

FORMATION SAPHIRE



MODULE 233

Traitement de l'énergie

Un cours de :

Javier , Bertrant REVOL

Rédigé et amélioré par :

Nicolas ATIENZA, Pierre-Antoine COMBY, Gaël PONGNOT

Version du 5 juin 2018

Table des matières

Préambule	v
I Conversion de l'énergie	1
1 introduction à l'électrotechnique et circuit électrique	3
I Introduction	3
II Système polyphasé et circuit électrique	3
II.1 Génération de f.é.m	3
II.2 Courant sinusoïdaux	4
II.3 Puissance électrique	4
III Représentation complexe	5
III.1 Mesure de la puissance	6
2 Lois et circuits électromagnétiques	7
I Champ, induction et flux magnétique	7
I.1 Propriété géométrique des circuits magnétiques	7
II Autoinductance et Mutuelle inductance	8
III Réluctance	9
IV Énergie Magnétique	9
3 Les transformateurs	11
4 Conversion électromécanique et machine à courant continu	13
I Généralité	13
II Introduction à l'électronique de puissance	15
5 Principes fondamentaux d'électronique de puissance	17
I Introduction	17
II Éléments constitutifs des dispositifs de conversion électronique	17
II.1 Sources d'alimentation électrique	17
II.2 Éléments passifs réactifs	19
II.3 Interrupteur de puissance	20
III Association interrupteur sources	20
IV Cellule de commutation	21

IV.1	Définition	21
IV.2	Synthèse de commutation	22
6	Introduction aux structures de conversion DC-DC	23
I	Généralité	23
I.1	Synthèse de convertisseur	24
II	Commande des structures DC-DC	25
II.1	Élaboration d'un signal de commande	25
II.2	fonction de modulation	25
III	Étude d'une structure DC-DC usuelle , régime statique : le hacheur série	26
III.1	Schéma	26
III.2	Analyse en conduction continue	26
III.3	Calcul de l'ondulation de courant	27
III.4	Calcul de l'ondulation en tension	27
III.5	Schéma	28
III.6	Analyse en conduction continue (CC)	28
III.7	Ondulation de tension	29

Préambule

Évaluation

Première partie

Conversion de l'énergie

Chapitre 1

introduction à l'électrotechnique et circuit électrique

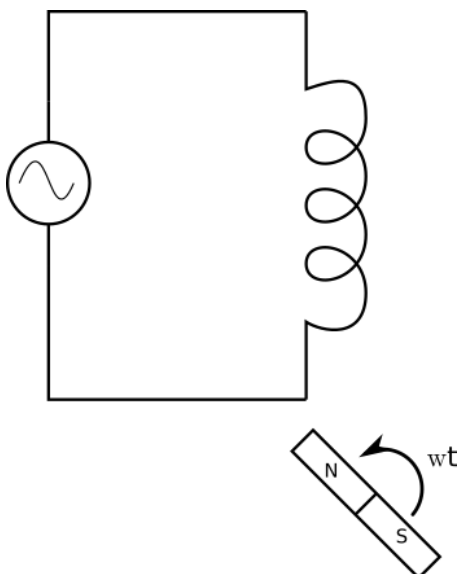
I Introduction

un peu, beaucoup, trop de blabla.

II Système polyphasé et circuit électrique

II.1 Génération de f.é.m

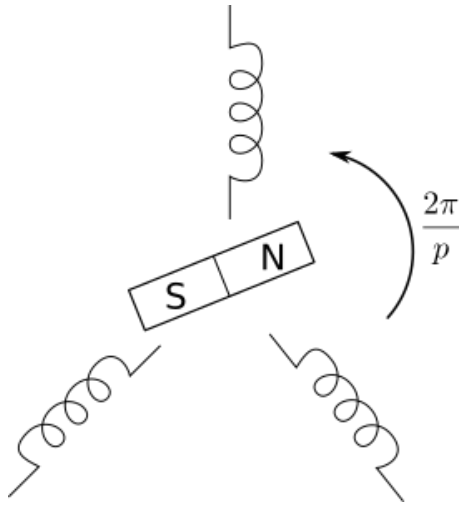
a) Cas du monophasé



$$e = -\frac{d\phi}{dt}$$

ϕ est le flux total $\phi = \varphi * N_s \text{pire}$

b) Cas du triphasé



$$e_i = E_m \cos(\omega t - (i - 1) \frac{2\pi}{q})$$

avec $q = 3$ on a le cas triphasé, étudié dans la suite du cours

II.2 Courant sinusoïdaux

II.3 Puissance électrique

Il existe plusieurs puissances électriques calculables dans un système. Chacune à un sens physique propre et elles sont évidemment liées entre elles.

