

CONVERTISSEURS

DE

PUISSANCE

Cours et travaux dirigés

5ème année - PTP énergie

UF 4

Année 2018–2019

Martin AIMÉ

Sommaire

1	Principes et règles de fonctionnement des convertisseurs statiques	5
1.1	Préambule : qu'est-ce que l'électronique de puissance?	5
1.2	Position du problème	8
1.2.1	Idée 1 : Insertion d'une résistance de réglage	9
1.2.2	Idée 2 : Convertisseur non dissipatif d'énergie	11
1.2.3	Retour au problème	12
1.3	Notion de source	13
1.3.1	Définition en régime statique	13
1.3.2	Définition en régime dynamique	15
1.4	Notion de cellule de commutation	19
1.5	Règle d'alternance des sources	21
1.6	Réflexion sur les interrupteurs	24
1.6.1	L'interrupteur idéal 4 segments	24
1.6.2	Les interrupteurs 2 segments	25
1.7	Exercices du chapitre 1	28
2	Les convertisseurs DC-DC à transfert direct d'énergie	31
2.1	Présentation générale des hacheurs	31
2.2	Le hacheur dévolteur	31
2.3	Exercice 1 : Etude du hacheur parallèle (Hacheur survolteur)	32
2.3.1	Etude de la conduction continue :	33
2.3.2	Etude de la conduction discontinue :	34
2.3.3	Tracé des caractéristiques entrée/sortie :	34
2.4	Exercice 2 : la trottinette électrique, étude de puissance	36
3	Alimentations à découpage	41
3.1	Présentation générale des alimentations à découpage	41
3.2	Exercices du chapitre 3	41
3.2.1	Etude d'une alimentation à découpage de type "forward"	41

Chapitre 1

Principes et règles de fonctionnement des convertisseurs statiques

1.1 Préambule : qu'est-ce que l'électronique de puissance ?

L'électronique de puissance est une discipline dans laquelle on cherche à concevoir et dimensionner des systèmes électriques assurant deux objectifs :

- moduler le transfert de puissance d'une source d'énergie vers un récepteur,
- garantir un rendement énergétique le plus élevé possible, en limitant au maximum les pertes.

La figure 1.1 illustre cette problématique :

Dans le cas du synoptique ci-dessous, la source d'énergie peut être par exemple :

- une batterie
- le réseau électrique triphasé (230V, 50Hz)
- un panneau solaire
- une éolienne
- ...

Le récepteur, quant à lui, peut être par exemple un moteur électrique.

Le convertisseur de puissance est un dispositif composé d'interrupteurs commandés électroniquement. Ceux-ci commutent, c'est à dire qu'ils oscillent entre un état passant et un état bloqué. La fréquence de ces commutations

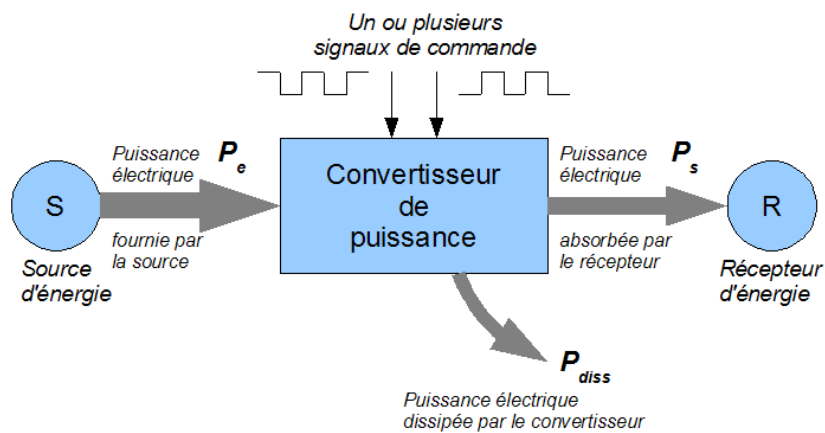


FIGURE 1.1 – Schéma synoptique d'un dispositif d'électronique de puissance.

est en général assez élevée, de l'ordre de quelques kilo-Hertz, voire quelques dizaines de kilo-Hertz. Un tel convertisseur est communément appelé *convertisseur statique* car il ne comprend aucun organe mécanique mobile.

Les convertisseurs statiques servent à mettre en forme une onde électrique. Ils permettent par exemple de modifier la forme d'onde d'une tension ou d'un courant, afin d'adapter celle-ci aux besoins du récepteur.

Nous allons à présent nous intéresser au transfert d'énergie de la source vers le récepteur, par l'intermédiaire du convertisseur statique. Nous considérons ce dernier comme un système fermé qui échange de l'énergie avec son environnement.

En reprenant la figure 1.1, notons :

- P_e : la valeur moyenne de la puissance électrique fournie par la source en entrée du convertisseur statique.
- P_s : la valeur moyenne de la puissance électrique restituée en sortie du convertisseur statique. Cette puissance P_s est absorbée par le récepteur.
- P_{diss} : la valeur moyenne de la puissance électrique dissipée par le convertisseur statique. Cette puissance dissipée au cours du transfert, donc perdue, est due aux imperfections des composants qui composent le convertisseur. Nous reviendrons sur ce point au cours de ce chapitre.

La convention de signe adoptée pour algébriser les puissances est celle de la figure 1.1. Lorsque le transfert de puissance électrique s'effectue dans le sens indiqué par la flèche, alors celle-ci est comptée positivement. Ainsi, en

supposant que le transfert de puissance s'effectue de la source d'énergie vers le récepteur, on a :

$P_e > 0$, $P_s > 0$ et $P_{diss} > 0$.

La plupart des convertisseurs statiques ne stockent pas d'énergie. Aux pertes près, ceux-ci restituent en sortie la puissance électrique qu'ils absorbent en entrée. Il en résulte le bilan de puissance moyenne suivant :

$$P_e = P_s + P_{diss} \quad (1.1)$$

A partir de ce bilan de puissance, on définit le rendement énergétique du convertisseur statique. Par définition, le rendement est égal au rapport entre la puissance électrique restituée en sortie du convertisseur (notée P_s) et la puissance électrique fournie en entrée (notée P_e).

$$\eta_{conv} = \frac{P_s}{P_e} \quad (1.2)$$

Des deux équations précédentes, il résulte que :

$$\eta_{conv} = 1 - \frac{P_{diss}}{P_e} \quad (1.3)$$

Le rendement du convertisseur est un nombre sans dimension compris entre 0 et 1. Dans la pratique, un bon convertisseur statique doit présenter un rendement d'au moins 0,9 (càd 90 %), voire 0,95 (càd 95 %). Dans le cas de très gros convertisseurs, comme par exemple ceux utilisés en traction ferroviaire, les puissances transférées sont considérables (de l'ordre du mégawatt). Si le rendement n'est pas excellent ($\eta > 0.98$), alors les déperditions sont telles que le système chauffe beaucoup, et qu'il devient très difficile de refroidir l'ensemble. Ceci explique pourquoi, lors qu'on passe à côté d'une rame de TGV qui vient juste de s'arrêter à quai dans une gare, on sent la chaleur évacuée de la locomotive par les multiples dissipateurs thermiques.

1.2 Position du problème

Afin de comprendre le principe de fonctionnement des convertisseurs statiques, nous allons étudier une problématique simple : la commande d'un moteur à courant continu de faible puissance.

On considère une trottinette électrique entraînée par un moteur à courant continu dont la puissance nominale vaut 144W. Le moteur entraîne une courroie crantée, qui elle même fait tourner la roue arrière de la trottinette. L'excitation de ce moteur à courant continu est réalisée par des aimants permanents. Enfin, on dispose pour alimenter ce dernier d'une batterie de 24V (Cette tension de 24V peut être obtenue par la mise en série de deux éléments de 12V). On adopte les notations suivantes :

- $U_{batt} = 24V$: désigne la tension délivrée par la batterie.
- U_R : désigne la tension rotorique, c'est à dire la tension appliquée aux bornes du rotor du moteur à courant continu.
- I_R : désigne le courant rotorique de la machine à courant continu (également appelé courant d'induit).
- Ω : désigne la vitesse de rotation du moteur (exprimée en rad/s).

On désire faire varier la vitesse de rotation du moteur. Pour cela, il faut pouvoir modifier le couple courant/tension (I_R, U_R). La question que l'on se pose alors est de savoir quel interface placer entre la batterie qui délivre la tension de 24V et le moteur. La figure 1.2 illustre cette problématique.

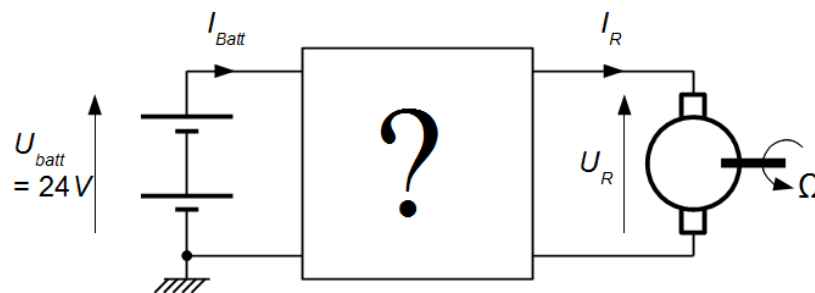


FIGURE 1.2 – Alimentation du moteur à courant continu par une batterie délivrant 24V.

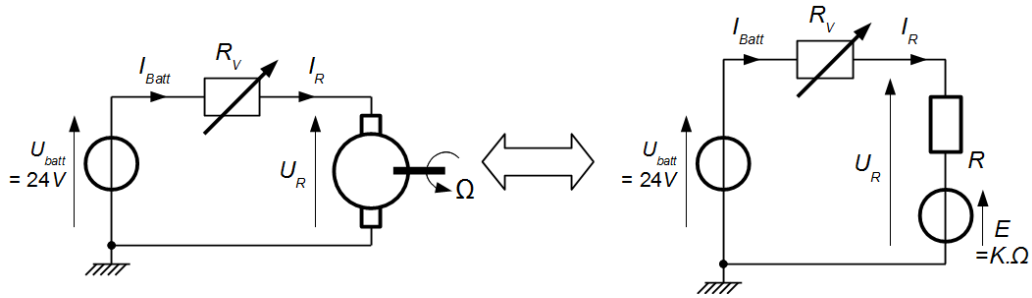


FIGURE 1.3 – Insertion d’une résistance variable : modèle électrique équivalent en régime continu.

1.2.1 Idée 1 : Insertion d’une résistance de réglage

La première idée, la plus simple, consiste à insérer une résistance ajustable entre la batterie qui délivre 24 V et le moteur à courant continu. Pour commander la vitesse de rotation du moteur à courant continu, il faut contrôler son couple électromagnétique (noté C_{em}), donc son courant rotorique (noté I_R). D’autre part, I_R dépend de la tension rotorique U_R , et de la force contre-électromotrice E . La relation de dépendance est l’équation électrique rappelée ci-dessous :

$$U_R = L \cdot \frac{dI_R}{dt} + R \cdot I_R + E \quad (1.4)$$

Finalement, commander le moteur à courant continu revient à contrôler sa tension rotorique U_R . Si on considère le cas d’un régime de fonctionnement permanent (toutes les grandeurs constantes et indépendantes du temps), alors le terme $L \cdot \frac{dI_R}{dt}$ est nul. L’équation électrique se simplifie de la manière suivante :

$$U_R = E + R \cdot I_R \quad (1.5)$$

La figure 1.3 montre le modèle électrique équivalent au moteur en régime permanent, en série avec la résistance variable de réglage.

