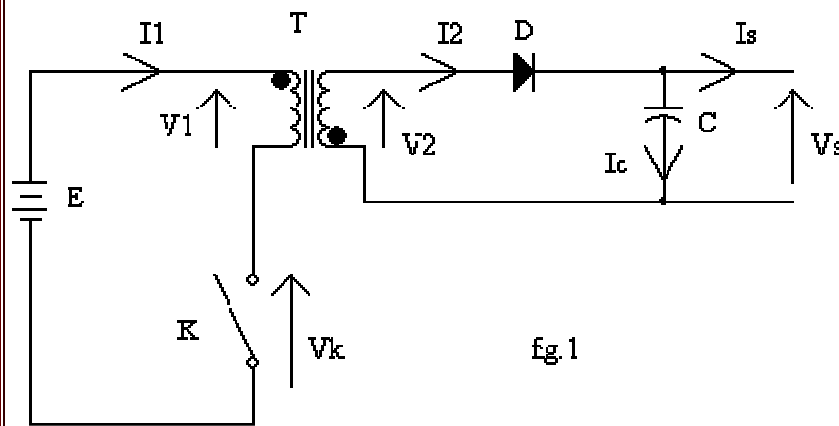


xxxxxxModule 4 : xxxxxxxx "Alimentations continues "

Alimentation Flyback

1 Principe

La structure d'une alimentation flyback est donnée par la fig.1.



L'interrupteur K unidirectionnel en courant est commandé à la fréquence $f = 1/T$ avec le rapport cyclique α : de 0 à $\alpha.T$, K est fermé et de $\alpha.T$ à T , K est ouvert.

❖ Durant la phase de fermeture de K, la tension primaire $v_1 = E$; compte tenu des sens d'enroulement marqués par les points sur les bobinages, la tension v_2 est négative donc D est bloquée et le courant i_1 crée un flux ϕ positif dans le transformateur.

❖ Lorsqu'on commande l'ouverture de K, Le courant i_1 s'annule; la continuité du flux donc des ampères-tours impose un courant $i_2 > 0$ donc la conduction de D. Le secondaire recharge la charge en utilisant l'énergie magnétique stockée dans le transformateur.

Le flux est toujours positif ou nul; on a donc une alimentation asymétrique.

La démagnétisation se faisant par transfert d'énergie à la charge, ***l'alimentation flyback ne peut pas fonctionner à vide.***

Le courant i_2 peut s'annuler avant la fin de la période; le transformateur est donc complètement démagnétisé à chaque période; la démagnétisation peut être incomplète, le courant i_2 est nul à T .

Le transformateur fonctionne de façon particulière puisqu'il n'y a jamais à la fois présence des courants primaire et secondaire. L'énergie magnétique stockée durant la fermeture de K est transférée à la charge durant son ouverture; pour pouvoir transmettre une puissance importante, il faut donc stocker une énergie magnétique importante; ***ceci impose de créer un entrefer dans le circuit magnétique.***

2 étude simplifiée

2.1 Hypothèses

Pour simplifier l'étude, on suppose :

- ❖ les interrupteurs K et D parfaits : courant nul à l'état ouvert et tension nulle à l'état fermé
- ❖ le filtrage parfait de la tension de sortie : $v_s(t) = V_s = \text{Cste}$.
- ❖ le transformateur parfait : circuit magnétique linéaire donc inductance constante des bobinages; inductances de fuites et résistances des bobinages nulles.

2.2 Démagnétisation complète

A $t = 0$, le transformateur est démagnétisé, les courants primaires et secondaires sont nuls.

On commande la fermeture de K imposant $v_k = 0$ donc $v_1 = E$; le transformateur étant parfait,

$v_2 = -m \cdot v_1 = -m \cdot E$ avec $m = n_2 / n_1$, rapport des nombres de spires respectivement au secondaire et au primaire. La diode D est donc bloquée et $i_2 = 0$.

Soit L_1 l'inductance du primaire, nous avons $v_1 = L_1 \cdot di_1/dt$ soit $i_1 = E \cdot t / L_1$. Le flux dans la section droite du circuit magnétique est $\phi = L_1 \cdot i_1 / n_1$.

A la fin de la période de fermeture de K soit en $t = \alpha \cdot T$, le courant primaire est maximal et vaut $\hat{I}_1 = E \cdot \alpha \cdot T / L_1$ et l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique est :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot i_1^2 = \frac{\alpha^2 \cdot E^2 \cdot T^2}{2 \cdot L_1}$$

Pour $t > \alpha \cdot T$, on commande l'ouverture de K imposant $i_1 = 0$. Le flux et l'énergie magnétique ne peuvent être discontinus; la relation liant le flux aux courants est $R \cdot \phi = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2$.

$$i_1(t' = 0^+) = 0 \text{ et } i_2(t' = 0^+) = \frac{n_1}{n_2} \hat{I}_1$$

La tension induite au primaire est $v_1 = -L_1 \cdot di_1/dt$ et i_1 le courant magnétisant; en posant $t' = t - \alpha \cdot T$, nous en déduisons

$$v_1 = -n_1 \cdot V_s / n_2 \text{ et } v_k = E + n_1 \cdot V_s / n_2$$

$$v_2 = -L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} \text{ soit } i_2(t') = \frac{n_1}{n_2} \hat{I}_1 - \frac{V_s t'}{L_2}$$

Soit L_2 l'inductance du secondaire, compte tenu de la convention générateur au secondaire,

$$\beta' \cdot T = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{L_2 \cdot \hat{I}_1}{V_s}$$

La démagnétisation étant complète, le courant i_2 s'annule en $t' = \beta' \cdot T = (\beta - \alpha) \cdot T$ avec

$$L_2 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \cdot L_1$$

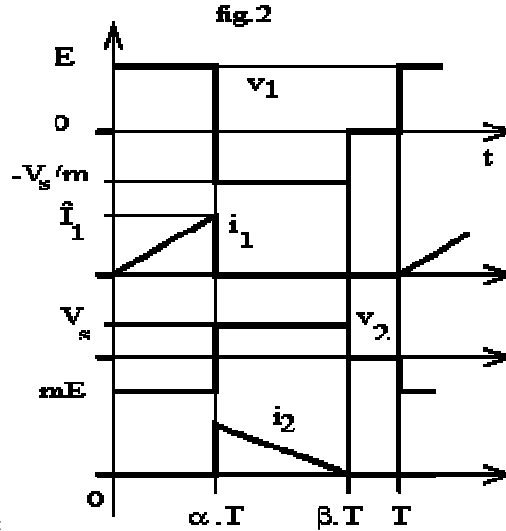
Le primaire et le secondaire étant bobinés sur le même circuit magnétique, les inductances sont proportionnelles au carré du nombre de spire :

$$\beta' = \alpha \cdot \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{E}{V_s}$$

En conséquence, il vient :

$$\alpha < \frac{V_s}{m \cdot E + V_s}$$

Pour rester en démagnétisation complète, nous devons avoir $\beta' < 1 - \alpha$ soit



L'allure des graphes est donné par la fig.2 :

Pour obtenir l'expression de la tension de sortie, nous pouvons écrire que la puissance P_s fournie à la charge est égale à la puissance P_e fournie par la source E, toutes les pertes étant négligées.