a) Puissance instantanée

La plus simple et intuitive :

$$P(t) = V(t) * I(t)$$

donc dans le cas d'un système en courant alternatif :

$$V(t) = V_{max} * \cos(\omega t) \quad I(t) = I_{max} * \cos(\omega t + \phi)$$

Alors la puissance instantanée devient :

$$P(t) = \frac{V_{max} * I_{max}}{2} (\cos(2 * \omega t - \phi) + \cos(\phi))$$

b) Puissance active

Uniquement valable en alternatif, elle ne dépend pas du temps car elle se base sur les valeurs efficaces de V et I. Elle n'est pas vraiment utilisée dans les relations qui suivront mais elle peut être utile. À savoir de toute façon :

$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \quad I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$$

Puis :

$$P = V_{eff} * I_{eff} * \cos(\phi)$$

c) Puissance apparente et réactive

$$S = V_{eff} * I_{eff}$$

$$S = V_{eff} * I_{eff} * \sin(\phi)$$

Puissance	Expression
Instantanée	$P(t) = V(t) * I(t)$
Active	$P = V_{eff} * I_{eff} * \cos(\phi)$
Apparente	$S = V_{eff} * I_{eff}$
Réactive	$Q = V_{eff} * I_{eff} * \sin(\phi)$

On relie les trois principales puissances (P, S et Q) par :

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

Dans le cas d'un système comportant plusieurs éléments consomants de la puissance, on utilise le théorème de boucherot :

Boucherot : La puissance réactive (resp. active) consommée par un réseau est la somme des puissances réactives (resp. actives) consommées par ses éléments.

d) Puissance en triphasé

Si on calcule la puissance instantanée du système triphasée comme la somme des puissances instantanée dans chacune de ses phases, on trouve :

$$P(t) = \frac{3 * V_m * I_m}{2} * \cos(\phi) = 3 * V_{eff} * I_{eff} * \cos(\phi)$$

La puissance ne dépend donc pas du temps mais du nombre de phase (le 3 provient du nombre de phase). On peut donc augmenter le nombre de phase et garder la même puissance en réduisant le courant (ce qui est intéressant pour limiter les pertes)

III Représentation complexe

On prend généralement une des grandeur comme origine de phases. On passe les grandeurs complexes en forme exponentielle :

$$\underline{V} = V e^{j(\omega t)} \quad \underline{I} = I e^{j(\omega t + \phi)}$$

On déduit ensuite l'agencement des vecteurs les uns par rapport aux autres via les relations. Par exemple pour une inductance : $v = L \frac{di}{dt}$ se traduit par un angle de $\frac{\pi}{2}$ entre v et i ($i = \frac{V}{L * \omega} * \cos(\omega t - \frac{\pi}{2})$)

[A CLARIFIER]

III.1 Mesure de la puissance

Dans le cas monophasé, on utilise un Wattmètre (facile). Dans le cas triphasé, on peut n'utiliser que 2 Wattmètre et se servir des relation des tensions composées :

[A CLARIFIER]

Chapitre 2

Lois et circuits électromagnétiques

I Champ, induction et flux magnétique

- B =Champ d'induction magnétique
- H =Champ magnétique
- μ_0 =permittivité diélectrique du vide ($4 * \pi * 10^{-7} kgmA^{-2}s^{-2}$)
- μ_r =permittivité diélectrique du matériau.

Relation Théorème d'ampère :

$$\oint \vec{H} * d\vec{l} = \sum I_{enlacs}$$

Lien entre B et H dans l'air : $B = \mu_0 * H$.

Lien entre B et H dans un matériau : $B = \mu_0 * \mu_r * H$

I.1 Propriété géométrique des circuits magnétiques

a) concentration de flux

On définit le flux $\phi = B * S$ donc en jouant sur la surface S on peut augmenter le flux. Donc pour tout point A et C du circuit (sous l'hypothèse de perte nulle) :

$$B_A * S_A = B_C * S_C \iff B_C = \frac{S_C}{S_A} * B_A$$

b) Séparation des milieux

Par analogie avec l'optique (ba ouaip c'est dans ondes électromagnétiques aussi ya pas de raison) :

$$H_1 \sin(\alpha_1) = H_2 \sin(\alpha_2)$$

II Autoinductance et Mutuelle inductance

a) Auto-inductance

Dans une bobine, chaque spire parcourue par un courant crée un flux. Par conséquent, chaque spire est traversée par le flux des autres spires. Ce flux dans ces spires crée une force électromotrice qui s'oppose aux variations du courant (lissage du courant par une inductance).

