

Convertisseur statique :

Recherche sur les convertisseurs :

Flyback, Forward et Push-Pull.

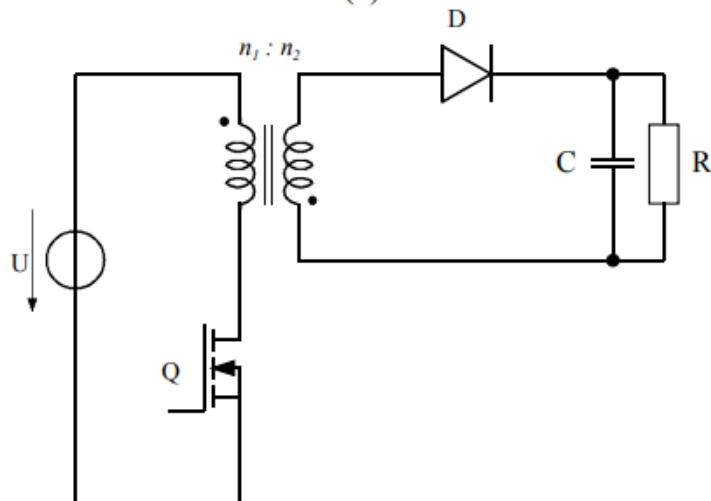
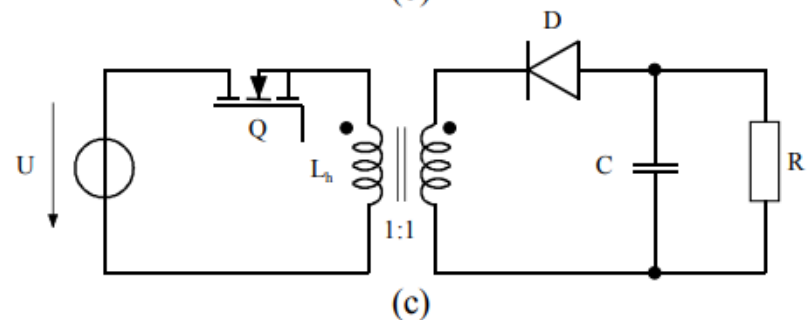
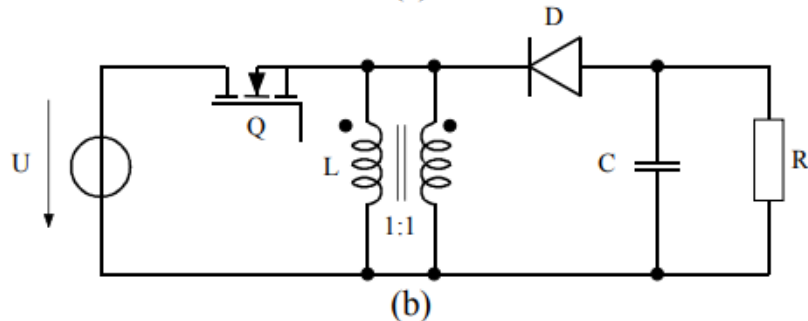
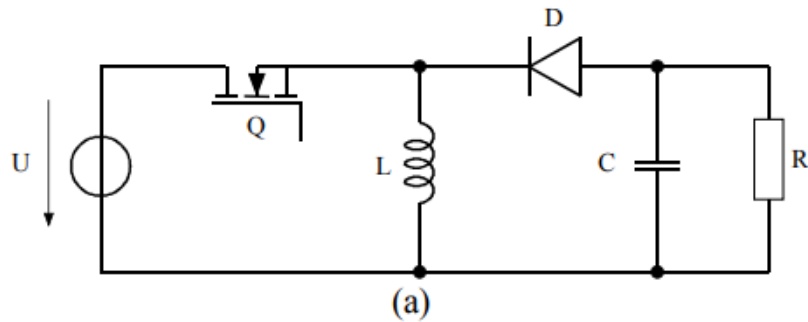
Réalisé par :
Bouchiha Helmy



Montage FLYBACK

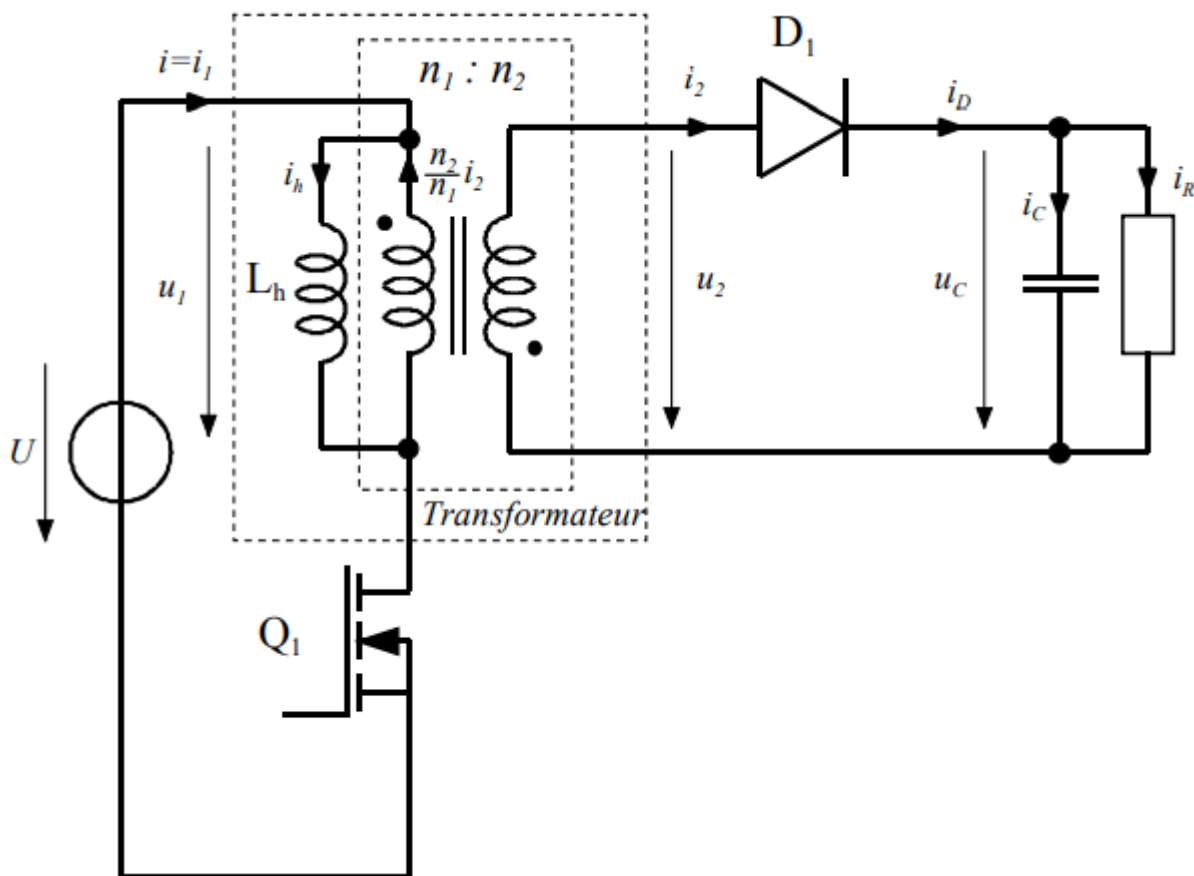
Généralités :

Le montage Flyback est basé sur celui du hacheur à stockage inductif (Buck-Boost converter ou step-down/up converter)



La fonction de base de l'inductance est inchangée et la mise en parallèle des bobinages est équivalente à un bobinage unique. la connexion entre les deux bobinages est rompue. Un des bobinages est

utilisé lorsque le transistor Q conduit tandis que le second est actif lorsque la diode D est conductrice. Le courant totalisé est inchangé, cependant le courant est distribué de manière différente. Le courant magnétisant dans le matériau magnétique est en tout point identique dans les deux cas. Pour des raisons de simplification pratique, le transistor Q est placé de manière à pouvoir utiliser le retour de l'alimentation comme référence. De plus, pour faciliter la compréhension, le bobinage secondaire est retourné ainsi que la polarité de la diode. Pour l'analyse de ce montage, on utilisera le modèle défini dans la section précédente

