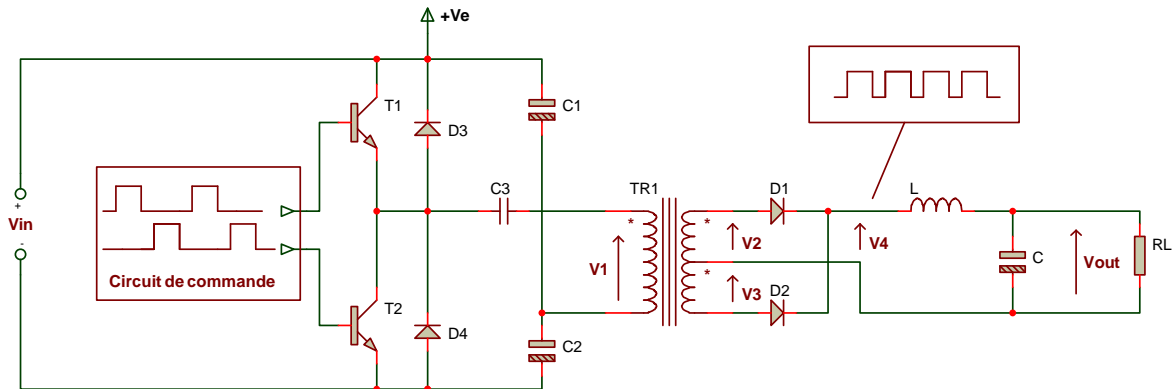


# CONVERTISSEUR EN DEMI PONT (HALF BRIDGE)

Cette topologie de convertisseur est l'une des plus classiques. Elle équipe notamment la plupart des alimentations de PC.

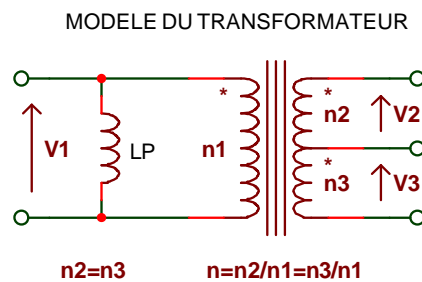
## SCHEMA DE PRINCIPE



## HYPOTHESES

Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

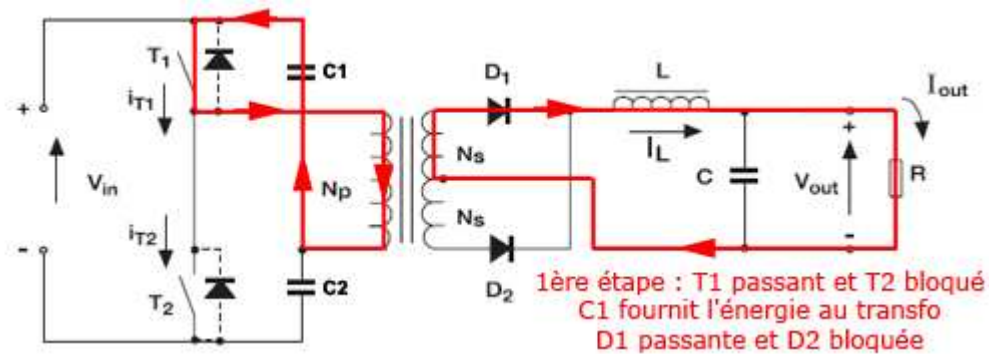
- Tous les composants sont parfaits (sans pertes)
- Le régime est supposé établi
- La capacité du condensateur de sortie C sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période
- La tension continue d'entrée  $V_{in}$  se répartit équitablement entre les deux condensateurs C1 et C2 connectés en série
- On négligera l'influence du condensateur C3 connecté en série avec le primaire du transformateur (dont le rôle est d'éliminer une éventuelle composante continue due à un déséquilibre du montage)
- On utilisera le modèle du transformateur suivant :



