

TP de Conversion d'énergie

Le but de ces travaux pratiques est d'illustrer le cours de conversion d'énergie de deuxième année par l'étude de quatre manipulations :

- Hacheur à accumulation (simulations avec PSIM)
- Hacheur 4 quadrants
- Alimentation à découpage Flyback
- Alimentation à découpage Forward

Afin de préparer ces séances, il est nécessaire de connaître le cours correspondant et d'avoir lu le texte complet du TP afin de prévoir les différentes étapes de l'étude. En particulier, lorsqu'une comparaison avec les courbes théoriques est demandée, il est nécessaire de les apporter en séance et de savoir les adapter au TP.

Les thèmes de TP se déroulent en rotation : il est donc impératif de connaître son numéro de binôme avant de venir en TP.

	Binôme 1	Binôme 2	Binôme 3	Binôme 4	Binôme 5	Binôme 6	Binôme 7
<i>Séance 1</i>	Hacheur 4Q	Hacheur 4Q	Hacheur 4Q	PSIM	PSIM	PSIM	PSIM
<i>Séance 2</i>	PSIM	PSIM	PSIM	Hacheur 4Q	Hacheur 4Q	Hacheur 4Q	Hacheur 4Q
<i>Séance 3</i>	Forward	Forward	Forward	Flyback	Flyback	Flyback	Flyback
<i>Séance 4</i>	Flyback	Flyback	Flyback	Forward	Forward	Forward	Forward

Suivant le laboratoire où se déroulent les séances de TP, quelques différences peuvent apparaître sur le câblage des machines lors du TP hacheur quatre quadrants ainsi que sur les grandeurs nominales de ces machines qui figurent sur leur plaque signalétique et qui devront donc être soigneusement notées.

A l'issue de chaque séance, un compte-rendu devra être rendu au professeur. Les notes de TP seront harmonisées entre les différents groupes et l'évaluation tiendra compte à la fois de la qualité du compte rendu et du comportement lors de la séance elle-même.

Simulation de hacheurs à accumulation

L'objectif de cette séance de travaux pratiques est avant tout de se familiariser encore un peu plus avec un outil de simulation dédié à l'électronique de puissance, PSIM (POWERSYSTM). La version du logiciel utilisée est celle-ci « Free Student licences PSIM », téléchargeable par tout élève de l'ENSEA par le lien : <http://powersimtech.com/free-teaching-license-download/>, version déjà installée sur les ordinateurs des laboratoires, le numéro de série étant 2138350.

Pour illustrer le cours, on considérera successivement les deux montages de hacheurs à accumulation vus en cours : le hacheur inverseur et la structure SEPIC. Dans les deux cas, un transistor en commutation est piloté en modulation de largeur d'impulsion (PWM).

Pour améliorer l'efficacité durant le TP, il n'est pas inutile de relire celui effectué en première année au moyen du même logiciel et/ou d'aller consulter sa documentation en ligne sur le site POWERSYS.

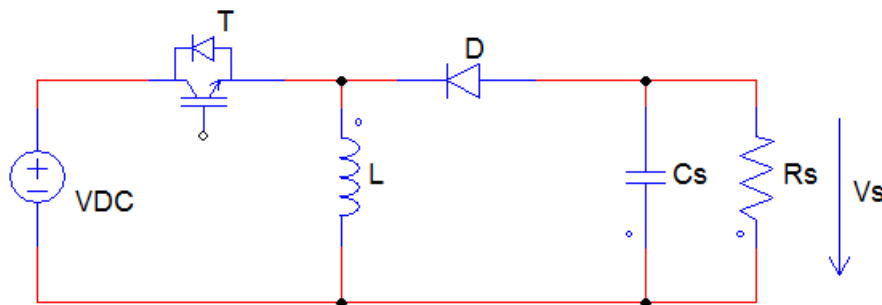
1. Etude de la commande du transistor

On choisira un transistor IGBT ou MOSFET permettant de commuter un courant nominal $I_F = 20 \text{ A}$ sous une tension $V_{DC} = 24 \text{ V}$, la fréquence de découpage étant choisie égale à $f_d = 50 \text{ kHz}$.