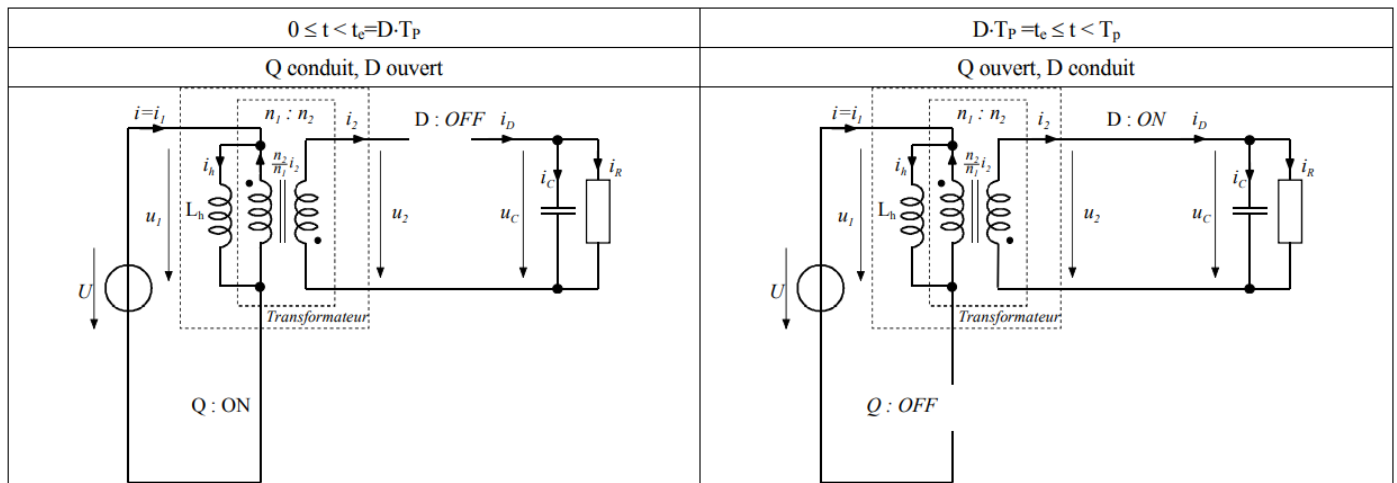


Montage Flyback avec modèle du transformateur réel

Lorsque le transistor Q_1 conduit, l'énergie délivrée par la source est stockée dans l'inductance magnétisante L_h . Lorsque la diode conduit, l'énergie stockée est transférée à la charge avec une tension et un courant dont le niveau est défini par le rapport de transformation n_1/n_2 .

Conduction continue

Relations générales en conduction continue



Hypothèse : $u_c = U_C \Rightarrow \Delta u_c = 0$, l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur est nulle

Tension aux bornes de l'inductance magnétisante

$$U_1^{[t_e]} = U = L_h \cdot \frac{\Delta i_h^{[t_e]}}{t_e}$$

$$U_1^{[t_d]} = -\frac{n_1}{n_2} U_C = L_h \cdot \frac{\Delta i_h^{[t_d]}}{t_d}$$

Courant moyen dans le condensateur

$$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R$$

$$I_C^{[t_d]} = \frac{n_1}{n_2} I_h - I_R^{[t_d]}$$

Courant moyen fourni par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q)

