



# Conversion Statique de l'Energie

Frédéric Giraud

Notes de cours, Master ASE



Université  
Lille1  
Sciences et Technologies

IEEA  
Informatique  
Electronique  
Electrotechnique  
Automatique



# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction et Rappels</b>	<b>5</b>
1.1	Notions de modulation d'énergie . . . . .	5
1.2	Sources électriques . . . . .	6
1.3	La cellule de commutation . . . . .	7
1.4	Interrupteurs parfaits . . . . .	11
1.5	Exercices . . . . .	13
<b>2</b>	<b>Conversion continu-continu</b>	<b>15</b>
2.1	Hacheur Abaisseur . . . . .	15
2.1.1	Fonctionnement sur sources idéales . . . . .	15
2.1.2	Synthèse et Réversibilité . . . . .	18
2.1.3	Analyse sur charge réelle . . . . .	20
2.1.4	Calcul de l'ondulation de courant . . . . .	24
2.2	Hacheur à stockage inductif . . . . .	26
2.2.1	Analyse . . . . .	26
2.2.2	Etude énergétique . . . . .	30
2.2.3	Synthèse . . . . .	32
2.3	Exercices . . . . .	32
<b>3</b>	<b>Eléments de conception</b>	<b>35</b>
3.1	Introduction . . . . .	35
3.2	Choix de l'inductance . . . . .	36
3.3	Choix d'un condensateur . . . . .	37
3.3.1	Calcul de la valeur de la capacité . . . . .	37
3.3.2	Influence de la technologie d'un condensateur . . . . .	41
3.4	Pertes dans les semi-conducteurs . . . . .	42
3.4.1	Introduction . . . . .	42
3.4.2	Estimation des pertes dans une diode . . . . .	43

3.4.3	Etude des pertes dans un transistor MOSFET . . . . .	44
3.5	Aspects technologiques d'un transistor MOSFET . . . . .	46

# Chapitre 1

## Introduction et Rappels

### 1.1 Notions de modulation d'énergie

L'énergie Électrique est maintenant largement utilisée dans l'industrie comme source principale d'énergie, car son utilisation est souple, et efficace. Mais entre la source et la charge, il doit exister un dispositif capable d'adapter la puissance instantanée (c'est à dire la quantité d'énergie par unité de temps) selon l'application envisagée. C'est ce dispositif qui permettra de réguler par exemple la vitesse de rotation d'un moteur électrique, la puissance de chauffe d'un four à induction, les échanges d'énergie électrique entre la France et l'Angleterre.



FIGURE 1.1 – Modulateur d'énergie

On attend de ce "modulateur d'énergie", également appelé "convertisseur statique" de réaliser ce réglage de façon :

- efficace, c'est à dire avec un bon rendement,
- souple, c'est à dire que le point de réglage peut être modifié simplement et rapidement,
- économique.

Le tableau 1.1 distingue les différents types de convertisseurs selon la nature de l'énergie électrique disponible à la source ou consommée par la charge.

		nature de la charge	
		=	≈
Nature de la source	=	Hacheur	Onduleur
	≈	Redresseur	Cyclo-convertisseur

TABLE 1.1 – Les différents types de convertisseurs statiques d'énergie électrique.

La recherche a synthétisé et synthétise encore un grand nombre de topologies de convertisseurs statiques. Cette synthèse repose sur les concepts de :

- source électrique,
- cellule de commutation.

La suite de ce chapitre rappelle de façon formelle ces concepts.

## 1.2 Sources électriques

En électronique de puissance, la définition de source se fait indépendamment du transfert énergétique, et on distingue deux types de sources : les sources de courant et les sources de tension.

Une source de tension est un dipôle qui impose la tension à ses bornes, que ce soit en régime permanent ou en régime transitoire. On élargit la notion de source à la notion de discontinuité. Ainsi, un condensateur est considéré comme une source de tension puisque la tension à ses bornes est une fonction continue du temps<sup>1</sup>. Cette dernière est donc une variable d'état du système. De la même manière, un générateur de courant et une bobine sont des sources de courant. Associées à ces définitions, les règles d'associations permettent la synthèse et l'analyse des circuits. Elles sont au nombre de quatre :

- on ne peut pas ouvrir une source de courant,

---

1. Si on alimente un condensateur par un générateur de tension carrée, ce dernier devrait débiter un courant infini à chaque transition de la tension. En réalité c'est impossible, la nature ne permettant pas un courant infini dans un conducteur. En pratique, on constaterait soit un dysfonctionnement du générateur, soit une rupture du condensateur.

- on ne peut pas court-circuiter une source de tension,
- on ne peut pas associer des sources de courant en série (sauf de même valeur strictement),
- on ne peut pas associer deux sources de tension en parallèle (sauf de même valeur strictement).

les différentes définitions et propriétés des sources définies en électronique de puissance sont rappelées au tableau 1.2.

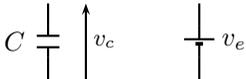
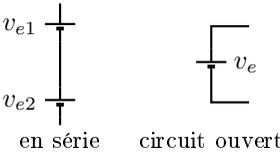
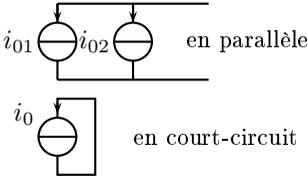
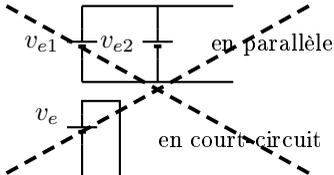
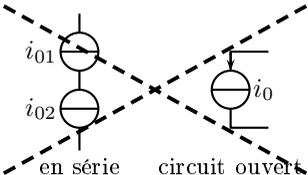
source de tension	source de courant
impose la tension à ses bornes, ne peut pas subir de discontinuité de tension	impose le courant qui la traverse, ne peut pas subir de discontinuité de courant
Symboles	
	
Associations Possibles	
	
Associations Impossibles	
	

TABLE 1.2 – Les règles d’association des sources.

## 1.3 La cellule de commutation

La cellule de commutation est présentée à la figure ??; c’est un ensemble de deux interrupteurs – notés  $K_1$  et  $K_2$  qui connectent deux sources entre elles. Ces interrupteurs sont supposés idéaux, c’est à dire

que la chute de tension est nulle à leurs bornes à l'état passant et le courant qui les traverse est nul à l'état bloqué. Par ailleurs, on suppose que l'état de chaque interrupteur est connu et imposé par une commande externe. Par abus de langage, on appellera  $K_1$  l'état de l'interrupteur  $K_1$  :  $K_1 = 1$  signifie que  $K_1$  est fermé,  $K_1 = 0$  signifie qu'il est ouvert. Idem pour  $K_2$ .

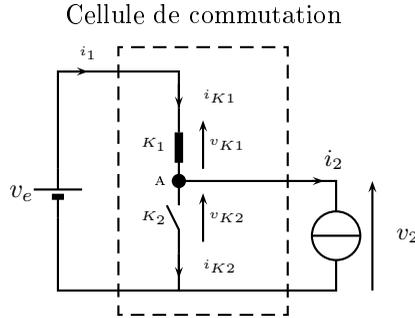


FIGURE 1.2 – La cellule de commutation avec  $K_1 = 1$  et  $K_2 = 0$ .

Puisque les lois d'association des sources doivent être respectées, ceci impose des séquences particulières de commande de  $K_1$  et  $K_2$  :

- on ne peut pas court-circuiter une source de tension impose que  $K_2$  soit ouvert si  $K_1$  est fermé et vice versa,
- on ne peut pas ouvrir une source de courant impose que  $K_2$  soit fermé si  $K_1$  ouvert et vice versa.

En d'autres termes, cela implique qu'à chaque instant, les états des interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  doivent vérifier :

$$K_1 = \overline{K_2} \quad (1.1)$$

Ainsi, l'état du circuit est défini par l'état d'un interrupteur, par exemple de  $K_1$ . En général, on ouvre et on ferme périodiquement les interrupteurs, et on note  $T$  la période d'ouverture-fermeture et  $\alpha T$  le temps de conduction de  $K_1$ . On appelle  $\alpha$  le rapport cyclique, et on pose  $f_H = 1/T$ , la fréquence de hachage.

Quelque soit l'état du système, celui-ci est gouverné par un ensemble d'équations qui peuvent être déduites par les lois de Kirchoff :

- lois des noeuds en A :

$$i_{K1} = i_2 + i_{K2} \quad (1.2)$$

– loi des mailles :

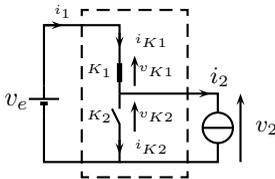
$$v_1 = v_{K1} + v_{K2} \quad (1.3)$$

Par ailleurs, nous remarquerons facilement que  $i_1 = i_{K1}$  et que  $v_2 = v_{K2}$ . Ces relations sont données dans le cas où on adopte une convention générateur pour la source de tension et récepteur pour la source de courant. Ceci suppose de manière implicite un transit de puissance de la source de tension vers la source de courant. Ce n'est pas toujours le cas dans les montages utilisant les cellules de commutation, et il faudra bien faire attention à adapter les relations en conséquence. De plus, nous supposons dans la suite que  $v_1$  et  $i_2$  sont positifs, mais ce choix n'est pas définitif ni nécessaire. Il se peut très bien que ces valeurs soient nulles ou négatives, mais alors, rien ne change dans l'analyse. Par contre, la synthèse des convertisseurs sera différente. Ce point sera abordé plus loin dans ce cours.

Le montage peut donc être décrit par deux topologies distinctes, selon l'état de  $K_1$  et de  $K_2$ , soit, du temps. On appelle **phase 1** la phase pendant laquelle  $K_1 = 1$ , et **phase 2** lorsque  $K_2 = 1$ .

**Phase 1** :  $t \in [0, \alpha T]$ ,  $K_1 = 1$ ,  $K_2 = 0$ .

---



**Analyse :**

$K_1$  fermé impose  $v_{K1} = 0$ .

L'équation 1.3 donne alors :

$$v_{K2} = v_2 = v_1$$

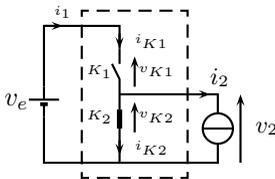
$K_2$  ouvert impose  $i_{K2} = 0$ .

L'équation 1.2 donne alors :

$$i_{K1} = i_1 = i_2$$

**Phase 2** :  $t \in [\alpha T, T]$ ,  $K_1 = 0$ ,  $K_2 = 1$ .

---



**Analyse :**

$K_2$  fermé impose  $v_{K2} = 0$ .

L'équation 1.3 donne alors :

$$v_{K1} = v_1$$

$K_1$  ouvert impose  $i_{K1} = i_1 = 0$ .

L'équation 1.2 donne alors :

$$i_{K2} = -i_2$$

On représente sous forme d'un chronogramme l'évolution des grandeurs en fonction du temps. Généralement, on ne représente qu'une période, puisqu'en effet l'état des interrupteurs détermine l'état du circuit et donc la valeur des grandeurs. On suppose aussi le montage dans son régime permanent.

Dans l'exemple de la figure 1.3, nous montrons les chronogrammes des différentes variables du circuit, dans le cas où  $v_1$  et  $i_2$  sont constants. On pose alors  $v_1 = E$  et  $i_2 = I_0$ .