- 1.1 Réaliser sa commande en PWM en utilisant les blocs les plus simples possible, le rapport cyclique étant généré par une tension de commande u_c comprise entre 0 et 1V. On utilisera une commande par composants discrets aussi proche que possible d'une commande analogique (générateur de rampe, comparateur).
- 1.2 Pour valider cette commande, insérer ce transistor dans une structure de hacheur série en utilisant une diode « classique », la charge passive étant constituée d'une inductance en série avec une résistance dont on aura soin de prendre des valeurs numériques « plausibles ». Faire quelques relevés de courbes (courants, tensions) permettant de vérifier le principe de la commande.

2. Etude du hacheur à accumulation inductive (hacheur inverseur)

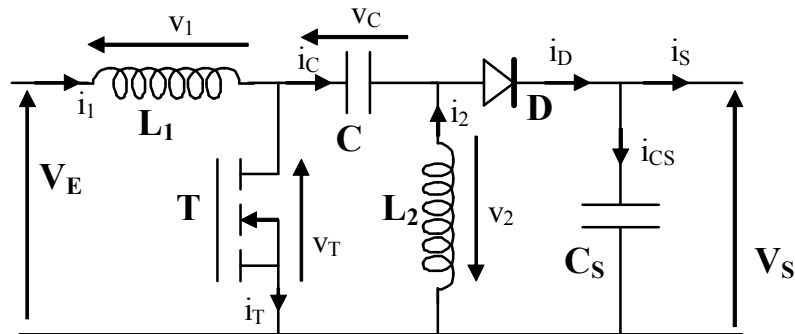
Le schéma de principe est celui décrit ci-dessous, la tension de sortie étant filtrée par un condensateur :



- 2.1 Réaliser ce schéma de simulation en y intégrant la commande vue précédemment. Attention : la référence de potentiel sera prise sur la borne « - » de l'alimentation, le montage étant inverseur.
- 2.2 Déterminer les valeurs numériques à donner aux composants L , C_s et R_s pour respecter les contraintes suivantes :
 - Tension nominale en sortie : $V_s = 24 \text{ V}$, taux d'ondulation inférieur à 0,1 %
 - Puissance nominale en sortie $P_s = 250 \text{ W}$
 - Fonctionnement nominal en régime de conduction « critique » dans l'inductance
- 2.3 Vérifier ces résultats par simulation. On enregistrera les courbes en ayant soin de les comparer aux attendues théoriques.

3. Etude du hacheur à accumulation capacitive (structure SEPIC)

Le schéma de principe est maintenant le suivant :



La tension d'entrée est dans un premier temps considérée constante, remplacée par une source de tension constante V_{DC} . La tension de sortie est mesurée aux bornes d'un dipôle R_s, C_s identique au précédent montage. On utilisera les mêmes valeurs numériques pour V_{DC} , R_s et C_s , la valeur moyenne de la tension de sortie vaut toujours $V_s = 24$ V. Il s'agit donc toujours d'une alimentation de puissance nominale 250 W dont la fréquence de découpage est encore 50 kHz.

3.1 Déterminer les valeurs numériques à donner aux composants L_1, L_2 et C pour respecter les contraintes suivantes :

- Ondulation de la tension v_c inférieure à 1%
- Ondulations du courant dans les inductances inférieures à 5% de leur valeur moyenne

Pour cela, il faudra tracer les courbes « théoriques » donnant notamment l'allure de ces courants i_1 et i_2 lorsque la tension v_c aux bornes du condensateur est supposée constante égale à V_{DC} .

3.2 Effectuer le relevé des différentes courbes obtenues par simulation et comparer aux courbes théoriques.

3.3 En se plaçant autour du point de fonctionnement nominal, superposer au signal de commande u_c de petites variations d'amplitude δv et de fréquence f . En observant la tension de sortie, en déduire le comportement fréquentiel de cette alimentation. On pourra effectuer successivement un essai indiciel et un essai harmonique.