Nous avons $P_s = V_s I_s = V_s^2 / R_{ch}$, pour une charge purement résistive. $P_e = (E \cdot i_1)_{moy} = E \cdot i_{1moy}$.

$$V_s = \frac{\alpha^2 R^2}{2 L_1 \cdot f I_s} \quad \text{ou} \quad V_s = \alpha E \cdot \sqrt{\frac{R_{ch}}{2 L_1 f}}$$

D'après la forme du graphe, nous avons $i_{1moy} = \alpha \cdot \hat{I}_1 / 2 = E \cdot \alpha^2 T / 2 L_1$ d'où

Nous constatons que la tension de sortie dépend du montage, du rapport cyclique de commande mais aussi de la résistance de charge; si nous voulons une tension de sortie constante, nous devons avoir une boucle de régulation faisant varier le rapport cyclique en fonction de la charge.

2.3 Démagnétisation incomplète

Dans ce cas le flux reste toujours strictement positif ainsi que la somme des ampères-tours: $n_1 i_1 + n_2 i_2 > 0$.

À $t = 0$, on commande la fermeture de K imposant $v_k = 0$ donc $v_1 = E$; le transformateur étant parfait,

$v_2 = -m \cdot v_1 = -m \cdot E$. La diode D est donc bloquée et $i_2 = 0$.

Nous avons $v_1 = L_1 \cdot di_1 / dt$ soit $i_1 = E \cdot t / L_1 + A$. Au début de cette phase de magnétisation, le flux est minimal ainsi que le courant; nous avons donc $i_1 = E \cdot t / L_1 + i_{1m}$.

À la fin de la période de fermeture de K soit en $t = \alpha \cdot T$, le courant primaire est maximal et vaut

$i_{1M} = E \cdot \alpha \cdot T / L_1 + i_{1m}$. Nous en déduisons $\Delta i_1 = i_{1M} - i_{1m} = E \cdot \alpha \cdot T / L_1$.

Pour $t > \alpha \cdot T$, on commande l'ouverture de K imposant $i_1 = 0$. Le flux et l'énergie magnétique ne peuvent être discontinus; en posant $t' = t - \alpha \cdot T$, nous en déduisons

$$(i_1 = 0) = \frac{n_1}{r_2} i_{1M} = i_{2M}$$

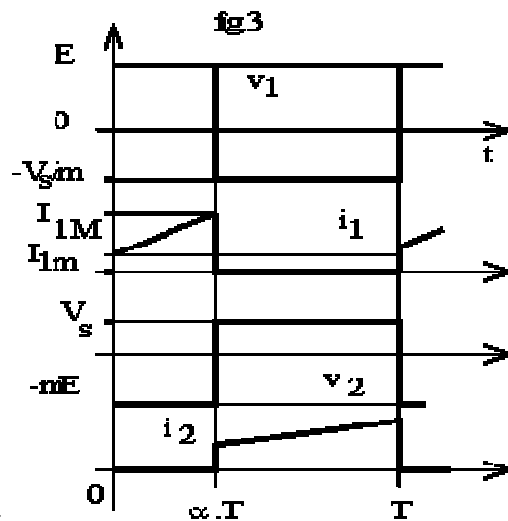
. La diode D doit donc conduire et la tension secondaire est $v_2 = v_s$; nous en déduisons $v_1 = -n_1 \cdot V_s / n_2$ et $v_k = E + n_1 \cdot V_s / n_2$.

$$v_2 = -L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} \quad \text{soit} \quad i_2(t') = \frac{n_1}{r_2} i_{1M} - \frac{V_s t'}{L_2}$$

Soit L_2 l'inductance du secondaire, compte tenu de la convention générateur au secondaire,

La démagnétisation étant incomplète, nous avons en $t = T$ soit $t' = (1 - \alpha) \cdot T$

$$i_{2m} = \frac{i_{1M}}{m} - \frac{V_s \cdot (1-\alpha) \cdot T}{m^2 \cdot L_1} = \frac{i_{1m}}{m} \quad ; \text{ Nous en déduisons } \frac{\Delta i_1}{m} = \frac{V_s \cdot (1-\alpha) \cdot T}{m^2 \cdot L_1} \quad ; \text{ en égalant les deux expressions de } \Delta i_1, \text{ il vient } v_s = m \cdot \alpha \cdot E / (1-\alpha).$$



L'allure des graphes est donné par la fig.3 :

nous constatons qu'en démagnétisation incomplète, la tension de sortie ne dépend plus du courant de charge.

En égalant les puissances fournie par la source et consommée par la charge, nous avons $E \cdot i_{1moy} = \alpha \cdot E \frac{i_{1M} + i_{1m}}{2} = V_s \cdot I_s$; nous en déduisons $i_{1moy} = m \cdot \alpha \cdot I_s / (1-\alpha)$; cette celle de Δi_1 , permet de calculer les extremums du courant primaire donc du courant secondaire.

3 choix des composants

Nous nous fixons la tension d'alimentation E, la tension vs et le courant Is en sortie, la fréquence de découpage f et l'ondulation maximale ΔV_s de la tension de sortie.

Par exemple E = 24 V ; vs = 12 V ; Is = 1 A ; f = 50 kHz et $\Delta V_s = 0,6$ V.

