

Chapitre 3

De la commutation commandée à la commutation douce Synthèse des structures

LES INTERRUPTEURS RESONANTS

Limitations de la cellule de commutation commandée

La montée en fréquence des convertisseurs statiques est un enjeu important tant pour améliorer leur puissance massique (miniaturisation) que pour accroître leurs performances dynamiques. Ces points sont des enjeux actuellement très importants, notamment pour l'alimentation des circuits numériques à très haute densité d'intégration. Cette montée en fréquence est limitée par les pertes en commutation dans la cellule de commutation qui croissent proportionnellement. En particulier deux relations imposent l'évolution des grandeurs lors des commutations :

$$(1) \quad V_e = V_{k1} + V_{k2} \quad \text{et} \quad (2) \quad I_{k1} - I_{k2} = I_s$$

Durant les commutations, la relation (2) impose une conduction simultanée des interrupteurs et la relation (1) impose que $V_{k1} = V_e$.

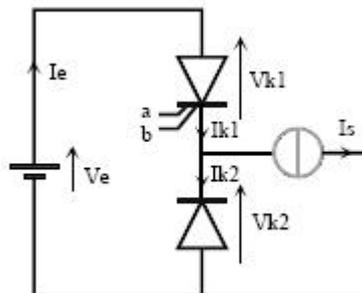


figure 1: cellule de commutation

Pour contourner ce fonctionnement, il est nécessaire d'introduire des degrés de liberté supplémentaires dans les équations (1) et (2), ce qui impose d'insérer des composants supplémentaires en série et/ou en parallèle avec les interrupteurs de la cellule. Ces composants ne peuvent être que réactifs pour ne pas créer de pertes supplémentaires. Toutefois l'énergie réactive stockée dans ces composants doit être réinitialisée à chaque période, ce qui introduit des phases particulières dans le fonctionnement de la cellule de commutation. Deux structures sont alors envisageables comme représenté ci-dessous.

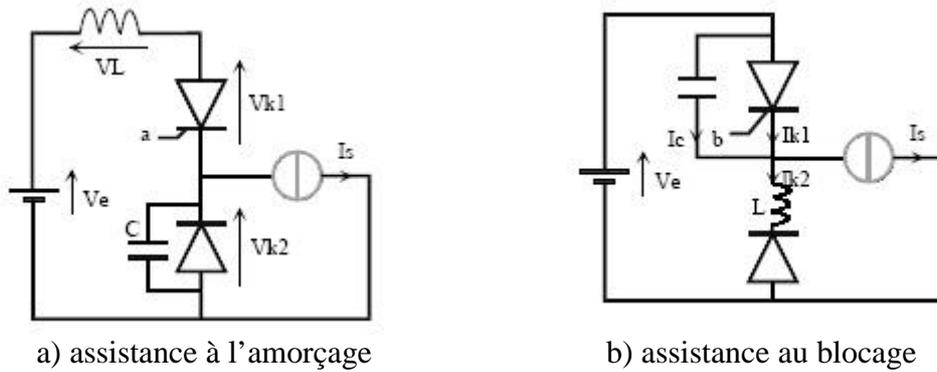


figure 2 : deux structures possible d'assistance à la commutation

Dans le cas a) supposons la diode passante. L'inductance permet de contrôler l'évolution du courant à l'amorçage de K1 et impose une tension V_{k1} nulle durant cette phase. L'inductance acquiert une énergie W_L à mesure que I_{k1} s'accroît et que I_{k2} décroît. Au blocage de D, celle-ci est recyclée lorsqu'elle s'échange avec la capacité (régime oscillant) et provoque finalement le blocage de K1 : en conséquence $W_L = 0$, mais C a acquis une énergie W_C . Il existe donc une phase en fin de fonctionnement lorsque les deux interrupteurs sont ouverts qui ne sert qu'à réinitialiser l'énergie stockée dans C. Cette phase met en jeu la source I_s , sa durée est donc liée à cette valeur. On constate donc que l'interrupteur principal est assisté à l'amorçage puis se **bloque naturellement** ce qui assure des pertes par commutation nulles.

Le raisonnement dual est applicable à la structure b) : en partant de l'état passant de l'interrupteur principal. Celui-ci est alors ouvert, la présence de C parcouru par le courant I_s assiste la phase de blocage jusqu'à la mise en conduction de D. Un régime oscillant apparaît, il amène la tension à passer par 0, ce qui entraîne la **remise en conduction naturelle de l'interrupteur principal**, le cycle peut reprendre lors de la prochaine commande de blocage.

Pour résumer

Structure a) : l'interrupteur est assisté à l'amorçage (par L) puis, lorsqu'il se bloque, la tension reste nulle à ses bornes, on parle de mode de commutation à zéro de courant (ZCS en anglais).

Structure b) : l'interrupteur principal est assisté au blocage (par C) puis il s'amorce lorsque la tension est nulle à ses bornes, on parle de commutation à zéro de tension (ZVS en anglais).

Ces deux modes présentent comme on le verra plus loin des intérêts évidents pour l'accroissement de la fréquence de fonctionnement des dispositifs de conversion statique.

Etude du fonctionnement de la structure bidirectionnelle en courant à assistance d'amorçage

Cette structure est représentée à la figure 3.

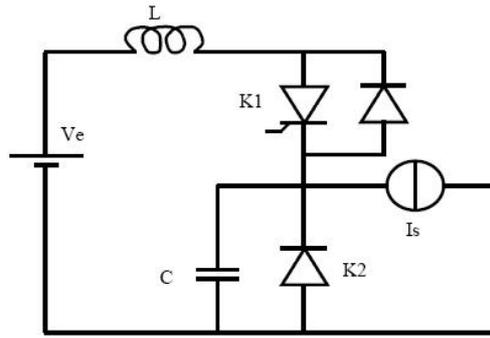


figure 3 : structure à commande d'amorçage

1^{ère} phase :

A l'instant initial, on suppose que $I_{K2} = I_s$. K1 est amorcé et K2 reste passant. Il en résulte une croissance linéaire de i_L et une décroissance identique de I_{K2} . Cette phase se termine à l'instant t_1 par le blocage de la diode K2. Les équations suivantes décrivent cette première phase.

$$I_L = \frac{V_e}{L}t, \quad I_{K2} = I_s - \frac{V_e}{L}t$$

2^{ème} phase :

Le potentiel de C peut évoluer librement, il s'ensuit donc un régime oscillant décrit par les équations suivantes ainsi que les conditions initiales résultantes de la première phase :

$$V_e = LC \frac{d^2V_c}{dt^2} + V_c(t), \quad I_L = I_{K1} = I_s + I_C = I_s + C \frac{dV_c}{dt},$$

Les solutions de ce système sont données par :

$$V_c(t) = V_e(1 - \cos(\omega_o t)), \quad I_{K1}(t) = I_s + ve \sqrt{\frac{C}{L}} \sin(\omega_o t)$$

On constate donc que le courant I_{K1} dans K1 (diode +interrupteur commandé) peut être négatif grâce à la présence de la diode antiparallèle. Il peut donc provoquer le blocage de K1 si la condition suivant est remplie (amplitude de l'oscillation de courant $> I_s$):

$$I_s \leq V_e \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Dans ce cas, ce régime dure jusqu'à l'instant t_2 d'annulation du courant. A la fin de cette étape, la tension aux bornes de K2 est toujours positive, empêchant la conduction de K2.