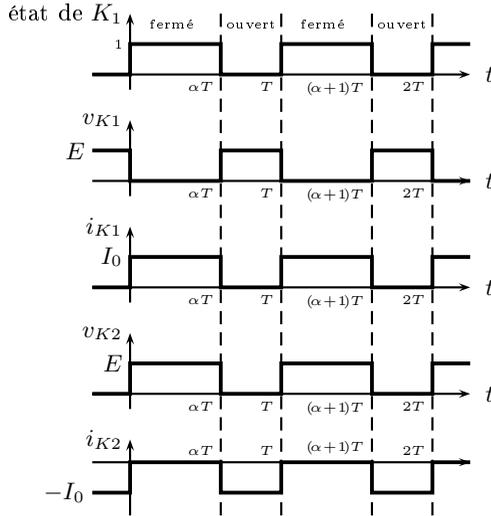


FIGURE 1.3 – Chronogramme tension/courant aux bornes des interrupteurs dans une cellule de commutation, avec  $v_1 = E$  et  $i_2 = I_0$ .

Le rôle d'une cellule de commutation est de hacher la tension  $v_1$  ou le courant  $i_2$ , afin de moduler le transfert de puissance à l'instant  $t$ . Il est à noter que cette modulation s'effectue avec un rendement unitaire – tout au moins dans ce cas idéalisé. En effet, à chaque instant nous avons  $v_2 \times i_2 = v_1 \times i_1$ , aussi bien durant la phase 1 que la phase 2 : au cours de la phase 1, le produit vaut  $E I_0$ , dans la phase 2, ce produit est nul. En d'autres termes, la puissance qui transite dans la cellule de commutation vaut soit 0, soit  $E I_0$ , et à chaque fois la puissance à l'entrée de la cellule de commutation égale celle à la sortie. C'est cette propriété de modulation à rendement unitaire dans le cas idéal qui est

mise à profit dans les montages d'électronique de puissance.

## 1.4 Interrupteurs parfaits

Les interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  sont supposés parfaits et parfaitement réversibles en courant et en tension. Nous dirons qu'ils sont idéaux. Ils présentent une tension nulle à leurs bornes à l'état passant, et un courant de fuite nul à l'état bloqué. On peut donc tracer à la figure 1.4 les caractéristiques  $i_K(v_K)$  c'est à dire l'ensemble des points de ce plan qui peuvent être point de fonctionnement de l'interrupteur. Le lieu des points où l'interrupteur est passant est confondu avec l'axe des ordonnées ( $v_K = 0$ ), celui où l'interrupteur est bloqué est confondu avec l'axe des abscisses ( $i_K = 0$ ).

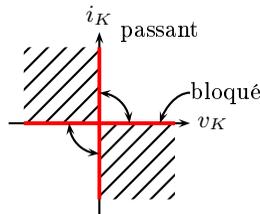


FIGURE 1.4 – Caractéristique  $i_K(v_K)$  d'un interrupteur idéal.

Les commutations, c'est à dire le passage d'un état bloqué à un état passant et d'un état passant à un état bloqué, sont également représentées par des arcs de cercles. Ces commutations s'effectuent toujours dans les deux quarts de plan où le produit  $v_K \times i_K$  est positif. En effet, les interrupteurs sont des composants du circuit qui ne stockent pas d'énergie et qui n'en restituent pas : le produit  $v_K \times i_K$ , qui représente la puissance instantanée consommée par l'interrupteur, n'est donc jamais négatif. Il peut être nul dans le cas des interrupteurs parfaits ou idéaux.

Pour permettre une transcription plus rapide en réalisation pratique des topologies des modulateurs d'énergie, la synthèse de celles-ci fait appel à des composants certes idéaux, mais qui ne sont pas parfaits. Elle utilise les interrupteurs classiques que sont la diode, le transistor, le thyristor,...

Ces interrupteurs sont classés selon le nombre de segments de leur caractéristique  $i_K(v_K)$ , et le nombre de commutations commandables. En effet, les interrupteurs ne possèdent pas forcément toutes les commutations possibles. Par exemple, une diode qui serait commandable ne peut pas exister car ses commutations opéreraient dans le quart de plan où le produit  $v_K \times i_K$  est négatif. Par ailleurs ils ne sont pas tous réversibles en courant et/ou en tension. Dans ce cas, seul la moitié du segment peut être point de fonctionnement de l'interrupteur. Les principaux types d'interrupteurs utilisés sont donnés au tableau 1.3.

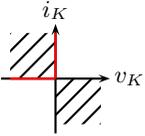
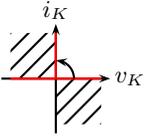
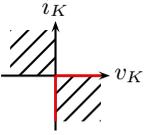
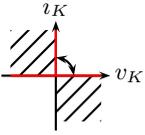
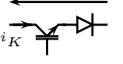
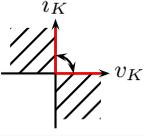
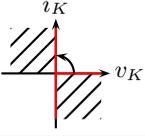
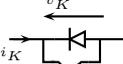
2 segments		3 segments	
	Diode 		Thyristor 
	Diode Inversée 		Trans.+Diode 
	Transistor 		Trans.   Diode 

TABLE 1.3 – Les interrupteurs parfaits et leur réalisation technologique.

Parfois, deux interrupteurs en série ou en parallèle sont associés afin de donner naissance à un interrupteur aux caractéristiques élargies. La caractéristique résultante se déduit de la caractéristique de chaque interrupteur de manière graphique. Prenons le cas de deux interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  et plaçons les en série. Pour que l'interrupteur résultant soit passant, puisque  $i_{K_1} = i_{K_2}$ , il faut que chaque interrupteur soit passant. Ainsi, la caractéristique à l'état passant de l'interrupteur  $K$  créée est l'intersection des segments à l'état passant de  $K_1$  et de  $K_2$ . En ce qui concerne l'état bloqué, puisque  $v_K = v_{K_1} + v_{K_2}$ , le segment bloqué de  $K$  correspond à la réunion des segments de  $K_1$  et de  $K_2$ . Si ces mêmes interrupteurs sont associés en parallèle, alors cette fois, le

segment bloqué devient l'intersection des segments de chaque interrupteurs à l'état bloqué, tandis que le segment passant est la réunion des segments à l'état passant de chaque interrupteur. Ceci peut se mettre sous la forme des équations suivantes :

- Pour la mise en série :

$$i_K = i_{K1} \cap i_{K2} \quad v_K = v_{K1} \cup v_{K2} \quad (1.4)$$

- Pour la mise en parallèle :

$$i_K = i_{K1} \cup i_{K2} \quad v_K = v_{K1} \cap v_{K2} \quad (1.5)$$

## 1.5 Exercices

### Exercice 1

La figure 1.5 représente un schéma monofilaire de l'installation électrique d'un véhicule hybride. L'énergie peut provenir de plusieurs endroits : des batteries, de l'alternateur relié mécaniquement au moteur thermique, des moteurs électriques en mode freinage. L'énergie produite, stockée ou consommée se trouve donc sous plusieurs formes, qui sont indiquées sur le schéma monofilaire. Les moteurs utilisés sont des moteurs synchrones autopilotés.

Donnez le type des convertisseurs statiques utilisés dans cette installation, et leur fonction.

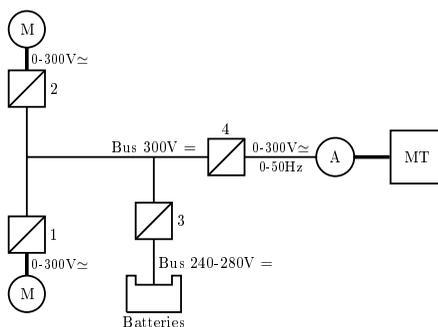
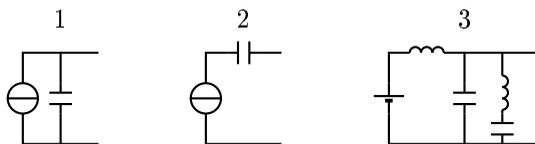


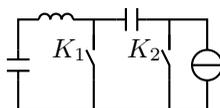
FIGURE 1.5 – Schéma monofilaire de la chaîne de traction d'un véhicule électrique; A : alternateur, MT : moteur thermique, M : moteur électrique.

**Exercice 2**

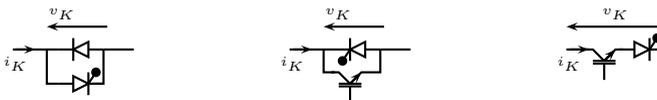
Donnez la nature des sources des dipôles ci-après :

**Exercice 3**

Précisez pour le schéma suivant si les lois d'association des sources sont respectées en fonction de l'état des interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$ .

**Exercice 4**

Donnez les caractéristiques des associations suivantes :



# Chapitre 2

## Conversion continu-continu

### 2.1 Hacheur Abaisseur

#### 2.1.1 Fonctionnement sur sources idéales

Le hacheur abaisseur ou hacheur simple est l'exemple le plus simple de modulateur d'énergie, parce qu'il se compose d'une seule cellule de commutation, avec en général un générateur constitué d'une source de tension et d'un récepteur constitué d'une source de courant.

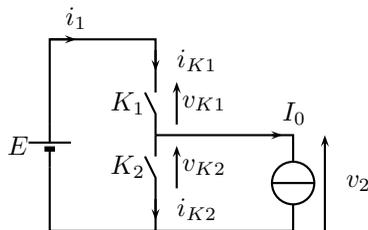


FIGURE 2.1 – Le hacheur simple est constitué d'une seule cellule de commutation.

la figure 2.1 donne le schéma structurel du hacheur simple. Nous pouvons d'ors et déjà dire que  $K_1 = \overline{K_2}$  dans la cellule de commutation, afin de satisfaire les lois d'association des sources. Les chronogrammes qui en découlent sont ceux de la figure 1.3 lorsque  $E$  et  $I_0$  sont positifs, compte tenu des orientations définies à la figure 2.1. Ces chronogrammes sont repris à la figure 2.9

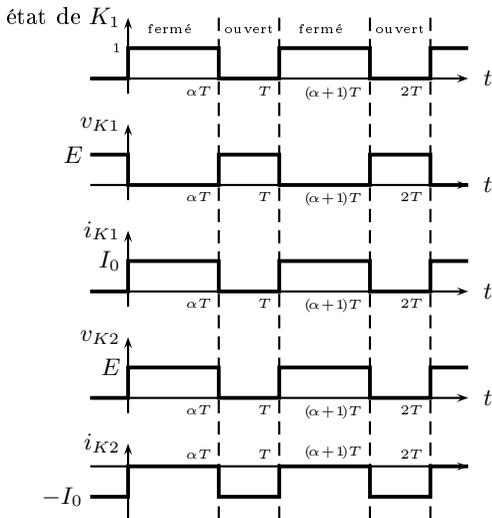


FIGURE 2.2 – Chronogramme tension/courant aux bornes des interrupteurs dans une cellule de commutation,  $E > 0$  et  $I_0 > 0$ .

L'analyse se poursuit avec le calcul de différente grandeur. A titre d'exemple, et bien que ce calcul soit généralement inutile dans les phases d'analyse, nous allons calculer la puissance moyenne échangée entre le générateur et le récepteur. Si rien n'est précisé, cette **valeur moyenne** se calcule sur une période de hachage, c'est à dire sur la période  $T$ , en régime permanent atteint. La puissance fournie par la source de tension (générateur) se calcule par  $p_1(t) = E \times i_1(t)$ . La puissance moyenne se déduit par un calcul de valeur moyenne :

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T p_1(t) dt \quad (2.1)$$

Conformément aux chronogrammes de la figure 1.3 ( $i_1 = i_{K1}$ ), nous

pouvons découper cette intégrale en deux : sur le premier intervalle  $i_1$  vaut  $I_0$  et sur le deuxième,  $i_1$  vaut 0,  $K_1$  étant ouvert. On aboutit donc à :

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} EI_0 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T 0 dt \quad (2.2)$$

En supposant que  $E$  et  $I_0$  sont parfaitement constants la puissance fournie par le générateur s'écrit donc

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} EI_0 dt = EI_0 \frac{\alpha T}{T} = \alpha EI_0 \quad (2.3)$$

Calculons à présent la puissance moyenne reçue par le récepteur, que l'on appelle  $P_2$  :

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T v_2(t) I_0 dt \quad (2.4)$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} v_2(t) I_0 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T v_2(t) I_0 dt \quad (2.5)$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} EI_0 dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T 0 \times I_0 dt = \alpha EI_0 \quad (2.6)$$

Premièrement, nous remarquons que  $P_1 = P_2$ , ce qui signifie que la puissance générée est égale à la puissance consommée, il n'y a pas de perte dans le modulateur puisque les interrupteurs sont supposés idéaux. Cette conclusion avait déjà été évoqué lors de l'analyse d'une cellule de commutation, où la puissance instantanée à l'entrée et à la sortie sont égales.

