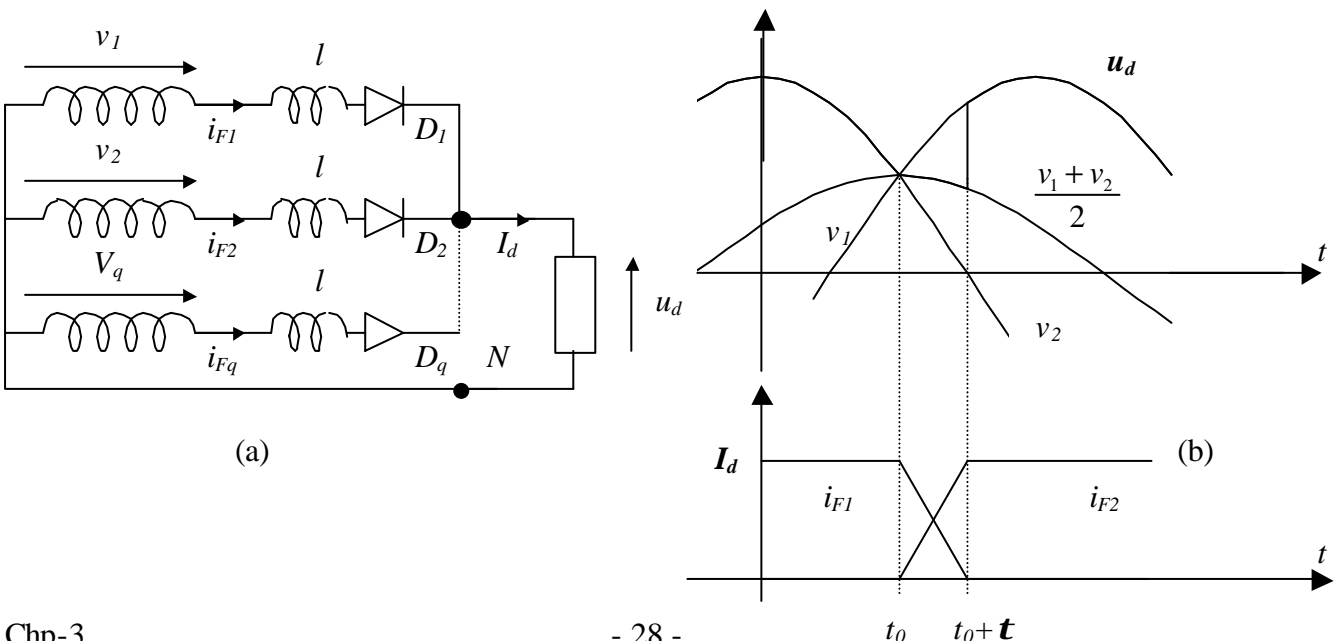


Figure 3-9. a) Montage. b) Phénomène d'empiétement.

• **Calcul de la chute de tension moyenne :**

A l'instant t_0 où $v_1(t) = v_2(t)$, les diodes commutent : l'intensité i_{F2} du courant dans D_2 cesse d'être nulle et commence à augmenter. i_{F2} prend la valeur I_d à l'instant $t_0 + t$ où se termine la commutation. Simultanément l'intensité i_{F1} du courant dans D_1 est passée de I_d à l'instant t_0 à 0 à l'instant $t_0 + t$. Pendant la durée t , les deux diodes sont simultanément conductrices ; c'est le phénomène d'empiétement (la diode D_1 reste enclenchée au-delà de la limite idéale de conduction et empiète sur la région de conduction de D_2). Pendant la durée t de l'empiétement la tension redressée u_d doit satisfaire à (loi des mailles) :

$$u_d = v_1 - l \frac{di_{F1}}{dt} = v_2 - l \frac{di_{F2}}{dt}$$

Le courant de charge est supposé d'intensité constante I_d , ce qui impose :

$$i_{F1} + i_{F2} = I_d = C^{te} \Rightarrow \frac{di_{F1}}{dt} + \frac{di_{F2}}{dt} = 0$$

d'où :

$$u_d = v_1 - l \frac{di_{F1}}{dt} = v_2 + l \frac{di_{F1}}{dt} \Rightarrow u_d = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Pendant la durée t de l'empiétement la tension redressée vaut donc $\frac{1}{2}(v_1 + v_2)$ au lieu de v_2 dans le cas idéal. Au delà de l'instant $t_0 + t$, on a :

$$i_{F1} = 0 \quad i_{F2} = I_d \quad u_d = v_2$$

d'où l'allure de la tension u_d représentée sur la figure 3-9b).

Si la commutation était instantanée, la tension redressée u_d vaudrait v_2 au delà de l'instant t_0 ; l'empiétement se traduit donc par une chute de tension instantanée:

$$\Delta_1 u_d = u_{di} - u_d = v_2 - \frac{1}{2}(v_1 + v_2) = \frac{1}{2}(v_2 - v_1) = l \frac{di_{F2}}{dt}$$

où u_{di} est la forme de la tension redressée dans le cas d'une commutation instantanée.

La valeur moyenne de $\Delta_1 u_d$ vaut donc :

$$\Delta_1 U_{d0} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+t} \frac{1}{2}(v_2 - v_1) dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+t} l \frac{di_{F2}}{dt} dt = \frac{1}{T} \int_0^{I_d} l di_{F2} = \frac{1}{T} \cdot l \cdot I_d$$

soit encore :

$$\Delta_1 U_{d0} = \frac{1}{T} l \cdot I_d = \frac{l \mathbf{w}}{2 \mathbf{p}} I_d$$

En conclusion, on voit que la chute de tension moyenne en charge est d'autant plus grande que l'inductance de fuites ramenée au secondaire est plus importante et l'intensité du courant à commuter plus grande.

• **Calcul de la durée t de l'empiétement en fonction de l , w et U :**

U est la valeur efficace de la tension composée appliquée entre les anodes des deux diodes qui commutent.

Les relations :

$$u_d = v_1 - l \frac{di_{F1}}{dt} = v_2 - l \frac{di_{F2}}{dt} = v_1 + l \frac{di_{F2}}{dt}$$

impliquent :

$$2l \frac{di_{F2}}{dt} = v_2 - v_1 = u_{21} = U \sqrt{2} \sin(\mathbf{w}(t - t_0)).$$

D'où :

$$i_{F2} = -\frac{U \sqrt{2}}{2l \mathbf{w}} \cos(\mathbf{w}(t - t_0)) + C^{te}.$$

A l'instant $t = t_0$, début de la commutation, l'intensité i_{F2} est nulle, ce qui permet de déterminer la

constante d'intégration :

$$C^{te} = \frac{U \sqrt{2}}{2l \mathbf{w}}.$$

D'où :
$$i_{F2} = \frac{U\sqrt{2}}{2l\omega} (1 - \cos(\omega(t - t_0)))$$

L'instant $t_0 + t$ définit la fin de l'empiétement à laquelle i_{F2} prend la valeur I_d . Donc :

$$I_d = \frac{U\sqrt{2}}{2l\omega} (1 - \cos(\omega t))$$

D'où :
$$t = \frac{1}{\omega} \text{ArcCos} \left(1 - \frac{2l\omega}{U\sqrt{2}} I_d \right) = \frac{T}{2p} \text{ArcCos} \left(1 - \frac{\sqrt{2}l\omega}{U} I_d \right)$$

La durée de l'empiétement est donc d'autant plus grande que l'intensité du courant à commuter est importante et que l'inductance de fuite est plus élevée. Elle diminue lorsque l'amplitude de la tension composée qui provoque la commutation augmente.

Remarque : sur la figure 3-9b), on a représenté une croissance de i_{F1} de 0 à I_d (avec décroissance simultanée de i_{F2}) linéaire. En réalité cette croissance sera exponentielle du fait de l'impédance ramenée au secondaire du transformateur, mais cela ne change rien au raisonnement ayant permis de calculer $\Delta_1 U_{d0}$ et t . Les résultats restent également inchangés.

• **Cas général : redresseur quelconque**

La chute de tension est proportionnelle au nombre de commutations par période, soit à l'indice de pulsation p :

$$\Delta_1 U_{d0} = \frac{l\omega}{2p} p \cdot I_d$$

La figure 3-11 donne le graphe des tensions pour le montage redresseur en pont de la figure 3-10 (PD3 pour un couplage du secondaire en étoile, S3 pour un couplage en triangle).

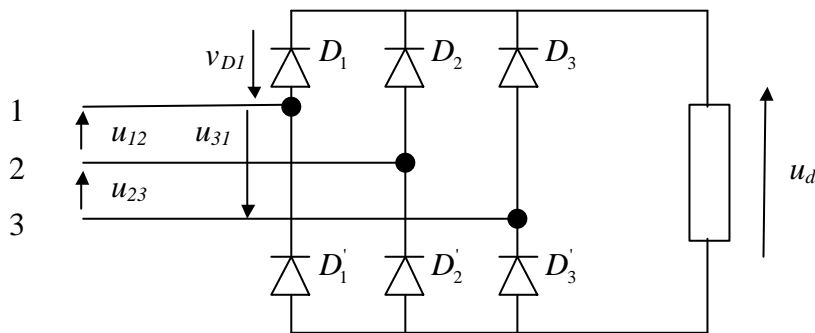


Figure 3-10.

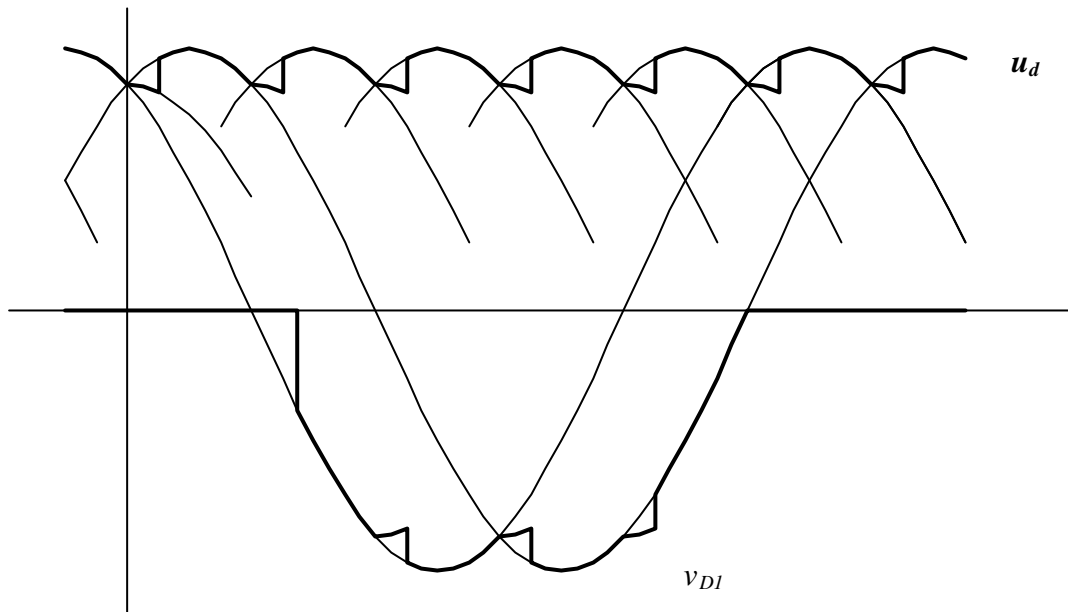


Figure 3-11.

3.3.2 Chute de tension ohmique

Les enroulements du transformateur provoquent une chute de tension continue du fait de leurs résistances propres (que l'on peut ramener au secondaire). Cette chute de tension s'écrit :

$$\Delta_2 u_d = R_s i_s$$

R_s étant la résistance du transformateur ramenée au secondaire et i_s l'intensité du courant dans un enroulement secondaire.

3.3.3 Chute de tension due aux diodes

On sait qu'une diode enclenchée présente une chute de tension :

$$\Delta_3 u_d = V_{seuil} + r_f i_f$$

lorsqu'elle est parcourue par un courant direct d'intensité i_f . Connaissant le nombre de diodes disposées en série et simultanément conductrices et l'intensité du courant de charge, on pourra donc calculer la chute de tension due à ces composants.

3.4 Influence de la nature du récepteur

Pour étudier les divers redresseurs à diodes, nous avons commencé par supposer la source des tensions alternatives parfaite (impédance nulle) et le récepteur de courant fortement inductif conduisant à un courant constant. Puis, pour corriger les résultats obtenus en évaluant la chute de tension en charge, nous avons tenu compte de l'impédance de la source tout en supposant encore le redresseur fortement inductif.

Pour compléter cette étude des redresseurs à diodes, nous allons **examiner l'influence de la nature du récepteur** sur le fonctionnement des montages et la valeur des diverses variables, afin de voir dans quelle mesure il faut corriger les résultats obtenus en supposant le récepteur fortement inductif.

Cette étude corrective supposera la source parfaite.

Les deux cas de charges les plus fréquents sont les suivants :

- récepteur passif, résistant et inductif ;
- récepteur actif comportant en série une résistance, une inductance et une force électromotrice.

Dans le cadre de ce cours, seul le cas du récepteur passif est traité.

Le récepteur est donc constitué d'une charge résistive modélisée par une résistance pure en série avec une inductance pure.

Si, au cours de l'intervalle $-\frac{\pi}{p} < \omega t < \frac{\pi}{p}$ (p étant l'indice de pulsation du montage), on lui applique une

tension $u_d(t) = U_{dM} \cos \omega t$, le courant $i_d(t)$ est toujours positif et la conduction est continue.

Tous les résultats de l'étude des tensions restent utilisables. Par contre le courant $i_d(t)$ n'est plus parfaitement lissé ; l'étude de ses variations au cours d'une de ses périodes montre comment corriger les résultats relatifs aux courants.

Pour $-\frac{\pi}{p} < \omega t < \frac{\pi}{p}$, le courant $i_d(t)$ est solution de :

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = U_{dM} \cos \omega t$$

La solution générale de cette équation (régime transitoire) s'écrit :

$$i_{dG}(t) = K \cdot \exp(-t / \tau)$$

avec : $\tau = \frac{L}{R}$.

La solution particulière (régime permanent) s'écrit sous la forme :

$$i_{dP}(t) = I_M \cdot \cos(\omega t - \mathbf{j})$$

En remplaçant ce résultat dans l'équation différentielle et en prenant par exemple $\omega t - \mathbf{j} = 0$ et

$\omega t - \mathbf{j} = \frac{\pi}{2}$, on obtient facilement I_M et \mathbf{j} :

$$I_M = \frac{U_{dM}}{Z} \quad ; \quad \mathbf{j} = \frac{L\omega}{R} \quad ; \quad Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

Z représente l'impédance équivalente à la charge et \mathbf{j} le déphasage entre le courant $i_d(t)$ et la tension $u_d(t)$ prise comme référence (le courant est en retard sur la tension).

On a donc : $i_d(t) = i_{dG}(t) + i_{dP}(t) = K \cdot \exp(-t / \tau) + I_M \cdot \cos(\omega t - \mathbf{j})$

En désignant par I_0 la valeur de $i_d(t)$ pour $\omega t = 0$ (conditions initiales), on obtient :

$$K = I_0 - I_M \cos \mathbf{j}$$

et
$$i_d(t) = \frac{U_{dM}}{Z} \cos(\omega t - \mathbf{j}) + \left[\left(I_0 - \frac{U_{dM}}{Z} \cos \mathbf{j} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right]$$

On peut caractériser la charge par son facteur de qualité :

$$Q = \frac{L\omega}{R}$$

De façon qualitative, plus le facteur de qualité Q sera élevé, plus le courant redressé $i_d(t)$ se rapprochera du continu (la charge est de plus en plus inductive).

On exprime Z , \mathbf{j} , $\cos \mathbf{j}$ et $\sin \mathbf{j}$ en fonction de Q :

$$Z = R\sqrt{1+Q^2} \quad ; \quad \mathbf{j} = \arctan Q \quad ; \quad \sin \mathbf{j} = \frac{Q}{\sqrt{1+Q^2}} \quad ; \quad \cos \mathbf{j} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2}}$$

De même pour $i_d(t)$:

$$i_d(t) = \frac{U_{dM}}{R} \frac{\cos \omega t + Q \sin \omega t}{1+Q^2} + \left[\left(I_0 - \frac{U_{dM}}{R(1+Q^2)} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right]$$

Pour trouver la valeur de I_0 , on écrit que :

$$i_d\left(-\frac{\pi}{p}\right) = i_d\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

car, en régime permanent, le courant $i_d(t)$ est forcément périodique de même période p/p que la tension redressée $u_d(t)$ du fait que tous les éléments du circuit étudié sont linéaires.

On obtient alors en définitive :

$$I_0 = \frac{U_{dM}}{R(1+Q^2)} \left[\frac{2Q \sin \frac{p}{p}}{p} \frac{1}{\exp\left(\frac{p}{pQ}\right) - \exp\left(-\frac{p}{pQ}\right)} + 1 \right]$$

En reportant dans l'expression de $i_d(t)$, On obtient finalement :

$$i_d(t) = \frac{U_{dM}}{R(1+Q^2)} \left[\cos \omega t + Q \sin \omega t + \frac{Q \sin\left(\frac{p}{p}\right)}{\text{Sh}\left(\frac{p}{pQ}\right)} \exp\left(-\frac{\omega t}{Q}\right) \right]$$

Les figures 3-12 et 3-13 montrent l'allure de $i_d(t)$ pour différentes valeurs de Q pour $R=10\Omega$ et $U_{dM} = 380\sqrt{2}$, respectivement pour $p = 2$ (montage P2) et $p = 3$ (montage P3).

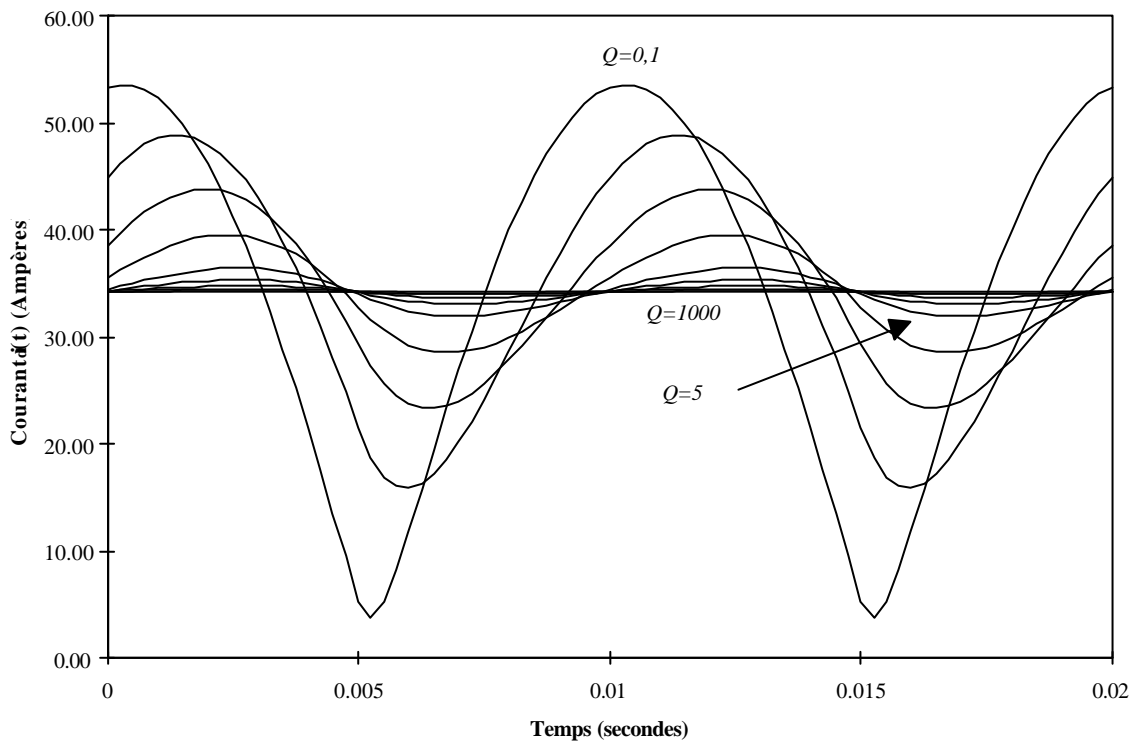


Figure 3-12. Allure du courant redressé $i_d(t)$ pour $p = 2$.

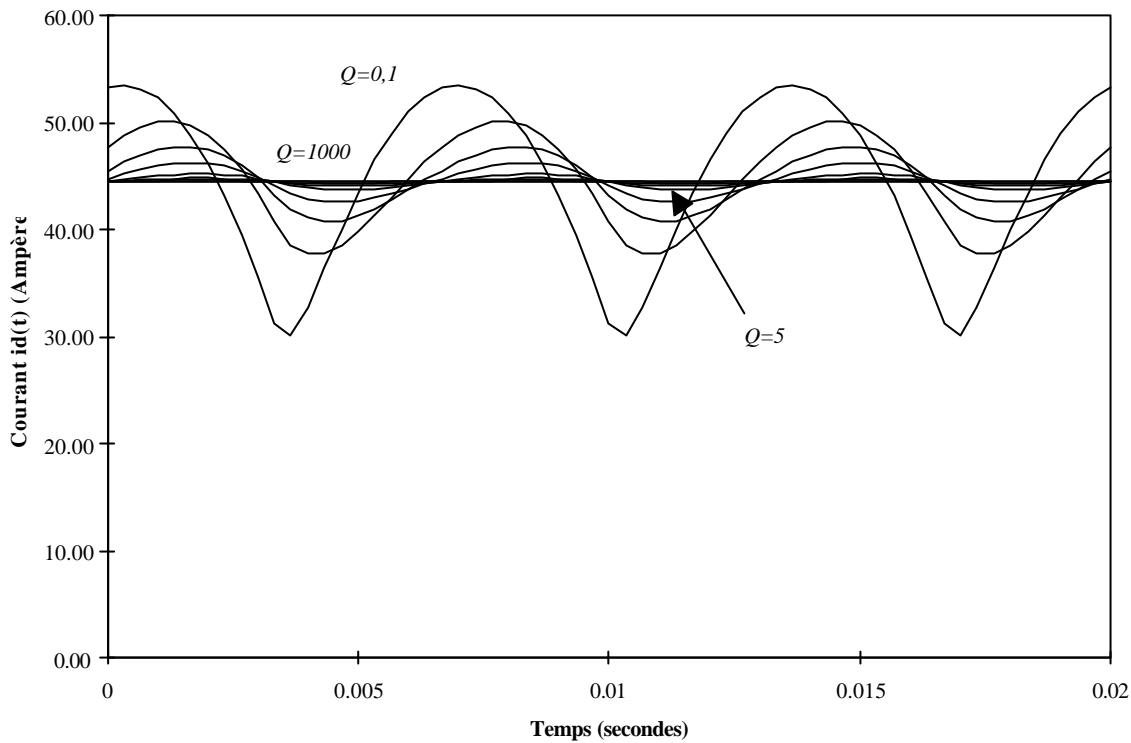


Figure 3-13. Allure du courant redressé $i_d(t)$ pour $p = 3$.

3.4.1 Valeurs caractéristiques du courant redressé

- Valeur moyenne.

La valeur moyenne du courant aux bornes de l'inductance est nulle. Donc la valeur moyenne I_{d0} de $i_d(t)$ est égale à :

$$I_{d0} = \frac{U_{di0}}{R} = \frac{U_{dM}}{R} \frac{p}{p} \text{Sin}\left(\frac{p}{p}\right)$$

- Valeurs minimale et maximale.

Les valeurs minimale et maximale, I_{dM} et I_{dm} , s'obtiennent en recherchant les instants où la dérivée du courant $i_d(t)$ s'annule, soit :

$$\frac{di_d}{d\omega t} = 0$$

Les deux valeurs de ω satisfaisant cette condition correspondent, l'une (ω_m) négative au minimum de $i_d(t)$, l'autre (ω_M) positive à son maximum.

Les valeurs extrêmes du courant, obtenues pour $\frac{di_d}{dt} = 0$ correspondent à $Ri_d = u_d$, soit :

$$I_{dM} = \frac{U_{dM} \text{Cos}(\omega_M)}{R} \text{ et } I_{dm} = \frac{U_{dM} \text{Cos}(\omega_m)}{R}$$

On exprime en général les rapports :

$$\frac{I_{dM}}{I_{d0}} = \frac{I_{dM}}{U_{di0}} \cdot R = \frac{p \text{Cos}(\omega_M)}{p \text{Sin}\frac{p}{p}} \text{ et } \frac{I_{dm}}{I_{d0}} = \frac{I_{dm}}{U_{di0}} \cdot R = \frac{p \text{Cos}(\omega_m)}{p \text{Sin}\frac{p}{p}}$$

- Valeur efficace.

Par définition :

$$I_{deff} = \sqrt{\frac{p}{2p} \int_{-\frac{p}{p}}^{\frac{p}{p}} i_d^2(t) \cdot d\omega} = \sqrt{\frac{p}{T} \int_{-\frac{T}{2p}}^{\frac{T}{2p}} i_d^2(t) \cdot dt}$$

On déduit le facteur de forme :

$$F_{I_d} = \frac{I_{deff}}{I_d}$$

3.4.2 Application aux valeurs usuelles de p

Pour les valeurs les plus usuelles de p , soient 2, 3 et 6, et pour diverses valeurs de Q , les paramètres suivants ont été calculés :

- les valeurs extrêmes de $\frac{i_d}{I_{d0}}$
- le facteur de forme F_{I_d}
- le rapport $\frac{I_0}{I_{d0}}$ (I_0 étant la valeur du courant lors des commutations)

Les résultats sont présentés dans le tableau 3-3.

Ils montrent que le courant redressé s'écarte d'autant moins de sa moyenne que p et Q sont grands.

$Q = \infty$ correspond à l'hypothèse d'une charge infiniment inductive, donnant lieu à un courant constant.

p grand correspond à une tension aux bornes de la charge quasi-constante, et donc à un courant également quasi-constant.

De façon plus fine, on peut remarquer que :

- lorsque l'indice de pulsation est faible, égal à 2 ou 3, on ne peut négliger l'ondulation de $i_d(t)$ que pour les fortes valeurs de Q ;
- pour p égal à 6, l'approximation $i_d(t) = I_d$ est acceptable, même pour $Q=0$ (erreur inférieure à 10%).