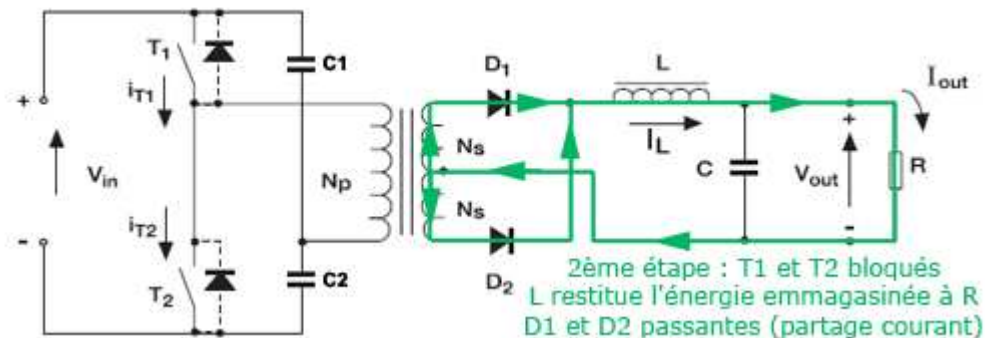
## FONCTIONNEMENT

Les transistors T1 et T2 fonctionnent comme des interrupteurs. Ils sont alternativement rendus conducteurs à la fréquence F avec un rapport cyclique  $\alpha$  (strictement  $< 0,5$ ).

Lorsque l'interrupteur T1 est fermé, le primaire du transformateur voit une tension  $V_1 = V_{in}/2$ . Il apparaît aux bornes de chaque secondaire une tension égale à  $nV_1$  ( $n$  étant le rapport de transformation du transformateur). La tension  $V_2$  provoque la conduction de la diode D1 alors que la diode D2 est bloquée par la tension  $V_2 + V_3$ .

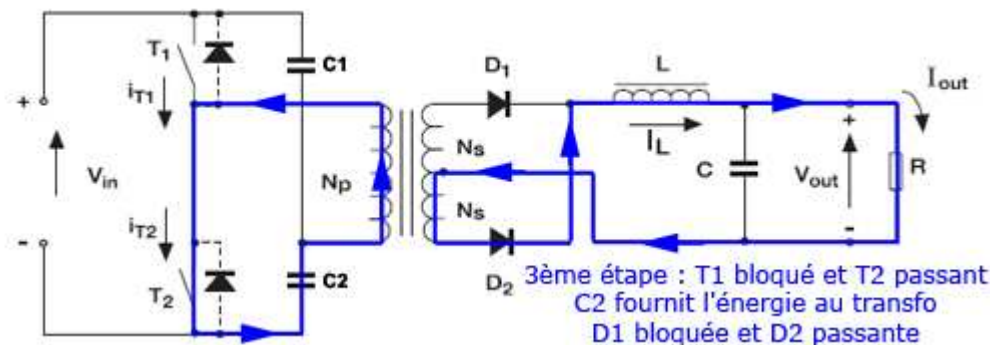


Durant la phase pendant laquelle T1 et T2 sont ouverts, le circuit secondaire fonctionne en roue libre et le courant circulant dans l'inductance traverse les diodes D1 et D2 qui conduisent simultanément.



Le transistor T2 est ensuite rendu conducteur.

Le primaire du transformateur voit alors une tension  $V_1 = -V_{in}/2$ . La diode D2 est alors conductrice alors que la diode D1 est bloquée.



Lors des phases de conduction des interrupteurs T1 et T2, le primaire du transformateur est parcouru par un courant magnétisant  $I_{mag}$ . Durant la phase où les deux interrupteurs sont ouverts, le courant magnétisant circule à travers les diodes D3 et D4.

