

## Nouvelles architectures d'alimentations DC-DC

### TENDANCES ET EVOLUTIONS

#### Tendances

Actuellement, les alimentations DC-DC à découpage sont très souvent destinées aux systèmes électroniques, essentiellement basés sur les technologies numériques dans les domaines de l'informatique, des télécommunications, de la domotique, des applications « grand public » ou nomades ; leur évolution est donc liée à celle de ces systèmes.

Deux facteurs influent sur cette évolution :

-l'abaissement des tensions d'alimentation des composants numériques due à l'accroissement de la densité d'intégration et à la montée en fréquence d'horloge (processeurs à 3GHz), le corollaire est l'accroissement des courants consommés. La figure 1 montre l'évolution des tensions et courant alimentant un processeur de PC [Cun 05].

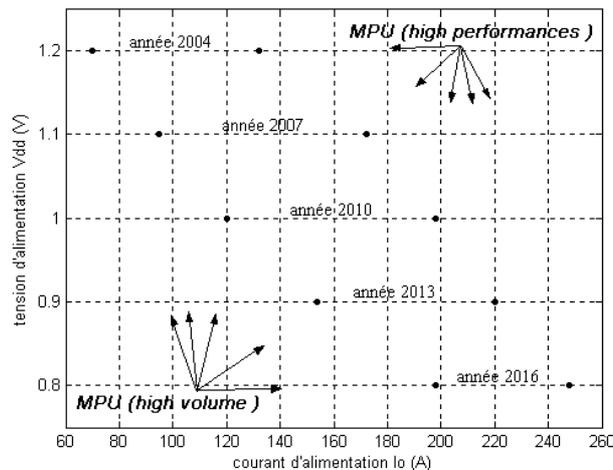


Figure 1 : évolution de la consommation d'un processeur de PC [ITRS]

-la recherche de miniaturisation, elle va de paire avec les fonctions avancées de l'électronique numérique et elle est impérative dans les dispositifs nomades ou dans les systèmes à forte compacité (aéronautique, automobile). Cette évolution, croisée avec la précédente lorsque l'on recherche des dynamiques de contrôle très élevées, impose donc d'accroître les fréquences de commutation pour diminuer la taille des composants passifs ; elles se situent actuellement au-delà de 100kHz et des produits fonctionnant autour de 1MHz commencent à apparaître.

Pour donner quelques ordres de grandeurs, une alimentation DC-DC réalisée en composants discrets possède une densité volumique de puissance de l'ordre de 250W/litre, 500W/litre au maximum. L'utilisation de circuits imprimés multi-couches (PCB) et l'intégration des composants magnétiques dans le PCB permet d'atteindre 1,5 à 3kW/litre pour des systèmes isolés par transformateur et jusqu'à 10 à 20kW/litre pour des structures non-isolées. On voit donc, selon la

catégorie d'application, les évolutions potentielles en terme de miniaturisation. La limite ultime reste fixée par la thermique, les propriétés des matériaux et les technologies disponibles pour l'intégration monolithique (sur Silicium) ou hybride (association de technologies, co-frittage de matériaux, etc..) des fonctions actives et passives.

## Evolutions technologiques

Les évolutions fonctionnelles précédemment évoquées conduisent aux évolutions technologiques détaillées dans ce paragraphe, elles découlent de la montée en fréquence et de la recherche de miniaturisation.

### Les pertes dans les semi-conducteurs

La réduction des pertes par commutation et conduction dans les semi-conducteurs est impérative dans ce contexte, notamment dans les diodes et les transistors MOSFET. L'analyse des pertes dans un transistor MOSFET fréquemment utilisé dans une alimentation DC-DC permet de mieux cerner les voies d'évolution. Leur expression est donnée par :

$$\text{Pertes} = R_{\text{dson}} \cdot I_{\text{ds}}^2_{\text{eff}} + F \cdot V_{\text{gs}} \cdot Q_{\text{gs}} + \text{Pertes}_{\text{com}}$$

Réduction de la résistance à l'état passant      Pertes dans la grille : minimisation de C<sub>gs</sub>      Commutation douce

le premier terme représente les pertes par conduction, leur diminution passe par celle de  $R_{\text{dson}}$ . Le second terme représente les pertes dans le circuit de grille, leur réduction nécessite la diminution de la charge stockée et l'abaissement de la tension de maintien  $V_{\text{gsth}}$ . Le troisième terme représente les pertes par commutation, elles ne peuvent être réduites que par mise en œuvre de structures de conversion à commutation douce (mode ZCS et/ou ZVS).

### La connectique et le packaging

Ces domaines deviennent essentiels dans le contexte de la montée en fréquence de découpage de la miniaturisation et de la réduction des pertes. En effet, il devient impératif de maîtriser les inductances parasites qui contribuent au pertes en commutation, à la génération de régimes parasites et à l'émission de perturbations électromagnétiques (CEM). Par ailleurs, le boîtier des semi-conducteurs doit permettre d'abaisser les résistances de connexion et de faciliter le drainage thermique. La figure 2 présente l'évolution sur le packaging des transistors MOSFET depuis quelques années et l'amélioration des performances obtenues en terme de résistance et d'inductance parasite.



Rangée du haut : DirectFET™, D2PAK, DPAK  
rangée du bas : SO8, MLP

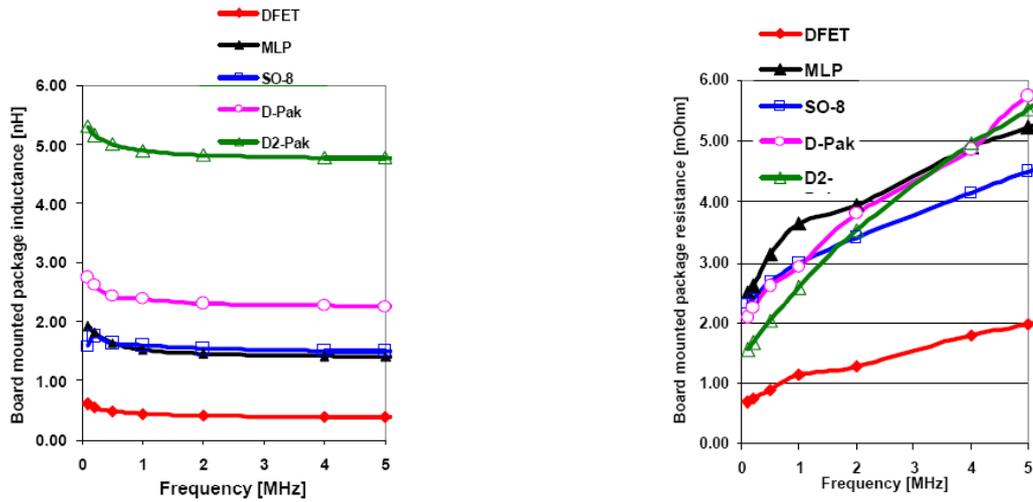


Figure 2 : évolution des performances du packaging [doc. International rectifier]

La connectique imprimée (PCB ou SMI (substrat métallique isolé) doit suivre également la même évolution, la figure 3 présente l'évolution de la résistance et de l'inductance normalisée apparente d'un conducteur imprimé selon son épaisseur et sa constitution en fonction de la fréquence [Pav 03].

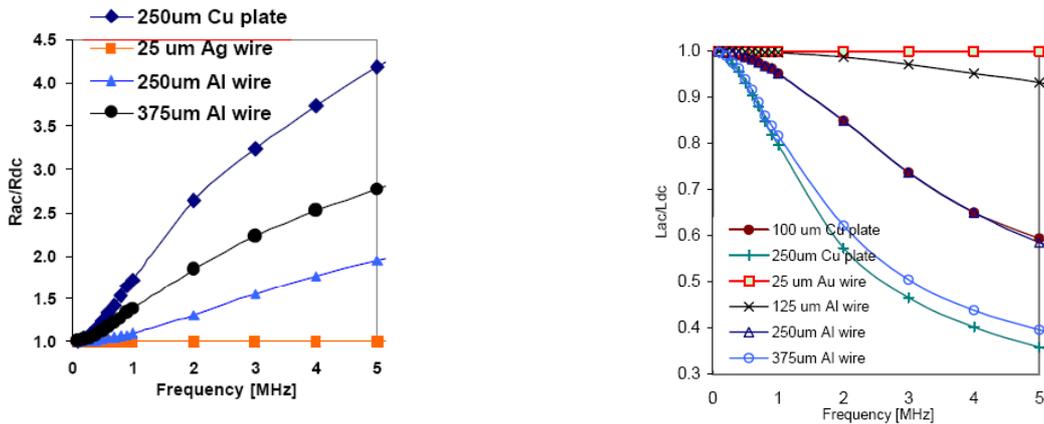


Figure 3 : évolution de la résistance normalisée apparente d'un conducteur imprimé [doc. International rectifier]

On constate donc la nécessité d'adapter le choix technologique de la connectique à la gamme de fréquence envisagée.

### Les composants passifs et leur intégration

La montée en fréquence et la miniaturisation imposent aussi des évolutions importantes pour les composants passifs vers leur intégration pour une meilleure maîtrise de la thermique et des phénomènes de CEM (réduction des courants conduits et du rayonnement) liée à la connectique. En effet, plus celle-ci est courte et moindre sont le rayonnement, le couplage mutuel et les pertes ! En effet, il peut être judicieux d'exploiter dans un composant passif magnétique des effets parfois qualifiés de « parasite » pour réaliser une fonction complète. L'exemple de la figure 4 présente un composant LCT (inductance-condensateur-transformateur) qui rassemble dans une structure monolithique un circuit résonant L-C et un transformateur. Ce composant unique s'insère dans un convertisseur quasi-résonnant DC-DC et permet d'accroître sa densité volumique de puissance.