$$I = I_h$$

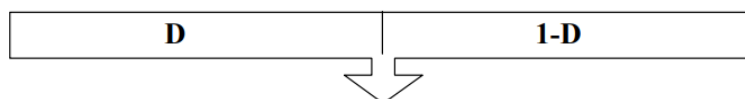
$$I = 0$$

Courant moyen dans la diode

$$I_D^{[t_e]} = 0$$

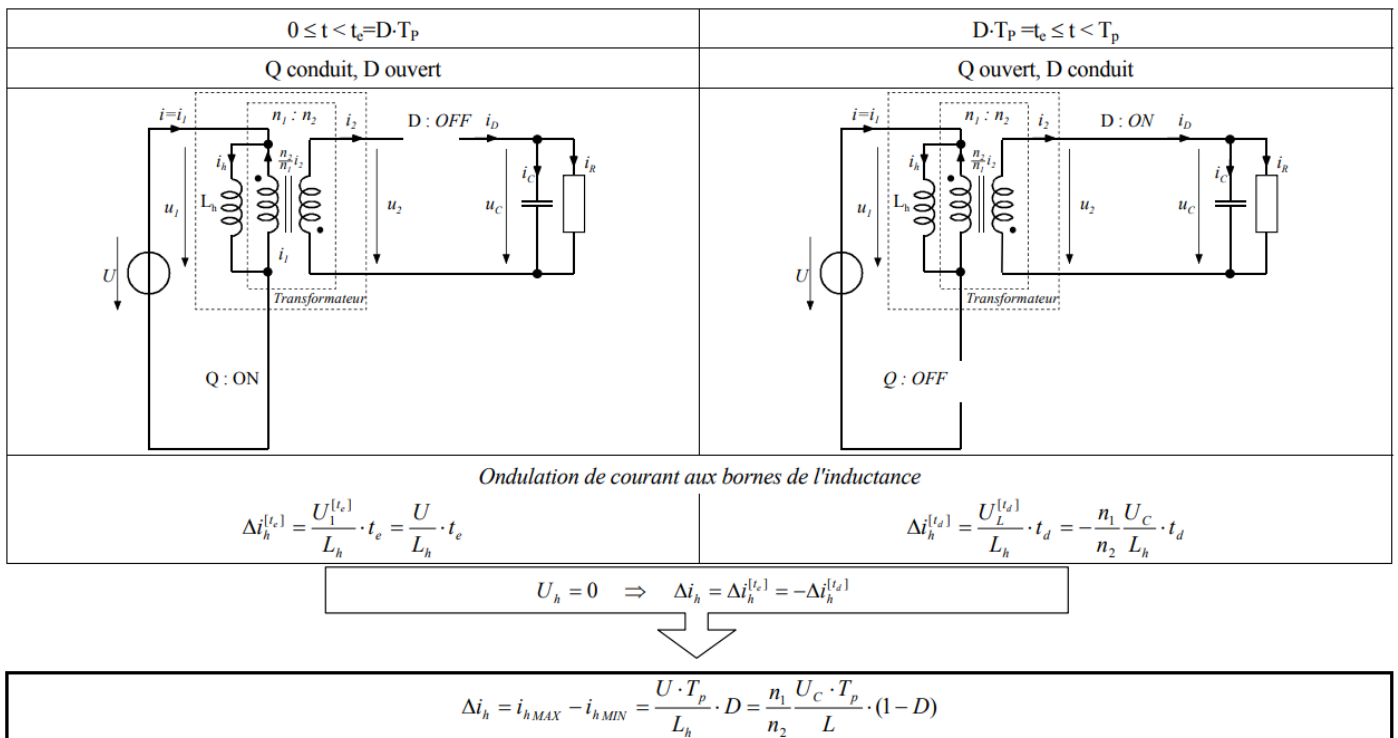
$$I_D^{[t_d]} = \frac{n_1}{n_2} I_h$$

Valeurs moyennes pondérées

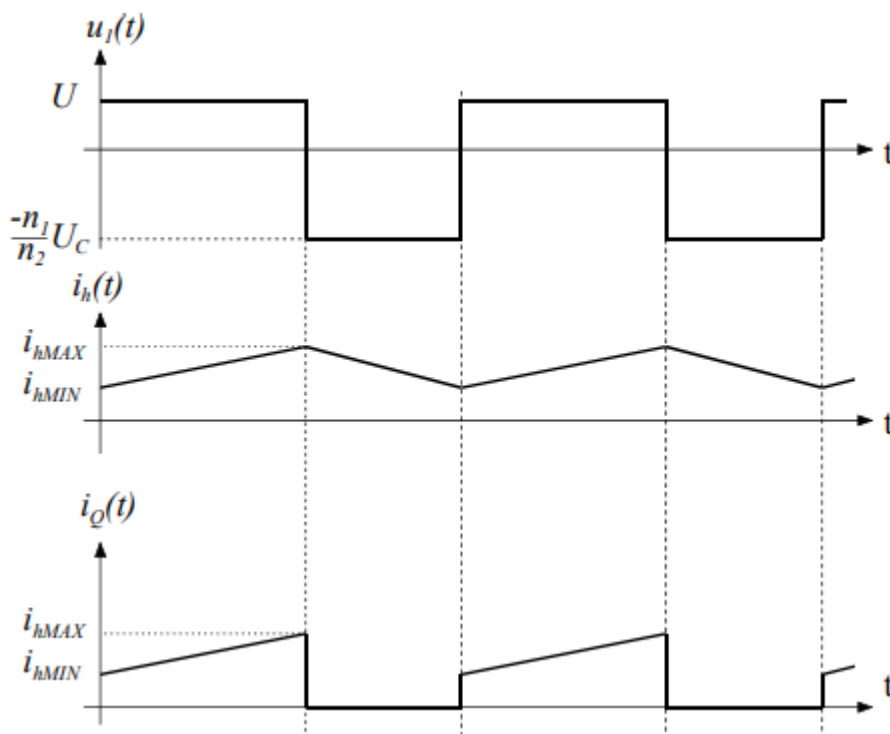


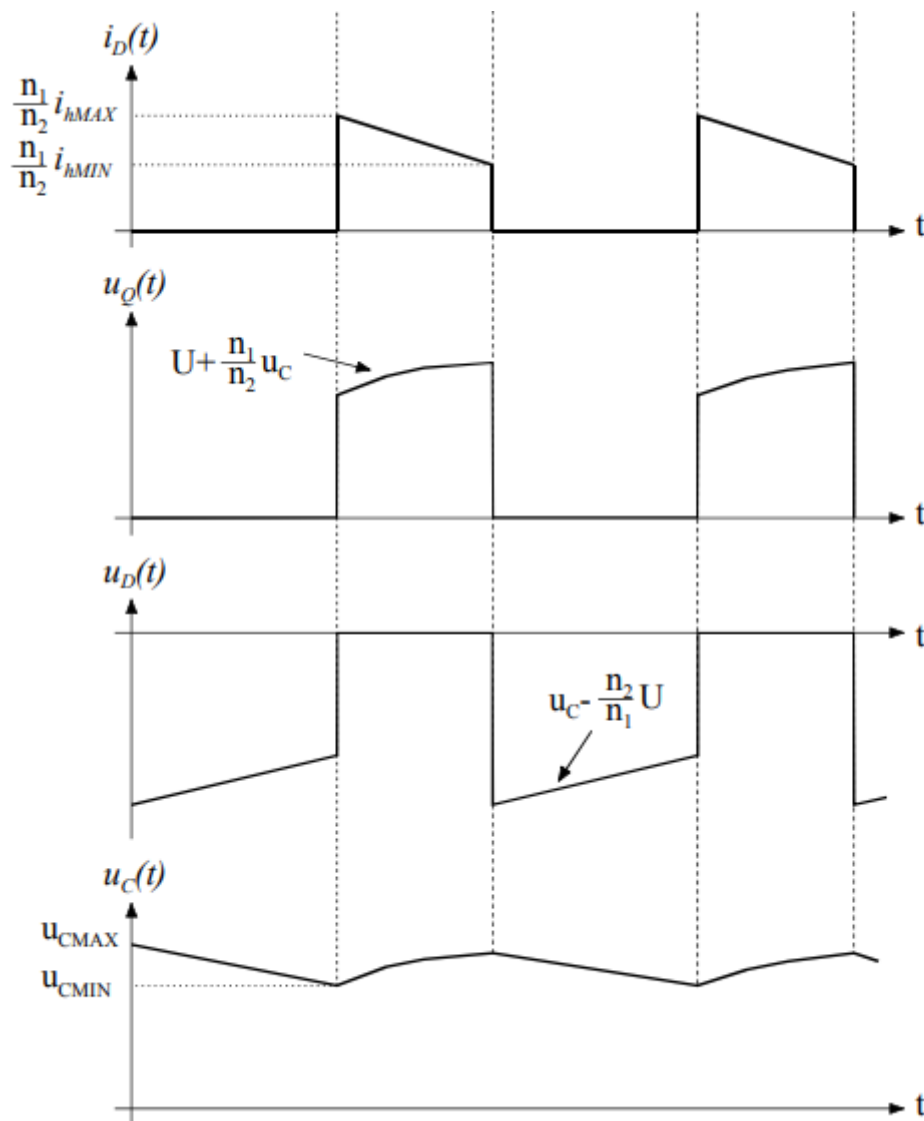
$D \cdot U_1^{[t_e]} + (1-D) \cdot U_1^{[t_d]} = D \cdot (U) + (1-D) \cdot \left(-\frac{n_1}{n_2} U_C\right) = 0$	$\Rightarrow U_C = \frac{n_2}{n_1} \frac{D}{1-D} \cdot U$
$D \cdot I_C^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_C^{[t_d]} = D \cdot (-I_R) + (1-D) \cdot \left(-I_R + \frac{n_1}{n_2} I_h\right) = 0$	$\Rightarrow I_R = \frac{n_1}{n_2} (1-D) \cdot I_h$
$I = D \cdot I^{[t_e]} + (1-D) \cdot I^{[t_d]} = D \cdot I_h$	$\Rightarrow I = D \cdot I_h$
$I_D = D \cdot I_D^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_D^{[t_d]} = (1-D) \cdot I_L$	$\Rightarrow I_D = \frac{n_1}{n_2} (1-D) \cdot I_h$

Ondulation de courant dans le domaine de la conduction continue



les divers courants et tensions apparaissant dans le montage Flyback en conduction continue.





Conduction continue

Pour des raisons de choix de transistor, il est également important de connaître la tension maximum aux bornes de ce dernier. On peut dire que durant l'intervalle $t_e \leq t < T_p$