Si le montage est parfaitement symétrique et équilibré, la valeur moyenne du courant magnétisant est nulle. Dans la pratique, ceci n'est jamais tout à fait le cas, notamment lors des régimes transitoires. On place alors un condensateur C3 en série avec le primaire du transformateur de manière à éviter une saturation accidentelle du noyau magnétique.

## CONDUCTION CONTINUE DU CIRCUIT SECONDAIRE

En observant la tension  $V_4$  au point de jonction des cathodes des diodes D1 et D2, et le circuit de sortie, on constate que le comportement de celui-ci est identique à celui d'un hacheur abaisseur qui fonctionnerait avec une tension d'entrée  $V_4 = n V_{in} / 2$  et un rapport cyclique double de celui des interrupteurs T1 et T2. (Le temps de conduction est identique à celui des interrupteurs primaires, mais la fréquence est doublée). Les diodes D1 et D2 servent de diode de roue libre et se partagent le courant circulant dans l'inductance.

Si le circuit de sortie fonctionne en conduction continue, on en déduit immédiatement l'équation de la tension de sortie :

$$V_{out} = 2 \alpha V_4 = n \alpha V_{in}$$

Tout ce qui a été indiqué précédemment pour le convertisseur abaisseur s'applique donc ici, notamment pour le dimensionnement des composants.

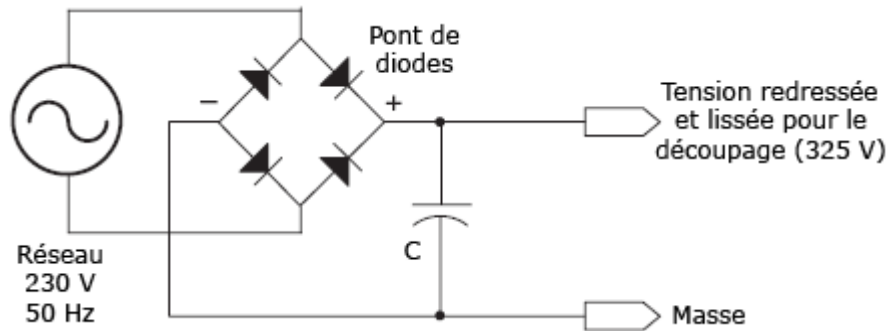
## LIMITE DE CONDUCTION CONTINUE

Nous avons vu dans l'étude du convertisseur abaisseur que le courant circulant dans l'inductance est un courant ondulé d'ondulation crête à crête  $\Delta I$ , dont la valeur moyenne est égale au courant de sortie  $I_{out}$ . Si l'on diminue ce dernier, on atteint un point où le courant dans l'inductance devient discontinu (s'annule au cours de la période). Ceci se produit pour  $I_{out} < \Delta I / 2$ . Dans ce mode de fonctionnement, la tension de sortie n'est plus indépendante du courant de charge et la transmittance n'est plus linéaire. C'est la raison pour laquelle on s'arrange en général pour avoir toujours une consommation minimale du convertisseur (résistance de pré-charge, consommation du ventilateur,...)

## EXEMPLE : ALIMENTATION PC AT

Pour illustrer l'étude théorique simplifiée précédente, nous allons prendre l'exemple d'une alimentation de PC. On se bornera pour l'instant au cas d'une seule sortie.

L'alimentation est connectée au réseau 230V<sub>eff</sub> – 50 Hz. Un redresseur en pont avec filtrage par condensateur (C1 en série avec C2) fournit une tension continue voisine de 325V (le condensateur se charge à la tension crête).



Intéressons nous au cas de la sortie 12V – 8A.