On a :

Théorème d'Ampère :

$$H * l = N * I \quad , \quad B = \mu_0 \mu_r * H \quad , \quad \Phi = N * B * S \implies \Phi = \frac{N^2 * \mu_0 \mu_r}{l} * I$$

On définit donc $L = \frac{N^2 * \mu_0 \mu_r}{l}$ comme l'auto inductance de la bobine.

b) Mutuelle inductance

Si deux bobines sont placées sur le même circuit magnétique, elles vont agir l'une sur l'autre à travers le flux. On définit la mutuelle inductance M en étudiant le circuit avec le théorème de superposition (courant dans les bobines tour à tour nul et addition des résultats). On trouve :

$$M = \frac{N_1 N_2 \mu_0 \mu_r * S}{l}$$

Hypothèse : On suppose S (section du circuit et du bobinage) constante.

On peut également définir M à partir des auto-inductances : $M = \sqrt{L_1 L_2}$

III Réluctance

FIGURE 2.1 – Schéma électrique équivalent

La réluctance est une analogie de la résistance pour les circuits magnétiques. Comme présentée sur la figure 2.1, on peut construire un schéma électrique équivalent où le $N * I$ deviennent des sources de tension et les parties de matériaux possèdent deviennent des résistances. On calcule les réluctances par :

$$R = \frac{l}{\mu_0 \mu_r * S}$$

On peut ensuite utiliser la Relation d'Opkinson :

$$\boxed{N * I = R * \phi}$$

IV Énergie Magnétique

$$W_M = \frac{VHB}{2} = \frac{B^2}{2\mu_0} = \frac{1}{2}Li^2 = \frac{1}{2}i\phi$$

Chapitre 3

Les transformateurs

Chapitre 4

Conversion électromécanique et machine à courant continu

I Généralité

Le lien entre mécanique et Électrique se fait via le premier principe de la thermodynamique :

$$\begin{aligned} dU &= \delta W_e - \delta W_m * \delta Q \\ &= Ri^2 dt + \frac{d\phi}{dt} i dt - \Gamma_{ch} \Omega dt - \delta Q \end{aligned}$$

De plus le PFD donne :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_c h$$

Donc :

$$dU = Ri^2 dt + \frac{d\phi}{dt} i dt + J\Omega \frac{d\Omega}{dt} dt - \Gamma_{em} \Omega dt - \delta Q = \underbrace{id\phi + J\omega d\omega}_{dE_c} - \underbrace{\Gamma_{em} d\theta}_{dE_{mag}}$$

On obtient la différentielle totale exacte de l'énergie magnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} i = \frac{\partial U_{mag}}{\partial \phi} \\ \boxed{\Gamma_{em} = -\frac{\partial U_{mag}}{\partial \theta}} \end{array} \right. (**)$$

Dans une machine électrique

Deuxième partie

Introduction à l'électronique de puissance

Chapitre 5

Principes fondamentaux d'électronique de puissance

I Introduction

But adapter les tensions, les courants (mettre en forme, modifier les amplitudes) pour gérer les transferts de puissances.

Moyens associer une source d'alimentation à une charge (ou une autre source) à l'aide d'interrupteur de puissance (semi-conducteurs utilisé en commutation). On cherche à maximiser le rendement, or du domaine de l'électronique linéaire.

Il existe 4 mode de conversion selon la nature temporelles des sources et des charges :

Entrée \ Sortie	DC	AC
	Redresseur (non) commandés	Gradateurs Cyclo-convertisseurs
DC	Hacheurs alimentation à découpage	Onduleurs de tension commutateur de courant

II Éléments constitutifs des dispositifs de conversion électronique

- Sources d'alimentation électrique
- Charge électriques
- Convertisseur
 - Éléments passifs
 - interrupteurs de puissance

II.1 Sources d'alimentation électrique

Il existe théoriquement 2 type de sources :

- source de tension
- source de courant

pour deux régimes de fonctionnement

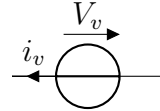
- régime statique
- régime dynamique/ instantanée.

a) Régime statique

source de tension

Elle impose la tension quelque soit le courant et on a

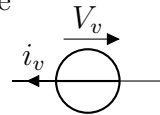
$$\lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{\delta V}{V_0} \right| \ll \lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{\delta I}{I_0} \right|$$



Source de courant

Elle impose le courant quelque soit la tension à ses bornes à puissance limitée et on a

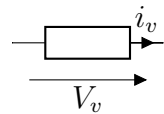
$$\lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{\delta I}{I_0} \right| \ll \lim_{f \rightarrow 0} \left| \frac{\delta V}{V_0} \right|$$



Source instantanées de tension

dipôle capable de limiter les variations de tension en présence de variation instantanée de courant.