	Q	0	0,5	1	2	5	10
$p=2$	I_{dM}	1,57	1,428	1,278	1,156	1,068	1,027
	I_{dm}	0	0,452	0,678	0,834	0,934	0,96
	I_{deff}	1,111	1,055	1,022	1,007	<1,005	
	I_0	0	0,631	0,856	0,958	0,993	>0,995
$p=3$	I_{dM}	1,209	1,127	1,078	1,04	1,017	1,008
	I_{dm}	0,605	0,845	0,927	0,957	0,984	0,992
	I_{deff}	1,017	1,015	1,012	<1,005		
	I_0	0,605	0,916	0,973	0,993	>0,995	
$p=6$	I_{dM}	1,047	1,017	1,009	<1,005		
	I_{dm}	0,907	0,981	0,99	>0,995		
	I_{deff}	<1,005					
	I_0	0,907	0,95	0,974	>0,995		

Tableau 3-3. Valeurs du courant $i_d(t)$ rapportées à I_d .

4. Redressement commandé (Thyristors)

On nomme « redresseur commandé » un montage redresseur dont une partie des diodes a été remplacée par un ensemble équivalent de transistors.

4.1 Montages tout thyristors

Nous nous intéressons dans ce paragraphe aux montages redresseurs ne comprenant que des thyristors. Seul sera abordé dans ce cours le principe de fonctionnement permettant d'obtenir l'allure de la tension redressée et de calculer la valeur moyenne de la tension redressée.

4.1.1 Allure de la tension redressée : exemple du montage P3

Les hypothèses pour l'étude sont les suivantes :

- Thyristors supposés idéaux → pas de chute de tension aux bornes lorsqu'ils sont fermés ; commutation instantanée ;
- Source supposée parfaite → impédance de source nulle ;
- Charge fortement inductive → courant débité $i_d(t)$ constant égal à I_d .

Nous allons étudier le principe de fonctionnement d'un montage P3 dont les Thyristors sont commandés à la fermeture avec un retard angulaire α (temps de retard $= \frac{\alpha}{\omega} = \Delta t$) sur l'amorçage naturel (cas des diodes). Cette étude pourra être appliquée facilement à un montage PD3 ou autre.

La figure 3-14 décrit le montage P3 tout thyristors.

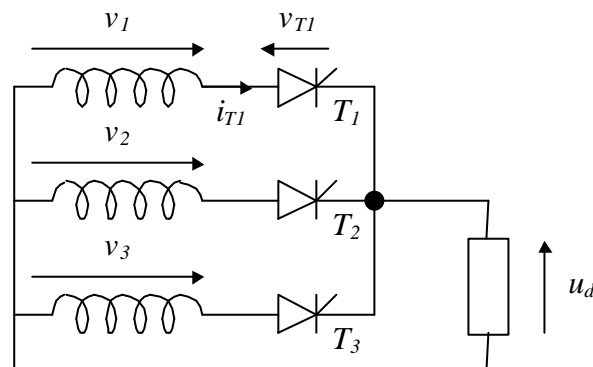


Figure 3-14. Montage P3 tout thyristor.

La figure 3-15 donne les différentes phases de fonctionnement.

- Avant l'instant t_0 on suppose que le thyristor T_3 conduit. On a donc :

$$u_d(t) = v_3(t)$$

- Après t_0 , $v_1(t)$ devient supérieure à $v_2(t)$ et $v_3(t)$; T_1 est polarisé en direct ; il est donc susceptible d'être enclenché par un signal de commande. Tant que T_1 ne reçoit pas d'impulsion de commande, T_3 reste conducteur et :

$$u_d(t) = v_3(t) ; i_{T1} = 0 ; v_{T1}(t) = u_{13}(t)$$

- La commande de la fermeture de T_1 arrive à l'instant $t_1 = t_0 + \Delta t$. Le thyristor T_1 est alors polarisé sous tension directe positive si $u_{13} > 0$. Cette condition impose $\Delta t = t_1 - t_0 < \frac{T}{2}$ ou $\alpha < p$. Pour

$\alpha > \beta$, il n'est plus possible d'amorcer les thyristors car la différence de potentiel à leur borne devient négative.

- si $\alpha < \beta$: T_1 s'enclenche : $u_d(t) = v_1(t)$; $v_{T1} = 0$ et T_3 se trouve polarisé en inverse ($v_{T3} = u_{31} < 0$) et se bloque ; d'où $i_{T1} = I_d$.
- T_1 reste enclenché tant que T_2 n'est pas commandé, soit jusqu'à l'instant $t_2 = t_1 + \frac{T}{q}$ ($q=3$ dans le cas du montage P3) si l'on admet (c'est le cas en pratique) que les signaux de commande des thyristors se succèdent avec le même décalage $\frac{T}{q}$ que les instants d'amorçage naturel (pour les diodes).
- pour $t > t_2$, on a : $u_d = v_2$; $v_{T1} = u_{12}$; $i_{T1} = 0$

D'où les courbes de $u_d(t)$, $v_{T1}(t)$ et $i_{T1}(t)$ établies à la figure 3-15. On note que pour les montages parallèles simples (Pq), de même que pour les montages à diodes, la tension $u_d(t)$ est formée de $p=q$ portions de sinusoides.

Fig 3-16 cours manuscrit p33

Figure 3-15. Fonctionnement du montage P3 tout thyristor.

4.1.2 Valeur moyenne de la tension redressée. Fonctionnement en redresseur ou onduleur autonome

La tension redressée $u_d(t)$ est composée de p portions de sinusoides par périodes T des tensions alternatives de la source.

La valeur moyenne peut donc être calculée entre t_1 et t_2 :

$$U_{di0\alpha} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} U_{dM} \cos \omega t dt = \frac{P}{P} \cdot U_{dM} \cdot \sin \frac{P}{P} \cdot \cos \alpha = U_{di0} \cdot \cos \alpha$$

avec:
$$U_{di0} = \frac{P}{p} U_{dM} \sin \frac{P}{p} \quad (\text{redresseur à diodes}).$$

On a représenté graphiquement l'évolution de U_{di0a} en fonction de l'angle a sur la figure 3-16.

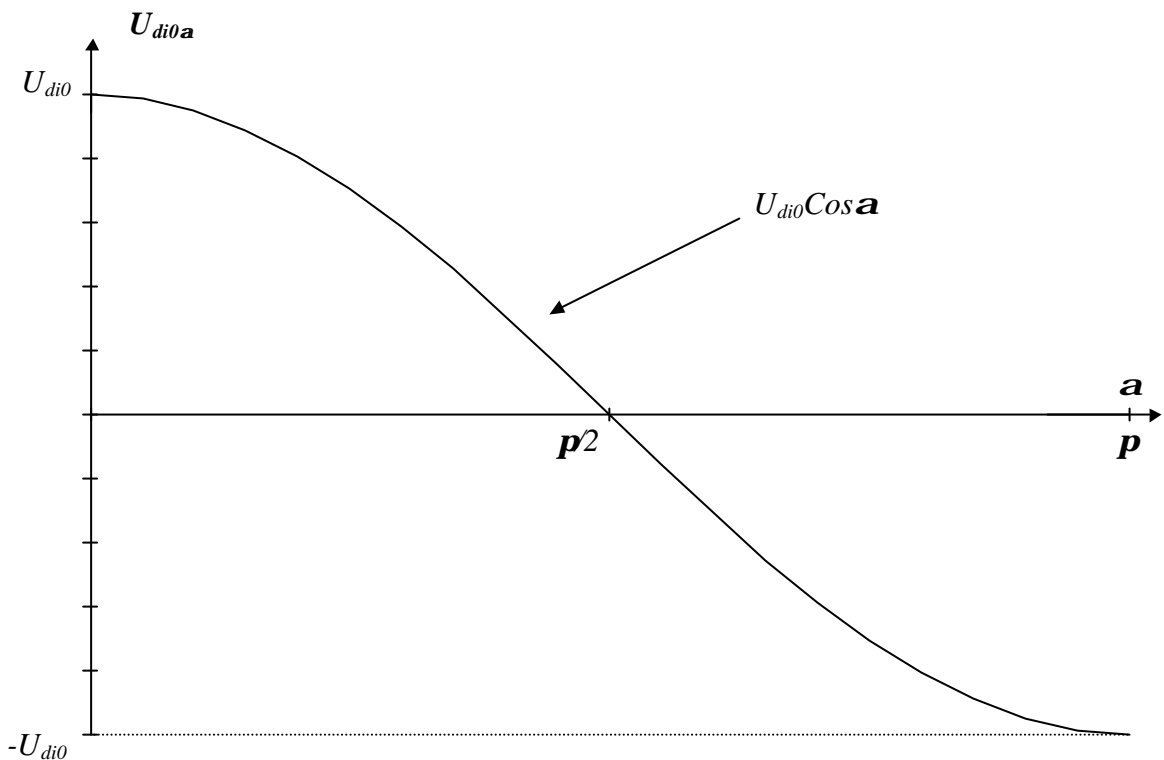


Figure 3-16. Montage P3 tout thyristor. Tension moyenne redressée.

On en déduit les deux types de fonctionnement d'un tel montage :

- pour $0 \leq a < \frac{P}{2}$: U_{di0a} est positive et la puissance active fournie par le dispositif redresseur à la charge dans laquelle circule un courant continu I_d vaut : $P = U_{di0a} \cdot I_d > 0$. La charge absorbe donc de l'énergie.

Le montage fonctionne alors en redresseur à tension de sortie U_{di0a} réglable grâce à l'angle de retard à l'amorçage a .

- pour $\frac{P}{2} < a < p$: U_{di0a} est négative, donc : $P < 0$.

Le montage ne peut fonctionner, dans ces conditions, que s'il est connecté, côté continu (charge), sur un dispositif susceptible de lui fournir de l'énergie, soit par exemple : génératrice courant continu, pont redresseur, batterie d'accumulateurs.

On a alors un fonctionnement en onduleur non autonome.

C'est un onduleur car l'énergie passe de la source continue au réseau alternatif connecté au transformateur ; il est non autonome car la valeur efficace et la fréquence des tensions alternatives sont fixées par le réseau alternatif.

Nous citons quelques exemples d'utilisation en fonctionnement en onduleur non autonome :

- **batterie d'accumulateurs : figure 3-17.**

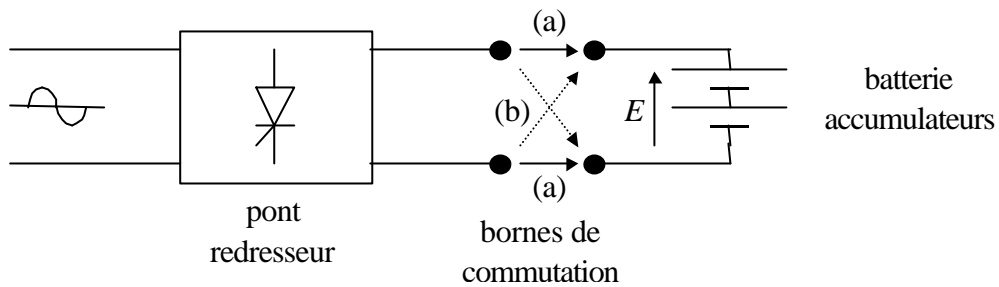


Figure 3-17. Redresseur en pont connecté à une batterie d'accumulateurs.

Le redresseur, lorsque $a < \frac{P}{2}$, fournit de l'énergie à la batterie (bornes en position (a)). Lorsque la batterie est chargée, elle peut fournir de l'énergie au réseau (après inversion des bornes, position (b)) pour apporter un complément d'énergie.

- **Interconnexion entre deux réseaux : figure 3-18.**

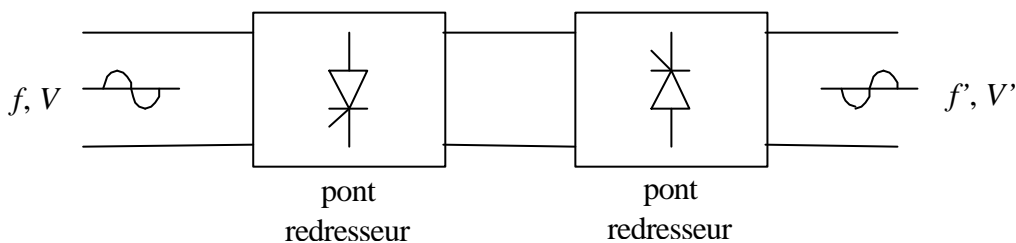


Figure 3-18. Interconnexion entre deux réseaux.

Deux réseaux de fréquence f et f' et de valeur efficaces V et V' pouvant être différentes, sont connectés entre eux à l'aide de 2 ponts redresseurs, l'un et l'autre pouvant fonctionner en redresseur ou onduleur non autonome alternativement. Cette configuration permet de relier entre eux deux réseaux indépendants (exemple : liaison sous-marine France-Angleterre).

- **Machine à courant continu : figure 3-19.**

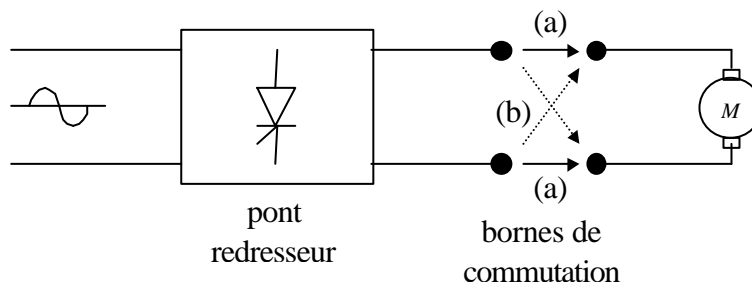


Figure 3-19. Machine à courant continu fonctionnant alternativement en moteur et en génératrice.

Lorsque les bornes sont en position (a), la machine fonctionne en moteur. En position (b), avec $\alpha > \frac{\pi}{2}$, la machine fonctionne en génératrice. On peut assurer ainsi le freinage du moteur par récupération d'énergie.

4.2 Montages mixtes en pont

Un pont mixte est formé pour moitié avec des thyristors et pour moitié avec des diodes.

Comparé au pont classique tout thyristors, il a comme avantage de demeurer commandé tout en étant plus robuste, plus économique, (diodes plus robustes, commande plus simple car moins de thyristors) avec un meilleur rendement et un meilleur facteur de puissance (la chute de tension est supérieure à l'état *on* pour les thyristors).

Il a l'inconvénient de ne pas fonctionner en onduleur.

4.2.1 Fonctionnement. Exemple: montage monophasé PD2

Le pont mixte monophasé considéré est décrit à la figure 3-20. On considère une charge fortement inductive, soit un courant $i_d(t)$ considéré comme constant et égal à I_d .

- T_1 est amorcé à $\Delta t = \frac{\alpha}{\omega}$ lorsque la tension $v(t) = v_1(t) - v_2(t)$ est positive. Le potentiel en B étant inférieur au potentiel en A, D_2 conduit.

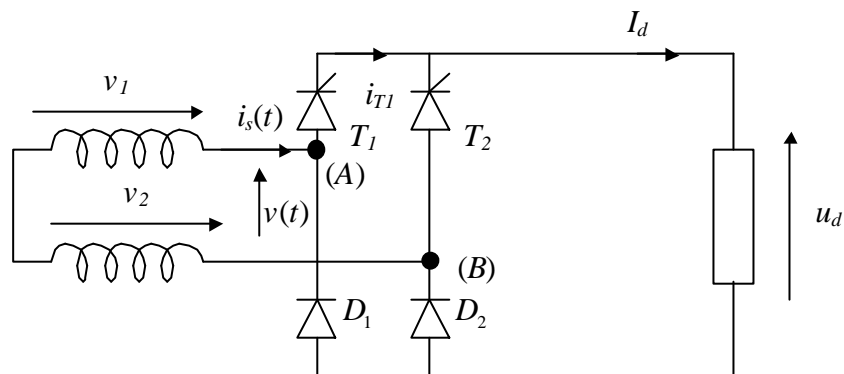


Figure 3-20. Pont PD2 mixte.

Le système demeure dans cet état tant que $v(t) > 0$. On a donc :

$$u_d(t) = v(t) = V_M \cdot \sin \omega t ; i_s(t) = I_d$$

- Dès que $t > \frac{T}{2}$, $v(t)$ devient négatif. La diode D_2 se bloque et la diode D_1 devient passante. Le thyristor T_2 est susceptible de conduire car il se trouve polarisé en direct, mais il ne conduit pas tant qu'il n'a pas été enclenché, soit jusqu'au temps $t_1 = \frac{T}{2} + \frac{\alpha}{\omega} = \frac{T}{2} + \Delta t$. Donc T_1 continue à conduire le courant I_d . La charge est donc court-circuitée par T_1 et D_1 . On dit que D_1 fonctionne en « diode de roue libre ».

On a :

$$u_d = 0 ; i_s = 0 ; i_d(t) = I_d$$

Remarque : dans cette phase, la charge est court-circuitée par D_1 et T_1 . La circulation du courant I_d est assurée par l'inductance de la charge dont l'impédance est considérée comme très grande ($L\omega \gg R$)

devant la résistance R totale de la maille constituée par T_1 , D_1 et la charge (résistance du thyristor, de la diode et de la charge).

- Au temps $t_1 = \frac{T}{2} + \Delta t$ correspondant à l'angle $\mathbf{a} + \mathbf{p}$, une impulsion est envoyée sur la gâchette de T_2 qui se met à conduire. T_1 se bloque.
- ...

L'allure des courants et tensions $v(t)$, $u_d(t)$, $i_{T1}(t)$ et $i_s(t)$ est donnée sur la figure 3-21.

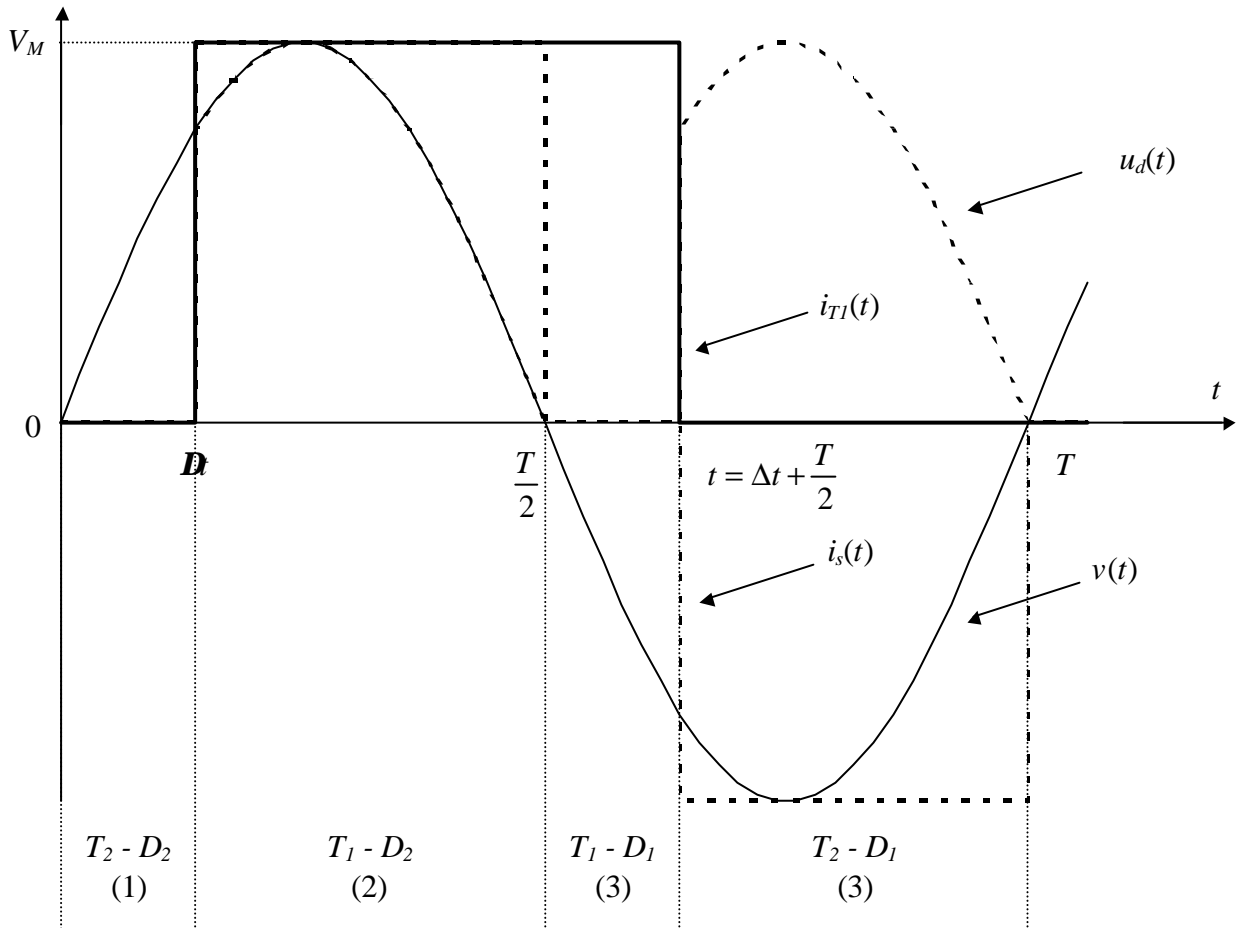


Figure 3-21. Fonctionnement du pont PD2 mixte. Les phases (1) et (3) sont appelées « phases de roue libre ».

4.2.2 Valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge

PD2 :
$$U'_{di0a} = \frac{1}{T/2} \int_{\Delta t}^{T/2} V_M \cdot \sin \omega t dt = \frac{V_M}{\mathbf{p}} (1 + \cos \mathbf{a})$$

Dans le cas général on a :
$$U'_{di0a} = U_{di0} \frac{1 + \cos \mathbf{a}}{2}$$

avec :
$$U_{di0} = U_{dM} \frac{\sin \frac{\mathbf{p}}{q}}{\mathbf{p}/q}$$

Il s'avère ainsi possible, comme pour le pont tout thyristors, de régler la valeur de la tension moyenne redressée U'_{di0a} en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage a .

Cependant, à la différence du pont tout thyristors, cette tension ne peut devenir négative comme le montre la figure 3-22 qui donne U'_{di0a} en fonction de a .

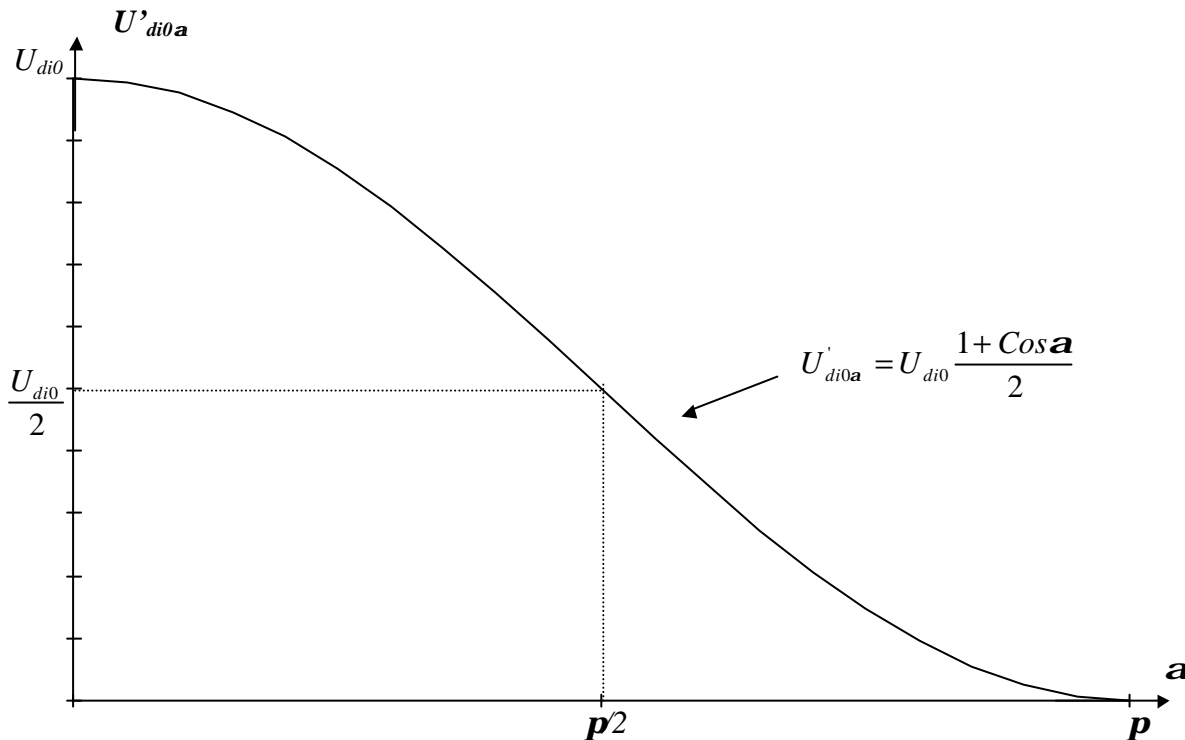


Figure 3-22. Montage PD2 mixte. Tension moyenne redressée.

En conséquence, le pont mixte ne peut fonctionner en onduleur non autonome (le pont mixte est non réversible).

4.2.3 Courant au secondaire du transformateur

Le graphe du courant au secondaire du transformateur est donné sur la figure 3-21.

- Valeur moyenne : $I'_{sia0} = 0$
- Valeur efficace : $I'_{siaeff} = I_d \sqrt{\frac{p-a}{p}}$

4.3 Exemple d'application des redresseurs commandés: alimentation des moteurs à courant continu

Nous considérons le cas simple d'une alimentation par un pont monophasé mixte PD2 (figure 3-23).

Sur la figure 3-23, les deux diodes D_1 et D_2 sont disposées en série contrairement au montage de la figure 3-20. Cela permet d'obtenir une phase de roue libre avec les diodes seulement, sachant qu'au démarrage du moteur (premières périodes de fonctionnement), le courant $i_d(t)$ sera faible, et peut donc être insuffisant pour maintenir les thyristors passants en phase de roue libre (problème du courant de maintien, voir chapitre 2).

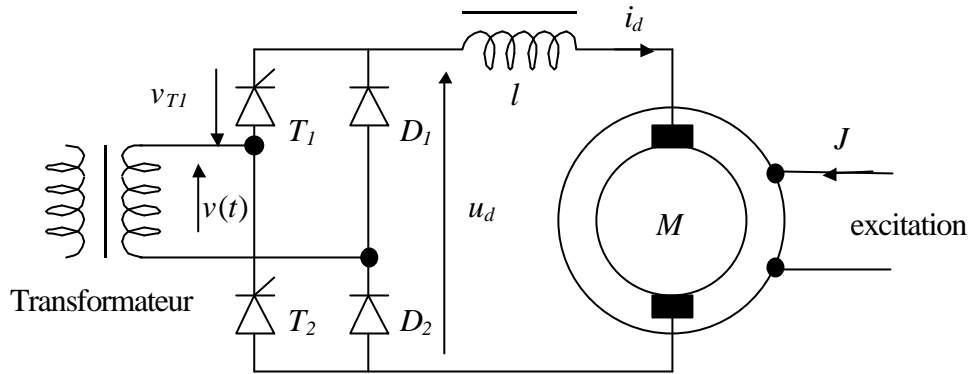


Figure 3-23. Moteur à courant continu alimenté par un pont redresseur mixte PD2. L'inductance l sert à lisser le courant $i_d(t)$.