$$u_Q = U + \frac{n_1}{n_2} U_C = \frac{U}{1-D}.$$

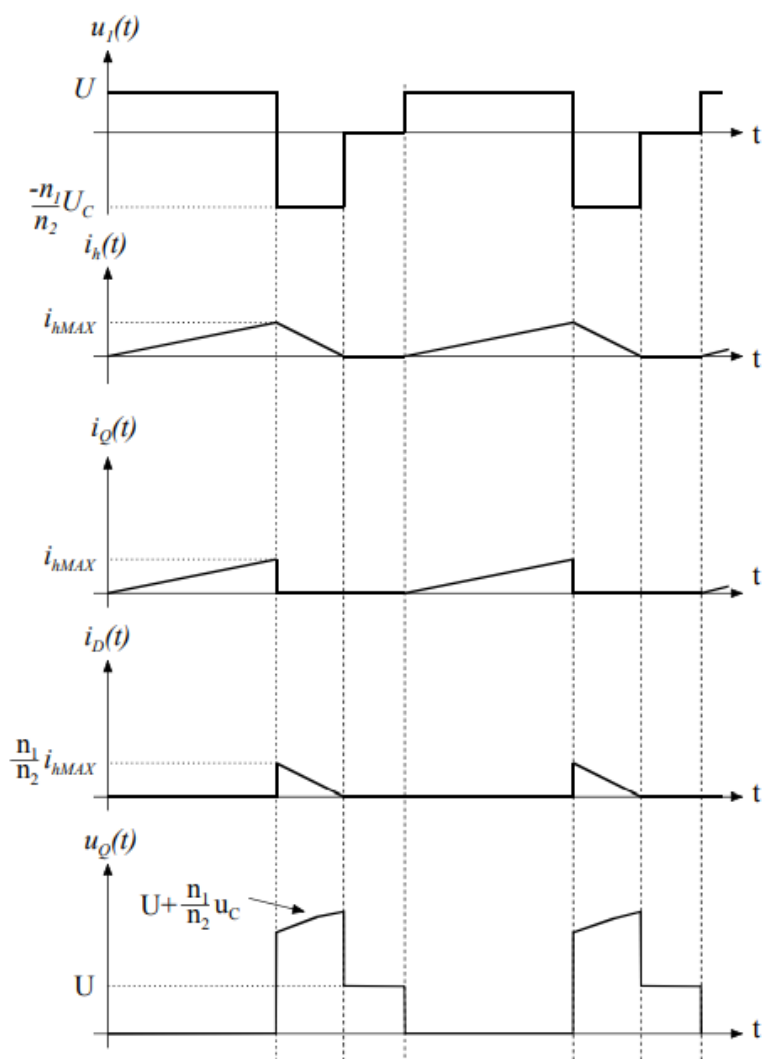
Limite de la conduction continue

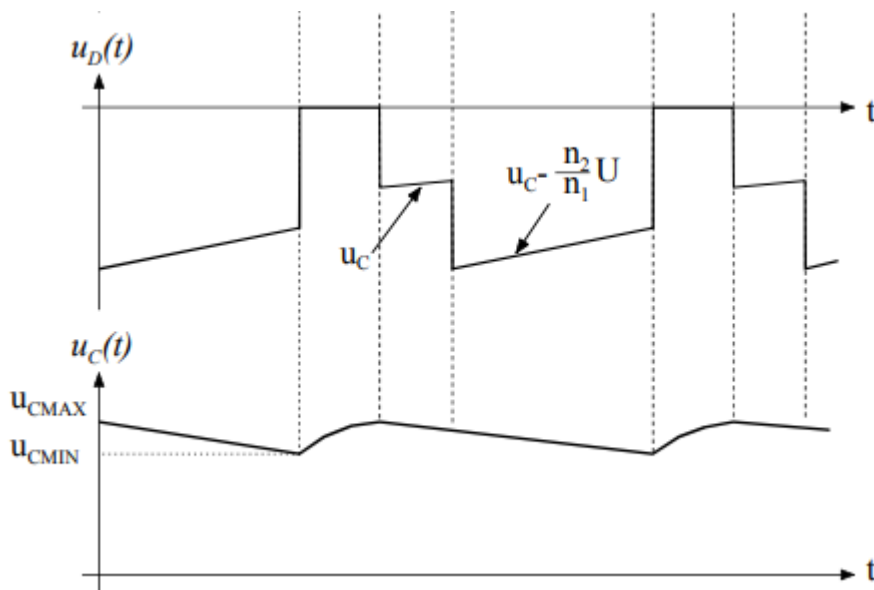
Les résultats peuvent être obtenus par similitude avec le cas du hacheur à stockage inductif. Notons qu'il existe un fonctionnement en régime d'auto-oscillation. Dans ce mode, le transistor est ouvert lorsque le courant magnétisant du transformateur atteint une valeur déterminée. La prochaine fermeture du transistor aura lieu lorsque le

courant dans la diode sera nul. Ce mode présente deux avantages et deux inconvénients - La mise en conduction du transistor et le blocage de la diode se font à courant nul. Cela réduit les pertes de commutation du transistor et les perturbations induites par la charge de recouvrement de la diode. - Les valeurs du flux et, par-là, du courant magnétisant sont réduites. L'énergie stockée dans l'inductance de magnétisation est moins importante, ce qui permet la réduction de la taille du transformateur. - L'ondulation du courant magnétisant est plus forte, ce qui augmente le facteur de dimensionnement du transformateur - Le fonctionnement à fréquence variable rend plus difficile le filtrage

Fonctionnement en conduction intermittente

Dans ce cas également, il existe une similitude avec le hacheur à stockage inductif

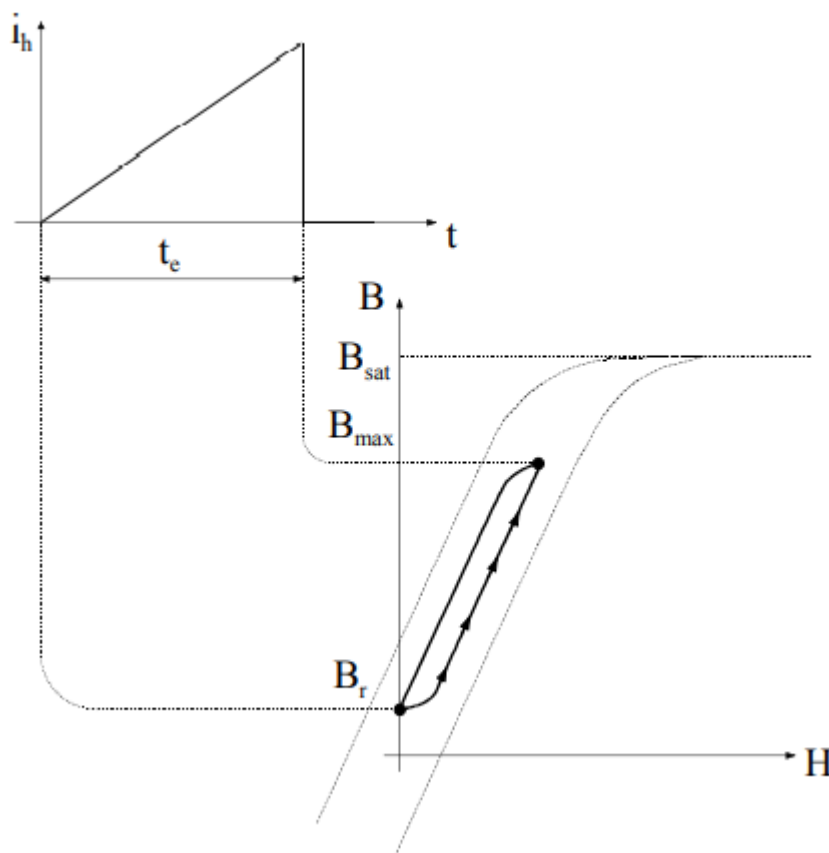




Conduction intermittente

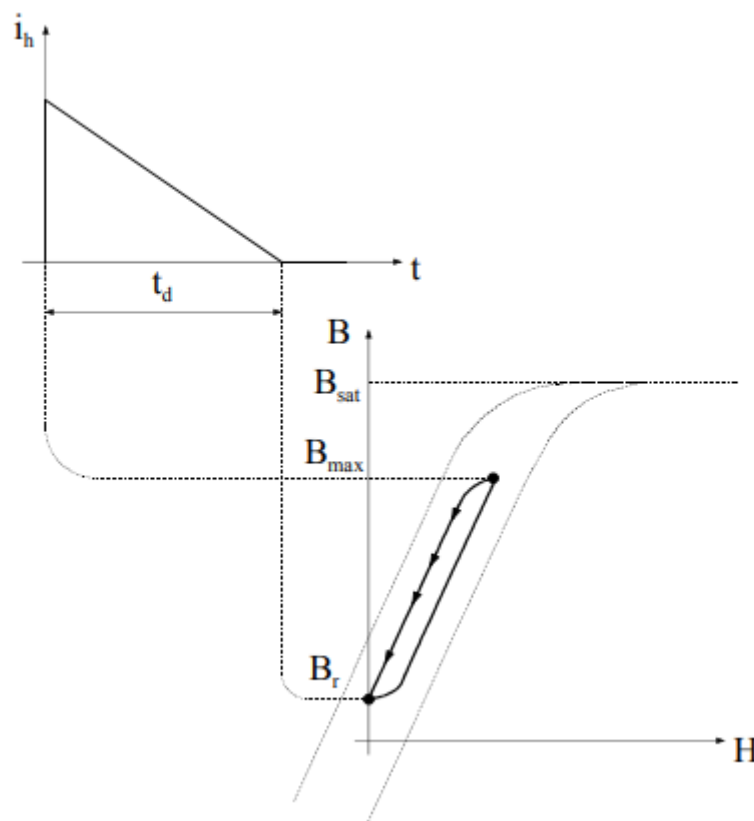
- **Considération sur le transfert d'énergie**
 Le montage Flyback travaille selon deux phases distinctes. La première correspond à un stockage d'énergie sous forme de champs magnétique dans le transformateur, le secondaire de ce dernier étant ouvert. La seconde correspond à une restitution de cette énergie au secondaire du transformateur. Deux modes opératoires sont clairement identifiables : - Transfert complet d'énergie (mode de conduction intermittent), mode dans lequel l'énergie stockée lors de la fermeture du transistor est complètement restituée (aux pertes près) au secondaire lors de la phase d'ouverture du transistor. - Transfert partiel d'énergie (mode de conduction continue), mode dans lequel seule une partie de l'énergie stockée dans le transformateur est restituée au secondaire
- **Phase de stockage de l'énergie** Lorsque le transistor Q est fermé, le primaire du transformateur est alimenté par la source de tension U . La diode D placée à la sortie du secondaire est en polarisation inverse et par conséquent aucun courant circule dans

le bobinage secondaire. Durant cette phase de stockage, seul le bobinage primaire est actif et le transformateur peut être traité comme une simple inductance. Le temps d'enclenchement du transistor étant beaucoup plus petit que la constante de temps électrique du bobinage primaire, on peut admettre une croissance linéaire du courant dans ce dernier. Le champ d'induction magnétique B va donc croître de B_r (Induction rémanente) à B_{max} (correspondant au courant maximum dans le bobinage primaire).



