

TD10 : (correction)

CP055. Détermination d'une puissance (**)

1. On prend la référence de phase sur la tension du générateur ce qui impose $e(t) = E_0\sqrt{2} \cos(\omega t)$. On note $i(t) = I_0\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi)$ l'intensité du courant en convention récepteur dans la dernière branche.

Pour cette dernière branche, la loi d'Ohm conduit à : $\underline{E} = (R + jL_1\omega) \underline{I}$, ce qui donne pour les grandeurs efficaces :

$$I_0 = \frac{E_0}{\sqrt{R^2 + (L_1\omega)^2}}$$

On en déduit la puissance moyenne dissipée dans la résistance :

$$P = RI_0^2 \Rightarrow \boxed{P = \frac{RE_0^2}{R^2 + (L_1\omega)^2}}$$

2. On considère l'application $f : X \rightarrow \frac{X}{X^2 + (L_1\omega)^2}$ pour $X \in [0, +\infty[$:

$$f'(X) = \frac{X^2 + (L_1\omega)^2 - X \times 2X}{(X^2 + (L_1\omega)^2)^2} = \frac{(L_1\omega)^2 - X^2}{(X^2 + (L_1\omega)^2)^2}$$

Cette fonction positive s'annule en $X = 0$ et $X \rightarrow +\infty$, l'extremum est donc un maximum obtenu pour $\boxed{R = R_0 = L_1\omega}$.

Application numérique :

$$L_1 = \frac{R_0}{\omega} = \frac{12}{100\pi} \Rightarrow \boxed{L_1 = 38 \text{ mH}}$$

3. Pour $L_1\omega = R_0$, on obtient :

$$P_m = \frac{R_0 E_0^2}{R_0^2 + R_0^2} = \frac{E_0^2}{2R_0} = \frac{220^2}{2 \times 12} \Rightarrow \boxed{P_m = 2,0 \text{ kW}}$$

4. Le courant est en phase avec la tension si l'impédance équivalente perçue par le générateur est réelle.

Les branches étant en parallèle, on détermine l'admittance équivalente aux trois impédances :

$$\underline{Y}_{eq} = \frac{1}{jL_0\omega} + jC\omega + \frac{1}{R_1 + jL_1\omega} = j \left(C\omega - \frac{1}{L_0\omega} \right) + \frac{R_1 - jL_1\omega}{R_1^2 + (L_1\omega)^2}$$

L'impédance équivalente est réelle si et seulement son inverse l'est aussi, il faut donc imposer la condition :

$$C\omega - \frac{1}{L_0\omega} - \frac{L_1\omega}{R_1^2 + (L_1\omega)^2} = 0 \Leftrightarrow \boxed{C = \frac{1}{L_0\omega^2} + \frac{L_1}{R_1^2 + (L_1\omega)^2}}$$

Application numérique :

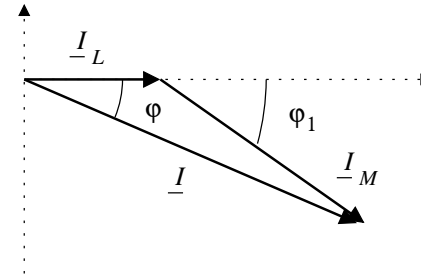
$$C = \frac{1}{1,0 \times (100\pi)^2} + \frac{0,038}{16^2 + (0,038 \times 100\pi)^2} \Rightarrow \boxed{C = 0,11 \text{ mF}}$$

CP061. Puissance d'installation électrique (**)

On prend la référence de phase sur la tension d'alimentation $u(t) = U\sqrt{2} \cos(\omega t)$. On assimile les lampes en parallèle à un unique dipôle résistif consommant la puissance P_2 et parcouru par un courant en phase avec la tension $i_L(t) = I_L\sqrt{2} \cos(\omega t)$ (convention récepteur).

Le moteur étant inductif, l'intensité du courant est en retard sur la tension, on note $i_M(t) = I_M\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_1)$ avec $\varphi_1 \in]0, \pi/2[$.