4. Régulation de la tension de sortie

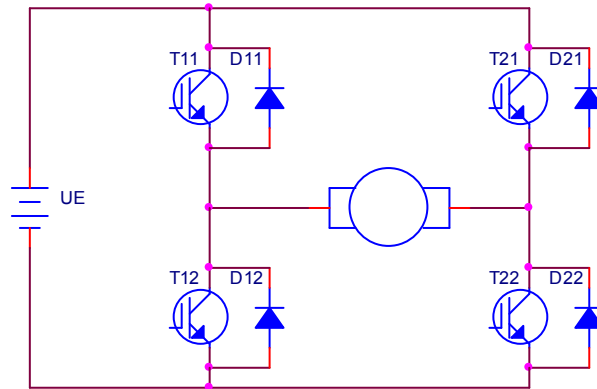
On reprend le montage vu précédemment et on désire y implanter une régulation de la tension de sortie. Pour cela, en s'inspirant de circuits intégrés de commande de tels convertisseurs, on doit comparer la tension de sortie à une référence de tension de valeur $V_{ref} = 1,25$ V. Le résultat de cette comparaison permet de commander le rapport cyclique du transistor.

4.1 Réaliser ce bouclage sur l'alimentation précédente en ajoutant une correction de type proportionnelle. On pourra prédéterminer simplement le gain du correcteur pour améliorer la dynamique de l'alimentation.

4.2 Implanter une correction de type P.I. permettant d'assurer un statisme parfait.

TP Hacheur quatre quadrants

Le schéma général du dispositif est celui de la figure suivante :



L'alimentation U_E est réalisée par un redressement triphasé du réseau 230 V / 50 Hz suivi d'un condensateur de filtrage de valeur C. La machine à courant continu est à excitation indépendante constante.

L'ensemble « redresseur-hacheur » est réalisé au sein d'un dispositif intégré SEMIKRON muni d'un système de commande externe permettant de réaliser une commande complémentaire sur chacun des deux « bras de pont ».

1. Réalisation du montage

1.1. Relever les caractéristiques de la machine à courant continu et en déduire la valeur de la tension continue redressée U_E nécessaire pour pouvoir exploiter toute la plage de vitesse de cette machine dans les deux sens. On majorera cette valeur « théorique » de U_E de 20 % pour tenir compte des chutes de tension et des limitations de rapport cyclique inhérentes à la boîte de commande.

1.2. Commande des transistors

- Relever l'allure des signaux de commande des transistors T_{11} et T_{22} respectivement notés « COM » et « DEC » sur la boîte de commande. En déduire l'allure de la tension qui va être imposée au moteur, notamment son amplitude et sa fréquence.
- Tracer la caractéristique de réglage de cette commande, i.e. le rapport cyclique en fonction de la tension de commande externe (**variable dans l'intervalle 0 à 5V**). En déduire la valeur de cette tension imposant l'arrêt de la machine.

1.3. Réaliser le montage complet avec les recommandations suivantes :

- laisser la machine à courant continu à vide ;
- câbler en premier lieu son excitation et vérifier la valeur du courant correspondant ;
- régler la commande du hacheur pour imposer un rapport cyclique de 50% ;
- augmenter progressivement la tension réseau (autotransformateur) jusqu'à atteindre la tension redressée U_E souhaitée ;
- tester le bon fonctionnement du dispositif en faisant varier la commande du hacheur lentement dans les deux sens et en surveillant en permanence l'intensité du courant d'induit moteur.

Le montage étant assez « volumineux » à réaliser, il faudra prendre soin de câbler les différents blocs entre eux de manière aisément vérifiable. Les différents appareils de mesure devront être lisibles sans effort et l'oscilloscope sera aussi éloigné que possible des connexions de puissance.

2. Caractérisation « statique » du dispositif

- 2.1. En vérifiant toujours que U_E reste constant, relever l'allure de la tension aux bornes du moteur et du courant d'induit pour les valeurs de rapport cyclique α suivantes : α_{\min} , 0.25, 0.5, 0.75 et α_{\max} , le moteur étant laissé à vide. Relever soigneusement les valeurs extrêmes de rapport cycliques possibles, α_{\min} et α_{\max} .
- 2.2. Tracer la caractéristique de réglage $V_M(v_c)$, où V_M représente la valeur moyenne de la tension aux bornes du moteur, toujours à vide et v_c la tension de commande du dispositif. Déterminer également la relation entre cette tension de commande v_c et le rapport cyclique α .
- 2.3. Relever le réseau de caractéristiques de sortie $V_M(I_M)$ de ce hacheur pilotant le moteur à vide, V_M étant toujours la valeur moyenne de la tension d'induit, I_M l'intensité du courant moyen absorbé par le moteur, le réseau étant paramétré par le rapport cyclique α . Pour effectuer ces mesures, on « chargera » le moteur par une génératrice à courant continu (ne pas oublier de câbler son excitation indépendante) simulant ainsi un couple de charge mécanique. Cette génératrice sera progressivement chargée par une résistance en surveillant en permanence le courant d'induit moteur. Dans quel(s) quadrant(s) fonctionne le dispositif ?
- 2.4. Quelle est la valeur du temps mort utilisé pour la commande complémentaire de ce hacheur ?