3^{ème} phase

Les deux interrupteurs K1 et K2 étant bloqués, le courant I_s circule à travers C et provoque la décroissance de sa tension V_c .

$$I_C = -I_s = C \frac{dV_c}{dt}$$

Lors du passage par 0 à l'instant t_3 , K2 peut recommencer à conduire, on est revenu à la phase initiale d'étude.

Ces phases de fonctionnement sont présentées à la figure 4

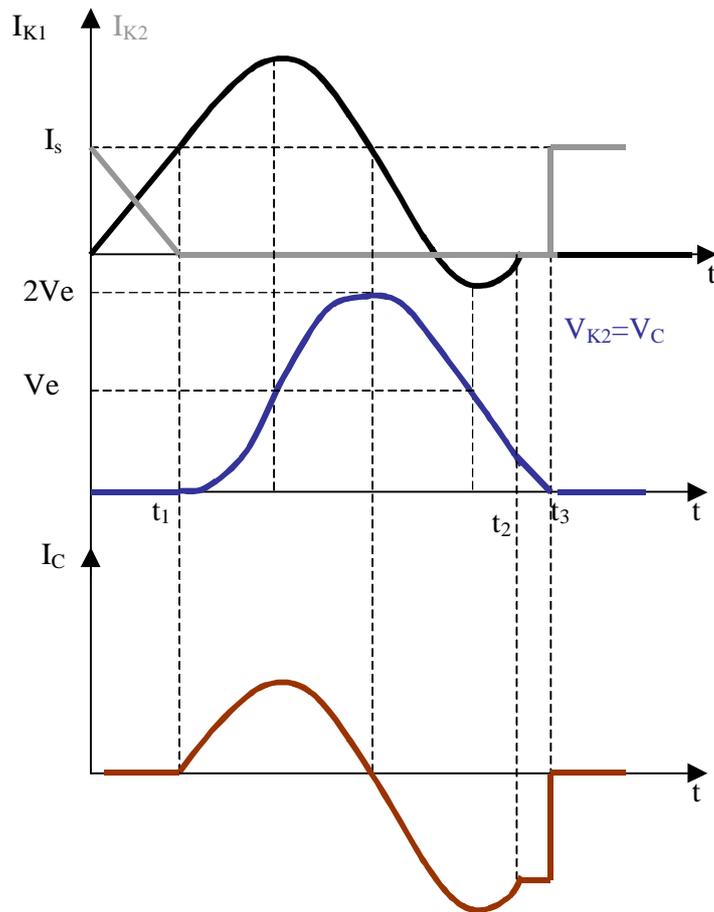


figure 4 : courbes de fonctionnement de la structure à commande d'amorçage bidirectionnelle en courant

On notera que K1 est bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Son amorçage est commandé, par contre son blocage est naturel, le cycle de fonctionnement décrit sur la caractéristique de l'interrupteur est représenté à la figure 5.

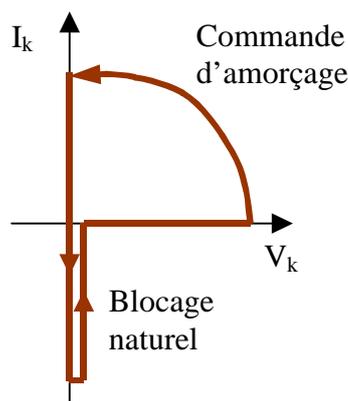


figure 5 :caractéristique dynamique de K1 (diode +interrupteur commandé)

Différents semi-conducteurs permettent d'obtenir cette caractéristique. Pour un fonctionnement à fréquence élevée, l'interrupteur commandé est un IGBT ou un MOSFET. La commande d'amorçage est réalisée classiquement, par contre la commande de blocage n'étant pas naturelle avec ces composants, il faudra la réaliser durant la phase de conduction de la diode anti-parallèle : il suffit de détecter sa mise en conduction et agir adéquatement sur la commande.

Caractéristique $V_s = \langle V_C \rangle = f(I_s)$

La caractéristique de sortie (V_s , I_s) est obtenue en calculant la valeur moyenne de V_C sur tout le cycle de fonctionnement. Après détermination des expressions des instants t_1 , t_2 et t_3 , on obtient l'expression suivante :

$$Y = \frac{V_s}{V_e} = \frac{F}{2\pi \cdot F_0} \left[2\pi - a \sin(x) + \frac{x}{2} + \frac{1}{x} \cdot (1 - \sqrt{1-x^2}) \right] \approx \frac{F}{F_0} \quad x = \frac{I_s}{V_e} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \leq 1$$

Cette fonction peut être approximée par le rapport F/F_0 , le terme entre crochets étant très proche de 2π . On obtient donc un réseau de droites horizontales paramétrées par F , d'où le fait que ce type de structure est dit à **fréquence variable** par opposition aux structures commandées à fréquence fixe et rapport cyclique variable.

Il faut enfin noter que la fréquence F est limitée par le temps de réinitialisation $t_1+t_2+t_3$, d'où :

$$F_{max} = 1 / (t_1 + t_2 + t_3)$$

Les conséquences intéressantes du fonctionnement de cette structure sont les suivantes :

- pas de pertes en commutation dans l'interrupteur commandé K1 (blocage à tension nulle),
- blocage de la diode K2 avec un dI/dt contrôlé, la tension à ses bornes est ensuite à variation lente, ceci conduit à de très faibles pertes par recouvrement,
- blocage de la diode de K1 avec un dI/dt faible, les pertes par recouvrement sont réduites.

Les contraintes qui résultent de ce fonctionnement sont les suivantes :

- doublement de la contrainte en courant de l'interrupteur K1
- doublement de la contrainte en tension sur l'interrupteur K2
- la variation de V_s est réalisée à fréquence variable, ce qui n'est pas favorable pour les filtres de lissage en sortie ou pour les filtres CEM en entrée.

Ce fonctionnement des interrupteurs autorise donc une fréquence de commutation élevée.

LA CELLULE DE COMMUTATION EN MODE ZCS ET ZVS

Les structures ZVS et ZCS sont obtenues par dualité, comme présenté à la figure ci-dessous. Partant de la structure en mode ZCS étudiée précédemment, l'application des règles de dualité associe un nœud à chaque maille du schéma d'origine, plus un pour la maille extérieure. La nature des branches duales (tracé en gris) entre deux nœuds correspondent par dualité aux branches initiales: à une inductance correspond un condensateur, à un interrupteur bidirectionnel en courant à commande d'amorçage correspond un interrupteur bidirectionnel en tension à commande de blocage, à une source de tension correspond une source de courant. On retrouve ainsi quasiment la structure de la figure 2b (permutation de la position des branches contenant l'interrupteur principal).