On distingue deux types de fonctionnements :

- **Fonctionnement à courant interrompu pour les fortes valeurs de l'angle de retard α (pour une charge donnée).**

En modélisant la charge par un circuit R, L, E série et en nommant $Q = \frac{L\omega}{R}$ le facteur de qualité de la charge, on aura un fonctionnement interrompu, pour α donné, si Q est suffisamment faible.

La tension et le courant redressés $u_d(t)$ et $i_d(t)$ sont donnés à la figure 3-24 pour un fonctionnement à courant interrompu.

- Pour $t_0 < t < \Delta t$, le courant $i_d(t)$ est nul, donc :

$$u_d(t) = E \quad \text{aucun interrupteur ne conduit.}$$

A $t = \Delta t$, une impulsion de courant positive est envoyée sur la gâchette de T_1 qui s'enclenche car :

$$v_{T1}(t) = v(t) - u_d(t) > 0 \quad D_2 \text{ et } T_1 \text{ se mettent à conduire}$$

- Pour $\Delta t < t < \frac{T}{2}$, D_2 et T_1 conduisent.

On a donc :

$$u_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d}{dt} + E$$

- A $t = \frac{T}{2}$, $v(t)$ devient négatif, donc D_1 se met à conduire et T_1 se bloque. D_2 continue à conduire car T_2 n'est pas commandé. Cette phase de roue libre dure tant que $i_d(t) > 0$. On a :

$$L \frac{di_d}{dt} + E + Ri_d(t) = 0$$

Lorsque le courant $i_d(t)$ s'annule, les diodes cessent de conduire. La charge n'est plus alimentée et :

$$u_d(t) = E.$$

- A $t = \frac{T}{2} + \Delta t$, le thyristor T_2 est commandé ...

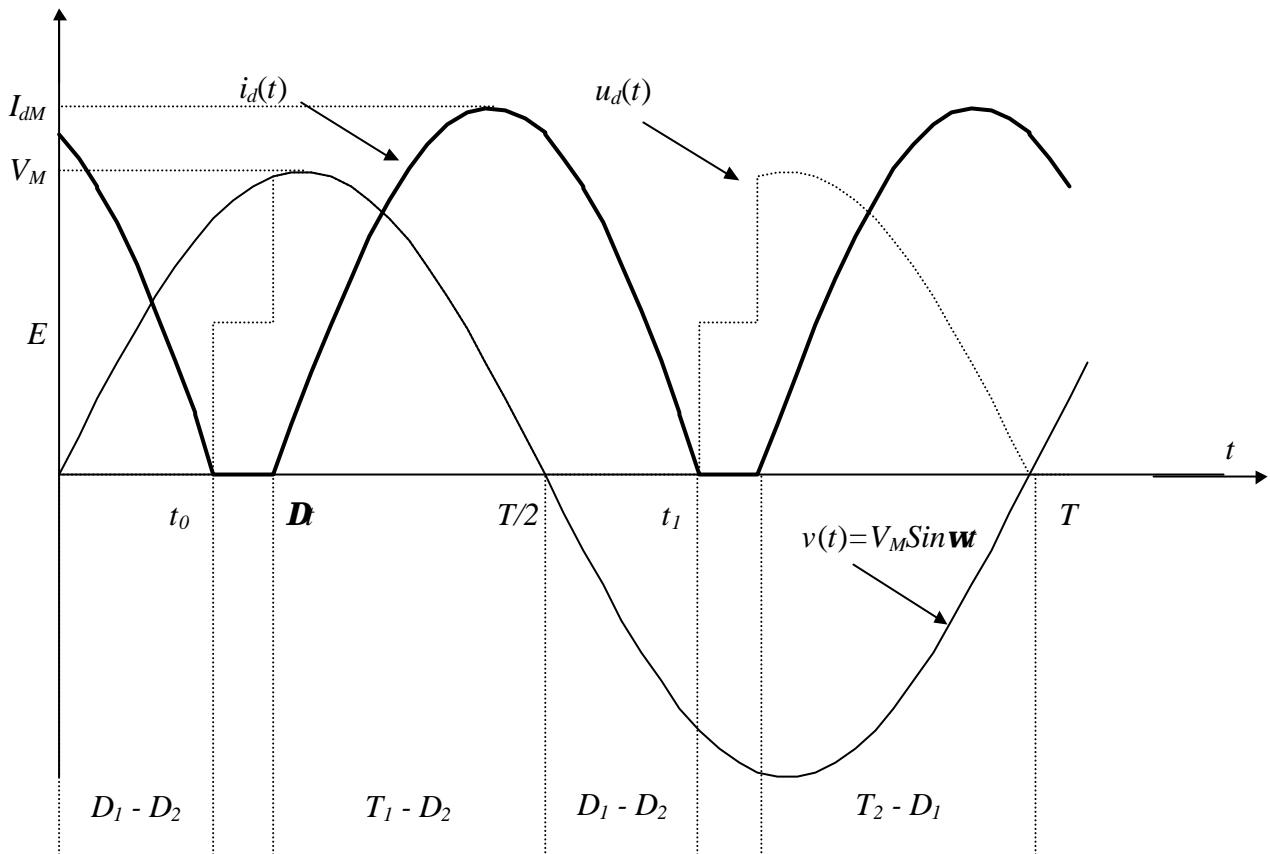


Figure 3-24. Fonctionnement à courant interrompu lors de l'alimentation d'un moteur à courant continu par un pont PD2 mixte.

- **Fonctionnement à courant ininterrompu pour les faibles valeurs de α (pour une charge donnée).**

Le fonctionnement est le même que pour le §4.2.

Les deux diodes D_1 et D_2 servent à conduire le courant $i_d(t)$ durant la phase de roue libre.

L'expression de la valeur moyenne de la tension redressée $u_d(t)$ s'écrit :

$$U'_{di0\alpha} = U_{di0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = E + R I_d$$

si I_d est la valeur moyenne de $i_d(t)$ et R la résistance de la maille (moteur + diodes).

La vitesse de rotation du moteur $\Omega = \frac{E}{K\Phi}$ est donc réglée par action sur l'angle de retard α .

Remarques :

- La valeur moyenne I_d du courant redressé $i_d(t)$ donnera la valeur moyenne du moment du couple moteur :

$$M = K\Phi I_d$$

- On pourra régler la vitesse du moteur en réglant l'angle de retard α en fonction de l'écart entre un signal de référence et une tension continue issue d'une dynamo tachymétrique placée sur l'arbre du moteur (voir figure 3-25).

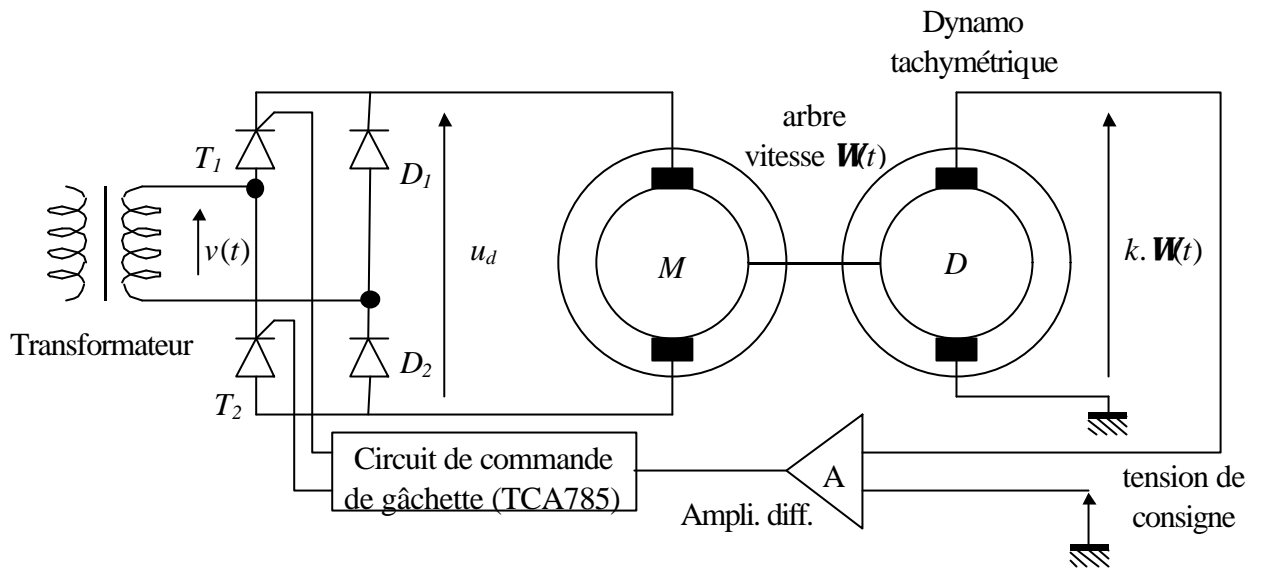


Figure 3-25. Régulation en vitesse d'un moteur à courant continu.

CHAPITRE 4

HACHEURS

1. Introduction - Intérêt des hacheurs

Les hacheurs sont les convertisseurs statiques continu-continu permettant de fabriquer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. La figure 4-1 rappelle le schéma de principe du hacheur.

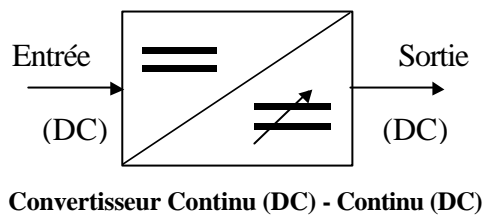


Figure 4-1. Schéma de principe du hacheur.

Il est évident que le procédé le plus simple pour transformer une tension continue de valeur fixe en une tension continue réglable est le montage en potentiomètre diviseur de tension décrit sur la figure 4-2.

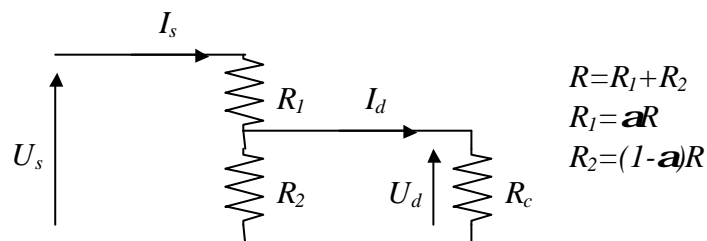


Figure 4-2. Montage potentiométrique.

Le réglage de **a** permet de faire varier la tension disponible aux bornes de la charge U_d :

$$U_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s = (1 - a)U_s \text{ à vide } (R_c = \infty).$$

Pour **a** = 0, on a : $U_d = U_s$

Pour **a** = 1, on a : $U_d = 0$

L'inconvénient de ce montage est son rendement médiocre, ce qui s'avère critique pour des applications faisant intervenir des puissances non négligeables.

Le rendement s'écrit : $h = \frac{P_d}{P_s}$

avec : $P_d = U_d \cdot I_d$ et $P_s = U_s \cdot I_s$

Soit après calculs : $h = \frac{R_c \cdot R_2^2}{(R_c + R_2)((R_c + R_2)R_1 + R_c R_2)}$

Ou encore :

$$h = \frac{R_c R_c (1-a)^2}{R_c^2 + R_c R_c + a R_c^2 - a^2 (R_c R_c + 2R_c^2) + a^3 R_c^2}$$

h est maximum pour : $R_c = R_2 = (1-a)R$

Par exemple, pour $R_1 = R_2 = R_c$ (soit $a = \frac{1}{2}$), on obtient : $h = \frac{1}{6} \approx 16\%$

Soit 84% de la puissance gaspillée inutilement !

Ainsi les montages potentiométriques sont utilisés uniquement en électronique de faible puissance (quelques Watts maximum). En électronique de puissance, on fera systématiquement appel à des hacheurs.

On distingue plusieurs types de hacheurs, les deux types de base (que nous nous proposons d'étudier ici) étant le montage série et le montage parallèle.

Le principe consiste à interrompre périodiquement l'alimentation de la charge par la source. Ce principe est illustré par le schéma de la figure 4-3.

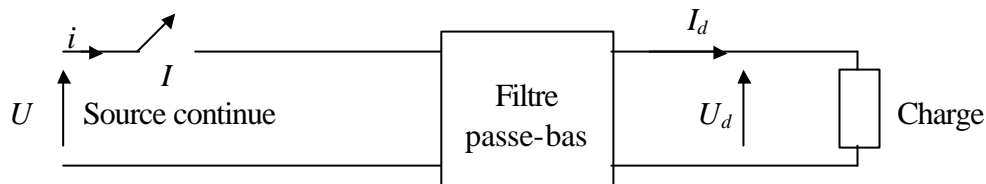


Figure 4-3. Principe du hacheur série.

L'interrupteur commandable *I* hache la tension d'alimentation *U*. Après filtrage, on obtient une tension *U_d* constante (avec ici : *U_d* < *U*).

En faisant abstraction du filtre passe-bas, on peut comparer ce montage au montage potentiométrique (figure 4-4).

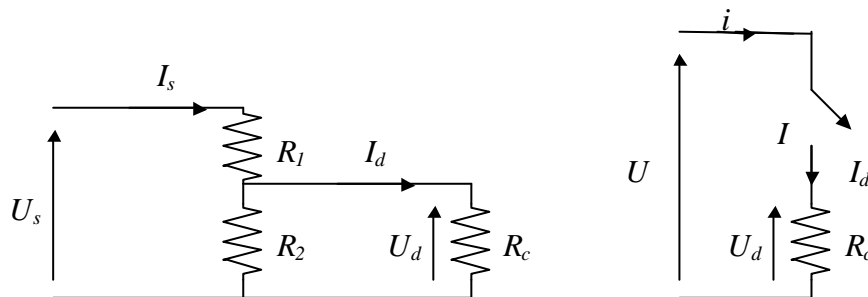


Figure 4-4. Comparaison du hacheur série avec le montage potentiométrique.

Le pont constitué par *R₁* et *R₂* est remplacé par l'interrupteur qui contrairement à *R = R₁ + R₂* ne dissipe pas (ou peu en pratique) de puissance.

2. Définition du rapport cyclique

Le rapport cyclique est défini comme le temps *t_{ON}* pendant lequel l'interrupteur est fermé divisé par la période de fonctionnement du montage *T*, soit :

$$a = \frac{t_{ON}}{T}$$

On définit également le temps pendant lequel l'interrupteur est fermé par :

$$t_{OFF} = T - t_{ON} .$$

3. Hacheurs série et parallèle

Comme on l'a dit en introduction, les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui sont alimentés par des sources de tension continue et produisent aux bornes d'une charge une tension unidirectionnelle de valeur moyenne réglable. On peut imaginer un grand nombre de dispositifs électroniques réalisant cette fonction. On se contentera ici d'indiquer les types de montages les plus utilisés ainsi que quelques applications. Ces montages utiliseront des interrupteurs unidirectionnels statiques qui seront représentés par le symbole de la figure 4-5.

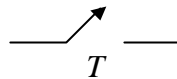


Figure 4-5. Symbole de l'interrupteur unidirectionnel. T est la période du signal de commande.

Dans la suite, seul le régime permanent est étudié.

3.1 Hacheur série (abaisseur de tension)

Le schéma de principe du hacheur série est donné à la figure 4-6. On considère l'interrupteur I et la diode D parfaits. La charge est par exemple un moteur à courant continu.

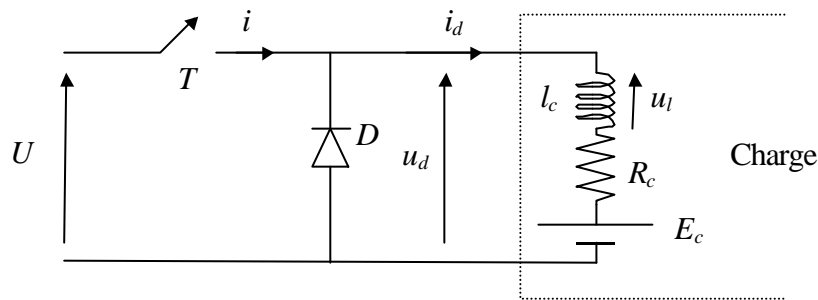


Figure 4-6. Hacheur série.

Le fonctionnement du convertisseur se déduit de l'analyse du comportement de l'interrupteur I.

- à $t=0$, I est enclenché (passant) pendant un temps aT , alors : $u_d(t) = U$
- entre aT et T ($aT < t < T$), I est ouvert.
On a alors : $i=0$ et le courant i_d circule à travers la diode D (diode de « roue libre »).
Donc : $u_d(t) = 0$ tant que la diode D conduit, soit tant que le courant $i_d(t)$ est non nul.
- Lorsque $i_d(t)$ s'annule, la diode D se bloque et : $u_d(t) = E_c$

On distingue donc deux types de fonctionnement selon que le courant $i_d(t)$ est interrompu ou non.

3.1.1 Fonctionnement à courant ininterrompu (figure 4-7)

La valeur moyenne de $u_d(t)$ vaut : $U_{d0} = \int_0^{aT} U . dt = aU .$

L'expression de $i_d(t)$ sera établie en TD.

Remarque : la FEM E_c de la charge et la valeur moyenne I_{d0} du courant $i_d(t)$ sont liés par :

$$U_{d0} = E_c + R_c I_{d0} .$$

- Si la charge est une batterie (E_c est imposé par la charge), cette relation définit I_{d0} .

- Si la charge est un moteur à courant continu, cette relation fixe E_c (et donc la vitesse du moteur car $E_c = K\Omega$ (Ω en rad/s)), sachant que I_{d0} dépend du moment du couple du moteur M ($M = KI$ si l'on néglige les pertes mécaniques et les pertes par hystérésis et courants de Foucault).

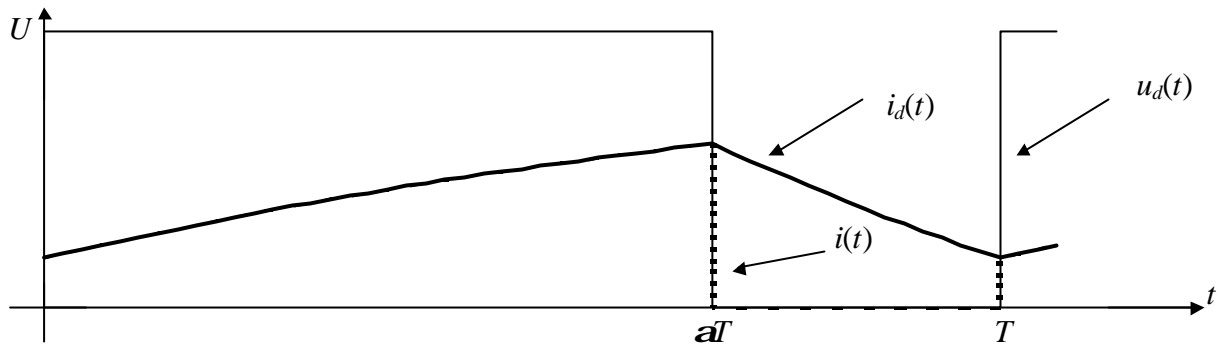


Figure 4-7. Hacheur série. Fonctionnement à courant ininterrompu dans la charge.

3.1.2 Fonctionnement à courant dans la charge interrompu (figure 4-8)

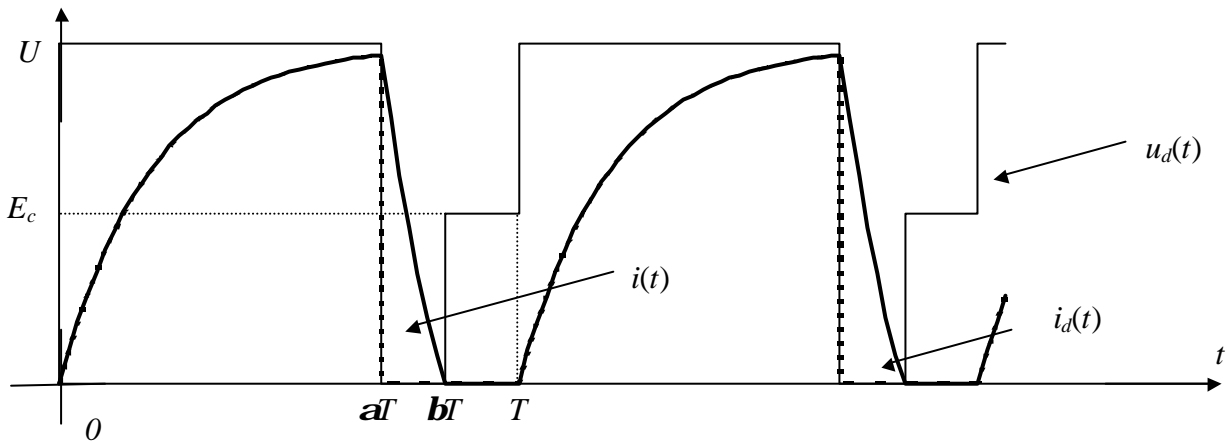


Figure 4-8. Hacheur série. Fonctionnement à courant interrompu dans la charge.

Lorsque l'interrupteur s'ouvre, à $t = aT$, le courant $i_d(t)$ décroît. Si la constante de temps $\tau = \frac{l_c}{R_c}$ est suffisamment faible devant T , ce courant s'annule avant que l'interrupteur ne redevienne passant à $t=T$. En considérant (voir figure 4-8) que le courant $i_d(t)$ est nul entre les instants bT et T , la valeur moyenne de $u_d(t)$ vaut alors :

$$U_{d0} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{aT} U \cdot dt + \int_{bT}^T E_c \cdot dt \right\} = aU + (1 - b)E_c$$

3.1.3 Conclusion sur le hacheur série

Dans les deux types de fonctionnement, on voit que la valeur moyenne U_{d0} de la tension disponible aux bornes de la charge est fonction du rapport cyclique a . On réglera la valeur de U_{d0} en modifiant le rapport cyclique a :

1. soit en modifiant la durée de conduction de l'interrupteur I sans modifier la période T de commande (Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI).

2. soit en modifiant la fréquence de commande ($f = \frac{1}{T}$) sans modifier la durée de conduction de l'interrupteur.

La solution 1. est de loin la plus utilisée en pratique car elle permet un filtrage aisé de la tension $u_d(t)$ par un filtre passe-bas comme le décrit la figure 4-9. Ce filtre passe-bas permet d'éliminer les harmoniques élevés de $u_d(t)$. L'étude de ce circuit sera effectuée en TP.

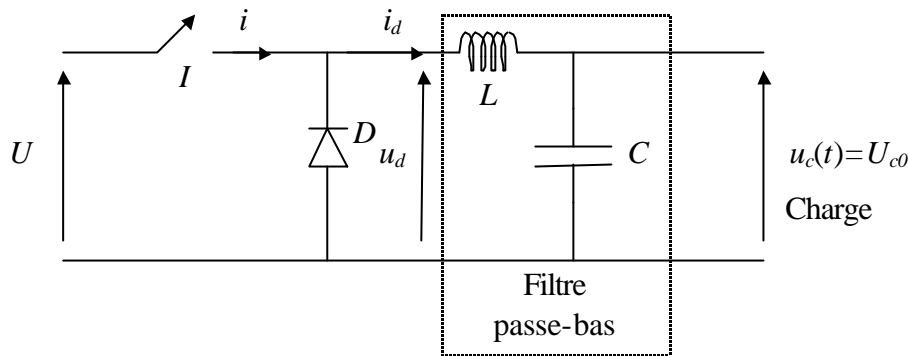


Figure 4-9. Hacheur série avec filtre passe-bas en sortie permettant d'obtenir une tension $u_c(t)$ quasi constante et égale à U_{c0} .

3.2 Hacheur parallèle (élévateur de tension)

Le hacheur parallèle est aussi appelé hacheur survolteur. Ce montage permet de fournir une tension moyenne U_{d0} à partir d'une source de tension continue $U < U_{d0}$. Le montage étudié est donné à la figure 4-10.

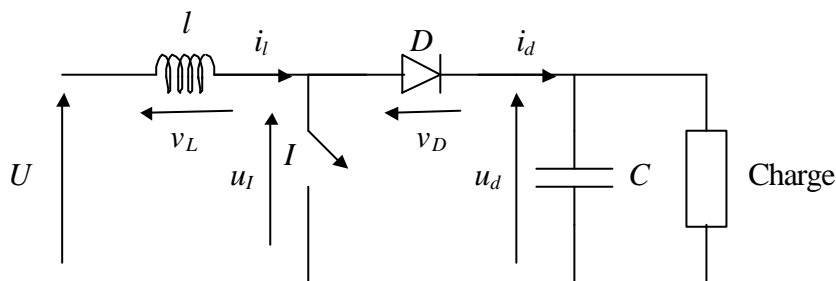


Figure 4-10. Hacheur parallèle.

Les applications principales du hacheur parallèle sont les alimentations de puissance régulées et le freinage par récupération des moteurs à courant continu (voir §5). On distingue 2 phases de fonctionnement:

- Lorsque l'interrupteur I est fermé, la diode est polarisée en inverse ($v_D = -u_d$); la charge est donc isolée de la source. La source fournit de l'énergie à l'inductance l .
- Lorsque l'interrupteur I est ouvert, l'étage de sortie (C + charge) reçoit de l'énergie de la source et de l'inductance l .

Pour l'analyse en régime permanent présentée ici, le condensateur de filtrage C a une valeur de capacité suffisamment élevée pour que l'on puisse considérer la tension disponible en sortie constante :

$$u_d(t) = U_{d0}$$

Enfin on distingue deux modes de fonctionnement selon que le courant dans l'inductance l ($i_l(t)$) est interrompu ou non.

3.2.1 Fonctionnement à courant de source ininterrompu

- Pour $0 < t < aT$, l'interrupteur I est fermé et l'intensité $i_l(t)$ croît linéairement :

$$U = l \frac{di_l}{dt} \text{ donc } i_l(t) = \frac{1}{l} \int U dt = \frac{U}{l} t + i_l(0)$$

On a : $u_l = 0 ; i_d = 0 ; v_l = U$

- Pour $aT < t < T$, l'interrupteur I est ouvert, l'inductance l se démagnétise et le courant $i_l(t)$ décroît :

$$U = l \frac{di_l}{dt} + U_{d0} \text{ donc } i_l(t) = \frac{U - U_{d0}}{l} (t - aT) + i_l(aT)$$

avec : $i_l(aT) = \frac{U}{l} aT + i_l(0)$

et : $U < U_{d0}$ car $i_l(t)$ doit décroître.