3.1 Inductances

Démagnétisation complète

$$V_s = \frac{\alpha^2 \cdot E^2}{2 \cdot L_1 \cdot f \cdot I_s}$$

Nous avons ; si nous nous fixons une valeur du rapport cyclique α , nous pouvons en déduire l'inductance primaire L_1 et la valeur crête du courant primaire $\hat{I}_1 =$

Avec les valeurs de l'exemple et $\alpha = 50\%$, il vient $L_1 = 120 \mu\text{H}$ et $\hat{I}_1 = 2$ A.

Le temps de conduction de la diode est $\beta' \cdot T = L_2 \cdot I_s / v_s$; la continuité de l'énergie magnétique en $t = \alpha \cdot T$ impose $\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot \hat{I}_1^2 = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot \hat{I}_2^2$; nous en déduisons $L_2 = \frac{1}{L_1} \left[\right.$

Nous nous fixons β' tel que $\alpha + \beta' < 1$ pour rester en démagnétisation complète et nous calculons L_2 et \hat{I}_2 .

Dans l'exemple avec $\beta' = 40\%$, il vient $L_2 = 19,2 \mu\text{H}$ et $\hat{I}_2 = 5$ A.

$$m = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

Nous pouvons en déduire le rapport de transformation . Dans l'exemple $m = 0,4$.

Démagnétisation incomplète

Nous devons nous fixer le rapport cyclique α et l'ondulation Δi_1 du courant primaire.

Nous en déduisons $L_1 = \alpha \cdot T \cdot E / \Delta i_1$; de la relation $v_s = m \cdot \alpha \cdot E / (1 - \alpha)$, nous déduisons le rapport de transformation m et la valeur de l'inductance secondaire $L_2 = m^2 \cdot L_1$.

$$i_{1\text{moy}} = \alpha \frac{i_{1M} + i_{1m}}{2} \text{ et } \Delta i_1 = i_{1M} - i_{1m}$$

Nous pouvons alors calculer la valeur moyenne du courant primaire $i_{1\text{moy}} = m \cdot \alpha \cdot I_s / (1 - \alpha)$; avec nous calculons les extremums du courant secondaire en divisant par m .

Dans l'exemple étudié, prenons $\alpha = 50\%$ et $\Delta i_1 = 0,5$ A. Nous en déduisons $L_1 = 480 \mu\text{H}$; $m = 0,5$; $L_2 = 120 \mu\text{H}$; $i_{1\text{moy}} = 0,5$ A; $i_{1M} = 1,25$ A; $i_{1m} = 0,75$ A; $i_{2M} = 2,5$ A et $i_{2m} = 1,5$ A.

Nous constatons que le fonctionnement en démagnétisation incomplète demande des inductances plus fortes que celui en démagnétisation complète.

3.2 Condensateur de filtrage

Le condensateur de sortie alimente la charge pendant la durée de blocage t_{offD} de la diode D.

Le courant de charge étant constant, nous avons durant cette phase $i_c = -I_s = C \cdot dv_s / dt$; nous en déduisons la variation de tension durant cette phase $-I_s \cdot t_{\text{offD}} / C$; le condensateur est donc dimensionné par $C = I_s \cdot t_{\text{offD}} / \Delta V_s$.

En démagnétisation complète la diode D est bloquée durant la phase de fermeture de K qui dure de 0 à αT et durant la phase où K et D sont bloqués durant de $(\alpha + \beta)T$ à T ; nous avons donc $t_{\text{offD}} = (1 - \alpha)T$.

En démagnétisation incomplète, D est bloquée uniquement de 0 à αT donc $t_{\text{offD}} = (1 - \alpha)T$.

Avec les valeurs de l'exemple, nous trouvons $C = 20 \mu\text{F}$ en démagnétisation complète et $C = 17 \mu\text{F}$ en démagnétisation incomplète.

3.3 Interrupteur K

L'interrupteur K est unidirectionnel en tension et en courant. On choisira un transistor de type MOS pour les tensions d'alimentations faibles à moyennes (12 à 400 V) et de type bipolaire pour les tensions élevées. Il doit pouvoir supporter la tension $E + v_s / m$ au blocage et le courant I_1 en saturation.

Dans l'exemple, nous avons :

↳ en démagnétisation complète : tension maximale 54 V, courant maximal 2 A

↳ en démagnétisation incomplète : tension maximale 48 V, courant maximal 1,25 A.

Facteur de dimensionnement de l'interrupteur :

$$F_d = \frac{V_{K\text{max}} \cdot I_{K\text{max}}}{\text{Puissance contrôlée}}$$

Le facteur de dimensionnement du transistor est

$$F_d = \left(1 + \frac{V_s}{m E} \right) \frac{I_{1\text{max}}}{I_{1\text{moy}}}$$

Dans tous les cas $V_{K\text{max}} = E + v_s / m$ et Puissance contrôlée = $V_s \cdot I_s = E \cdot i_{1\text{moy}}$. Nous en déduisons

$$V_s = \frac{\alpha^2 E^2}{2I_1 - I_s} \text{ ou } V_s = \alpha E \sqrt{\frac{R_{ch}}{2I_1}} \quad F_d = \frac{2}{\alpha} + \frac{V_s}{2mfL_1 I_s} = \frac{2}{\alpha} + \frac{2}{m} \sqrt{\frac{R_{ch}}{2L_1 f}}$$

◀ En démagnétisation complète: $I_{kmax} = \alpha \cdot I_1/2$ et

$$\alpha < \frac{V_s}{mE + V_s} \text{ pour res}$$

A résistance de charge constante, nous voyons que nous avons intérêt à choisir une valeur de α aussi grande que possible tout en respectant la condition plète. Avec les valeurs de l'exemple, nous avons $F_d = 9$.

$$I_{1moy} = \frac{\alpha}{2} (I_{1max} + I_{1min}) = \alpha (I_{1max} - \frac{\Delta I_1}{2}) \text{ et } V_s = m \frac{\alpha}{1-\alpha} E \quad F_d = \frac{1}{\alpha(1-\alpha)} + \frac{1}{2(1-\alpha)}$$

◀ En démagnétisation incomplète :

Le premier terme est minimal pour $\alpha = 50\%$ et vaut alors 4. Le deuxième terme est d'autant plus faible que l'ondulation est petite devant la valeur moyenne du courant. Dans l'exemple

3.4 Diode

La diode doit supporter la tension $v_s + mE$ au blocage; le courant moyen dans le condensateur étant nul, nous avons un courant moyen dans la diode égal à I_s et un courant crête égal à I_1 . La diode doit être suffisamment rapide pour s'adapter à la fréquence de découpage.