A partir de ce schéma électrique équivalent en régime statique, nous pouvons écrire une loi des mailles :

$$U_{batt} = U_R + R_V \cdot I_R \quad (1.6)$$

Nous allons à présent effectuer un bilan de puissance électrique sur le système considéré. Reprenons l’équation 1.6, et multiplions chaque terme de

Paramètre	symbole	valeur	unité
Valeur nominale de la tension rotorique	U_{NOM}	24	V
Valeur nominale du courant rotorique	I_{NOM}	6	A
Valeur nominale de la vitesse de rotation	N_{NOM}	6940	$tr \cdot min^{-1}$
Résistance interne des enroulements rotoriques	r	0.299	Ω
Rapport vitesse/force contre-électromotrice	$k_v = \frac{N}{E}$	317	$\frac{tr \cdot min^{-1}}{V}$

TABLE 1.1 – Caractéristiques techniques du moteur à courant continu.

l'égalité par le courant rotorique I_R . Nous obtenons alors :

$$U_{batt} \cdot I_R = U_R \cdot I_R + R_V \cdot I_R^2 \quad (1.7)$$

Nous pouvons à présent identifier chaque terme de cette égalité :

- $P_{batt} = U_{batt} \cdot I_{Batt} = U_{batt} \cdot I_R$: est la puissance électrique délivrée par la batterie.
- $P_{elec} = U_R \cdot I_R$: est la puissance électrique absorbée par le moteur.
- $P_{JRV} = R_V \cdot I_R^2$: est la puissance électrique dissipée par effet Joule à cause de la résistance R_V .

Réécrivons à présent le bilan de puissance à partir de l'équation précédente :

$$P_{batt} = P_{elec} + P_{JRV} \quad (1.8)$$

Calculons à présent le rendement du convertisseur, en considérant uniquement la puissance électrique fournie au moteur :

$$\eta_{conv} = \frac{P_{elec}}{P_{batt}} = \frac{U_R}{U_{batt}} \quad (1.9)$$

Application numérique :

Effectuons à présent l'application numérique. Pour plus de réalisme, nous avons relevé les données techniques d'un moteur réellement existant. Celles-ci sont présentées dans le tableau 1.1. Elles proviennent d'un moteur acheté et utilisé pour monter une maquette de travaux pratiques. Supposons que l'on se fixe une vitesse de rotation égale à $N = 1000 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$, et un courant rotorique à sa valeur nominale, soit $I = I_{NOM} = 6A$. Ceci correspondrait au cas où on souhaite entraîner une lourde charge, mais à faible vitesse (lors

d'une phase de démarrage du moteur par exemple). Nous obtiendrions alors :

- La force contre-électromotrice : $E = \frac{N}{k_v} = \frac{1000}{317} = 3,15V$
- La chute de tension due à la résistance des enroulements rotoriques : $r \cdot I_R = 0,299 \cdot 6 \approx 1,8V$.
- La tension rotorique : $U_R = E + r \cdot I_R = 4,95V$.
- La puissance électrique absorbée par le moteur : $P_{elec} = U_R \cdot I_R = 4,95 \cdot 6 = 29,7W$
- La puissance électrique fournie par la batterie : $P_{Batt} = U_{Batt} \cdot I_{Batt} = 24 \cdot 6 = 144W$

Le rendement du convertisseur (sans tenir compte du rendement intrinsèque du moteur) vaudrait par conséquent :

$$\eta_{conv} = \frac{P_{elec}}{P_{batt}} = \frac{29,7}{144} = 0,206$$

Ainsi, seuls 20,6 % de la puissance fournie par la batterie sont réellement exploités par le moteur. Les 79,4 % restants sont dissipés par effet Joule dans la résistance R_V . Ce résultat est inacceptable, car nous souhaitons obtenir un bon rendement quelle que soit la vitesse de rotation du moteur, afin de ne pas décharger prématurément et inutilement la batterie.

Conclusion :

Il est nécessaire d'introduire un convertisseur qui ne dissipe pas d'énergie entre la batterie et le moteur.

1.2.2 Idée 2 : Convertisseur non dissipatif d'énergie

Si on désire diminuer au maximum les pertes par effet Joule, alors il devient nécessaire d'éliminer tous les éléments résistifs. Ainsi, nous allons remplacer la résistance variable R_V par un astucieux jeu d'interrupteurs. La figure 1.4 présente le modèle d'un interrupteur idéal. On note V_K la tension aux bornes de l'interrupteur, et I_K l'intensité du courant qui traverse celui-ci.

Quel que soit l'état de l'interrupteur (passant ou bloqué), on constate que l'une des deux variables I_K ou V_K est nulle. Il en résulte que dans le cas d'un interrupteur idéal, le produit $V_K(t) \cdot I_K(t)$ est nul à chaque instant.

Définissons à présent la puissance moyenne dissipée par l'interrupteur K sur une durée T ($T > 0$).

$$P_{K\text{moy}} = \langle V_K \cdot I_K \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_K(t) \cdot I_K(t) \cdot dt \quad (1.10)$$

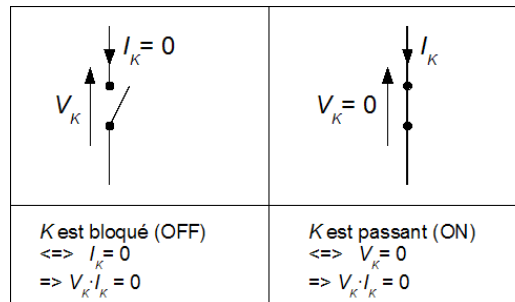


FIGURE 1.4 – Modèle de l'interrupteur idéal.

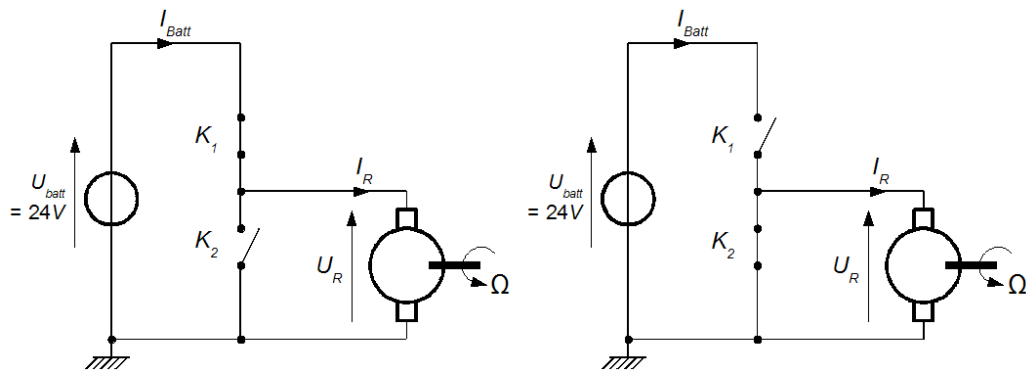


FIGURE 1.5 – Convertisseur non dissipatif d'énergie composé de deux interrupteurs idéaux.

Remarque : La notation entre crochets $\langle \dots \rangle$ désigne la valeur moyenne temporelle de la grandeur considérée.

Ainsi, la puissance moyenne dissipée par l'interrupteur idéal est nulle puisqu'à tout instant, l'un des deux termes I_K ou V_K est nul. C'est pourquoi, **l'interrupteur idéal ne dissipe pas d'énergie**. Pour cette raison, les convertisseurs statiques sont construits à partir d'interrupteurs qui commutent (ON-OFF).

« L'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation. » [Sé96]

1.2.3 Retour au problème

Remplaçons à présent la résistance variable R_V que nous avons utilisée jusqu'à présent par deux interrupteurs idéaux K_1 et K_2 dont les états de

conduction sont complémentaires (nous verrons dans les paragraphes suivants pourquoi un seul interrupteur ne suffit pas). Nous obtenons alors le schéma de la figure 1.5. Sur cette figure, nous observons deux cas possibles :

- Soit K_1 est passant et K_2 est bloqué. La tension alors obtenue aux bornes du moteur vaut $U_R = U_{batt}$.
- Soit K_1 est bloqué et K_2 est passant. La tension alors obtenue aux bornes du moteur vaut $U_R = 0$.

Ainsi, en jouant sur l’alternance de la séquence passant/bloqué des interrupteurs K_1 et K_2 , il est possible de moduler la valeur moyenne de la tension rotorique U_R obtenue aux bornes du moteur. Le rendement énergétique du convertisseur composé des deux interrupteurs K_1 et K_2 vaut :

$$\eta_{conv} = \frac{\langle P_{elec} \rangle}{\langle P_{batt} \rangle} = \frac{\langle U_R \cdot I_R \rangle}{\langle U_{Batt} \cdot I_{Batt} \rangle} \quad (1.11)$$

Si on suppose que les interrupteurs K_1 et K_2 sont idéaux, alors ils ne dissipent pas de puissance. A tout instant, on a par conséquent :

$$U_{Batt} \cdot I_{Batt}(t) = U_R(t) \cdot I_R(t) \quad (1.12)$$

Ceci entraîne que la valeur moyenne de la puissance fournie par la batterie est égale à la puissance électrique moyenne absorbée par le moteur ($\langle P_{Batt} \rangle = \langle P_{elec} \rangle$). Ainsi, le rendement du convertisseur composé d’interrupteurs idéaux est théoriquement égal à 100 %.

1.3 Notion de source

1.3.1 Définition en régime statique

Source idéale de tension

Une source idéale de tension est un dipôle capable d’imposer la tension à ses bornes, quel que soit le courant absorbé. La figure 1.6 représente le schéma normalisé d’une source idéale de tension, ainsi que sa caractéristique courant/tension. Remarquons qu’il existe deux manières de flécher les courants et tensions délivrés par la source :

- Le fléchage en convention récepteur : dans ce cas, les flèches de U et I sont orientées dans des sens contraires. Le produit $P = U \cdot I$ est alors la puissance absorbée par le dipôle.
- Le fléchage en convention générateur : dans ce cas, les flèches de U et I sont orientées dans le même sens. Le produit $P = U \cdot I$ est alors la puissance fournie par le dipôle.

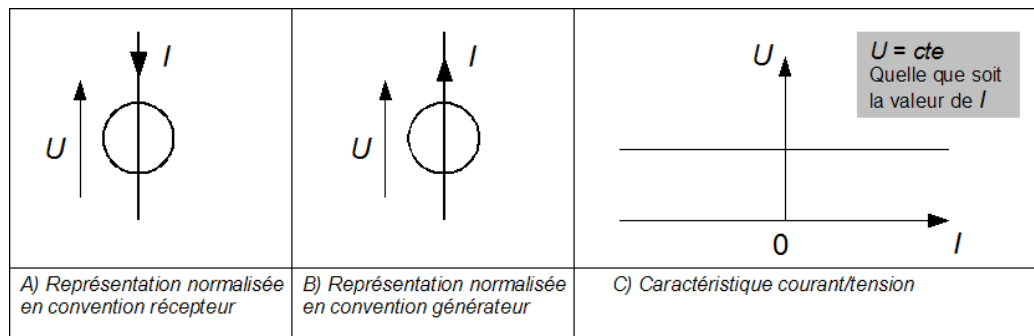


FIGURE 1.6 – Source idéale de tension : représentation et caractéristique courant/tension.