On peut alors représenter un diagramme de Fresnel pour les intensités :



Le générateur fournit une puissance moyenne $P = UI \cos(\varphi)$, les lampes consomment une puissance moyenne $P_2 = UI_L$, et le moteur consommant quant à lui $P_1 = UI_M \cos(\varphi_1)$.

La puissance fournie est bien sûr consommée par les deux dipôles, on en déduit :

$$P = P_1 + P_2 = UI \cos(\varphi) \Leftrightarrow \cos(\varphi) = \frac{P_1 + P_2}{UI}$$

Il reste maintenant à exploiter le diagramme de Fresnel pour exprimer l'intensité débitée par le générateur à l'aide du théorème de Pythagore :

$$I = \sqrt{[I_L + I_M \cos(\varphi_1)]^2 + [I_M \sin(\varphi_1)]^2}$$

En insérant la tension dans la racine, il vient :

$$\cos(\varphi) = \frac{P_1 + P_2}{\sqrt{[UI_L + UI_M \cos(\varphi_1)]^2 + [UI_M \sin(\varphi_1)]^2}}$$

Au sein de la racine, on reconnaît les expressions des puissances moyennes dissipées dans le moteur et les lampes, on en déduit donc l'expression demandée :

$$\boxed{\cos(\varphi) = \frac{P_1 + P_2}{\sqrt{(P_1 + P_2)^2 + [P_1 \tan(\varphi_1)]^2}}}$$

CP060. Puissance absorbée par une installation (***)

1. *Schéma de gauche* : la dissipation de puissance est associée à la partie résistive :

$$P_2 = R_2 I_2^2 \Rightarrow R_2 = \frac{P_2}{I_2^2} = \frac{2,0 \times 10^3}{18,2^2} \Rightarrow \boxed{R_2 = 6,04 \Omega}$$

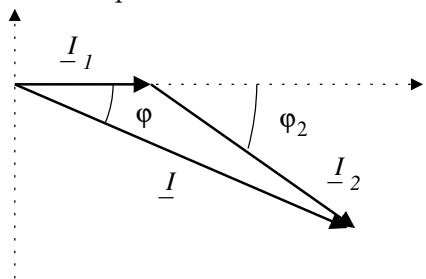
La loi d'Ohm conduit à $\underline{U} = [R_2 + jL\omega] \underline{I}_2$, ce qui donne pour le module :

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{U^2}{I_2^2} - R_2^2} = \frac{1}{2\pi \times 50} \sqrt{\frac{220^2}{18,2^2} - 6,04^2} \Rightarrow \boxed{L = 33 \text{ mH}}$$

Et pour le facteur de puissance :

$$P_2 = UI_2 \cos(\varphi_2) \Rightarrow \cos(\varphi_2) = \frac{P_2}{UI_2} = \frac{2,0 \times 10^3}{220 \times 18,2} \Rightarrow \boxed{\cos(\varphi_2) = 0,50}$$

2. *Schéma central* : on prend la référence de phase sur la tension d'alimentation, l'installation étant inductif, on a nécessairement $\varphi_2 < 0$. Le diagramme de Fresnel pour les intensités prend la forme :



On commence par déterminer l'intensité I_1 :

$$P_1 = UI_1 \Leftrightarrow I_1 = \frac{P_1}{U} = \frac{1,0 \times 10^3}{220} \Rightarrow \boxed{I_1 = 4,55 \text{ A}}$$

L'installation inductive étant toujours soumise à la même tension, l'intensité $I_2 = 18,2 \text{ A}$ est inchangée. On détermine alors I à l'aide du diagramme de Fresnel :

$$I = \sqrt{[I_1 + I_2 \cos(\varphi_2)]^2 + [I_2 \sin(\varphi_2)]^2}$$

Application numérique :

$$I = \sqrt{[4,55 + 18,2 \times 0,50]^2 + [18,2^2 \times 0,75]} \Rightarrow \boxed{I = 20,9 \text{ A}}$$