Nous pouvons utiliser une diode Schottky qui est très rapide et qui a une chute de tension plus faible qu'une diode à jonction PN; on diminue ainsi les pertes dans la diode donc on augmente l'efficacité de l'alimentation.

Dans l'exemple, le courant moyen dans la diode est de 1 A;

◀ en démagnétisation complète : tension maximale 31,2 V, courant maximal 5 A

◀ en démagnétisation incomplète : tension maximale 36 V, courant maximal 2,5 A.

4 Effet des inductances de fuites

Les inductances de fuites du transformateur doivent être prises en compte dans le choix des composants; par définition ces inductances au primaire et au secondaire ne sont pas couplées. À l'ouverture de K, l'inductance de fuites primaire est magnétisée; à l'ouverture de K, l'énergie stockée ne peut être évacuée au secondaire et sera dissipée dans l'interrupteur.

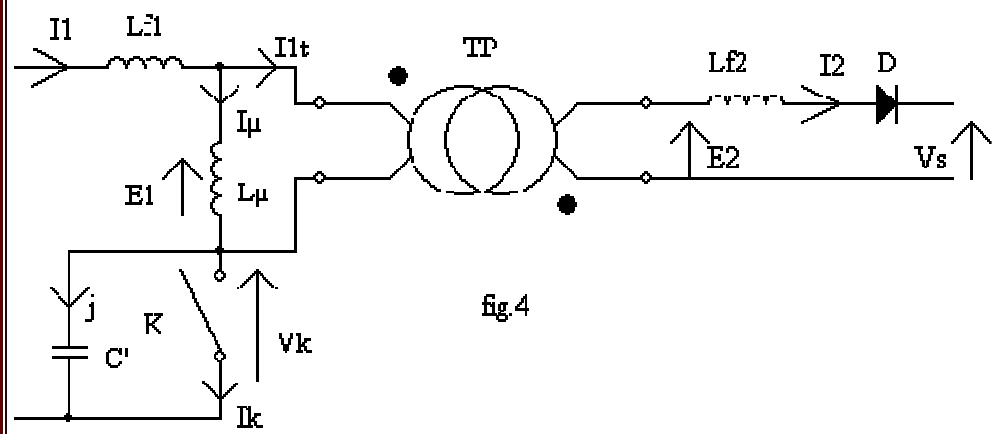


fig.4

On peut modéliser le transformateur par :

- ❖ l'inductance magnétisante L_μ égale à l'inductance primaire L_1 si on néglige les fuites
- ❖ les inductances de fuites primaire L_{1f} et secondaire L_{2f}
- ❖ un transformateur parfait de rapport $m = n_2/n_1$ imposant compte tenu du sens de couplage : $e_2 = -m \cdot e_1$ et

$i_{1t} = -m.i_2$. Nous avons donc $i_1 = i_\mu + i_{1t} = i_\mu - m.i_2$.

4.1 Étude sans circuit d'aide à la commutation

On suppose que sur la fig.4 le condensateur C est débranché.

Étudions l'ouverture de K en $t = \alpha.T$ soit en $t' = t - \alpha.T = 0$; à $t' = 0^+$, K est fermé, D est bloquée. $i_1(0) = \hat{I}_1$.

L'interrupteur impose la vitesse de décroissance du courant : $i_1(0) = \hat{I}_1(1 - t'/t_f)$.

La diode D conduit donc $e_2 = -m.e_1 = L_{f2} \cdot \frac{di_2}{dt'} + V_s$ avec $i_2 = i_\mu - i_1$, il vient : $e_1 = L_\mu \cdot \frac{di_\mu}{dt'} = -\frac{L_{f2}}{m} \left(\frac{di_\mu}{dt'} - \frac{di_1}{dt'} \right) - \frac{V_s}{m}$;

$$\frac{di_\mu}{dt'} = -\frac{L_{f2}}{m^2} \cdot \frac{\hat{I}_1}{t_f} + \frac{V_s}{m} \quad \text{et} \quad e_1 = -\frac{L_\mu}{L_\mu + \frac{L_{f2}}{m^2}} \left[\frac{L_{f2}}{m^2} \cdot \frac{\hat{I}_1}{t_f} + \frac{V_s}{m} \right]$$

avec $di_1/dt' = -\hat{I}_1/t_f$, il vient :

$$v_k = E - \frac{V_s}{m} + I$$

Nous avons $v_k = E - e_1 - L_{f1} \cdot di/dt$ soit, en négligeant L_{f2}/m^2 devant L_μ et en appelant l'inductance de fuites totales ramenée au primaire $L_f = L_{f1} + L_{f2}/m^2$:

Les inductances de fuites, créent donc une surtension $L_f \hat{I}_1 / t_f$ aux bornes de l'interrupteur.

Avec les valeurs de l'exemple en démagnétisation complète $m = 0,4$; $L_1 = 120 \mu\text{H}$; $L_2 = 20 \mu\text{H}$, $\hat{I}_1 = 2 \text{ A}$. Prenons un temps d'ouverture $t_f = 0,1 \mu\text{s}$ et des inductances de fuites égales à principales : $L_{f1} = 6 \mu\text{H}$, $L_{f2} = 1 \mu\text{H}$; $L_f = 12,25 \mu\text{H}$; la surtension est donc de 245 V pour une tension de blocage de 54 V.

La valeur très élevée de cette surtension impose d'utiliser un circuit d'aide à la commutation.

4.2 Étude avec circuit d'aide à la commutation

Plaçons un condensateur de capacité C en parallèle sur l'interrupteur.

À l'ouverture de K, on a trois phases :

« première phase : durant le temps d'ouverture t_f le courant est commuté de K à C'; à la fin de cette phase

$j = \hat{I}_1$ et $j_k = 0$. On peut considérer que durant cette phase, le courant magnétisant i_μ n'a pas varié; la tension e_1 est donc nulle ainsi que e_2 et D est bloquée donc $i_2 = 0$ et $i_1 = i_\mu$.

« deuxième phase : tant que D est bloquée, $i_1 = i_\mu$ quasi constant donc C' se charge à courant \hat{I}_1 constant la tension v_k augmente linéairement; e_1 est peu différente de $E - v_k$ et e_2 de m que $e_2 < v_s$ soit tant que $v_k < E + v_s/m$.