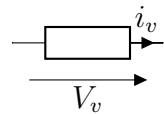
$$\lim_{f \rightarrow \infty} \left| \frac{\partial V_v}{\partial I_v} \right|_{V_0, I_0} \ll \left| \frac{V_0}{I_0} \right|$$



De courant

dipôle capable de limiter les variations de tension en présence de variation instantanée de courant.

$$\lim_{f \rightarrow \infty} \left| \frac{\partial V_v}{\partial I_v} \right|_{V_0, I_0} \ll \left| \frac{V_0}{I_0} \right|$$



Remarque Toutes les sources "réelles" sont limitées en puissance.

b) Règle d'association

Pour une source de tension

- jamais en court-circuit
- peut être ouverte

Pour une source de courant

- jamais ouverte
- peut être court-circuitée

Exemple de sources Statique selon leur réversibilité

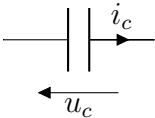
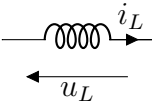
	réversible en tension	irréversible en tension
réversible en courant	machine électrique	batterie
irréversible en courant		pile

II.2 Éléments passifs réactifs

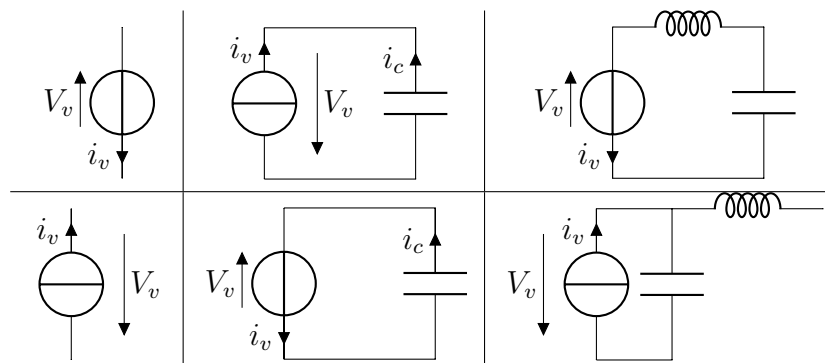
on ne considère pas les résistances qui ne font que dissiper de l'énergie.

fonction possible

- Stockage (L,C)
- filtrage (L,C)
- résonnance (L,C)
- isolation galvanique (T,L couplées)

Condensateur	Inductance
 $Q = CU$ $i_c = \frac{dQ}{dt}$ $C = cste$ $W_c = \frac{1}{2}C(V(t_2)^2 - V(t_2)^1)$ $< i_c >_{RP} = 0$	 $\phi = Li$ $v_L = L \frac{di_L}{dt}$ $L = cste$ $W_L = \frac{1}{2}L(I(t_2)^2 - I(t_2)^1)$ $< u_L >_{RP} = 0$
$i_c(t) \xrightarrow[\mathcal{F}]{\mathcal{L}} I_c$ $I_c = jC\omega V_c$ $ V_c = \frac{1}{C\omega} I_c $ $\frac{ V_c }{ I_c } \xrightarrow{f \rightarrow \infty} 0$ <p>C forme une source instantanée de tension</p>	$L \text{ forme une source instantanée de courant}$

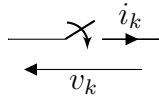
Les éléments statique permettent d'améliorer le comportement dynamique des sources statiques :



II.3 Interrupteur de puissance

a) Caractéristique statiques

On utilise des semi-conducteurs en commutation (\neq linéaire) Ils ne possèdent alors que deux états.



1. passant, fermé $i_k \neq 0, v_k = 0$
2. bloquant, ouvert, $i_k = 0, v_k \neq 0$

tracé caractéristique statique = représentation dans le plan v_k, i_k de l'état de l'interrupteur.

b) Mode de commutation

Commutation (changement d'état) = passage d'un segment à un autre.

Il existe deux modes de commutation :

1. Le changement d'état est imposé par une modification d'un signal de commande appliqué sur des électrodes spécifiques : commutation commandée/forcée.
2. Une modification de i_k, v_k impose le changement d'état : commutation naturelle/spontanée.

hypothèse un interrupteur à semi conducteur de puissance ne peut jamais produire de l'énergie électrique. Physiquement il ne peut fournir de l'énergie que sous forme de chaleur.

$$W_{k,t_{com}} = \int_{t_{com}} v_k i_k dt \geq 0$$

voir la figure à Nicolas.

c) Exemple de fonction de commutation associé à des technologies

diode, transistor IGBT, MOSFET

à chaque fois, caractéristique statique, symbole, convention fléchage

Le transistor IGBT fonctionne aux alentours de 10kHz

III Association interrupteur sources

un interrupteur

- ne doit jamais court-circuiter une source de tension
- peut ouvrir une source de tension
- ne doit jamais ouvrir une source de courant
- peut court-circuiter une source de courant

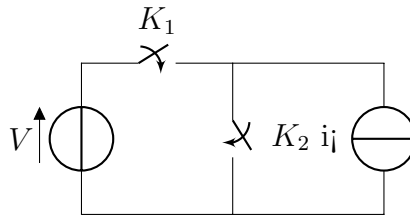


FIGURE 5.6 – Association d’une source de tension et d’une source de courant

Exemple Les deux interrupteurs fonctionnent en opposition pour respecter les règles d’associations.