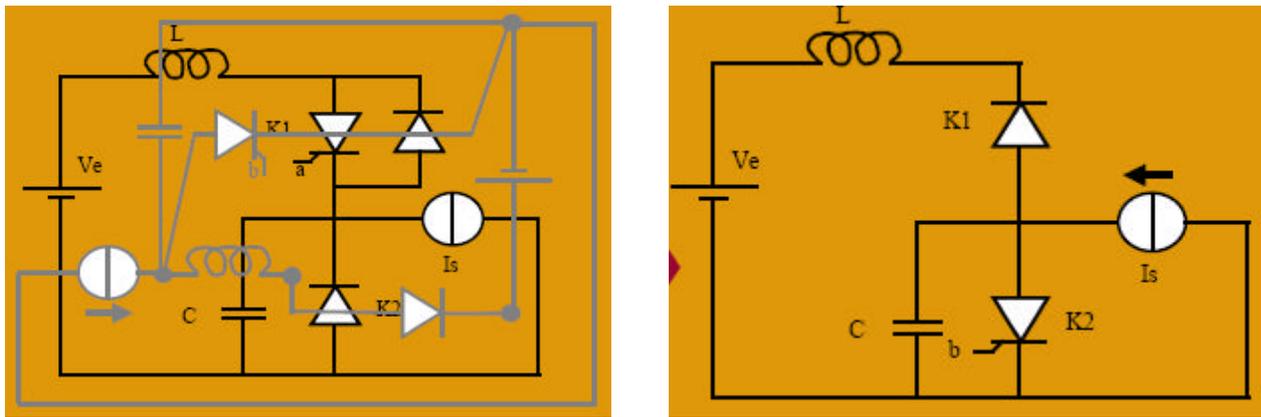


figure 6 : construction de la structure ZVS (droite) par dualité à partir de la structure ZCS

La notion d'interrupteur à commande de blocage doit être précisée. Partant de la caractéristique de l'interrupteur à commande d'amorçage, on obtient sa caractéristique dynamique par dualité à partir de la caractéristique de l'interrupteur à commande d'amorçage, comme représenté à la figure 7.

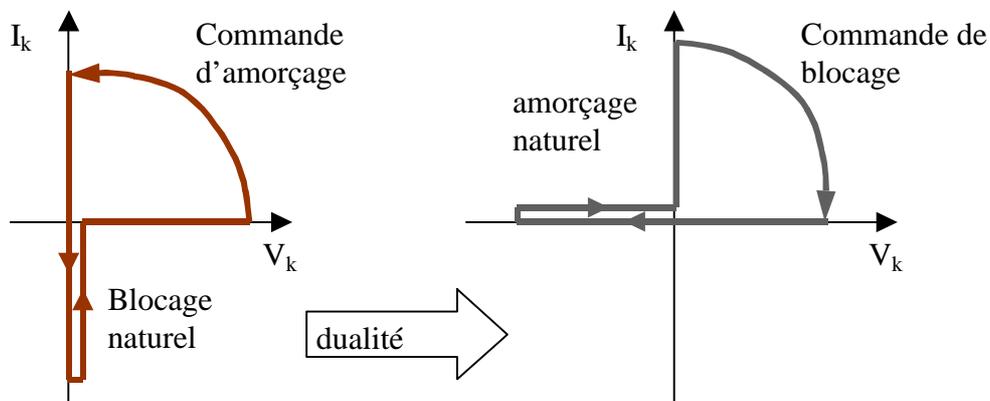


figure 7 : caractéristique de l'interrupteur à commande de blocage obtenue par dualité

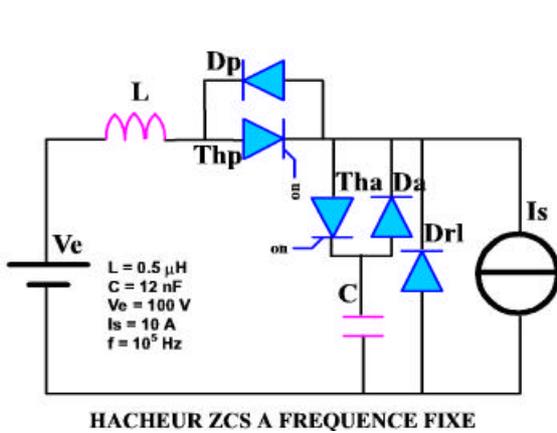
On note donc que l'interrupteur devient bidirectionnel en tension, unidirectionnel en courant et que son amorçage est naturel. Aucun composant semi-conducteur ne possède naturellement cette caractéristique, on utilise donc une association de composants (IGBT, MOSFET+diode) ainsi qu'une commande adaptée qui autorise la mise en conduction naturelle lorsque la tension aux bornes de l'interrupteur est annulée.

DE LA CELLULE DE COMMUTATION EN MODE ZCS AU BRAS D'ONDULEUR

Les inconvénients de la structure de base de la figure 3 résident dans les surcontraintes électriques des interrupteurs et le fonctionnement à fréquence variable. On va voir qu'il est possible de contourner ces inconvénients en gardant les mêmes principes de fonctionnement mais en ajoutant un interrupteur auxiliaire qui autorisera le fonctionnement à fréquence fixe et par conséquent un contrôle à rapport cyclique variable. La démarche adoptée consiste à progressivement complexifier la structure pour réduire les inconvénients évoqués.

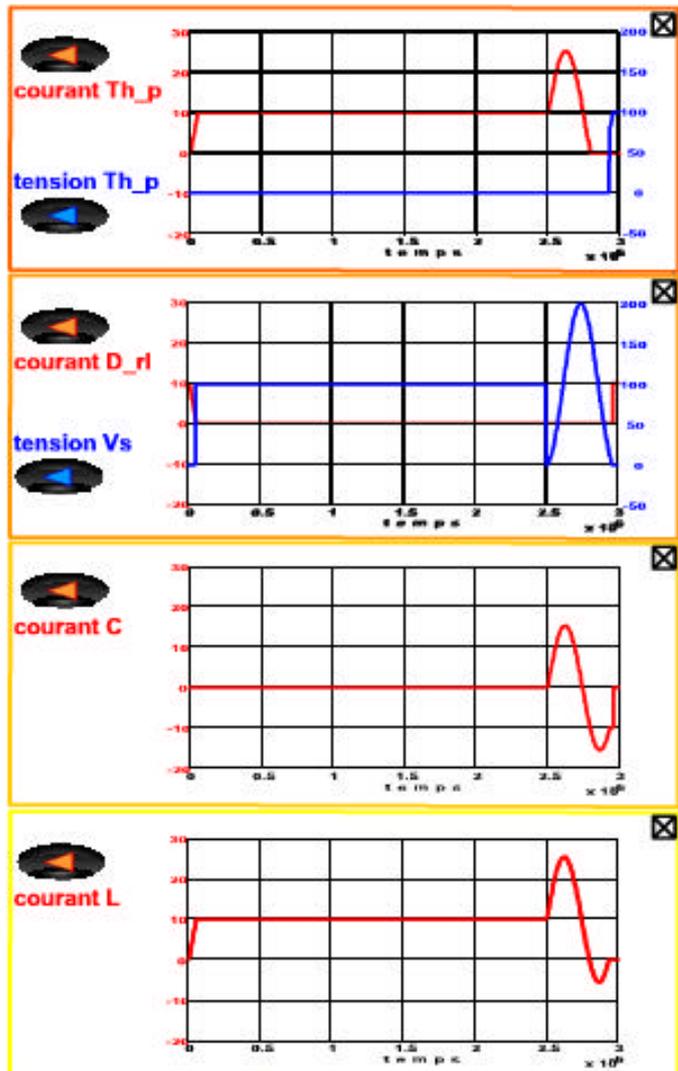
Hacheur ZCS à interrupteur résonant à fréquence fixe

La [première structure](#) étudiée permet d'obtenir un fonctionnement à fréquence fixe, cependant les surcontraintes statiques des interrupteurs ne sont pas supprimées.