Deuxièmement, nous pouvons comparer le résultat obtenu avec la puissance échangée entre les deux sources si elles étaient connectées directement l'une à l'autre : dans ce cas,  $P_1$  comme  $P_2$  valent  $EI_0$ . Ainsi, l'ajout du modulateur permet la modulation de la puissance moyenne échangée entre les deux sources, puissance modulée par le rapport cyclique  $\alpha$ . Si cette modulation n'est pas parfaite compte tenu du fait qu'en valeur instantanée les puissances sont fluctuantes, elle se révèle très efficace et très flexible puisque le rendement théorique de la conversion est unitaire.

Pour faire varier la puissance du générateur vers le récepteur, on fait varier la valeur de  $\alpha$  c'est à dire le temps de conduction de l'interrupteur  $K_1$ . Cette méthode porte de le nom de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), appelée Pulse Width Modulation (PWM) en anglais.

Enfin, nous pouvons calculer la valeur moyenne de la tension  $v_2$ , que l'on note  $\bar{v}_2$ . Pour cela, nous calculerons :

$$|\bar{v}_2| = \frac{1}{T} \int_0^T v_2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt = \alpha E \quad (2.7)$$

Ainsi, compte tenu de la valeur de  $\alpha$  qui est inférieure à 1, la valeur moyenne de la tension de sortie  $v_2$  d'un tel montage est forcément plus petite que la tension en entrée  $E$ . C'est pourquoi cette structure est également appelée **hacheur abaisseur**.

### 2.1.2 Synthèse et Réversibilité

La synthèse d'un convertisseur statique consiste à choisir le type d'interrupteur à employer en fonction de l'application envisagée. Nous verrons que cette étape a une très grande importance pour le coût du convertisseur, son encombrement et sa flexibilité.

Pour réaliser la synthèse, nous nous basons sur le tracé des caractéristiques  $i_K(v_K)$  de chaque interrupteur. Pour tracer ces caractéristiques, nous reprenons les chronogrammes de la figure 2.9 et nous traçons les points de fonctionnement de chaque interrupteur. Puis, nous faisons varier les valeurs de  $E$  et  $I_0$  depuis le minimum, jusqu'au maximum de leur valeur. Sur la figure suivante, nous fournissons ces caractéristiques lorsque  $E$  et  $I_0$  sont positifs.

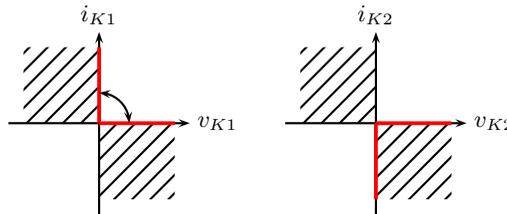


FIGURE 2.3 – caractéristiques de  $K_1$  et  $K_2$ .

De ces caractéristiques, nous reconnaissons pour  $K_1$  un transistor et pour  $K_2$  une diode montée en inverse. Si bien qu'il est à présent possible de fournir à la figure 2.4 le schéma de ce hacheur abaisseur avec des composants discrets parfaits mais plus idéaux.

A ce schéma, il manque tout le circuit de commande du transistor. Cette partie, sera développée plus en détail dans la suite de ce cours. En

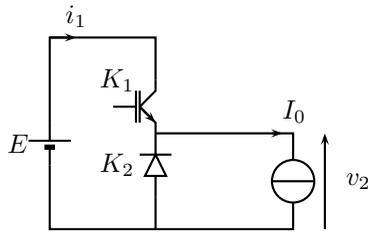
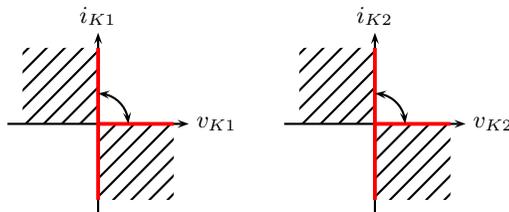


FIGURE 2.4 – Synthèse d’un hacheur abaisseur.

général, on ne représente pas les circuits de commande du transistor au stade de l’analyse et de la synthèse, sa conception est affaire de spécialiste.

Parfois, le courant  $I_0$  peut être négatif, tandis que  $E$  est positif. Ce fonctionnement, qui impose de fait une puissance  $P_2$  négative, sera appelé à récupération puisque dans ce cas, on récupère de la puissance de la part du récepteur. La synthèse précédente ne permet pas d’avoir un courant  $I_0$  négatif. Si tel était le cas, cela conduirait à un dysfonctionnement du hacheur.

Pour permettre la récupération, la synthèse des interrupteurs doit être différente. Les caractéristiques de la figure 2.5 peuvent tenir compte du fait que  $I_0$  peut être positif **ou** négatif.

FIGURE 2.5 – caractéristiques de  $K_1$  et  $K_2$  lorsque  $E > 0$  et  $I_0$  pouvant être positif **et** négatif.

Dans ce cas les caractéristiques demandées font référence à des interrupteurs 3 segments composés d’un transistor avec une diode en

antiparallèle. La synthèse du hacheur devient alors celle de la figure 2.6 :

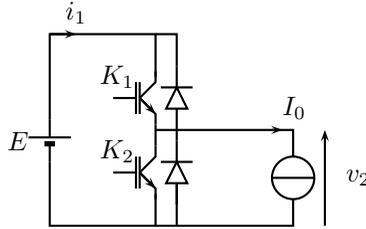


FIGURE 2.6 – Synthèse d’un hacheur abaisseur réversible en courant.

Ce hacheur permet la réversibilité en courant puisqu’il permet le passage d’un courant  $I_0$  positif et négatif. Notons que cette propriété se paye par une cellule de commutation nécessitant deux fois plus de composants, dont deux transistors à commander, ce qui est plus complexe à réaliser. Cette complexité émanant d’un besoin de réversibilité se retrouvera dans l’ensemble des synthèses des hacheurs.

### 2.1.3 Analyse sur charge réelle

La source de courant  $I_0$ , qui symbolise la charge, est en réalité dans la plupart des cas l’association en série d’une inductance  $L$  et d’un récepteur. La figure 2.7 récapitule quelques exemples de réalisation de ce récepteurs.

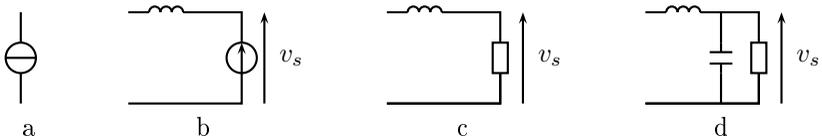


FIGURE 2.7 – Les réalisations pratiques de la source de courant dans les montages hacheurs

Remarquons à ce stade que le courant  $I_0$  n’est plus imposé à chaque instant, mais devient une fonction plus ou moins complexe du reste du

circuit et de la modulation de la cellule de commutation, à tel point c'est que bien souvent le rapport cyclique est asservi pour le réguler. Par contre, le courant reste une grandeur continue, puisque l'inductance empêche toute variation discontinue du courant la traversant. L'ensemble créé constitue bien une source de courant.

Les exemples *a)* et *b)* peuvent être générateurs, c'est à dire fournir de la puissance au reste du montage, à la condition toutefois que le hacheur possède une réversibilité. En revanche *c)* et *d)* sont passifs : la puissance consommée sera toujours positive en régime permanent. Attention toutefois, car durant des phase transitoires même très courtes, ces derniers peuvent inverser leur sens de transfert énergétique.

Lorsqu'on connecte au hacheur une source de courant de type *c)*, l'étude devient complexe, et plus complexe encore est le cas *d)*. Cependant, l'étude est simplifiée en supposant que la tension  $v_s$  est parfaitement lisse et continue. C'est une approximation très courante en électronique de puissance, car elle permet des analyses plus simples et plus rapides. Éventuellement, une étape de simulation viendra affiner les résultats notamment en terme de dimensionnement.

L'analyse dans ce paragraphe se poursuit donc sur la base de l'exemple *d)* en supposant que la capacité de sortie est suffisamment grande pour pouvoir négliger les ondulations de tension  $v_s$ . On note donc  $v_s = V_s$ , avec  $V_s$  une constante, et le schéma sur lequel nous nous appuyons dorénavant est donc le suivant :

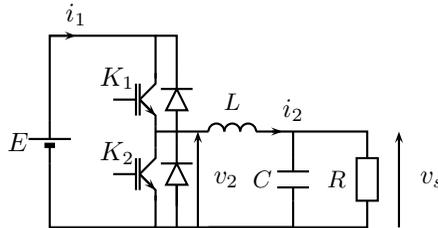


FIGURE 2.8 – Hacheur abaisseur réversible sur charge réelle.

L'analyse complète de ce schéma n'est pas utile. En effet, nous remarquons la présence d'une cellule de commutation, les formes d'onde ont donc été tracées à la figure 3. Simplement, nous devons tenir compte

de l'inductance  $L$  et du fait que  $i_2$  n'est pas un courant constant. Cependant, nous pouvons calculer la tension  $v_L$  aux bornes de l'inductance  $L$  par :

$$v_L = L \frac{di_2}{dt} = v_2 - V_s \quad (2.8)$$

De là, deux analyses sont à mener. Tout d'abord, calculons la valeur moyenne de  $v_L$  sur une période de hachage entre deux instants quelconques :

$$\bar{v}_L = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_L dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} L \frac{di_2}{dt} dt \quad (2.9)$$

$$= \frac{1}{T} [i_2(t)]_{t_0}^{t_0+T} = \frac{i_2(t_0 + T) - i_2(t_0)}{T} \quad (2.10)$$

Or, en régime permanent établi, les grandeurs sont périodiques de période  $T$ , si bien que par définition,  $\forall t, i_2(t + T) = i_2(t)$ . Dès lors, il vient que  $\bar{v}_L = 0$ . Or, parce que l'opération de calcul de valeur moyenne est une opération linéaire, nous pouvons écrire que :

$$\bar{v}_L = \bar{v}_2 - V_s \quad (2.11)$$

ce qui permet d'aboutir à :

$$V_s = \bar{v}_2 \quad (2.12)$$

en régime permanent. Or, la valeur moyenne de la tension  $v_2$  a été calculé au paragraphe 2.1.1, à la page 18, et nous avons  $\bar{v}_2 = \alpha E$ . Si bien que l'on peut écrire que :

$$V_s = \alpha E \quad (2.13)$$

Nous pouvons également calculer l'ondulation de courant dans l'inductance. En effet, nous avons :

– pour  $t \in [0, \alpha T]$  :

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{v_2 - V_s}{L} = \frac{E - V_s}{L} \quad (2.14)$$

ce qui permet d'écrire qu'alors :

$$i_2(t) = \frac{E}{L}(1 - \alpha)t - I_{2m} \quad (2.15)$$

où  $I_{2m}$  est une constante d'intégration telle que  $i_2(0) = I_{2m}$ ,

– pour  $t \in [\alpha T, T]$  :

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{V_s}{L} \quad (2.16)$$

ce qui permet d'écrire qu'alors :

$$i_2(t) = -\frac{\alpha E}{L}(t - \alpha T) - I_{2M} \quad (2.17)$$

où  $I_{2M}$  est une autre constante d'intégration telle que  $i_2(\alpha T) = I_{2M}$ .