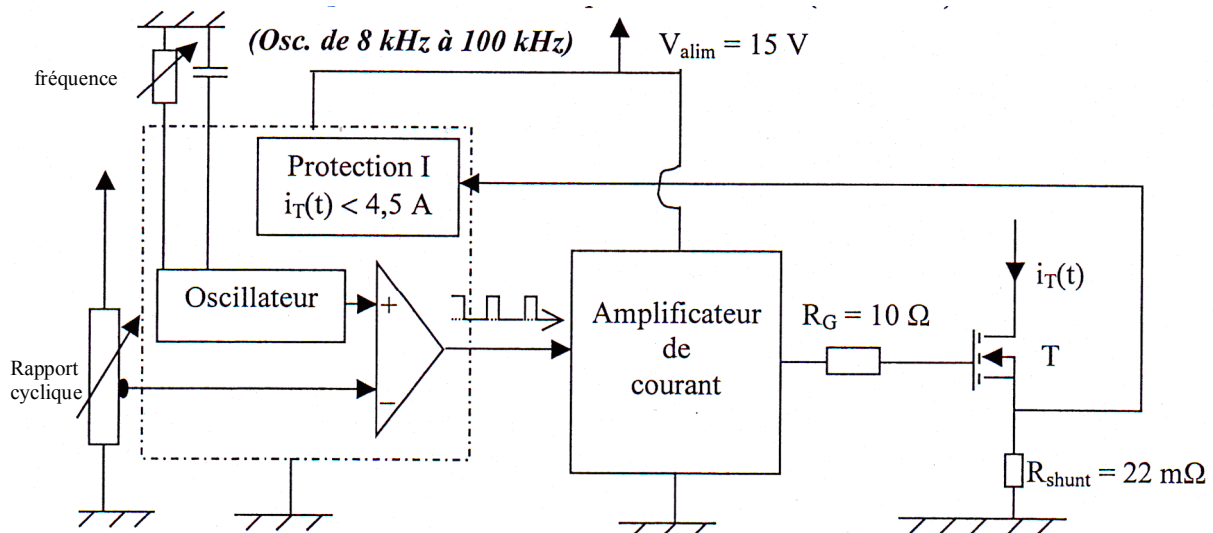
3. Etude du hacheur en régime dynamique

Dans cette étude, il faut générer un rapport cyclique du type : $\alpha = \alpha_0 + \Delta\alpha(t)$ où $\Delta\alpha(t)$ est une variation « lente » et $\alpha_0 = 0.5$. Pour cela, la tension de commande utilisée pour piloter le dispositif comprend une composante continue v_0 et une composante alternative de fréquence faible, notée $\Delta v(t)$. On laissera toujours le moteur à vide et l'on prendra soin de ne pas commuter les fonctions du générateur de commande avec un montage sous tension afin d'éviter les surintensités.

- 3.1. Utiliser la caractéristique de réglage précédente pour déterminer v_0 et $\Delta v(t)$ afin de faire varier le rapport cyclique linéairement entre 0.25 et 0.75. Appliquer cette tension progressivement sur le dispositif (amplitude lentement augmentée), à une fréquence de cycle de 0.3 Hz environ (fréquence du signal Δv).
- 3.2. Relever alors simultanément le courant d'induit moteur i_M et la tension mesurée par la génératrice tachymétrique v_T (image de la vitesse Ω). Comment interpréter ces courbes en utilisant le mode XY de l'oscilloscope (avec une rémanence suffisante) ? On pourra améliorer la mesure en intercalant un filtre passe bas sur la mesure du courant afin d'éliminer son ondulation. Comment choisir la fréquence de coupure de ce filtre ?
- 3.3. Observer la tension $u_E(t)$ et le courant moteur pour mettre en évidence la réversibilité. Que peut-on en déduire ?
- 3.4. En choisissant maintenant une variation brutale (signal carré) du rapport cyclique entre 0.4 et 0.6, reprendre les mesures précédentes et interpréter les résultats obtenus.
- 3.5. Quelle est la bande passante de ce dispositif ?