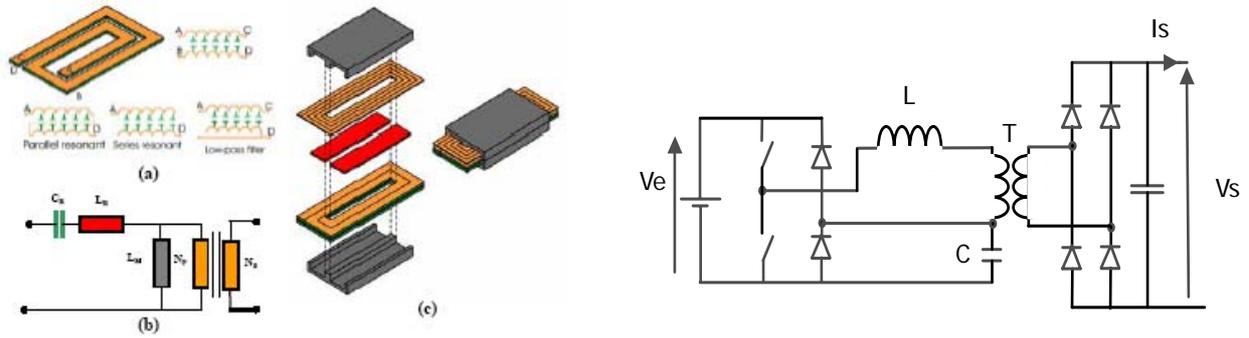


Figure 4 : Exemple de composants passifs intégrés dans une structure L-C-T [thèse Goubier, LEG 2003]

Cette tendance doit être intégrée dès la conception d'un convertisseur ; sa topologie dépend en effet des possibilités de réalisation technologique du composant passif intégré et des performances des matériaux disponibles.

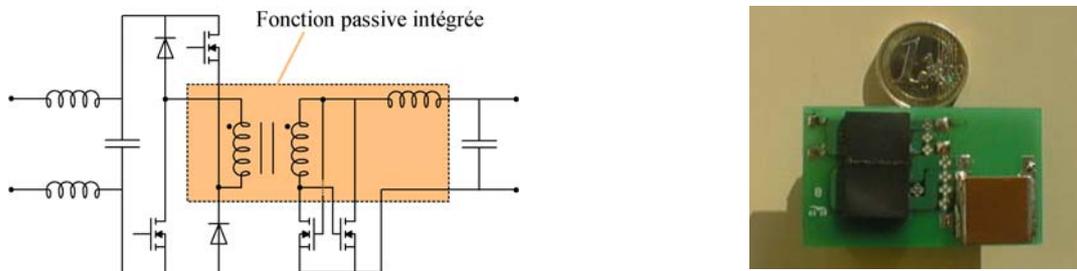


Figure 5a : Exemple d'alimentation DC-DC 48V-5V 12A, 500kHz,  $\rho=92\%$ , le composant L-T est intégré et a une puissance massique de 34kW/litre [thèse Arab, SATIE, 2006]

La prise en compte des aspects thermiques dans le composant intégré lors de sa phase de conception est ici fondamentale. La figure 5a donne un autre exemple de structure passive L-T intégrée qui permet d'obtenir une densité de puissance de l'ordre de 4kW/litre en convection naturelle.

### Perspectives

La figure 5b représente l'évolution attendue en terme d'intégration des structures d'alimentation à découpage.

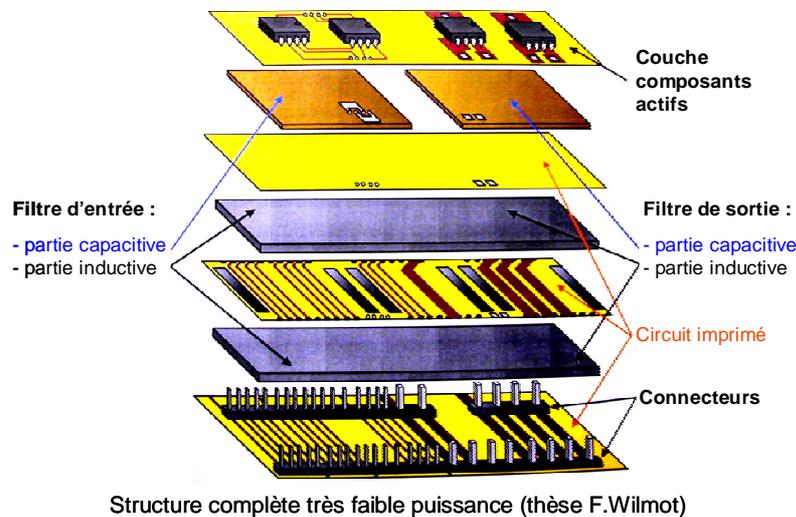


Figure 5b : alimentation à découpage intégrée à très forte puissance massique

Elle résulte de l'association judicieuse de matériaux magnétiques, diélectriques, conducteur et semi-conducteurs pour obtenir les fonctions nécessaires (filtrage, stockage, lissage), dans un minimum de volume en assurant une bonne gestion de la thermique et de la compatibilité électromagnétique.

La topologie des systèmes d'alimentation : de l'alimentation continue au système d'alimentation DC

Le concept même d'alimentation DC-DC est en train d'évoluer : nous passons d'un dispositif central et souvent multi-sorties à un système de convertisseurs distribués constitué par de multiples étages, isolés ou non, chacun ayant des performances spécifiques (ondulation, réponse dynamique, rendement) adaptées à sa localisation et aux performances à fournir. La figure 6 présente cette évolution.

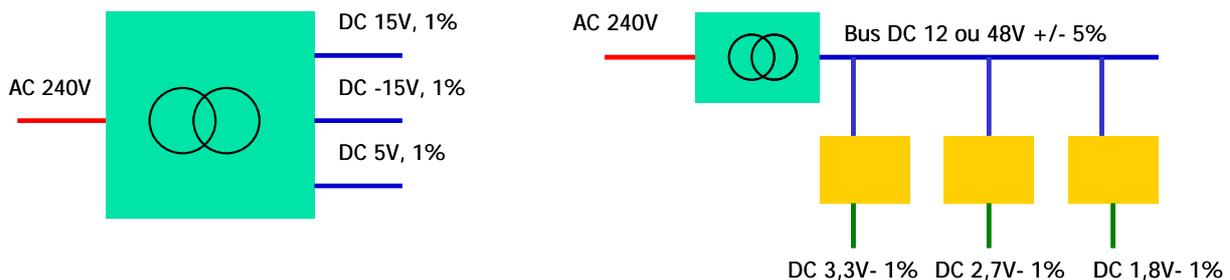


Figure 6 : évolution de la topologie d'alimentation

On a détaillé ci-dessous pour chaque solution les avantages et inconvénients : il apparaît que la solution d'alimentation distribuée présente plus d'avantages que la solution centralisée au détriment du coût, mais celui-ci peut varier avec la diffusion de masse !

#### SOLUTION CENTRALISEE

##### Avantages

- Simplicité, coût, solutions éprouvées
- Isolation galvanique, régulation aisée

##### Inconvénients

- Défaillance généralisée en cas de défaut sur une des sorties
- Structure figée en cas d'évolution du système alimenté
- Coût élevé si nécessité de redondance
- Gestion de la thermique centralisée : critique parfois
- Problèmes en cas de connectique de sortie longue
- Rendement faible pour les très faibles tension de sortie (<80%)

#### SOLUTION DISTRIBUEE

##### Avantages

- Meilleure gestion de la fiabilité et de la redondance
- Mise en œuvre plus facile grâce à la modularité
- Meilleure gestion des connexions longues : le courant élevé est délivré au plus près de la charge meilleur réponse dynamique
- Évolutivité aisée par remise à niveau du module correspondant
- Optimisation possible de chaque module
- Gestion distribuée de la thermique à plus facile

##### Inconvénients

- Coûts plus élevés
- Rendement global moyen

L'organisation des alimentations distribuées est souvent organisée en trois niveaux :

-un étage d'entrée (front end) qui distribue un bus DC moyenne tension (48V) à absorption sinusoïdale, la régulation de tension est médiocre à ce niveau.

-un étage intermédiaire DC-DC qui abaisse la tension à 12 ou 5V, la qualité de tension est meilleure ainsi que la dynamique,

-un étage final qui alimente directement l'application spécifique sous très basse tension (de 1 à 3,3V) avec des performances dynamiques et d'ondulation maximales (PoL converter : point of load) [ART].

L'isolement galvanique peut être localisé aux différents niveaux évoqués comme représenté à la figure 7. La topologie b) à l'intérêt de créer une isolation galvanique entre les différentes applications finales, point qui peut avoir son intérêt pour limiter la circulation de courants parasites entre elles. Son coût est évidemment plus important.

L'autre intérêt du transformateur est de pouvoir obtenir un rapport de tension entrée/sortie du convertisseur qui peut devenir grand avec un bon rendement, ce qui n'est pas possible avec une

structure non-isolée pour laquelle le rapport cycle est obligatoirement faible (approximativement dans le rapport s/e). Le facteur de forme du courant dans les interrupteurs est défavorable en terme de pertes ; un rapport e/s > 10 est le maximum raisonnable avec une structure non-isolée. Cet aspect conditionne donc certains choix : valeurs des tensions intermédiaires sur les bus DC, localisation de l'isolement, isolement multiples.