- Phase de transfert de l'énergie Lorsque le transistor est ouvert, le courant dans le bobinage primaire du transformateur est nul. Le courant magnétisant circule maintenant dans secondaire du transformateur, la diode placée sur la sortie étant conductrice. Le niveau de ce courant dépend du rapport de transformation alors que son sens est celui défini par la loi de Lenz. Durant la phase "Flyback", le courant magnétisant va décroître jusqu'à la qu'il atteigne zéro dans le cas du transfert complet d'énergie ou jusqu'au moment de la fermeture du transistor dans le cas d'un

transfert d'énergie partielle. La Figure ci-dessous illustre cette phase

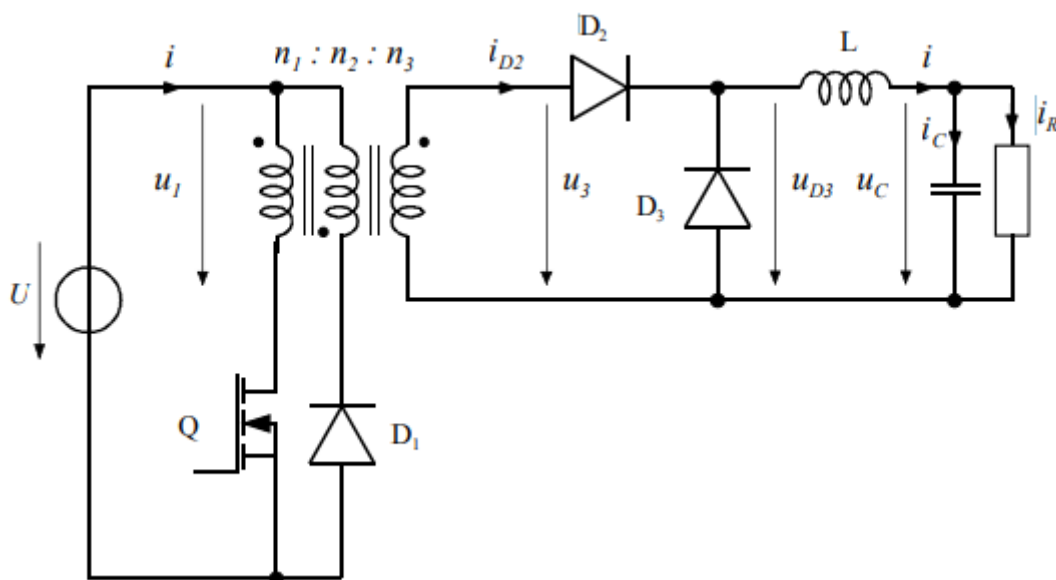


- Transfert complet d'énergie:
Pour un mode de transfert complet d'énergie, le courant magnétisant s'annule, lors de la phase de transfert, avant la fermeture du transistor (origine de la période de commutation suivante). Le champ d'induction magnétique B passe de sa valeur maximum B_{max} à sa valeur rémanente B_r (valeur correspondant à un courant magnétisant nul).
- Transfert partiel d'énergie :
En régime permanent ($U = cte$ et $UC = cte$), la croissance et la décroissance du courant magnétisant ne peuvent pas varier. Par contre, lors d'une phase transitoire correspondant par exemple à un accroissement du courant de charge, le temps d'enclenchement du transistor $Q1$ augmente et par voie de conséquence, le temps de transfert d'énergie diminue. Le courant magnétisant ne s'annule plus à la fin d'une période de pulsation. Le mode de conduction est continu et lors du retour en régime

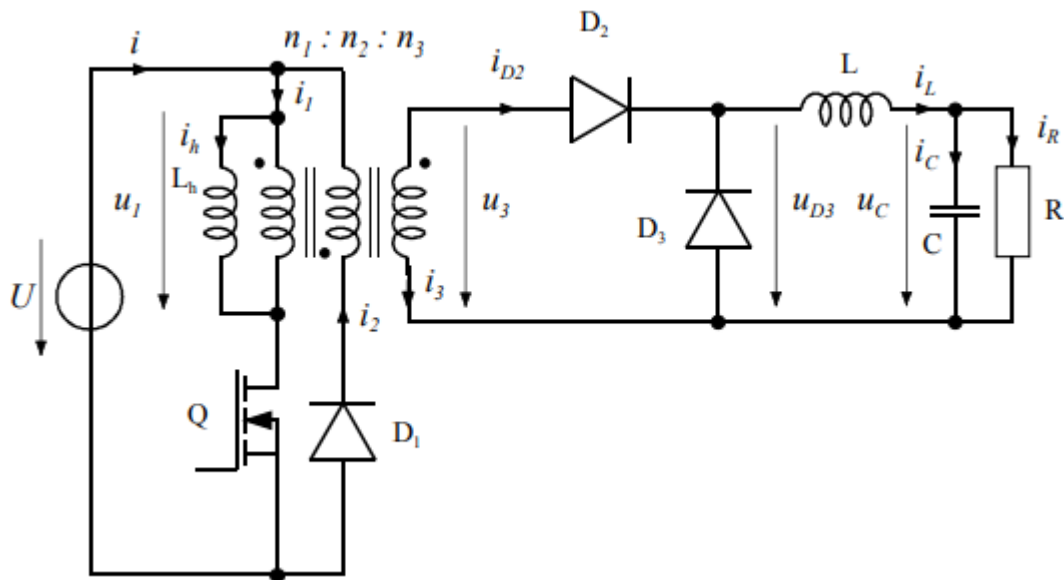
permanent, l'énergie transférée de l'entrée vers la sortie est augmentée. Il est important de ne pas faire une confusion sur le terme de transfert partiel d'énergie. En mode de conduction continue, l'énergie fournie par la source est transférée aux pertes près à la sortie. Par contre, le courant magnétisant n'étant jamais nul on peut dire qu'une énergie magnétique subsiste dans le transformateur. La valeur de cette énergie résiduelle est identique à chaque fin de période de pulsation. Elle sera restituée lors du passage du mode de conduction continue au mode de conduction intermittent, par exemple lors d'une diminution du courant de charge.

Montage FORWARD

Le montage Forward est dérivé du montage Buck. La continuité du courant de sortie, comme pour tous les montages dérivés du montage Buck, fait que le convertisseur Forward est très bien adapté aux applications demandant de fort courant de sortie.



Généralités :



Montage Forward avec modèle du transformateur réel

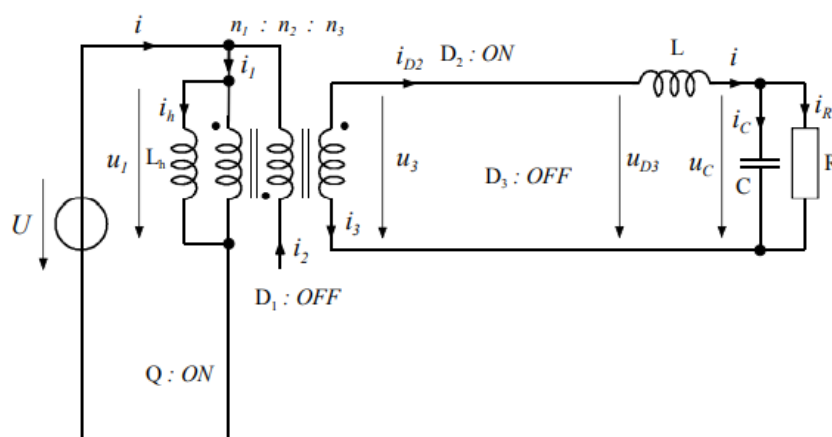
Intervalle de conduction du transistor

Durant le premier intervalle de la période de pulsation T_p , le transistor Q_1 est conducteur. La diode D_2 est polarisée dans le sens passant alors que les diodes D_1 et D_3 sont bloquées. la tension U de la source est appliquée aux bornes du bobinage primaire du transformateur et le courant magnétisant i_h croît linéairement pour atteindre un maximum à la fin du temps d'enclenchement

$$i_{hMAX} = i_h(t_e) = \frac{U}{L_h} \cdot t_e = \frac{U \cdot T_p}{L_h} \cdot D$$

la tension aux bornes de D_3 vaut

$$u_{D3} = \frac{n_3}{n_1} U$$



Montage Forward avec Q1 et D2 conducteurs

Extinction du courant magnétisant

Le second intervalle commence lorsque le transistor Q1 est déclenché. La Figure 5-31 illustre les parties actives dans cet intervalle. Le courant magnétisant $i_h(t)$ est positif et doit continuer de circuler. Puisque le transistor Q1 est ouvert, le circuit équivalent montre que le courant magnétisant i_h en conjonction avec le sens des bobinages primaire et auxiliaire entraîne la polarisation de la diode D1 dans le sens direct et par conséquent la circulation d'un courant dans le bobinage auxiliaire. Le courant dans le bobinage auxiliaire vaut

$$i_2(t) = \frac{n_1}{n_2} i_h(t)$$

La tension aux bornes du bobinage auxiliaire est égale à

$$u_2(t) = U_2 = -U$$

et par conséquent, la tension aux bornes de l'inductance magnétisante, référée au primaire du transformateur est exprimée par la relation

$$u_1(t) = \frac{n_1}{n_2} \cdot u_2(t) = -\frac{n_1}{n_2} \cdot U$$

Cette tension négative aux bornes de l'inductance magnétisante entraîne une décroissance de courant magnétisant dont la dérivée vaut

$$\frac{d}{dt} i_h(t) = -\frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{U}{L_h}$$