Préparation aux TP Alimentations à découpage

Les deux TP consacrés à l'étude de ces alimentations, Flyback et Forward, utilisent le même circuit de commande pour le transistor, représenté sur la figure suivante :



Un potentiomètre permet de régler la fréquence (ne pas descendre en dessous de 15 kHz), un second permet de régler le rapport cyclique. Des points tests permettent de visualiser les différents signaux, notamment le signal de commande du transistor MOSFET. Ce dernier est muni d'une limitation de courant active réglée à 4,5A et réalisée par la mesure de tension sur un shunt de 22 mΩ. L'alimentation de cette commande est réalisée par une source de tension indépendante de valeur $V_{\text{alim}} = 15 \text{ V}$.

Le noyau magnétique utilisé pour ces alimentations est de référence ETD29/16/10 réalisé avec une ferrite de type N27 : la documentation résumée figure ci-dessous. Ce noyau peut être muni d'un entrefer réglé par des cales amagnétiques. Dans ce cas, la relation entre l'épaisseur « s » de l'entrefer et la valeur « A_L » de l'inductance spécifique est donnée par la relation suivante où K_1 et K_2 sont deux constantes données dans la documentation :

$$s = \left(\frac{A_L}{K_1} \right)^{\frac{1}{K_2}} \quad \begin{matrix} s = [\text{mm}] \\ A_L = [\text{nH}] \end{matrix}$$

En préparation de chacun des deux TP, il faut donc lire cette documentation et connaître le circuit de commande du transistor de puissance.

Pour permettre une utilisation plus rapide lors du TP Flyback, tracer la caractéristique donnant l'inductance spécifique A_L en fonction de l'épaisseur de l'entrefer, variable de 0 à 1.5 mm environ. Par quelle approximation peut-on calculer A_L aux « fortes » valeurs d'entrefer ?

Pour chacun des deux TP d'alimentation à découpage, les précautions suivantes devront être prises :

- ▶ utiliser deux sources indépendantes pour réaliser V_{alim} et l'alimentation « de puissance » V_E : on réglera soigneusement la limitation de courant de celle-ci à 2 A ;
- ▶ laisser la tension V_{alim} présente durant toute la séance mais baisser la tension V_E à chaque modification de branchement ;
- ▶ ne pas abaisser la fréquence de découpage en dessous de 15 kHz.

Documentation du circuit magnétique (EPCOS N27)

ETD 29/16/10

Core

B66358

- To IEC 61185
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 0.93 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_e = 70.4 \text{ mm}$$

$$A_e = 76.0 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 71.0 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 5350 \text{ mm}^3$$

Approx. weight 28 g/set

FEK0044-8

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	P_V W/set	Ordering code
N27	2000 +30/-20%	1470	< 1.04 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66358G0000X127
N87	2200 +30/-20%	1610	< 2.80 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66358G0000X187
N97	2250 +30/-20%	1670	< 2.40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66358G0000X197