On a : $u_l = U_{d0} ; i_d = i_l ; v_l = U - U_{d0}$

On déduit les caractéristiques de la figure 4-11.

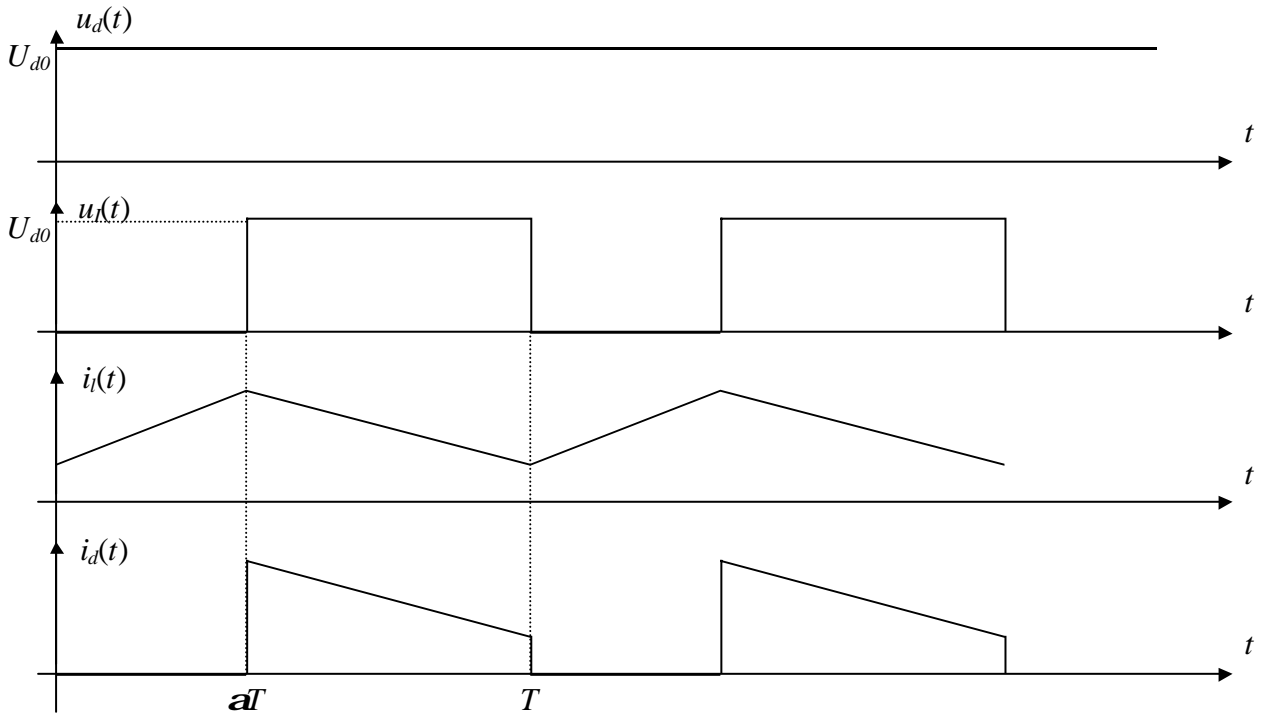


Figure 4-11. Hacheur parallèle. Fonctionnement à courant de source ininterrompu.

On détermine facilement la relation liant U à U_{d0} .

On a : $U = v_L + u_l$

Donc en moyenne sur une période, compte tenu du fait que la valeur de la moyenne de $v_l(t)$ est nulle, on obtient :

$$U = U_{I0} = (1 - a) \frac{T}{T} U_{d0} = (1 - a) U_{d0}$$

Donc :
$$\frac{U_{d0}}{U} = \frac{1}{1 - a}$$

En considérant un circuit sans pertes, la puissance moyenne délivrée par la source est égale à la puissance moyenne disponible en sortie :

$$P_{source} = U \cdot I_{I0} = U_{d0} \cdot I_{d0} \begin{cases} I_{I0} = \text{moyenne de } i_l(t) \\ I_{d0} = \text{moyenne de } i_d(t) \end{cases}$$

et donc : $\frac{I_{d0}}{I_{I0}} = 1 - a$. Cette relation permet de dimensionner les conducteurs à utiliser.

Remarque: on obtient très simplement la relation liant U_{d0} à U en considérant $V_{I0} = 0$.

En effet :
$$V_{I0} = \frac{U \cdot aT + (U - U_{d0})((1 - a)T)}{T} = 0$$

D'où directement :
$$\frac{U_{d0}}{U} = \frac{1}{1 - a}$$

3.2.2 Limite entre le fonctionnement interrompu et le fonctionnement ininterrompu

La forme des courant et tension $i_l(t)$ et $v_l(t)$ est donnée sur la figure 4-12.

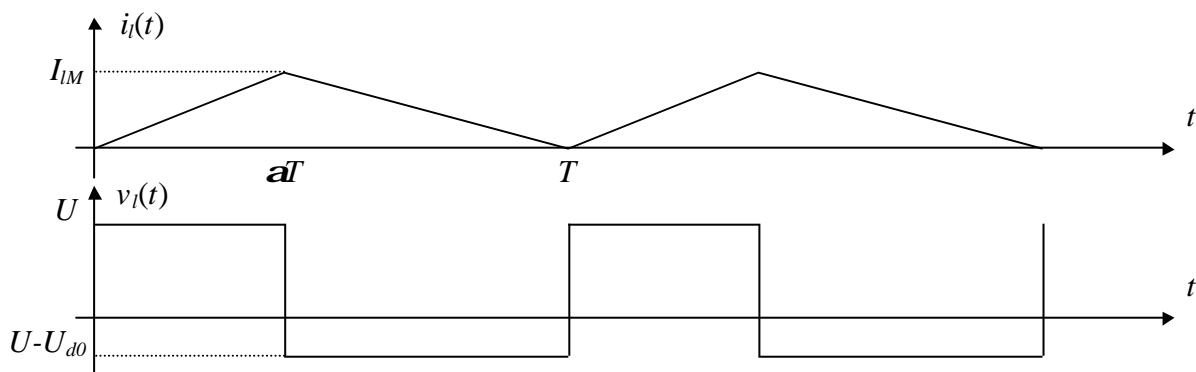


Figure 4-12. Hacheur parallèle. Limite du fonctionnement à courant de source ininterrompu.

La valeur moyenne du courant $i_l(t)$ s'écrit:

$$I_{I0} = \frac{I_{IM}}{2} = \frac{1}{2} \frac{U}{l} aT \quad (\text{car } i_l(0) = 0)$$

Donc la valeur moyenne du courant disponible en sortie I_{d0} s'écrit :

$$I_{d0} = (1 - a) I_{I0} = \frac{1}{2} \frac{U}{l} aT (1 - a) = \frac{1}{2} \frac{U_{d0}}{l} T a (1 - a)^2$$

3.2.3 Fonctionnement à courant de source interrompu

Ce type de fonctionnement intervient lorsque U_{d0} devient tel que le courant $i_l(t)$ s'annule durant la phase où l'interrupteur est ouvert.

Ce type de fonctionnement étant peu utilisé, il ne sera pas développé dans ce cours.

4. Régulation de la tension de sortie

Remarque: on prend l'exemple du hacheur série mais cela n'enlève rien à la généralité du principe de régulation expliqué ici.

Dans les hacheurs, la tension de sortie doit en règle générale être régulée pour être constamment égale à une tension fixée, compte-tenu du fait que la tension d'alimentation U et les caractéristiques de la charge peuvent varier.

On rappelle le schéma de principe du hacheur série et le graphe de la tension de sortie avant filtrage sur la figure 4-13.

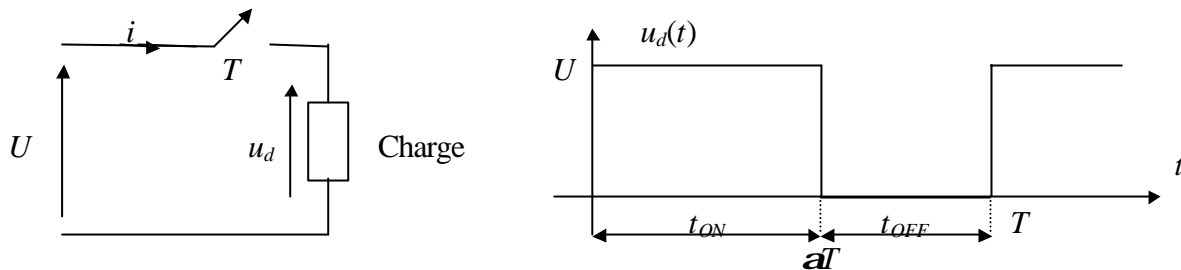


Figure 4-13. Schéma de principe du hacheur série.

Une méthode pour réguler la tension de sortie $u_d(t)$ afin d'obtenir une tension moyenne U_{d0} fixe consiste à ajuster en permanence le rapport cyclique de commande de l'interrupteur $a = \frac{t_{ON}}{T}$ sans modifier T .

Cette méthode qui consiste à faire varier la largeur des impulsions de commande de l'interrupteur est appelée méthode de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ou encore PWM pour «Pulse Width Modulation».

Le signal de contrôle de l'interrupteur V_{CTRL} devra être élaboré par comparaison entre la tension effectivement disponible U_{d0} et la tension moyenne désirée U_{d0d} .

Le schéma général de la figure 4-14 sera employé.

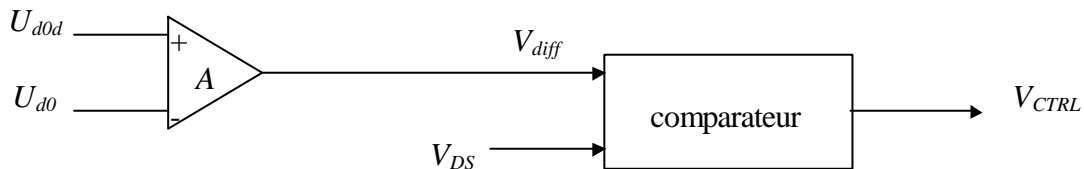


Figure 4-14. Boucle de régulation du hacheur.

A est un amplificateur différentiel qui va servir à amplifier l'écart entre la tension moyenne désirée U_{d0d} et la tension moyenne effectivement disponible.

Cette tension d'écart V_{diff} sera ensuite comparée à une tension en dent de scie de période T afin de générer la tension de commande de l'interrupteur V_{CTRL} comme le montre la figure 4-15.

- Lorsque $V_{diff} > V_{DS}$: $V_{CTRL} = +V_{cc}$, l'interrupteur I est commandé à la fermeture (état ON).
- Lorsque $V_{diff} < V_{DS}$: $V_{CTRL} = 0$, l'interrupteur I est commandé à l'ouverture (état OFF).

Le fonctionnement de la régulation est expliqué ci-dessous :

si $U_{d0} \downarrow$, alors $U_{d0d} - U_{d0} \uparrow$, donc $V_{diff} = A(U_{d0d} - U_{d0}) \uparrow$, donc $a \uparrow$. Or $U_{d0} = aU$, donc $U_{d0} \uparrow$.

Partant d'une diminution de U_{d0} , on obtient donc une augmentation de U_{d0} en jouant sur a .

De la même manière, on montre facilement qu'une augmentation de U_{d0} est corrigée par une diminution du rapport cyclique a .

Ce type de régulation est dit « proportionnel » car la tension V_{diff} est proportionnelle à la différence entre la grandeur de sortie à réguler U_{d0} et la grandeur de consigne (ou de référence) à atteindre U_{d0d} .

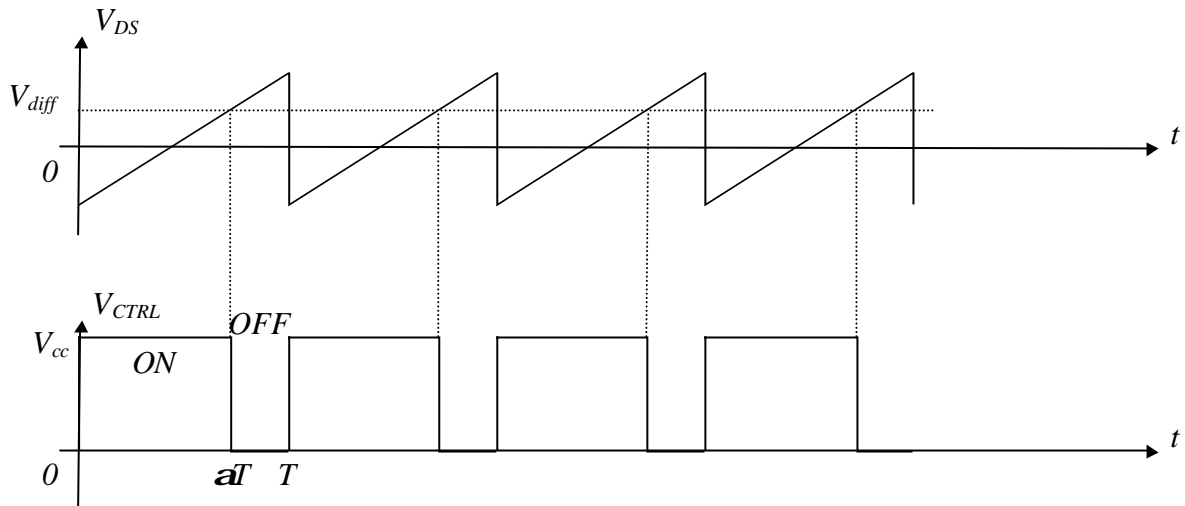


Figure 4-15. Génération de la tension de commande V_{CTRL} de l'interrupteur à l'aide d'un générateur de dent de scie.

5. Application des hacheurs série et parallèle: alimentation et freinage d'un moteur à courant continu à l'aide d'un hacheur réversible

Le montage étudié est décrit sur la figure 4-16.

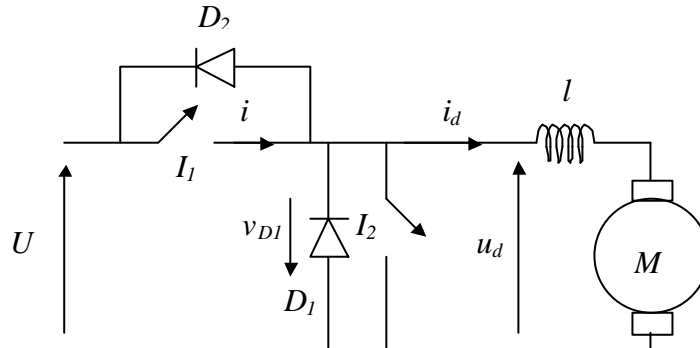


Figure 4-16.

Le hacheur série est constitué de la diode D_1 et de l'interrupteur I_1 . Le hacheur parallèle est constitué de la diode D_2 et de l'interrupteur I_2 .

La machine fonctionne en moteur lorsqu'elle est alimentée par le hacheur série (D_2 reste toujours bloquée car $U > u_d$ et I_2 est maintenu ouvert).

La machine fonctionne en génératrice (phase de freinage) et alimente la source U (batterie par exemple) lorsque le hacheur parallèle est utilisé (D_1 est toujours bloquée car lorsque I_2 est fermé $V_{D1} = 0$ et lorsque I_2 est ouvert D_2 est passante et $V_{D1} = -U$; I_1 est maintenu ouvert).

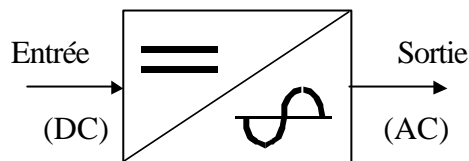
CHAPITRE 5

ONDULEURS AUTONOMES

1. Introduction

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.

La figure 5-1 rappelle le schéma symbolique de l'onduleur.



Convertisseur Continu (DC) - Alternatif (AC)

Figure 5-1. Schéma de principe de l'onduleur.

Comme on l'a vu au paragraphe 4.1.2 du chapitre 3, un redresseur commandé tout thyristors peut fonctionner en onduleur. Ce type d'onduleur est dit «non autonome» ou encore «assisté» car il ne permet de fixer ni la fréquence ni la valeur efficace des tensions du réseau alternatif dans lequel il débite.

On se propose dans ce chapitre d'étudier les onduleurs autonomes. Ces derniers fixent eux-mêmes la fréquence et la valeur efficace de leur tension de sortie.

2. Principe général de fonctionnement

Pour réaliser un onduleur autonome, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue E comme le montre la figure 5-2.

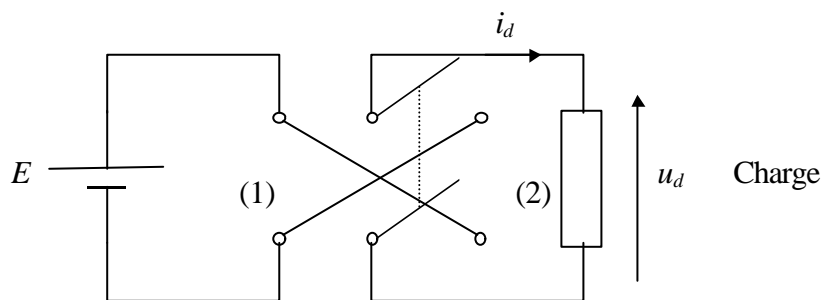


Figure 5-2. Principe de l'onduleur autonome.

Lorsque K est en position (1), on obtient le montage de la figure 5-3.

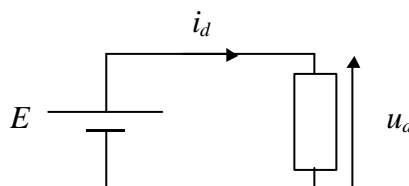


Figure 5-3. K en position (1).

Soit : $u_d(t) = E$

Lorsque K est en position (2), on obtient: $u_d(t) = -E$

La figure 5-4 donne la forme de $u_d(t)$ sur une période complète de fonctionnement.

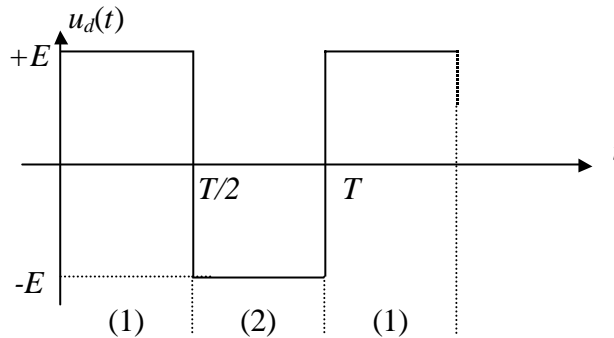


Figure 5-4. Tension $u_d(t)$ à la sortie de l'onduleur.

Dans la pratique, comme pour les hacheurs, l'interrupteur K est remplacé par des interrupteurs électroniques. Dans ce chapitre, on considère les interrupteurs idéaux.

3. Montages pratiques

Deux types de montages sont utilisés :

- soit le montage en demi-pont de la figure 5-5,
- soit le montage en pont de la figure 5-6.

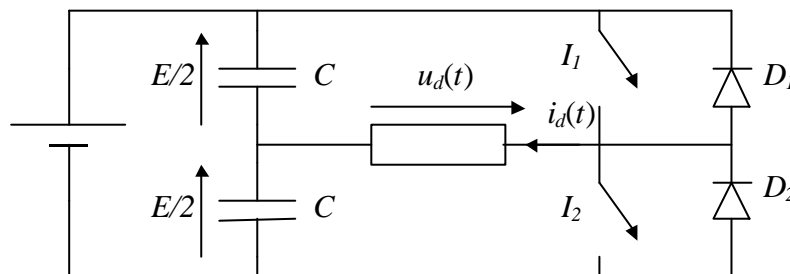


Figure 5-5. Montage onduleur en demi-pont.

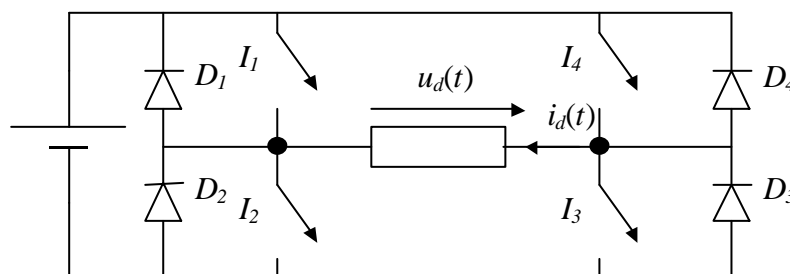


Figure 5-6. Montage onduleur en pont.

Remarques :

- Dans le montage en demi-pont, on fait l'hypothèse que la capacité C des deux condensateurs est suffisamment grande pour que l'on puisse considérer qu'en régime permanent la tension à leur borne reste toujours égale à $\frac{E}{2}$.
- Les interrupteurs sont considérés parfaits.
- Le rôle des diodes D_1, D_2, D_3 et D_4 sera expliqué dans la suite.
- L'intérêt des montages en pont ou en demi-pont réside dans l'utilisation d'une seule source de tension E .
- Le montage en pont, bien que plus complexe (4 interrupteurs à commander au lieu de 2) est de plus en plus utilisé du fait que l'on dispose de semi-conducteurs de moins en moins onéreux à puissance commutée fixe. En outre, dans le montage en demi-pont, la tension aux bornes des condensateurs fluctue toujours, ce qui rend difficile l'équilibrage du pont.
- Le montage en demi-pont sera abordé en TD, le montage en pont sera abordé en TD et TP.

Dans le cours, seul le montage en pont est considéré pour la suite.

4. Débit sur une résistance pure

La charge est constituée par une résistance pure R . On considère la figure 5-6.

On a à tout instant : $u_d(t) = Ri_d(t)$

L'état des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de $u_d(t) = Ri_d(t)$:

- pour $0 < t < \frac{T}{2}$: I_1 et I_3 sont ouverts
 I_2 et I_4 sont fermés
donc $u_d(t) = +E$
- pour $\frac{T}{2} < t < T$: I_1 et I_3 sont fermés
 I_2 et I_4 sont ouverts
donc $u_d(t) = -E$

Le graphe de la tension $u_d(t)$ est représenté sur la figure 5-7.

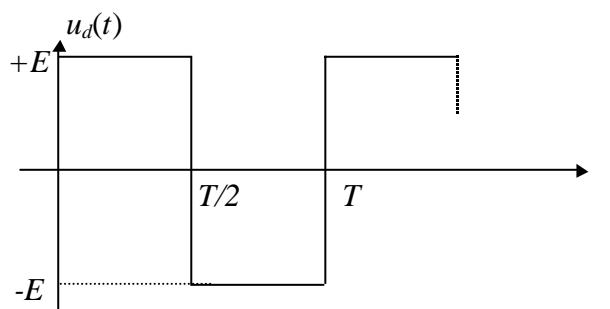


Figure 5-7. Tension ondulée $u_d(t)$. $i_d(t) = \frac{u_d(t)}{R}$.

5. Débit sur une charge RL

La charge est constituée par une résistance R en série avec une inductance L .

On considère la figure 5-6.

On a, à tout instant :

$$u_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d}{dt}.$$

La commande des interrupteurs est rappelée ci-dessous :

- pour $0 < t < \frac{T}{2}$, les interrupteurs I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture ; soit par application d'une tension Base-Emetteur permettant de saturer le transistor si les interrupteurs sont constitués de transistors ; soit par application d'un train d'impulsions sur leur gâchette s'il s'agit de thyristors GTO.
- pour $\frac{T}{2} < t < T$, les interrupteurs I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture de la même façon.

5.1 Régime transitoire

On considère le système initialement au repos, soit : $i_d(0) = 0$.

- pour $0 < t < \frac{T}{2}$, les interrupteurs I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture et ils conduisent. I_1 et I_3 sont ouverts.

$$u_{d1}(t) = Ri_{d1}(t) + L \frac{di_{d1}}{dt} = E$$

L'indice « 1 » correspond à la première demi période.

La solution de cette équation est la somme du régime transitoire et du régime permanent et s'écrit :

$$i_{d1}(t) = Ke^{-t/\tau} + \frac{E}{R}$$

A $t = 0$, on a : $i_{d10} = K + \frac{E}{R}$, soit : $K = i_{d10} - \frac{E}{R}$ et, en remplaçant dans l'équation de $i_{d1}(t)$:

$$i_{d1}(t) = \left(i_{d10} - \frac{E}{R} \right) e^{-t/\tau} + \frac{E}{R}$$

i_{d10} étant le courant à $t = 0$. Le courant $i_{d1}(t)$ tend vers la valeur asymptotique finale $\frac{E}{R}$ de façon exponentielle (système du premier ordre).

Pour la première demi période, nous avons considéré les conditions initiales nulles, soit $i_{d10} = i_{d1}(0) = 0$, donc :

$$i_{d1}(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-t/\tau})$$

- A $t = \frac{T}{2}$, les interrupteurs I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture. Ils ne peuvent pas conduire car le courant est positif à $t = \frac{T}{2}$: $i_{d1}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{E}{R} (1 - e^{-T/2\tau})$. Ce sont les diodes D_1 et D_3 qui conduisent. I_2 et I_4 sont ouverts.

Tant que le courant dans la charge est positif, on a :

$$u_{d2}(t) = Ri_{d2}(t) + L \frac{di_{d2}}{dt} = -E$$

De même que précédemment, la solution de cette équation s'écrit :

$$i_{d2}(t) = \left(i_{d20} + \frac{E}{R} \right) e^{-(t-T/2)/\tau} - \frac{E}{R}$$

i_{d20} étant le courant à $t = \frac{T}{2}$, soit : $i_{d20} = i_{d1}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{E}{R}(1 - e^{-T/2t})$. Le courant $i_{d2}(t)$ tend vers la valeur asymptotique finale $-\frac{E}{R}$ de façon exponentielle. Il s'annulera pour un temps $t_{10} < T$ du fait que $i_{d20} > 0$. Pour $t_{10} < T$, les interrupteurs I_1 et I_3 entrent en conduction alors que les diodes D_1 et D_3 se bloquent.

- A $t = T$, ...

La figure 5-8 décrit le régime transitoire du courant pour une charge RL pour trois facteurs de qualité différents. Plus Q augmente, plus le régime permanent est long à s'établir car pour une période T de fonctionnement donnée la constante de temps du circuit RL $\tau = \frac{L}{R}$ augmente.