La tension aux bornes du bobinage connecté au circuit de sortie est également négative

$$u_3(t) = \frac{n_3}{n_2} \cdot u_2(t) = -\frac{n_3}{n_2} \cdot U$$

puisque la diode D2 est bloquée, c'est la diode D3 qui assure la continuité du courant dans l'inductance L.


$$U_1 = D \cdot U + D_2 \cdot \left(-\frac{n_1}{n_2} \cdot U\right) + D_3 \cdot (0) = 0$$
$$D_2 = \frac{n_2}{n_1} \cdot D$$

Le courant magnétisant doit impérativement est nul avant le prochain enclenchement du transistor.

En effet, afin d'éviter la saturation du circuit magnétique du transformateur, l'inductance de champ principal L_h , en conjonction avec la diode $D1$, doit travailler dans en mode de conduction discontinu. Par conséquent, le rapport cyclique $D3$ ne peut pas être négatif. Sachant que

$$D_3 = 1 - D - D_2 \geq 0$$

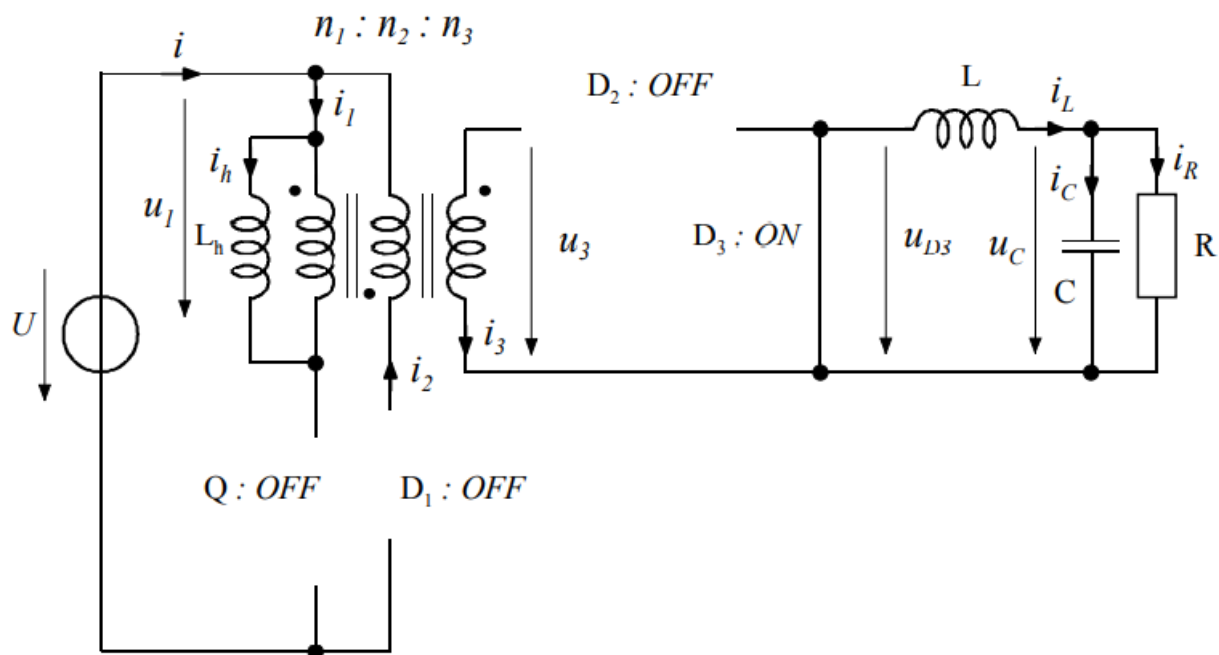
on peut écrire

$$D_3 = 1 - D \cdot \left(1 + \frac{n_2}{n_1}\right) \geq 0$$

et donc la condition sur le rapport cyclique d'enclenchement de Q_1 devient

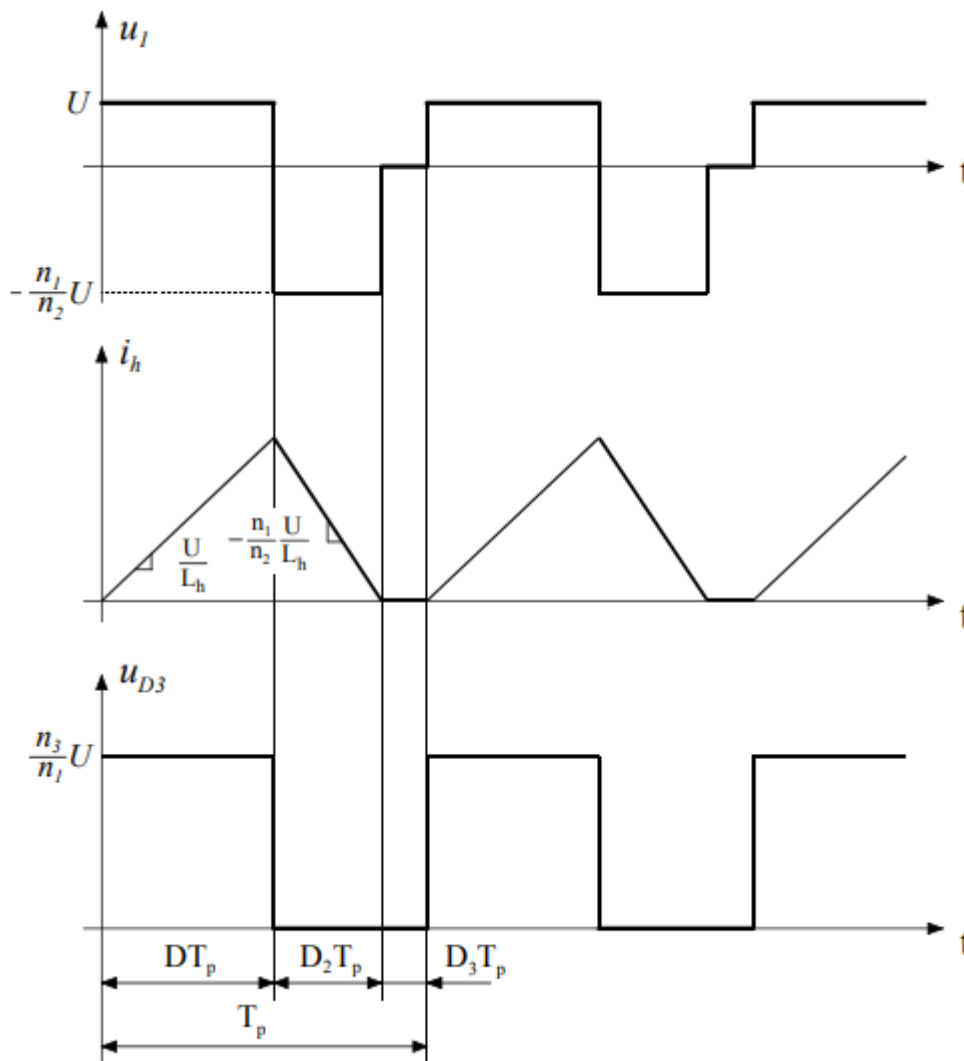
$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_2}{n_1}}$$

L'inductance de sortie L en conjonction avec la diode $D3$ peut fonctionner en mode continu ou discontinu.



Montage Forward avec Q_1 , D_1 , D_2 , D_3 bloqués

Allures temporelles des tensions et courants/ La Figure ci-dessous illustre les allures des principales grandeurs électriques du montage FORWARD. Les grandeurs de sortie, c'est-à-dire les courants dans la charge i_R , dans le condensateur i_C , dans l'inductance i_L ainsi que les tensions correspondantes se calculent de la même manière que pour le montage BUCK.