En utilisant à nouveau le diagramme de Fresnel :

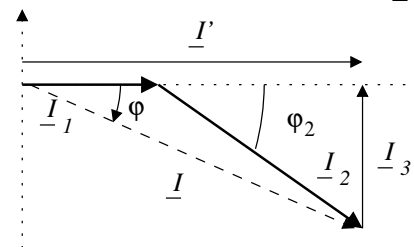
$$\cos(\varphi) = \frac{I_1 + I_2 \cos(\varphi_2)}{I} = \frac{4,55 + 18,2 \times 0,5}{20,9} \Rightarrow \boxed{\cos(\varphi) = 0,65}$$

La puissance P consommée est la somme des puissances consommées par chacune des résistances :

$$\boxed{P = P_1 + P_2 = 3,0 \text{ kW}}$$

3. *Schéma de droite* : la puissance de l'installation et la tension étant fixées, augmenter le facteur de puissance permet de réduire l'intensité appelée (Cf. $P = UI \cos(\varphi)$), et donc de diminuer les pertes résistives en ligne à la charge du distributeur d'électricité.

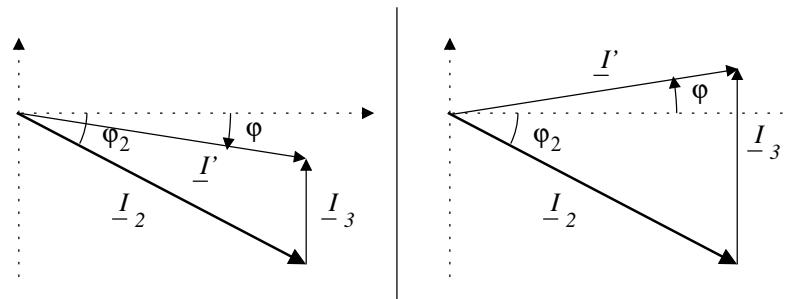
Comme $\underline{U} = \frac{I_3}{jC\omega} \Leftrightarrow \underline{I}_3 = jC\omega \underline{U}$, l'intensité du courant I_3 possède un déphasage de $+\pi/2$ par rapport à la tension. Le condensateur doit être choisi tel que la loi des nœuds ramène l'intensité \underline{I}' en phase avec la tension :



Ceci impose : $|\sin(\varphi)| = \frac{I_3}{I} = \frac{C\omega U}{I} \Leftrightarrow C = \frac{I |\sin(\varphi)|}{U\omega}$. Application numérique :

$$C = \frac{20,9 \times 0,76}{220 \times 2\pi \times 50} \Rightarrow \boxed{C = 2,3 \times 10^{-4} \text{ F}}$$

4. La capacité doit toujours augmenter le facteur de puissance sans toutefois nécessairement ramener l'intensité \underline{I}' en phase avec la tension. On constate que deux solutions sont alors possibles :



Sur les deux diagrammes, φ vérifie : $\tan(\varphi) = \frac{I_3 - I_2 |\sin(\varphi_2)|}{I_2 \cos(\varphi_2)}$.

Il y a deux solutions car, pour $\cos(\varphi) = 0,93$, $\tan(\varphi) = \pm 0,40$. Avec $I_3 = C\omega U$, on en déduit :

$$I_2 \cos(\varphi_2) \tan(\varphi) + I_2 |\sin(\varphi_2)| = C\omega U \Leftrightarrow C = \frac{I_2}{U\omega} [|\sin(\varphi_2)| + \cos(\varphi_2) \tan(\varphi)]$$

Application numérique :

$$C = \frac{18,2}{220 \times 2\pi \times 50} \times (0,87 \pm 0,50 \times 0,40)$$

On en déduit deux valeurs limites :

$$\boxed{C_1 = 1,7 \times 10^{-4} \text{ F}} \text{ et } \boxed{C_2 = 2,8 \times 10^{-4} \text{ F}}, \text{ donc } \boxed{C_1 \leq C \leq C_2}.$$

CP031. Puissance dissipée par hystérésis (*)