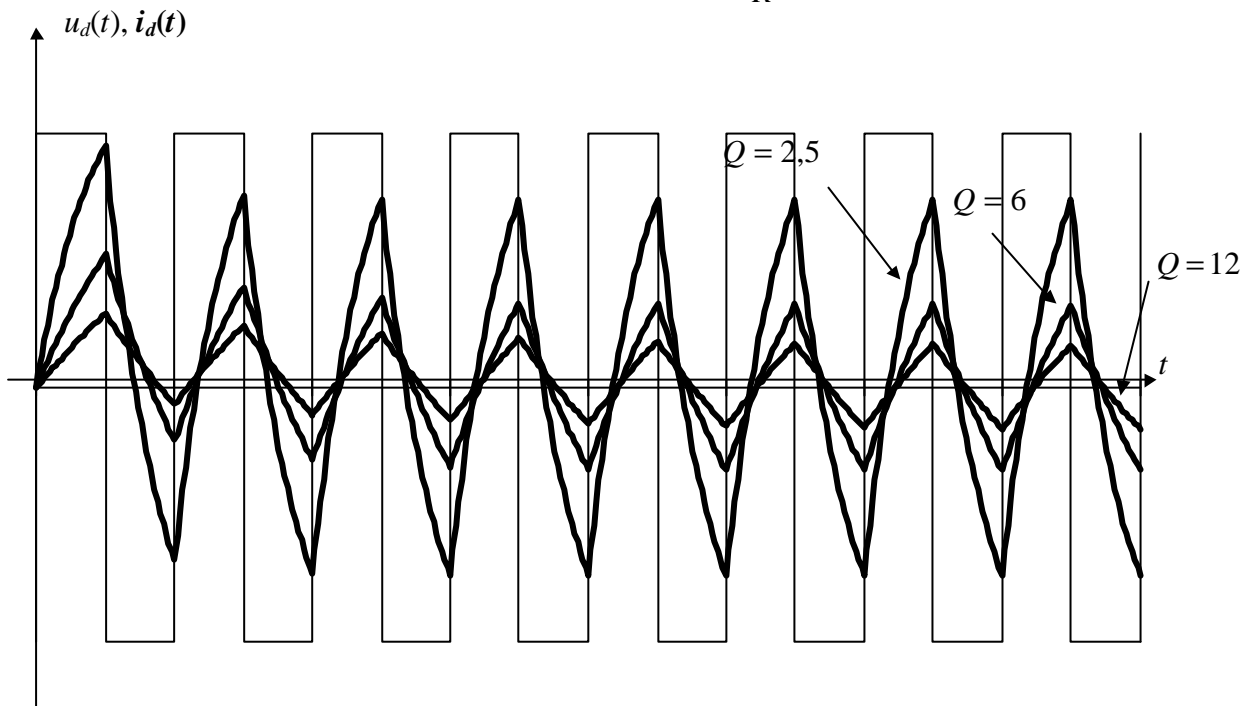


Figure 5-8. Charge RL. Régime transitoire.

5.2 régime permanent

Partant de conditions initiales nulles, on a vu qu'au bout d'un temps dépendant du facteur de qualité $Q = \frac{L\omega}{R}$ (figure 5-8), on atteindra un régime de fonctionnement permanent.

En régime permanent, le courant « oscille » entre I_{dM} et $-I_{dM}$ comme le montre la figure 5-9.

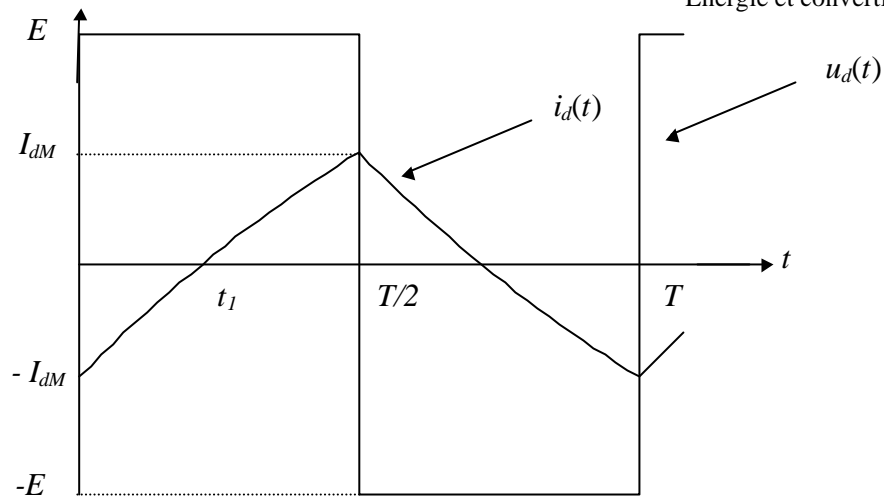


Figure 5-9. Onduleur avec charge RL.

Nous allons à présent calculer les caractéristiques propres au régime permanent.

Remarque préliminaire :

En régime permanent, $i_d(t)$ est forcément périodique de période T car l'équation différentielle $u_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d}{dt}$ est linéaire (R et L sont indépendants du courant $i_d(t)$).

La charge étant inductive, le courant $i_d(t)$ sera en retard sur la tension $u_d(t)$, ce retard étant compris entre $t=0$ (charge R pure) et $t = \frac{T}{4}$ (charge L pure). Donc en régime permanent le

courant $i_d(t)$ passera d'une valeur négative à une valeur positive à $t = t_1$ avec $0 < t_1 < \frac{T}{4}$.

Ce courant, par raison de symétrie du fonctionnement du montage, passera d'une valeur positive à une valeur négative à $t = \frac{T}{2} + t_1$.

Dans les deux cas, le courant « suit » l'allure de la tension $u_d(t)$ avec un retard t_1 .

5.2.1 Expressions de $i_d(t)$ et $u_d(t)$

Au cours d'une période de fonctionnement, on distingue quatre séquences.

- pour $0 < t < t_1$, I_1 et I_3 sont ouverts. I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture. Le courant $i_d(t)$ étant négatif à $t = 0$, égal à $-I_{dM}$, ils ne peuvent conduire. Ce sont donc les diodes D_2 et D_4 qui conduisent le courant $i_d(t)$.

On a :

$$u_d(t) = E = Ri_d(t) + L \frac{di_d}{dt}$$

d'où :

$$i_d(t) = \frac{E}{R} + \left(-I_{dM} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

avec $\tau = \frac{L}{R}$.

A $t = t_1$, $i_d(t)$ s'annule.

- pour $t_1 < t < \frac{T}{2}$, I_2 et I_4 se mettent à conduire tandis que D_2 et D_4 se bloquent. Les équations donnant $i_d(t)$ et $u_d(t)$ restent les mêmes que précédemment.
- pour $\frac{T}{2} < t < t_1 + \frac{T}{2}$, I_2 et I_4 sont commandés à l'ouverture et se bloquent. I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture. Le courant $i_d(t)$ étant positif à $t = \frac{T}{2}$, égal à $+I_{dM}$ par raison de symétrie, I_1 et I_3 ne peuvent pas conduire. Ce sont donc les diodes D_1 et D_3 qui conduisent le courant $i_d(t)$. On a : $u_d(t) = -E = Ri_d(t) + L \cdot$

d'où :

$$i_d(t) = -\frac{E}{R} + \left(I_{dM} + \frac{E}{R} \right) \exp\left(-\frac{t - \frac{T}{2}}{\tau} \right).$$

A $t = \frac{T}{2} + t_1$, $i_d(t)$ s'annule.

- pour $\frac{T}{2} + t_1 < t < T$, I_1 et I_3 conduisent. D_1 et D_3 sont bloquées. Les équations donnant $u_d(t)$ et $i_d(t)$ restent les mêmes que précédemment.

De cette étude on déduit la forme de $u_d(t)$ et $i_d(t)$ sur la figure 5-9.

5.2.2 Calcul de I_{dM}

- Pour $0 < t < \frac{T}{2}$, l'équation différentielle permettant de donner l'allure de $i_d(t)$ s'écrit :

$$E = Ri_{d1}(t) + L \frac{di_{d1}}{dt} \Rightarrow i_{d1}(t) = \frac{E}{R} + \left(-I_{dM} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

L'indice « 1 » correspond à l'intervalle de temps $0 < t < \frac{T}{2}$.

- Pour $\frac{T}{2} < t < T$, on a :

$$-E = Ri_{d2}(t) + L \frac{di_{d2}}{dt} \Rightarrow i_{d2}(t) = -\frac{E}{R} + \left(I_{dM} + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t - \frac{T}{2}}{\tau}}.$$

En régime permanent, le courant $i_d(t)$ étant périodique de période T, on écrit :

$$i_{d1}(0) = -I_{dM} = i_{d2}(T) = -\frac{E}{R} + \left(I_{dM} + \frac{E}{R} \right) \exp\left(-\frac{T}{2\tau} \right) \tag{1}$$

$$i_{d1}\left(\frac{T}{2}\right) = I_{dM} = i_{d2}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{E}{R} + \left(-I_{dM} - \frac{E}{R} \right) \exp\left(-\frac{T}{2\tau} \right) \tag{2}$$

L'une ou l'autre des équations (1) et (2) permet d'obtenir I_{dM} .

Prenons l'équation (1).

$$-I_{dm} = \frac{E}{R} \left(-1 + \exp\left(-\frac{T}{2t}\right) \right) + I_{dm} \exp\left(-\frac{T}{2t}\right)$$

$$\Leftrightarrow I_{dm} \left(1 + \exp\left(-\frac{T}{2t}\right) \right) = \frac{E}{R} \left(1 - \exp\left(-\frac{T}{2t}\right) \right)$$

soit :

$$I_{dm} = \frac{E}{R} \frac{1 - \exp\left(-\frac{T}{2t}\right)}{1 + \exp\left(-\frac{T}{2t}\right)} = \frac{E}{R} \operatorname{th}\left(\frac{T}{4t}\right)$$

5.2.3 Calcul de t_1

A $t = t_1$, $i_{d1}(t) = 0$, soit :

$$0 = \frac{E}{R} + \left(-I_{dm} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{T}{2t}}$$

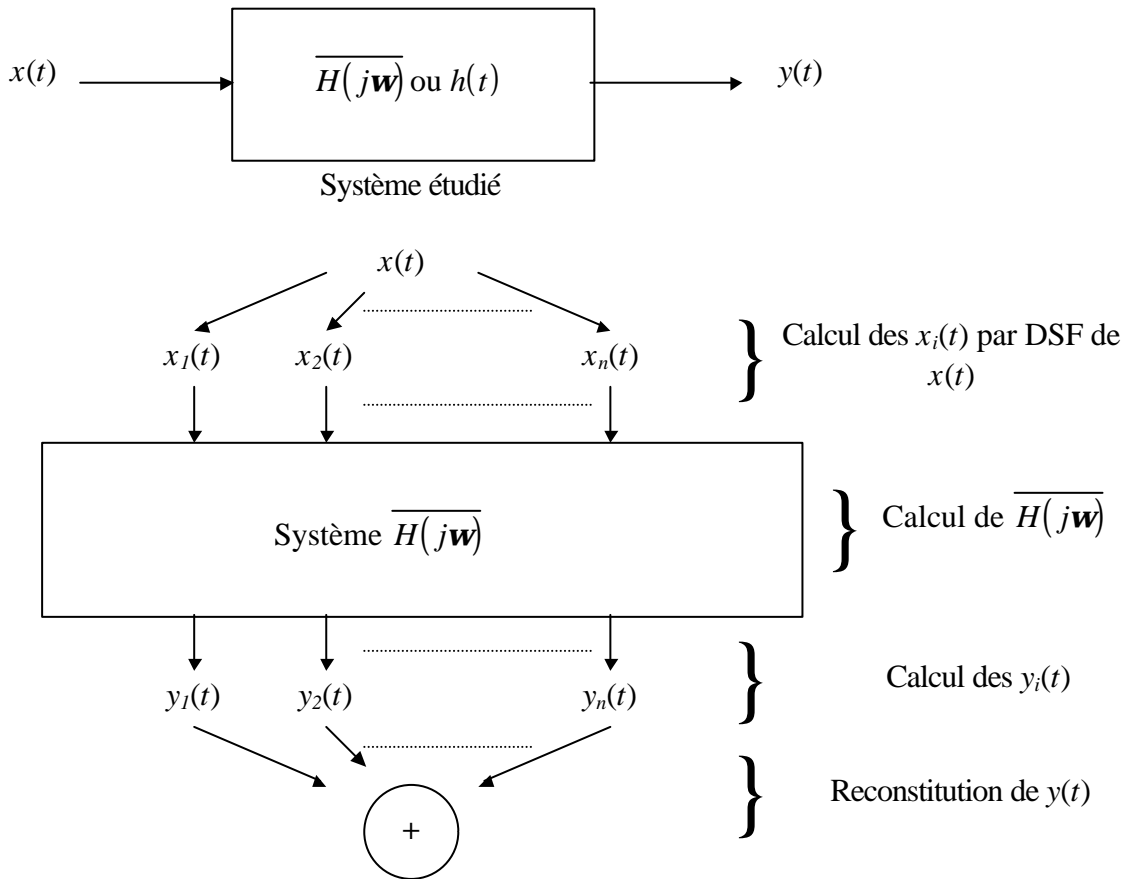
d'où :

$$t_1 = -t \ln \frac{\frac{E}{R}}{I_{dm} + \frac{E}{R}} = -t \ln \frac{1}{1 + \operatorname{th}\left(\frac{T}{4t}\right)} = t \ln \left(1 + \operatorname{th}\left(\frac{T}{4t}\right) \right).$$

5.2.4 Étude harmonique

La Décomposition en Séries de Fourier (DSF) est longue à calculer directement à partir de l'expression de $i_d(t)$.

On peut par contre l'obtenir facilement, en appliquant le théorème de superposition, à partir de la DSF de $u_d(t)$ sachant que le système considéré (charge RL) est linéaire.



$$y(t) = \sum_{k=1}^n y_k(t)$$

Figure 5-10. Utilisation de théorème de superposition pour le calcul de la DSF de la réponse d'un système linéaire à une entrée quelconque non sinusoïdale.

Pour tout système linéaire possédant une entrée $x(t)$ et une sortie $y(t)$, on procède de la façon suivante :

1. On décompose $x(t)$ en Séries de Fourier.

Soit $x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) + \dots + x_n(t)$ ou $x(t) = \sum_{k=1}^n x_k(t)$ avec $x_k(t)$ sinusoïdale.

2. On calcule le déphasage et l'atténuation introduits par le système considéré pour chaque entrée élémentaire $x_k(t)$. Cela revient simplement à calculer le module et la phase de la fonction de transfert

du système en régime harmonique, soit $\overline{H(j\omega)} = \frac{\overline{Y(j\omega)}}{\overline{X(j\omega)}}$. On obtient donc $y_k(t)$ qui est la réponse

du système à l'entrée $x_k(t)$.

3. On applique le théorème de superposition pour reconstituer $y(t) = y_1(t) + y_2(t) + y_3(t) + \dots + y_n(t)$

soit $y(t) = \sum_{k=1}^n y_k(t)$.

Remarque: Mathématiquement, l'obtention de $y(t)$ se fera pour $n = \infty$. On verra qu'en pratique, seuls les premiers termes de la DSF nous intéressent. Cette méthode est donc tout à fait valable.

La méthode de DSF décrite précédemment est résumée sur la figure 5-10.

Appliquons à présent cette méthode au système considéré. $u_d(t)$ correspond à $x(t)$ et $i_d(t)$ correspond à $y(t)$.

1. Calcul de la DSF de $u_d(t)$.

On calcule facilement :

$$u_d(t) = \frac{4E}{P} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin[(2k+1)\omega t]}{2k+1} \quad \text{avec } \omega = \frac{2P}{T}$$

2. Calcul de $\overline{H(j\omega)}$.

Le système considéré est décrit sur la figure 5-11.

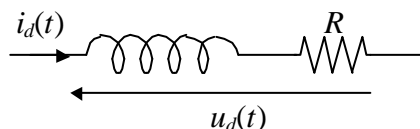


Figure 5-11.

En régime harmonique : $\overline{U_d(j\omega)} = (R + jL\omega)\overline{I_d(j\omega)}$

soit
$$\overline{H} = \frac{\overline{I_d}}{U_d} = \frac{1}{R + jL\omega} = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \text{ avec } \omega_0 = \frac{R}{L}$$

Le module $M(\omega)$ et la phase $\mathbf{j}(\omega)$ de $\overline{H}(j\omega)$ se calculent simplement :

$$M(\omega) = \frac{1}{R} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} = \frac{1}{Z(\omega)} \quad \text{avec } Z(\omega) = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

$$\mathbf{j}(\omega) = -\text{Arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad \text{soit } \text{tg}\mathbf{j} = -\frac{\omega}{\omega_0} = -\frac{L\omega}{R} = -Q$$

On remarque que $\mathbf{j}(\omega)$ est négatif du fait que le courant $i_d(t)$ est en retard sur la tension $u_d(t)$. On peut alors calculer les termes $i_{d_k}(t)$ de la façon suivante :

La moyenne de $i_d(t)$ est nulle car la moyenne de $u_d(t)$ est nulle.

$k=0$ (terme fondamental): $u_{d(0)}(t) = \frac{4E}{p} \sin \omega t \rightarrow i_{d(0)}(t) = \frac{4E}{p} M(\omega) \sin(\omega t + \mathbf{j}(\omega))$

$k=1$ (harmonique 1): $u_{d(1)}(t) = \frac{4E}{p} \frac{\sin 3\omega t}{3} \rightarrow i_{d(1)}(t) = \frac{4E}{p} M(3\omega) \frac{\sin(3\omega t + \mathbf{j}(3\omega))}{3}$

avec $M(3\omega) = \frac{1}{Z(3\omega)} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (3L\omega)^2}}$ et $\mathbf{j}(3\omega) = -\text{Arctg}\left(\frac{3\omega}{\omega_0}\right)$

3. On applique le théorème de superposition :

$$DSF(i_d(t)) = i_{d(0)}(t) + i_{d(1)}(t) + \dots$$

5.2.5 Cas particulier d'une charge L pure

On peut déduire du fonctionnement avec charge RL le fonctionnement avec charge L pure.

Un développement limité permet de calculer t_1 et I_{dM} .

$$I_{dM} = \lim_{t \rightarrow \infty} \left[\frac{Et}{L} \text{th}\left(\frac{T}{4t}\right) \right] = \frac{E}{R} \frac{T}{4t} = \frac{ET}{4L}$$

$$t_1 = \lim_{t \rightarrow \infty} \left[t \ln\left(1 + \text{th}\left(\frac{T}{4t}\right)\right) \right] = \lim_{t \rightarrow \infty} \left[t \ln\left(1 + \left(\frac{T}{4t}\right)\right) \right] = t \frac{T}{4t} = \frac{T}{4}$$

Au cours d'une période de fonctionnement, on distingue donc les quatre séquences ci-dessous.

- pour $0 < t < \frac{T}{4}$, I_1 et I_3 sont ouverts. I_2 et I_4 sont commandés à la fermeture et sont susceptibles de conduire. Le courant $i_d(t)$ étant supposé négatif à $t = 0$, égal à $-I_{dM}$, ils ne peuvent conduire car les interrupteurs sont unidirectionnels. Ce sont donc les diodes D_2 et D_4 qui conduisent le courant $i_d(t)$.

On a :

$$u_d(t) = E = L \frac{di_d}{dt}$$

soit :
$$i_d(t) = \frac{E}{L}t - I_{dM} = \frac{E}{L}t - \frac{ET}{4L}$$

A $t = \frac{T}{4}$, le courant $i_d(t)$ s'annule.

- pour $\frac{T}{4} < t < \frac{T}{2}$, I_1 et I_3 sont ouverts. I_2 et I_4 , commandés à la fermeture se mettent à conduire car le courant $i_d(t)$ devient positif. Les diodes D_2 et D_4 se bloquent. On a : $u_d(t) = E = L \frac{di_d}{dt}$, de même que précédemment.

A $t = \frac{T}{2}$, on a :
$$i_d\left(\frac{T}{2}\right) = I_{dM} = \frac{ET}{4L}$$

- pour $\frac{T}{2} < t < \frac{3T}{4}$, I_2 et I_4 sont ouverts. On peut noter que leur commutation est forcée car rien ne les empêcherait de continuer à conduire (on ne pourrait donc utiliser des thyristors pour ce genre d'interrupteurs). I_1 et I_3 sont commandés à la fermeture mais ne peuvent conduire car $i_d(t) > 0$. Donc les diodes D_1 et D_3 conduisent.

On a :
$$u_d(t) = -E = L \frac{di_d}{dt}$$

soit :
$$i_d(t) = -\frac{E}{L}t' + I_{dM}$$

avec $t' = t - \frac{T}{2}$,

d'où :
$$i_d(t) = -\frac{E}{L}\left(t - \frac{T}{2}\right) + I_{dM}$$

A $t = \frac{3T}{4}$, on a :
$$i_d\left(\frac{3T}{4}\right) = -\frac{E}{L}\frac{T}{4} + \frac{ET}{4L} = 0$$

- pour $\frac{3T}{4} < t < T$, I_2 et I_4 sont ouverts. I_1 et I_3 , commandés à la fermeture, conduisent. Les diodes D_1 et D_3 se bloquent.

On a, de même que précédemment : $u_d(t) = -E$ et $i_d(t) = -\frac{E}{L}\left(t - \frac{T}{2}\right) + I_{dM}$

A $t = T$, on retrouve bien : $i_d(T) = i_d(0) = -I_{dM}$ (en régime permanent, le courant est forcément périodique de période T car $u_d(t)$ est périodique de période T).

La figure 5-12 représente $u_d(t)$ et $i_d(t)$ sur une période complète de fonctionnement.

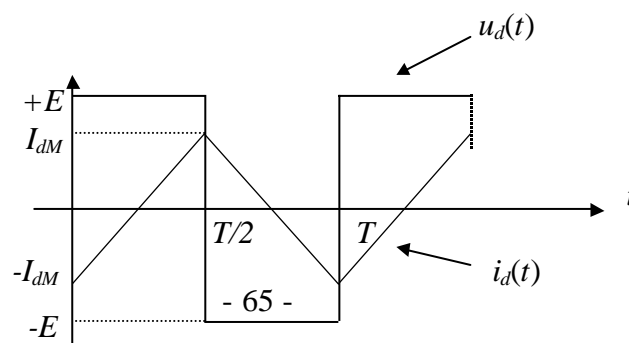


Figure 5-12. Charge L pure.

Le développement en série de Fourier du courant $i_d(t)$ s'écrit, après calculs :

$$DSF[i_d(t)] = -\frac{4E}{pL\omega} \left(\cos \omega t + \frac{\cos 3\omega t}{9} + \frac{\cos 5\omega t}{25} + \dots \right)$$

soit :

$$DSF[i_d(t)] = -\frac{4E}{pL\omega} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos[(2k+1)\omega t]}{(2k+1)^2}$$

avec $\omega = \frac{2p}{T}$

Pour une charge purement résistive, on obtient :

$$DSF[i_d(t)] = -\frac{4E}{pR} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos[(2k+1)\omega t]}{2k+1}$$

Au vu de ces résultats, on constate que les harmoniques de courant (pour $k=1, 2, 3, \dots$) ont une amplitude qui diminue plus rapidement dans le cas d'une charge inductive.

Cela constitue une justification mathématique du bon fonctionnement des moteurs alternatifs, alimentés par un onduleur autonome, car ceux-ci présentent une inductance élevée.

6. Débit sur charge RLC

Ce cas sera étudié en TD et en TP.

7. Onduleurs à modulation de largeur d'impulsion

Ce type de fonctionnement sera étudié en TP.

8. Applications des onduleurs

Nous citons quelques domaines d'application :

- production de tension sinusoïdales de fréquences moyennes (de quelques kHz à quelques 10Khz): soudage, chauffage par induction,
- alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs,
- alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable.

Exemple : Alimentation de secours. On considère le schéma de la figure 5-13.

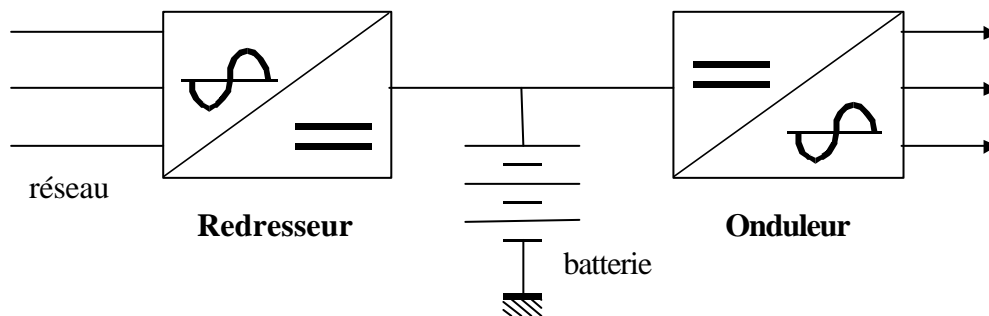


Figure 5-13. Alimentation de secours.

Les alimentations de secours sont destinées à remplacer le réseau de distribution (monophasé ou triphasé) en cas de défaillance du réseau. On les utilise dans les deux cas suivants :

- pour les installations qui nécessitent la continuité de l'alimentation : hôpitaux, centraux téléphoniques, circuits de sécurité,...
- pour les appareils (ordinateurs, ...) qui exigent non seulement la continuité de leur alimentation, mais encore la protection contre les perturbations du réseau de distribution (variations de tension, parasites, coupures, ...).

Les alimentations de secours comportent trois parties principales:

- un redresseur-chargeur, alimenté par le réseau, constitué soit d'un pont à diodes suivi d'un hacheur, soit d'un pont commandé,
- une batterie d'accumulateurs,
- un onduleur de fréquence 50Hz délivrant une tension parfaitement sinusoidale.

CHAPITRE 6

ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE ISSUES DU SECTEUR

1. Introduction

Les paragraphes §2 et §3 sont des paragraphes préliminaires permettant de mieux comprendre l'intérêt des alimentations à découpage et de poser les bases pour l'étude de leur fonctionnement abordé aux paragraphes §4 et §5.

2. Intérêt des alimentations à découpage

2.1 Alimentations linéaires issues du secteur

2.1.1 Principe

Le synoptique de la partie puissance des alimentations linéaires est indiqué sur la figure 6-1.

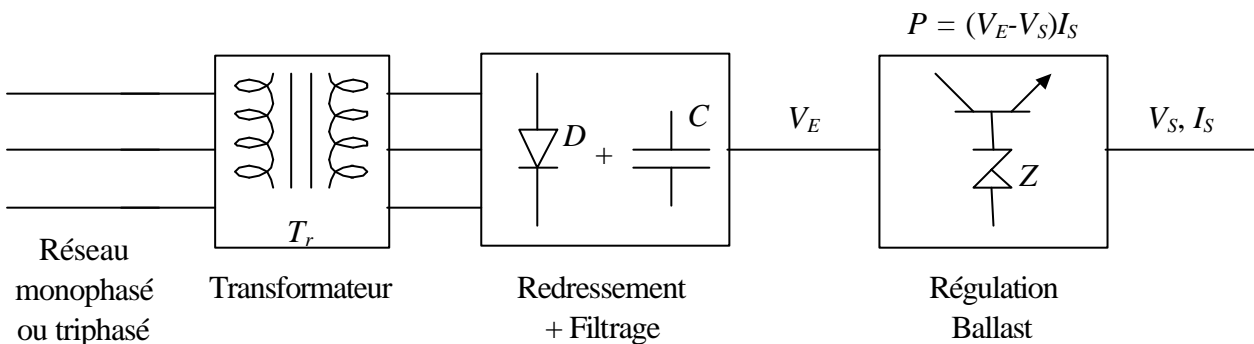


Figure 6-1. Alimentation linéaire issue du secteur.