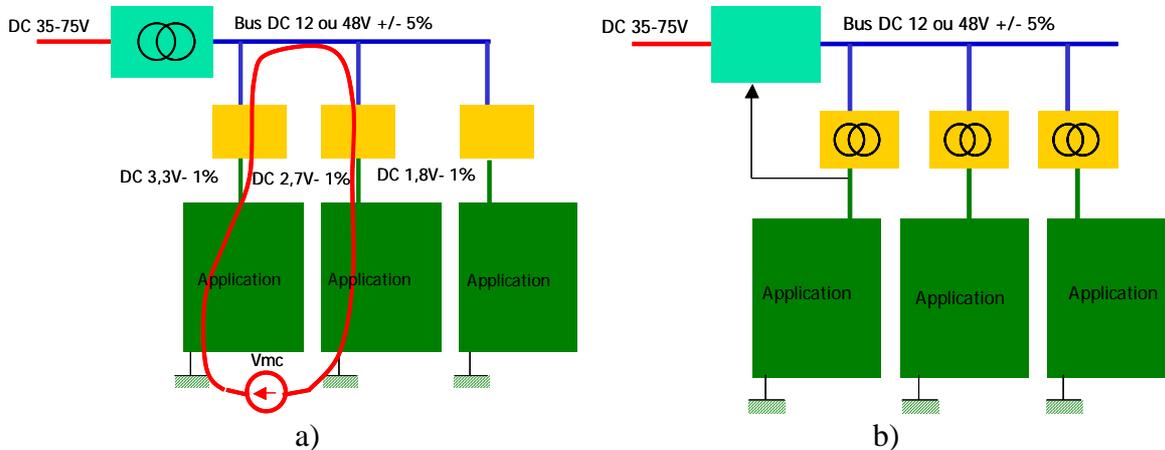


Figure 7 : différentes stratégies de localisation de l'isolement et d'alimentation

Cette organisation permet une grande versatilité de contrôle, celui-ci pouvant être distribué à chaque niveau ou piloté du bas vers le haut (flèche en noir sur la figure 7b)) pour des performances dynamiques particulières. Ce type de système doit fournir une tension continue dont l'ondulation relative doit rester inférieure à 5% (parfois 2%) pour des  $dI_{charge}/dt$  de l'ordre de  $1kA/\mu s$  !

Un exemples de performances statiques attendues pour l'alimentation d'un microprocesseur de PC est donné à la figure 8.

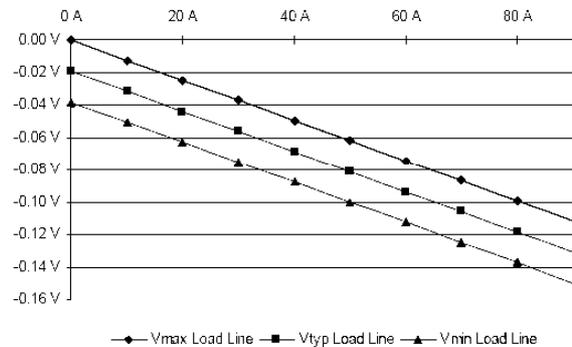


Figure 8 : enveloppe d'évolution de la caractéristique de sortie d'un convertisseur PoL destinée à un microprocesseur par rapport à la tension nominale

L'optimisation de la consommation des circuit numériques (systèmes portables ou à faible consommation d'énergie) a conduit les constructeurs de processeurs (INTEL, MOTOROLA, etc..) à des procédures d'alimentation à tension variable avec le taux d'occupation du processeur [INTEL]. Ainsi, l'alimentation doit en permanence adapter sa tension (avec de plus une certaine dynamique) : il y a donc interaction entre l'application et son alimentation, d'où le concept évoqué plus haut de système d'alimentation. Un exemple est représenté à la figure 9 concernant l'alimentation d'un processeur PENTIUM, le convertisseur PoL est programmable par un mot de 6 bits pour définir sa tension d'alimentation, celle-ci doit s'établir selon le timing et l'ondulation indiqués.

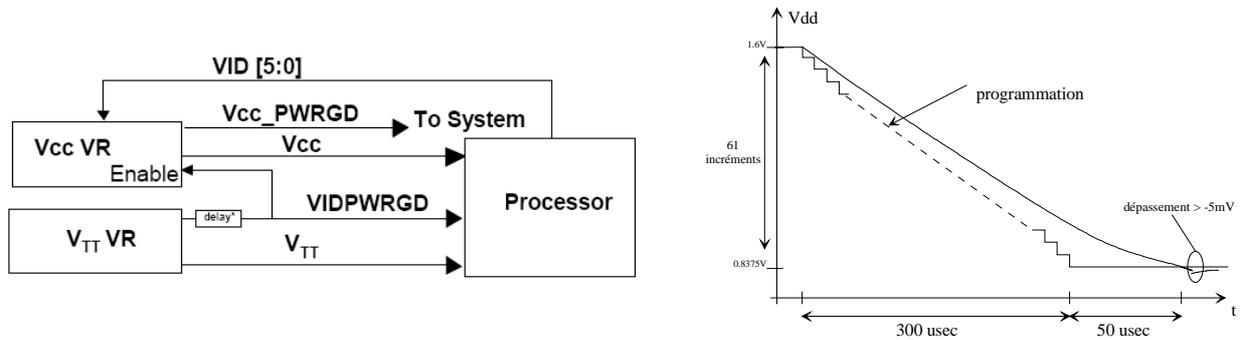


Figure 9 : exemple de dialogue application-convertisseur pour l'alimentation d'un PENTIUM

*En conclusion*

On constate donc la forte évolution des alimentations DC-DC liée à celle des dispositifs alimentés et les évolutions topologiques et technologiques qui en résultent. La suite va s'intéresser aux structures de conversion DC-DC bien adaptées aux différents niveaux de conversion évoqués plus haut. Ne sera pas abordée dans ce chapitre la fonction de conversion AC-DC à absorption sinusoïdale destinée au convertisseur front-end, traitée dans un autre chapitre.

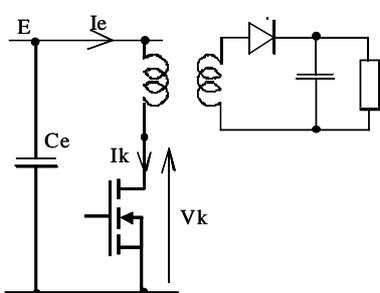
**STRUCTURES DE CONVERSION DC-DC A COMMUTATION COMMANDE**

Nous aborderons les topologies des structures basées sur le principe de la commutation commandée en situant les performances possibles par rapport aux technologies et aux matériaux disponibles ainsi que leurs limites. Le fonctionnement de base des structures ne sera pas décrit (supposé bien connu) sauf cas particuliers. Dans une deuxième partie, nous traiterons des structures en commutation douce adaptées à la montée en fréquence.

**Conversion isolée [FOR]**

Rappelons les principales structures isolées qui dérivent respectivement du hacheur à accumulation et du hacheur abaisseur (Buck), elles sont présentées à la figure 10 a) pour les structures à flux asymétrique dans le transformateur et b) pour les structures à flux symétrique, avec leur avantages et inconvénients principaux.

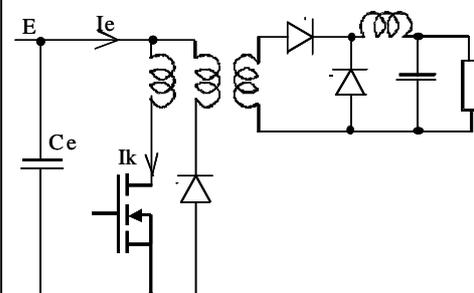
**Convertisseur Flyback**



**Avantages**  
Structure simple et peu coûteuse  
Puissance : < 100W

Peu de pertes dans les semi-

**Convertisseur Forward**



**Avantages**  
Structure simple adaptée à des puissances < 200-300W

**Inconvénients**  
L'inductance de fuite du transformateur nécessite un écrêteur (non représenté) qui dégrade le rendement

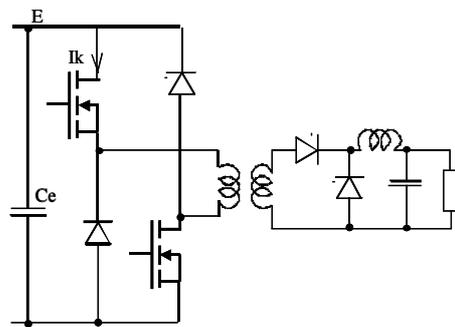
Le redresseur à diode est mal adapté aux forts courants et basse tension.

**Avantages**  
Puissance : 100W à quelques kW (structure en 1/2 pont asymétrique)

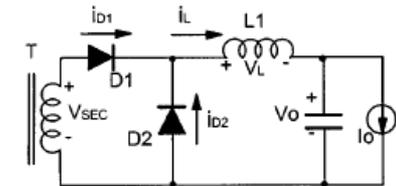
conducteurs en régime de conduction discontinue.

**Inconvénients**

Rendement peu élevé : l'inductance de fuite du transformateur est difficilement minimisable et nécessite un écrêteur (non représenté) qui dégrade le rendement.



structure Forward asymétrique



Formes d'ondes typiques vues au secondaire

Rendement élevé si le transformateur est optimisé, l'énergie de fuite est mieux gérée.