Les données sont :

$$V_{in} = 325V$$

$$V_{out} = 12V$$

$$I_{out} = 8A$$

$$F = 30kHz$$

$$n = 0,19$$

On en déduit immédiatement la valeur du rapport cyclique  $\alpha$  et du temps de conduction  $t_{on}$  des transistors :

$$\alpha = V_{out}/nV_{in} = 12/(0,19 \cdot 325) = 0,19$$

$$\alpha = t_{on}/T = t_{on} \cdot F \quad t_{on} = \alpha / F = 0,19/30\,000 = 6,5 \mu s$$

### Calcul de l'inductance L

Le calcul de l'inductance nécessite de se fixer la valeur de l'ondulation du courant qui la traverse. Il est d'usage de prendre une ondulation de l'ordre de 10 à 20% du courant nominal. Une ondulation forte permet de réduire la valeur de l'inductance (donc le coût, moins de cuivre, moins de circuit magnétique) mais sollicite plus le condensateur de sortie.

En choisissant 10% du courant nominal, l'ondulation  $\Delta I$  vaut 0,8A. On en déduit la valeur de l'inductance :

$$L = t_{on} \cdot (V_{in}/2 \cdot n - V_{out}) / \Delta I = 153 \mu H$$

### Dimensionnement du condensateur de sortie

Le courant  $I_C$  traversant le condensateur C est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie  $I_s$  (loi des nœuds):  $I_C = I_L - I_s$

Sa valeur moyenne est nulle.

Soit  $\Delta Q$  la variation positive de charge du condensateur C.

On peut calculer géométriquement  $\Delta Q$  en remarquant que c'est l'aire d'un triangle dont la base vaut  $T/4$  et la hauteur  $\Delta I/2$ .

$$\text{on a} \quad \Delta Q = T \Delta I / 16 \quad \text{et} \quad \Delta Q = C \Delta V_C$$

On en déduit la valeur de la capacité C nécessaire pour obtenir une ondulation de la tension de sortie  $\Delta V_{out}$  ( $\Delta V_{out} = \Delta V_C$  si le condensateur est parfait)

$$C = T \Delta I / 16 \Delta V_{out}$$

On notera que l'ondulation de tension  $\Delta V_C$  résulte de l'intégration d'un courant de forme triangulaire et est donc constituée d'arcs de parabole.

$$V_s(t) = \frac{1}{C_s} \int I_c dt$$

Dans la réalité, les condensateurs ne sont pas parfaits et l'on doit tenir compte de leur résistance série équivalente, notée ESR, qui introduit une ondulation supplémentaire  $\Delta V_{ESR}$  en phase avec l'ondulation de courant  $\Delta I$ .

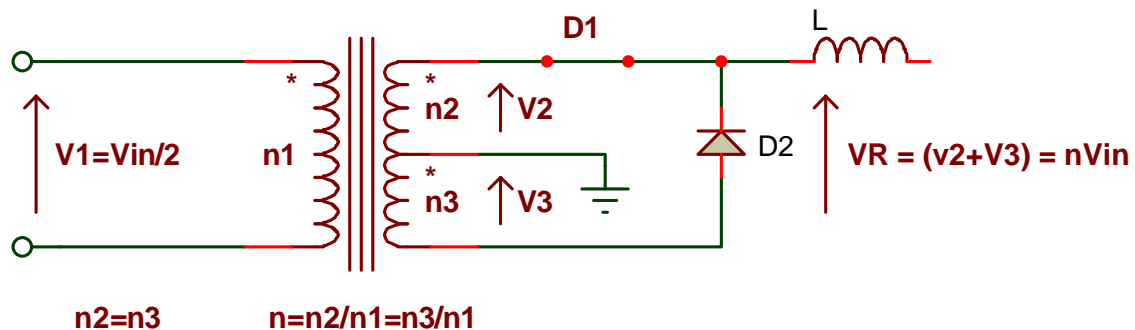
$$\Delta V_{ESR} = ESR \cdot \Delta I$$

Bien souvent, l'ondulation  $\Delta V_{ESR}$  est prépondérante et impose le choix du condensateur de sortie C.

Dans le cas de circuits fonctionnant avec une ondulation de courant importante (par exemple si l'inductance est faible), il faudra veiller à ce que le condensateur de sortie soit capable d'absorber le courant efficace le traversant sans échauffement excessif.