Le principe de base du montage régulateur « ballast » avec transistor série est décrit sur la figure 6-2.

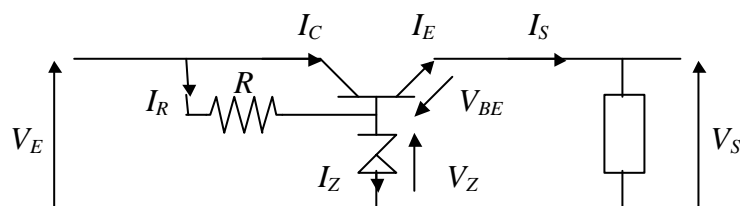
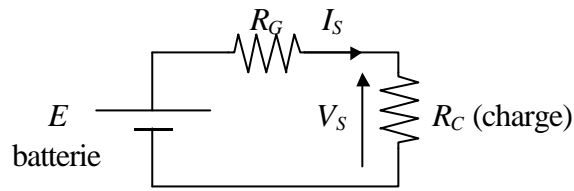


Figure 6-2. Principe de base de l'étage régulateur d'une alimentation linéaire.

La dénomination « linéaire » pour le type d'alimentation décrite à la figure 6-1 vient du fait que le transistor de la figure 6-2 fonctionne dans sa zone linéaire.

On décrit rapidement le principe de la régulation à l'aide du montage de la figure 6-2 en montrant au préalable l'influence d'une modification de la charge pour une alimentation non stabilisée telle que celle décrite à la figure 6-3.



R_G : résistance interne du générateur E .

Figure 6-3. Alimentation non stabilisée.

- A vide, pour $R_C = \infty$, on a : $V_s = E$
- En charge : $V_s = \frac{R_c}{R_c + R_G} E$

La diminution de R_c (augmentation de la charge) entraîne donc une diminution de V_s (et évidemment une augmentation de $I_s = \frac{E}{R_G + R_c}$).

Pour le montage de la figure 6-2, toute variation de la charge sera absorbée, dans une certaine limite, par la diode Zener.

Le principe de base est le suivant :

- Si I_s augmente (augmentation de la charge), alors $I_E = I_s$ augmente et V_{BE} augmente. Donc $I_B \approx \frac{I_E}{b}$ augmente. Mais cette augmentation est b fois (100 au minimum) plus faible que celle de I_s . Ainsi V_Z varie peu du fait que I_Z varie peu (voir figure 6-4).



Figure 6-4. Polarisation de la diode Zener.

- Si I_s diminue (diminution de la charge), de la même façon on montre que I_Z augmente peu, et donc V_Z varie peu.

Les éléments fondamentaux utilisés dans une alimentation linéaire sont :

- Un transformateur fonctionnant à 50Hz assure une isolation galvanique et la modification de la valeur efficace de la tension (en général abaisseur).
- Un redresseur à diodes suivi d'un condensateur de filtrage permettent de transformer la tension sinusoïdale issue du transformateur en une tension de valeur moyenne non nulle et ondulant peu.
- Une diode Zener accompagnée d'un montage « ballast » à transistor permettent de fournir une tension régulée en sortie de l'alimentation.

2.1.2 Points forts et points faibles des alimentations linéaires

- Points forts :
- faciles à mettre en oeuvre

- permettent d'obtenir des tensions très stables. Une stabilité relative $\frac{\Delta V_s}{V_s}$ égale à 10^{-4} s'obtient sans trop de contraintes techniques.
- très peu perturbatrices pour l'environnement électrique ou électronique.

• Points faibles :

- Le transformateur est lourd et volumineux car il fonctionne à 50Hz (voir Annexe 6.1).
 - Le transistor « ballast » dissipe une puissance $P \approx V_{CE} \cdot I_C = (V_E - V_s) I_S$.
- Il impose l'utilisation d'un radiateur encombrant et nuit au rendement de l'alimentation.

• Conclusion :

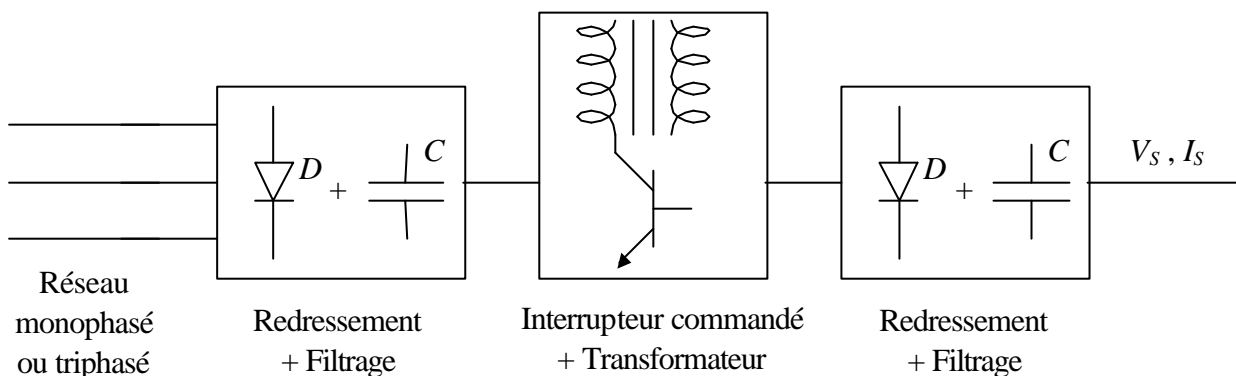
Les alimentations linéaires sont simples et stables mais lourdes, volumineuses (puissances massique (W/kg) et volumique (W/litre) faibles) et à faible rendement.

2.2 Alimentations à découpage issues du secteur

Elles sont appelées ainsi du fait du fonctionnement du transistor de puissance en régime de commutation.

2.2.1 Principe de fonctionnement

Le synoptique de la partie puissance est donné sur la figure 6-5.



$$f_d = \frac{1}{T_d} \geq 20kHz \quad (\text{découpage})$$

Figure 6-5. Principe de fonctionnement des alimentations à découpage.

Les éléments fondamentaux utilisés dans une alimentation à découpage sont :

- Redresseur + Filtre directement connectés au réseau (secteur).
- Transformateur d'impulsion (isolation galvanique entre le réseau et l'utilisateur), piloté au primaire par un interrupteur commandable (transistor) fonctionnant à une fréquence $f_d = \frac{1}{T_d} \geq 20kHz$.
- Redresseur + Filtre en sortie.

Remarque importante :

Le choix d'une fréquence $f_d = \frac{1}{T_d} \geq 20kHz$ est lié à deux impératifs :

- Une fréquence plus faible (entre 100Hz et 15kHz) correspondrait au spectre audible. Ces alimentations deviendraient très pénibles pour l'oreille humaine.
- Plus la fréquence de découpage f_d sera grande, plus le condensateur de filtrage de l'étage de sortie pourra être de faible capacité. En effet cette capacité, associée à une résistance, joue un rôle de filtre passe-bas ayant pour fonction de transfert :

$$\overline{H(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Le filtrage est efficace ($|\overline{H}| \ll 1$) pour $\omega \gg \omega_0$, soit :

$$\omega \gg \frac{1}{RC}, \text{ ou encore } C \gg \frac{1}{\omega R}$$

Donc si on augmente $\omega = 2\pi f_d$, on peut diminuer la valeur de C .

2.2.2 Points forts et points faibles des alimentations à découpage.

- Points forts :

- Le transformateur travaille à une fréquence $f_d \geq 20kHz$ très supérieure à celle du réseau 50Hz, il est donc de dimension réduite (voir Annexe 6-1).
- Le transistor de puissance fonctionne en régime de commutation ($V_{CE} \approx 0$ et I_C pour l'état *on* ; $I_C = 0$ pour l'état *off* ; soit $P = I_C \cdot V_{CE} \approx 0$) et présente des pertes réduites.

Donc :

Le dissipateur associé est de faibles dimensions, d'où un gain en volume et en masse.

Le rendement de l'alimentation est supérieur à 80 % (contre 60 % maximum pour les alimentations linéaires).

- Points faibles :

- Elles sont moins simples à mettre en oeuvre que les alimentations linéaires.
- Une ondulation résiduelle due au découpage subsiste en sortie ; la stabilité relative se situe entre 10^{-2} et 10^{-3} .
- Elles sont perturbatrices pour l'environnement électrique et électronique ; les parasites rayonnés sont importants du fait du découpage.

Figure 6-6. Comparaison des alimentations linéaires et à découpage en terme d'encombrement, de masse et de prix.

• Conclusion :

Les alimentations à découpage sont légères et peu encombrantes.

Elles ont un excellent rendement. Par contre leur stabilité est moyenne ou médiocre.

Elles sont donc très utilisées en électronique embarquée (légereté, rendement) ou simplement pour leur excellent rendement lorsque la stabilité n'est pas une caractéristique essentielle.

La figure 6-6 permet de comparer les alimentations à découpage avec les alimentations linéaires.

3. Inductances et transformateurs en régime impulsionnel ou régime de commutation

Définition :

Régime impulsionnel : variation instantanée de la tension appliquée à l'inductance ou au transformateur.

L'étude du fonctionnement des inductances (ou bobines) et transformateurs (bobines couplées) en régime impulsionnel est indispensable pour la compréhension du fonctionnement des alimentations à découpage isolées du réseau de distribution (secteur).

3.1 Inductances en régime impulsionnel

3.1.1 Inductance réelle

On considère le montage de la figure 6-7.

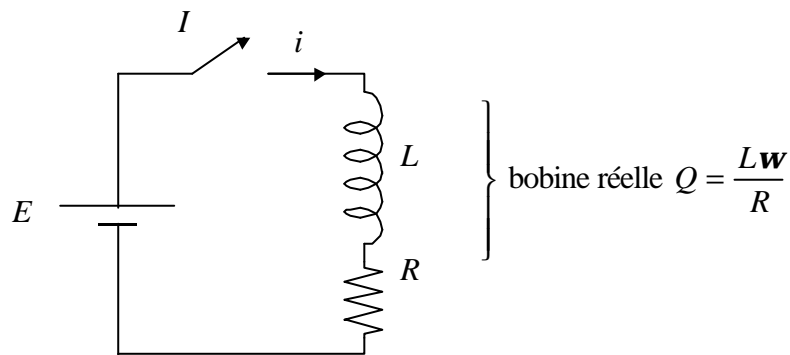


Figure 6-7. Inductance réelle en régime impulsionnel.

- à $t = 0$, on ferme l'interrupteur I . On a alors :

$$E = Ri(t) + L \frac{di}{dt} \quad \text{d'où} : i(t) = Ke^{-t/\tau} + \frac{E}{R}$$

En considérant nulles les conditions initiales ($i(0) = 0$), on obtient :

$$K = -\frac{E}{R} \quad \text{et} \quad i(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

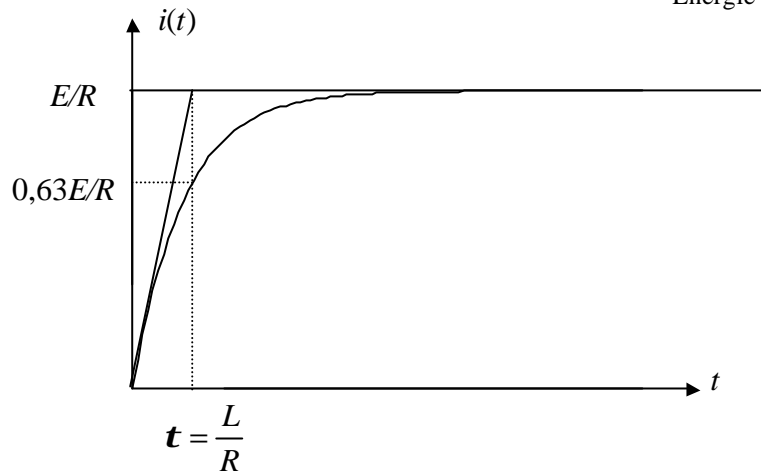


Figure 6-8.

Le courant $i(t)$ croît de façon exponentielle (figure 6-8).

3.1.2 Inductance parfaite ($R=0$)

Physiquement, en toute rigueur cette simplification n'a de sens que pour les bobines à supraconducteur et correspond à un facteur de qualité $Q = \frac{L\omega}{R}$ infini.

On peut cependant noter que Q sera d'autant plus grand que la fréquence sera élevée, ce qui est le cas des alimentations à découpage ($f_d \geq 20kHz$).

Dans le cas du montage de la figure 6-7, avec ($R = 0$), on a :

$$i(t) = \frac{E}{L}t$$

Le courant évolue en forme de rampe de pente $\frac{E}{L}$.

3.1.3 Critère de choix RL ou L

Prenons une application numérique réaliste : $E=20V$; $L = 1\text{ mH}$; $R = 0,1\Omega$.

On impose une intensité maximale égale à 20A (intensité admise par l'interrupteur).

La figure 6-9 montre l'évolution de $i(t)$ dans les deux cas considérés.

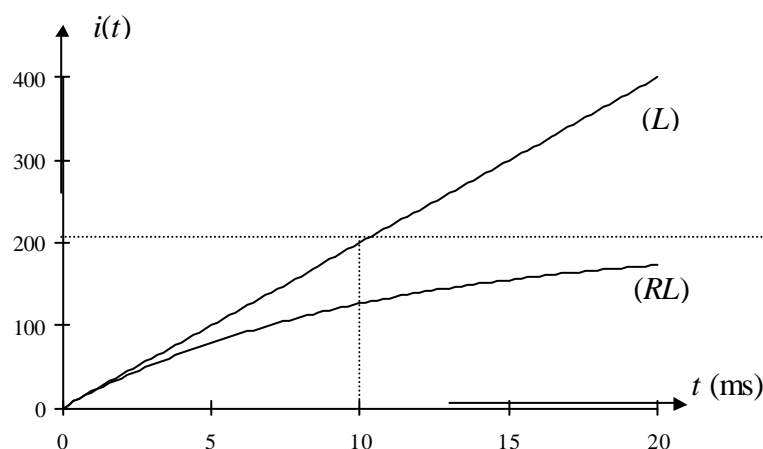


Figure 6-9. Comparaison entre une inductance réelle (RL) et parfaite (L).

Pour $i(t) < 20A$, les deux graphiques sont quasiment confondus.

Le calcul montre que l'écart est inférieur à 5 %.

Donc les deux modèles de l'inductance adoptés (RL ou L) peuvent être considérés comme équivalents.

La règle que l'on peut adopter pour la suite est la suivante :

« On peut considérer une inductance parfaite lorsque le courant maximum admis (avant commutation) est atteint pour un temps très inférieur ($t_c < \frac{t}{10}$) à la constante de temps $t = \frac{L}{R}$ du circuit RL ».

On a alors en effet :

$$i(t) = \frac{E}{R}(1 - e^{-t/\tau}) \approx \frac{E}{R} \left(1 - 1 + \frac{t}{\tau} \right) = \frac{E}{L} t$$

↑
développement limité du 1^o ordre.

3.2 Transformateur en régime impulsionnel

Le transformateur permet l'isolation galvanique (aucun contact électrique) entre le réseau de distribution et l'utilisateur. Ainsi un court-circuit de l'une des deux parties (utilisateur ou réseau) ne perturbera pas l'autre partie car le transformateur ne permettra pas de maintenir le courant de court-circuit.

3.2.1 Rappels sur le transformateur

3.2.1.1 Hypothèses d'étude

- Idéal d'un point de vue électrique → conductivité s infinie → pas de pertes par effet Joule → pas de résistance équivalente aux conducteurs au 1^o et au 2^o.
- Aucune fuite magnétique au niveau des bobinages 1^o et 2^o.
- Circuit Magnétique (CM) linéaire → pas d'hystérésis
pas de saturation
→ $B = \mu H$
- pas de pertes par courants de Foucault dans le CM.

3.2.1.2 Convention électrique

Au 1^o, nous utilisons la convention "récepteur", au 2^o la convention "générateur" (figure 6-10).

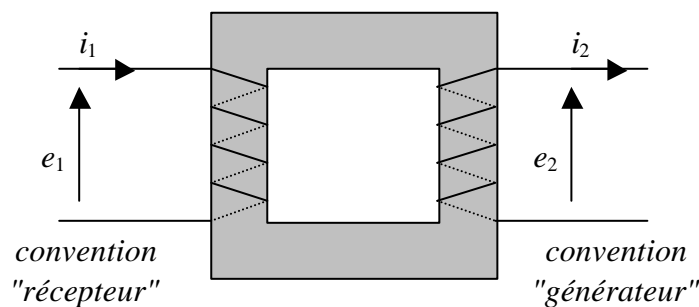


Figure 6-10.

3.2.1.3 Convention au niveau du flux et des tensions

La loi de Lenz s'écrit : $e = -n \frac{d\mathbf{j}}{dt}$. Le signe (-) n'a pas de sens physique et n'indique en aucun cas le sens de la tension e . Il faut donc choisir un sens conventionnel des tensions au 1° et au 2° pour un sens du flux donné.

On choisit ici d'appliquer $e = +n \frac{d\mathbf{j}}{dt}$ lorsque le sens de la tension est le même que celui du flux, le sens du flux étant déterminé par la règle du tire-bouchon ou du bonhomme d'Ampère. Cette convention se traduit par la représentation de la figure 6-11.

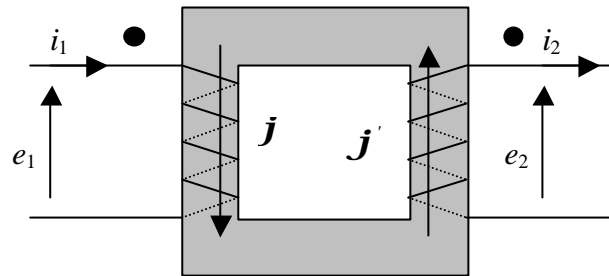


Figure 6-11.

Au 1°, le flux descend et la tension est orientée vers le haut, on écrira donc : $e_1 = -n_1 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$.

Au 2°, le flux donné par le bonhomme d'Ampère \mathbf{j}' est vers la haut, donc : $e_2 = +n_2 \frac{d\mathbf{j}'}{dt}$.

Du fait que $\mathbf{j}' = \mathbf{j}$, on a donc : $e_2 = n_2 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$.

Le points indiquent le sens du bobinage, si $e_1 > 0$, alors $e_2 > 0$.

3.2.1.4 Mise en équation et modèle

3.2.1.4.1 Bobinage 2° "par devant"

Le sens du bobinage est indiqué figure 6-12.

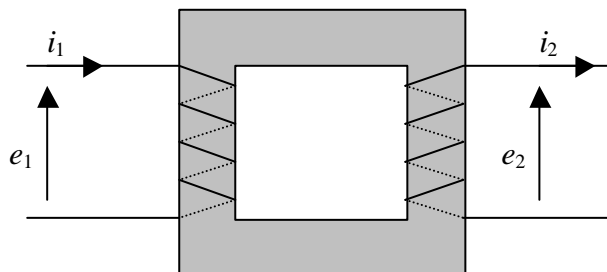


Figure 6-12.

Le schéma magnétique général équivalent du transformateur est décrit sur la figure 6-13.

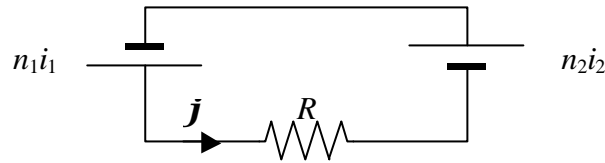


Figure 6-13.

R représente la réluctance du CM : $R = \frac{l}{\mu S}$

avec : S : section du CM
 l : longueur du CM
 μ perméabilité du CM.

3.2.1.4.2 Equation transformateur non chargé ("à vide")

$i_2 = 0$, on applique le théorème d'Ampère au 1°, on obtient : $n_1 i_{10} = R j$ (1). On retrouve ce résultat avec le schéma de la figure 4 en faisant $i_2 = 0$.

3.2.1.4.3 Equation transformateur chargé ("en charge")

De la même façon, l'application du théorème d'Ampère donne : $n_1 i_1 + n_2 i_2 = R j$ (2).

3.2.1.4.4 Equation des Ampères-tours

En utilisant les équations (1) et (2), on a : $n_1 i_1 + n_2 i_2 = n_1 i_{10}$, soit : $i_1 = i_{10} - \frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{10} - i_{1a}$.

Le courant i_{1a} est appelé courant "actif" au primaire.

3.2.1.4.5 Modèle électrique équivalent du transformateur

Le modèle électrique est déduit des équations suivantes :

- $i_1 = i_{10} - i_{1a}$
- $\frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{1a} \implies n_2 i_2 = n_1 i_{1a}$
- $\frac{e_2}{n_2} = - \frac{e_1}{n_1}$

La figure 6-14 donne le modèle traduisant ces équations.

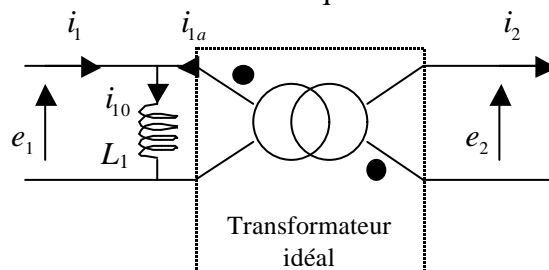


Figure 6-14.

L'inductance L_1 est appelée "inductance propre" du transformateur. Elle peut être ramenée soit au primaire, soit au secondaire du transformateur. Son expression se détermine simplement :

On a : $n_1 i_{10} = R \mathbf{j}$ et par définition $n_1 \mathbf{j} = L_1 i_{10}$.

On déduit facilement : $L_1 = \frac{n_1^2}{R}$.

L'inductance propre peut être ramenée au 2° du transformateur. Le modèle électrique équivalent du transformateur est alors celui de la figure 6-15.

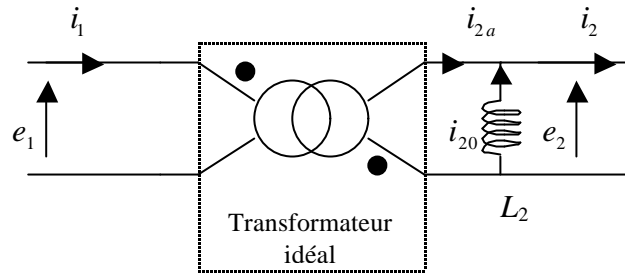


Figure 6-15.

En alimentant le secondaire, on montre facilement que : $i_2 = i_{20} + i_{2a}$

Par ailleurs, on a : $e_2 = -L_2 \frac{di_{20}}{dt}$ et $\frac{e_2}{n_2} = -\frac{e_1}{n_1}$

$n_2 i_{20} = R \mathbf{j}$ et $n_1 i_{10} = R \mathbf{j} \rightarrow n_1 i_{10} = n_2 i_{20}$

donc : $e_2 = -L_2 \frac{di_{20}}{dt} \implies -\frac{n_2}{n_1} e_1 = -L_2 \frac{d\left(\frac{n_1}{n_2} i_{10}\right)}{dt} \implies e_1 = L_2 \frac{n_1^2}{n_2^2} \frac{di_{10}}{dt}$

En comparant à $e_1 = L_1 \frac{di_{10}}{dt}$ (voir figure 6-14), on obtient : $\frac{L_2}{L_1} = \frac{n_2^2}{n_1^2}$.

3.2.1.5 Bobinage 2° "par derrière"

Le sens du bobinage est indiqué figure 6-16.

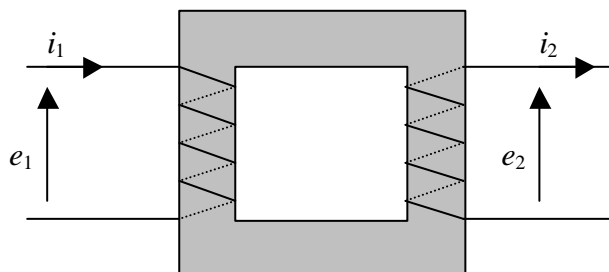


Figure 6-16.

On a dans ce cas : $e_1 = -n_1 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$ et $e_2 = -n_2 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$.

Le schéma magnétique général équivalent du transformateur est décrit sur la figure 6-17.

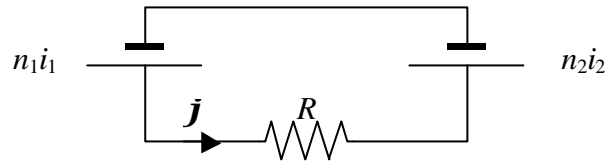


Figure 6-17.

3.2.1.5.1 Equation transformateur non chargé ("à vide")

De même que précédemment, on obtient : $n_1 i_{10} = Rj$.

3.2.1.5.2 Equation transformateur chargé ("en charge")

On a ici : $n_1 i_1 - n_2 i_2 = Rj$ (3).

3.2.1.5.3 Equation des Ampères-tours

En utilisant les équations (1) et (3), on a : $n_1 i_1 - n_2 i_2 = n_1 i_{10}$, soit : $i_1 = i_{10} + \frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{10} + i_{1a}$.

3.2.1.5.4 Modèle électrique équivalent du transformateur

Le modèle électrique est déduit des équations suivantes :

- $i_1 = i_{10} + i_{1a}$
- $\frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{1a} \implies n_2 i_2 = n_1 i_{1a}$
- $\frac{e_2}{n_2} = + \frac{e_1}{n_1}$

La figure 6-18 donne le modèle traduisant ces équations.

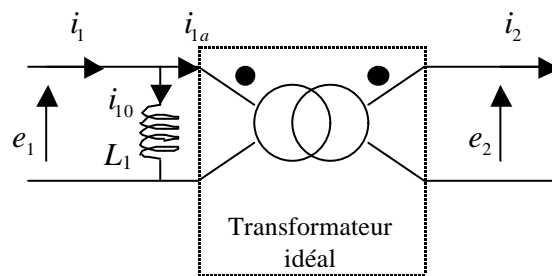
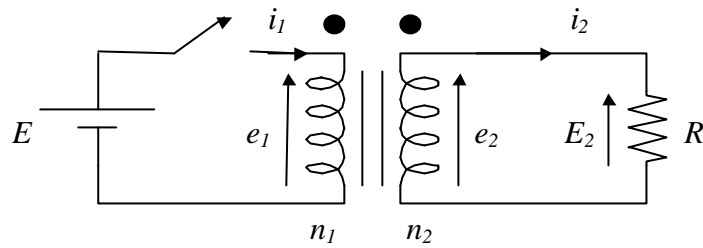


Figure 6-18.