C’est la structure de base d’association de source !

On note t_1 et t_2 le temps de conduction de K_1 et K_2 , et $T = t_1 + t_2$. Alors la puissance transmise est :

$$P = \int_0^{t_1} v(t)i(t)dt$$

Pour aller plus loin

$v = E = cste > 0$ et $i = I = cste > 0$ alors

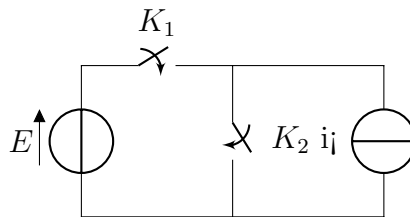


FIGURE 5.7 – Association d’une source de tension et d’une source de courant

IV Cellule de commutation

IV.1 Définition

- brique essentielle et présente dans toutes les structures de puissances
- association de 2 interrupteur en série sur une source de tension.
- au point milieu des 2 interrupteur on impose le courant (source de courant)

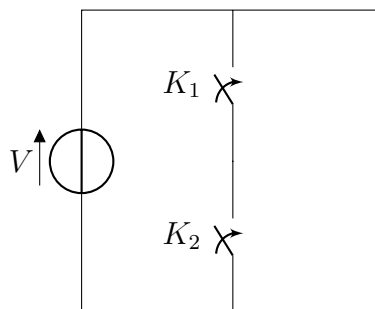


Schéma et Convention On a $v_{K_1} + v_{K_2} = v, \forall t$ et $i_{k_1} - i_{k_2} = i_{cell}, \forall t$.

L'état de la cellule de commutation peut être observé par les variations de v_{cell}

exemple $V > 0, i > 0 \implies i_{cell} > 0$

la commutation a lieu avec des pertes (interaction courant tension)

plusieurs figure à récupérer

IV.2 Synthèse de commutation

On observe $\begin{cases} \frac{dv_{cell}}{dt} \\ \text{sgn}(i_{cell}) \end{cases}$ Pour les structures DC-DC on a $V > 0$:

cas $V > 0$ $\frac{dv_{cell}}{dt} > 0$ on a amorçage de K_1 , blocage de K_2

	$I_{cell} > 0$	$I_{cell} < 0$
$\frac{dv_{cell}}{dt} > 0$	amorçage commandé de K_2 , blocage naturel de K_1	Blocage commandé de K_2 , amorçage naturel de K_1
$\frac{dv_{cell}}{dt} < 0$	blocage commandé de K_1 , amorçage naturel de K_2	amorçage commandé de K_2 , blocage naturel de K_1
il faut	K_1 commandable	K_2 commandable

Chapitre 6

Introduction aux structures de conversion DC-DC

I Généralité

Il existe deux grandes familles de structures selon la nature "électrique" des sources et des charges.

- **Structure à transfert direct d'énergie**

On associe deux "sources" de nature différentes (source de tension et de courant ou l'inverse).

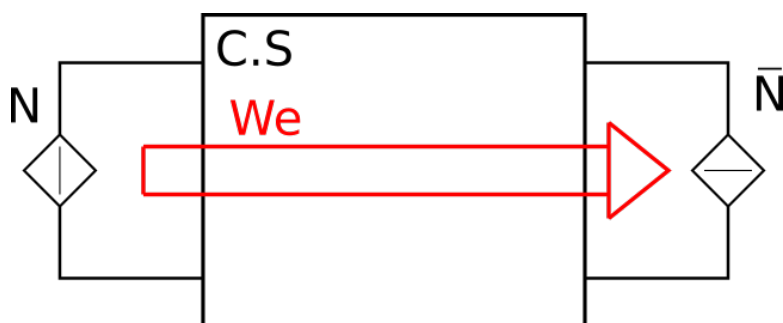


FIGURE 6.1 – Convertisseur statique à transfert d'énergie direct

- **Structure à transfert indirect d'énergie**

On associe deux "sources" de même nature. L'énergie de la première "source" est stockée dans un élément de stockage puis destockée dans la deuxième "source".