Gapped

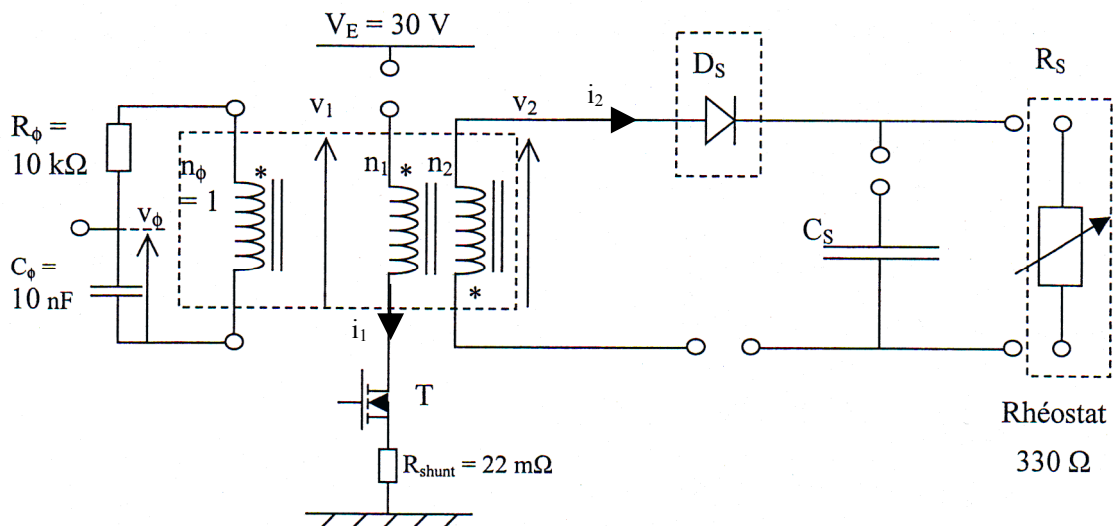
Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27,	0.10 ±0.02	621	457	B66358G0100X1**
N87	0.20 ±0.02	383	281	B66358G0200X1**
	0.50 ±0.05	201	148	B66358G0500X1**
	1.00 ±0.05	124	91	B66358G1000X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

Calculation factors (for formulas, see "E cores: general information")						
Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	124	-0.7	195	-0.847	181	-0.865
N87	124	-0.7	192	-0.796	176	-0.873
Validity range: K1, K2: 0.10 mm < s < 2.00 mm K3, K4: 70 nH < A_L < 680 nH						

TP Alimentation FLYBACK

La maquette d'étude comprend outre le circuit de commande décrit précédemment, le montage suivant :



Les liaisons manquantes devront être réalisées par des « cavaliers » permettant de visualiser les courants par l'utilisation de sondes appropriées. Le rhéostat de charge peut être de 250 Ω ou 330 Ω indifféremment et on veillera à ne pas brancher la tension V_E sans la présence de cette charge.

On notera la présence d'un circuit de mesure du flux réalisé par une spire unique reliée à un circuit R-C intégrateur. La tension v_ϕ permet donc de visualiser l'ondulation du flux dans le circuit magnétique.

4. Etude magnétique, formes d'onde.

On effectuera les mesures suivantes avec le rhéostat de charge à sa valeur maximale (charge réduite) et en veillant à travailler en régime de démagnétisation totale, pour un rapport cyclique voisin de sa valeur maximale.

- 1.1. Régler la fréquence de découpage à 50 kHz et le rapport cyclique à sa valeur maximale (que l'on notera). Observer la tension aux bornes de la spire de mesure du flux ainsi que la tension v_ϕ . En déduire l'excursion crête à crête ΔB de l'induction magnétique dans le circuit en s'aidant de la documentation ($\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$).
- 1.2. Par comparaison des tensions v_{spire} et v_1 , puis v_2 , déterminer les nombres de spires n_1 et n_2 .
- 1.3. Observer simultanément les courants i_1 et i_2 et les comparer à l'évolution du flux.
- 1.4. En déduire la valeur de l'inductance magnétisante au primaire, notée L_1 .
- 1.5. A partir des mesures de n_1 et L_1 et en utilisant la documentation, déterminer la valeur de l'inductance spécifique A_L puis l'épaisseur de l'entrefer. Quel est le rôle de cet entrefer ?

5. Courbes statiques.

Le but de ces mesures est de relever le réseau des caractéristiques statiques en sortie de l'alimentation. La fréquence de découpage est dans un premier temps maintenue constante égale à 50 kHz.