3.2.2 Transformateur à vide puis chargé. Magnétisation du transformateur.

Les hypothèses d'étude sont celles données au §3.2.1.1.

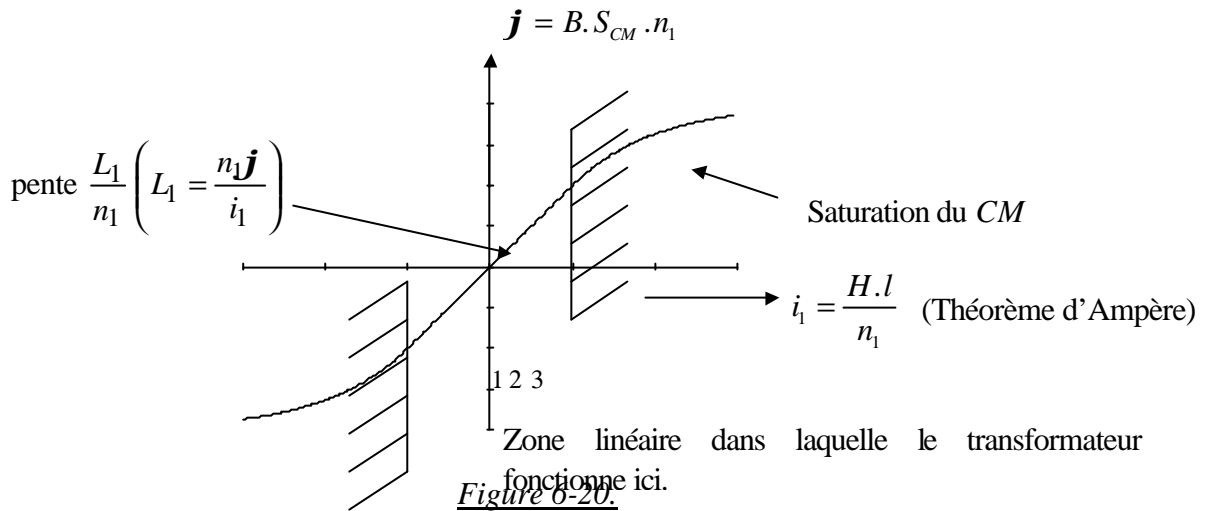
Ce transformateur est alimenté par une source de tension continue E à travers un interrupteur I (voir figure 6-19).



Les repères ● indiquent le sens des enroulements (voir Annexe 6.2).

Figure 6-19. Transformateur parfait en régime impulsionnel.

- A $t=0$, on ferme l'interrupteur I (conditions initiales nulles $i_1(0) = 0$ et $\mathbf{j}(0) = 0$) pendant un temps tel que le circuit magnétique CM ne soit pas saturé (L_1 et L_2 restent donc constantes, voir figure 6-20).



La figure 6-21 représente l'oscillogramme des tensions et courants en fonction du temps pour $R=\infty$ (à vide) puis $R=R_c$.

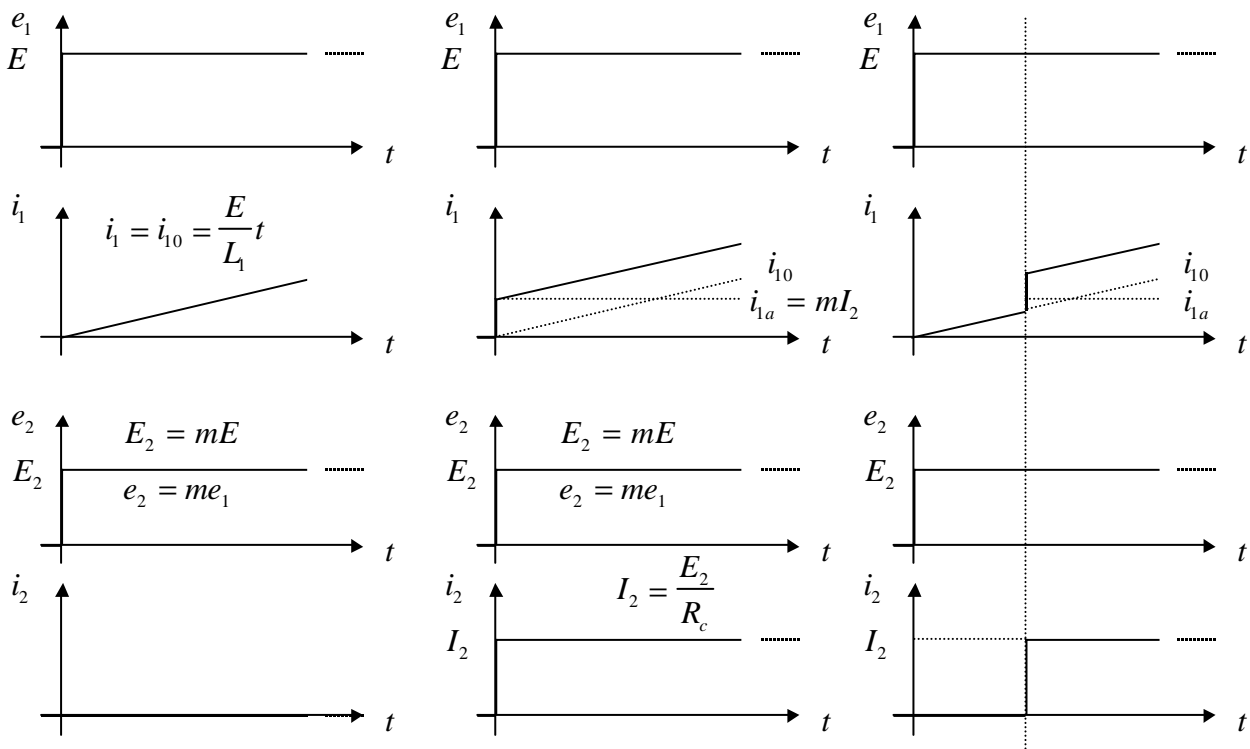


Figure 6-21. 1° colonne : $R = \infty$ (à vide) ; 2° colonne : $R = R_c$; 3° colonne : $R = \infty$ puis $R = R_c$.

- $R = \infty$ (transformateur à vide)

Le transformateur se comporte au 1° comme une bobine idéale ; donc : $e_1 = E$; $i_1 = i_{10} = \frac{E}{L_1} t$; $e_2 = m e_1$

soit $E_2 = mE$; $i_2 = 0$

- $R = R_c$ (transformateur en charge).

On a ici : $e_1 = E$; $E_2 = mE$ donc $i_2 = \frac{mE}{R_c} = I_2$

$$i_1 = i_{10} + m i_2 = \frac{E}{L_1} t + m i_2 = \frac{E}{L_1} t + m I_2$$

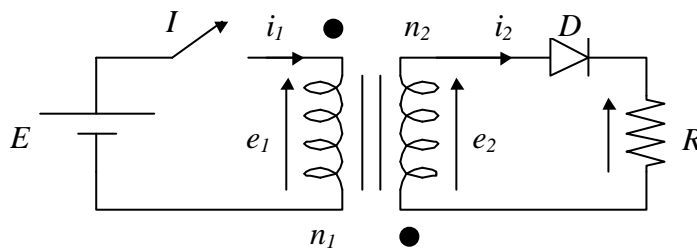
Remarque : Pour $R = \infty$ (à vide), l'énergie emmagasinée à la fin de la phase de magnétisation dans le CM du transformateur, soit au temps t_{on} où l'on va ouvrir l'interrupteur I , s'écrit :

$$W_{1M} = \int_0^{t_{on}} e_1 \cdot i_1 dt = \int_0^{t_{on}} E \cdot \frac{E}{L_1} t dt = \frac{E^2}{L_1} \left[\frac{t^2}{2} \right]^{t_{on}} = \frac{1}{2} \frac{E^2}{L_1} t_{on}^2$$

$$\text{Or } I_{1M} = \frac{E}{L_1} t_{on} = i_1(t_{on}), \text{ donc } W_{1M} = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{1M}^2$$

3.2.3 Démagnétisation du transformateur

La figure 6-22 présente le circuit étudié.



Les repères ● indiquent le sens des enroulements (voir Annexe 6.2).

Figure 6-22. Démagnétisation par diode et résistance.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- Pour $0 < t < t_{on}$, l'interrupteur I est fermé.

On a : $e_1 = E$; $e_2 = -E \frac{n_2}{n_1}$ donc la diode D est bloquée et $i_2 = 0$.

L'enroulement du 1° se comporte comme une inductance pure et le courant i_1 (courant à vide ou magnétisant) évolue en forme de rampe :

$$i_1 = i_{10} = \frac{E}{L_1} t \text{ (CM linéaire, } L_1 = C^{L_1})$$

- Pour $t_{on} < t < T$, l'interrupteur I est ouvert, le courant i_1 décroît rapidement. Le changement de pente du courant i_1 impose l'inversion instantanée des tensions e_1 et e_2 (car le flux \mathbf{j} décroît) ainsi que leur croissance jusqu'à ce que la diode conduise.

On a alors, au temps t_{on+} (juste après la commutation) :

$$i_2 = + \frac{e_2}{R} = I_{2M} .$$

La conservation de l'énergie emmagasinée sous forme magnétique dans le CM s'écrit alors : $W_{1M} = \frac{1}{2}L_1 I_{1M}^2 = W_{2M} = \frac{1}{2}L_2 I_{2M}^2 =$ énergie emmagasinée dans l'enroulement 1° du transformateur à $t = t_{on}$.

Remarque : A l'ouverture de l'interrupteur, i_1 a atteint une valeur maximum $I_{1M} = \frac{E}{L_1}t_{on}$ correspondant à une énergie stockée W_{1M} . Comme l'énergie (et donc le flux) ne peut présenter de discontinuité, l'annulation quasi-instantanée de i_1 entraîne l'établissement quasi-instantané de i_2 à la valeur I_{2M} . On dit qu'il y a alors « transfert d'énergie » du 1° au 2° du transformateur qui fonctionne en inductances couplées et jamais en transformateur.

Le graphique des tensions et courants est donné sur la figure 6-23.

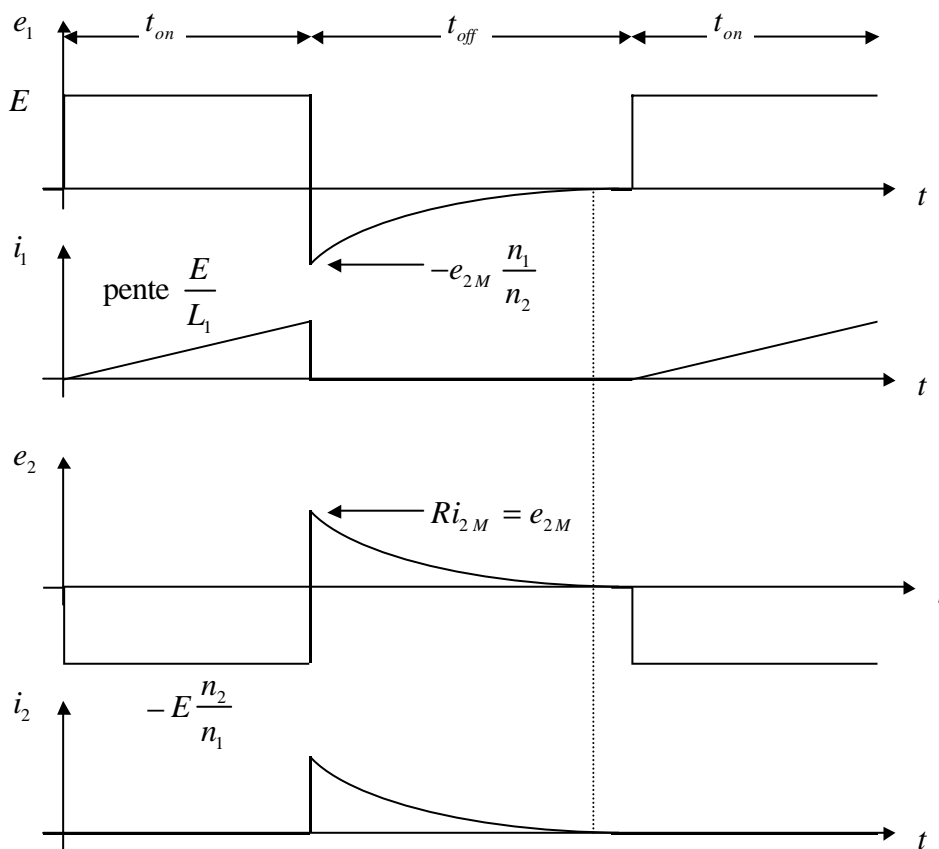


Figure 6-23. Illustration du transfert d'énergie. Magnétisation et démagnétisation du circuit magnétique.

L'évolution de i_2 , en considérant la diode comme un générateur de *f.e.m.* $V_{seuil}=0,6V$ lorsqu'elle est passante, est exponentielle :

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + Ri_2 = -V_{seuil}, \text{ donc } i_2 = Ke^{-t/\tau} - \frac{V_{seuil}}{R} \text{ avec } \tau = \frac{L_2}{R}$$

Or :

$$i_2(t_{on}) = I_{2M}, \text{ d'où : } i_2 = \left(I_{2M} + \frac{V_{seuil}}{R} \right) \exp\left(\frac{-t + t_{on}}{\tau} \right) - \frac{V_{seuil}}{R}$$

Le courant i_2 s'annule donc au temps $t_0 = t_{on} - \ln(A)$ avec $A = \frac{V_{seuil}/R}{I_{2M} + V_{seuil}/R}$.

4. Famille des alimentations à découpage issues du secteur. Choix du principe

Dans toutes les configurations, le secteur est directement redressé et filtré. L'isolation galvanique est ainsi assurée après filtrage par le transistor fonctionnant en régime impulsif, à une fréquence de découpage $f_d \geq 20kHz$.

4.1 Alimentation Flyback : transfert indirect

L'alimentation Flyback est une alimentation asymétrique car l'induction B à travers le CM est toujours de même signe (voir figure 6-24).

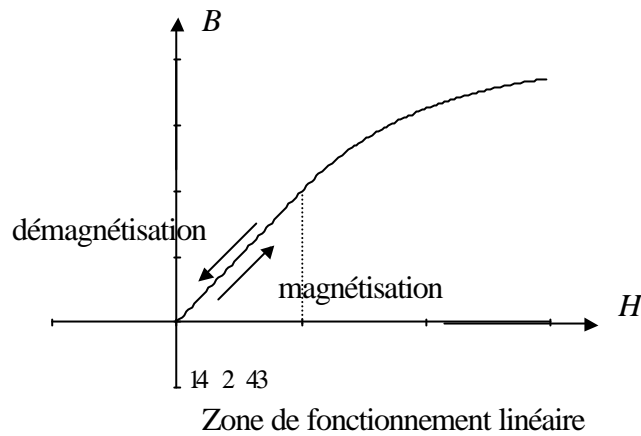


Figure 6-24. Magnétisation / démagnétisation de CM. B est toujours de même signe.

C'est une alimentation indirecte. Dans un premier temps, le 1° du transformateur emmagasine de l'énergie sous forme magnétique $\left(\frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2\right)$, puis dans un second temps cette énergie est transmise à la charge par l'enroulement secondaire (phase de démagnétisation).

Le schéma de principe de l'alimentation Flyback est décrit sur la figure 6-25.

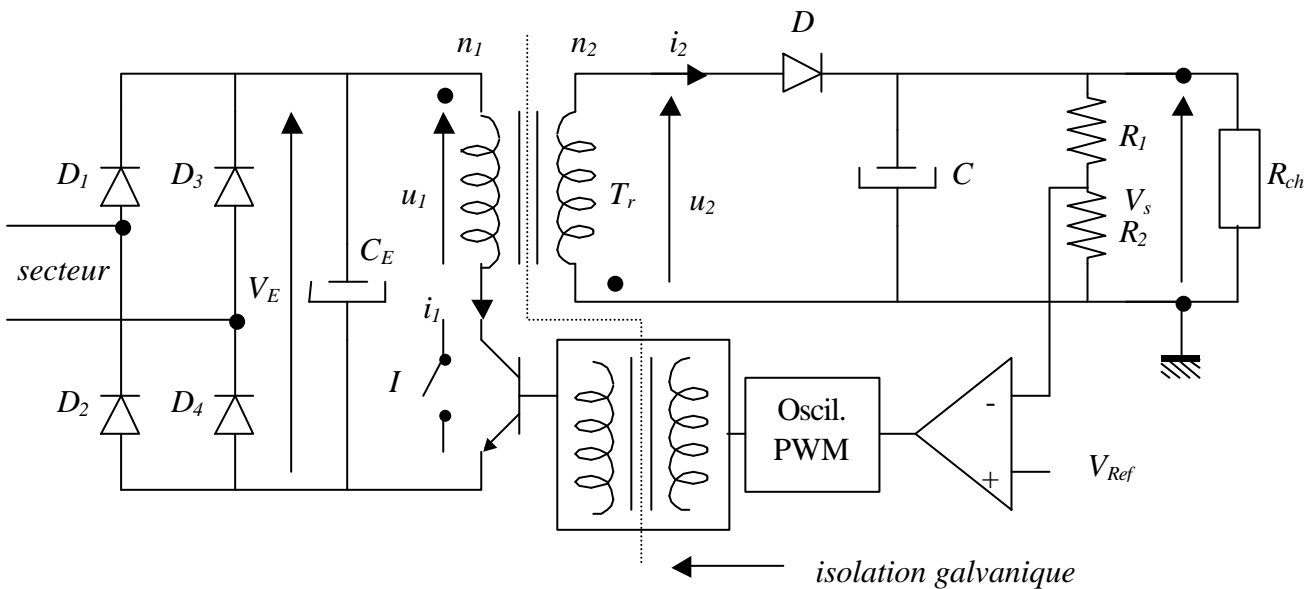


Figure 6-25. Alimentation Flyback.

On retrouve le principe du circuit électrique de la figure 6-22 ; le transformateur fonctionne en inductances couplées.

Les hypothèses pour l'étude du fonctionnement sont les suivantes :

- Les tensions V_E et V_S sont constantes, du fait de la présence des condensateurs C_E et C ;

- La diode D et le transformateur T_r sont considérés comme parfaits ainsi que l'interrupteur I .

Les deux cycles de fonctionnement sont les suivants :

- Lorsque l'interrupteur est fermé : $u_1 = V_E$; $u_2 < 0$, donc $v_D = u_2 - V_s < 0$: la diode D est bloquée.
Le transformateur se comporte au 1^o comme une inductance seule, i_1 augmente et le 1^o du transformateur emmagasine de l'énergie sous forme magnétique.
- Lorsque l'on ouvre l'interrupteur, i_1 décroît de façon quasi-instantanée et les tensions u_1 et u_2 s'inversent de façon quasi-instantanée.
 $u_2 > 0$ donc D conduit et $u_2 = V_s$. L'énergie magnétique emmagasinée au cycle précédent est restituée vers le circuit d'utilisation (la charge) grâce à l'enroulement secondaire.

Remarque : Sur la figure 6-25 est décrit le principe de la régulation des alimentations Flyback. La régulation sera étudiée en TP. Elle consiste à agir sur la largeur des impulsions de commande du transistor jouant le rôle d'interrupteur afin d'emmagasiner plus au moins d'énergie lorsque l'interrupteur est fermé selon le courant débité dans la charge. Elle est assurée par l'ensemble : référence, comparateur et oscillateur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ou « Pulse Width Modulation » (PWM). Le transformateur assure l'isolation galvanique.
Notons que ce principe est rigoureusement le même que celui utilisé pour les hacheurs, vus au chapitre 4.

4.2 Alimentation Forward : transfert direct

C'est également une alimentation asymétrique du fait que l'induction B dans le CM est toujours de même signe.

Le schéma de principe de l'alimentation Forward est décrit sur la figure 6-26.

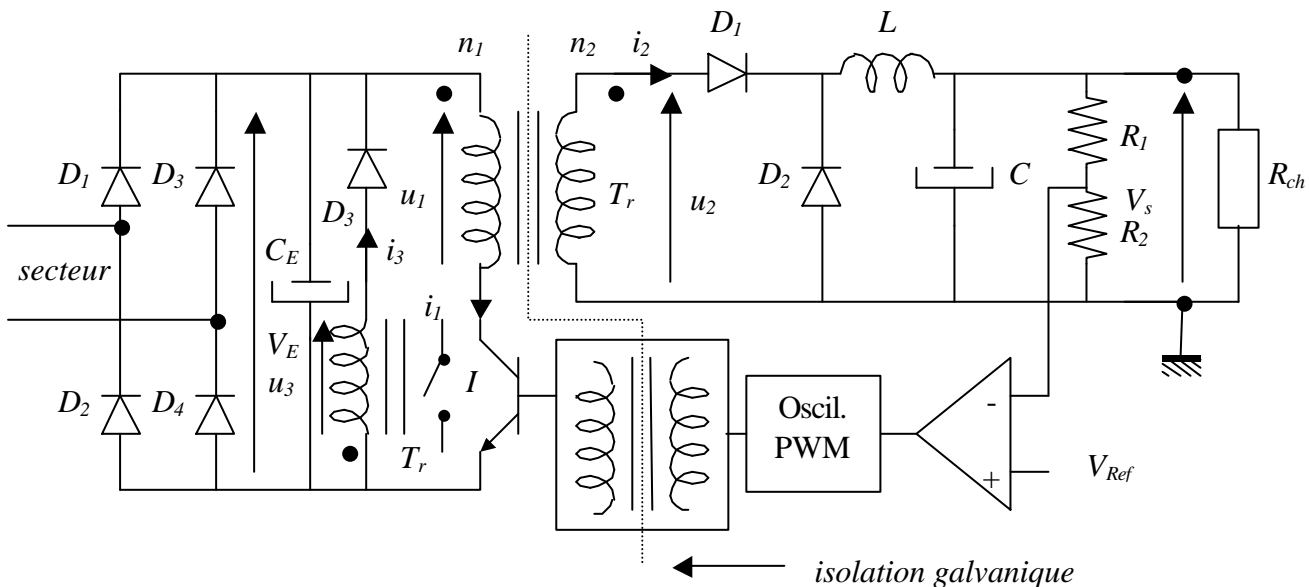


Figure 6-26. Alimentation Forward.

Les hypothèses sont les mêmes que pour l'étude du principe de fonctionnement de l'alimentation Flyback. On fait de plus l'hypothèse d'une démagnétisation complète du circuit magnétique en fin de cycle.

Les deux cycles de fonctionnement sont les suivants :

- I fermé : $u_1 = V_E$; $u_3 < 0$, donc D_3 est bloquée et $i_3 = 0$

$$u_2 = \frac{n_2}{n_1} u_1 > 0, \text{ donc } D_1 \text{ est passante, } D_2 \text{ est bloquée.}$$

Les deux enroulements n_1 et n_2 fonctionnent en transformateur.

On a : $i_1 = i_{1a} + i_{10}$ (voir §3.2).

- I ouvert : i_1 décroît de façon très rapide et s'annule instantanément. La décroissance de i_1 est la cause de l'inversion instantanée des tensions u_1, u_2 et u_3 .

Donc : D_1 se bloque et $i_2 = 0$.

Dès que $u_3 > V_E$, D_3 conduit et i_3 charge le condensateur C_E . L'énergie magnétique emmagasinée dans le CM est entièrement transférée vers le condensateur de filtrage à l'entrée C_E .

La démagnétisation du CM s'effectue donc par l'enroulement 3 du transformateur T_r .

4.3 Alimentation Push-Pull

Ce type d'alimentation permet de transférer des puissances importantes avec un excellent rendement du fait de son cycle magnétique symétrique (l'induction B dans le CM est tantôt positive, tantôt négative).

La famille des alimentations Push-Pull est divisée en trois :

- Push-Pull à double primaire avec point milieu.
- Push-Pull à demi-pont (deux sources de tension continue nécessaires).
- Push-Pull à pont complet.

La figure 6-27 décrit le principe de l'alimentation Push-Pull à demi-pont.

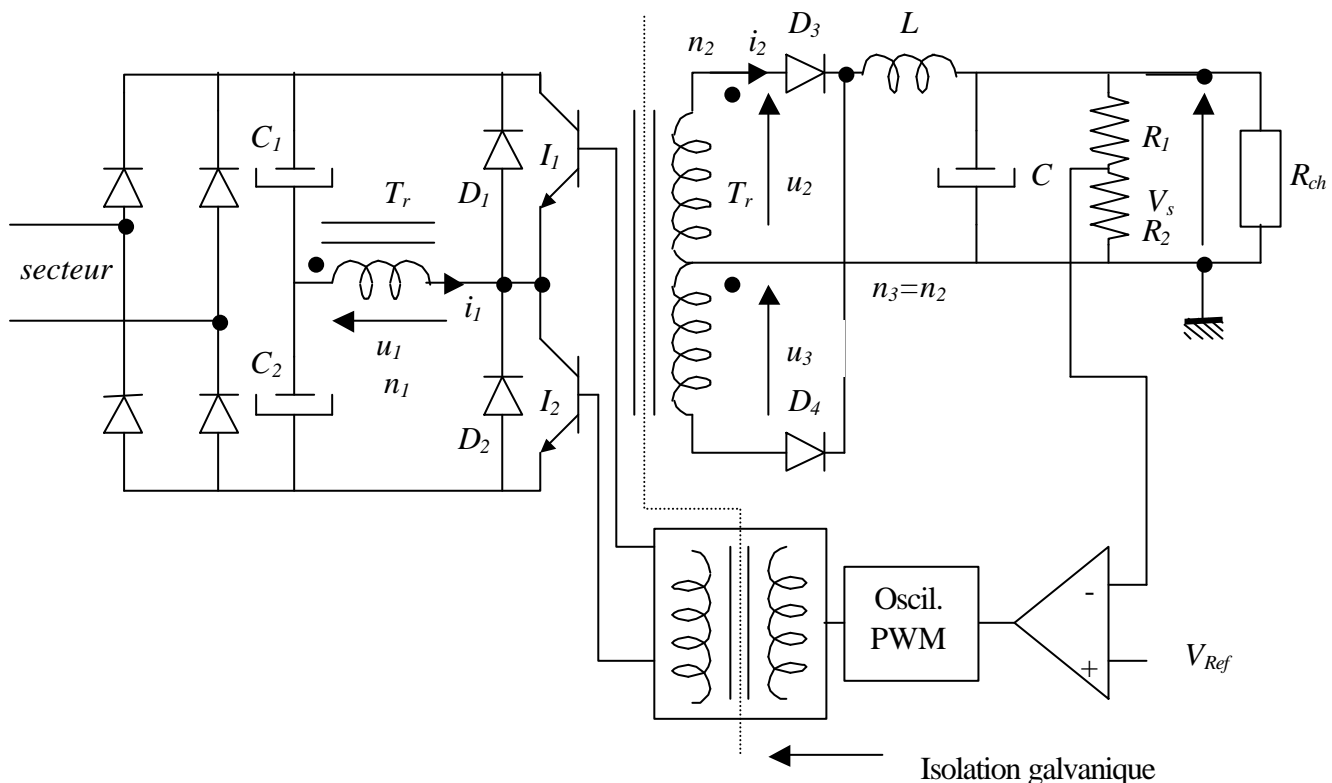


Figure 6-27. Alimentation Push-Pull à demi-pont.