Le principe consiste à introduire un interrupteur auxiliaire bidirectionnel en courant qui déclenche la phase résonante assurant le blocage de l'interrupteur. Cet instant peut donc imposé indépendamment du cycle de réinitialisation du circuit LC. Le fonctionnement à fréquence fixe devient possible, l'instant d'amorçage de l'auxiliaire (amorcé à 25 μ s sur les figures) détermine le rapport cyclique.

La dynamique de variation du rapport cyclique est toutefois limitée par le temps nécessaire pour assurer le blocage de Th_p+D_p ainsi que l'annulation de la tension V_C . Les courbes ci-contre illustrent le fonctionnement typique de cette structure, on retrouve à l'instant d'amorçage de Th_a le cycle précédemment étudié. Les pertes en commutation dans cet auxiliaire sont nulles, Th_a est assisté par L et D_a se bloque sous tension nulle.

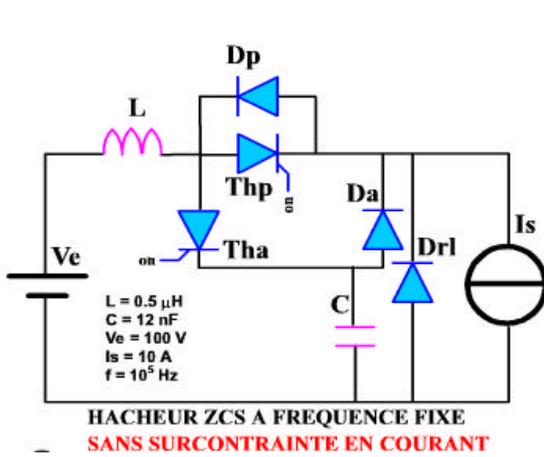


Formes d'onde caractéristiques

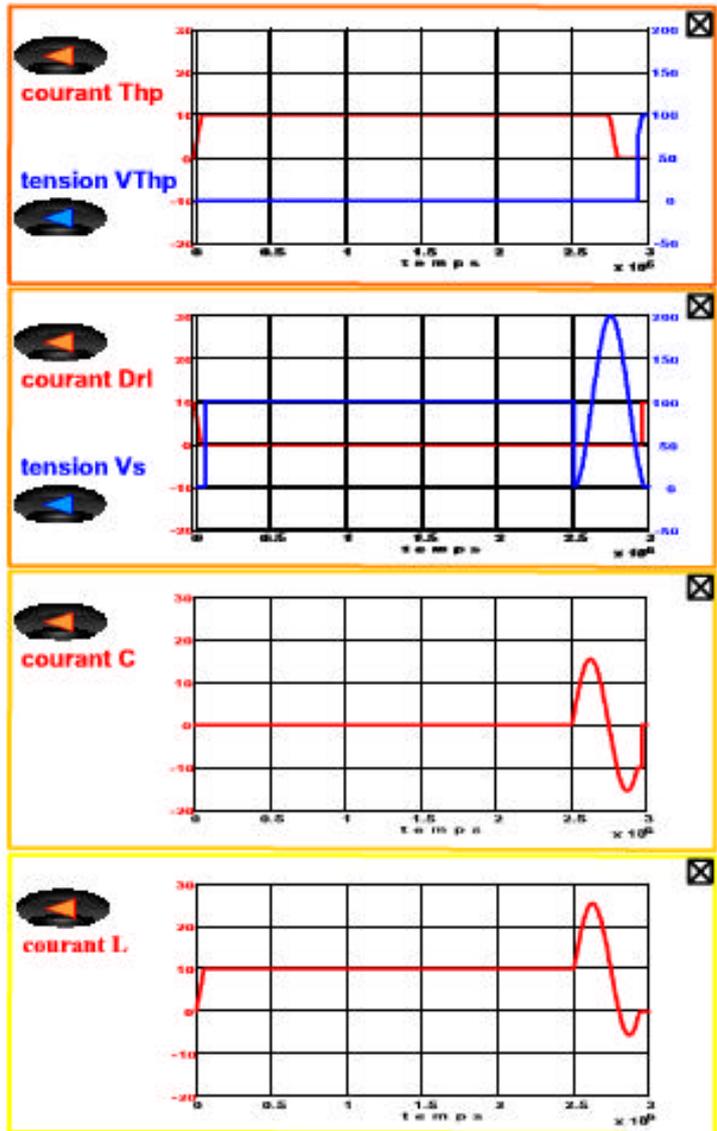
On peut effectivement constater sur les courbes que l'inconvénient de la structure de départ est conservé : doublement de la tension appliquée à la diode DRL et doublement de la contrainte en courant maximale dans l'interrupteur principal et que le fonctionnement obtenu est à fréquence fixe et rapport cyclique variable.

Hacheur ZCS, réduction de la contrainte en courant sur l'interrupteur principal

La [seconde structure](#) découle de la précédente, elle permet de réduire la surintensité dans Th_p comme exposé ci-dessous.

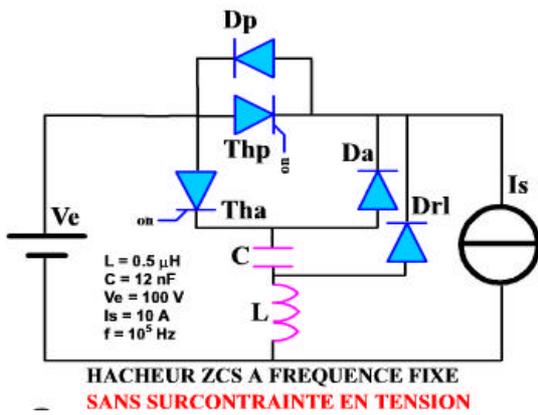


Le principe consiste à dériver l'oscillation d'extinction de courant durant la phase où il est positif en dehors de l'interrupteur principal. Ceci est possible en déplaçant Th_a en amont de Th_p . Par contre le doublement de tension sur D_{rl} subsiste. Les courbes caractéristiques du fonctionnement montrent l'amélioration apportée par cette structure, le doublement de la tension V_s subsiste.

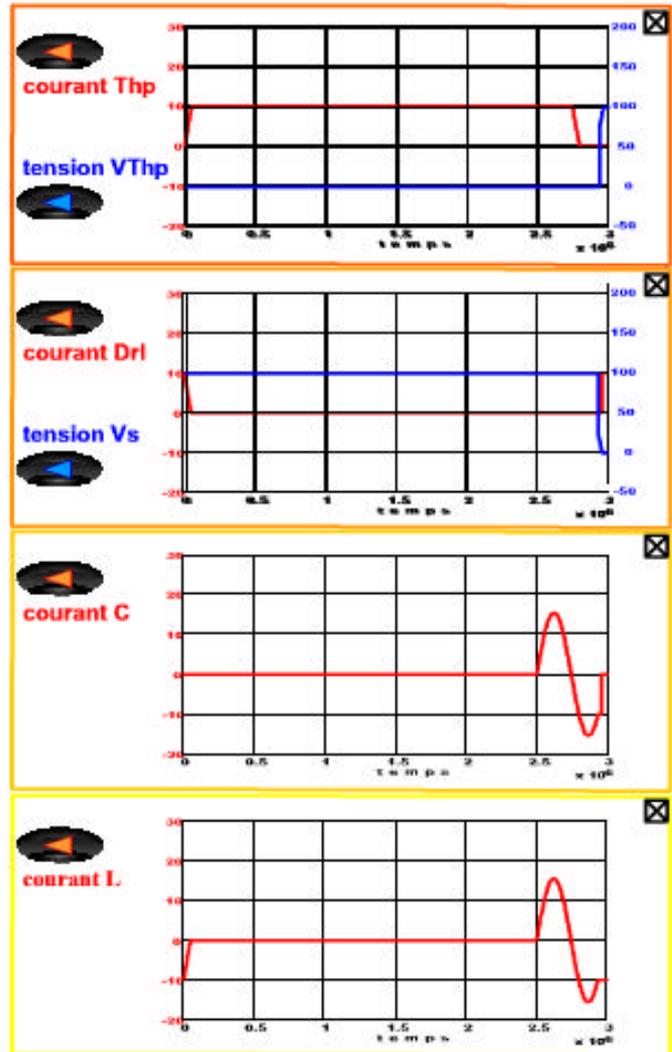


Hacheur ZCS, réduction de la contrainte en courant sur l'interrupteur principal et en tension sur la tension de sortie

