

# Physique I PSI 2005

auteur : A.Leroux

1) Evidemment  $b_1 S_1 = b_2 S_2$ , en admettant que la section du noyau est orthogonale aux lignes de champ.

2)  $\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{\ell} = I_{total}$ . Compte tenu des hypothèses, et si le courant a l'orientation convenable,  $\varepsilon = 2(h_1 \cdot \ell_1 + h_2 \cdot \ell_2 + 2h_e e)$ .

3) énoncé flou : je l'interprète en supposant que l'on demande  $b_1$ .

La conservation du flux fait que :  $b_1 = \frac{b_2 S_2}{S_1}$  soit  $B_{sat}^{(2)} = \frac{B_{sat} S_2}{S_1}$

Application numérique :  $B_{sat}^{(2)} = 1,47T$

$A = \frac{B_{sat}}{H_{sat}} = \mu = \mu_0 \mu_r$   $\mu$  étant la perméabilité magnétique du matériau.

4) On a  $h_1 = \frac{b_1}{A}$ ,  $h_2 = \frac{b_2}{A} = \frac{b_1 S_1}{A S_2}$   $h_e = \frac{b_1}{\mu_0}$ , donc :  $2\varphi(\frac{\ell_1}{A S_1} + \frac{\ell_2}{A S_2} + \frac{2e}{\mu_0 S_1}) = \varepsilon$  soit :

$$\mathcal{R} = 2(\frac{\ell_1}{A S_1} + \frac{\ell_2}{A S_2} + \frac{2e}{\mu_0 S_1}).$$

Dimensionnellement :  $[\mathcal{R}] = \frac{[I]}{[\varphi]} = \frac{1}{[L]}$  (d'après sa définition,  $L$  étant l'inductance) On en déduit donc que  $\mathcal{R}$  a même dimension et même unité que  $\frac{1}{L}$  soit  $H^{-1}$ .

Application numérique :  $\mathcal{R} = 1,37 \times 10^{-5} H^{-1}$ .

5)  $B_{sat}^{(1)} \leq b \leq B_{sat}^{(2)}$ . Les tronçons (1) sont donc saturés, mais pas les tronçons (2).

Dans la zone (1)  $b = Ch + D$ ;  $D$  s'exprime donc en Tesla (par homogénéité) et  $C$  a les dimensions de  $A$  et donc s'exprime en  $T.m.A^{-1}$ .

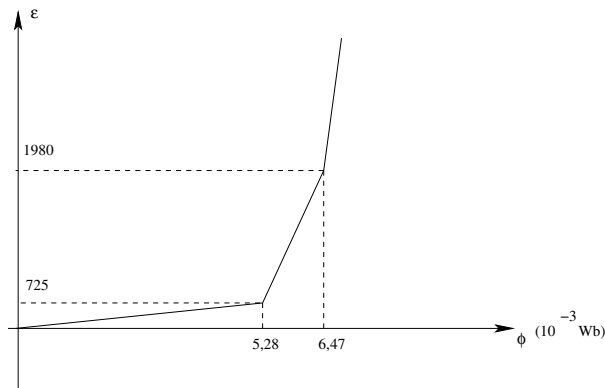
$$\varepsilon = 2\varphi(\frac{\ell_1}{C S_1} + \frac{\ell_2}{A S_2} + \frac{2e}{\mu_0 S_1}) - 2\frac{D \ell_1}{C}$$

6) Dans ce cas, l'expression dans la zone (1) est inchangée, celle dans la zone (2) est modifiée et :

$$\varepsilon = 2\varphi(\frac{\ell_1}{C S_1} + \frac{\ell_2}{C S_2} + \frac{2e}{\mu_0 S_1}) - 2\frac{D(\ell_1 + \ell_2)}{C}$$

7) L'analogie électrocinétique correspondrait à la mise en parallèle de deux diodes Zener de seuil différent en série chacune avec une résistance.