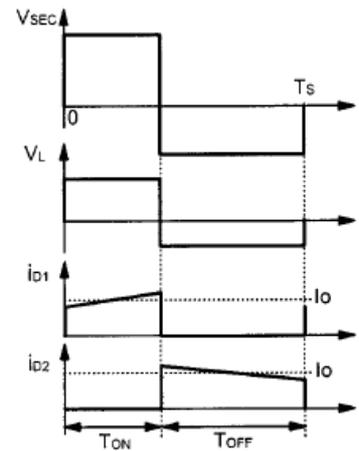
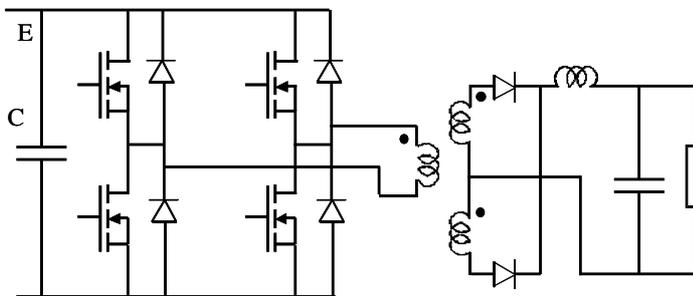


Figure 10 a) : structures de base DC-DC isolée à flux asymétrique dans le transformateur

**Structure en pont complet**



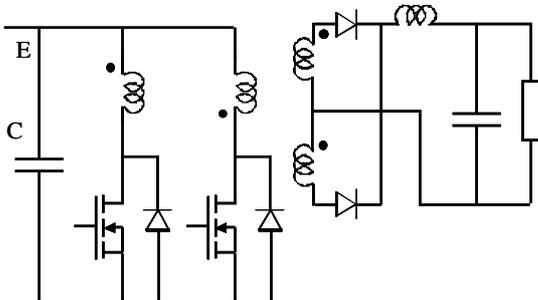
**Avantages**

- Densité de puissance massique élevée grâce à l'utilisation du transformateur à flux symétrique, bien adapté aux puissances élevées → quelques kW.
- Possibilité de fonctionnement en structure en 1/2 pont avec un point milieu capacitif, supprime l'inconvénient de la structure complète.

**Inconvénients**

- Le transformateur est sensible aux dissymétries de commande des interrupteurs primaires, qui créent une composante continue de flux avec un risque de saturation.

**Structure Push-Pull**



**Avantages**

- Nombre réduit d'interrupteur et bonne densité massique de puissance,

**Inconvénients**

- l'inductance de fuite du transformateur nécessite un écrêteur (non représenté) qui dégrade le rendement.
- Le transformateur est sensible aux dissymétries de commande des interrupteurs primaires, qui créent une composante continue de flux avec un risque de saturation

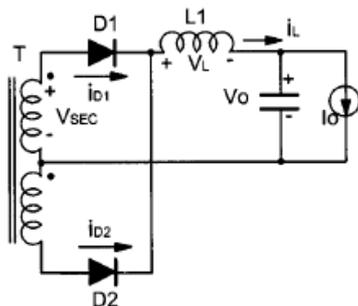
Figure 10b) : rappel des structures de base en conversion DC-DC isolée à flux symétrique dans le transformateur

Ces deux dernières structures peuvent être vues comme l'entrelacement de deux structures Forward dont le flux dans le transformateur devient symétrique ; l'énergie pouvant être transférée entre primaire et secondaire à chaque demie-période, il en découle une meilleure densité volumique de puissance que dans les structures à flux asymétrique.

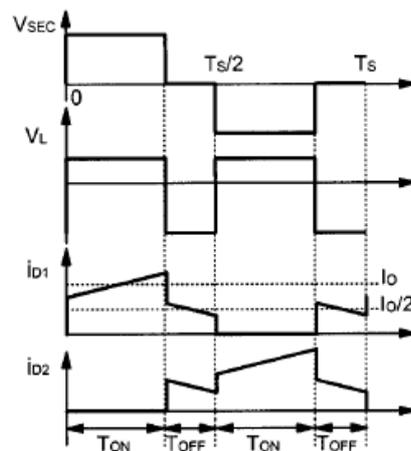
Dans les applications de conversion à partir d'un bus DC à tension intermédiaire (35 à 90V) et à basse tension/fort courant de sortie le redresseur secondaire simple des structures Forward présenté à la figure 10 conduit à un mauvais rendement (pertes dans les diodes) et à un filtre L-C volumineux. Par ailleurs, la conversion d'énergie n'est réalisée que sur la moitié de la période de découpage au mieux.

Pour améliorer cette situation, une première solution consiste à utiliser une structure symétrique au primaire (push-pull ou pont complet) et un transformateur à point milieu, ce qui revient à entrelacer deux structures Forward commutant à la fréquence  $F_d$  ; la fréquence apparente des courants dans l'inductance est doublée, ce qui réduit le dimensionnement du filtre LC : l'inductance est parcourue par le courant moyen  $I_0$  et soumise à  $V_{sec}-V_0$ , et  $-V_0$ , à la fréquence  $2F_d$  ce qui détermine l'évolution des grandeurs présentées.

La figure 11 détaille la structure et les formes d'ondes caractéristiques. Notons que le circuit magnétique du transformateur est mieux utilisé en terme de dimensionnement en flux symétrique.



fréquence  $i_L$  :  $2F_d$ , courant moyen  $I_0$   
 fréquence  $i_C$  :  $2F_d$



Répartition de  $I_0$  durant  $T_{off}$  dans D1 et D2, réduction des pertes en conduction totales ( $R_d \cdot I^2_{eff}$ )

Figure 11 : secondaire à double redressement en tension

Une structure souvent utilisée dans ce type d'application est le doubleur de courant, bien adapté aux sorties forts courant, dont le principe est présenté à la figure 12 accompagné des formes d'onde caractéristiques.

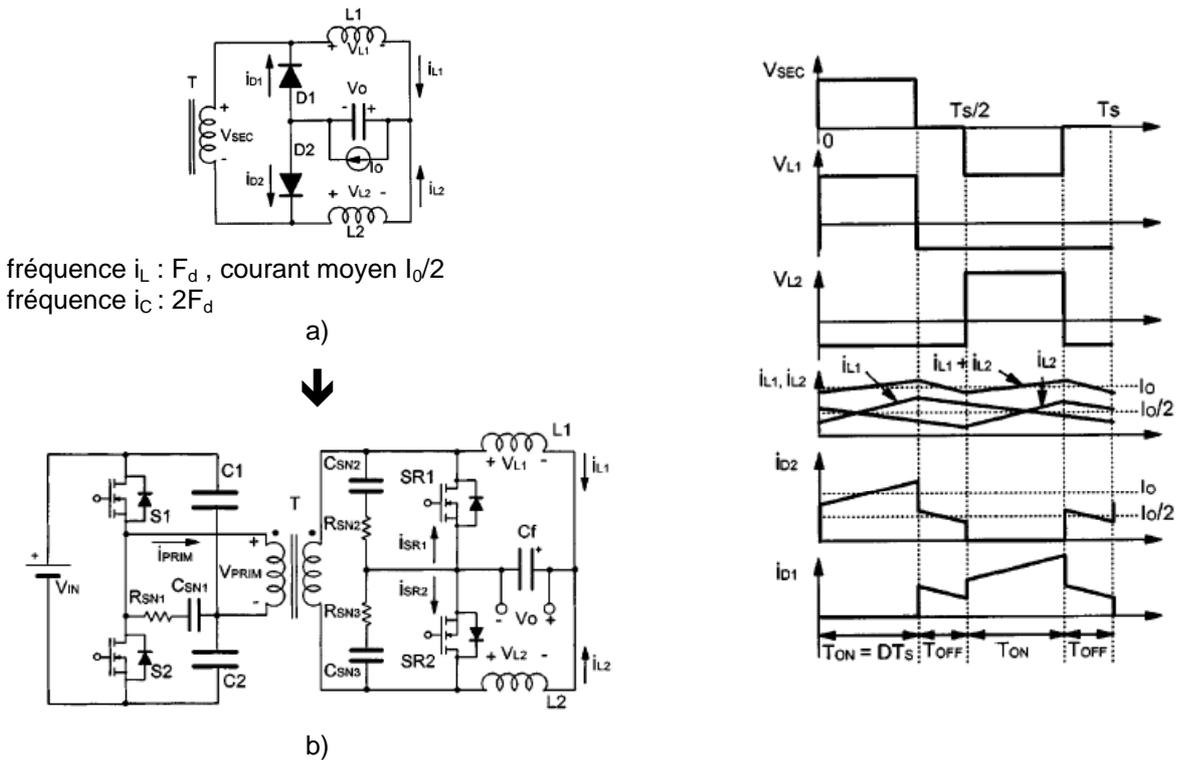


Figure 12 : structure à redresseur à doublement de courant

Il s'agit d'une structure où les courants d'inductance sont entrelacés : chaque inductance est parcourue par le courant moyen  $I_0/2$  et soumise à  $V_{sec}-V_0$  et  $-V_0$ . à la fréquence  $F_d$ , ce qui est plus favorable en terme de pertes magnétiques et Joules dans les enroulements. Le condensateur voit donc une ondulation de courant divisée par 2 en amplitude et à la fréquence  $2F_d$ , d'où un gain d'un facteur 2 par rapport au cas précédent.

Par ailleurs, il est possible d'intégrer l'ensemble des composants inductifs sur un seul circuit magnétique pour réduire l'encombrement et la connectique [Chen 97]. La structure en demi-pont à point milieu capacitif est bien adaptée pour réduire les pertes dans les semi-conducteurs primaire : les interrupteurs supportent la demi-tension d'alimentation, ce qui est favorable vis-à-vis des pertes en commutation, comme le montre le schéma b) de la figure 12.