### Dimensionnement des diodes D1 et D2

Lorsque la diode D1 est conductrice, la diode D2 est bloquée. Elle voit alors à ses bornes une tension inverse  $V_R$  égale à la somme des tensions présentes aux secondaires du transformateur.



$$V_R = V_2 + V_3 = 2n V_{in} / 2 = n V_{in}$$

$$V_R = 0,19 \cdot 325 = 62V$$

On doit donc choisir des diodes capables de supporter une tension inverse supérieure à cette valeur.

Le circuit étant symétrique, chaque diode est traversée par un courant moyen égal à la moitié du courant de sortie.

$$I_{moy} = I_{out} / 2$$

$$I_{moy} = 4A$$

### Dimensionnement des interrupteurs T1 et T2

Les transistors T1 et T2 étant montés en série, lorsque l'un conduit, l'autre est soumis à l'intégralité de la tension d'alimentation :

$$V_{\max} = V_{\text{in}} \quad V_{\max} = 325\text{V}$$

Les interrupteurs doivent être dimensionnés pour le courant crête.

Le courant circulant dans les interrupteurs possède deux composantes (voir modèle du transformateur):

Le courant secondaire ramené au primaire dont la valeur crête est :  $I_p = n \cdot (I_{\text{out}} + \Delta I/2)$

Le courant magnétisant du transformateur qui dépend de la valeur de l'inductance primaire mais qui est en général faible devant le précédent.

Dans notre exemple, on a :  $I_p = 0,19 \cdot (8 + 0,4) + I_{\text{mag}} = 1,6\text{A} + I_{\text{mag}}$

On choisira un transistor de calibre 2A – 400V.

## REGULATION DE LA TENSION DE SORTIE

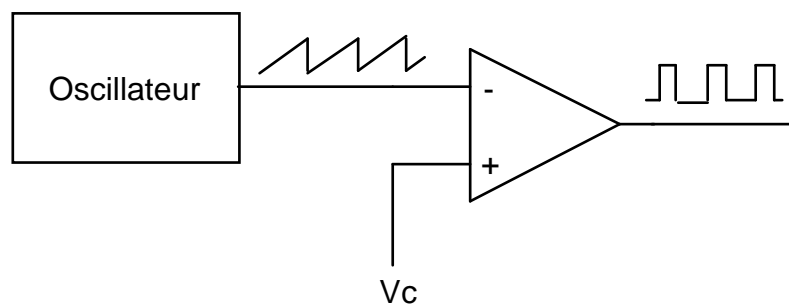
Nous avons vu que dans le cas d'un fonctionnement en conduction continue la tension de sortie s'écrit :