Tracé de la caractéristique :



$\varphi$	$0 \leq \varphi \leq 5,28 \times 10^{-3}$	$5,28 \times 10^{-3} \leq \varphi \leq 6,47 \times 10^{-3}$	$6,47 \times 10^{-3} < \varphi$
$\varepsilon = f(\varphi)$	$1,37 \times 10^5 \varphi$	$1,06 \times 10^6 \varphi - 4860$	$1,60 \times 10^6 \varphi - 8370$

Points anguleux :

$\varphi$	$5,28 \times 10^{-3}$	$6,47 \times 10^{-3}$
$\varepsilon$	725	1980

8) (exploitation longue) Pour  $\theta$  proche de  $\pi/2$ ,  $\varphi$  est proche de zéro et le système n'est pas saturé :  $i_{pv} = \varepsilon/N_1 = \mathcal{R}\varphi = -\varphi_{max} \cos(\theta)$ , ce qui est presque une droite, proche de l'horizontale.

Ceci est vrai lorsque  $\theta > 0,85rad = \arccos(\frac{5,28 \times 10^{-3}}{8 \times 10^{-3}})$  et  $\theta < 2,29rad$

Pour des valeurs de  $\theta$  un peu plus grandes, la formule  $i_{pv} = (-1,06 \times 10^6 \varphi_{max} \cos(\theta) - 4860)/N_2$  s'applique, et produit un net changement de pente.

Les angles limites sont alors :  $\theta = 0,63rad = \arccos(\frac{6,47 \times 10^{-3}}{8 \times 10^{-3}})$  et  $\theta = 2,51rad$ .

Il y a, hors de ce domaine, c'est-à-dire pour  $\theta < 0,63rad$  et pour  $\theta > 2,51rad$  une autre formule applicable :  $i_{pv} = (-1,60 \times 10^6 \varphi_{max} \cos(\theta) - 8370)/N_1$  ce qui donne une arche de sinussoïde translatée vers l'axe horizontal.

9) On a maintenant :  $i_p = (\varepsilon(\theta) - N_2 i_s)/N_1 = i_{pv} - i_s \frac{N_2}{N_1}$ . Cela produit donc des translations périodiques de la courbe précédente, avec une amplitude de  $N_s i_{s,max}/N_p = 0,35V$

10) (Le sujet semble suggérer cette réponse, qui ne me paraît pas évidente)  $I_{p,moy} = 0$

11)  $\varepsilon_{moy} = N_1 I_{p,moy} - N_2 I_{s,moy}$  soit :

$$\varepsilon_{moy} = -N_2 I_{s,moy}$$

12) On a  $v_p = N_1 \frac{d\varphi}{dt} = N_1 \Phi_a \omega \sin(\omega t)$

$$\text{Soit } \Phi_a = \frac{V_p \sqrt{2}}{N_1 \omega}$$

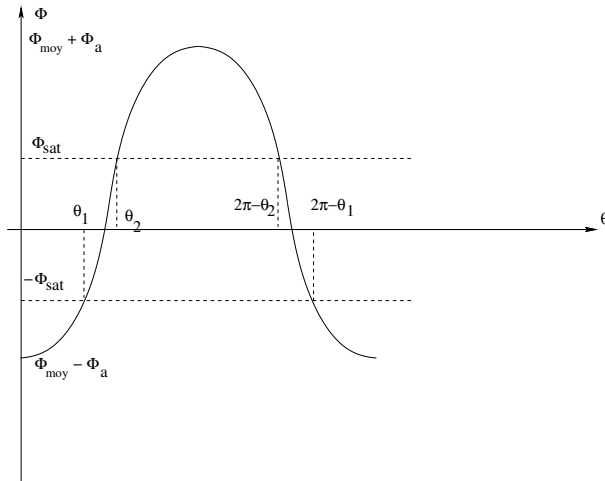
$$\text{De plus : } -\Phi_{sat} = -\Phi_a/2 + \Phi_{moy} \text{ soit : } \Phi_{moy} = \frac{V_p \sqrt{2}}{2N_1 \omega} - \Phi_{sat}$$

13) Soit  $\theta = \omega t$ .