La puissance dissipée du fait des pertes par hystérésis a pour expression :

$$P = f \times V \times (\text{Aire du cycle})$$

L'aire du cycle peut être grossièrement assimilée à un rectangle d'aire :

$$\mathcal{A} = 2 \times 75 \text{ A/m} \times 2 \times 0,75 \text{ T}$$

On en déduit :

$$P = 60 \times 1,5 \times 0,1 \times 0,12 \times 4 \times 75 \times 0,75 \Rightarrow \boxed{P \simeq 2,4 \times 10^2 \text{ W}}$$

CP068. Dimensionnement d'un aimant, critère d'Evershed (**)

1. Exploitions les différents propriétés du système :

- conservation du flux magnétique : $B_a S_a = B_f S_a = B_e S_e$;
- relations constitutives pour l'air et le fer : $B_e = \mu_0 H_e$ et $B_f = \mu_0 \mu_{r,f} H_f$;
- théorème d'Ampère pour l'excitation magnétique (en l'absence de courant libre, le circulation est nulle sur un contour fermé) :

$$H_a \times l_a + H_f \times l_f + H_e \times e = 0$$

En combinant les relations précédentes et en éliminant les excitations magnétiques dans le fer et dans l'air, on obtient :

$$0 = H_a l_a + \frac{B_f}{\mu_0 \mu_{r,f}} l_f + \frac{B_e}{\mu_0} e = H_a l_a + \frac{B_a}{\mu_0 \mu_{r,f}} l_f + \frac{B_a S_a}{\mu_0 S_e} e$$

La forte perméabilité relative du fer assure $\frac{l_f}{\mu_{r,f}} \ll \frac{S_a e}{S_e}$, on peut alors négliger le second terme de la relation, pour obtenir :

$$H_a l_a = -\frac{B_a S_a e}{\mu_0 S_e} = -\frac{B_e e}{\mu_0}$$

L'énoncé demandant de se ramener au produit $H_a B_a$, on multiplie l'équation précédente par B_a :

$$H_a B_a l_a = -\frac{B_e B_a e}{\mu_0} = -\frac{e}{\mu_0} \times \frac{B_e^2 S_e}{S_a} \Leftrightarrow \boxed{H_a B_a \times l_a S_a = -\frac{B_e^2 V_e}{\mu_0}}$$

Dans cette relation, les caractéristiques de l'entrefer (V_e , B_e) imposent le second membre ; minimiser le volume $l_a S_a$ nécessite donc bien de maximiser le produit $|H_a B_a|$.

2. La relation précédente impose des signes différents pour l'excitation magnétique et le champ magnétique. L'aire est bien sûr minimale et nulle pour $H_a = 0$ ou $B_a = 0$, cherchons le maximum de l'aire :

$$0 = \mathcal{A}'(H) = -\frac{d(B_a(H)H)}{dH} = -\frac{dB_a(H)}{dH} H - B_a(H) \Leftrightarrow \left| \frac{B_a(H)}{H} \right| = \left| \frac{dB_a(H)}{dH} \right|$$

Le terme de droite représente la pente de la tangente à la courbe au point P , le premier terme le rapport PI/IO . Ceci impose l'égalité des angles (\vec{QI}, \vec{QP}) et (\vec{OI}, \vec{OP}) et donc le caractère isocèle du triangle OPQ .

3. Au point P , on lit : $B_a = 0,40 \text{ T}$ et $H_a = 350 \text{ kA} \cdot \text{m}^{-1}$, ce qui impose un volume :

$$V_a = \frac{B_e^2 V_e}{\mu_0 B_a H_a} = \frac{1,8^2 \times 3,0 \times 1,0}{4\pi \times 10^{-7} \times 0,40 \times 350 \times 10^3} \Rightarrow \boxed{V_a = 55 \text{ cm}^3}$$

La conservation du flux permet d'en déduire S_a :

$$S_a = \frac{B_e S_e}{B_a} = \frac{1,8 \times 3,0}{0,40} \Rightarrow \boxed{S_a = 13,5 \text{ cm}^2}$$

On en déduit la longueur $l_a = \frac{V_a}{S_a} = \frac{55}{13,5} \Rightarrow \boxed{l_a = 4,1 \text{ cm}}$.