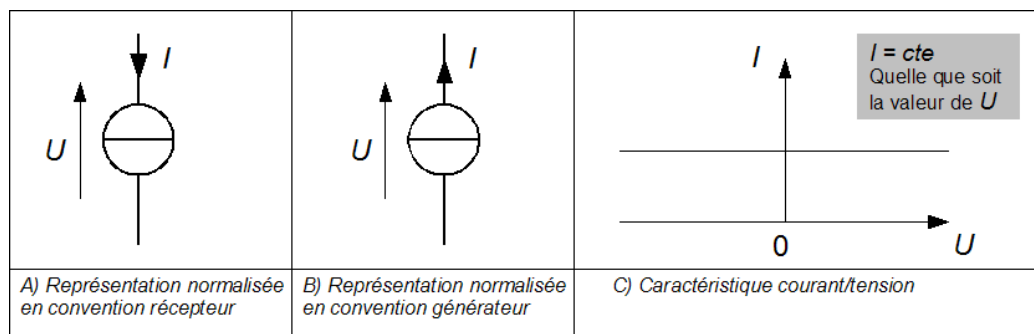


FIGURE 1.7 – Source idéale de courant : représentation et caractéristique tension/courant.

Source idéale de courant

Une source idéale de courant est un dipôle capable d'imposer l'intensité du courant qui le traverse, quelle que soit la tension à ses bornes. La figure 1.7 représente le schéma normalisé d'une source idéale de courant, ainsi que sa caractéristique tension/courant. La encore, les deux conventions de fléchage sont possibles : convention récepteur ou convention générateur.

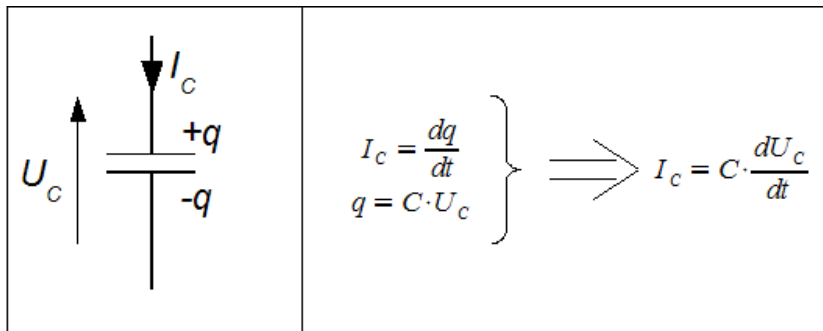


FIGURE 1.8 – Condensateur idéal : représentation et relation constitutive.

1.3.2 Définition en régime dynamique (au sens de l'électronique de puissance)

Source de tension

Une source de tension est un dipôle aux bornes duquel la différence de potentiel ne peut pas subir de discontinuité.

Exprimée d'une autre manière, cette définition devient :

Une source de tension est capable d'imposer transitoirement la tension à ses bornes.

La source de tension la plus utilisée en électronique de puissance est le condensateur. La figure 1.8 montre la représentation normalisée de celui-ci.

- On note $(+q)$ et $(-q)$ les charges électrostatiques portées par les deux armatures du condensateur.
- La flèche de tension U_C est conventionnellement orientée de l'armature $(-q)$ vers l'armature $(+q)$. Sur l'exemple donné, la flèche de tension U_C et celle du courant I_C sont orientées dans des sens opposés (fléchage en convention récepteur).
- La capacité du condensateur est notée C . Elle est définie par le rapport de proportionnalité entre la charge q et la tension observée aux bornes du condensateur U_C . q s'exprime en Coulomb (C), U_C s'exprime en Volt (V) et la capacité C s'exprime en Farad (F).

$$C = \frac{q}{U_C} \quad (1.13)$$

Le fonctionnement du condensateur est alors régi par les équations constitutives rappelées sur la figure 1.8. On constate que la charge q et la tension U_c

aux bornes du condensateur sont des fonctions dérivables du temps. Donc à fortiori, ce sont des fonctions continues du temps. C'est pourquoi, **la tension aux bornes d'un condensateur ne peut pas subir de discontinuité.**

Effectuons à présent un bilan énergétique du condensateur. Dans le cas d'un fléchage en convention récepteur, la puissance instantanée absorbée par le condensateur vaut :

$$p_C(t) = U_C(t) \cdot I_C(t) = U_C(t) \cdot C \cdot \frac{dU_C}{dt} \quad (1.14)$$

Nous allons à présent faire rentrer tous les termes sous l'opérateur de dérivation. Sachant que la capacité C est constante dans le temps, nous obtenons alors :

$$p_C(t) = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_C^2(t) \right\} \quad (1.15)$$

La puissance instantanée absorbée par le condensateur s'exprime comme la dérivée de l'énergie électrostatique stockée dans celui-ci :

$$p_C(t) = \frac{d\epsilon_C(t)}{dt} \quad (1.16)$$

$$\epsilon_C(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_C^2(t) \quad (1.17)$$

$\epsilon_C(t)$ est la quantité d'énergie électrostatique stockée à l'instant t dans le condensateur.

En conclusion :

- Le condensateur est un élément de stockage d'énergie électrostatique.
- La tension observée aux bornes du condensateur ne peut pas subir de discontinuité. C'est pourquoi **il ne faut jamais court-circuiter un condensateur lorsque celui-ci est chargé.**
- $U_C(t)$ est une variable d'état, car elle représente le niveau d'énergie stocké dans le condensateur.
- Il existe une relation de causalité intégrale entre le courant I_C qui traverse le condensateur et la tension U_C observée à ses bornes : en effet, la tension U_C est la conséquence du courant I_C . La relation entre ces deux variables est donnée par l'équation 1.18.

$$U_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int I_C(t) \cdot dt \quad (1.18)$$

Source de courant

Une source de courant est un dipôle dont l'intensité du courant qui le traverse ne peut pas subir de discontinuité.

Exprimée d'une autre manière, cette définition devient :

Une source de courant est capable d'imposer transitoirement l'intensité du courant qui la traverse.

La source de courant la plus utilisée en électronique de puissance est la bobine. La figure 1.9 montre sa représentation normalisée. Nous allons à présent modéliser celle-ci.

- On note $\phi(t)$ le flux généré dans une spire par le champ $\vec{B}(t)$ qui la traverse. Sur la figure 1.9, le point (\bullet) situé en entrée de la bobine sert à algébriser le flux $\phi(t)$: par convention, tout courant entrant par ce point donne un flux compté positivement.
- La bobine possède n spires. On définit son flux totalisé comme étant la somme de tous les flux créés par chacune des spires. Là encore, la convention de signe reste valable : lorsque le courant I_L entre du côté du point, alors il génère un flux totalisé compté positivement. Et inversement, lorsque I_L entre de l'autre côté, le flux totalisé est compté négativement. Puisque les n spires de la bobine sont identiques et qu'elles sont supposées être traversées par le même champ \vec{B} , alors on obtient :

$$\Phi_{Tot}(t) = n \cdot \phi(t) \quad (1.19)$$

- On définit ensuite l'inductance de la bobine : c'est le rapport de proportionnalité qui existe entre le flux totalisé et l'intensité du courant entrant par le point. On note cette inductance L . L s'exprime en Henry (H), l'intensité I_L s'exprime en Ampère (A), et le flux totalisé Φ_{Tot} s'exprime en Weber (Wb).

$$\Phi_{Tot}(t) = n \cdot \phi(t) = L \cdot I_L(t) \quad (1.20)$$

- On applique enfin la loi de Faraday. Chaque spire de la bobine crée à ses bornes une tension induite ($e(t) = -\frac{d\phi}{dt}$). Lorsqu'on associe les n spires en série, nous obtenons, compte tenu du sens de fléchage choisi :

$$U_L(t) = -n \cdot e(t) = \frac{d\Phi_{Tot}}{dt} = L \cdot \frac{dI_L(t)}{dt} \quad (1.21)$$

A partir de l'équation 1.21, on constate que le flux totalisé Φ_{Tot} et l'intensité du courant qui traverse la bobine I_L sont des fonctions dérivables

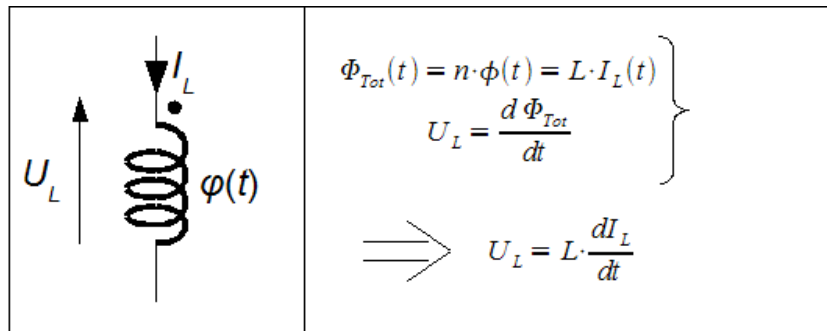


FIGURE 1.9 – Bobine idéale : représentation et relation constitutive.

du temps. Donc à fortiori, ce sont des fonctions continues du temps. C'est pourquoi, **l'intensité du courant qui traverse une bobine ne peut pas subir de discontinuité.**

Effectuons à présent un bilan énergétique de la bobine. Dans le cas d'un fléchage en convention récepteur, la puissance instantanée absorbée par celle-ci vaut :

$$p_L(t) = U_L(t) \cdot I_L(t) = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \cdot I_L(t) \quad (1.22)$$

Nous allons à présent faire rentrer tous les termes sous l'opérateur de dérivation. Sachant que l'inductance L est constante dans le temps, nous obtenons alors :

$$p_L(t) = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2(t) \right\} \quad (1.23)$$

La puissance instantanée absorbée par la bobine s'exprime comme la dérivée de l'énergie magnétique stockée dans celle-ci :

$$p_L(t) = \frac{d\epsilon_L(t)}{dt} \quad (1.24)$$

$$\epsilon_L(t) = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2(t) \quad (1.25)$$

$\epsilon_L(t)$ est la quantité d'énergie magnétique stockée à l'instant t dans la bobine.

En conclusion :

- La bobine est un élément de stockage d'énergie magnétique.

- L'intensité du courant qui traverse la bobine ne peut pas subir de discontinuité. C'est pourquoi **il ne faut jamais ouvrir un circuit inductif lorsque celui-ci est parcouru par un courant non nul**.
- $I_L(t)$ est une variable d'état, car elle représente le niveau d'énergie stocké dans la bobine.
- Il existe une relation de causalité intégrale entre la tension $U_L(t)$ observée aux bornes de la bobine et le courant $I_L(t)$ qui la traverse : en effet, le courant I_L est la conséquence de la tension appliquée aux bornes de la bobine U_L . La relation entre ces deux variables est donnée par l'équation 1.26.

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int U_L(t) \cdot dt \quad (1.26)$$

Le tableau de la figure 1.10 récapitule les propriétés du condensateur et de la bobine en tant que sources de tension et de courant.

1.4 Notion de cellule de commutation

On considère un ensemble élémentaire constitué d'une source de tension, d'une source de courant et de deux interrupteurs K_1 et K_2 (voir figure 1.11).

- K_1 et K_2 ne peuvent être simultanément passants, car si tel était le cas, la source de tension serait court-circuitée.
- K_1 et K_2 ne peuvent être simultanément bloqués, car si tel était le cas, la source de courant serait ouverte.

Nous en déduisons que les états de K_1 et K_2 sont obligatoirement complémentaires. L'ensemble $\{K_1; K_2\}$ constitue une cellule de commutation.

Définition : Une cellule de commutation est un ensemble d'interrupteurs tel qu'à tout instant un seul d'entre eux est passant.

NB : Une cellule de commutation n'est pas toujours composée de deux interrupteurs. Nous verrons parmi les exercices le cas d'une cellule de commutation composée de 3 interrupteurs.

Il est conseillé, chaque fois que l'on doit analyser le fonctionnement d'un convertisseur statique, aussi complexe soit il, de toujours commencer par identifier les cellules de commutations qui le composent.