Enfin la présence du pont capacitif permet de s'affranchir d'éventuelles dissymétries de commande qui tendent à saturer le transformateur.

### Redressement synchrone

Dans le cas des très basses tensions de sortie ( $> 5V$ ), la réduction des pertes dans les diodes secondaires consiste à les remplacer par des redresseurs synchrones. En effet, la figure 13 montre qu'en deçà d'un certain courant (35A pour l'exemple de la figure 13), la tension aux bornes d'un transistor MOSFET basse tension ( $R_{dson} < 5m\Omega$ ) est plus faible que la tension de jonction d'une diode Schottky et que les pertes y sont donc moindre.

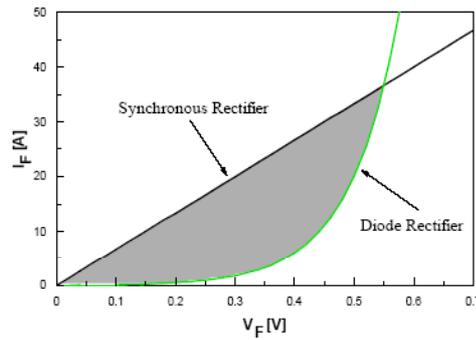


Figure 13 : chutes de tension comparées d'un redresseur Schottky et synchrone [doc. ON semiconductor]

Le principe de contrôle d'un redresseur synchrone est représenté à la figure 14.

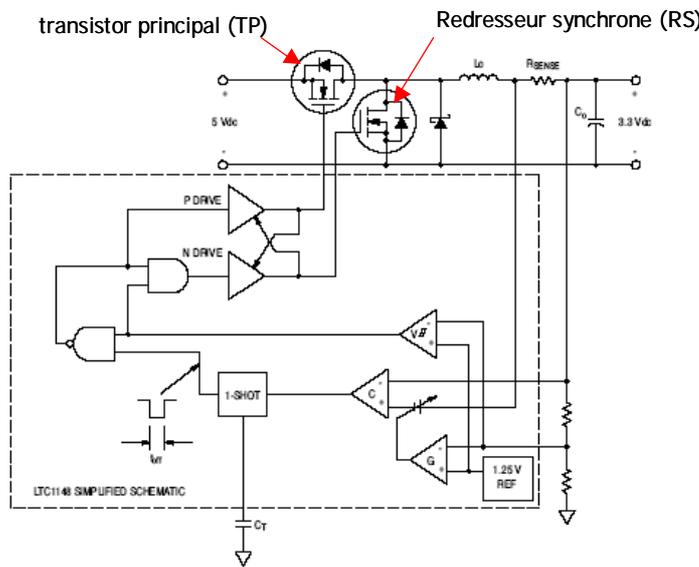
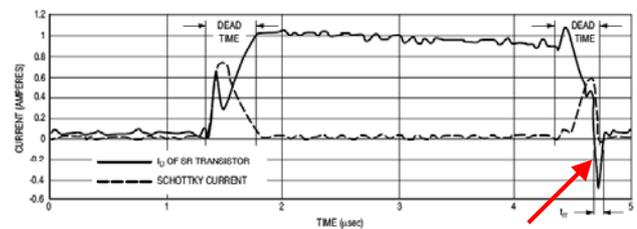
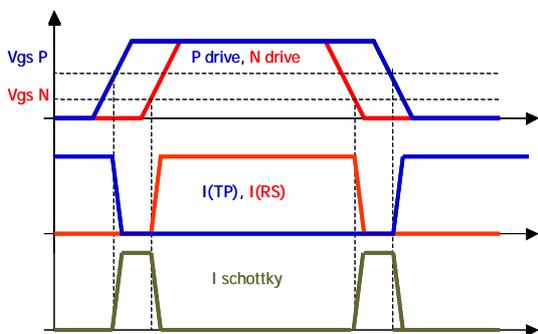


Figure 14 : exemple de système de commande d'un redresseur synchrone

Le principe du contrôle des deux interrupteurs est représenté à la figure 15. Un temps mort (réglable par un monostable) est aménagé entre les deux commandes pour éviter le court-circuit de la cellule de commutation, on peut ajouter une diode Schottky en parallèle sur le MOSFET redresseur pour éviter la conduction de sa diode de structure et éviter des pertes par recouvrement. Toutefois, cette conduction inverse indésirable ne peut toujours être évitée, comme on peut le remarquer sur la courbe expérimentale de la figure 15.



Partage du courant  $I_o$  dans la diode de body de RS et dans la diode Schottky : recouvrement inverse

Figure 15 : ondes théoriques et expérimentales dans un redresseur synchrone

Ce type de solution est donc obligatoire dans les alimentations DC-DC à très basse tension (<3V). Le contrôle peut être assuré par des circuits spécialisés comme vu plus haut, mais il est aussi

possible de le réaliser simplement comme représenté à la figure 16 : on reconnaît une structure de type Forward à démagnétisation par écrêteur et un redressement synchrone au secondaire, les MOSFET sont directement commandés par la tension secondaire du transformateur.

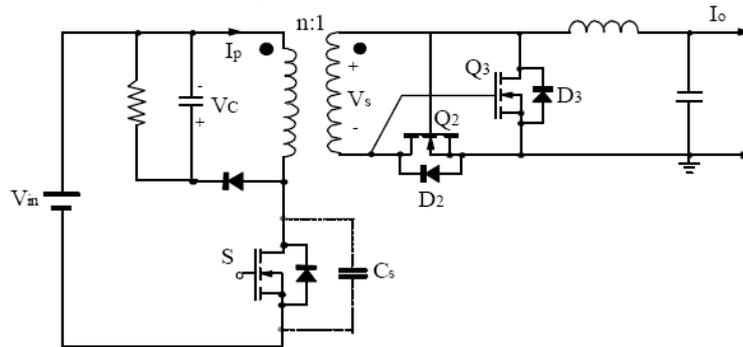


figure 16 : exemple d'alimentation Forward à redressement synchrone

Les formes d'onde associées à ce fonctionnement sont données à la figure 17. La simplicité structurelle de ce convertisseur présente toutefois plusieurs inconvénients liés au fait que la tension secondaire  $V_s$  commande les transistors. Il en résulte que :

-l'amplitude de la tension  $V_s$  doit être compatible avec la tension de commande d'un MOSFET basse tension, donc supérieure à  $V_{gsth}$  et inférieure à  $V_{gsmax}$ .

-au blocage de S et lors de la phase d'inversion de la tension  $V_s$ , le transistor Q2 n'est plus polarisé et c'est la diode de structure D2 qui assure la continuité du courant  $I_0$  ; lors de son blocage, il en résulte une phase de recouvrement dissipative.

-la démagnétisation du transformateur s'opère d'abord par l'écrêteur RC, puis lorsque la diode D2 est bloquée, s'ensuit un régime oscillant entre l'inductance magnétisante  $L_\mu$  et les capacités parasites de la structure (celles de tous les MOSFET vus par les enroulements). La tension  $V_s$  s'annule, provoquant le maintien en conduction de la diode D2 (faiblement dissipatif) pour assurer la circulation du courant magnétisant et surtout le blocage de Q3. La conséquence est que la diode de structure D3 est mise en conduction, son blocage par recouvrement est dissipatif.

On constate donc que la simplicité de cette structure se paye en terme de rendement. La résolution de ces inconvénients passe par une plus grande complexification de la commande du redresseur synchrone : circuits spécialisés dont la consommation contribue aussi à dégrader le rendement.

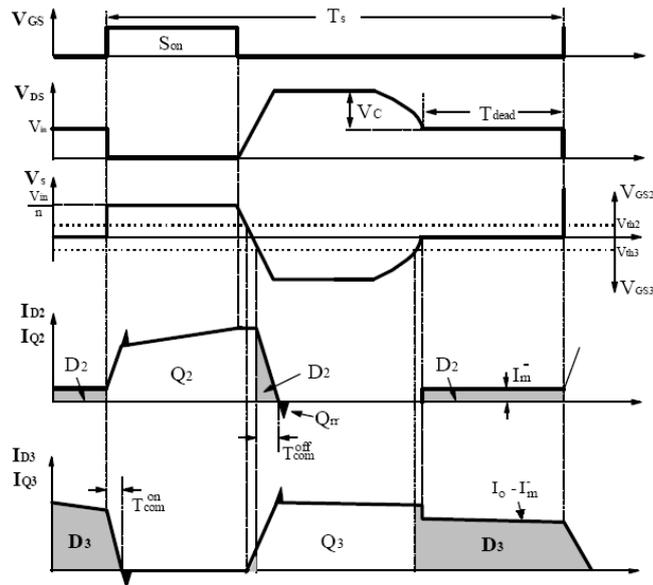


figure 17 : formes d'onde caractéristiques d'un convertisseur Forward à redressement synchrone

### Ecrêtage actif

Cette technique, encore dénommée « Active Clamp » est très souvent utilisée dans les dispositifs de conversion DC-DC de petite puissance où on recherche un rendement élevé. En effet, de par son principe elle est non dissipative. Elle nécessite la présence d'un composant inductif dans le système, c'est pourquoi on l'utilise souvent dans la phase de démagnétisation d'un transformateur. La figure 18 présente le principe de fonctionnement :

- Les interrupteurs K1 et K2 sont commandés en complémentarité à fréquence fixe et rapport cyclique  $\alpha$  variable,
- La capacité  $C_0$  est supposée grande de telle sorte que la tension à ses bornes puisse rester constante à l'échelle de la période de découpage,

Supposons tout d'abord que  $i = 0$ . Par principe et en supposant que le courant ne soit pas discontinu dans l'inductance, on obtient :

$$V_L = \alpha(E - V_{C0}) + V_{C0} \quad \text{avec : } \langle i_{k1} \rangle = 0, \quad \langle V_L \rangle = 0$$

$$\text{D'où : } V_{C0} = -E \cdot \alpha / (1 - \alpha) \quad \text{avec : } V_{k1\max} = V_{k2\max} = E - V_{C0} = E / (1 - \alpha)$$

On remarque que la tension  $V_{C0}$  s'adapte selon la valeur du rapport cyclique pour assurer la démagnétisation moyenne de  $L$ . Ce fonctionnement suppose que les interrupteurs soient bidirectionnels en courant, comme on peut le constater sur les courbes de la figure 18.