« troisième phase : D conduit en $t' = 0$; à cet instant $i_1 = i_\mu = \hat{I}_1$ et $v_k = E + v_s/m$.

Les équations du montage sont : $j = i_1 = C \cdot dv_k/dt'$; $E = v_k + L_{f1} \cdot di_1/dt' + L_\mu \cdot di_\mu/dt'$; $e_2 = -m \cdot e_1 = -m \cdot L_\mu \cdot di_\mu/dt' = v_s + L_{f2} \cdot di_2/dt'$; $i_1 = i_\mu + i_{1t} = i_\mu - m \cdot i_2$.

$$\frac{di_\mu}{dt'} = \frac{\frac{L_{f2}}{m} \cdot \frac{di_1}{dt'} - V_s}{m \cdot L_\mu + \frac{L_{f2}}{m}}$$

On en déduit ; en négligeant L_{f2}/m^2 devant L_μ , nous obtenons

$$+ L_f \cdot \frac{di_1}{dt'} = E + \frac{V_s}{m} = v_{k\text{bloc}} \quad \text{soit en posant } \omega = 1/\sqrt{L_f \cdot C}, \quad v_k + \omega^2 \cdot \frac{d^2 v_k}{dt'^2} = v_{k\text{bloc}}$$

La solution est de la forme $v_k = A \cdot \cos \omega \cdot t' + B \cdot \sin \omega \cdot t' + V_{kbloc}$; $i_1 = C' \cdot \omega \cdot B \cdot \cos \omega \cdot t'$

Avec $v_k(t'=0) = V_{kbloc}$ et $i_1(t'=0) = \hat{I}_1$, nous avons $A = 0$ et $B = \hat{I}_1 / C' \cdot \omega$.

La tension maximale aux bornes de l'interrupteur est $V_{kbloc} + \hat{I}_1 / C' \cdot \omega$; la surtension est : $\hat{I}_1 / C' \cdot \omega - \hat{I}_1 \sqrt{L_f / C'}$

Plus la capacité est grande, plus la surtension est faible; on doit cependant limiter la valeur de C' pour limiter la durée de la deuxième phase $(E + v_s/m) \cdot C' / \hat{I}_1$ à une valeur faible devant le temps de rouverture. De plus, à la fermeture de K, le condensateur chargé sous V_{kbloc} se décharge dans l'interrupteur; pour limiter la pointe de courant qui en résulte, on doit placer une résistance R' en série. L'intensité sera limitée à V_{kbloc} / R' et le temps de décharge de l'ordre de $5 \cdot R' \cdot C'$ doit rester faible devant le temps de fermeture de K.

Dans l'exemple en démagnétisation complète, si on veut limiter la surtension à 50 V, on doit avoir $C' > 19,6$ nF; en prenant $C' = 22$ nF et $V_{kbloc} = 54$ V; la phase 2 du blocage dure 0,100 μs. En limitant la surintensité à 2 A, on a $R' = 27 \Omega$ et un temps de décharge de 3 μs. Les temps de commutation étant un peu forts, il faut diminuer C donc admettre une surtension plus élevée.

La surtension à la coupure due aux inductances de fuites est une des principales limitations de l'utilisation de la structure flyback pour les fortes puissances.

5 principes de commande

5.1 Commande en mode tension

La commande de l'interrupteur fonctionne à fréquence de découpage fixe et à rapport cyclique α variable; pour réguler la tension de sortie v_s , on compare sa valeur à celle de la référence v_{ref} et l'erreur qui en résulte fait varier le rapport cyclique.

Lorsque l'alimentation comporte plusieurs sorties de tensions différentes, on ne peut en réguler précisément qu'une seule; pour que toutes les sorties soient régulées, il faut que les courants de charge secondaires soient serrés afin qu'ils aient tous la même inductance de fuite ramenée au primaire.

Ce type de commande est simple à réaliser et la régulation ne pose pas de problèmes de stabilité car on peut montrer que le système est du premier ordre.

Son inconvénient est de ne pas contrôler le courant dans l'interrupteur K.

5.2 Commande en mode courant

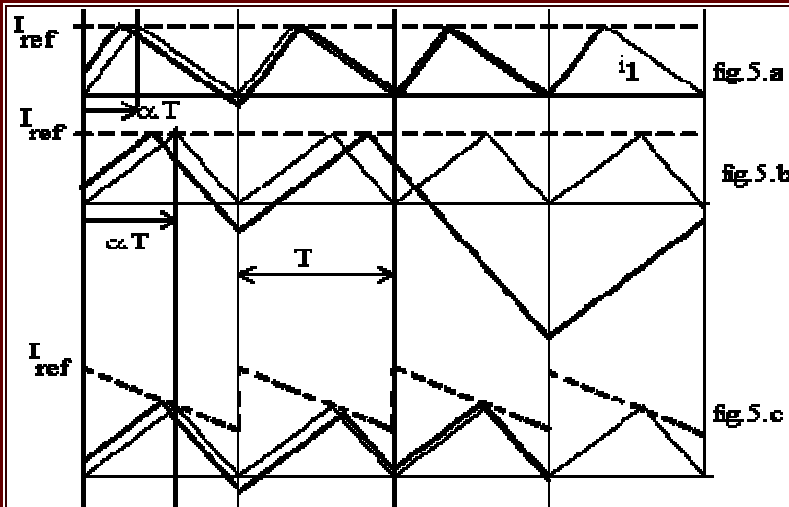
La commande fonctionne à fréquence fixe, le rapport cyclique étant fonction d'une référence de courant crête dans l'interrupteur K. A chaque fin de période, l'interrupteur K est fermé; quand il atteint la valeur I_{ref} , on commande l'ouverture de K. La régulation se fait par la variation de I_{ref} en fonction de l'erreur sur la tension de sortie. Si la tension de sortie diminue pendant chaque période de conduction de K on stocke une énergie magnétique insuffisante, il faut donc augmenter la référence de courant.

On peut ainsi protéger l'interrupteur K contre les surintensités en limitant la valeur de I_{ref} .

Ce mode de commande peut devenir instable.

Sur la fig.5.a, on a tracé la réponse en courant pour un rapport cyclique $\alpha < 50$ % et pour une référence de courant donnée. La période est fixée par la commande et les pentes de croissance de i_1 par les inductances des bobinages. Supposons qu'une perturbation entraîne une augmentation du courant minimal.

