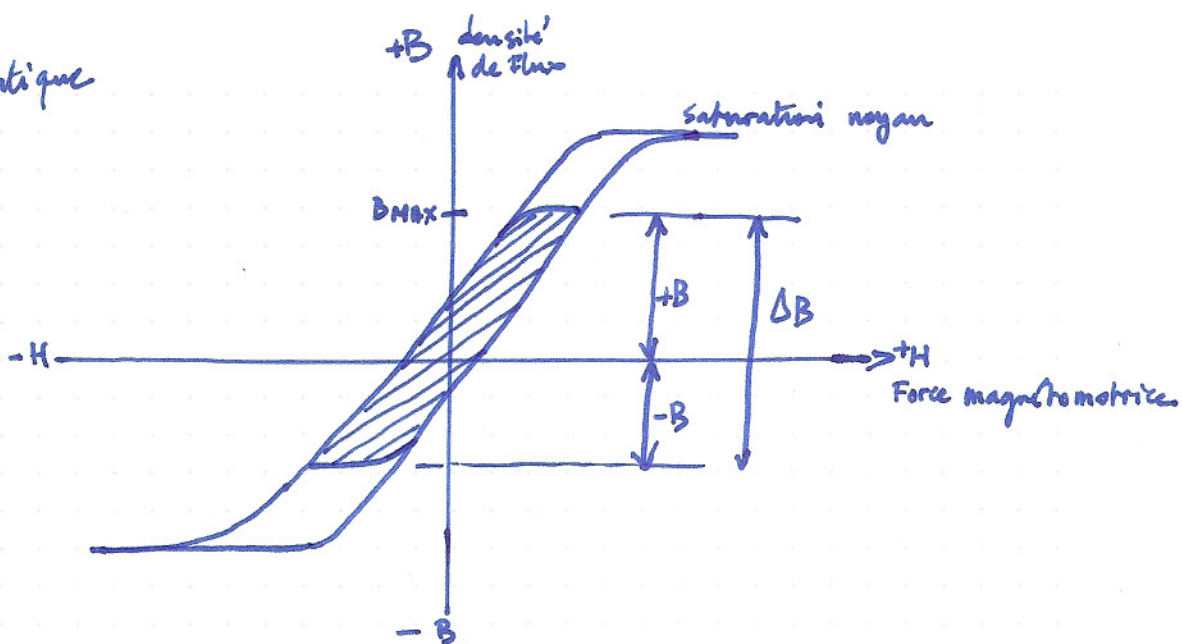


Approche pratique



→ choix de l'induction maximale

Ce choix doit tenir compte de la température max et ne jamais permettre que le noyau n'atteigne sa zone de saturation quelque soit son mode de fonctionnement (appel de courant, surcharge, etc...) à V_{BATmax} . Usuellement on fixe la limite à 400mT pour ΔB et en tenant compte de l'évolution thermique et des conditions aux limites on fixe généralement à 350mT le ΔB pratique pour les dimensionnements.

L'équation liant la tension primaire aux caractéristiques du noyau

$$U_{in} = 4 \cdot B \cdot N \cdot f \cdot S_f \cdot 10^{-4} \quad (\text{en Tesla}) \quad (\text{Formule de BOUCHEROT})$$

(V)
(T)
(Hz)
(cm²)

En introduisant le facteur de bobinage nous pouvons récrire cette équation sous la forme suivante :

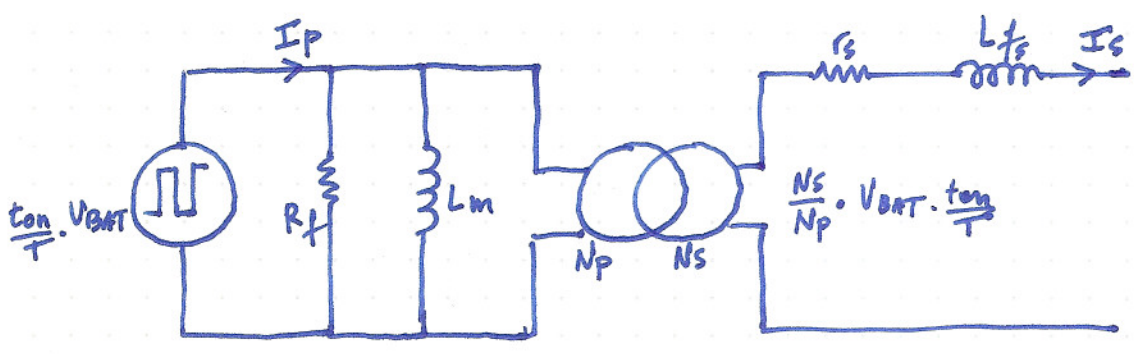
$$S_b \cdot S_f = \frac{S_{aire} \times E_{in} \times 10^4}{4 \cdot B \cdot K_b \cdot f}$$