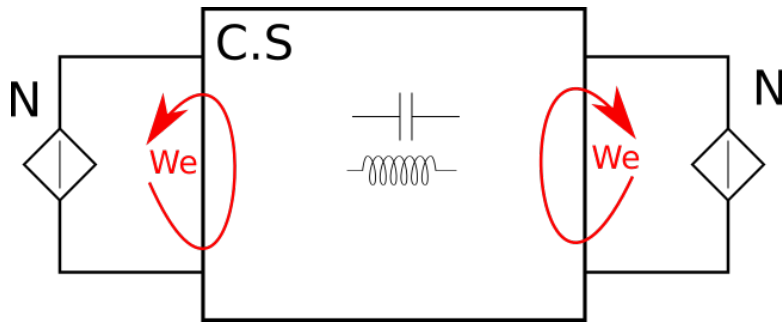


FIGURE 6.2 – Convertisseur statique à transfert d'énergie indirect

I.1 Synthèse de convertisseur

Entrée \ Sortie	courant	tension
tension	hacheur série (buck) $V_s \leq V_e$	Hacheur à stockage inductif (Buck-boost) $ V_s < V_e \text{ ou } > V_e$
courant	Hacheur à stockage capacitif (Cuck) $ V_s < V_e \text{ ou } > V_e$	hacheur parallèle (boost) $V_s \geq V_e$

Remarque :

Si la cellule de commutation est non réversible en courant (association transistor+diode), il existe deux mode de fonctionnement (mode de conduction) :

- Conduction continue (CC)
- Conduction discontinue (CD)

II Commande des structures DC-DC

II.1 Élaboration d'un signal de commande

Deux types de composants sont utilisés : les MOSFET et les IGBT.

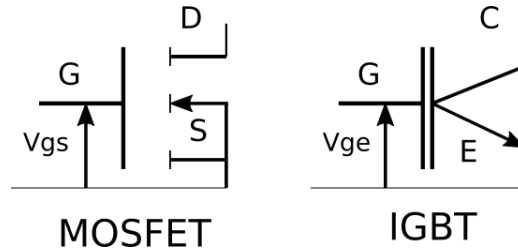


FIGURE 6.3 – Schéma des composants utilisés

Pour commander ces composants, on doit régler le temps de conduction et la fréquence de chargement d'état (Fréquence de découpage)

On utilise deux signaux :

signal modulant gère le temps de conduction proportionnel à la période (\equiv rapport cyclique)

signal porteur gère la fréquence de découpage

II.2 fonction de modulation

Soit f_m une variable "binaire" permettant de définir la loi de commande (ie état de la cellule de commutation)

$$f_m = \begin{cases} 1 \implies v_{cell} = v \\ 0 \implies v_{cell} = 0 \end{cases}$$

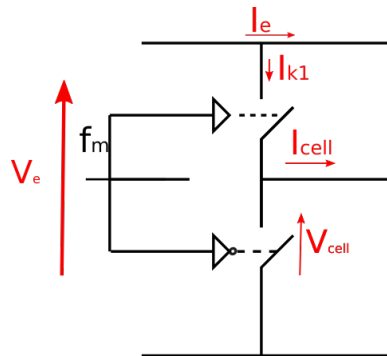
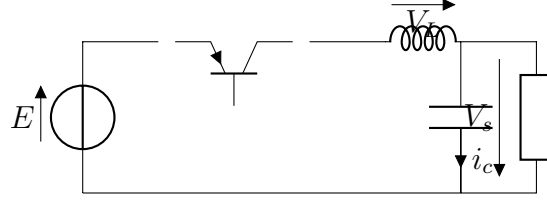


FIGURE 6.4 – Schéma d'une cellule de commutation



III Étude d'une structure DC-DC usuelle , régime statique : le hacheur série

III.1 Schéma

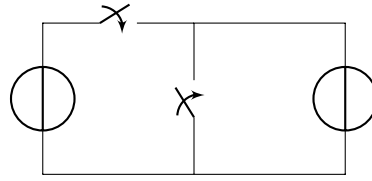


Schéma avec diode et transistor

On s'impose F_{dec} et on pourrait supposer que $V_s \simeq Cste$, mais on pose plutôt :

$$v_s = V_s + \Delta V_s \text{ et on veut } \frac{\Delta V_s}{V_s} \leq qq\%$$

La cellule de filtrage permet de limiter les variations de courant (L) limiter les variations de tension aux bornes de R (C)

C est correctement choisi pour pouvoir négliger ΔV_s

Remarque : la cellule de commutation n'est pas réversible en courant. 2 modes de conduction sont à analyser.

III.2 Analyse en conduction continue

Conduction continue = $i_{cell} > 0$ Schéma + schéma hacheur série IGBT complété.