Le système réagit suivant le graphe en trait épais; on constate que le système est stable puisque au bout de quelques périodes, le courant reprend le fonctionnement normal.



Sur la fig.5.b, on a tracé les mêmes graphes pour un rapport cyclique $\alpha > 50\%$; on constate alors une instabilité de fonctionnement car la perturbation s'amplifie.

Dans ce cas, on peut stabiliser le système en créant une référence de courant en forme de dent de scie (fig.5.c); certains circuits intégrés de commande, dits à compensation de pente, permettent de fonctionner pour toute valeur de α .

5.3 Commande à fourchette de courant

On peut adapter le mode courant en gardant le blocage de K commandé lorsque le courant primaire atteint une valeur maximale égale à une référence de courant et en refermant K lorsque le courant secondaire s'annule. On est alors à la limite de la démagnétisation complète.

Ce type de fonctionnement a l'avantage de fermer K et d'ouvrir D à courant nul donc avec des pertes de commutation limitées.

L'inconvénient est d'avoir une ondulation forte du courant magnétisant donc un facteur de dimensionnement de K élevé et de faire fonctionner le montage à fréquence variable ce qui rend le dimensionnement des composants et rend plus difficile le filtrage de la tension de sortie.

6 dimensionnement de l'alimentation

6.1 Données de base

On se fixe :

- ❖ le mode de fonctionnement en démagnétisation complète ou incomplète; en démagnétisation incomplète on aura pour le courant une valeur crête et une ondulation plus faible, un dimensionnement de K, un filtrage plus simple de la tension de sortie mais des inductances primaire et secondaires plus élevées donc un circuit magnétique plus volumineux. Le fonctionnement en démagnétisation incomplète est généralement utilisé pour des puissances de sortie supérieures à 100 W.
- ❖ la tension d'alimentation et sa plage de variation : $E_{\min} \leq E \leq E_{\max}$
- ❖ la tension v_s et la puissance P_s de la sortie ou de chacune des sorties
- ❖ l'ondulation crête à crête maximale en sortie ΔV_s
- ❖ le rendement η estimé (de 75 à 85 %)
- ❖ la fréquence de découpage f : plus la fréquence sera élevée, plus le transformateur sera petit mais plus on aura de pertes magnétiques et de pertes de commutation dans le transistor. Pour une tension de sortie faible à moyenne (moins de 400 V), on peut choisir un transistor MOS et une fréquence de découpage allant jusqu'à 100 kHz; pour des tensions plus élevées, on doit choisir un transistor bipolaire et une fréquence de découpage de 20 à 50 kHz.
- ❖ la valeur maximale du rapport cyclique : de 45 à 50 %

❖ pour un fonctionnement en démagnétisation incomplète, l'ondulation crête à crête Δi_1 du courant magnétisant.

Le courant moyen en entrée est $I_{\text{moy}} = P_s / \eta \cdot E_{\text{min}}$; pour avoir un bon facteur de dimensionnement, on choisit $\Delta i_1 / I_{\text{moy}}$ de l'ordre de 0,5 à 2. Plus ce rapport sera faible plus le facteur de dimensionnement sera faible mais plus l'inductance magnétisante sera élevée donc plus le transformateur sera volumineux

6.2 Étapes du calcul

Étape 1: calcul de l'inductance primaire

$$L_1 = \frac{E_{\text{min}}^2 \cdot \alpha_{\text{max}}^2}{2f \cdot P_e}$$

❖ en démagnétisation complète, on a calculé la puissance en entrée $P_e = P_s / \eta$, P_s étant la somme des puissances de toutes les sorties et on en déduit

$$L_1 = \frac{E_{\text{min}} \cdot \alpha_{\text{max}}}{f \cdot \Delta i_1}$$

❖ en démagnétisation incomplète, on a

Étape 2 : sélection du circuit magnétique

A l'aide des notices constructeurs, on sélectionne un circuit magnétique en fonction de la fréquence de découpage et de la puissance.

On choisit de préférence des noyaux de type E ou U, éventuellement des pots RM pour les puissances faibles à moyennes dans les montages nécessitant un faible rayonnement parasite.

Un exemple de table de choix est donné en annexe 1.

Étape 3 : calcul des nombres de spires

❖ au primaire : le flux maximal la section droite de la bobine primaire est $\Phi_{\text{max}} = B_{\text{max}} \cdot A_e$, A_e étant la section effective du circuit magnétique choisi; nous avons par définition de l'inductance $L_1 = \frac{N_1^2}{A_e} \cdot \frac{E_{\text{min}}^2 \cdot \alpha_{\text{max}}^2}{2f \cdot P_e}$.

On choisit un champ maximal de 0,1 à 0,25 T suivant les matériaux et la fréquence; plus la fréquence est élevée, plus on choisit une valeur faible pour limiter les pertes magnétiques.

$$N_1 = \frac{E_{\text{min}} \cdot \alpha_{\text{max}}}{f \cdot A_e \cdot B_{\text{max}}}$$

En démagnétisation complète, l'intensité maximale est $I_{1\text{max}} = E_{\text{min}} \cdot \alpha_{\text{max}} / L_1$; on en déduit

$$I_{1\text{max}} = \frac{I_{\text{moy}}}{\alpha} \cdot \frac{\Delta i_1}{2}; N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{1\text{max}}}{A_e \cdot B_{\text{max}}}$$

En démagnétisation incomplète

❖ au secondaire : la tension de sortie étant V_s doit être augmentée de la chute de tension V_d dans la diode pour obtenir la tension secondaire; cette chute de tension est de l'ordre de 0,5 à 1 V à jonction et de 0,8 à 1 V pour une diode Schottky.

$$n_2 = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_s + V_d}{E_{\text{max}}} \cdot \frac{1 - \alpha_{\text{max}}}{\alpha_{\text{max}}}$$

En démagnétisation incomplète :

$$n_2 < \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_s + V_d}{E_{\text{max}}} \cdot \frac{1 - \alpha_{\text{max}}}{\alpha_{\text{max}}}$$

En démagnétisation complète, on doit avoir

On doit vérifier qu'il y a au moins une spire au secondaire; si ce n'est pas le cas, il faut augmenter n_1 en choisissant un noyau de plus faible section et en reprenant l'étape 3.