Ainsi, le courant évolue de façon linéaire par morceaux, un fonctionnement caractéristique des hacheurs. Le courant étant une grandeur continue et périodique, cela impose que  $i_2(0) = i_2(\alpha T)$ , et aussi que  $i_2(\alpha T^-) = i_2(\alpha T^+)$ . Il vient une relation entre  $I_{2M}$  et  $I_{2m}$  :

$$I_{2M} = I_{2m} + \frac{\alpha(1 - \alpha)ET}{L} \quad (2.18)$$

La figure 2.9 donne les chronogrammes, et montre l'évolution linéaire par morceaux du courant.

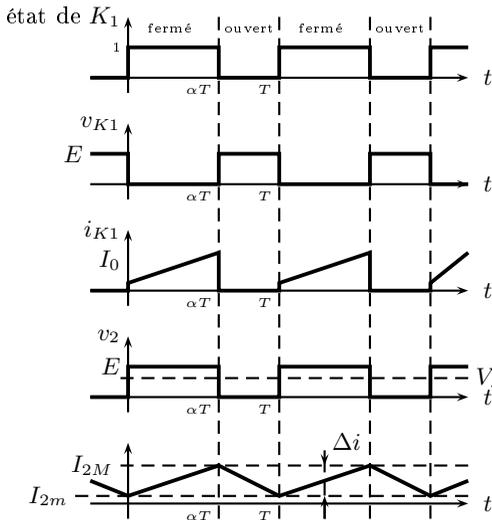


FIGURE 2.9 – Chronogramme tension/courant aux bornes des interrupteurs dans une cellule de commutation,  $E > 0$  et  $I_0 > 0$ .

Ainsi le courant  $i_2$  n'est pas constant, mais évolue autour de sa valeur moyenne. Nous pouvons calculer l'ondulation de courant  $\Delta i = I_{2M} - I_{2m}$ . La relation 2.18 permet d'écrire que :

$$\Delta i = \frac{\alpha(1-\alpha)ET}{L} \quad (2.19)$$

Nous remarquons que l'ondulation de courant dans l'inductance dépend du point de fonctionnement du hacheur, par l'intermédiaire de  $\alpha$ , mais pas de la charge  $R$ , qui consomme la puissance convertie. C'est donc une grandeur sur laquelle le concepteur peut jouer afin d'optimiser le fonctionnement du hacheur.

Il n'en est pas de même pour la valeur moyenne du courant  $i_2$ , que l'on nomme  $I_2$ . Pour calculer cette valeur moyenne, remarquons qu'un loi des mailles permet d'écrire que :

$$i_2 = C \frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{R} \quad (2.20)$$

Le passage à la valeur moyenne se fait en remarquant tout d'abord que le courant moyen dans la capacité  $C$  est nul. En effet, nous avons :

$$\overline{C \frac{dv_s}{dt}} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} C \frac{dv_s}{dt} dt = \frac{C}{T} [v_s]_{t_0}^{t_0+T} \quad (2.21)$$

$$= C \frac{v_s(t_0 + T) - v_s(t_0)}{T} = 0 \quad (2.22)$$

On remarquera alors aisément que :

$$I_2 = \frac{\bar{v}_s}{R} = \frac{V_s}{R} \quad (2.23)$$

## 2.1.4 Calcul de l'ondulation de courant

Lorsque les paramètres du montage ( $L$ ) et d'alimentation ( $T$  et  $E$ ) sont fixés, l'évolution de l'ondulation du courant est fonction de  $\alpha$ , mais pas de la charge comme nous l'avons vu. La relation 2.19 nous permet de tracer à la figure 2.10 l'évolution de  $\Delta i$  en fonction de  $\alpha$  toutes choses étant égales par ailleurs.

Cette ondulation est nulle en  $\alpha = 0$  et en  $\alpha = 1$ , et atteint son maximum pour  $\alpha = 1/2$ . L'ondulation peut être encadrée, et nous retiendrons que :

$$\Delta i \leq \frac{E}{4Lf_H} \quad (2.24)$$

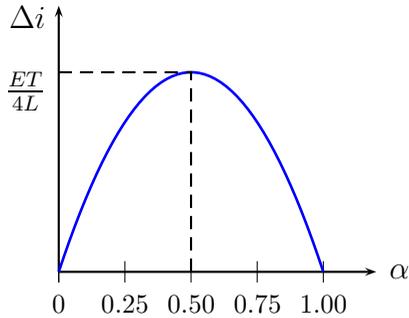


FIGURE 2.10 – Evolution de l’ondulation de courant en fonction du rapport cyclique

En règle général, on souhaite que l’ondulation soit la plus faible possible. Pour y parvenir, on peut augmenter l’inductance  $L$ , car la relation 2.24 montre que l’ondulation maximale de courant est inversement proportionnelle à  $L$ . Or, l’augmentation de  $L$  s’accompagne inévitablement d’une augmentation de la taille de ce composant, qui peut devenir prohibitive ou onéreuse. Sur la figure 2.11 nous traçons l’évolution de l’ondulation de courant en fonction de  $L$ , pour deux fréquences de hachage  $f_H$ . Nous avons aussi placé sur cette courbes deux niveaux correspondant d’une part à l’ondulation souhaitée et d’autre part à la valeur limite d’inductance que l’on se fixe.

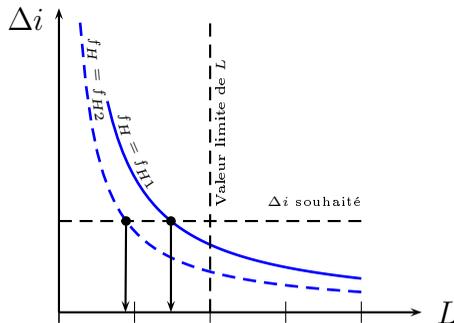


FIGURE 2.11 – Evolution de l’ondulation de courant en fonction de la valeur de  $L$ , pour deux valeurs de fréquence de hachage ;  $f_{H1} < f_{H2}$ .

Ce graphique illustre donc que plus le  $\Delta i$  souhaité est faible, plus la valeur de l'inductance à insérer dans le montage est grande. Ou bien, en travaillant à ondulation constante, une plus petite valeur d'inductance peut être utilisée si la fréquence de hachage  $f_H$  croît. Ce constat est presque constant en électronique de puissance : augmenter la fréquence de hachage diminue l'encombrement des modulateurs d'énergie. Tout au moins dans une certaine mesure, car l'augmentation de la fréquence de découpage s'accompagne de pertes supplémentaires.

## 2.2 Hacheur à stockage inductif

### 2.2.1 Analyse

Dans un hacheur à stockage inductif, un élément d'accumulation est inséré afin de pouvoir connecter indirectement deux sources de tension. Le schéma structurel de principe est donné à la figure 2.12

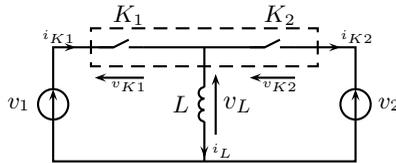


FIGURE 2.12 – Le hacheur à stockage inductif.

On reconnaît la cellule de commutation encadrée en pointillé, formée par  $K_1$  et  $K_2$ , et qui connecte la source de tension formée par  $v_1$  en série avec  $v_2$ , à la source de courant formée par  $L$ . Ainsi, les règles d'association des sources impose que  $K_1 = \overline{K_2}$ .

Les lois de Kirchoff donnent :

– lois des mailles sur la moitié gauche :

$$v_1 = v_L + v_{K1} \quad (2.25)$$

– loi des mailles sur la moitié droite :

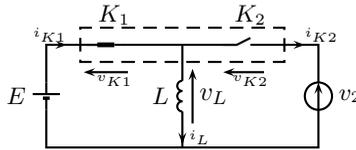
$$v_L = v_{K2} + v_2 \quad (2.26)$$

– loi des noeuds :

$$i_{K1} = i_L + i_{K2} \quad (2.27)$$

À partir de la connaissance de l'état de  $K_1$ , et de ces relations, nous sommes en mesure de donner les équations pour chaque phase de fonctionnement. Par soucis de simplification, nous posons que  $v_1$  est une tension constante et positive, et nous notons  $v_1 = E$ , par ailleurs,  $v_2$  sera considérée constante et négative, et nous posons  $v_2 = V_2 < 0$ .

**Phase 1** :  $t \in [0, \alpha T]$ ,  $K_1 = 1$ ,  $K_2 = 0$ .



$K_1$  fermé impose  $v_{K1} = 0$ . L'équation 2.25 donne alors :

$$v_L = E \quad (2.28)$$

L'équation 2.26 donne :

$$v_{K2} = v_L - v_2 = E - v_2 \quad (2.29)$$

$K_2$  ouvert impose  $i_{K2} = 0$ . L'équation 2.27 donne alors :

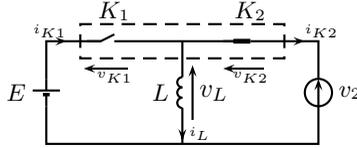
$$i_{K1} = i_L \quad (2.30)$$

En reprenant l'équation 2.28, nous pouvons donner l'évolution de  $i_L$  pendant cette phase, puisque  $E$  est constant :

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt = \frac{E}{L} t + I_m \quad (2.31)$$

avec  $I_m$  une constante d'intégration telle que  $i_L(0) = I_m$ .

**Phase 2 :**  $t \in [\alpha T, T]$ ,  $K_1 = 0$ ,  $K_2 = 1$ .



$K_2$  fermé impose  $v_{K2} = 0$ . L'équation 2.26 donne alors :

$$v_L = v_2 \quad (2.32)$$

L'équation 2.25 donne :

$$v_{K1} = v_1 - v_L = E - v_2 \quad (2.33)$$

$K_1$  ouvert impose  $i_{K1} = 0$ . L'équation 2.27 donne alors :

$$i_{K2} = -i_L \quad (2.34)$$

En reprenant l'équation 2.32, nous pouvons donner l'évolution de  $i_L$  pendant cette phase, puisque  $v_2$  est constant :

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_L dt = \frac{v_2}{L} (t - \alpha T) + I_M \quad (2.35)$$

avec  $I_m$  une constante d'intégration telle que  $i_L(\alpha T) = I_M$ . Ces relations nous permettent de définir une nouvelle fois l'ondulation de courant  $\Delta i$ , dont l'expression est différente par rapport au cas du hacheur abaisseur :

$$\Delta i = \frac{\alpha ET}{L} \quad (2.36)$$

Enfin, étant données les variations linéaires par morceaux du courant  $i_L$ , nous pouvons définir le courant  $i_L$  moyen, que l'on note  $I_L$  par :

$$I_L = \frac{I_m + I_M}{2} \quad (2.37)$$

Compte tenu de ces relations, nous pouvons tracer à la figure 2.13 les chronogrammes relatifs aux variables d'état du système.

En régime permanent, la valeur moyenne de la tension  $v_L$  est nulle. Si ce n'était pas le cas, alors cela voudrait dire que l'égalité  $i_L(t_0 + T) = i_L(t_0)$  n'est jamais vraie, et que donc le régime permanent n'est pas

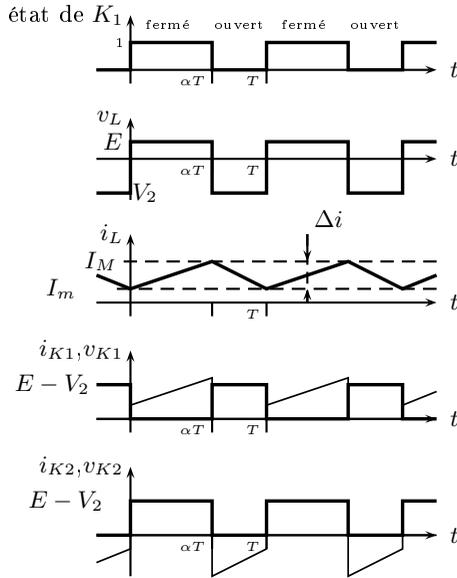


FIGURE 2.13 – Chronogramme avec  $E > 0$  et  $v_2 > 0$ .

atteint. Par un raisonnement par l'absurde, on en déduit que  $\bar{v}_L = 0$  dans ce cas.