Quelques précisions concernant :

→ l'origine du 4

→ nature de f

Pour cela nous faisons appel au schéma équivalent page suivante : du transformateur réel.



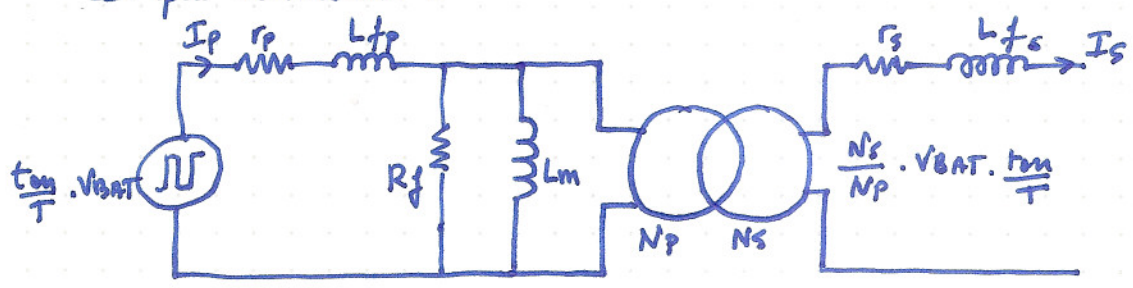
Ce schéma rassemble les éléments obtenus par la méthode dite "des pertes séparées".

- Ⓐ → essai à vide on a R_f et L_m
- Ⓑ → essai en court-circuit on a r_s et L_f

Ⓐ : à vide (en sortie la charge est enlevée) on mesure au primaire un courant faible mais non nul qui se nomme le courant de magnétisation (I_m) du moyen, donc encaint $\phi_m \Rightarrow L_m$ et les pertes fer $P_f \Rightarrow R_f$

En toute rigueur il faudrait rajouter à votre schéma une résistance en série pour les pertes Joule et une inductance représentant les fuites magnétiques ramenées au primaire.

Ce qui donnerait :



L'essai avec sortie à vide met en évidence les pertes fer, les pertes cuivre étant négligeables dans ce mode.

Elles sont mises en évidence avec l'essai Ⓑ qui consiste à mettre la sortie en court-circuit :

- Ⓑ → $P_{cuivre} = r_s \cdot I_s^2 + r_p \cdot I_p^2$
- L_{fs} est l'inductance de fuite ramené au secondaire

Le flux de magnétisation ϕ_m sert à magnétiser le secondaire, mais une partie de ce flux est perdue dans l'entrefer, c'est ce que l'on appelle le flux de fuite ϕ_f ce que nous avons représenté sur notre schéma par L_{fp} et L_{fs} .

La magnétisation du transformateur n'est définie que par sa tension d'alimentation et cela indépendamment du courant de charge, cela étant une conséquence de l'hypothèse de Kapp.

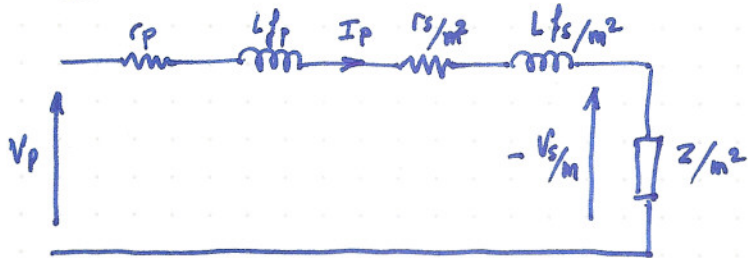
(L'hypothèse de Kapp consiste à supposer que le courant magnétisant est négligeable au voisinage de la charge nominale.)
 $\Rightarrow R_f$ et L_m circuit ouvert