$$V_{\text{out}} = n \alpha V_{\text{in}} = n (\text{ton}/T) V_{\text{in}}$$

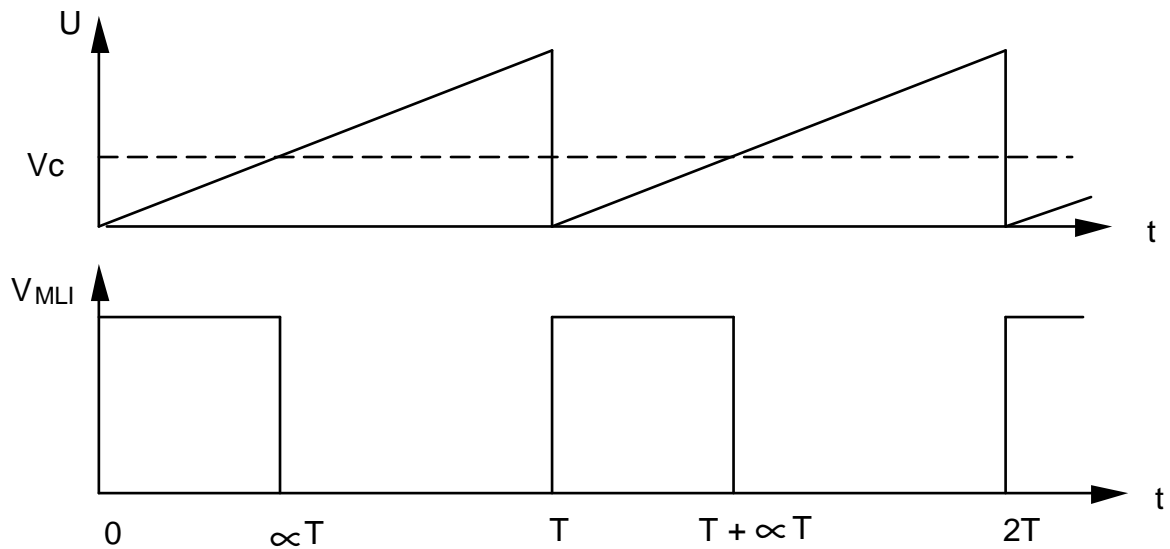
Où  $n$  est le rapport de transformation du transformateur,  $\text{ton}$  le temps de conduction des interrupteurs et  $T$  la période de découpage.

La stratégie de régulation la plus intéressante est donc la modulation de largeur d'impulsion à fréquence fixe (MLI). En agissant sur le temps de conduction  $\text{ton}$  des interrupteurs, la fréquence de découpage étant fixe, il est possible de maintenir la tension  $V_{\text{out}}$  constante quelque soit les variations de la tension d'entrée ou du courant de charge.

La tension de sortie  $V_{\text{out}}$  est comparée à une tension de référence stable. Le signal d'erreur ainsi élaboré est appliqué à un modulateur de largeur d'impulsion dont le principe est représenté ci après.



Un oscillateur fournit un signal en dent de scie, de période  $T$  fixe. Ce signal est comparé au signal de commande  $V_c$  du modulateur. On obtient en sortie un signal rectangulaire de période  $T$  fixe et dont la largeur  $\text{ton} = \alpha T$  est proportionnelle au signal de commande.



On obtient ainsi un système dont la transmittance est linéaire.

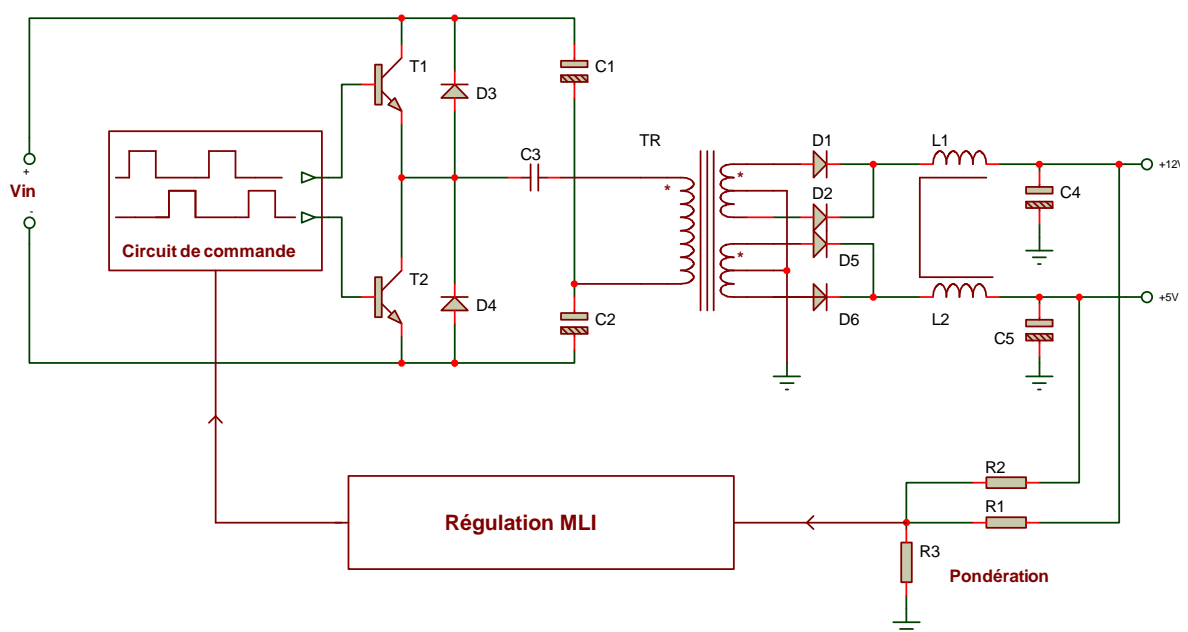
### CAS D'UNE ALIMENTATION A SORTIES MULTIPLES