Pour $t \in [0, \alpha T_{dec}]$, $f_m = 1$ le transistor est passant, la diode est bloquée. $E = v_L + L \frac{di_{cell}}{dt} + v_s$

et $i_{cell} = C \frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{R}$

Pour $t \in [\alpha T_{dec}, T_{dec}]$, $f_m = 0$ le transistor est bloqué, la diode est passante.

$$-v_D = \frac{d}{dt} i_{cell} + v_s \quad i_{cell} = C \frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{R}$$

Synthèse On a $\begin{cases} f_m E = L \frac{di_{cell}}{dt} + v_s \\ i_{cell} = C \frac{dv_s}{dt} + \frac{v_s}{R} \end{cases} \quad \text{Soit en valeur moyenne :}$

$$\begin{cases} \langle f_m E \rangle_{T_{dec}} = \langle L \frac{di_{cell}}{dt} \rangle + \langle V_s \rangle \\ \langle i_{cell} \rangle_{T_{dec}} = \langle C \frac{dv_s}{dt} \rangle + \langle \frac{v_s}{R} \rangle \end{cases}$$

En régime permanent on a donc :

$$\alpha E = 0 + V_s \quad \langle i_{cell} \rangle = 0 + \frac{V_s}{R}$$

On note $\langle x \rangle_{T_{dec}} = X$ Ainsi on a :

$$\begin{cases} V_s = \alpha E \\ I_{cell} = I_L = \frac{\alpha E}{R} \end{cases}$$

III.3 Calcul de l'ondulation de courant

pour $t \in [0, \alpha T_{dec}]$, $f_m = 1$ on pose $i_L = i_{cell}$ on a donc

$$E = L \frac{d}{dt} i_L + v_0 \implies i_L(t) = \frac{1}{L} \int (E - V_s) dt$$

Alors $i_L(t) = \frac{E - V_s}{L} t + i_{L_{min}} > 0$

en $t = \alpha T_{dec}$ on a $i_L(\alpha T_{dec}) = i_{L_{max}}$ donc

$$i_{L_{max}} = \frac{E - V_s}{L} \alpha T_{dec} + i_{L_{min}}$$

Pour $t \in [\alpha T_{dec}, T_{dec}]$

$0 = L \frac{d}{dt} i_L + V_s$ on pose $t' = t - \alpha T_{dec}$ $i_L(t') = \frac{V_s}{L} t' + I_{L_{max}}$

Graphe IL

On a $\Delta i_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} = \frac{E - V_s}{L} \alpha T_{dec} = \frac{(1 - \alpha) \alpha}{L F_{dec}} E$

on pose

$$\delta_{i_L} = \frac{\Delta i_L}{i_L} = \frac{(1 - \alpha) \alpha}{L F_{dec}} \frac{E}{V_s / R} = \frac{(1 - \alpha) R}{L F_{dec}} \rightarrow L$$

III.4 Calcul de l'ondulation en tension

On a

$$\begin{cases} i_L = I_L + \tilde{i}_l \\ i_C = I_C + \tilde{i}_C \\ i_s = I_s + \tilde{i}_s \end{cases}$$

Avec $I_L = I_s$ et $\tilde{i}_L = \tilde{i}_c + \tilde{i}_s$

Alors $\tilde{i}_l = C \frac{d\tilde{v}_s}{dt} + \frac{\tilde{v}_s}{R}$

on passe dans le domaine de Laplace et on a :

$$\tilde{I}_l = Cp \tilde{V}_s + \frac{\tilde{V}_s}{R} = (Rcp + 1) \tilde{I}_s$$

donc

$$\frac{\tilde{I}_s}{\tilde{I}_L} = \frac{1}{1 + Rcp} \xrightarrow{T_{dec} \gg RC} 0$$

toute l'ondulation du courant dans L va dans le condensateur.

Bon gros GRAPHE bien sale

GRIZZLY

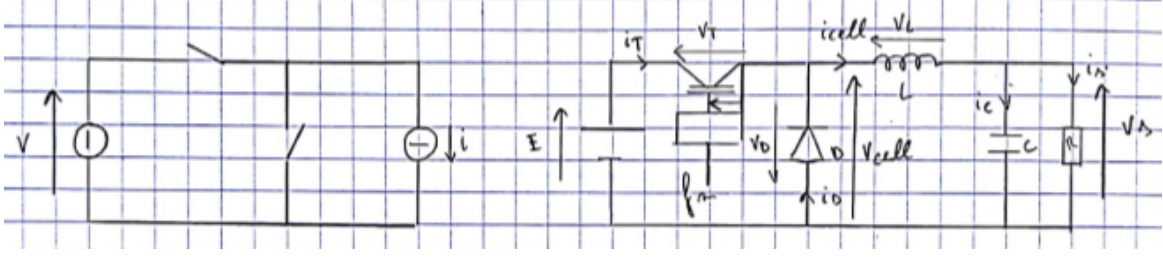


FIGURE 6.5 – Montage pour une conversion DC-DC

III.5 Schéma

- On impose F_{dec}
- On suppose que $V_s = cst$. On définit en réalité ΔV_s , les fluctuations de tension qui persiste dans la structure. On a :
 - $v_s = V_s + \tilde{V}_s$
 - $\tilde{V}_{scc} = \Delta V_s$
 - et on fixe $\frac{\Delta V_s}{V_s} < quelques\%$