On formule l'hypothèse que les condensateurs C_1 et C_2 sont identiques et que leur capacité est suffisamment importante pour considérer que la tension à leurs bornes est constante, égale à $\frac{E}{2}$.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- La fermeture alternée des interrupteurs I_1 et I_2 (fonctionnement en onduleur) permet d'obtenir une tension alternative en créneaux aux bornes de l'enroulement primaire n_1 .
- Le redressement au secondaire s'effectue :
 - soit par un pont PD2.
 - soit par un secondaire à point milieu et deux diodes (montage P_2 de la figure 6-27).

4.4 Choix du principe

En pratique, le choix du principe sera fixé par la puissance de sortie de l'alimentation :

- Flyback : $P_s < 100 W$
- Forward : $100 W < P_s < qq100 W$
- Push-Pull : $P_s > qq100 W$

Remarque : Du fait de la mise en oeuvre difficile des interrupteurs dans les structures Push-Pull (commutation de deux ou quatre interrupteurs rapides de forte puissance), les alimentations de forte puissance ($>qq100 W$) sont parfois réalisées avec des structures asymétriques (Forward ou Flyback) associées en parallèle.

5. Principe et fonctionnement détaillé de l'alimentation Flyback

5.1 Étude de la partie puissance

L'objectif est de déterminer l'expression de la tension de sortie V_s en fonction du rapport cyclique défini par :

$$a = \frac{t_{on}}{T}$$

avec : t_{on} : temps pendant lequel l'interrupteur est fermé.

T : période du signal de commande de l'interrupteur.

Le schéma électrique de la partie puissance de l'alimentation Flyback est donné sur la figure 6-28.

Le fonctionnement de cette alimentation, comme on l'a vu précédemment (§4.1), est celui des bobines couplées vues au §3.2.

Les hypothèses pour cette étude sont les suivantes :

$V_E = C^{t_E}$; $V_s = C^{t_s}$; Diode, transformateur et interrupteur parfaits.

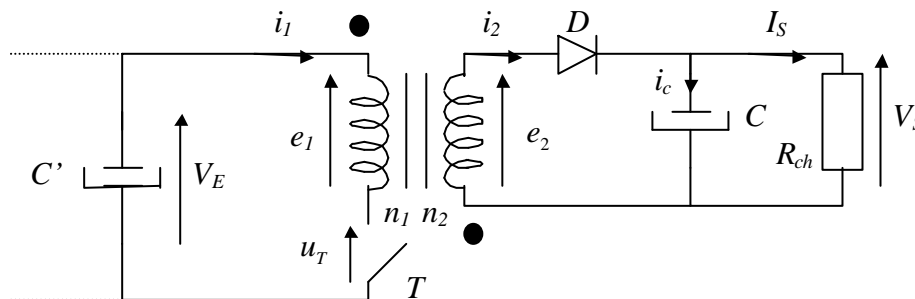


Figure 6-28. Alimentation Flyback : partie puissance.

On distingue deux types de fonctionnement selon que le courant i_2 s'annule ou non lorsque l'interrupteur est ouvert (phase de démagnétisation).

5.1.1 Flux interrompu

Le courant i_2 s'annule durant la phase de démagnétisation.

- Pour $0 < t < aT$: l'interrupteur est fermé.

On obtient : $e_1 = V_E$; $e_2 = -\frac{n_2}{n_1}V_E < 0$; $V_D = -V_S + e_2 < 0$

donc D est bloquée et $i_2=0$; $i_1=i_{10}=\frac{V_E}{L_1}t$

Le schéma électrique équivalent est donné en traits plein sur la figure 6-29 pour cette phase de fonctionnement.

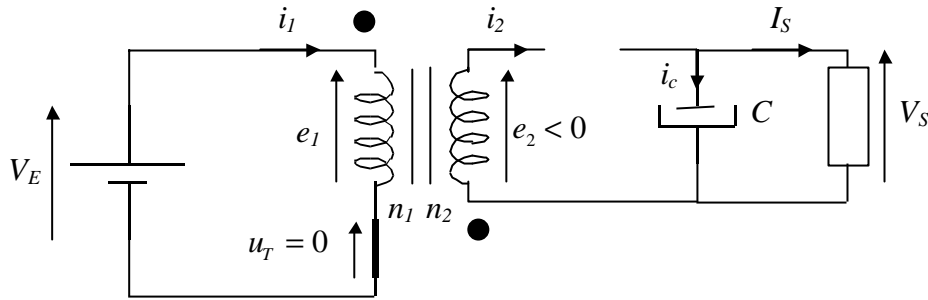


Figure 6-29. Alimentation Flyback. Interrupteur fermé.

à $t = aT$, l'énergie totale au 1° du transformateur s'écrit : $W_{1M} = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2$

- Pour $aT < t < t_{off}$: l'interrupteur est ouvert.

On a : $i_1 = 0$; $e_2 = V_S$; $e_1 = -\frac{n_1}{n_2}V_S$; $i_2 = I_{2M} - \frac{V_S}{L_2}(t - aT)$

avec : $\frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 = \frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2$ (transfert d'énergie)

On peut calculer le temps d'extinction t_{off} qui correspond à l'annulation du courant i_2 :

$$0 = -\frac{V_S}{L_2}(t_{off} - aT) + I_{2M}$$

D'où : $t_{off} = \frac{L_2 I_{2M}}{V_S} + aT$

Or : $I_{2M} = \frac{n_1}{n_2} I_{1M} = \frac{n_1}{n_2} \frac{V_E}{L_1} aT$

Donc : $t_{off} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{L_2}{L_1} \frac{V_E}{V_S} aT + aT = \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{V_E}{V_S} + 1 \right) aT$

$$\frac{L_2}{L_1} = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

La condition de démagnétisation complète s'écrit : $t_{off} < T$.

- Pour $t_{off} < t < T$, nous avons :

$$e_1 = 0 ; e_2 = 0 ; u_T = V_E$$

La figure 6-30 montre les graphiques des tensions et courants obtenus.

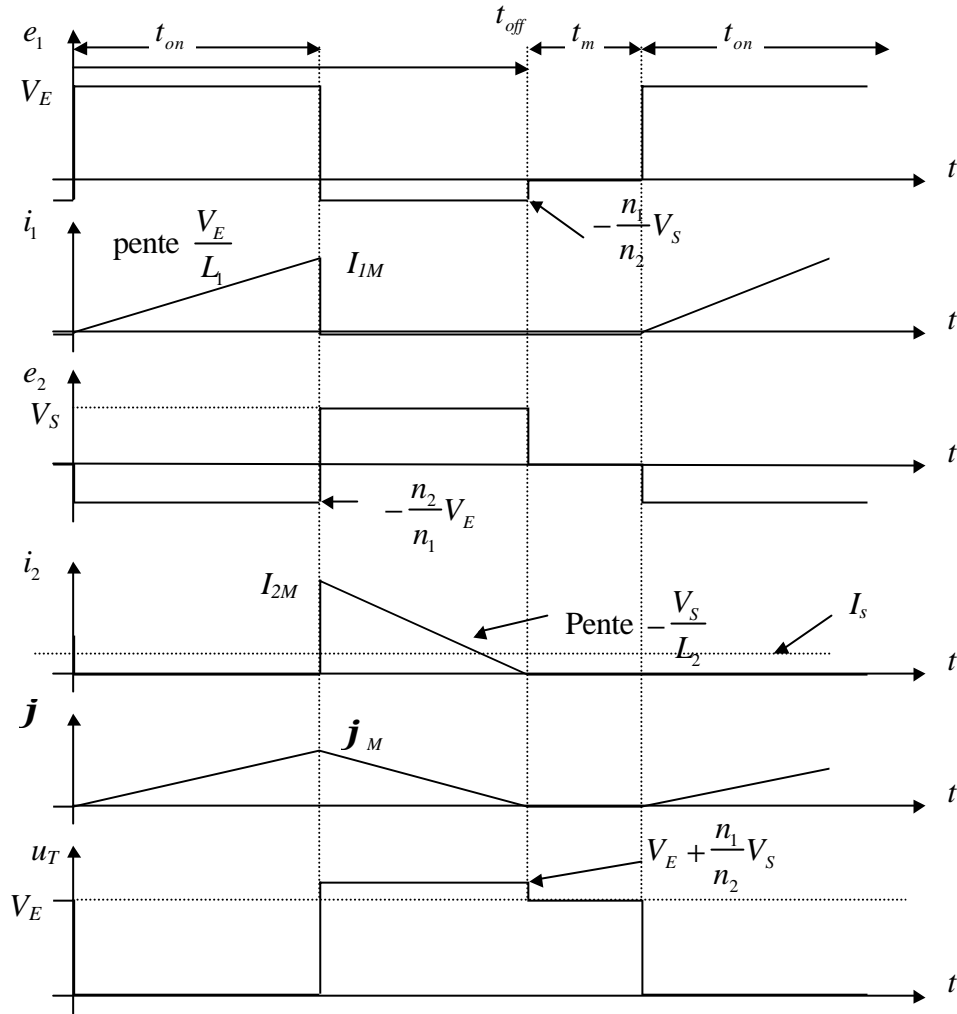


Figure 6-30. Alimentation Flyback.
Grphe des tensions et courants pour une conduction discontinue.

• Expression de la tension de sortie V_S en fonction de a

La puissance disponible en sortie $P_S = V_S \cdot I_S = \frac{V_S^2}{R_{ch}}$ est égale, sur une période, à la puissance moyenne

consommée à l'entrée $P_E = V_E \cdot \frac{I_{1M}}{2} a$, multipliée par le rendement de l'alimentation, soit:

$$P_S = \eta P_E \text{ d'où } V_E \frac{I_{1M}}{2} a \eta = \frac{V_S^2}{R_{ch}} \Leftrightarrow V_S = \sqrt{R_{ch} \cdot V_E \frac{I_{1M}}{2} a \eta}$$

Or : $I_{1M} = \frac{V_E}{L_1} aT$

Donc :

$$V_S = a V_E \sqrt{\frac{R_{ch} \cdot T \cdot \eta}{2 L_1}}$$

Remarque : Cette relation permet d'obtenir une nouvelle expression de t_{off} en fonction de R_{ch} :

$$t_{off} = \frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{2 T L_1}{R_{ch} \eta}} + aT$$

et la condition sur a pour obtenir une conduction discontinue :

$$t_{off} < T \Rightarrow a < 1 - \frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{2L_1}{R_{ch} \cdot hT}}$$

5.1.2 Flux ininterrompu

En régime permanent, le courant i_2 ne s'annule jamais durant la phase de démagnétisation. Cela signifie que la démagnétisation du transformateur n'est pas complète.

On distingue deux phases de fonctionnement :

- Pour $0 < t < aT$, l'interrupteur est fermé.

La démagnétisation du CM étant incomplète, $i_1(0) \neq 0$. On pose $i_1(0) = I_{1m}$.

i_1 évolue en forme de rampe : $i_1 = \frac{V_E}{L_1}t + I_{1m}$.

De même que pour la conduction discontinue, on a : $e_1 = V_E$; $e_2 = -V_E \frac{n_2}{n_1}$; $u_T = 0$

A $t = aT$, l'énergie emmagasinée dans le 1° du transformateur est : $W_{1M} = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2$

- Pour $aT < t < T$, l'interrupteur est ouvert.

A l'ouverture de l'interrupteur, i_1 s'annule et i_2 s'établit à la valeur $I_{2M} = \frac{n_1}{n_2} I_{1M}$.

Ce courant décroît suivant une rampe jusqu'à la valeur I_{2m} atteinte pour $t=T$.

L'énergie transmise du 1° au secondaire du transformateur s'écrit :

$$\Delta W_1 = \Delta W_2 = \frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2 - \frac{1}{2} L_2 I_{2m}^2$$

avec : $\Delta W_1 = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 - \frac{1}{2} L_1 I_{1m}^2$.

Le flux ne s'annule jamais dans le CM .

Le graphe des courants et tensions ainsi que celui du flux est donné sur la figure 6-31.

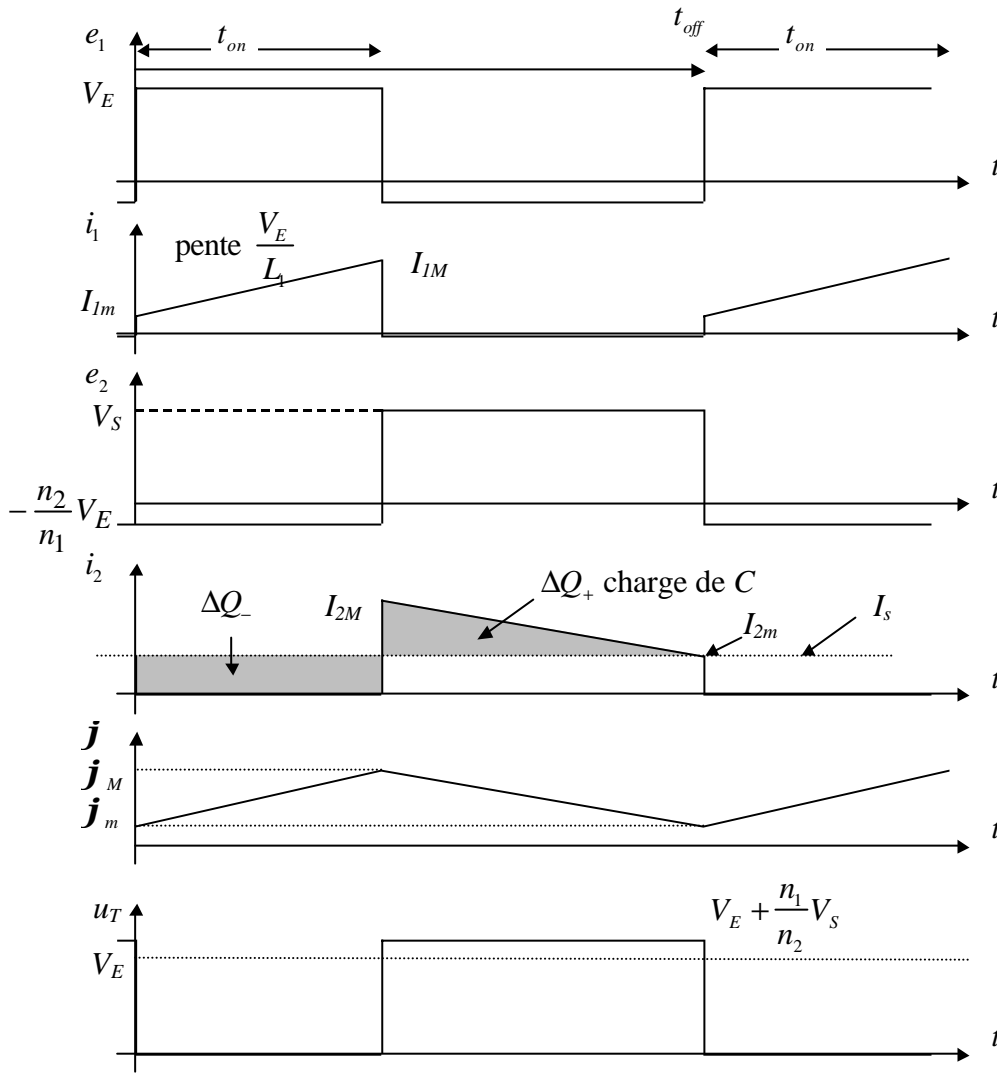


Figure 6-31. Alimentation Flyback. Graphe des tensions et courants pour une conduction continue.

- Expression de la tension de sortie V_S en fonction de \mathbf{a} :

La puissance moyenne fournie en entrée s'écrit : $P_E = V_E \frac{I_{1M} + I_{1m}}{2} \mathbf{a}$

La puissance moyenne disponible en sortie s'écrit : $P_S = V_S \frac{I_{2M} + I_{2m}}{2} (1 - \mathbf{a})$

Or $I_{2M} = \frac{n_1}{n_2} I_{1M}$; $I_{2m} = \frac{n_1}{n_2} I_{1m}$

Donc : $P_S = V_S \frac{n_1}{n_2} \frac{I_{1M} + I_{1m}}{2} (1 - \mathbf{a})$

Soit : $\mathbf{h} = \frac{P_S}{P_E} = \frac{V_S}{V_E} \frac{n_1}{n_2} \frac{1 - \mathbf{a}}{\mathbf{a}}$

D'où : $V_S = \mathbf{h} V_E \frac{n_2}{n_1} \frac{\mathbf{a}}{1 - \mathbf{a}}$

Remarques :

- (1) Pour $V_E = C^{te}$, la conduction continue permet une **autorégulation** (la tension V_S est indépendante de la charge et peut être réglée en agissant directement sur \mathbf{a}). Cet avantage est cependant atténué du fait de la dimension plus importante des inductances couplées dans le cas de la conduction continue (voir TD).
- (2) Nous avons considéré les inductances parfaites. En pratique, une étude de conception complète doit tenir compte de la résistance électrique des enroulements, des inductances dues aux fuites électromagnétiques, de l'hystérésis du *CM* et éventuellement d'une légère saturation du *CM*. Cette remarque est également valable pour la diode et l'interrupteur. Une telle étude s'effectuera à l'aide d'un simulateur électrique (SPICE le plus souvent).
- (3) La prise en considération de ces imperfections (2) fait qu'en pratique la zone de variation de V_S est limitée entre $V_{Smin} \neq 0$ et $V_{Smax} \neq \infty$ selon le réglage du rapport cyclique \mathbf{a} .

5.2 Calcul des éléments. Ondulations

Le rapport cyclique \mathbf{a} d'une alimentation Flyback peut varier entre 0 et 1, bornes exclues.

5.2.1 Valeur des inductances L_1 et L_2

- Conduction discontinue

* Calcul de L_1 $V_S = V_E \cdot \mathbf{a} \sqrt{\frac{R_{ch} \cdot T}{2L_1}} \Rightarrow L_1 = \frac{V_E^2 \cdot \mathbf{a}^2}{2 \cdot f \cdot P_E}$

avec $f = \frac{1}{T}$ et $P_S = V_S \cdot I_S$

- * Calcul de L_2

Pour une valeur t_{off} imposée : $t_{off} = \frac{I_{2M} L_2}{V_S} + \mathbf{a} T$

avec : $\frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2 = V_S \cdot I_S \cdot T = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2$

D'où : $L_2 = \frac{2P_S}{f \cdot I_{2M}^2}$ avec : $I_{2M} = \frac{L_1 I_{1M}^2}{V_S (t_{off} - \mathbf{a} T)}$

- Conduction continue

$V_E = L_1 \frac{I_{1M} - I_{1m}}{\mathbf{a} T} = L_1 \frac{\Delta I_1}{\mathbf{a} T}$; $V_S = L_2 \frac{I_{2M} - I_{2m}}{(1 - \mathbf{a}) T} = L_2 \frac{\Delta I_2}{(1 - \mathbf{a}) T}$

Donc : $L_1 = \frac{V_E}{\Delta I_1} (\mathbf{a} T)$

$L_2 = \frac{V_S}{\Delta I_2} (1 - \mathbf{a}) T$

5.2.2 Condensateur C

C est calculé en fonction du taux d'ondulation maximum toléré en sortie ΔV_s . En considérant une croissance et une décroissance de C linéaire en fonction du temps, ce qui est réaliste pour de faibles ondulations, on a :

$$C = \frac{I_s}{\Delta V_s} \Delta t \left(i = C \frac{dv}{dt} \right) \quad \Delta t \text{ correspond au temps de décroissance de } V_s.$$

avec : $\Delta t = aT + (T - t_{off})$ pour une conduction discontinue.

$\Delta t = aT$ pour une conduction continue.

5.2.3 Dimensionnement des interrupteurs

Il s'agit, pour l'interrupteur et la diode, de déterminer le courant maximum dans l'état *on* et la tension maximale supportée dans l'état *off*.

- Interrupteur (exemple d'un transistor bipolaire)

$$I_{CM} = I_{1M} \quad (\ll M \gg \text{ pour maximum})$$

$$V_{CEM} = U_{TM} = V_E + \frac{n_1}{n_2} V_s$$

- Diode D

$$I_{D\text{moy}} = I_s$$

$$I_{DM} = I_{2M}$$

$$V_{KA} = V_E \frac{n_2}{n_1} + V_s$$

5.3 Étude de la régulation

Le principe de la régulation est donné à la figure 6-25. Ce point sera abordé en TP.

Annexe 6.1

Mise en évidence de l'incidence de la fréquence de fonctionnement sur les dimensions des transformateurs

On considère le transformateur de la figure A6-1.

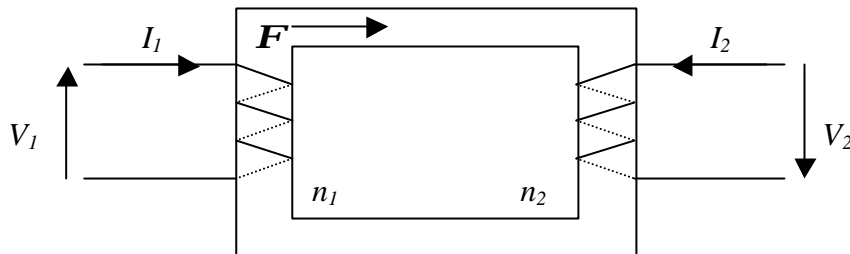


Figure A6-1. Transformateur monophasé.

Considérons l'enroulement primaire du transformateur.

Aux pertes cuivre près, on peut écrire : $v_1(t) = -n_1 \frac{d\mathbf{j}(t)}{dt}$

Or : $\mathbf{j}(t) = B(t) \cdot S$

Avec S = section du circuit magnétique CM .

D'où : $v_1(t) = -n_1 \cdot S \frac{dB(t)}{dt}$

Pour $v_1(t)$ sinusoidal, on aura en première approximation (CM linéaire) $B(t)$ également sinusoidal, soit : $B(t) = B_M \cdot \cos \omega t$.

D'où : $v_1(t) = -B_M \cdot S \cdot n_1 \cdot \omega \cdot \sin \omega t = -2\pi f \cdot B_M \cdot S \cdot n_1 \cdot \sin \omega t$

En identifiant avec $v_1(t) = V_{1M} \cdot \sin \omega t$, on obtient, en valeur absolue :

$$V_{1M} = 2\pi f \cdot B_M \cdot S \cdot n_1 \quad \text{ou encore :} \quad V_1 = \frac{V_{1M}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi f \cdot B_M \cdot S \cdot n_1$$

qui est appelée formule de Boucherot.

En maintenant V_1 et B_M constants, on constate que si f augmente, alors S et n_1 diminuent.

Donc, pour une tension d'alimentation fixée au primaire et une induction magnétique donnée pour le CM , une augmentation de la fréquence d'utilisation permet une diminution du volume du CM et/ou du nombre de spires, soit un gain en volume et en masse.

Annexe 6.2

Rôle du point de repère pour les transformateurs

Un courant dans une bobine peut créer un flux soit positif, soit négatif (selon un sens positif défini a priori) suivant le sens du bobinage (voir figure A6-2). La *f.e.m.* induite est alors soit positive, soit négative (selon un sens positif défini a priori).

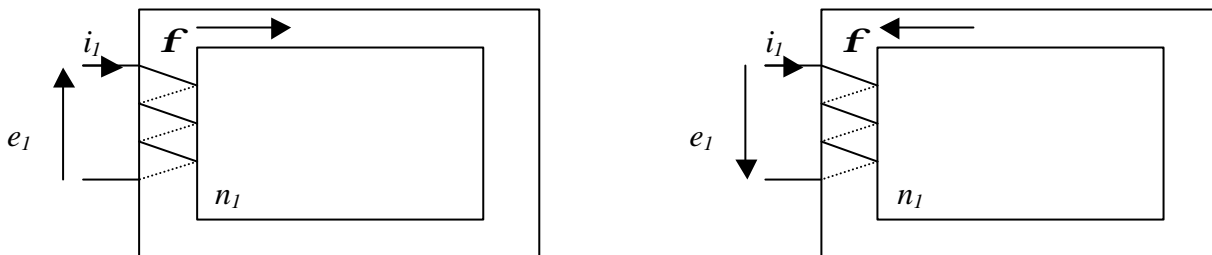


Figure A6-2. Un même courant i_1 peut créer un flux positif ou négatif selon le sens du bobinage, et donc une *f.e.m.* positive ou négative.

Lorsque l'on est en présence de deux bobines couplées, il est donc important d'indiquer le sens du bobinage. Ceci est réalisé par des repères (voir figure A6-3).

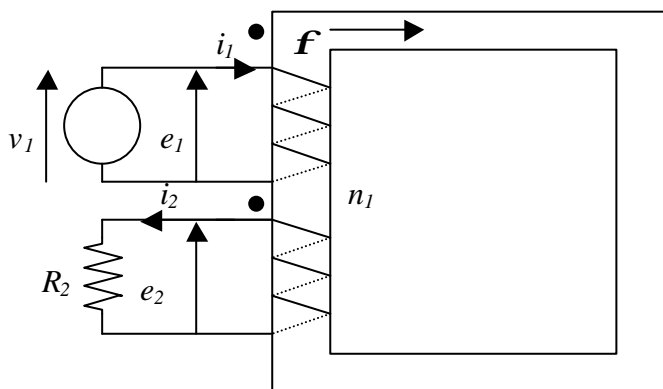


Figure A6-3. Repérage du sens du bobinage.

On a $e_1 = n_1 \frac{dj}{dt}$ et $e_2 = n_2 \frac{dj}{dt}$ soit: $\frac{e_1}{n_1} = \frac{e_2}{n_2} = \frac{dj}{dt}$

donc si e_1 est positive, alors e_2 est positive (et vice versa). Le point de repère permet donc de connaître le signe de e_2 en connaissant le signe de e_1 (et vice versa).