Dans la majorité des applications, notamment dans le cas des alimentations de PC, on a besoin de plusieurs tensions. Par exemple une alimentation de PC ATX délivre les tensions suivantes : +12V +5V +3,3V -5V -12V

Les puissances demandées sur chaque sortie sont très différentes. Les sorties les plus sollicitées étant en général le +12V et le +5V.

Considérons le cas d'une alimentation à deux sorties +12V et +5V.

En utilisant le principe de régulation par MLI, il n'est pas possible de réguler les deux sorties en même temps. On fait souvent appel à un compromis en effectuant une moyenne pondérée des deux sorties.



Le défaut de cette méthode vient des déséquilibres de charges.

Par exemple si l'on augmente le courant débité par la sortie 12V, celle-ci va avoir tendance à baisser, ce qui va être compensé par la régulation qui allonge le temps de conduction des

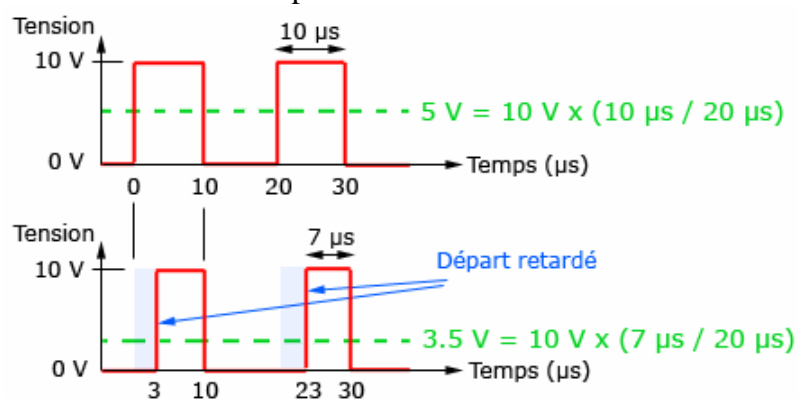
interrupteurs T1 et T2. La sortie V qui n'a subit aucune variation de charge verra de ce fait sa tension augmenter légèrement.

Une petite amélioration peut être apportée en couplant les deux inductances L1 et L2 qui sont bobinées sur le même noyau magnétique.

## POST REGULATION A AMPLIFICATEUR MAGNETIQUE

Pour pallier ce défaut de régulation il faudrait pouvoir contrôler séparément le rapport cyclique de chaque circuit de sortie. Ceci peut s'effectuer par un découpage de phase au secondaire. Il suffit de retarder la conduction des diodes de redressement secondaire comme le montre l'exemple ci après.