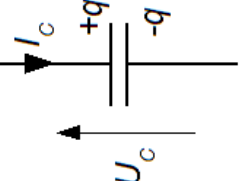
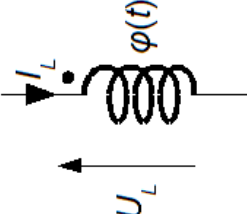
Nature	Relation courant / tension	Causalité	Energie stockée
<p>CONDENSATEUR</p> 	<p>Source de tension</p> $I_c = C \cdot \frac{dU_c}{dt}$ $U_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int I_c(t) dt$	<ul style="list-style-type: none"> • Le condensateur est attaqué en courant. • Il réagit en imposant la tension à ses bornes. • $U_c(t)$ ne peut pas subir de discontinuité. 	$\varepsilon_c(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_c^2(t)$
<p>BOBINE</p> 	<p>Source de courant</p> $U_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}$ $I_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int U_L(t) dt$	<ul style="list-style-type: none"> • La bobine est attaquée en tension. • Elle réagit en imposant le courant qui la traverse. • $I_L(t)$ ne peut pas subir de discontinuité. 	$\varepsilon_L(t) = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_L^2(t)$

FIGURE 1.10 – Tableau récapitulatif des propriétés du condensateur et de la bobine.

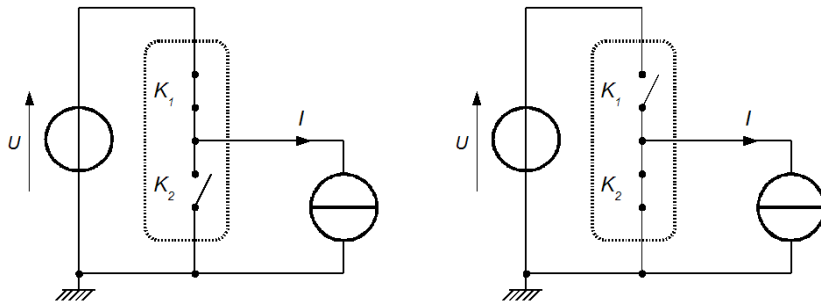


FIGURE 1.11 – Cellule de commutation à deux interrupteurs : les états de K_1 et K_2 sont forcément complémentaires.

Exemple : La figure 1.12 montre un hacheur quatre quadrants connecté à une machine à courant continu. Identifier les cellules de commutation qui le composent.

Réponse :

Dans ce montage, la machine à courant continu se comporte comme une source de courant, puisqu'elle comporte une inductance en série (l'inductance des bobinages rotoriques). Par conséquent les deux cellules de commutation sont obligatoirement les ensembles $\{K_1; K_2\}$ et $\{K_3; K_4\}$.

1.5 Règle d'alternance des sources

Considérons un ensemble de conversion composé d'une cellule de commutation intercalée entre deux sources. Alors ces deux sources doivent obligatoirement être de natures duales :

- Si une source de tension se trouve en amont de la cellule de commutation alors ce sera obligatoirement une source de courant qui se trouvera en aval.
- Réciproquement, si une source de courant se trouve en amont de la cellule de commutation alors ce sera obligatoirement une source de tension qui se trouvera en aval.

La figure 1.13 montre l'exemple d'un convertisseur statique dans lequel la règle d'alternance des sources est respectée. Sur cette figure, chaque cellule de commutation connecte deux sources de nature différente. Il n'y a pas de conflits entre les différentes sources, et du coup, le convertisseur fonctionnera de manière harmonieuse.

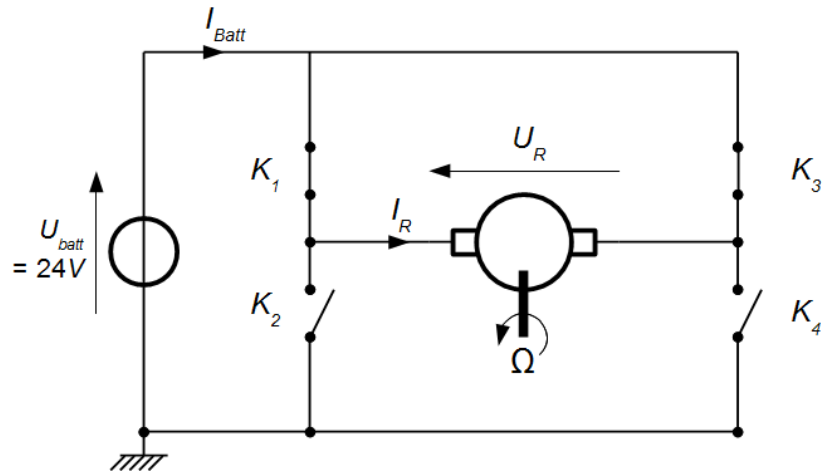


FIGURE 1.12 – Hacheur quatre quadrants connecté à une machine à courant continu.

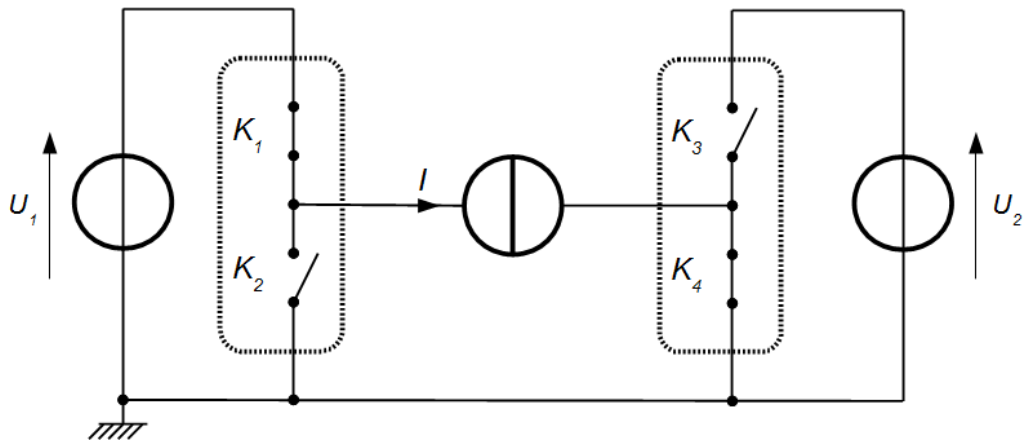


FIGURE 1.13 – Exemple de convertisseur qui respecte la règle d'alternance des sources : le fonctionnement est harmonieux.

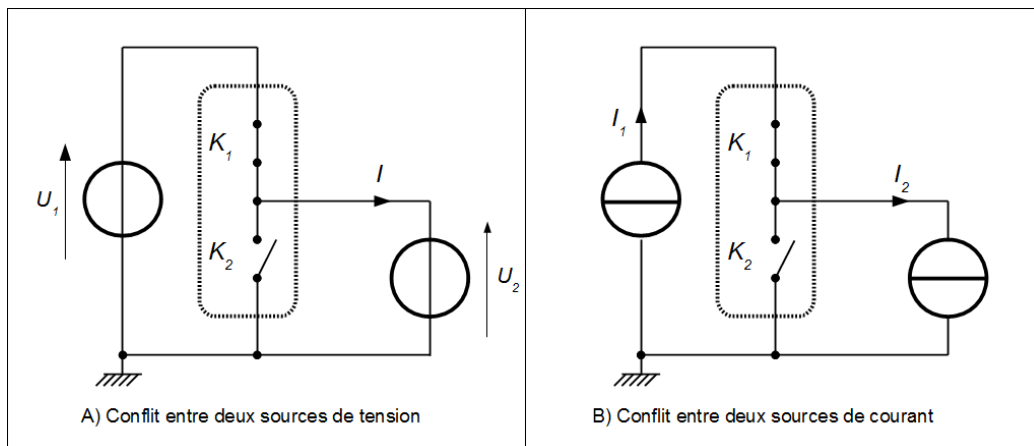


FIGURE 1.14 – Exemples de conflits de sources : la règle d’alternance n’est pas respectée.

A contrario, la figure 1.14 illustre le genre de conflits qui se produit lorsque la règle d’alternance des sources n’est pas respectée. Etudions par exemple le cas A), lorsque deux sources de tension sont en conflit. Lorsque K_1 est passant, la source de gauche cherchera à imposer la tension U_1 aux bornes de la deuxième source, et inversement, la source de droite cherchera à imposer U_2 aux bornes de la source de gauche. Il résultera de ce conflit que la différence de potentiel $U_2 - U_1$ sera appliquée aux bornes de K_1 et de la section de fil qui relie les deux sources. Ceci entraînera la circulation d’un courant I_{K1} dont l’intensité sera égale à la différence de potentiel $U_2 - U_1$ divisée par la résistance interne de l’interrupteur K_1 . En théorie, l’intensité du courant généré par ce court circuit peut tendre vers l’infini. En pratique, cette intensité sera limitée par la valeur de la résistance du fil de cuivre, et de la résistance interne de l’interrupteur K_1 . L’intensité du courant de court-circuit pourra atteindre plusieurs dizaines, voire centaines d’ampères. L’élément le plus faible sera alors détruit :

- Soit les deux sources sont puissantes et peuvent supporter des intensités considérables, auquel cas l’interrupteur K_1 sera détruit, ou le fil de cuivre fondra à cause de l’effet Joule.
- Soit l’interrupteur K_1 et le fil de cuivre sont très robustes, auquel cas ce sera l’une des deux sources dont la tension s’effondrera.

De même, lorsque l’interrupteur K_2 conduit, la source U_2 se retrouve court-circuitée, avec les mêmes effets destructeurs que dans le cas précédent (destruction de K_2 , ou fonte du fil de cuivre, ou destruction de la source U_2).

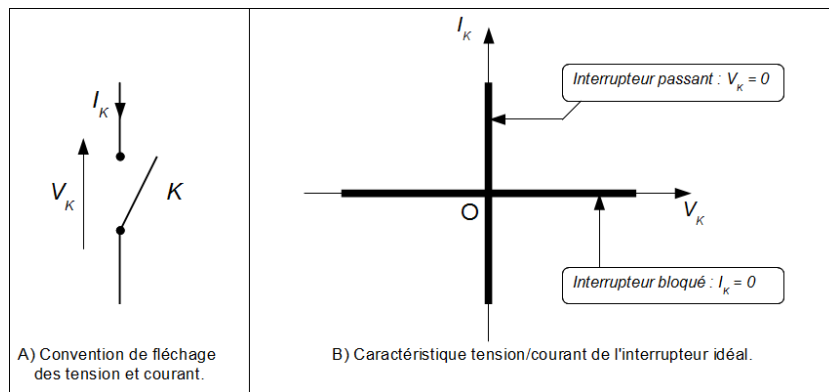


FIGURE 1.15 – L'interrupteur idéal : convention de fléchage et caractéristique courant/tension.

1.6 Réflexion sur les interrupteurs

1.6.1 L'interrupteur idéal 4 segments

L'interrupteur idéal (voir figure 1.15) est défini de la manière suivante :

- Soit il est passant, dans ce cas la différence de potentiel à ses bornes est nulle ($V_K = 0$).
- Soit il est bloqué, dans ce cas l'intensité du courant qui le traverse est nulle ($I_K = 0$).

Dans les deux cas, la puissance électrique instantanée absorbée par l'interrupteur est nulle ($p_K = V_K \cdot I_K = 0$). C'est pourquoi l'interrupteur idéal ne dissipe pas d'énergie.