La 1^{ère} conséquence de cette hypothèse de Kapp conduit à dire que I_s et I_p sont directement liés par le rapport de transformation m :

$$m = \frac{I_p}{I_s}$$

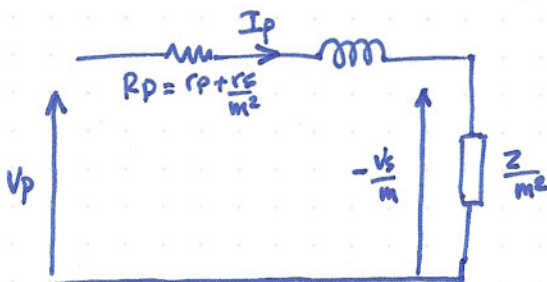
La 2^{ème} conséquence permet d'exprimer la résistance totale du transformateur ramené au primaire (R_p)

le schéma devient



$$R_p = r_p + \frac{r_s}{m^2} \quad X_p = L_{fp}\omega + \frac{L_{fs}\omega}{m^2}$$

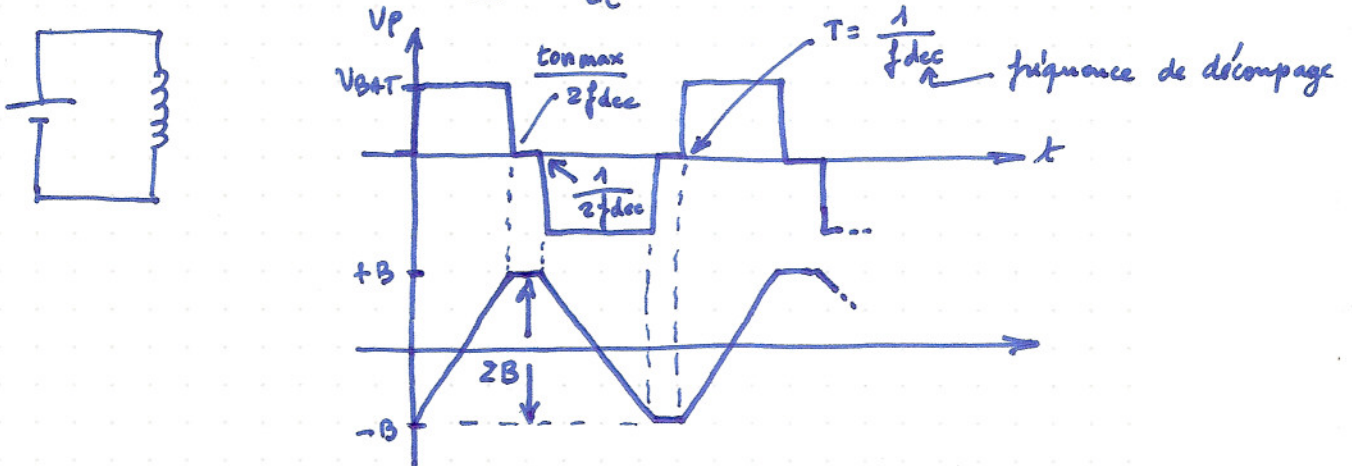
Ce qui donne le schéma dans sa forme la plus simplifiée :



Cette petite parenthèse théorique étant faite continuons.

Comme je le disais juste avant, la magnétisation du transformateur n'est donc définie que par la tension d'alimentation, indépendamment du courant de charge et nous pouvons déterminer la taille du noyau magnétique par :

loi de Lenz : $V_p = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d(N_p \cdot B \cdot S_f)}{dt}$



l'équation qui régit le flux s'écrit

$$V_{p\ max} = \frac{N_p \cdot 2 \cdot \hat{B} \cdot S_f}{\frac{t_{on\ max}}{2 f_{dec}}}$$

(en négligeant les pertes dans les transistors de commande liés au \$R_{ds(on)}\$)

$$\text{d'où } V_{p\ max} = \frac{4 \cdot N_p \cdot \hat{B} \cdot S_f}{t_{on\ max}} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} N_p = \frac{V_{p\ max} \cdot t_{on\ max}}{4 \cdot \hat{B} \cdot S_f} \\ \text{ou } S_f = \frac{V_{p\ max} \cdot t_{on\ max}}{4 \cdot \hat{B} \cdot N_p} \end{array} \right.$$