On remarque de plus que les interrupteurs fonctionnent en mode ZVS tant que le courant  $i_s = i_L + i$  possède une partie négative. Cette propriété peut être exploitée en dimensionnant  $L$  de telle sorte que le courant  $i_L$  composé au courant de charge maximal  $i$  permette de maintenir le régime de conduction ZVS, notamment dans les applications haute fréquence.

Enfin, on rappelle que ce régime de conduction est bien adapté au transistor MOSFET, sa diode de structure pouvant être utilisée dans de bonnes conditions de commutation.

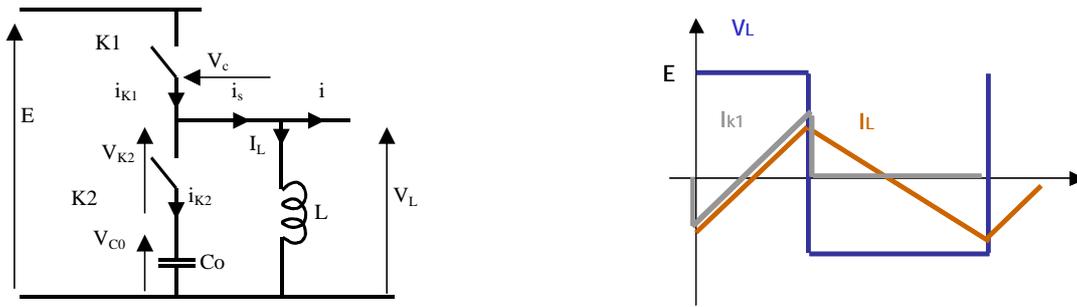


Figure 18 : principe et fonctionnement d'un écrêteur actif

Ce principe peut s'appliquer au cas de l'alimentation Forward à redressement synchrone vue précédemment, il permet d'améliorer notablement le rendement en diminuant les durées de fonctionnement des diodes de structures des MOSFET. La figure 19 présente la structure modifiée.

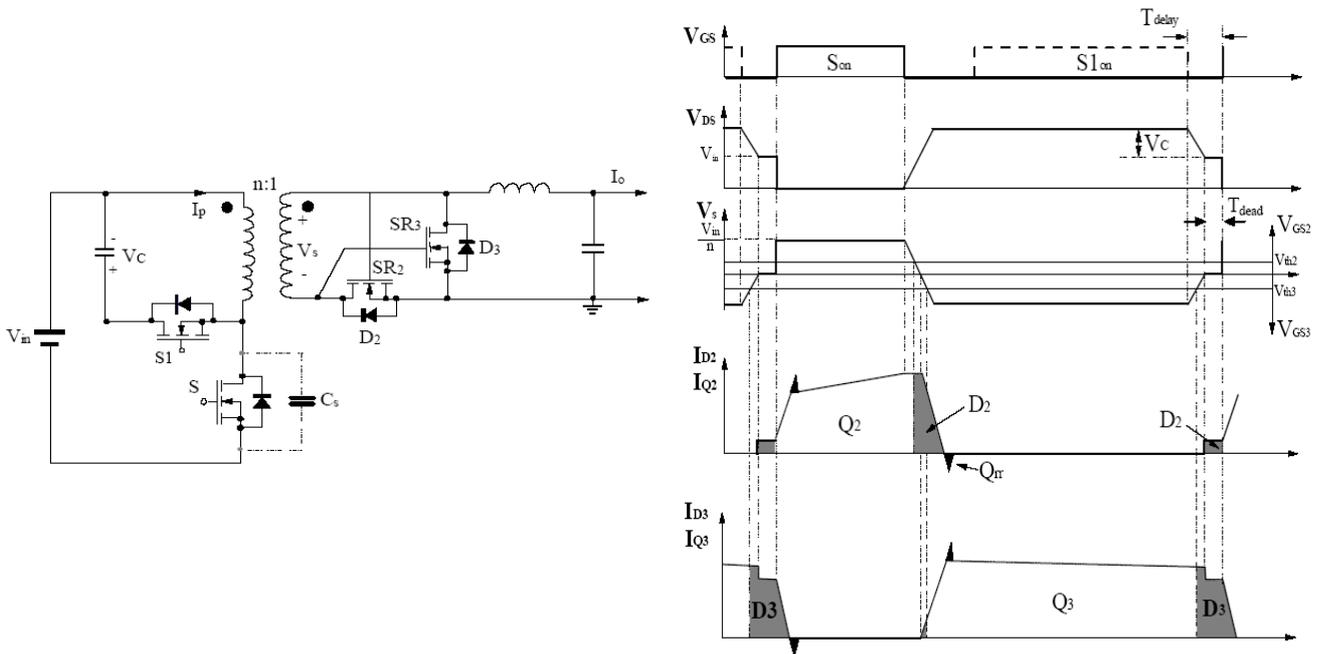


Figure 19 : convertisseur Forward à redressement synchrone et écrêtage actif

On peut noter que, du fait de la commande complémentaire des interrupteurs S et S1 et de l'adaptation de la tension d'écrêtage, la durée de conduction de Q3 a été accrue, il ne subsiste qu'une faible phase de conduction des diodes de structure des MOSFET Q2 et Q3, ce qui est favorable en terme de rendement.

### Conversion non-isolée avec entrelacement

On a vu précédemment que dans les systèmes d'alimentation distribués, le convertisseur le plus proche de l'application ne possède pas nécessairement d'isolation. La structure de base de ce type de convertisseur est généralement de type Buck à redressement synchrone comme représenté à la figure 14. Cependant une structure unique conduirait à un dimensionnement très important du filtre de sortie ainsi que des contraintes électriques fortes pour les interrupteurs. On adopte alors le principe d'entrelacement de structures, comme représenté à la figure 20 pour deux cellules.

Les N cellules sont commandées à la même fréquence  $F_s$  avec le même rapport cyclique D mais décalées de  $T/N$ . Il en résulte une ondulation du courant dans le condensateur de sortie réduite approximativement en  $1/N$ , à la fréquence  $NF_s$ ; son dimensionnement est donc diminué d'un

facteur  $N^2$ . De la même façon, la fréquence de l'ondulation du courant absorbé par la source d'entrée est multipliée par  $N$ , ce qui réduit aussi le dimensionnement du condensateur de découplage d'entrée.

Par ailleurs, chaque cellule fournit un courant moyen  $i_0/N$ , donc  $1/N^{\text{ème}}$  de la puissance de sortie  $P_s$ , d'où une amélioration globale des pertes dans les semi-conducteurs, les contraintes statiques et dynamiques en courant étant réduites.

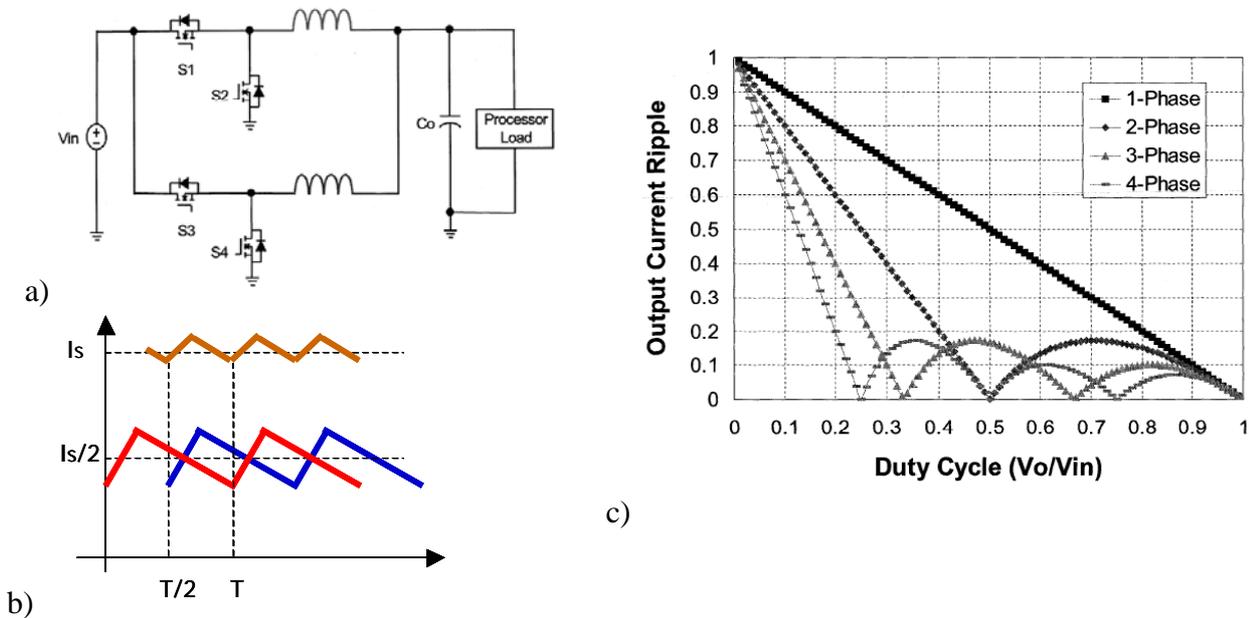


Figure 20 : principe de la structure multiphases à commandes entrelacées

L'expression de la tension de sortie est inchangée par rapport au convertisseur monocellulaire :

$$V_o = DV_{in} \quad D : \text{rapport cyclique}$$

L'expression de l'ondulation du courant de sortie est donnée par :

$$\Delta I_L = \frac{V_o(1-D)}{L_o F_s} \frac{N(D - \frac{m}{N})(\frac{m+1}{N} - D)}{D(1-D)}$$

avec :  $L_o$  inductance de cellule, fréquence  $F_s$ , nombre de voies  $N$ , rapport cyclique  $D$ ,  $m = \text{int}(N.D)$

La courbe de la figure 20c) donne l'ondulation de courant en fonction de ces paramètres, normée par le terme  $V_o.D/L_o.F_s$ . On note l'intérêt d'un grand nombre de cellules et on peut remarquer qu'il existe  $N$  valeur de  $D$  telles que l'ondulation  $\Delta I_L = 0$ .