Étudions à présent le fonctionnement de cet interrupteur dans le plan $(I_K; V_K)$. Chacune des phases de fonctionnement définit une équation de droite :

- Lorsque l'interrupteur est passant, l'équation $V_K = 0$ décrit une droite verticale passant par l'origine.
- Lorsque l'interrupteur est bloqué, l'équation $I_K = 0$ décrit une droite horizontale passant par l'origine.

C'est ainsi que nous obtenons une caractéristique composée quatre demi-droites qui sont confondues avec les axes des abscisses et des ordonnées. Ces quatre demi-droites sont :

- La demi droite verticale obtenue lorsque l'interrupteur est passant et $I_K > 0$.

- La demi droite verticale obtenue lorsque l'interrupteur est passant et $I_K < 0$.
- La demi droite horizontale obtenue lorsque l'interrupteur est bloqué et $V_K > 0$.
- La demi droite horizontale obtenue lorsque l'interrupteur est bloqué et $V_K < 0$.

C'est pourquoi on qualifie communément cet interrupteur de «quatre segments». L'interrupteur 4 segments est nécessaire lorsque les grandeurs I_K et V_K changent de signe au cours d'un cycle de fonctionnement. Mais ce cas est assez rare en électronique de puissance. Le plus souvent, trois cas peuvent se produire :

- Premier cas : ni I_K , ni V_K ne changent de signe. Dans ce cas, un interrupteur deux segments suffit à assurer le fonctionnement du convertisseur.
- Deuxième cas : V_K change de signe, mais pas I_K . Dans ce cas, il faut utiliser un interrupteur trois segments qui sera bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant.
- Troisième cas : I_K change de signe, mais pas V_K . Dans ce cas, il faut utiliser un interrupteur trois segments qui sera bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension.

1.6.2 Les interrupteurs 2 segments

Ce sont les interrupteurs les plus couramment utilisés, dans le cas où ni I_K , ni V_K ne changent de signe. Il existe deux catégories d'interrupteurs 2 segments : les interrupteurs non commandés (les diodes) et les interrupteurs commandés (les transistors).

La diode de puissance

La diode de puissance est un interrupteur 2 segments non commandé. La figure 1.16 montre sa représentation normalisée, ainsi que sa caractéristique courant/tension. Il existe deux commutations possibles : l'amorçage et le blocage.

- L'amorçage : c'est le passage de l'état bloqué à l'état passant. Une diode s'amorce spontanément lorsque la tension à ses bornes tend à devenir positive.
- Le blocage : c'est le passage de l'état passant à l'état bloqué. Une diode se bloque spontanément lorsque le courant qui la traverse s'annule.

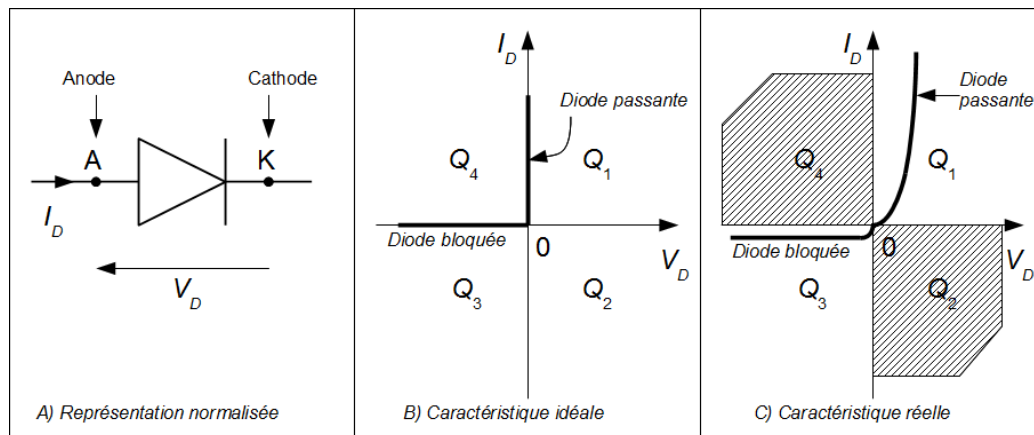


FIGURE 1.16 – Diode de puissance : représentation normalisée et caractéristique courant/tension.

Remarque 1 :

La diode de puissance, comme tous les interrupteurs, ne peut pas fournir de puissance électrique. Ceci implique que la puissance instantanée absorbée par la diode est forcément positive ou nulle.

$$P_D = V_D \cdot I_D \geq 0 \tag{1.27}$$

C'est pourquoi la caractéristique $I_D(V_D)$ de la diode reste obligatoirement confinée dans les quadrants Q_1 et Q_3 . Ainsi, lors de l'amorçage et du blocage, le point de fonctionnement $(V_K; I_K)$ passe obligatoirement par l'origine $O(0; 0)$.

Remarque 2 :

La diode de puissance est d'autant meilleure qu'elle dissipe une faible puissance électrique. C'est pourquoi, dans le but de réduire les pertes par conduction, on utilise en électronique de puissance des diodes de type Shottky qui possèdent une tension de seuil très faible ($V_{Dseuil} \approx 0,2V$).

Le transistor de puissance

Le transistor de puissance est un interrupteur dont les deux segments se trouvent dans le même quadrant (voir figure 1.17). Contrairement à la diode, le transistor de puissance est commandé à l'amorçage et au blocage. Il existe plusieurs familles de transistors de puissance, dont les trois plus répandues sont :

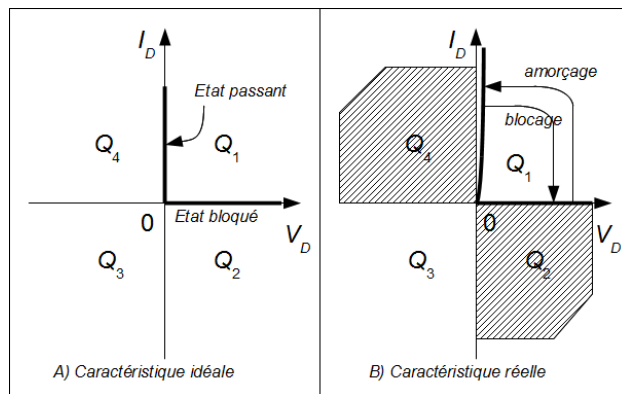


FIGURE 1.17 – Transistor de puissance : caractéristique courant/tension.

- Les transistors bipolaires : historiquement, ce sont les premiers transistors à avoir été utilisés pour des applications d'électronique de puissance, dans les alimentations à découpage (vers 1975). Ils présentent «des performances dynamiques élevées et une faible chute de tension à l'état passant» [FF06]. Cependant, ils nécessitent une électronique de commande un peu complexe. D'autre part, une part non négligeable de l'énergie est dissipée dans la commande du bipolaire.
- Les MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) : ce type de transistor a supplanté le bipolaire pour les applications dans le domaine des faibles tensions ($< 200V$), et faibles puissances (quelques kW), car il est beaucoup plus simple à mettre en oeuvre et à commander que ce dernier. En revanche les transistors MOS sont de par leur structure inadaptés pour fonctionner sous des niveaux de tensions élevées ($> 500V$).
- Les IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) : ce type de transistor a été conçu comme un compromis cherchant à allier les qualités des bipolaires et des MOSFET. Les IGBT de gros calibre peuvent supporter des intensités de plusieurs centaines d'ampères lorsqu'ils sont passants, et tenir des tensions de l'ordre de 1200V lorsqu'ils sont bloqués. Ils sont particulièrement utilisés dans le domaine de la traction ferroviaire.

La figure 1.18 illustre les représentations usuelles de ces trois catégories de transistors.

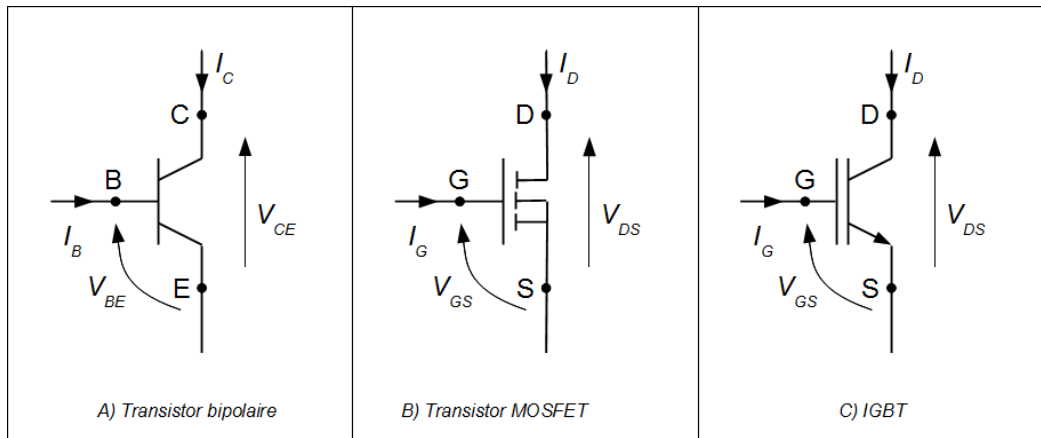


FIGURE 1.18 – Transistors de puissance : représentation usuelle des principales catégories.

1.7 Exercices du chapitre 1

Exercice 1 :

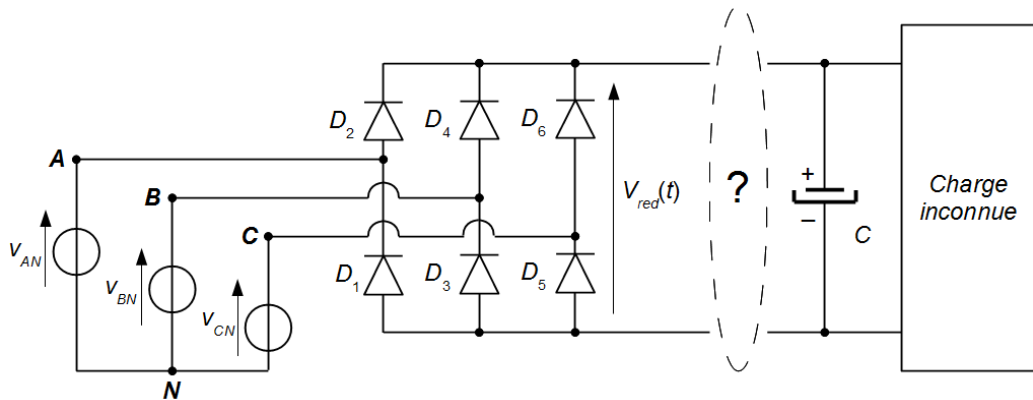


FIGURE 1.19 – redresseur triphasé associé à une charge inconnue.

On considère le redresseur à diodes représenté ci-dessous, et connecté au réseau triphasé 230V-50Hz. On suppose en première approximation que le réseau triphasé se comporte comme 3 sources de tension sinusoïdales.

- N représente le neutre,
- A, B et C représentent les trois phases,

- $v_{AN}(t) = v_1(t)$, $v_{BN}(t) = v_2(t)$ et $v_{CN}(t) = v_3(t)$ représentent les tensions simples.
- $U_{AB}(t) = v_1(t) - v_2(t)$, $U_{BC}(t) = v_2(t) - v_3(t)$ et $U_{CA}(t) = v_3(t) - v_1(t)$ représentent les tensions composées (voir figure 1.20).