- 2.1. Pour plusieurs valeurs du rapport cyclique (par exemple α_{\max} , 0.3, 0.2 et 0.1), modifier la résistance du rhéostat de charge pour faire varier le courant moyen débité entre sa valeur minimale (obtenue avec le rhéostat au maximum) et une valeur maximale de 2 A. Relever alors les valeurs moyennes du courant débité par l'alimentation de puissance V_E , I_E , du courant de sortie, I_S , et de la tension de sortie, V_S . Noter soigneusement le point de fonctionnement correspondant au changement de régime de l'alimentation vis à vis de la démagnétisation.
- 2.2. En déduire le tracé des caractéristiques $V_S(I_S)$ et $P_S(I_S)$ (puissance de sortie) paramétrées par α . Tracer également les caractéristiques de transfert en puissance $P_S(P_E)$ et en déduire le rendement. Faire apparaître les zones de fonctionnement en démagnétisation partielle et en démagnétisation totale.
- 2.3. Afin de maintenir l'alimentation en régime critique, il est possible de modifier la fréquence de découpage. Ceci est en général réalisé au moyen d'une commande auto-oscillante mais on peut simuler ce fonctionnement de la façon suivante : on règle la fréquence de découpage pour maintenir la valeur moyenne de la tension de sortie constante alors que le rapport cyclique reste constant, réglé à α_{\max} , ceci pour différentes valeurs du rhéostat de charge. Pour réaliser facilement ces mesures, on procédera « à l'envers » en réglant d'abord une valeur de fréquence de découpage puis en modifiant la valeur du rhéostat pour obtenir la tension de sortie souhaitée, par exemple $V_S = 40$ V. Relever alors le point de fonctionnement, i.e. la valeur moyenne du courant de sortie I_S et la fréquence de découpage.

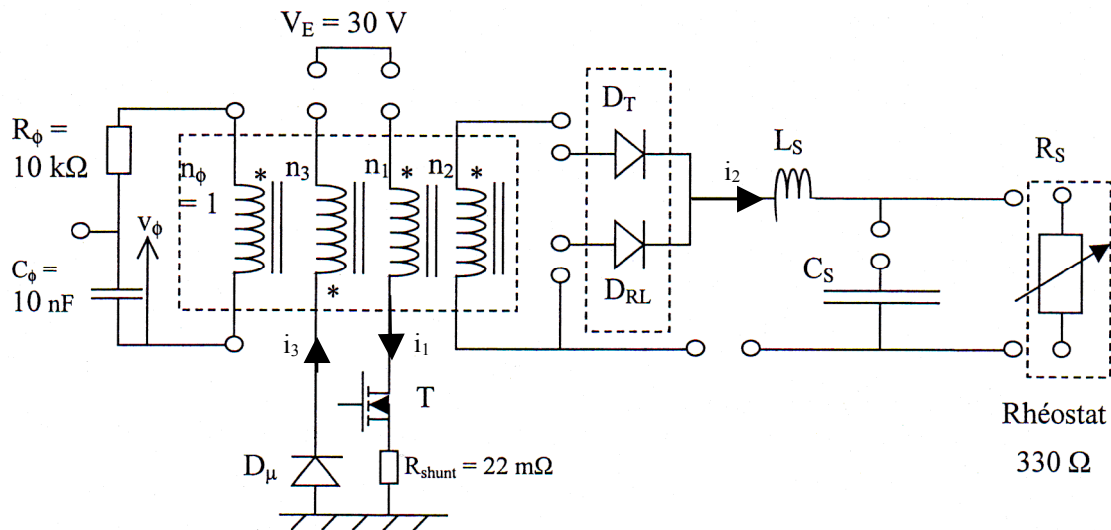
6. Mesures complémentaires

Laisser le rhéostat de charge à sa valeur maximale et la fréquence de découpage à 50 kHz.

- 3.1. Observer simultanément le courant i_1 et la tension aux bornes du transistor v_T . En déduire les contraintes subies par ce transistor et évaluer ses pertes en commutation et en conduction.
- 3.2. Observer simultanément le courant dans le condensateur de filtrage I_{CS} et la tension de sortie v_S . En déduire la valeur du condensateur de filtrage C_S .

TP Alimentation FORWARD

Le montage utilisé est décrit sur la figure suivante, la commande du transistor de puissance étant la même que précédemment :



Les liaisons manquantes devront être réalisées par des « cavaliers » permettant de visualiser les courants par l'utilisation de sondes appropriées. On veillera en particulier à ne jamais déconnecter l'enroulement de démagnétisation. Le rhéostat de charge peut être de 250 Ω ou 330 Ω indifféremment.

On notera la présence d'un circuit de mesure du flux réalisé par une spire unique reliée à un circuit R-C intégrateur. La tension v_ϕ permet donc de visualiser l'ondulation du flux dans le circuit magnétique.