La méthode d'intégration par les aires nous montre que :

$$\bar{v}_L = \alpha E + (1 - \alpha)V_2 \quad (2.38)$$

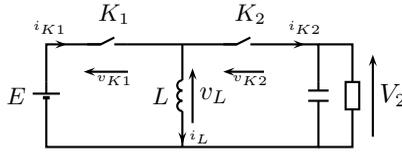
La relation 2.38 permettant alors d'écrire une relation liant  $\alpha$ ,  $E$  et  $V_2$  :

$$V_2 = -\frac{\alpha}{1 - \alpha}E \quad (2.39)$$

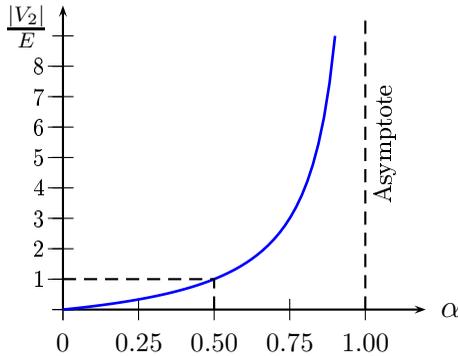
A posteriori, nous retrouvons  $v_2 < 0$ . Par ailleurs, à  $\alpha$  fixé,  $v_2$  et  $v_1$  ne sont pas des variables indépendantes, mais sont liés par la relation 2.39. Nous verrons par la suite qu'il existe des méthodes permettant de fonctionner avec deux sources de tension indépendante, mais pour la suite, nous considérerons que celle-ci est réalisé par une capacité en parallèle d'une résistance.

Nous adoptons donc le schéma de la figure 2.14.

L'intérêt du hacheur à stockage inductif est alors de pouvoir inverser la polarité d'une source de tension. A partir d'une tension positive, il en crée une négative, de valeur variable. Par ailleurs, si l'on trace à partir

FIGURE 2.14 – Le hacheur à stockage inductif sur charge  $RC$ .

de la relation 2.39 le rapport  $\frac{|V_2|}{E}$ , nous avons en  $\alpha = 1$  une limite, et la droite  $x = 1$  est une asymptote. La figure complète est tracée à la figure 2.15.

FIGURE 2.15 – rapport  $\frac{|V_2|}{E}$  en fonction de  $\alpha$ .

Le montage hacheur à stockage inductif est par conséquent élévateur, puisque pour  $\alpha > 0.5$ , le rapport  $\frac{|V_2|}{E}$  est supérieur à 1. Il est aussi abaisseur, car ce même rapport est inférieur à 1 lorsque  $\alpha < 0.5$ . Cette propriété d'être à la fois abaisseur et élévateur, le rend attractif dans certaines applications.

### 2.2.2 Etude énergétique

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons au bilan énergétique de ce hacheur. Tout d'abord, traçons figure 2.16  $p_1 = v_1 \times i_{K1}$  et  $p_2 = v_2 \times i_{K2}$  qui sont respectivement les puissances fournies par la source  $v_1$  et reçues par  $v_2$ .

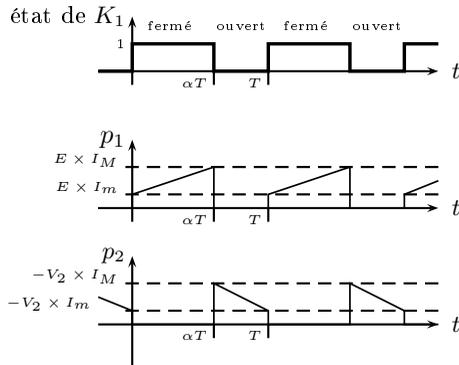


FIGURE 2.16 – Puissance au niveaux des sources de tension, en fonction du temps.

Nous constatons que nous n'avons  $p_1$  et  $p_2$  égaux en valeur instantanée. Ainsi, contrairement à ce qui se passe dans le cas du hacheur simple, l'énergie extraite de la source de tension  $v_1$  n'est pas instantanément transférée à la charge, mais elle est d'abord stockée dans l'inductance  $L$ . Calculons donc les valeurs moyennes de  $p_1$  et  $p_2$  sur une période de hachage, notées  $P_1 = \bar{p}_1$  et  $P_2 = \bar{p}_2$  :

$$P_1 = \int_0^{\alpha T} p_1 dt = E\alpha T \frac{I_M + I_m}{2} \quad (2.40)$$

et :

$$P_2 \int_{\alpha T}^T p_2 dt = -V_2(1 - \alpha)T \frac{I_M + I_m}{2} \quad (2.41)$$

Compte tenu de l'équation 2.39, l'équation 2.41 devient :

$$P_2 = E\alpha T \frac{I_M + I_m}{2} = P_1 \quad (2.42)$$

Ceci montre qu'en **valeur moyenne**,  $P_1 = P_2$ , ainsi, l'énergie fournie par  $v_1$  dans la phase 1 est certes stockée dans  $L$ , mais elle est intégralement restituée à la charge pendant la phase 2, en régime permanent. Ceci peut être illustrée par le dessin de la figure 2.17.

Intéressons nous à présent à la valeur moyenne du courant dans  $L$ . Pour cela, une lois des noeuds nous apprend que :

$$i_L = i_{K2} + C \frac{dv_2}{dt} \quad (2.43)$$

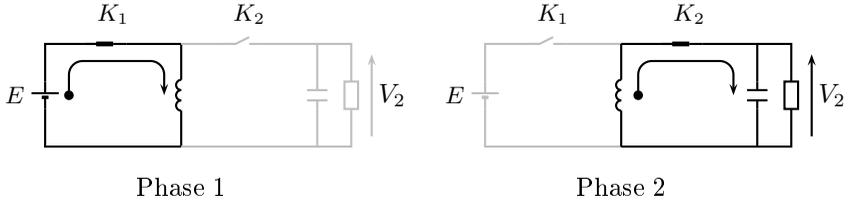


FIGURE 2.17 – Illustration du flux de puissance dans un hacheur à stockage inductif, de la phase 1 à la phase 2.

En valeur moyenne, et si l'on considère que le régime permanent périodique est atteint, alors le courant moyen dans la capacité  $C$  est nul. Il vient alors, compte tenu des notations, que :

$$\bar{i}_{K2} = \frac{\bar{v}_s}{R} = \frac{V_s}{R} \quad (2.44)$$

Or, un calcul permet d'obtenir :

$$\bar{i}_{K2} = (1 - \alpha) \frac{I_m + I_M}{2} = (1 - \alpha) I_L \quad (2.45)$$

Ainsi, nous connaissons le courant moyen dans l'inductance en fonction de la charge :

$$I_L = \frac{1}{(1 - \alpha)} \frac{V_s}{R} \quad (2.46)$$

### 2.2.3 Synthèse

Les chronogrammes de la figure 2.13 permettent de tracer les caractéristiques nécessaires pour chaque interrupteur à la figure 2.18, et d'en déduire le composant ou l'association de composant adaptée.

Une nouvelle fois nous trouvons une réalisation technologique de la cellule de commutation équivalente à celle du hacheur abaisseur, non réversible. La réalisation devient donc celle de la figure 2.19.

La cellule de commutation aurait été plus complexe, identique à la réalisation de la figure 2.1 si le hacheur devait être réversible.

## 2.3 Exercices

### Exercice 5

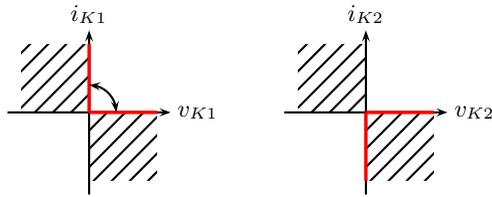


FIGURE 2.18 – caractéristiques de  $K_1$  et  $K_2$  pour le hacheur à stockage inductif.

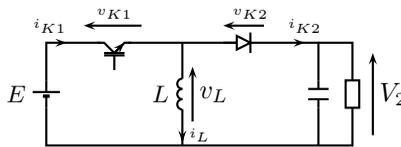


FIGURE 2.19 – Le hacheur à stockage inductif sur charge  $RC$ .

On considère un hacheur simple, identique à celui de la figure 2.4, connecté à une source de tension  $E = 57V$ . Calculez  $\alpha$  pour avoir a)  $V_2 = 42V$ , b)  $V_2 = 5V$ , c)  $V_2 = 80V$ . On donnera la réponse à 3 chiffres significatifs lorsqu'on le peut.

### Exercice 6

On considère un hacheur simple tel que celui de la figure 2.6. On a  $E = 100V$ ,  $f_H = 25kHz$ . Calculez :

- la valeur de  $L$  pour avoir une ondulation maximale de  $1A$ ,
- pour  $L = 200\mu H$ , la valeur de l'ondulation de courant maximale,
- pour  $L = 125\mu H$ , la valeur de l'ondulation de courant pour  $\alpha = 0.26$ .

### Exercice 7

On donne, pour un hacheur abaisseur identique à celui de la figure 2.6,  $E = 50V$ ,  $L = 330\mu H$ ,  $R = 1.55\Omega$ . Calculez :

- la valeur de  $V_s$  qui permet d'obtenir un courant  $I_s$  dans la charge  $R$  de  $25A$
- la valeur de  $\alpha$  correspondante,
- la valeur du courant maximal dans l'inductance, et la valeur minimale pour ce point de fonctionnement,
- la valeur du courant moyen débité par la source de tension  $v_1$ .

- exprimez la puissance moyenne débitée par  $v_1$  en fonction de  $E$  et  $\bar{i}_1$ , Application numérique,
- Exprimez la puissance à la charge en fonction de  $R$  et  $I_s$ , application numérique

### Exercice 8

Expliquer le transfert énergétique dans le cas d'un hacheur à stockage inductif

### Exercice 9

Donnez la relation liant  $v_2$  et  $v_1$  en moyenne et en régime permanent établi pour un hacheur à stockage inductif.

### Exercice 10

On considère le hacheur à stockage inductif de la figure 2.14, pour lequel on a  $E = 127V$ ,  $L = 1mH$ . Déterminer le rapport cyclique  $\alpha$  qui permet d'obtenir :

- a)  $V_2 = 10V$ , b)  $V_2 = -50V$ , c)  $V_2 = -200V$

### Exercice 11

On considère le hacheur à stockage inductif de la figure 2.14, pour lequel on a  $E = 82V$ ,  $L = 0.18mH$ ,  $\alpha = 0.32$ ,  $f_H = 32kHz$ ,  $P_2 = 800W$ . Déterminer

- la valeur de l'ondulation de courant,
- la valeur de  $V_2$ ,
- le courant moyen dans l'inductance  $I_L$ ,
- la valeur maximale de  $i_1$ , et sa valeur moyenne  $I_1$

# Chapitre 3

## Eléments de conception

### 3.1 Introduction

Nous venons de voir dans le chapitre précédent, l'analyse de convertisseurs continu-continu de base. Le passage à la réalisation de ces convertisseurs passe par une phase de conception. La conception consiste à choisir la valeur des composants passifs qui composent le schéma, à choisir dans un catalogue le composant que l'on va se procurer, et enfin de monter ces composants dans un circuit électrique.