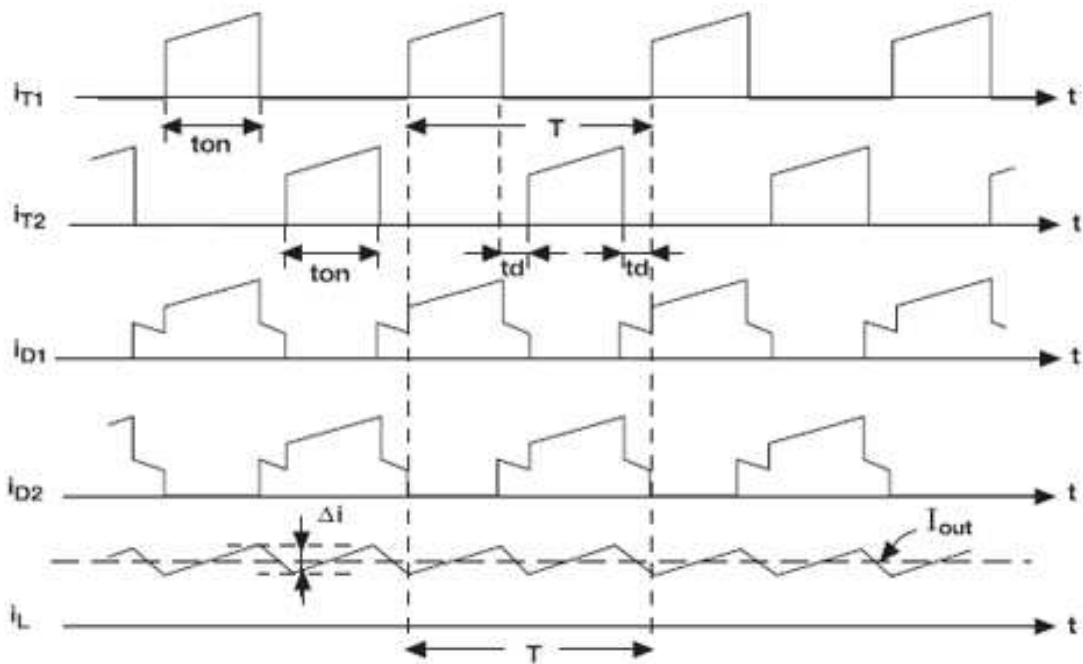
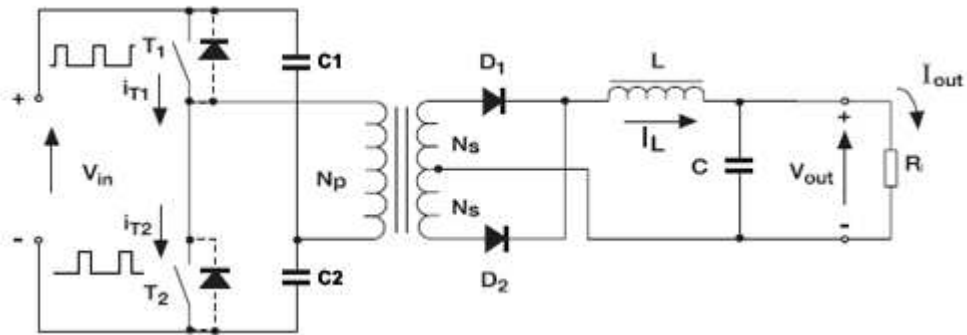
Dans les alimentations de PC ATX, le 3,3V et le 5V sont fabriqués à partir du même enroulement sur le transformateur. La conduction des diodes de redressement du 3,3V est retardée par une inductance saturable placée en amont



Rappelons qu'une inductance saturable est une inductance bobinée sur un noyau magnétique à forte perméabilité et présentant un cycle d'hystérésis quasi rectangulaire (entrée en saturation très brusque). En régime non saturé, l'inductance est forte et s'oppose donc au passage du courant, en régime saturé, l'inductance devient très faible et peut être considérée comme la résistance de son enroulement.



## Convertisseur en demi pont (Principales formes d'ondes)



### Bibliographie

Le transistor de puissance dans son environnement – Thomson-CSF – 1978  
Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance – J-P Ferrieux & F. Forest – Masson