CP002. Adaptation à l'aide d'un transformateur (**).

1. Pour le transformateur parfait $u_2 = m u_1 = mE$. En appliquant la formule du pont diviseur de tension, on en déduit :

$$\underline{u} = \frac{R_{ch}}{R_{ch} + r_p + j l_f \omega} u_2 \Rightarrow \boxed{\underline{u} = \frac{m R_{ch} E}{R_{ch} + r_p + j l_f \omega}}$$

2. Connaissant la tension aux bornes de la résistance de charge, on en déduit l'amplitude de l'intensité qui traverse la résistance R_{ch} :

$$I_2 = \frac{mE}{\sqrt{(R_{ch} + r_p)^2 + (l_f \omega)^2}}$$

On en déduit la puissance moyenne dissipée dans la résistance de charge :

$$P_2 = \frac{1}{2} R_{ch} I_2^2 \Rightarrow \boxed{P_2 = \frac{m^2 R_{ch} E^2}{2} \times \frac{1}{(R_{ch} + r_p)^2 + l_f^2 \omega^2}}$$

Le rapport des intensités vaut $i_2 = i_1/m$, donc $i_1 = m i_2$, on en déduit :

$$i_1 = \frac{m^2 E}{R_{ch} + r_p + j l_f \omega}$$

Ce qui donne pour l'intensité réelle :

$$i_1(t) = \frac{m^2 E}{\sqrt{(R_{ch} + r_p)^2 + l_f^2 \omega^2}} \cos(\omega t - \varphi) \quad \text{avec} \quad \cos(\varphi) = \frac{R_{ch} + r_p}{\sqrt{(R_{ch} + r_p)^2 + l_f^2 \omega^2}}$$

La puissance absorbée par le primaire est égale à la puissance fournie par le générateur, c'est à dire en moyenne avec $e(t) = E \cos(\omega t)$:

$$P_1 = \langle e(t)i_1(t) \rangle = \frac{EI_1}{2} \cos(\varphi) = \frac{m^2 E^2 \times (R_{ch} + r_p)}{(R_{ch} + r_p)^2 + l_f^2 \omega^2}$$

Ce qui donne pour le rapport de puissances :

$$r = \frac{P_2}{P_1} \Rightarrow \boxed{r = \frac{R_{ch}}{R_{ch} + r_p}}$$

Ce résultat est en fait sans surprise : la puissance du générateur est absorbée par le primaire et transférée sans perte au secondaire (transformateur idéal), les deux résistances du secondaire étant parcourues par la même intensité, le rendement est simplement la puissance absorbée par la résistance de charge sur la puissance absorbée par les deux résistances.

3. La tension aux bornes de la charge est maximale si l'intensité du courant l'est aussi. En présence du condensateur, l'impédance au secondaire prend la forme :

$$\underline{Z}_{eq} = (r_p + R_{ch}) + j \left(l_f \omega - \frac{1}{C\omega} \right)$$

À tension u_2 fixée, l'intensité du courant est maximale au secondaire lorsque l'impédance est minimale c'est à dire : $\boxed{C = \frac{1}{l_f \omega^2}}$.

CP013. Alimentation d'une ville, intérêt ligne THT (**)

1. En considérant une puissance moyenne de 1 kW par habitant, l'agglomération correspond à une population de l'ordre de 20 000 personnes.
2. En assimilant la célérité des ondes dans le câble à la célérité des ondes dans le vide :

$$\lambda = c/f = 3 \times 10^8 / 50 \Rightarrow \lambda \simeq 6 \times 10^3 \text{ km}$$

$\lambda \gg L$, l'ARQS est applicable.