Il faut se fixer des critères de choix car la liste des composants possibles est longue. Les catalogues des fournisseurs comportent plusieurs centaines de références pour une capacité de  $1mF$  par exemple, et le prix n'est pas toujours le critère unique. La technologie des composants, c'est à dire la façon dont ils sont fabriqués, les matériaux qui le composent, sont des critères qui peuvent avoir leur importance.

Dans ce chapitre, nous nous préoccupons du problème du choix lors de la conception d'un convertisseur. Si tous les problèmes ne sont pas abordés, nous montrons cependant quelques éléments de conception qui sont importants à connaître. Pour fixer les choses, nous prendrons le cas d'un convertisseur  $= / =$ ,  $100V/15A$  en sortie, avec  $V_s$  réglable. La fréquence de hachage est fixée à  $f_H = 50kHz$ . La caractéristique de sortie (les points que l'on peut atteindre) et le schéma structurel sont donnés à la figure 3.1.

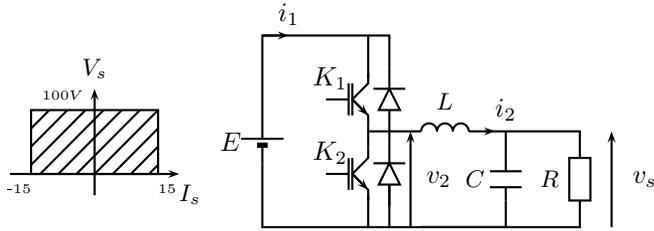


FIGURE 3.1 – caractéristique de sortie et hacheur = / = pour l’application considérée.

## 3.2 Choix de l’inductance

Lorsqu’une inductance est insérée dans un hacheur, son choix se fait généralement selon deux critères :

- sa valeur se définit en général pour limiter l’ondulation de courant ; si aucune valeur n’est spécifiée, on peut choisir comme point de départ une ondulation à  $\pm 30\%$  de la valeur moyenne au point nominal. Dans certains cas spécifiques, cette limite est plus basse, à  $\pm 30\%$  de la valeur moyenne au point nominal,
- Sa réalisation doit autoriser le passage du courant nominal.

La valeur nécessaire de l’inductance qui limite l’ondulation de courant est obtenue en appliquant la relation 2.19. La valeur trouvée dans notre cas est de  $L = 111\mu H$  pour 30% d’ondulation.

L’encombrement de l’inductance et son coût dépendent de la façon dont on réalise cette inductance. Par exemple, s’il s’agit d’une bobine à air, un cylindre de diamètre  $26mm$  sur une longueur de  $37cm$  sur lequel on bobine 900 spires seront nécessaires pour obtenir la valeur désirée.

Par ailleurs, les fils utilisés doivent être suffisamment gros pour pouvoir laisser passer le courant, mais pas trop, sinon la bobine devient trop encombrante. Pour définir le diamètre des fils utilisés, on se fixe une densité de courant de  $5A/mm^2$ . Dans notre exemple, il faudra donc utiliser un fil de section  $3mm^2$  (soit un diamètre de  $2mm$ ) pour bobiner les 900 spires.

Les bobines à air ne sont pas les seules réalisations possibles. On peut également utiliser un tore de ferrite autour duquel on bobine plusieurs

spires. Par exemple, si le tore utilisé accepte une induction maximale de  $0.15T$ , il suffira alors de 56 spires bobinées sur un tore de section  $14 \times 14 \text{mm}^2$  et de rayon moyen  $35 \text{mm}$ , ce qui est bien plus petit que la bobine à air.

La figure 3.2 montre quelques exemples de bobines réalisées selon différentes technologies.

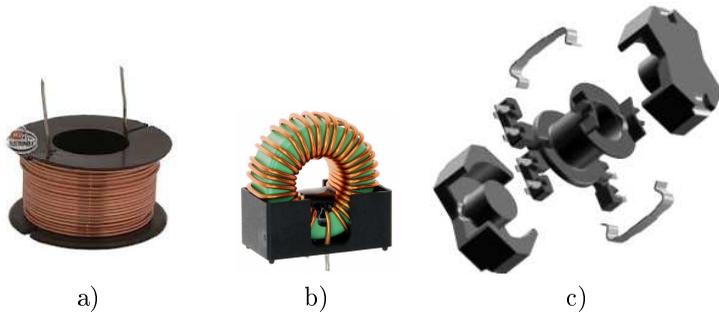


FIGURE 3.2 – Différentes réalisations d'une bobine ; a) à air sur support en plastique, b) à tore de ferrite, c) pot RM14 (photographies de [www.radiospares.com](http://www.radiospares.com)).

Notons également que plus une inductance nécessite un nombre de spire élevé, plus la résistance qu'oppose ce fil augmente, toute chose étant égale par ailleurs. En effet, la résistance  $r$  d'un fil de cuivre de longueur  $l$ , de section  $S$  et de résistivité  $\rho$  s'écrit :

$$r = \rho \frac{l}{S} \quad (3.1)$$

Or cette résistance série produit des pertes par effet joule dans  $L$ , ce qui réduit le rendement global du convertisseur. Dans certains cas, ce point est important à prendre en compte.

## 3.3 Choix d'un condensateur

### 3.3.1 Calcul de la valeur de la capacité

En général, un condensateur de capacité  $C$  est ajouté pour permettre un lissage de la tension. On cherche dans ce cas à obtenir une tension la plus continue possible. Le choix de la valeur de  $C$  doit

donc permettre d'obtenir une ondulation la plus faible possible. En général, on se fixe une ondulation comprise entre 1% et 10% de la valeur nominale de la tension, selon l'application envisagée.

En effet, nous avons vu qu'en régime permanent, la valeur moyenne du courant dans un condensateur est nulle. Prenons donc le cas d'un condensateur inséré en parallèle d'une charge  $R$ , et ce circuit  $RC$  est alimenté par un courant  $i$  ondulé : Alors, compte tenu des notations de

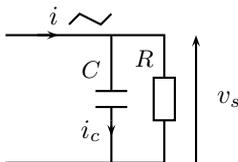


FIGURE 3.3 – Capacité  $C$  de lissage de la tension de sortie  $v_s$ .

la figure 3.3, nous pouvons écrire que :

$$i = i_c + \frac{v_s}{R} \quad (3.2)$$

Ecrivons par ailleurs le courant  $i$  comme la somme d'une grandeur continue et constante  $I$  et d'un courant qui dépend du temps, mais de valeur moyenne nulle, correspondant à l'ondulation de courant  $i$ , et que l'on note  $\tilde{i}$  :  $i = I + \tilde{i}$ .

En remarquant que  $\overline{i} = I$ , en valeur moyenne, l'équation 3.2 donne :

$$\overline{i} = I = \overline{i_c} + \frac{\overline{v_s}}{R} \quad (3.3)$$

Si l'on néglige à *ce stade* les ondulations de la tension  $v_s$  pour poser  $v_s = V_s$ , alors 3.2 et 3.3 permettent d'écrire que :

$$i_c = i - \frac{V_s}{R} = \tilde{i} + I - \frac{V_s}{R} = \tilde{i} \quad (3.4)$$

Ainsi, nous constatons que dans le condensateur circule un courant correspondant à la valeur des ondulations de courant. Or, l'ondulation de tension se déduit de ces ondulations de courant. En effet, nous avons :

$$i_c = C \frac{dv_s}{dt} \quad (3.5)$$

Ainsi, pour une capacité  $C$  infinie, l'ondulation de tension  $\frac{dv_s}{dt}$  est nulle. Si  $C$  est une valeur finie, la tension  $v_s$  peut être calculée par :

$$v_s = \int \frac{\tilde{i}}{C} dt \quad (3.6)$$

Deux méthodes, l'une exacte, l'autre approchée, peuvent être appliquées pour calculer l'ondulation de tension  $\tilde{v}_s$  connaissant l'ondulation de courant d'alimentation du circuit  $RC \tilde{i}$ .

Nous nous plaçons dans le cas du hacheur simple de la figure 2.8, dans le cas le plus défavorable où  $\alpha = \frac{1}{2}$ .

**Méthode analytique :** Le courant  $\tilde{i}$  est assimilable à un signal triangulaire, d'amplitude  $\frac{\Delta i}{2}$  et de fréquence  $f_H$  ; ce courant est représenté à la figure 3.4.

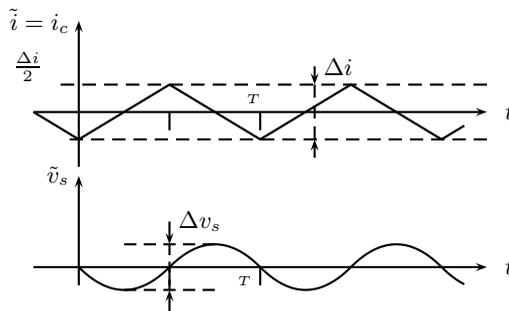


FIGURE 3.4 – Ondulation de courant dans  $C$ , et ondulation de tension résultante.

Nous pouvons donc écrire que :

– pour  $t \in [0, \frac{T}{2}]$  :

$$i_c = \frac{\Delta i}{2} \left( \frac{4t}{T} - 1 \right) \quad (3.7)$$

– pour  $t \in [\frac{T}{2}, T]$  :

$$i_c = \frac{\Delta i}{2} \left( -\frac{4t}{T} + 3 \right) \quad (3.8)$$

L'ondulation de tension s'obtient en intégrant les équations 3.7 et 3.8 ; les constantes d'intégration sont déterminées de telle sorte que  $\tilde{v}_c$  soit une fonction continue, et aussi que sa valeur moyenne soit nulle :

– pour  $t \in [0, \frac{T}{2}]$  :

$$\tilde{v}_c = \frac{\Delta i}{2C} \left( \frac{2t^2}{T} - t \right) \quad (3.9)$$

– pour  $t \in [\frac{T}{2}, T]$  :

$$\tilde{v}_c = \frac{\Delta i}{2C} \left( -\frac{2t^3}{T} + 3t - T \right) \quad (3.10)$$

L'ondulation maximale de tension se calcule en remarquant que l'ondulation minimale est obtenue pour  $t = \frac{T}{4}$ , et l'ondulation maximale pour  $t = \frac{3T}{4}$  ; il vient donc :

$$\Delta v_s = \frac{\Delta i T}{8C} \quad (3.11)$$

Si l'on souhaite limiter l'ondulation de tension à 1% de sa valeur nominale, c'est à dire à 1V dans le pire des cas, alors il faut insérer une valeur  $C$  qui limite  $\Delta v_s$ , comme le montre l'équation 3.11. On trouve une valeur minimale de  $C = \frac{4.5}{8 * 1 * 50.10^3} = 11 \mu F$ .

**méthode de l'ingénieur pressé** : cette méthode permet d'aboutir à une valeur de capacité qui se révèle pas trop éloignée de la valeur trouvée par l'étude analytique, mais avec des calculs plus courts. Cependant, cette méthode ne repose sur aucune justification théorique. Le principe est simple, puisqu'il s'agit de remplacer l'ondulation triangulaire de courant par une ondulation de même amplitude, de même fréquence, mais d'allure sinusoïdale. On note ainsi :

$$i_c = \tilde{i} = \frac{\Delta i}{2} \sin(2\pi f_H t) \quad (3.12)$$

L'ondulation résultante se calcule en trouvant une primitive de l'équation 3.11, et l'on aura :

$$v_c \simeq \frac{\Delta i}{4C\pi f_H} \cos(2\pi f_H t) \quad (3.13)$$

L'ondulation de tension se déduit en prenant la valeur crête-à-crête de l'expression ??, soit :

$$\Delta v_c = \frac{\Delta i}{2C\pi f_H} \quad (3.14)$$

Pour le cas de figure que nous avons développé dans cette partie, le calcul de l'ingénieur pressé donne  $C = 14 \mu F$  ; cette valeur est légèrement surdimensionnée, et nous constaterons une ondulation de tension plus petite par conséquent.