Si on se place à ondulation  $\Delta I_L$  donnée, La valeur de  $L_o$  diminue avec  $N$ , ce qui est favorable en terme de réponse dynamique du convertisseur.

Toutefois le nombre pratique de cellules à mettre en œuvre se heurte au volume des  $N$  inductances, actuellement les valeurs classiques de  $N$  sont 3 ou 4.

## STRUCTURES A COMMUTATION DOUCE

L'accroissement de la fréquence de découpage qui répond à des impératifs de diminution de volume des composants passifs conduit à utiliser les principes de commutation douce en mode ZCS ou ZVS. On se reportera au chapitre 4 pour les principes à la base de ces modes de conversion, on abordera ici les structures d'alimentation à découpage DC-DC qui découlent de ces principes.

### Conversion isolée à commutation douce et fréquence variable

La structure Forward à commutation à zéro de courant est présentée à la figure 22 a). Par rapport à la structure à commutation commandée, il suffit d'ajouter le condensateur de résonance  $C_o$  et d'exploiter l'existence de l'inductance de fuite du transformateur (inductance  $L_o$ ). Le mode de commande est à fréquence variable et temps de conduction fixe. On observe à la figure 22 b) les formes d'onde typique de cette structure.

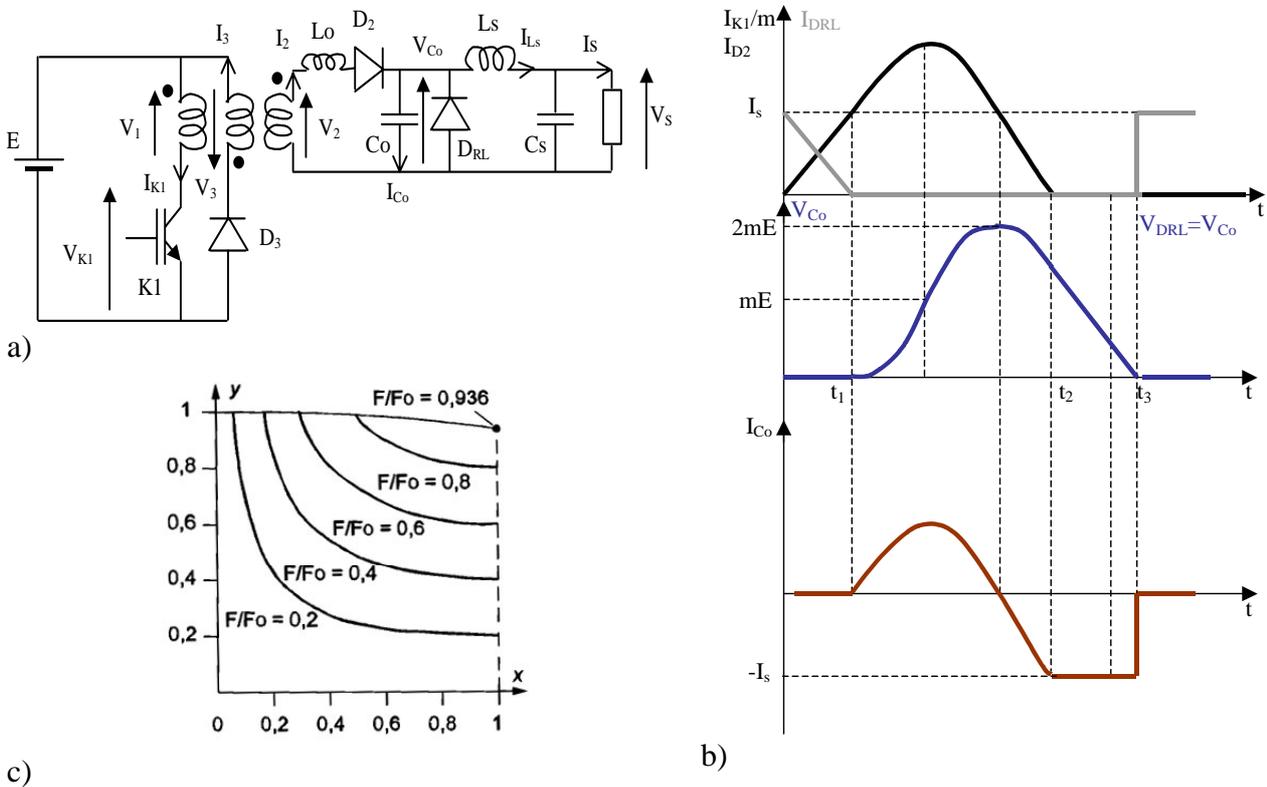


Figure 22 : alimentation Forward à commutation à zéro de courant à fréquence variable

L'expression normalisée suivante donne la caractéristique de sortie  $V_s(I_s)$  normalisée, on observe une évolution très non-linéaire de  $V_s$  avec  $I_s$  : la durée de la phase de décharge de  $C_o$  par le courant de sortie  $I_s$  ( $t_3-t_2$ ) contribue beaucoup à l'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_s$ .

$$Y = \frac{V_s}{mE} = \frac{F}{2\pi \cdot F_o} \cdot \left[ \pi + a \sin(x) + \frac{x}{2} + \frac{1}{x} \cdot (1 + \sqrt{1-x^2}) \right] \quad \text{avec : } x = \frac{I_s}{mE} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \leq 1$$

Cette fonction est représentée à la figure 22 c). On observera que tous les interrupteurs fonctionnent en commutation à zéro de courant ( $I_{k1}$ ,  $D_2$ ,  $D_{RL}$ ), le blocage des diodes s'opère avec un gradient contrôlé, ce qui permet de limiter leurs pertes par recouvrement. Enfin, il subsiste évidemment le doublement des contraintes sur les semi-conducteurs au secondaire ainsi qu'on l'a déjà vu pour la structure non-isolée.

### Structure résonante

La conversion DC-DC peut être mise en œuvre grâce à un onduleur résonant suivi d'un redresseur, l'intérêt est de pouvoir fonctionner en mode ZVS donc à très haute fréquence. La structure est représentée à la figure 23. Le principe consiste à commander l'onduleur à rapport cyclique  $\frac{1}{2}$  à une fréquence supérieure à la fréquence du circuit résonant. Le courant qui s'établit est en retard par rapport à la tension fournie par l'onduleur, assurant la commutation en mode ZVS des interrupteurs.

Le redresseur secondaire fonctionne en courant, ce qui simplifie le filtrage de sortie et assure un blocage des diodes avec un recouvrement limité, le  $di/dt$  étant contrôlé.

Tous les interrupteurs sont commandés au blocage et à amorçage spontanée. Les principales formes d'onde sont données à la figure 23 b) et la caractéristique de sortie normalisée est donnée en c). L'expression de la tension de sortie normalisée est donnée par :

$$y = \sqrt{1 - \frac{1 + \cos\theta}{1 - \cos\theta} \left[ \theta x + \left(\frac{\theta x}{2}\right)^2 \right]} = \sqrt{1 - \left(\text{Cotg} \frac{\theta}{2}\right)^2 \left[ \theta x + \left(\frac{\theta x}{2}\right)^2 \right]}$$

avec :  $y = \frac{V_s}{mV_e}$ ,  $x = \frac{I_s}{mV_e} m^2 \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{mI_s}{V_e} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}$ ,  $\theta = \pi \frac{F_o}{F}$ ,  $m = n_2/n_1$

L'expression du courant de court-circuit est :

$$I_{sc} = \frac{2V_e}{\pi m \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}} \frac{F}{F_o} \left[ \sqrt{\frac{2}{1 + \cos\theta}} - 1 \right],$$

et la valeur normalisée associée :

$$x_{cc} = \frac{2F}{\pi F_o} \left[ \sqrt{\frac{2}{1 + \cos\theta}} - 1 \right] = \frac{2}{\theta} \left[ \frac{1}{\cos(\theta/2)} - 1 \right]$$