Il est possible de modifier encore cette structure pour éliminer le doublement de la tension de sortie, ce qui est favorable vis-à-vis de la charge de sortie, mais on va constater qu'il subsiste un doublement de tension sur une diode. Cette [troisième structure](#) est la plus aboutie, on évite les surcontraintes en conservant le même nombre d'interrupteurs.



Le doublement de la tension de sortie est dû à la chute de tension inductive dans L qui s'ajoute à la tension V_e durant la phase de blocage de Th_p . En déplaçant L dans le circuit auxiliaire, on assure de la même façon le blocage de Th_p durant l'alternance négative du courant I_c . La contrainte en tension reste cependant inchangée pour la diode de roue libre D_{rl} qui voit toujours un doublement de la tension bloquante appliquée. A noter que lorsque la tension V_C s'annule, les diodes D_a et D_{rl} sont virtuellement en parallèles et susceptibles de conduire, la répartition du courant entre elles dépend essentiellement de la connectique de ces composants (l'inductance parasite de câblage détermine cette distribution)



Bras d'onduleur en mode ZCS

La réalisation d'un bras d'onduleur en mode ZCS découle de ce qui vient d'être présenté, il suffit d'associer deux structures, chacune dédiée à un sens de courant, pour réaliser une structure totalement bidirectionnelle en courant. La figure 8 présente cette structure, on notera la nécessité des deux auxiliaires dédiés à chaque sens du courant I_s . La commande de ces auxiliaires doit donc être asservie au signe de I_s .

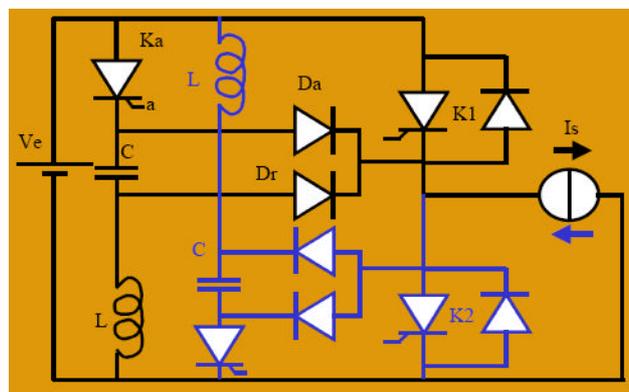


figure 8 : bras d'onduleur en mode ZCS

Exemple

Cette structure a fait l'objet de développements en laboratoire, l'objectifs consiste à atteindre une puissance apparente de 100kVA à 25kHz, avec $V_e=500V$ et $I_s=150A$. Les formes d'onde caractéristiques sont représentées ci-dessous. On peut noter à la figure 9 des oscillations aux bornes de la diode K2 (voir figure 8) lors du blocage des diodes antiparallèle des auxiliaires dues à l'interaction entre les capacités des diodes bloquées et les inductances de connexion des composants, l'utilisation d'un écrêteur permet de réduire ce problème.

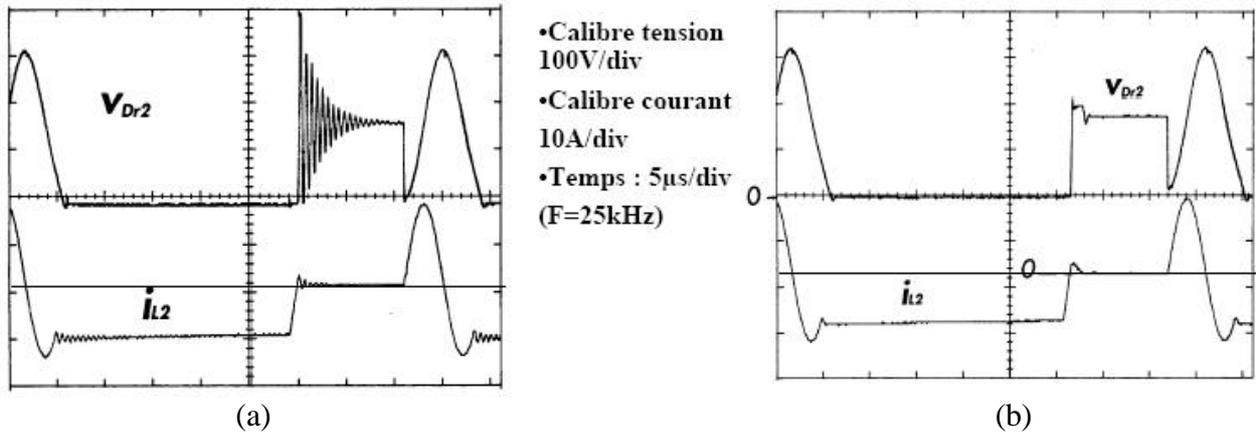


figure 9 : formes d'ondes caractéristiques (a), amortissement des oscillations par un écrêteur (b)

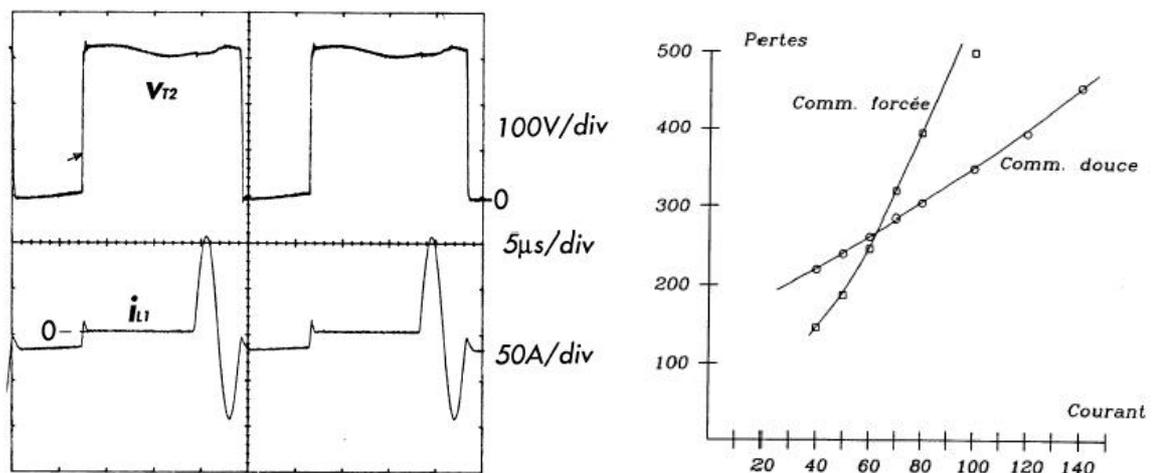


figure 10 : point de fonctionnement quasi-optimal $V_e=300V$, $I_s=120A$, $F=40kHz$

Les courbes de rendement de la figure 10 comparent le fonctionnement de la structure selon qu'on l'utilise en commutation forcée (les auxiliaires ne sont pas utilisés et la structure est commandée classiquement) ou en mode ZCS. On constate l'intérêt du mode ZCS au delà d'un courant de 60A. En deçà, les pertes dans les auxiliaires et les pertes en conduction dans les interrupteurs principaux dues à la phase d'oscillation pénalisent le montage.