étape 4 ; calcul de l'entrefer

On calcule l'inductance spécifique $A_L = L_1/n_1^2$.

Si, pour le circuit magnétique choisi, on dispose du graphe donnant l'inductance spécifique en fonction de l'entrefer, on peut lire la valeur e de l'entrefer.

$$e = \frac{l_e}{\mu_e} \left(\frac{A_L l_0}{A_L} - 1 \right)$$

Si on ne dispose pas de ces graphes, on peut calculer l'entrefer à partir de la valeur A_{L0} de l'inductance spécifique du noyau sans entrefer: μ_e sa perméabilité effective données par la fiche constructeur du circuit magnétique.

L'entrefer e doit être compris entre 0,1 et 5 mm; si ce n'est pas le cas, il faut choisir un autre noyau et reprendre le calcul à l'étape 3.

On doit également vérifier sur les données constructeurs que le noyau avec entrefer ne se sature pas donc que le produit $n_1 I_1 \max$ est inférieur aux ampères-tours autorisés pour l'entrefer, le cas, il faudra reprendre les calculs à l'étape 3 avec un circuit plus gros.

Étape 5 : calcul des bobinages

Il faut d'abord calculer les intensités efficaces au primaire et au secondaire. La forme du courant primaire est celle de la fig.6.a et celle du courant secondaire celui de la fig.6.b.

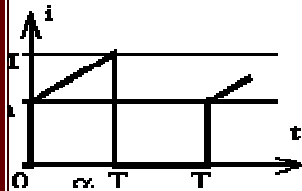


fig 6. a

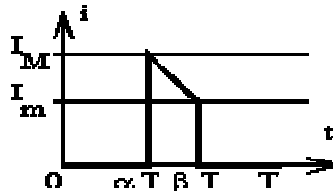


fig 6. b

$$I = \sqrt{\frac{\Delta t}{3T} (I_M^2 + I_m^2)}$$

Si on appelle Δt la durée de l'impulsion de courant, avec $\Delta t = \alpha.T$ au primaire et $\Delta t = (\beta - \alpha)T$ au secondaire, dans les deux cas, la valeur efficace est

Pour un bobinage, on peut en déduire la section du fil en prenant une densité de courant $J = 3 \text{ à } 5 \text{ A/mm}^2$.

$S = I / J = \pi.D^2/4$; on en déduit le diamètre D du fil nu.

On calcule l'épaisseur de peau $\delta = 70/\sqrt{f}$, δ étant en mm et f en Hz. Si $D < 2.\delta$, on peut utiliser du fil classique, dans le cas contraire il faut utiliser du fil de Litz; on calcule alors le diamètre de chaque brin égal $d = 2.\delta$, la section de chaque brin $s = \pi.d^2/4$ et le nombre de brins S/s .

Connaissant le nombre de spires et le diamètre du fil de chaque bobinage, on doit vérifier que l'on peut loger tous les bobinages sur la carcasse du circuit magnétique.

La notice constructeur donne la surface de la fenêtre de bobinage S_b . On peut calculer la surface occupée par les fils de chaque bobine $n.S'$, S' étant la section du fil avec son isolant. On doit vérifier que $S_b / \sum n.S' \geq 2$.

On peut aussi utiliser les abaques constructeurs donnant pour chaque tore, le nombre de spires maximal en fonction du diamètre du fil isolé (voir exemple en annexe 2).

Si la fenêtre de bobinage est trop petite pour contenir toutes les spires, on doit choisir un circuit ayant une plus grande fenêtre et reprendre le calcul à l'étape 3.

Étape 6 : évaluation des pertes

Pour chaque circuit, la notice constructeur donne les pertes magnétiques en fonction de la fréquence et du champ maximal.

On peut évaluer la résistance du bobinage; la notice constructeur donne la longueur moyenne d'une spire sur la carcasse; en la multipliant par le nombre de spires, on peut en déduire la résistance.

$R = \rho \cdot L/S$ avec $\rho = 1,6 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ et les pertes par effet Joule.

On doit ajouter aux pertes dans le transformateur les pertes de conduction dans la diode et le transistor et les pertes de commutation.

On peut estimer le rendement et le comparer avec la valeur que l'on s'est donnée au départ.

Étape 7 : choix des autres composants

On doit choisir le transistor K, la diode D et le condensateur C suivant les indications du paragraphe 3.

6.3 Exemple

On veut réaliser une alimentation continue 5 V - 5 A à partir du réseau EdF.

Données

- ❖ La puissance était faible, on choisit le fonctionnement en démagnétisation complète.
- ❖ L'alimentation continue E est obtenue par redressement et filtrage; la tension réseau est de 230V avec une fluctuation de 20 %; la tension crête du réseau varie donc de 260 à 390 V; la tension de tension maximale de 2 V dans le redresseur et une ondulation après filtrage de 10 % de la tension crête, on a

$E_{\min} = 230 \text{ V}$ et $E_{\max} = 390 \text{ V}$.

- ❖ On se fixe une ondulation résiduelle en sortie de 2 % soit $\Delta V_s = 0,1 \text{ V}$.
- ❖ On estime le rendement à 75 %.
- ❖ La fréquence de découpage est fixée à $f = 25 \text{ kHz}$.
- ❖ Le rapport cyclique maximal est de 45 %.

Étape 1 : $P_e = 25/0,75 = 34 \text{ W}$; $L_1 = 6,3 \text{ mH}$

Étape 2 : Pour la puissance 40 W, la documentation LCC préconise le choix d'un circuit en E de type GER 30x13x8 en matériau B50.

Étape 3 : on fixe $B_{\max} = 200 \text{ mT}$ et on lit $A_e = 64 \text{ mm}^2$ dans la notice constructeur (Cf annexe 3); on en déduit $n_1 = 323$ spires .

Pour une chute de tension de 0,8 V dans la diode D, $m < 0,018$ soit $n_2 < 5,9$; prenons $n_2 = 5$ spires.

Étape 4 : l'inductance spécifique doit être $A_L = 60 \text{ nH}$; d'après la notice constructeur, l'entrefer devrait être de 2 mm, valeur convenable.