Montage Forward : allures des grandeurs électriques principales

- Rapport de transformation global : Pour obtenir la tension de sortie du montage Forward, il suffit d'appliquer le principe de la tension moyenne nulle aux bornes de l'inductance L du filtre de sortie en régime permanent

$$u_{D3} = U_C = U_3 \cdot D = \frac{n_3}{n_1} \cdot D \cdot U$$

Cette relation est valable pour le mode de conduction continue.

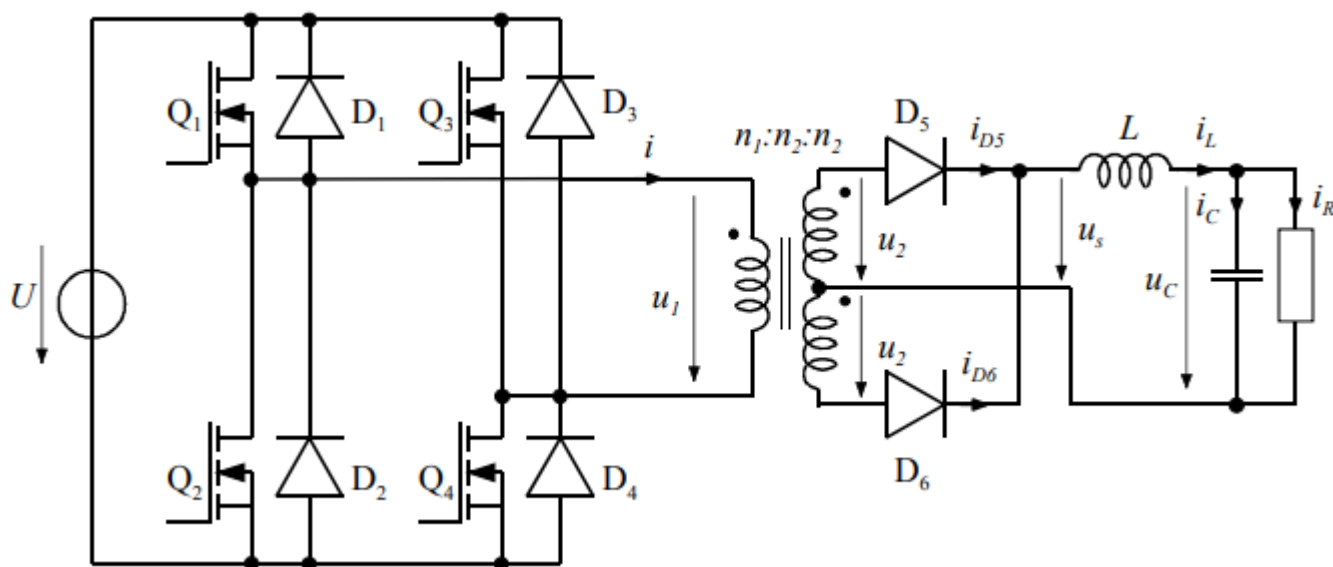
Facteur dimensionnant du transistor Q1 La relation 5.70 montre que le rapport cyclique D maximum pourrait être augmenté en diminuant le rapport du nombre de spires n_2/n_1 . En effet dans ce cas la décroissance du courant magnétisant durant la phase d'extinction se trouve augmentée. Malheureusement, une diminution de n_1/n_2 entraîne une augmentation de la tension aux bornes du transistor Q1. La tension maximum appliquée aux bornes du transistor durant l'intervalle d'extinction du courant magnétisant est exprimée par la relation

$$u_{Q1} = U \cdot \left(1 + \frac{n_1}{n_2}\right),$$

ce qui corrobore l'affirmation qui précède.

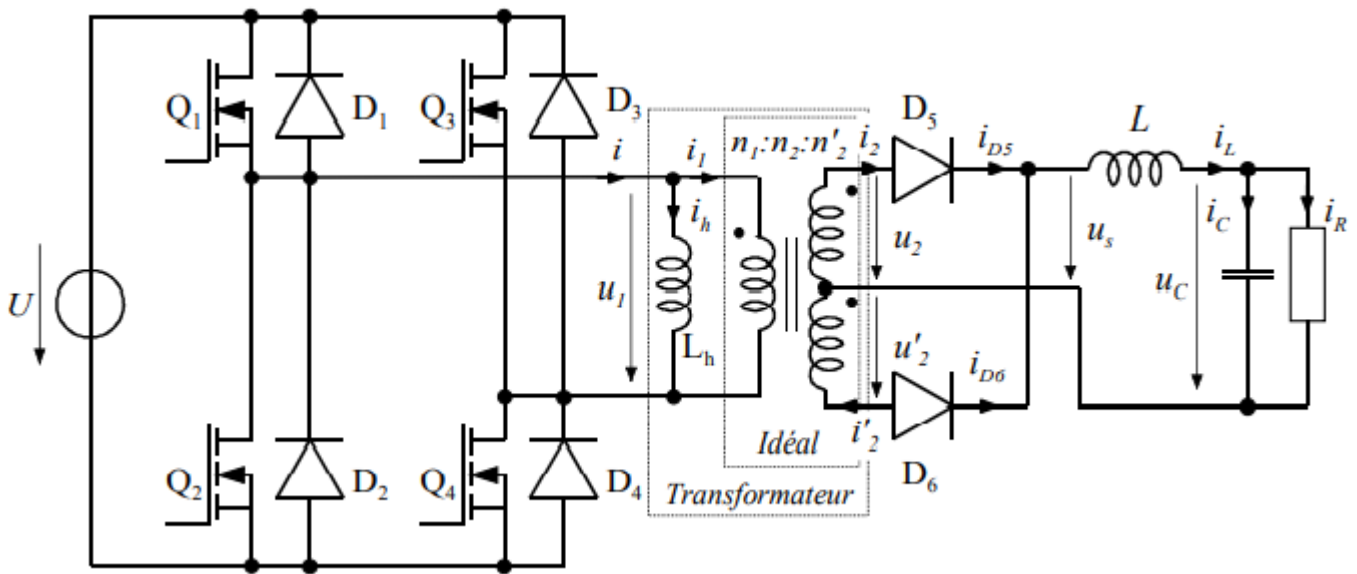
Montage PUSH-PULL

Comme pour le montage Forward, le montage Push-Pull est dérivé du montage Buck. Ce type de convertisseur est particulièrement bien adapté pour les basses tensions de sortie avec forts courants. Le bobinage secondaire avec point milieu peut être vu comme deux bobinages séparés et donc être traité comme un transformateur à trois bobinages dont le rapport du nombre de spires est défini comme $n_1:n_2:n_2$