1. Fonctionnement à vide

Dans cette première partie de l'étude, il n'y a aucune charge en sortie de l'alimentation.

On réglera la fréquence de découpage à 50 kHz et le rapport cyclique à sa valeur maximale (que l'on notera).

- 1.1. Observer la tension aux bornes de la spire de mesure du flux ainsi que la tension v_ϕ . En déduire l'excursion crête à crête ΔB de l'induction magnétique dans le circuit en s'aidant de la documentation ($\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$).
- 1.2. Vérifier la démagnétisation complète à chaque période en observant simultanément les courants i_1 et i_3 . Comparer ces observations à celle de la tension v_ϕ .
- 1.3. En observant simultanément le courant i_1 et la tension v_1 , déterminer la valeur de l'inductance magnétisante au primaire, notée L_1 . Quelle est la valeur de l'entrefer utilisé ?
- 1.4. Par comparaison des tensions v_{spire} et v_1 , puis v_2 et v_3 (les tensions v_i sont mesurées aux bornes des bobinages de n_i spires) déterminer les nombres de spires n_1 , n_2 et n_3 . Ce résultat est-il cohérent avec la valeur de L_1 trouvée (utiliser la documentation du noyau magnétique) ?
- 1.5. En observant simultanément le courant i_1 et la tension v_ϕ , diminuer progressivement la fréquence de découpage jusqu'à 20 kHz tout en maintenant le rapport cyclique maximal. Que se passe-t-il ?

2. Fonctionnement en charge

On connecte le rhéostat de charge après l'avoir régler à une valeur de $30\ \Omega$ pour effectuer les mesures suivantes. Il ne faut pas oublier de connecter toutes les liaisons « ouvertes » permettant les mesures des différents courants au secondaire. On règle de nouveau la fréquence de découpage à 50 kHz et le rapport cyclique à sa valeur maximale.

2.1. Observer simultanément puis successivement les couples de grandeurs suivants :

- la tension secondaire v_2 et la tension aux bornes de D_{RL} , v_{DRL} ;
- le courant de sortie i_S et la tension aux bornes de D_{RL} ;
- les courants dans les deux diodes secondaires, i_{DRL} et i_{DT} .

Que peut-on dire du mode de fonctionnement de ces diodes secondaires ?

2.2. Observer simultanément le courant i_{LS} dans la bobine L_S et la tension v_{DRL} . En déduire la valeur de cette inductance de sortie L_S . Que peut-on dire de son dimensionnement ?

2.3. Observer simultanément le courant dans le condensateur de filtrage i_{CS} et la tension de sortie v_S . En déduire la valeur du condensateur de filtrage C_S .

3. Courbes statiques.

Le but de ces mesures est de relever le réseau des caractéristiques statiques en sortie de l'alimentation. La fréquence de découpage est maintenue constante égale à 50 kHz.

3.1. Pour plusieurs valeurs du rapport cyclique (par exemple α_{max} , 0.3, 0.2, 0.1), modifier la résistance du rhéostat de charge pour faire varier le courant moyen débité entre sa valeur minimale (obtenue avec le rhéostat au maximum) et une valeur maximale de 2 A. Relever alors les valeurs moyennes du courant débité par l'alimentation de puissance V_E , I_E , du courant de sortie, I_S , et de la tension de sortie, V_S .

3.2. En déduire le tracé des caractéristiques $V_S(I_S)$ paramétrées par α . Tracer également les caractéristiques de transfert en puissance $P_S(P_E)$ et en déduire le rendement.

4. Empiètement.

On se propose d'étudier le détail des commutations de courant dans le transformateur, particulièrement lors de l'amorçage du transistor. On règle pour cela le rhéostat à sa valeur minimale admissible pour un rapport cyclique maximal, la fréquence étant maintenue à 50 kHz.

4.1. Observer alors lors de l'amorçage du transistor :

- les courants dans les deux diodes secondaires, i_{DRL} et i_{DT} ;
- la tension primaire v_1 et la tension aux bornes de D_{RL} , v_{DRL} .

4.2. Quel est le schéma équivalent du transformateur lors de cette phase d'amorçage ? Déduire de ces mesures une estimation de l'inductance de fuite L_f . En déduire la chute de tension en charge imputable aux fuites magnétiques du transformateur.