Étape 5 : au primaire le courant maximal est $\alpha_{\max} \cdot E_{\min} / L_1 \cdot f = 0,66 \text{ A}$; le courant minimal est nul en démagnétisation complète; le courant efficace est donc $I_1 = I_{1\max} \cdot \sqrt{\alpha/3}$ soit 0,25 A; le courant de 4 A/mm², la section du fil primaire est $S_1 = 0,063 \text{ mm}^2$ soit un diamètre $D_1 = 0,28 \text{ mm}$.

L'épaisseur de peau à 25 kHz est $\delta = 0,44 \text{ mm}$; on peut donc prendre du fil monobrin de diamètre normalisé 0,315 mm.

Au secondaire $I_{2\max} = I_{1\max} / m = 42,64 \text{ A}$; $I_{2\text{moy}} = I_s = \beta \cdot I_{2\max} / 2$ donc $\beta = 23,5 \%$; $I_{2\min} = 0$ donc

$I_2 = I_{2\max} \cdot \sqrt{\beta/3} = 12 \text{ A}$.

La densité de courant étant de 4 A / mm², il faut une section $S_2 = 3 \text{ mm}^2$ soit un diamètre 1,95 mm. Il faudra donc prendre du fil de Litz. Le diamètre minimal de chaque brin est 2,8 mm / 2 = 1,4 mm.

$d_2 = 0,28 \text{ mm}$ donc de section 0,062 mm²; il faut donc au moins 4/0,062=65 brins; il existe du fil de 72 brins convenant ici; le diamètre du fil de Litz est de 3,5 mm donc la section totale est 3,5 mm * 3,5 mm = 12,25 mm².

La bobine primaire occupe $323 \times 0,078 = 26 \text{ mm}^2$ et la bobine secondaire $5 \times 9,62 = 48 \text{ mm}^2$; au total les bobinages occupent 74 mm^2 ; la fenêtre de bobinage étant de 90 mm^2 , le circuit est satisfaisant.

Si on prend un noyau ETD 34x17x11; on a $A_e = 97 \text{ mm}^2$ soit $n_1 = 213$ spires ; $n_2 < 3,87$ donc $n_2 = 3$ spires.

$A_L = 140 \text{ nH}$ donne une entrefer de 0,9 mm, valeur convenable.

$$I_{2\text{max}} = I_{1\text{max}} / m = 47 \text{ A} ; I_{2\text{moy}} = I_s = \beta' \cdot I_{2\text{max}} / 2 \text{ donc } \beta' = 21,3 \% ; I_{2\text{min}} = 0 \text{ donc } I_2 = I_{2\text{max}} \cdot \sqrt{(\beta'/3)} = 12,5 \text{ A}.$$

Avec le même choix des fils, les bobinages occupent $213 \times 0,078 + 3 \times 9,62 = 46 \text{ mm}^2$; la fenêtre de bobinage étant de 123 mm^2 le coefficient de foisonnement est de 2,7; le bobinage sera bobiné en deux couches de 107 et 106 spires le bobinage secondaire étant entre les deux couches; il faut également prévoir l'isolement électrique soigné du primaire en fonction d'alimentation.

Étape 6 : les pertes magnétiques sont de l'ordre de 1 W. La résistance du fil de Litz est $4 \text{ m}\Omega/\text{m}$; la longueur moyenne d'une spire étant de 60 mm, il faut 180 mm de fil soit $R_2 = 0,72 \text{ m}\Omega$ par effet Joule $R_2 \cdot I_2^2 = 0,1 \text{ W}$; au primaire la résistance est $205 \text{ m}\Omega/\text{m}$; pour 213 spires, il faut 13 m de fil soit

$$R_1 = 2670 \text{ m}\Omega \text{ donnant des pertes par effet Joule } R_1 \cdot I_1^2 = 0,17 \text{ W}.$$
 Les pertes dans le transformateur sont de 1,3 W.

Le courant moyen dans la diode étant de 5 A, les pertes sont $0,8 \times 5 = 4 \text{ W}$ dans la diode.

Si on limite les pertes à 3 W dans le transistor K, les pertes totales seront 8,3 W soit un rendement de 75 %.

Étape 7 : la tension maximale aux bornes du transistor est de $E_{\text{max}} + (v_s + V_d) / m = 800 \text{ V}$ et l'intensité maximale de 0,66 A. On prendra un transistor 1000 V / 2 A par exemple un K85 ou un MOS BUZ50.

La diode D doit supporter au blocage $m \cdot E_{\text{max}} + v_s + V_d = 11 \text{ V}$; le courant moyen est de 5 A et le courant crête de 47 A; on peut prendre une diode 45 V / 7,5 A par exemple de type M

La diode D conduit pendant $\beta' = 21,3 \%$; C alimente la charge pendant $100 - 21,3 = 78,7 \%$ de la période soit

$$t_{\text{off}} = 31,5 \text{ }\mu\text{s}.$$
 Avec $\Delta V_s = 0,1 \text{ V}$; $C = I_s \cdot t_{\text{off}} / \Delta V_s = 1574 \text{ }\mu\text{F}$; un condensateur de 2200 μF / 10 V donnera une ondulation plus faible.

Annexes

Annexe 1 : sélection du circuit magnétique (document LCC)

Puissance transmissible		Matériau Ferrinox B50 ou B51				
		fréquence 25 KHz et Induction 200 mT				
Flyback et Forward	Push-Pull	Série ETD	Série EC	Série GER	Série RM & PM	Série
4				13*7*3	RM5	
5				13*6*3.6		
10				19*8*7	RM6	
13				20*10*6		
15				25*6.6*6.4	RM8	
20				25*13*7	RM10	
30				30*15*7		
40				30*13*8		
50		ET29		35*14*9		
60			EC35	31*14*13		
70		ETD34		36*18*11		
			EC41			

80					RM14	
90						
100	170	ET39		41*17*13		
130	210			42*21*15		
150	240	ETD44		49*21*16		
180	260		EC52	52*21*20		
200	320	ETD49			PM50*39	
270	450			55*28*21		
300	500			55*28*25		
400	600		EC70	65*33*27		
450	750					46*40*28
600	1000					UI 93*16
700	1100			70*32*32		
800	1300					UI 93*20
900	1450				PM87*70	UU 93*16
1050	1750					UU 93*20
1100	1850					UI 126*20
1400	2300					UU 123*20
1550	2500					UU 93*30
2100	3500					UU 141*20

Annexe 2 : nombre de spires pouvant être bobinées sur un circuit (document Siemens)

 The image part with relationship ID: 6448 is not found in the file.