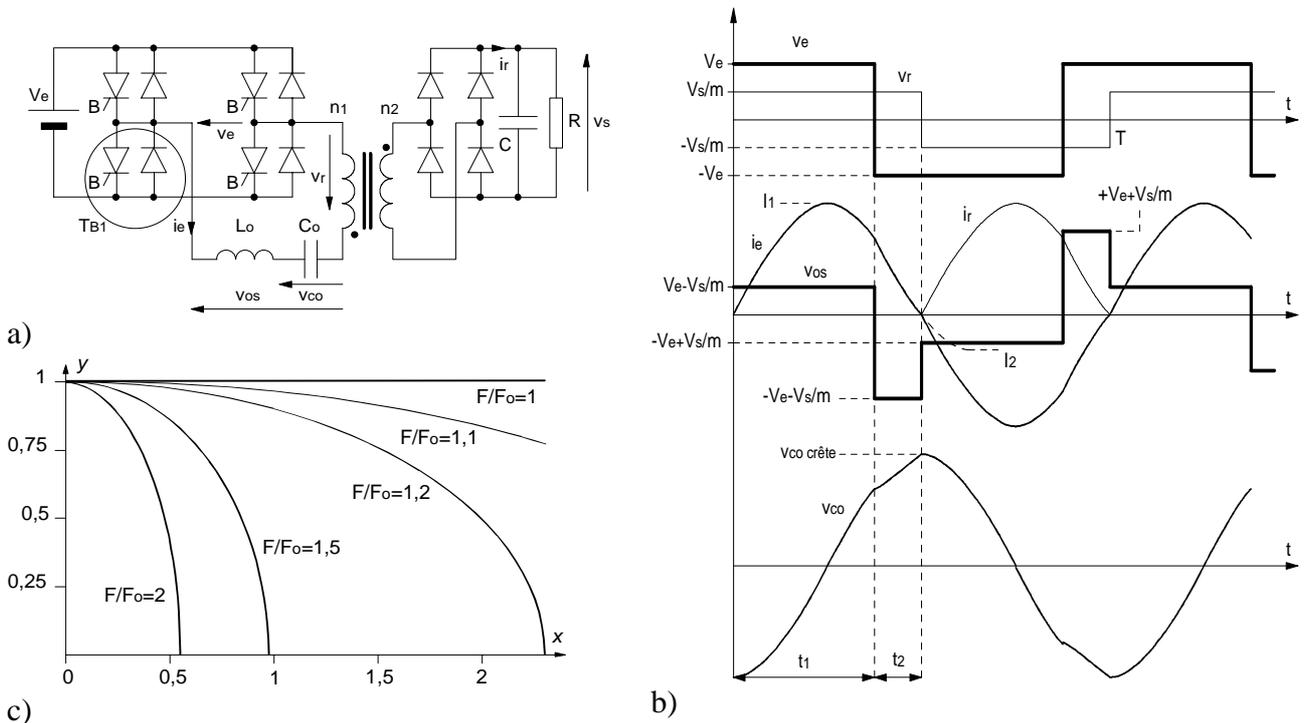


Figure 23 : alimentacion DC-DC resonante

L'inconvénient majeur de ce type de structure est le fonctionnement à fréquence variable difficilement compatible avec le filtrage. Actuellement quelques produits industriels [VICOR] existent basés sur ce principe mais travaillent à un point de fréquence fixe (entrelacement de deux structures à 1,8MHz) à  $F=F_0$ , la structure fonctionne idéalement, il n'y a pas de pertes par commutation et la caractéristique de sortie est une droite constante. Il s'agit d'un convertisseur PoL

dont le rôle est simplement d'assurer l'isolement galvanique, sans possibilité de réglage de la tension de sortie ; cette fonction étant assurée par un convertisseur amont.

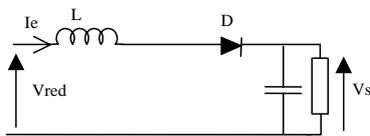
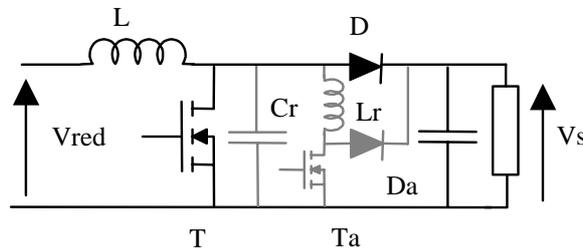
### Commutation douce à fréquence constante

On a vu au chapitre 4 que l'inconvénient de la fréquence variable en commutation douce pouvait être contourné par l'introduction d'interrupteurs auxiliaires. Ce principe est appliqué selon deux concepts :

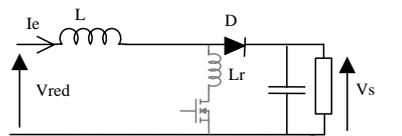
-on modifie une structure ZVS ou ZCS à fréquence variable grâce à un auxiliaire qui lui confère un fonctionnement en commutation douce (cf. chapitre 4),

-on modifie une structure à commutation commandée par un auxiliaire qui introduit une phase en commutation douce, on parle alors de mode ZVT ou ZCT (zero voltage/current transition).

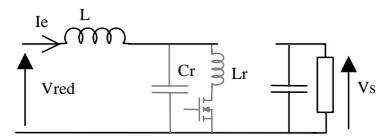
L'exemple suivant illustre cette dernière possibilité : à partir d'une structure de hacheur Boost, on ajoute un interrupteur auxiliaire qui permet à l'interrupteur principal un fonctionnement en mode ZVS lors des commutation. La figure 24 présente un exemple d'une telle structure et ses étapes de fonctionnement [Cun 02].



a)



b)

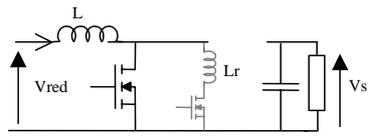


c)

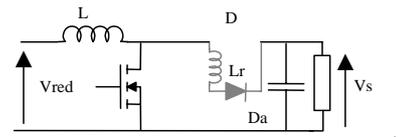
Les conditions initiales sont T, Ta, Da, bloquées et D passante. Pour l'étude des phénomènes à l'échelle de la période de découpage, nous assimilerons le comportement de l'inductance d'entrée L à celui d'une source de courant  $I_e$

le transistor Ta est commandé. La topologie devient celle de la figure b). Le courant croît linéairement dans  $L_r$  jusqu'à la valeur  $I_e$  jusqu'à l'instant  $t = t_1$

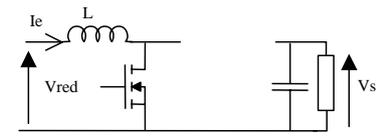
le blocage de la diode D libère le potentiel du condensateur  $C_r$  qui se décharge par un régime oscillatoire dans la maille formée avec  $L_r$ .



d)



e)

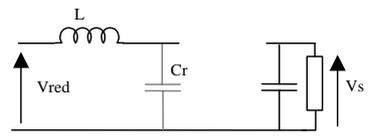


f)

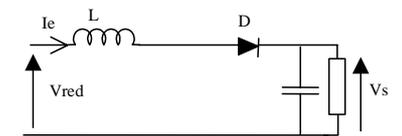
A l'instant  $t = t_2$ , le condensateur est déchargé. La continuité du courant dans  $L_r$  se poursuit par la conduction de la diode de substrat du transistor T, laquelle prend en charge la différence  $I_e - I_e$

A l'instant  $t = t_3$ , l'électronique de commande provoque le blocage de Ta et l'amorçage de T. la topologie devient celle de la figure 10 e), la diode Da assure la réinitialisation de l'inductance  $L_r$ .

A l'instant  $t = t_4$ , la topologie de la figure 10 f) correspond à la phase de stockage d'énergie dans l'inductance d'entrée jusqu'à l'ordre de blocage du transistor T à la date  $t_5$ .



g)



Retour aux conditions initiales : T, Ta, Da, bloquées et D passante.

Pour  $t > t_5$ , un régime transitoire d'aide au blocage débute jusqu'à la recharge complète du condensateur  $C_r$  à la valeur de la tension de sortie  $V_s$ .

Figure 24 : Boost à fréquence fixe et commutation douce, séquences de fonctionnement

Pour le transistor auxiliaire, les pertes à l'amorçage sont nulles (présence de  $L_r$ ), les pertes en conduction faibles (faible rapport cyclique), et seules les pertes au blocage sont significatives.

## BIBLIOGRAPHIE

- [Pav 03] Mark Pavier, Andrew Sawle, Arthur Woodworth, Ralph Monteiro, Jason Chiu, Carl Blake, "High frequency DC:DC power conversion: The influence of package parasitics", IEEE conference on packaging & integration, pp.699-704, 2003.
- [Cun 02] A. CUNIERE, F. COSTA, « Absorbeur sinusoïdal : étude du rendement et des perturbations conduites. », Journal 3EI, juin 2002, N°29, pp.37-47.
- [Cun 05] A. Cunière, « ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE CONCERNANT LES PERFORMANCES DES MODULES REGULATEURS DE TENSION (VRM) AU SECOND SEMESTRE 2004 », présentation au clun CRIN Conversion de l'énergie, juin 2005.
- [ITRS] [www.itrs.net/common/2004Update/2004Update.htm](http://www.itrs.net/common/2004Update/2004Update.htm)
- [ART] [http://www.artesyn.com/powergroup/pol\\_special\\_vrm.htm](http://www.artesyn.com/powergroup/pol_special_vrm.htm)
- [INTEL] <ftp://download.intel.com/design/Xeon/guides/30273102.pdf>
- [FOR] F. Forest, JP Ferrieux, « Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance », editions DUNOD-MASSON , 2<sup>ème</sup> édition.
- [Chen 97] W. Chen, G. Hua, D. Sable, and F. C. Lee, "Design of high-efficiency, low-profile, low-voltage converter with integrated magnetics," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, Feb. 1997, pp. 911-917.