Cellule de filtrage. L sert à limiter les variations de courant et C sert à limiter les fluctuations de tensions aux bornes de la charge. C est correctement choisi pour assurer $\frac{\Delta V_s}{V_s} < quelques\% \iff v_s = V_s + \tilde{V}_s$

Remarque : La cellule de commutation n'est pas réversible en courant. Il y a 2 modes de conductions à analyser.

III.6 Analyse en conduction continue (CC)

Conduction continue = $i_{cell} > 0$. Donc l'amorçage et le blocage de T est piloté par la diode. On en déduit la fonction de commutation :

$$\begin{aligned} fm &= 1 \quad \forall t \in [0, \alpha T_{dec}] \quad T \text{ passant, } D \text{ bloqué} \\ fm &= 0 \quad \forall t \in [\alpha T_{dec}, T_{dec}] \quad T \text{ bloqué, } D \text{ passant} \end{aligned}$$

On en déduit des relations simples :

$$\forall t \in [0, \alpha T_{dec}]$$

$$E = V_T(\approx 0) + L \frac{di_{cell}}{dt} + V_s$$

$$i_{cell} = C \frac{dV_s}{dt}$$

$$\delta i_L = \frac{\Delta i_L}{I_L} = \frac{(1 - \alpha)\alpha E}{L F_{dec} \frac{V_s}{R}}$$

$$\iff \delta i_L = \frac{1 - \alpha}{L F_{dec} R}$$

Cependant une ondulation de courant implique forcément une ondulation de tension.

III.7 Ondulation de tension

On a :

$$\begin{aligned} i_L &= I_L + \tilde{i}_L \\ i_c &= I_c(\approx 0) + \tilde{i}_c \\ i_s &= I_s + \tilde{i}_s \end{aligned}$$

$$\begin{cases} I_L = I_s \\ \tilde{i}_L = \tilde{i}_c + \tilde{i}_s \end{cases}$$

$$\tilde{i}_L = C \frac{d\tilde{v}_s}{dt} + \frac{\tilde{v}_s}{R} \quad (6.1)$$

on à une application linéaire entre le \tilde{x} et les \tilde{X} donc :

$$\begin{aligned} \tilde{I}_L &= Cp\tilde{V}_s + \frac{\tilde{V}_s}{R} \\ &= RCp\tilde{I}_s + \tilde{I}_s \end{aligned}$$

Donc :

$$\frac{\tilde{I}_s}{\tilde{I}_L} = \frac{1}{1 + RCp} \rightarrow 0 \quad (6.2)$$

et :

$$\frac{\tilde{I}_c}{\tilde{I}_L} = \frac{RCp}{1 + RCp} \rightarrow 1 \quad (6.3)$$

Donc toute l'ondulation du courant dans L va dans le condensateur et donc ne va pas dans la résistance. Cela se comprend si le condensateur à une impédance très faible à la fréquence de découpage. Ainsi :

$$\begin{aligned} \tilde{V}_s &= \frac{1}{C} \int \tilde{i}_c dt \\ &\approx \frac{1}{C} \int \tilde{i}_L dt \end{aligned}$$

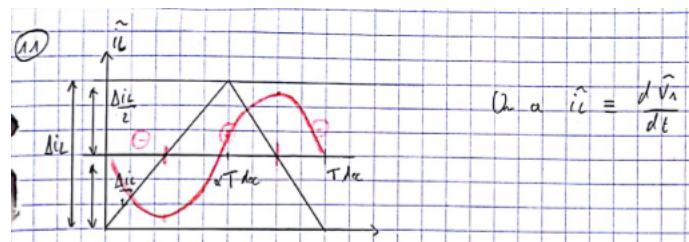


FIGURE 6.6 – Source de tension

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \tilde{i}_L dt = \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \frac{T_{dec}}{2} \frac{1}{C} = \frac{\Delta i_L}{8CF_{dec}} \quad (6.4)$$

Soit :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \delta V_s = \frac{\delta i_L}{8RF_{dec}} \rightarrow C = \frac{\delta i_L}{8RF_{dec}\delta V_L} \quad (6.5)$$