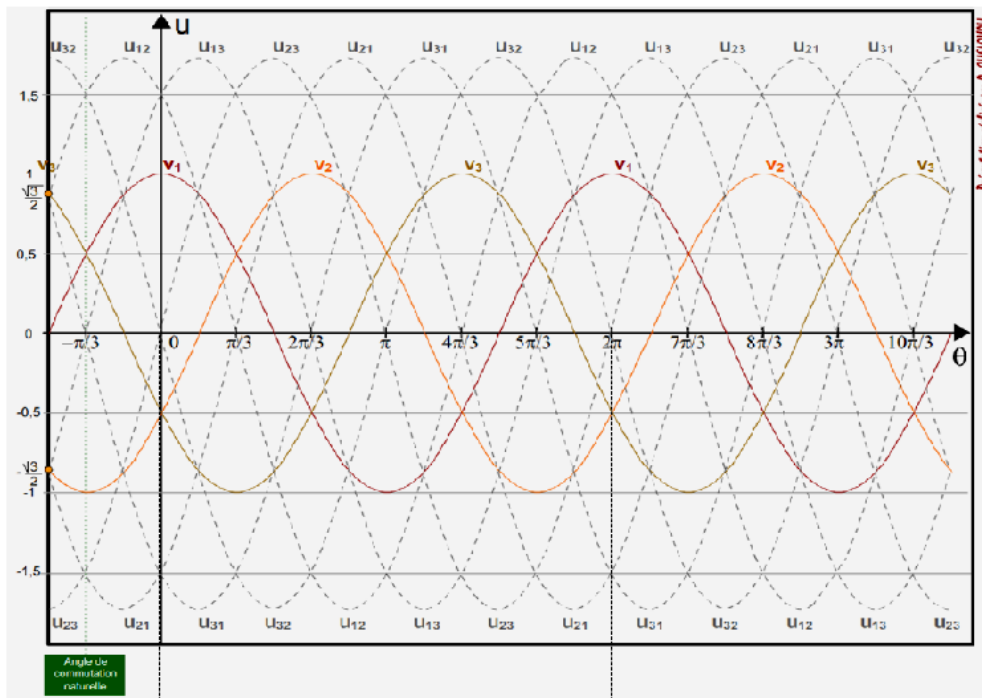


Diagramme de conduction :

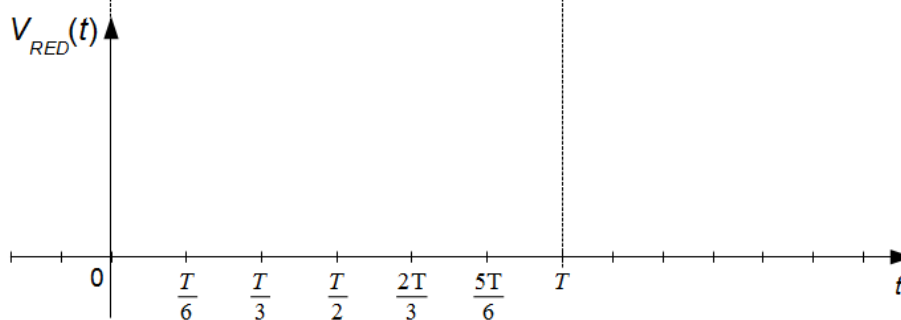
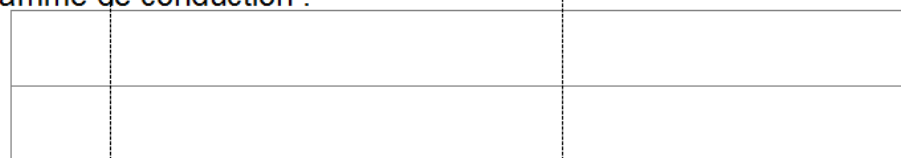


FIGURE 1.20 – chronogramme du système triphasé de tension.

1. Quel est le rôle du condensateur C ?
2. Compléter le schéma électrique de manière à respecter la règle d'alternance des sources.
3. Identifier les cellules de commutation.
4. Représenter le diagramme de Fresnel associé au système triphasé de tension. Quelle est l'amplitude des tensions simples ? Des tensions composées ?
5. Déterminer la séquence de conduction des diodes. Tracer le diagramme de conduction.
6. Représenter graphiquement l'allure temporelle de la tension $V_{red}(t)$.

— *fin de l'exercice* —

Chapitre 2

Les convertisseurs DC-DC à transfert direct d'énergie

Ce chapitre sera traité en cours : après une introduction générale, nous étudierons en détail le fonctionnement du hacheur dévolteur (également appelé hacheur série ou “buck”). Le hacheur survolteur, quand à lui, sera étudié sous la forme d'un travail dirigé.

2.1 Présentation générale des hacheurs

Cette partie sera traitée en cours.

2.2 Le hacheur dévolteur

Cette partie sera traitée en cours.

Exercices du chapitre 2

2.3 Exercice 1 : Etude du hacheur parallèle (Hacheur survolteur)

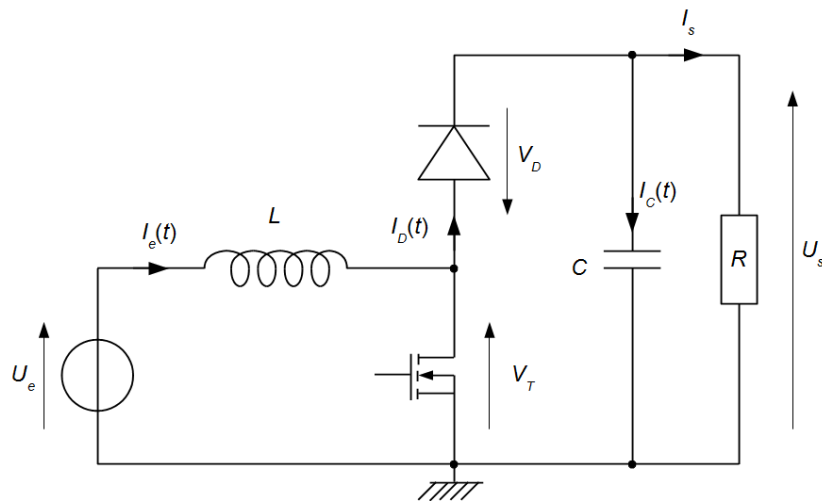


FIGURE 2.1 – Hacheur parallèle.

On considère le hacheur survolteur représenté sur la figure ci-dessus. On adopte les notations suivantes :

- L : désigne la valeur de l'inductance d'entrée.
- C : désigne la valeur de la capacité de sortie.
- T : désigne la période de découpage du hacheur.
- α : désigne le rapport cyclique.
- $f_{dec} = \frac{1}{T}$: désigne la fréquence de découpage.
- $\langle \dots \rangle$: désigne la valeur moyenne de la variable qui se trouve entre les crochets.
- ΔI_e : désigne l'ondulation du courant d'entrée.
- ΔU_s : désigne l'ondulation de la tension de sortie.

En outre, nous allons utiliser tout le long de l'exercice les variables ré-

duites suivantes :

$$x = \frac{L f_{dec} \langle I_s \rangle}{U_e} \quad (2.1)$$

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} \quad (2.2)$$

2.3.1 Etude de la conduction continue :

Le hacheur survolteur est dit en conduction «continue» lorsque le courant dans l'inductance ne s'annule jamais. Dans toute cette première partie, on fera l'hypothèse de la conduction continue. On étudiera par conséquent deux phases :

- phase 1 : pour $0 \leq t \leq \alpha \cdot T$. Dans cette phase, le transistor T conduit et la diode D est bloquée.
- phase 2 : pour $\alpha \cdot T \leq t \leq T$. Dans cette phase, le transistor T est bloqué et la diode D conduit.

1. Sur une feuille entière au format A4, représenter graphiquement l'allure temporelle des variables suivantes : $I_e(t)$, $I_D(t)$, $U_s(t)$ et $V_T(t)$. Représenter également le diagramme de conduction du hacheur survolteur.

Dans toutes les questions qui suivent, on suppose que la capacité C du condensateur est très élevée, de sorte que l'ondulation de la tension de sortie est minimale ($\Delta U_s \approx 0$).

2. Exprimer $\langle V_T \rangle$ en fonction de U_e .
3. Exprimer $\langle V_T \rangle$ en fonction de $\langle U_s \rangle$ et de α .
4. A partir des deux questions précédentes exprimer de $\langle U_s \rangle$ en fonction de U_e et de α . En déduire la relation entre y et α .
5. Exprimer $\langle I_D \rangle$ en fonction de $\langle I_e \rangle$ et de α .
6. Exprimer $\langle I_D \rangle$ en fonction de $\langle I_s \rangle$.
7. Déduire des deux questions précédentes la relation entre $\langle I_e \rangle$ et $\langle I_s \rangle$.
8. Exprimer l'ondulation du courant dans l'inductance (ΔI_e) en fonction de α , U_e , L et f_{dec} .

La condition de conduction continue se traduit par l'inégalité suivante :

$$\langle I_e \rangle \geq \frac{\Delta I_e}{2} \quad (2.3)$$

9. Quelle inégalité doivent satisfaire x et y pour que la conduction reste continue ?

2.3.2 Etude de la conduction discontinue :

Le hacheur survolteur est dit en conduction «discontinue» lorsque le courant dans l'inductance s'annule avant la fin de la période de découpage. Dès lors, on peut distinguer 3 phases :

- phase 1 : pour $0 \leq t \leq \alpha \cdot T$. Dans cette phase, le transistor T conduit et la diode D est bloquée. Lors de cette phase, l'intensité $I_e(t)$ augmente.
- phase 2 : pour $\alpha \cdot T \leq t \leq \beta \cdot T$. Dans cette phase, le transistor T est bloqué et la diode D conduit. Lors de cette phase, l'intensité $I_e(t)$ diminue. A l'instant $t = \beta T$, I_e s'annule ce qui entraîne le blocage de la diode D .
- phase 3 : pour $\beta \cdot T \leq t \leq T$. Dans cette phase, le transistor T et la diode D sont tous les deux bloqués. Il s'agit d'une phase «morte» au cours de laquelle l'intensité $I_e(t)$ est nulle. Aucun transfert d'énergie ne s'effectue de la source vers la charge. Le condensateur se décharge alors lentement à travers la résistance de charge.

1. Sur une feuille entière au format A4, représenter graphiquement l'allure temporelle des variables suivantes : $I_e(t)$, $I_D(t)$, $U_s(t)$ et $V_T(t)$. Représenter également le diagramme de conduction du hacheur survolteur.
2. En étudiant la valeur de la pente du courant dans l'inductance ($\frac{dI_e}{dt}$) durant la phase 1, exprimer I_{emax} en fonction de α , U_e , L et f_{dec} .
3. En étudiant la valeur de la pente du courant dans l'inductance ($\frac{dI_e}{dt}$) durant la phase 2, exprimer $(\beta - \alpha)$ en fonction de I_{emax} , U_e , $\langle U_s \rangle$, L et f_{dec} .
4. Simplifier les deux équations précédentes, puis exprimer $(\beta - \alpha)$ en fonction de α , U_e et $\langle U_s \rangle$.
5. Exprimer la valeur moyenne du courant dans la diode $\langle I_D \rangle$ en fonction de I_{emax} , α et β .
6. Quelle est la relation entre $\langle I_D \rangle$ et $\langle I_s \rangle$?
7. Simplifier le système d'équations issu des 5 questions précédentes, puis exprimer la variable réduite y en fonction de la variable réduite x en mode de conduction discontinue.

2.3.3 Tracé des caractéristiques entrée/sortie :

L'objectif de cette partie est de représenter les caractéristiques entrée/sortie du hacheur survolteur, c'est à dire y en fonction de x , en mode continu et en

	Conduction continue : expression de $y = f_1(x, \alpha)$	limite continue /discontinue : $x_{lim} = g(\alpha)$	Conduction discontinue : expression de $y = f_2(x, \alpha)$
$\alpha = 0$			
$\alpha = 1/4$			
$\alpha = 1/2$			
$\alpha = 3/4$			

TABLE 2.1 – Relation entrée/sortie en fonction du rapport cyclique α .

mode discontinu. Notons $y = f_1(x, \alpha)$ l'équation de fonctionnement obtenue en conduction continue, et $y = f_2(x, \alpha)$ l'équation obtenue en conduction discontinue.