Soit  $\theta_1$  la valeur de  $\theta$  pour laquelle  $\varphi = -\Phi_{sat}$  On a  $\theta_1 = \arccos(\frac{\Phi_{moy} + \Phi_{sat}}{\Phi_a})$

Soit  $\theta_2$  la valeur de  $\theta$  pour laquelle  $\varphi = +\Phi_{sat}$  On a  $\theta_2 = \arccos(\frac{\Phi_{moy} - \Phi_{sat}}{\Phi_a})$

(Voir courbe)



Pour  $\theta < \theta_1$ , il y a saturation et  $\varepsilon = c(\Phi_{moy} - \Phi_a \cos(\theta)) + d$

Pour  $\theta_1 \leq \theta < \theta_2$  le système n'est pas saturé et  $\varepsilon = a(\Phi_{moy} - \Phi_a \cos(\theta))$

Pour  $2\pi - \theta_2 \leq \theta < 2\pi - \theta_1$  le système est saturé et  $\varepsilon = c(\Phi_{moy} - \Phi_a \cos(\theta)) - d$

14) Je trouve, par intégration par morceaux,  $\varepsilon_m = \frac{1}{\pi}(\pi c \Phi_{moy} + d(\theta_1 + \theta_2 - \pi)) + (a - c)(\theta_1 - \theta_2)\Phi_{moy} - (a - c)\Phi_a(\sin\theta_2 - \sin\theta_1)$

(voir question 11)  $I_{s,moy} = \frac{-\varepsilon_{moy}}{N_2} = 15,6A$

15) La diode conduit lorsque  $v_s > 0$  soit  $0 \leq \theta \leq \pi$ . On a alors  $\varepsilon = N_1 i_1 - N_2 i_2$ . Rien ne permet de conclure sans connaître le dipôle récepteur de courant.

16) On a  $v_p(t) = N_1 \frac{d\varphi}{dt} = V_p \sqrt{2} \cos(\omega t)$  et donc  $\varphi(t) = -\frac{V_p \sqrt{2}}{N_1 \omega} \sin(\omega t) + C^{te}$ .

Le flux est donc sinusoidal, à une constante près.

17) Le courant secondaire  $i_s$  vérifie  $i_s(t) = V_s(t)/R = \frac{N_2 V_p(t)}{N_1 R}$  : il est sinusoidal.

Par contre, le courant primaire ne l'est pas, puisque  $i_p = i_s \frac{N_2}{N_1} + \frac{\varepsilon \varphi(t)}{N_1}$ .

18)  $P(t) = v_p(t)I_p(t)$ .

$$P_m = \frac{V_p \sqrt{2}}{T} \int_0^T \cos(\omega t) (\sum_{p=0}^{\infty} I_p \cos(p\omega t + \Psi_p)) dt = \frac{V_p \sqrt{2}}{2T} \sum_{p=0}^{\infty} I_p \int_0^T \cos(\omega t(p+1) + \Psi_p) + \cos(\omega t(p-1) + \Psi_p) dt$$

Le seul terme de valeur non nulle correspond à  $p = 1$  soit le fondamental ou "harmonique 1".

19) S'il n'y a pas de pertes et un circuit ouvert, la puissance dissipée est donc nulle.

Par conséquent, la tension et le courant primaires sont en quadrature.

20) Le champ coercitif est la valeur de  $h$  pour laquelle l'aimantation s'annule.

Le champ rémanent est la valeur de  $b$  lorsque  $h = 0$ .

Un matériau dur a un champ coercitif important (de l'ordre de  $10/A/m$  valeur non exigible mais mesurée en TP)

Pour un transformateur, il faut que le champ rémanent et le champ coercitif soient aussi petits que possibles, ce qui est moins favorable dans l'acier que dans les "fers mous".

21) La puissance dissipée correspond aux pertes :

-effet Joule dans les enroulements.

-pertes par hystérésis.

-courants de Foucault.

*Essai à vide :*

On a alors :  $P_m = V_p I_p \cos(\phi)$ . Soit  $\phi = 69^\circ$

*Essai en court-circuit :*

La valeur nominale du courant est  $I_{nom} = P_{nom}/V_{nom} = 9,56A$

Pour ce courant, la puissance consommée est de  $P_{cc} = 75W$ . En court-circuit, les pertes essentielles sont ohmiques. La résistance ramenée est donc  $R_{app} = (R_p + k^2 R_s = P_{cc}/I_{nom}^2 = 75/9,6^2 = 0,8\Omega$

La tension aux bornes est donc :  $U = R_{app} I_{nom} = 7,8V$

*Essai sur charge résistive :*

La charge est résistive. La résistance ramenée est  $R'_{app} = P/V_{nom} = 8,69A$  Le rendement est

$$\eta = \frac{R}{R+R_{app}} = \frac{8,69}{8,69+0,819} = 0,9$$