Les brins sont en parallèle, la résistance d'un brin est celle d'un fil à profil cylindrique :

$$r_L = \frac{1}{N} \times \frac{L}{\sigma \times \pi d^2 / 4} = \frac{1}{10} \times \frac{10^5}{5,64 \times 10^7 \times \pi \times (3 \times 10^{-3})^2 / 4}$$

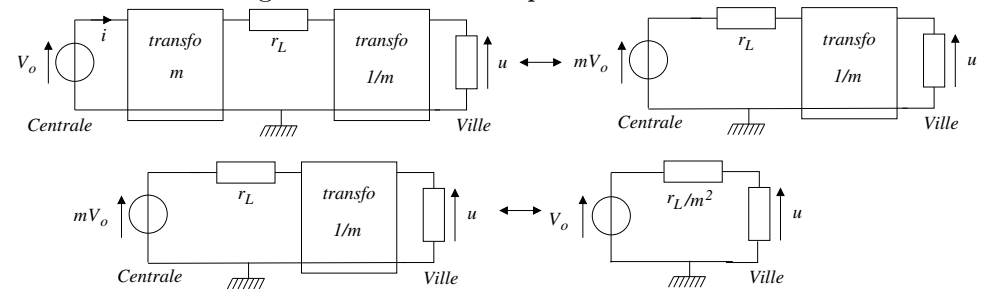
C'est à dire $\boxed{r_L = 25 \Omega}$.

3. La tension efficace est de 230 V au niveau de l'utilisateur quand les lignes haute tension sont associées à des tensions de 220 kV à 400 kV, soit un

rapport de l'ordre de mille.

La valeur de m est principalement limitée par l'ionisation de l'air au voisinage des lignes à haute tension.

4. On utilise les règles de transfert d'impédance :



En conséquence : $\boxed{r = r_L / m^2}$.

Dans ce schéma équivalent, la résistance de ligne est considérablement diminuée ; pour un même courant, **la chute de tension et la dissipation par effet Joule sont considérablement atténuées**.

5. Étude du rendement :

(a) $P_1 = rI^2 = r_L I^2 / m^2$ avec $P_0 = UI \cos(\varphi)$, soit $I = P_0 / (U \cos(\varphi))$, on en déduit :

$$\frac{P_1}{P_0} = \frac{r_L I^2}{m^2 P_0} = \frac{r_L P_0^2}{m^2 P_0 U^2 \cos^2(\varphi)} \Rightarrow \boxed{\frac{P_1}{P_0} = \frac{r_L P_0}{m^2 U^2 \cos^2(\varphi)}}$$

- (b) Toutes choses égales par ailleurs, le rapport P_1/P_0 diminue avec l'augmentation de m . Pour une puissance appelée donnée, les pertes en ligne diminuent grâce à l'utilisation d'une ligne haute tension.

- (c) De la même façon, P_1/P_0 diminue quand $\cos(\varphi)$ augmente.

- (d) Application numérique :

$$\rightarrow \text{Avec } \cos(\varphi) = 1, \frac{P_1}{P_0} = \frac{25 \times 20 \times 10^6}{10^6 \times (220)^2}, \boxed{P_1/P_0 = 1,0\%}$$

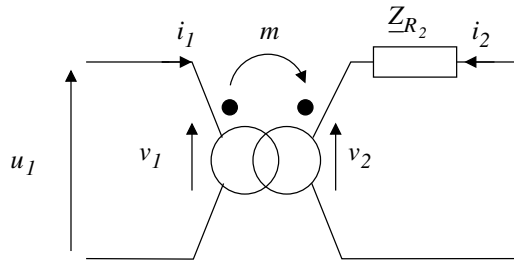
$$\rightarrow \text{Avec } \cos(\varphi) = 0,7, \frac{P_1}{P_0} = \frac{25 \times 20 \times 10^6}{10^6 \times (220)^2 \times 0,7^2}, \boxed{P_1/P_0 = 2,1\%}$$

CP069. Transformateur réel à défaut série (**)