1. Rappeler les expressions obtenues dans les deux modes de conduction : $y = f_1(x, \alpha)$ et $y = f_2(x, \alpha)$.
2. Rappeler l'expression de la limite entre la conduction continue et la conduction discontinue : $x_{lim} = g(\alpha)$.
3. Compléter le tableau 2.1.
4. Dans le plan (x, y) , tracer la courbe qui délimite les conductions continue et discontinue.
5. Dans le plan (x, y) , représenter graphiquement les caractéristiques y en fonction de x pour $\alpha = 0, 1/4, 1/2, 3/4$.
6. Conclure.

— fin de l'exercice —

2.4 Exercice 2 : la trottinette électrique, étude de puissance

Le but, dans cet exercice, est de comprendre les transferts de puissance au niveau de la trottinette selon son mode d'utilisation (montée, descente).

Caractéristiques de la trottinette :

- Puissance absorbée par le moteur (maxi) : 100 W
- Poids total roulant maxi : 70 kg
- Vitesse maximale : 10 km/h

Hypothèse

Le rendement de la trottinette, en fonctionnement moteur, est défini de la manière suivante :

$$\frac{\text{puissance disponible sur la roue}}{\text{puissance électrique absorbée}} = 60\%$$

Le rendement de la trottinette, en fonctionnement générateur, est défini de la manière suivante :

$$\frac{\text{puissance électrique restituée}}{\text{puissance absorbée sur la roue}} = 60\%$$

Les pertes se trouvent au niveau de la résistance du moteur (résistance des enroulements rotoriques) et au niveau de la transmission par courroie.

Modélisation du système :

Le modèle choisi pour le moteur est simpliste : sa résistance rotorique est supposée nulle, comme indiqué sur la figure 2.2. De plus, on peut considérer que dans ce cas ($R=0$), si la trottinette roule à $V = 10 \text{ km/h}$ alors $E = 24 \text{ V}$. Il y a proportionnalité entre E et V .

Questions :

Un peu de physique...

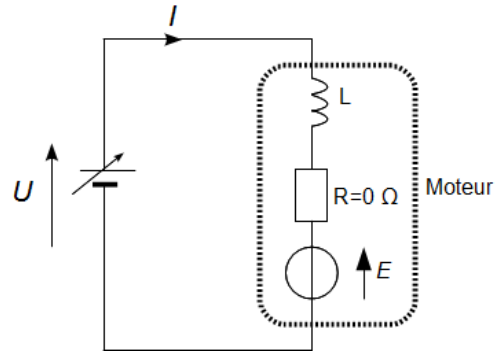


FIGURE 2.2 – Modèle électrique de la MCC.

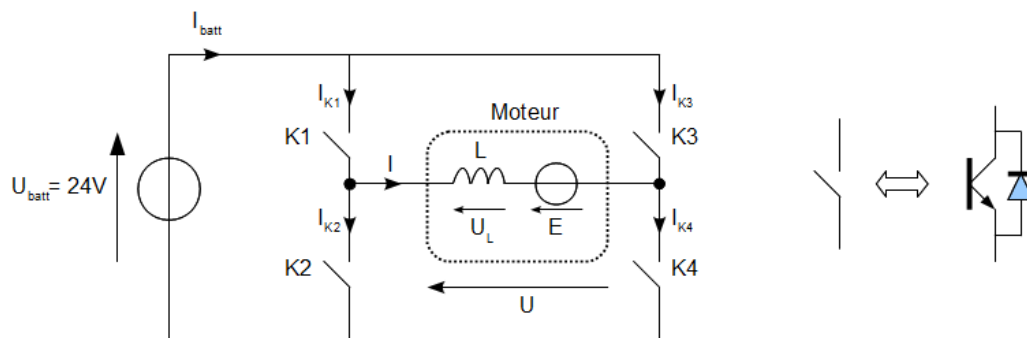


FIGURE 2.3 – association du hacheur 4 quadrants à la MCC.

1. Quelle est la pente maximale que l'on peut gravir à 4 km/h, si la trottinette chargée pèse 70 kg ? On supposera que trois forces s'appliquent au système, le poids, la poussée de la trottinette (dans le sens de parcours) et la réaction du support (perpendiculaire au support).
2. Que vaut la tension U ? Quel est le courant qui circule dans le moteur. Le transfert de puissance se fait-il de la source vers le moteur ou du moteur vers la source ?
3. Inversement, on descend une pente de 10% (soyons fous). Prudemment on cherche à descendre à 6 km/h. Le transfert de puissance se fait-il de la source vers le moteur ou du moteur vers la source ? Calculer la tension U et le courant I qui circule.

Un peu d'électronique...

La tension variable U est remplacée par une batterie 24V et un hacheur 4 quadrants, comme indiqué sur la figure 2.3 :

4. Remplir les chronogrammes de la figure 2.4 qui correspondent au cas de la question 1 (montée) et au cas de la question 3 (descente freinée). Démontrer que dans un cas, le rapport cyclique vaut 70%, tandis que dans l'autre, il vaut 80%.
5. Dans chacun des cas, calculer la puissance fournie (ou reçue) par la batterie et la puissance reçue (ou fournie) par le moteur.

— *fin de l'exercice* —

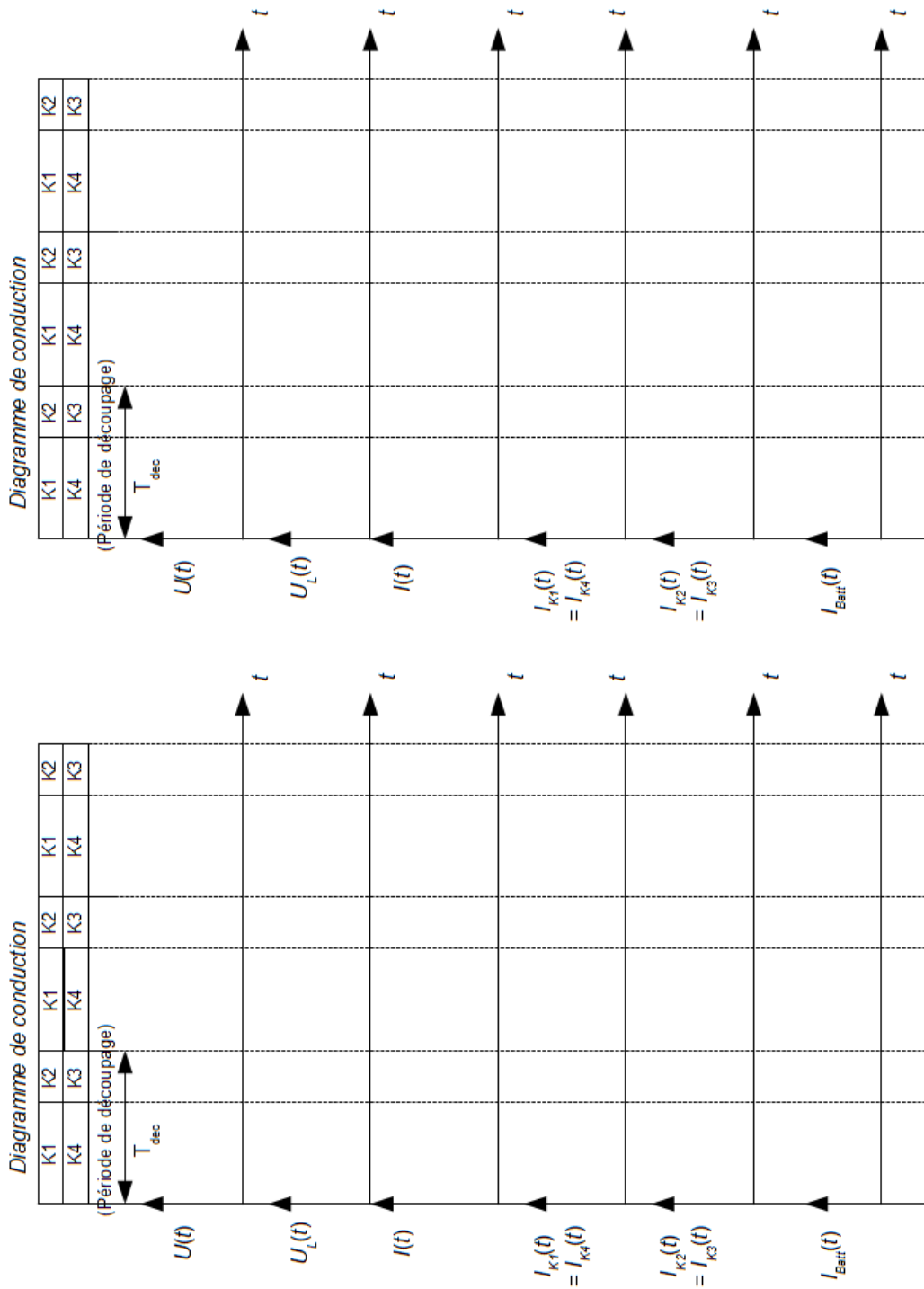


FIGURE 2.4 – chronogrammes du hacheur 4 quadrants en montée et en descente freinée.

Chapitre 3

Alimentations à découpage

3.1 Présentation générale des alimentations à découpage

3.2 Exercices du chapitre 3

3.2.1 Etude d'une alimentation à découpage de type "forward"

A] Cahier des charges :

On dispose d'une alimentation continue $E = 30V$. On désire réaliser une source de tension régulée à $12V$ à l'aide d'une alimentation à découpage de type « forward ». La fréquence de découpage de cette dernière sera fixée à $f_{dec} = 100kHz$. L'alimentation devra pouvoir fournir une puissance de sortie $P_s = U_s \cdot I_s = 30W$. Le schéma électrique de l'alimentation forward est donné sur la figure 3.1.

B] Equations de fonctionnement du transformateur :

Le transformateur possède trois enroulements :

- Un enroulement primaire qui est connecté du côté de la source de tension E . Cet enroulement possède n_1 spires.
- Un enroulement secondaire qui est connecté du côté de la charge à alimenter sous $12V$. Cet enroulement possède n_2 spires.
- Un enroulement tertiaire qui sert à démagnétiser le transformateur. Cet enroulement tertiaire possède n_3 spires.

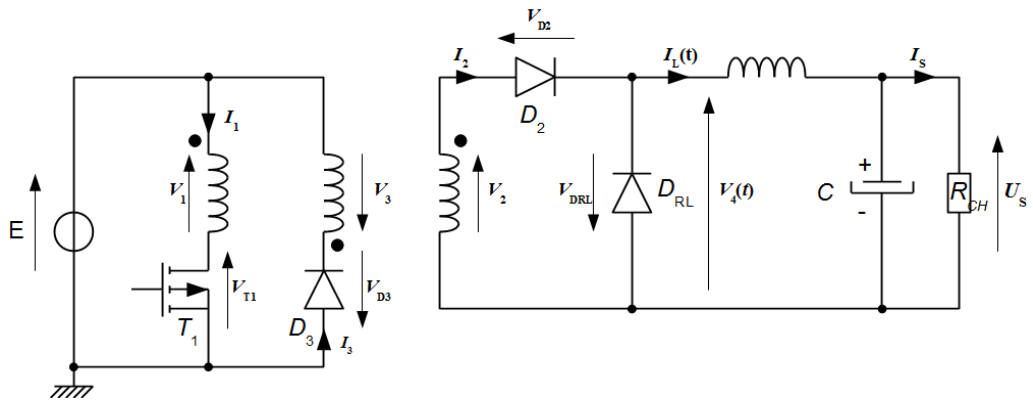


FIGURE 3.1 – Schéma électrique de l'alimentation forward.