\$\Rightarrow\$ On remarque bien que \$\hat{B}\$ diminue si \$N_p \uparrow\$ ou si \$S_f \uparrow\$

A ce stade pour utiliser le produit des surfaces nous devons désormais nous intéresser aux courants (primaire et secondaire) afin de déterminer les sections cuivre nécessaires, puis calculer la surface cuivre totale \$S_{cuivre}\$. Ensuite il suffira d'avoir un catalogue de ferrites et de faire son choix. Ne pas hésiter à prendre quelques marges de sécurité, être trop juste par le calcul implique toujours... de recommencer, donc mieux vaut prévenir...

Une fois le produit des surfaces fait il ne vous reste plus qu'à calculer le nombre de spires primaire puis secondaire, bien entendu en ayant toutes les données du moyen magnétique que vous avez choisi sous les yeux.

Dans la doc vous cherchez la section fer S_f le plus souvent appelée A_e , puis vous fixez $\hat{B} \approx 0,35T$ comme nous l'avons vu et la fréquence de découpage.

⚠ Attention de ne pas confondre la fréquence de découpage et la fréquence de commande du circuit PWM dans le cas du push-pull.
 La tension d'entrée maximale sera V_{BATmax} ($f_{dec} = \frac{f_{PWM}}{2}$)

$$\text{Ainsi } N_p = \frac{V_{BATmax} \cdot t_{on}}{4 \cdot 0,35 \cdot A_e \cdot f_{dec}} = \frac{V_{BATmax} \cdot 0,92}{1,40 A_e \cdot f_{dec}}$$

Astuce :

Prendre $t_{on} = 0,92$ permet de conserver une marge par rapport aux critères évoqués plus tôt

Lorsque le résultat ne tombe pas juste pour N_p on préfère le plus souvent prendre la valeur supérieure (par exemple si on trouve $N_p = 3,6$ on prendra $N_p = 4$) $\Rightarrow t_{on}$ légèrement plus grand mais comme nous avons pris une légère marge...

De plus si $N_p = 4 \Rightarrow \hat{B} \searrow$ ce qui est toujours favorable

Pour le bobinage secondaire c'est la tension d'entrée minimale qui cette fois sera prise.

En effet nous devons pouvoir fournir la tension demandée en sortie même lorsque la tension d'entrée est minimale.

$$N_s = \frac{N_p}{m} \times \frac{T_{dec}}{t_{onmax}} \quad \text{et} \quad m = \frac{V_{pmin}}{V_{smin}}$$

$$\text{Soit } N_s = \frac{T_{dec} V_{smin} \cdot N_p}{t_{onmax} \cdot V_{pmin}}$$

⚠ Attention V_{smin} est la tension de sortie du transfo pas la tension qui alimente la charge et que l'on appellera V_{out}

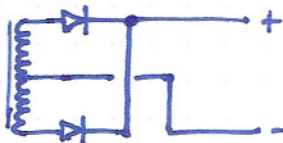
Donc pour trouver V_s qui satisfera la demande en sortie :

$$V_s = \frac{(V_{out} + V_{red}) \cdot V_{pmax}}{f_{onmax} \cdot V_{pmin}}$$

Avec V_{red} la tension directe du redressement

$V_{red} = 2 \cdot V_d$ si pont redresseur 

$V_{red} = V_d$ si redressement double alternance avec point milieu



⚠ Bien entendu si vous avez après le pont un filtrage du type LC il faudra tenir compte des chûtes de tensions supplémentaires.

Définition des courants

Ce sont les courants efficaces qui produisent les échauffements des conducteurs, donc nous devons prendre le cas le plus défavorable c'est à dire à V_{pmin} .

$$\text{On a } I_p = I_{DRAIN} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot V_{pmin}} \quad (\eta \text{ est le rendement})$$

$$\left(\text{Le courant magnétisant s'écrirait : } I_{\eta} = \frac{V_{pmin} \cdot t_{on}}{2 \cdot L_p} \right)$$

A suivre....