Ainsi, la stratégie de commande pour maximiser le rendement consiste à utiliser un mode mixte : commutation forcé jusqu'au point limite (60A) puis passage en commutation douce au-delà.

DE LA CELLULE DE COMMUTATION EN MODE ZVS AU BRAS D'ONDULEUR

On a vu la possibilité d'assistance de l'interrupteur de l'interrupteur principal par un condensateur lors de la commande de blocage (voir figure 2) ou par dualité (voir figure 6). Partant de la structure adaptée à $I_s < 0$, on obtient la structure correspondant à $I_s > 0$ comme suggéré par l'évolution de structures présentées à la figure 11.

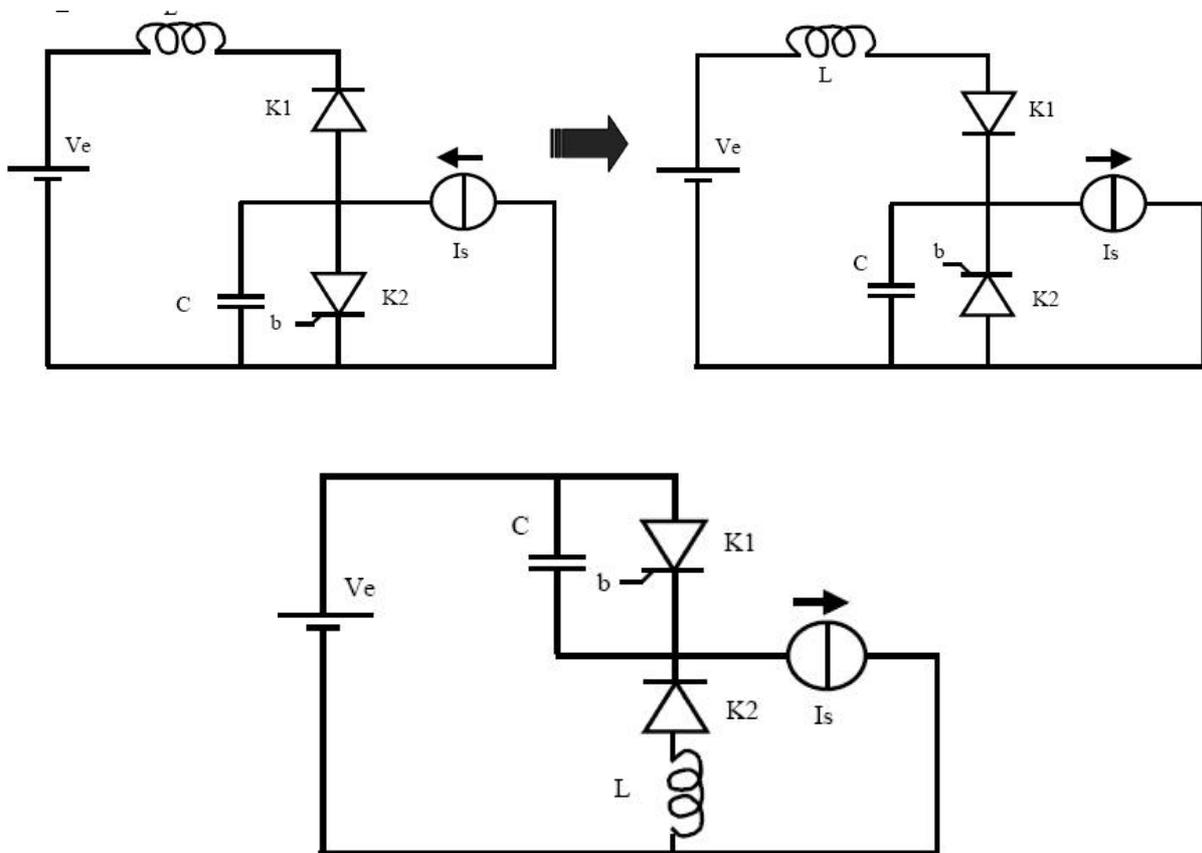
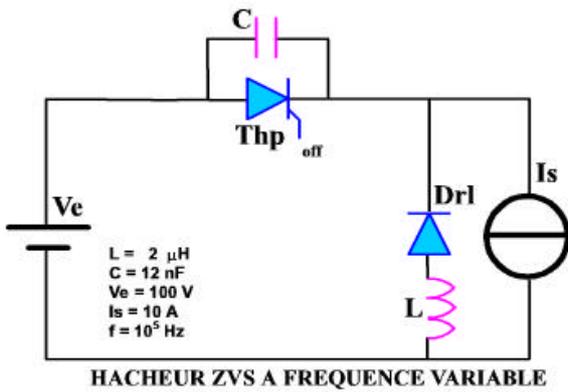


figure 11 : évolution de structures ZVS selon le signe de I_s

Hacheur ZVS à fréquence variable

La [structure de base](#) étudiée est représentée ci-dessous.



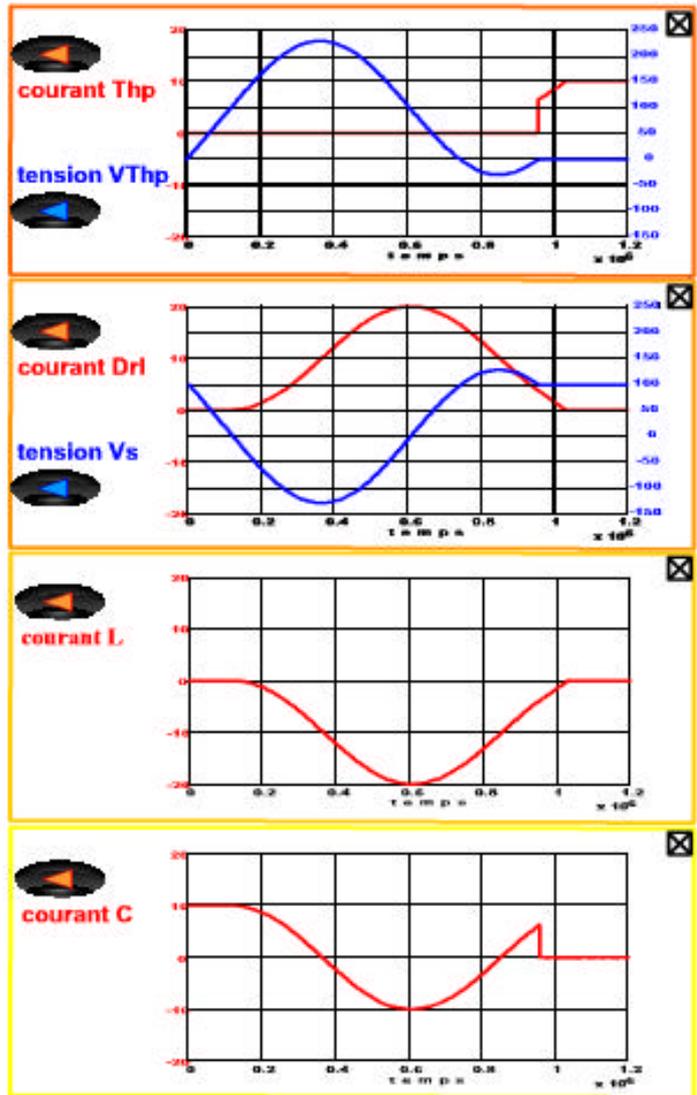
Les formes d'ondes caractéristiques montrent un comportement dual par rapport aux courbes de la figure 4 qui concernent la structure ZCS. On notera que l'interrupteur principal est bidirectionnel en tension et unidirectionnel en courant. On remarque aussi que l'amplitude de l'oscillation de tension est déterminée par I_s :