La figure 3.2 illustre la manière dont sont bobinés les trois enroulements. Elle montre également que les lignes de champ \vec{B} sont canalisées par le matériau ferrite du transformateur. On définit arbitrairement un sens de parcours pour les lignes de champ magnétique. Lorsque le champ \vec{B} parcourt les lignes de champ dans le sens compté positivement, alors il engendre un flux compté positivement. Les points (•) indiquent le sens de bobinage des enroulements : tout courant entrant dans un enroulement du côté du point donne un flux compté positivement.

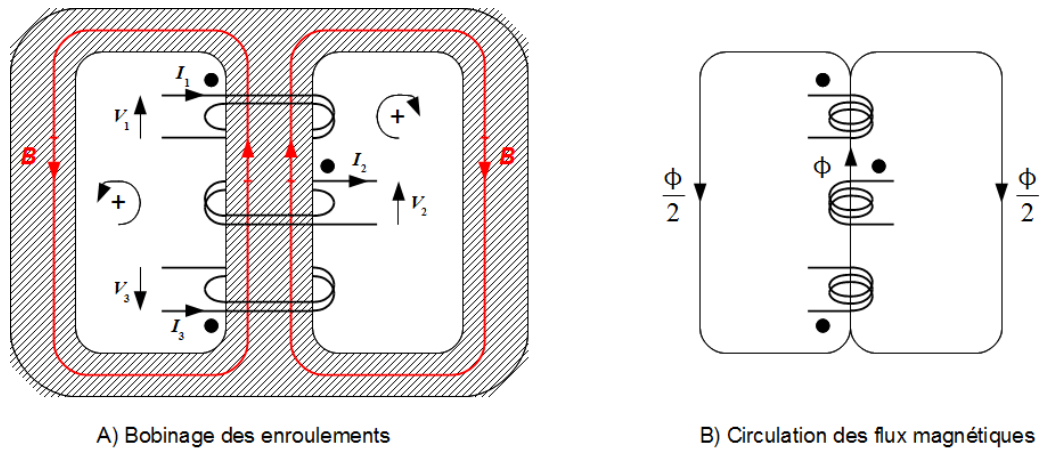


FIGURE 3.2 – Bobinage des enroulements autour du noyau métallique.

A partir du théorème d'Ampère, il est possible de démontrer une première relation qui relie le flux ϕ aux intensités des courants I_1 , I_2 et I_3 . Cette

relation s'appelle relation d'Hopkinson, ou aussi relation des ampères-tours :

$$n_1 \cdot I_1 - n_2 \cdot I_2 + n_3 \cdot I_3 = R \cdot \phi \quad (3.1)$$

- ϕ désigne le flux qui circule dans le noyau magnétique.
- R désigne la réluctance du circuit magnétique :

$$R = \frac{l}{\mu A_e} \quad (3.2)$$

- l désigne la longueur du circuit magnétique,
- $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ désigne la perméabilité magnétique du matériau,
- A_e désigne la section équivalente du circuit magnétique.

D'autre part, la loi de Faraday nous permet d'exprimer les tensions $V_1(t)$, $V_2(t)$ et $V_3(t)$ en fonction du flux ϕ :

$$\begin{cases} V_1(t) = n_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} \\ V_2(t) = n_2 \cdot \frac{d\phi}{dt} \\ V_3(t) = n_3 \cdot \frac{d\phi}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

NB : Ceci est un modèle simplifié du transformateur. D'une part, on ne tient pas compte de la résistance électrique des enroulements. D'autre part, on suppose que toutes les lignes de champ \vec{B} sont parfaitement canalisées par le matériau magnétique. En réalité, ce n'est pas tout à fait le cas. Il existe des lignes de champ qui se referment à travers l'air. Ceci occasionne des flux de fuite dont nous ne tenons pas compte dans ce modèle simplifié.

C] Travail à réaliser

On appelle T_{dec} la période de découpage de l'alimentation, et α le rapport cyclique ($0 \leq \alpha \leq 1$).

- Pour t compris entre 0 et $\alpha \cdot T_{dec}$, le transistor T_1 est passant.
- Pour t compris entre $\alpha \cdot T_{dec}$ et T_{dec} , le transistor T_1 est bloqué.

Nous allons à présent modéliser chacune des trois phases de fonctionnement de l'alimentation, puis nous terminerons par un tracé temporel de toutes les variables étudiées.

Hypothèse importante : nous allons supposer tout au long de cet exercice que l'alimentation à découpage fonctionne en mode de conduction continue. Cela signifie que l'intensité du courant dans l'inductance $I_L(t)$ ne s'annule jamais.

PHASE 1 : $(0 \leq t \leq \alpha \cdot T_{dec})$

La phase 1 est une phase de transfert de puissance du primaire vers le secondaire du transformateur.

1. Donner l'expression de $V_1(t)$ lorsque T_1 est passant. En déduire les expressions littérales de $V_2(t)$ et $V_3(t)$ en fonction de E , n_1 , n_2 et n_3 .
2. Quelle est l'expression de la tension V_{D3} durant la phase 1 ? La diode D_3 est-elle passante ou bloquée ?
3. Quelles sont les expressions des tensions V_{D2} et V_{DRL} durant la phase 1 ?
 - La diode D_2 est-elle passante ou bloquée ?
 - La diode D_{RL} est-elle passante ou bloquée ?
4. Déduire des questions précédentes l'expression littérale de la tension $V_4(t)$ durant la phase 1.
5. Déterminer l'équation différentielle qui régit l'évolution de $I_L(t)$ durant la phase 1. Quel est le sens de variation de l'intensité du courant dans l'inductance ?

NB : on suppose dans tout l'exercice que la tension U_S est suffisamment bien filtrée (grâce à l'inductance de lissage et au condensateur), et que par conséquent, elle reste quasi constante durant la période de découpage.

Dans les questions 6 et 7, nous allons à présent étudier l'évolution du flux dans le noyau de ferrite.

6. On suppose la condition initiale suivante : à $t = 0$, $\phi(0) = 0$. Déterminer l'expression littérale de $\phi(t)$ pour tout t compris entre 0 et $\alpha \cdot T_{dec}$.
7. A la fin de la phase 1, à $t = \alpha \cdot T_{dec}$, le flux ϕ atteint sa valeur maximale. Déterminer l'expression littérale de ϕ_{max} en fonction de $\alpha \cdot T_{dec}$, n_1 et E .

PHASE 2 : $(\alpha \cdot T_{dec} \leq t \leq \beta \cdot T_{dec})$

La phase 2 est une phase de démagnétisation du transformateur. Elle commence à l'instant où on bloque le transistor T_1 (à $t = \alpha \cdot T_{dec}$), et elle se termine lorsque le flux ϕ s'annule (à $t = \beta \cdot T_{dec}$).

8. A l'instant $t = \alpha \cdot T_{dec}$, on bloque le transistor T_1 . Sachant que le flux ϕ ne peut pas subir de discontinuité (car c'est une variable d'état du système), expliquer ce qu'il se passe au moment du blocage de T_1 . Quel composant se met spontanément à conduire ?

9. Donner l'expression de $V_3(t)$ durant la phase 2. En déduire les expressions de $V_1(t)$ et $V_2(t)$.
10. Quelles sont les expressions des tensions V_{D2} et V_{DRL} durant la phase 2?
 - La diode D_2 est-elle passante ou bloquée?
 - La diode D_{RL} est-elle passante ou bloquée?
11. Quel rôle joue la diode D_{RL} ?
12. Combien vaut la tension $V_4(t)$ durant la phase 2?
13. Déterminer l'équation différentielle qui régit l'évolution de $I_L(t)$ durant la phase 2. Quel est le sens de variation de l'intensité du courant dans l'inductance?
14. Déterminer l'expression littérale du flux $\phi(t)$ durant la phase 2.
15. A l'instant $t = \beta \cdot T_{dec}$, la phase 2 se termine car le flux redevient nul.
 - Résoudre l'équation $\phi(\beta \cdot T_{dec} = 0)$, et exprimer β en fonction de α , ϕ_{max} , E et f_{dec} .
 - Utiliser le résultat de la question 7, afin d'exprimer β en fonction de α , n_1 et n_3 .
16. Si on choisit le même nombre de spires au primaire et au tertiaire ($n_1 = n_3$), quelles sont les durées relatives des phases 1 et 2?
17. La phase 2 (démagnétisation du transformateur) doit impérativement être terminée avant l'instant $t = T_{dec}$. Quelle condition cela impose-t-il sur le rapport cyclique α ?

PHASE 3 : ($\beta \cdot T_{dec} \leq t \leq T_{dec}$)

A la fin de la phase 2, le flux $\phi(t)$ s'annule, ce qui entraîne l'annulation du courant I_3 . Du coup, la diode D_3 se bloque. La phase 3 est une phase morte : la démagnétisation du transformateur est terminée et le transistor T_1 n'est pas encore réamorcé.

18. Déterminer l'état de conduction des diodes D_2 et D_{RL} . Sont-elles passantes ou bloquées? Justifiez votre réponse.
19. Durant la phase 3, combien valent les intensités des courants $I_1(t)$, $I_2(t)$ et $I_3(t)$? En déduire la valeur du flux $\phi(t)$.
20. Quelle est la valeur des tensions $V_1(t)$, $V_2(t)$ et $V_3(t)$?
21. Combien vaut la tension $V_4(t)$ durant la phase 3? En déduire l'équation différentielle qui régit l'évolution de l'intensité du courant $I_L(t)$ qui circule dans l'inductance.

TRACÉ DES COURBES :

22. Sur une feuille A4 vierge, représenter graphiquement l'évolution des variables suivantes en fonction du temps (placer les courbes bien alignées, les unes sous les autres) :
- $V_1(t)$,
 - diagramme de conduction,
 - $V_2(t)$,
 - $V_3(t)$,
 - $V_4(t)$,
 - $\phi(t)$,
 - $I_L(t)$,
 - $I_2(t)$,
 - $I_1(t)$,
 - $I_3(t)$.
23. Exprimer la valeur moyenne de la tension $V_4(t)$. En déduire l'expression littérale de la tension de sortie U_S en fonction de α , n_1 , n_2 et E .
24. A partir des tracés de la question 22, déterminer les expressions littérales des grandeurs suivantes, en fonction de I_s et de α :
- $\langle I_2 \rangle$ (= valeur moyenne de l'intensité du courant $I_2(t)$),
 - I_{2eff} (= valeur efficace de l'intensité du courant $I_2(t)$),
 - $\langle I_1 \rangle$ (= valeur moyenne de l'intensité du courant $I_1(t)$),
 - I_{1eff} (= valeur efficace de l'intensité du courant $I_1(t)$).
25. On note ΔI_L l'ondulation du courant dans l'inductance.
- Exprimer ΔI_L en fonction de α , f_{dec} , n_1 , n_2 et E ,
 - Représenter graphiquement la courbe $\Delta I_L = f(\alpha)$,
 - Pour quelle valeur de α l'ondulation ΔI_L est-elle maximale? Exprimer ΔI_{Lmax} en fonction de f_{dec} , n_1 , n_2 et E .

— fin de l'exercice —

Bibliographie

- [FF06] Jean-Paul Ferrieux and François Forest. *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance - Principes, composants, modélisation*. Dunod, 2006.
- [Sé96] Guy Séguier. *L'électronique de puissance - Les fonctions de base et leurs principales applications*. Dunod, 1996.