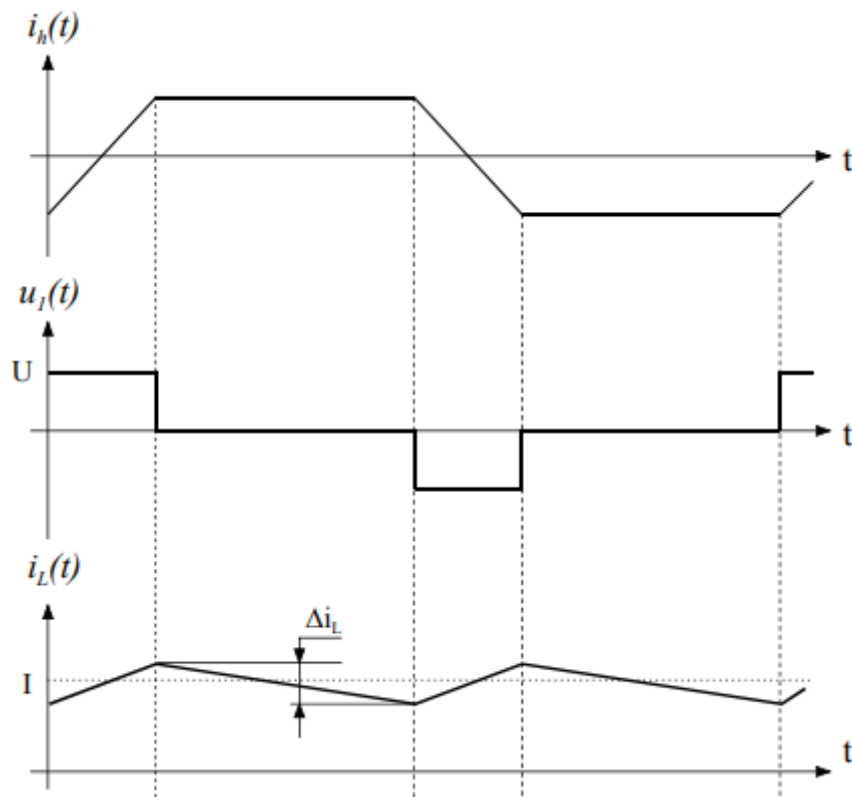
Montage Push-Pull

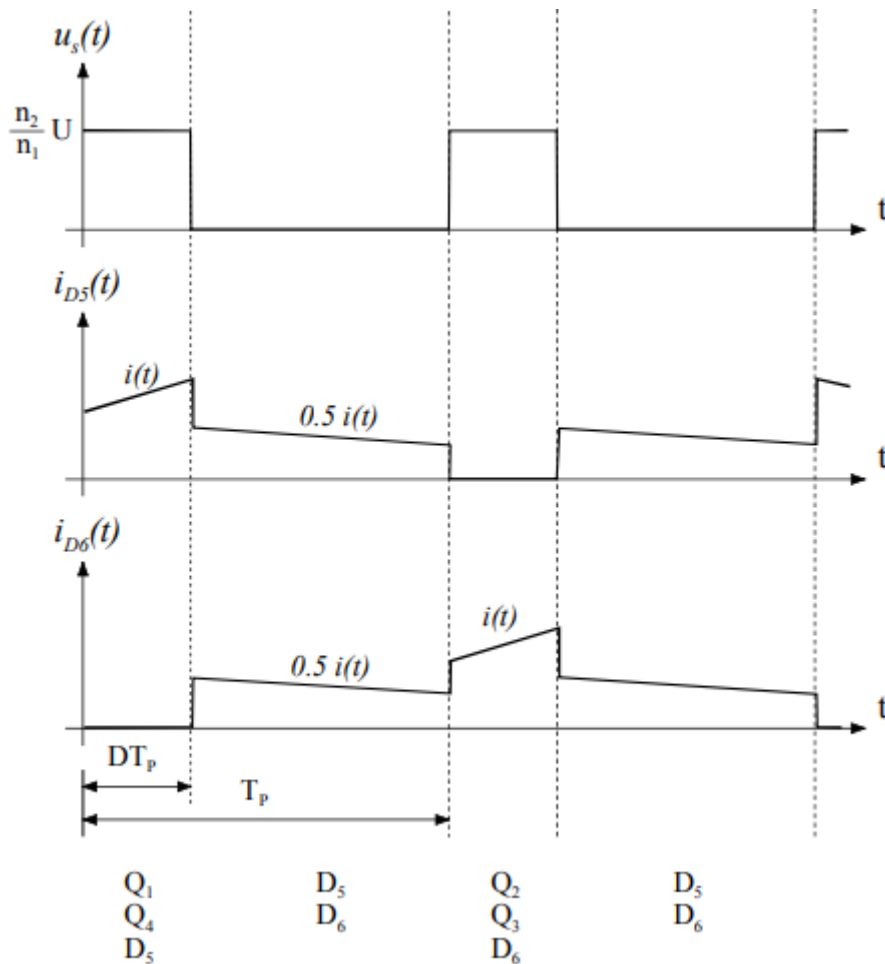
Lorsque le transformateur est remplacé par son modèle équivalent réel, on obtient le schéma illustré :



Montage Push-Pull avec modèle du transformateur réel

L'allure des grandeurs électriques principales sont montrées ci-dessous :





La sortie du convertisseur est similaire à un montage Buck si l'on compare la tension $u_s(t)$ et $i(t)$ à $u_D(t)$ et $i_L(t)$. Durant le premier intervalle $0 \leq t < DT_p$, Q_1 et Q_4 sont conducteurs et la tension U se trouve aux bornes du primaire du transformateur, soit

$$u_1(t) = U$$

Le courant magnétisant i_h va donc croître selon la relation

$$i_h(t) = \frac{U}{L_h} \cdot t$$

La tension apparaissant au secondaire entre le point milieu et chaque sortie vaut

$$u_2(t) = \frac{n_2}{n_1} \cdot u_1(t) = \frac{n_2}{n_1} \cdot U$$

ceci avec le signe défini par les points de polarité. La diode D_5 est donc conductrice, alors que D_6 , polarisée dans le sens inverse, est bloquée. La tension de sortie vaut donc

$$u_C(t) = u_2(t) = \frac{n_2}{n_1} \cdot U.$$

Le courant i circulant dans l'inductance du filtre de sortie passe par D5. Plusieurs scénarios sont possibles pour le second intervalle $DT_p \leq t < T_p$. Dans la plupart des cas, les quatre transistors sont ouverts fixant la tension aux bornes de l'inductance magnétisante L_h à

$$u_1(t) = 0.$$

Durant ce second intervalle, le courant dans les diodes D5 et D6 est fonction du courant circulant dans l'inductance L du filtre de sortie et du courant magnétisant i_h . Dans le cas idéal (sans courant magnétisant), les courants i_{D5} et i_{D6} sont égaux ($i_1(t)=0$). Ils assurent la continuité du courant dans l'inductance L

$$i_{D5}(t) + i_{D6}(t) = i_L(t)$$

En pratique, les courants circulant dans les diodes D5 et D6 sont légèrement différents si l'on tient compte du courant magnétisant. La partie idéale du transformateur obéit à la loi

$$n_1 \cdot i_1(t) - n_2 \cdot i_{D5}(t) + n_2 \cdot i_{D6}(t) = 0$$

La somme des courants au nœud d'entrée du transformateur vaut

$$i(t) = i_h(t) + i_1(t)$$

En éliminant $i_1(t)$ des deux équations précédentes, on obtient

$$n_1 \cdot i(t) - n_2 \cdot i_{D5}(t) + n_2 \cdot i_{D6}(t) = n_1 \cdot i_h(t)$$

Cette relation décrit, dans le cas général, la liaison entre les courants circulant de part et d'autre du transformateur durant le second intervalle. La répartition du courant magnétisant dans les trois bobinages du transformateur dépend des caractéristiques i, v des transistors conducteurs et des diodes. Dans le cas où $i(t)=0$, on peut écrire en admettant que les caractéristiques des diodes D5 et D6 sont identiques

$$i_{D5}(t) = \frac{1}{2} \cdot i_L(t) - \frac{1}{2} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot i_h(t)$$

$$i_{D6}(t) = \frac{1}{2} \cdot i_L(t) + \frac{1}{2} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot i_h(t)$$

Dans un cas de charge nominal, le courant dans la charge et par conséquent dans l'inductance L du filtre de sortie est beaucoup plus grand que le courant magnétisant. La prochaine période de pulsation T_p est similaire à la précédente, exception faite que la tension appliquée au primaire du transformateur est de

polarité opposée. En effet durant l'intervalle $T_p \leq t < (T_p + D \cdot T_p)$, ce sont les transistors Q2 et Q3 et la diode D6 qui sont conducteurs. La tension appliquée au primaire vaut $u_1(t) = -U$, laquelle provoque une décroissance du courant magnétisant i_h selon la pente $-U/L_h$. Les diodes D5 et D6 redeviennent les deux conductrices durant l'intervalle $(T_p + D \cdot T_p) \leq t < 2T_p$. La fréquence de l'ondulation de courant dans l'inductance est égale à f_p alors que celle du courant magnétisant est de $\frac{1}{2} f_p$, réduisant du même coup les pertes fer du transformateur. En appliquant le principe de la tension moyenne nulle aux bornes de l'inductance magnétisante du transformateur en régime permanent, on peut écrire

$$(U - \{\Delta U_{Q_1} + \Delta U_{Q_4}\}) \cdot (D \cdot T_p) - (U - \{\Delta U_{Q_2} + \Delta U_{Q_3}\}) \cdot (D \cdot T_p) = 0.$$

En pratique, les asymétries du pont (dispersion des caractéristiques des composants) font qu'il est difficile voir impossible d'assurer une tension moyenne nulle aux bornes du transformateur. Il y a donc risque de voir le courant magnétisant moyen augmenter et donc provoquer la saturation du noyau magnétique du transformateur. Un moyen d'éviter ce phénomène est d'ajouter un condensateur en série avec le primaire du transformateur. Puisqu'en régime permanent, le courant moyen aux bornes du condensateur est nul, nous avons la certitude que dernier aura à ces bornes la tension résultante des asymétries du pont.. Il existe une topologie de demi-pont où une branche du pont du montage push-pull est remplacée par deux condensateurs. Le montage Push-Pull est en principe utilisé pour des puissances supérieures à 750W. Pour des puissances inférieures on lui préfère des montages moins gourmands en composants.