$$V_s = V_e + I_s \sqrt{\frac{L}{C}} \sin(\omega_o t)$$

La commutation est donc assurée si la condition suivante est remplie :

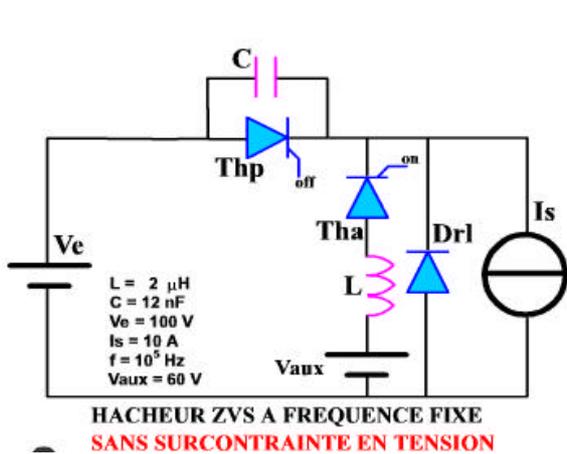
$$I_s \sqrt{\frac{L}{C}} \geq V_e$$

Ainsi, ce fonctionnement présente un inconvénient important : il conditionne la phase de réamorçage de Th_p à la valeur du courant I_s par essence variable (voire nulle). Ceci constitue donc une différence importante de fonctionnement par rapport au mode ZCS pour lequel le régime oscillatoire est dépendant de la tension d'entrée V_e .



Hacheur ZVS à fréquence fixe

Le fonctionnement précédemment mis en évidence interdit donc de prendre la structure duale du hacheur ZCS à fréquence fixe pour réaliser une structure à fréquence fixe. La phase de mise en conduction de l'interrupteur principale sera assurée par un auxiliaire fonctionnant en mode ZCS. La nouvelle [structure de base](#) est représentée ci-dessous.



A la phase initiale, Th_p est bloqué (résultat de la commande au blocage) et D_{rl} est passante. L'amorçage (instant 2,5ms sur les courbes) de l'interrupteur auxiliaire Th_a provoque la décroissance du courant dans D_{rl} jusqu'à son blocage. A cet instant, le potentiel du condensateur est libre d'évoluer, un régime oscillant s'amorce entre L et C qui fait décroître et s'inverser la tension aux bornes de Th_p . Lors du passage de V_{Th_p} par 0, celui-ci s'amorce naturellement, ce qui provoque la décroissance linéaire du courant dans Th_a puis son blocage, le cycle de mise en conduction de l'interrupteur principal est terminé.

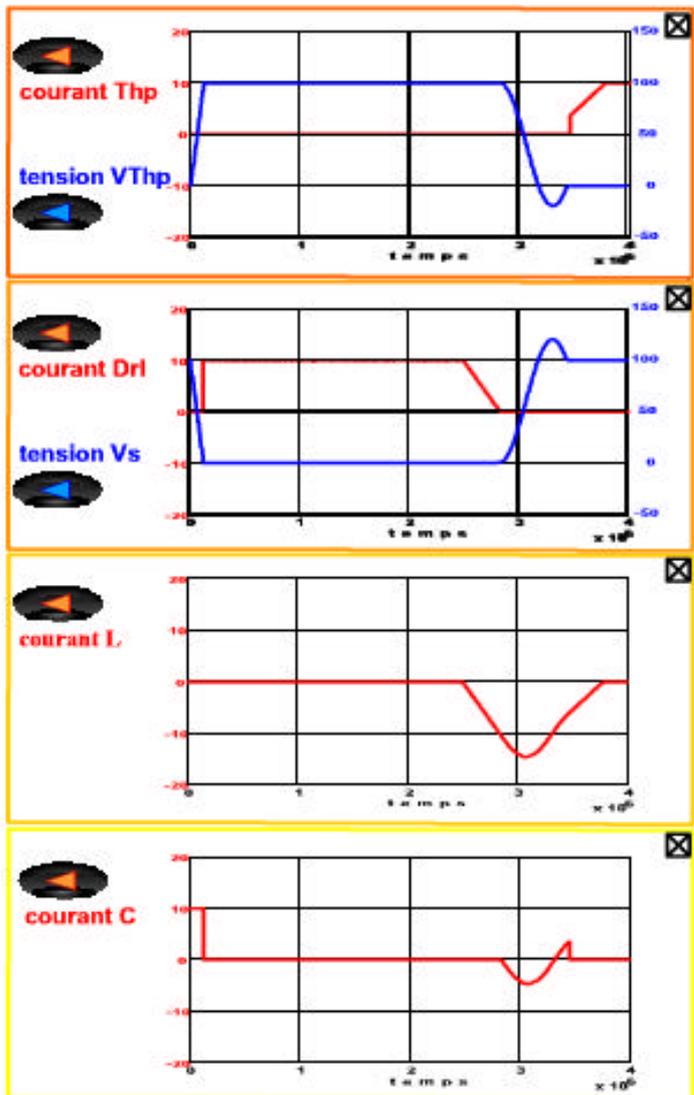
La tension maximale V_s qui apparaît aux bornes de D_{rl} est :

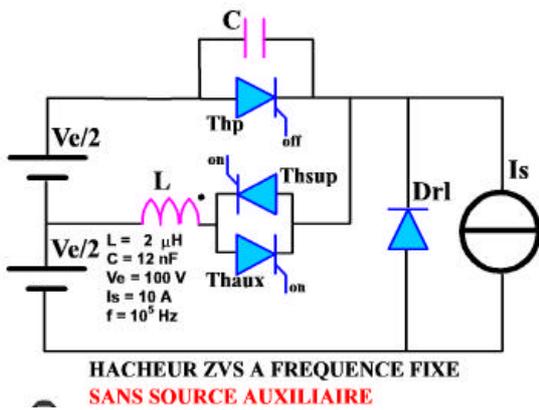
$$V_{S_{max}} = V_{aux} (1 - \cos(\omega_o t)), \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Les deux principales limitations de cette structure résident d'une part dans le fait que la tension auxiliaire détermine l'amplitude de l'oscillation qui conditionne de remise en conduction de Th_p et d'autre part la croissance de la tension V_{Th_p} est dépendante de I_s , ce qui conditionne la durée de cette phase à l'amplitude de ce courant, ce dernier point est particulièrement limitatif, I_s étant variable.