### 3.3.2 Influence de la technologie d'un condensateur

Dans le calcul précédent, nous avons considéré un condensateur idéal. Le condensateur réel, lui, fait apparaître des éléments parasites, qui viennent compromettre le calcul de l'ondulation de tension. Un schéma électrique équivalent à un condensateur  $C$  est donné à la figure 3.5. Il se compose :

- du condensateur  $C$  qui a été fabriqué,
- d'une résistance  $r_s$  qui a pour origine la résistance des contacts des bornes du condensateur,
- d'une inductance série  $l_s$  qui a pour origine les phénomènes d'auto-induction dans le condensateur.

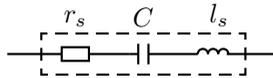


FIGURE 3.5 – Schéma électrique équivalent d'un condensateur.

Le problème est que si  $C$  diminue l'ondulation de tension pour une ondulation de courant  $\tilde{i}$  donnée,  $r_s$  et  $l_s$  augmentent cette ondulation. Pour illustrer cet effet, supposons que  $C$  est infini ; alors, l'ondulation de tension aux bornes de  $C$  est nulle. Supposons à présent que  $l_s$  est nulle. Alors, par application de la loi d'ohm, l'ondulation de tension  $v_s$  vaut  $\tilde{v}_s = r_s \tilde{i}$ . Dans ce cas, l'ondulation de tension n'est pas fixée par  $C$ , mais par la valeur de la résistance série équivalent du condensateur que l'on aura placé en parallèle de la charge.

Or, cette résistance série dépend de la technologie des condensateurs, et elle varie en fonction de  $C$ , du fabricant, des matériaux. Elle est spécifiée par le constructeur. Ainsi, au tableau 3.1, nous donnons les ondulations de tension trouvée par simulation, selon la valeur de  $C$  et de  $r_s$ .

Ainsi il apparaît clairement qu'au sein d'une même technologie, une plus grande valeur de capacité conduit à une plus faible ondulation (colonnes 1 et 2). Par contre, d'une technologie à une autre (colonne 2 et 3) une plus grande valeur de capacité dans une gamme qui n'est pas compatible avec l'usage des hautes fréquences de découpage va conduire à des ondulations de tension trop importantes : cette capacité nécessitera

Technologie	Polyester, $C = 1\mu F$ MKT EPCOS	Polyester $C = 10\mu F$ MKT EPCOS	Aluminium, Vishay, $C = 220\mu F$
$r_s$	$20m\Omega$	$10m\Omega$	$558m\Omega$
$\tilde{v}_s$ calculée	$10V$	$1V$	$0.05V$
$\tilde{v}_s$ simulée	$9.0V$	$1.1V$	$2.8V$

TABLE 3.1 – Ondulation calculée avec 3.11 et obtenue par simulation prenant en compte  $r_s$ , pour plusieurs composants du commerce.

davantage de place mais n'a pas des performances en rapport avec le coût.

On retiendra donc que choisir un condensateur de lissage c'est non seulement choisir la valeur de  $C$  qui permettra d'obtenir l'ondulation de tension désirée, mais aussi une technologie qui limite la résistance série du condensateur. Parfois, il sera même préférable d'associer plusieurs condensateurs en parallèle afin d'augmenter la capacité équivalente, et de diminuer le  $r_s$  apparent.

## 3.4 Pertes dans les semi-conducteurs

### 3.4.1 Introduction

Jusqu'à présent, la cellule de commutation était considérée sans perte, et transfère l'intégralité de la puissance de l'entrée vers la sortie. En réalité, de la puissance est perdue dans cette cellule de commutation, et ces pertes ont deux origines :

- les pertes de conduction,
- les pertes de commutation.

Ces pertes dans les semi-conducteurs ont trois corollaires. D'abord, elles sont prélevées à la charge (ou à la source selon le point de vue), ce qui réduit le rendement théorique de l'étage de conversion. Ensuite, ces pertes se transforment en général en chaleur, chaleur qui est à évacuer. Dans bien des cas, il est donc nécessaire de rajouter un radiateur, dont la fonction est d'évacuer les calories provenant des pertes. Ce radiateur augmente l'encombrement du convertisseur, et son coût. Enfin, cette chaleur produite à l'endroit de ce que l'on nomme « la jonction » des semi-conducteurs, chauffe ceux-ci et ils peuvent alors casser.

L'estimation des pertes est donc une étape importante dans la conception d'un convertisseur statique, que ce soit pour l'estimation du rendement, ou pour la détermination des composants à utiliser.

Dans cette partie, nous détaillons le calcul des pertes dans le cas de la diode et d'un transistor de type MOSFET de puissance.

### 3.4.2 Estimation des pertes dans une diode

Nous ne considérerons que les pertes par conduction, par soucis de simplification. Les pertes par commutation existent également ; mais si la diode est bien choisie pour l'application considérée, alors elle peut être négligeable devant les pertes par conduction.

La diode est modélisée par un circuit ouvert à l'état bloqué, et par une source de tension  $v_d$  en série avec une résistance  $r_s$  à l'état passant, comme montré à la figure 3.6.

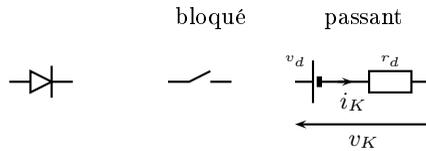


FIGURE 3.6 – Schéma électrique équivalent à chaque état de la diode

Les pertes instantanées dans la diode se calculent par le produit  $p_K = v_K \text{ times } i_K$ . Bien sûr,  $p_K = 0$  à l'état bloqué. A l'état passant, nous avons :

$$p_K = v_d + r_K i_K^2 \quad (3.15)$$

Notons que cette formule est aussi valable à l'état bloqué, puisque  $i_K = 0$  alors.

Cette puissance n'est pas constante dans le temps, mais est pulsée, comme est pulsée le courant de la diode. C'est pourquoi, on préfère calculer la puissance moyenne sur une période de hachage  $P_K$ , qui est constante en régime permanent établi.

$$P_K = v_d \bar{i}_K + r_d \overline{i_K^2} \quad (3.16)$$

On note  $I_K$  le courant moyen de  $i_K$  et  $I_{Keff}$ , la valeur du courant efficace de  $i$ . On a alors,

$$P_K = v_d I_K + r_d I_{Keff}^2. \quad (3.17)$$

Ces pertes sont fournies par la source d'énergie, et réduisent donc le rendement global des modulateurs d'énergie. Par ailleurs elles se dissipent sous forme d'effet Joule au niveau du composant, ce qui l'échauffe. Ces pertes sont principalement localisées au niveau de la jonction de la diode, pour laquelle une température excessive (généralement au delà de  $125^{\circ}C$ ) réduit considérablement la durée de vie du composant, ou bien le casse. C'est pour cela qu'il est nécessaire de disposer d'un dispositif de refroidissement (radiateur) pour évacuer ces pertes vers l'air ambiant.

### 3.4.3 Etude des pertes dans un transistor MOSFET

A l'état passant, un transistor MOS est assimilable à une résistance de valeur  $R_{DSon}$ . Les pertes par conduction  $P_{Kcond}$  s'écrivent donc :

$$P_{Kcond} = R_{DSon} \times \overline{i_K^2} \quad (3.18)$$

En plus de ces pertes par conduction, il existe des pertes apparaissant à chaque transition d'état de l'interrupteur, et que l'on appelle pertes par commutation. Il n'y a pas d'expression simple de ces pertes, mais, il est possible de les estimer. Pour cela, on suppose que le passage de l'état bloqué à l'état passant d'un transistor ne se fait pas instantanément, mais selon le chronogramme de la figure 3.7. On suppose en effet qu'une fois l'ordre saturation sur l'entrée de commande de l'interrupteur appliqué, le courant augmente avec une certaine pente, et il met le temps  $t_{mi}$  pour atteindre sa valeur finale. A ce moment là, la tension aux bornes de l'interrupteur diminue, avec une autre pente, et la tension met le temps  $t_{dv}$  pour atteindre 0. Au blocage, c'est l'opération inverse : la tension  $v_K$  commence par monter et lorsqu'elle arrive à sa valeur finale, le courant diminue.

L'énergie de commutation est donnée par l'aire sous la courbe  $p_K(t)$ . le fabricant de transistor permet de calculer  $W_{ON}$  (à l'amorçage) et  $W_{OFF}$  (au blocage) en fonction de  $E$  et de  $I_0$ . Il fournit également lorsque c'est possible  $t_{ON} = t_{dv} + t_{mi}$  ainsi que  $t_{OFF} = t_{mv} + t_{di}$ . Notons que dans l'exemple de la figure 3.7, on a :

$$W_{ON} = EI_0 \times t_{ON} \quad W_{OFF} = EI_0 \times t_{OFF} \quad (3.19)$$

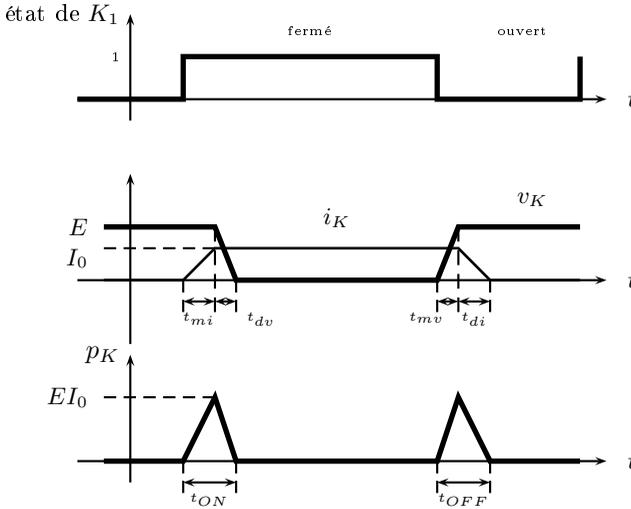


FIGURE 3.7 – Perte par commutation dans un transistor MOSFET.

Les pertes par commutation moyenne sont alors données par l'équation suivante :

$$P_{Kcom} = f_H (W_{ON} + W_{OFF}) \quad (3.20)$$

Les pertes totales dans un semi-conducteur sont donc la somme des pertes par conduction  $P_{Kcond}$  et par commutation  $P_{Kcom}$ . La figure ?? trace ces pertes en fonction de la fréquence de hachage  $f_H$ , et les pertes totales  $P_K = P_{Kcond} + P_{Kcom}$ .

Le système de refroidissement des interrupteurs, mais aussi la température ambiante, limitent les pertes totales que peut présenter le transistor. Si les pertes dépassent cette puissance maximale, le transistor chauffe trop, et la température de la jonction dépasse la limite autorisée. Puisque les pertes par commutation augmentent avec la fréquence, il existe donc une fréquence de hachage limite au delà de laquelle, il n'est pas possible de travailler, car les pertes par commutation deviennent prohibitives. Par conséquent, s'il est intéressant d'avoir des fréquences de découpage élevées, par exemple pour diminuer la valeur de  $L$  et de  $C$ , on ne peut pas choisir une valeur infiniment grande, car alors les transistors de découpage chauffent trop. Pour augmenter  $f_H$  dans une application particulière, il faut augmenter le dispositif de

refroidissement, c'est à dire le radiateur.

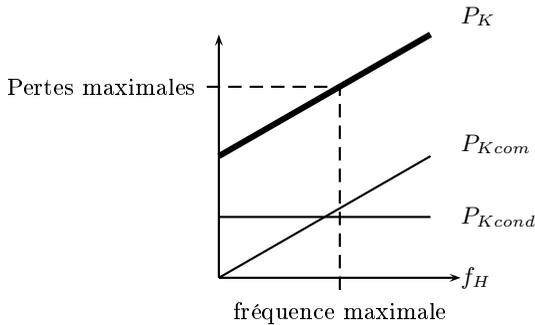


FIGURE 3.8 – Pertes dans un transistor MOSFET en fonction de la fréquence de hachage  $f_H$ , et fréquence maximale de hachage.

### 3.5 Aspects technologiques d'un transistor MOSFET

Les interrupteurs de type transistor utilisé en électronique de puissance sont principalement des transistors MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor, Field Effect Transistor) ou des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Le choix de réaliser un montage avec un type de transistor plutôt qu'avec un autre est affaire de spécialiste. Nous dirons pour simplifier que l'IGBT sera réservé aux application moyenne tension (200V–2kV) tandis que le MOSFET est plus apte à être utilisé dans des applications basse tension (qqV à 200V).

Nous nous focalisons ici sur le transistor MOSFET, dont on donne à la figure 3.9 le symbole et la structure. Ces transistors possèdent une grille isolée du substrat par une couche isolante. Lorsque la tension entre la grille et la source augmente, un canal entre les deux zones dopées  $N$  du drain et de la source se forme, autorisant le passage du courant. Plus la tension  $v_{gs}$  augmente, plus la taille du canal augmente, offrant une résistance moindre au passage du courant. Il faut une tension  $v_{GS}$  minimale, appelée tension de seuil, pour que le canal rejoigne la source à partir du drain.

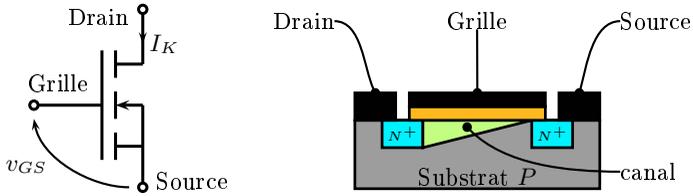
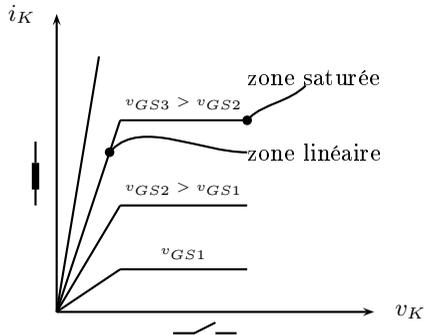


FIGURE 3.9 – Le transistor MOSFET, son symbole et sa structure

Le canal est résistif. En effet, lorsque l'on trace les caractéristiques réelles de l'interrupteur, c'est à dire les courbes  $i_K(v_K)$ , on remarque une zone linéaire, où le courant est proportionnel à la tension, le canal est donc modélisable par une résistance. La zone saturée, où le courant ne dépend plus de  $v_K$ , n'est pas utilisée en électronique de puissance.

FIGURE 3.10 – Caractéristiques réelles d'un transistor MOSFET paramétrées par la tension de commande  $v_{GS}$ .

La pente de la caractéristique  $i_K(v_K)$  dans la zone linéaire porte le nom de résistance drain-source à l'état passant, soit  $R_{DSon}$ . Puisque la pente varie en fonction de  $v_{GS}$ ,  $R_{DSon}$  varie également avec  $v_{GS}$ . Pour rendre bloquer un transistor MOSFET, il suffit donc d'imposer  $V_{GS} = 0$ , et pour le fermer, il suffit d'imposer une tension  $v_{GS}$  la plus grande possible, sans toutefois dépasser la valeur maximale admissible par la grille sous peine de claquer l'isolant (visible sur la figure 3.9).

Il est difficile de fabriquer des MOSFET haute tension, car ils nécessitent une grande longueur de canal. Par exemple, nous traçons à la figure 3.11 l'évolution de  $R_{DSon}$  pour différents MOSFET du catalogue.

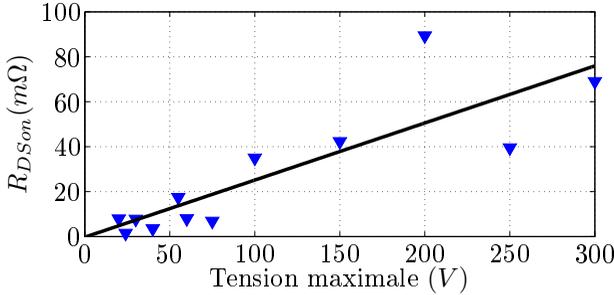


FIGURE 3.11 –  $R_{DSon}$  en fonction de la tension maximale admissible pour des MOSFETs;  $\blacktriangledown$  : données catalogues, — : tendance.

On observe bien que la tendance est à l'augmentation de  $R_{DSon}$  avec la tenue en tension des MOSFETs. Une grande résistance à l'état passant procure davantage de perte par conduction pour un même courant efficace, et entraîne une température de fonctionnement plus grande. C'est pourquoi, dans les applications haute tension et haute puissance, il faut recourir à d'autres types de transistors, par exemple, les IGBT, qui sont cependant plus difficile à commander que les MOSFET. Il n'y a donc pas une technologie de transistor qui satisfait tous les besoins, une étude au cas par cas est donc nécessaire.

Pour commander un MOSFET, l'ouvrir et le fermer, nous avons vu qu'il suffit d'appliquer sur la grille une tension  $v_{GS}$  valant soit  $0V$ , soit une tension supérieure à la tension de seuil, que l'on nomme  $V_{GSth}$ . Le modèle électrique de la grille est un condensateur de valeur  $C_{gs}$ ;  $v_{GS}$  ne peut pas être appliquée directement sur la grille, car les fronts de la tension de commande produiraient des impulsions de courant capables de détruire la grille et sa métallisation. C'est pourquoi, une résistance de grille  $r_G$  est insérée entre la commande et la grille; elle a pour rôle de diminuer le courant de grille lors des fronts de tension. Cette résistance a un autre avantage : elle permet de régler les temps de commutation du transistor. Plus elle est grande, plus le transistor mettra du temps à commuter; plus elle est faible, plus la commutation sera rapide. C'est la valeur de la constante de temps  $r_G \times C_{gs}$  qui définit les temps de commutation, toute chose étant égale par ailleurs. Des diodes montées tête-bêche comme à la figure 3.12 permettent d'obtenir des temps de commutation différents à l'ouverture et à la fermeture. Nous verrons

dans la suite que cela permet d'améliorer les commutations du MOSFET dans une cellule de commutation réversible en courant.

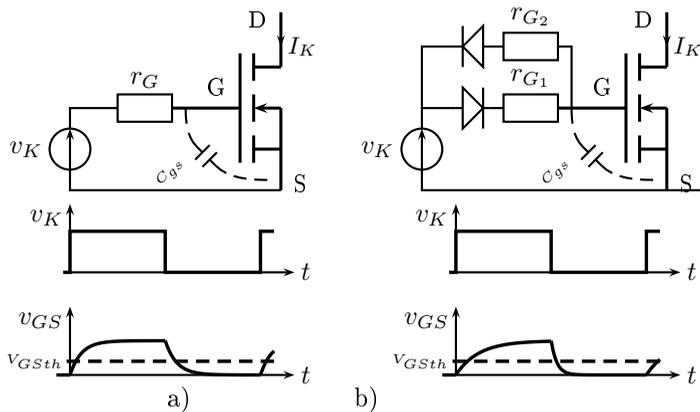
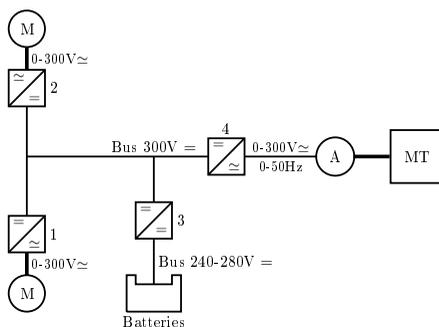


FIGURE 3.12 – Circuit de commande d'un MOSFET ; a)  $r_G$  règle le temps à l'ouverture et à la fermeture, b)  $r_{G1}$  règle la fermeture,  $r_{G2}$  règle l'ouverture (ici,  $r_{G1} > r_{G2}$ ).



# Solutions des exercices

## Solution de l'exercice 1



Les convertisseurs 1 et 2 sont des onduleurs, ils alimentent les moteurs électriques à la bonne fréquence et la bonne tension, on dit que ce sont des variateurs de vitesse. Le convertisseur 3 est un hacheur, il permet aux batteries de fournir leur énergie sur le bus continu de 300V, et aussi d'en prélever pour se recharger. Le convertisseur 4 est un redresseur.

## Solution de l'exercice 2

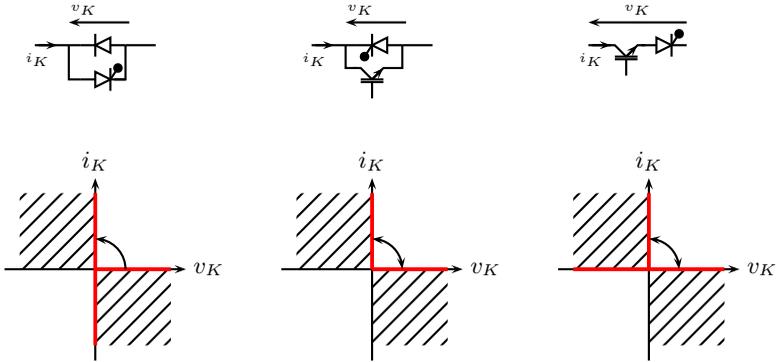
1 : tension, 2 : courant, 3 : tension

## Solution de l'exercice 3

Si  $K_1$  et  $K_2$  sont fermés en même temps, alors le condensateur du milieu est court-circuité, ce qui est interdit. Si  $K_1$  et  $K_2$  sont ouverts en même temps, la source de courant de droite est mise en série avec une inductance, ce qui est encore interdit. Ce sont les cas où les règles

ne sont pas respectées. Les autres cas,  $K_1$  est fermé pendant que  $K_2$  est ouvert ou vice versa, sont permis.

### Solution de l'exercice 4



### Solution de l'exercice 5

a) 0.737, b) 0.088, c) IMPOSSIBLE!

### Solution de l'exercice 6

- $1mH$
- $5A$
- $1.54A$

### Solution de l'exercice 7

- $V_s = 38.75V$ ,
- $\alpha = 0.775$
- $\Delta i = 1.06A$ ,  $I_{2M} = 25.53A$ ,  $I_{2m} = 24.47A$
- $\bar{i}_1 = 19.37A$
- $P_1 = E\bar{i}_1 = 969W$
- $P_2 = RI_s^2 = 969W$ .

### Solution de l'exercice 8

Reprendre les explications données page 30.

### Solution de l'exercice 9

Reprendre les explications données page 26

### 3.5. ASPECTS TECHNOLOGIQUES D'UN TRANSISTOR MOSFET53

#### **Solution de l'exercice 10**

a) IMPOSSIBLE, b) 0.282 c) 0.612

#### **Solution de l'exercice 11**

- 4.56A,
- 38.6V,
- 30.45A
- 35.05A, 9.76A

# Index

caractéristiques, 18, 47  
cellule de commutation, 16  
chronogrammes, 18, 23  
commutation, 49  
  
fréquence de hachage, 8, 46  
  
hacheur abaisseur, 15  
hacheur simple, 15  
  
inductance, 22  
  
méthode de l'ingénieur pressé, 40  
Modulation de Largeur d'Impulsion  
(MLI), 17  
  
ondulation de courant, 24, 28, 36  
  
pertes par commutation, 44  
pertes par conduction, 44  
puissance moyenne, 16  
Pulse Width Modulation (PWM),  
17  
  
récupération, 19  
résistance de grille, 48  
réversibilité, 20  
rapport cyclique, 8, 17  
  
synthèse, 18  
  
tension de seuil, 46  
transistors MOSFET, 46  
  
valeur moyenne, 22