Hacheur ZVS avec extinction par auxiliaire en mode ZCS

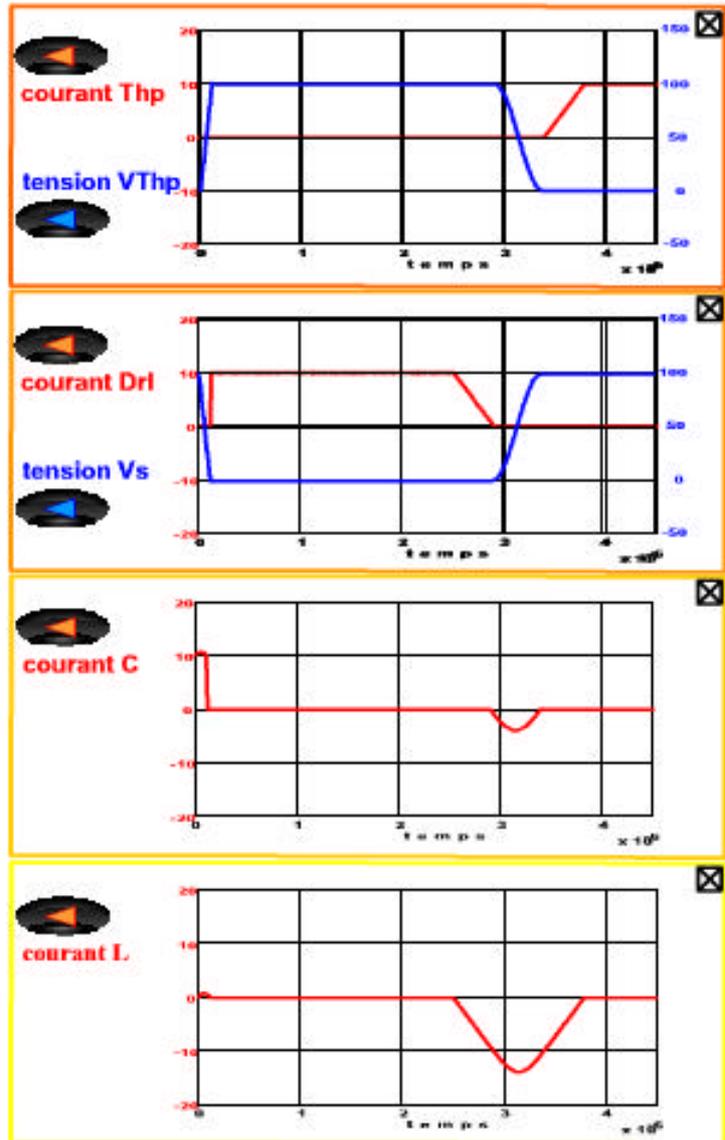
Pour remédier aux deux points précédemment évoqués, une [évolution de la structure](#) précédente met en œuvre un interrupteur bidirectionnel en courant, comme représenté ci-dessous. On notera que la tension auxiliaire est constituée par la demi-tension d'alimentation (obtenue en pratique par un point milieu capacitif).





Dans la structure précédente, la croissance de la tension V_{Thp} lors de son blocage était conditionnée par I_s . Dans cette structure, lors du blocage de Th_p , on amorce simultanément Th_{sup} . Il s'ensuit un régime oscillant mettant en jeu $Ve/2$, L et C . la remontée du potentiel de Th_p n'est donc plus conditionnée par I_s , sa durée est donc déterminée. Le fonctionnement à vide est possible.

La phase de remise en conduction de Th_p est analogue à la structure précédente, la tension auxiliaire valant $Ve/2$. On retrouve donc des formes d'ondes similaires. L'intérêt d'utiliser la demi-tension Ve permet d'éviter toutes surcontraintes en tension sur la tension V_s comme le montre la courbe ci-contre.



Bras d'onduleur en mode ZVS : la structure ARCP (Auxiliary Resonant commutated pole)

La dernière structure proposée peut être adaptée à la réalisation d'un bras d'onduleur bidirectionnel en courant, il suffit que K_1 et K_2 soient bidirectionnels, comme représenté à la figure 12. L'intérêt réside dans l'auxiliaire qui, étant bidirectionnel en courant, est commun aux deux interrupteurs. La structure est donc notoirement plus simple qu'en mode ZCS. Cette remarque peut même être étendue au cas d'un onduleur triphasé requérant trois cellules de commutation. Un seul auxiliaire associé à trois inductances peut suffire pour assurer la réinitialisation de tous les interrupteurs de la structure. Enfin, cette structure peut fonctionner avec un courant de sortie I_s nul.

Globalement les structures qui fonctionnent en mode ZVS sont plus intéressantes que celles qui fonctionnent en mode ZCS par le fait que les pertes par recouvrement des diodes n'existent plus, les diodes se bloquent à tension nulle et le blocage de l'interrupteur principal est assisté par la capacité parallèle. Les pertes qui subsistent sont donc essentiellement des pertes par conduction et des pertes dans les composants des auxiliaires notamment dans l'inductance L qui est assez fortement sollicitée par des courants de forte amplitude et à haute fréquence.

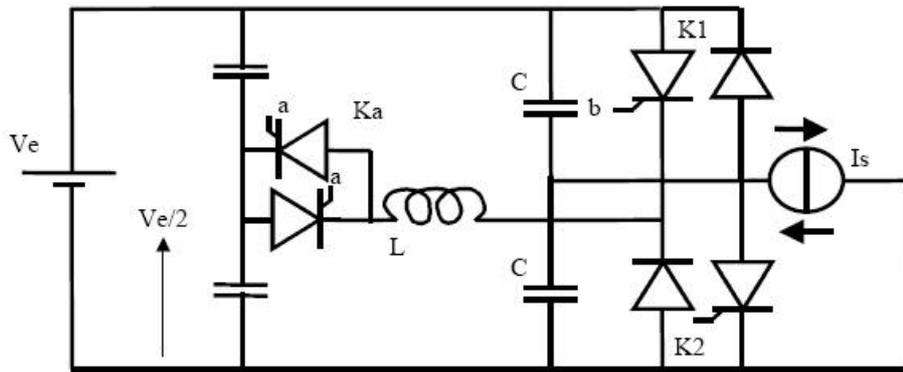


figure 12 : structure ARCP, bras d'onduleur complet en mode ZVS

CONCLUSION

Les modes ZVS et ZCS permettent une forte réduction des pertes en commutation mais introduisent des sur-contraintes dans les interrupteurs qui peuvent être cependant limitées comme l'évolution des structures ZCS à même nombre d'interrupteur nous l'a montré.

- Le fonctionnement à fréquence fixe nécessite obligatoirement des auxiliaires parfois complexes et présentant des défauts (pertes supplémentaires dans les semi-conducteurs ou les composants passifs, oscillations).
- Les pertes sont généralement reportées dans les semi-conducteurs auxiliaires et surtout dans les composants réactifs, l'inductance de résonance est de ce point de vue un composant critique.
- Globalement ces structures permettent un accroissement de la fréquence de fonctionnement au prix d'une plus grande complexité de commande (auxiliaires), elles permettent globalement un accroissement du facteur de mérite du convertisseur : $F_{dec.P}$