1. L'idée consiste à transférer les impédances du primaire au secondaire en les multipliant par le rapport de transformation au carré :

$$\underline{Z}_{R_2} = [R_2 + m^2 R_1] + j [L'_2 + m^2 L'_1] \omega$$

2. Avec le secondaire en court-circuit, le circuit prend la forme :



(a) Les lois électriques conduisent à :

$$\underline{u}_{1,cc} = \underline{v}_{1,cc} = \frac{\underline{v}_{2,cc}}{m} = \frac{-\underline{Z}_{R2} \underline{i}_{2,cc}}{m} \Rightarrow \boxed{U_{1cc} = \frac{Z_{R2} I_{2cc}}{m}}$$

(b) Le transformateur central étant idéal, la puissance fournie par le générateur au primaire est intégralement transférée au secondaire.

La puissance est dissipée au secondaire dans les résistances, ce qui donne :

$$\boxed{P_{1cc} = \frac{1}{2} (R_2 + m^2 R_1) I_{2cc}^2}$$

Le facteur 1/2 tient compte du fait que I_{2cc} représente l'amplitude et non la grandeur efficace.

(c) Les formules théoriques obtenues sont des relations linéaires. L'ordonnée à l'origine des courbes expérimentales s'explique par les défauts non pris en compte : inductance de fuite pour la figure 1, pertes fer pour la figure 2, ...

— figure 1 : la pente est l'inverse du rapport de transformation

$$\boxed{m = 0,5};$$

— figure 3 : avec $R_2 = mR_1^2$, on a : $P_{1cc} = m^2 R_1 I_{2cc}^2$; compte tenu de la pente de $2,20 \Omega$, on en déduit $\boxed{R_1 = 8,80 \Omega}$;

— figure 2 : la relation entre U_{1cc} et I_{2cc} prend la forme simplifiée :

$$U_{1cc} = \frac{\sqrt{(2m^2 R_1)^2 + (2m^2 L_1' \omega)^2}}{m} I_{2cc} = 2m \sqrt{R_1^2 + (L_1' \omega)^2} I_{2cc}$$

Compte tenu de la pente, on en déduit :

$$R_1^2 + (L_1' \omega)^2 = 21,6^2 \Rightarrow L_1' = \frac{1}{2\pi \times 50} \sqrt{21,6^2 - 8,8^2} \Rightarrow \boxed{L_1' = 63 \text{ mH}}$$

CP070. Transformateur réel (***)

1. En négligeant la chute de tension due à la résistance des enroulements (modèle du transformateur parfait), pour le primaire :

$$\underline{v} = -\underline{e} = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt} (N_1 \underline{B} \times 2s) = N_1 \times 2s \times \frac{dB}{dt} = N_1 \times 2s \times j\omega \underline{B}$$

Et donc pour les amplitudes :

$$V_{eff} \sqrt{2} = 2\pi f \times N_1 \times 2s \times B_0 \Leftrightarrow N_1 = \frac{V_{eff} \sqrt{2}}{2\pi f \times 2s \times B_0}$$

Application numérique :

$$N_1 = \frac{220\sqrt{2}}{2\pi \times 50 \times 2 \times 8 \times 10^{-4} \times 1} \Rightarrow \boxed{N_1 \simeq 620 \text{ spires}}$$

Compte tenu du rapport de tensions 220 V/110 V, $\boxed{N_2 = 310}$.

Avec une fréquence de 400 Hz, $\boxed{N_1 = 78 \text{ spires}}$.

2. Modèle du transformateur réel :

(a) Dans le cas d'un régime forcé :

$$\underline{v}_1 = -\underline{e}_1 = \frac{d\Phi_{T,1}}{dt} = j\omega N_1 \Phi \quad \text{et} \quad \underline{v}_2 = j\omega N_2 \Phi$$

On applique ensuite le théorème d'Ampère pour l'excitation magnétique :

$$N_1 \underline{i}_1 + N_2 \underline{i}_2 = \underline{H} \times l = \frac{\underline{B}}{\mu_0 \mu_r} \times l = \frac{\Phi}{\mu_0 \mu_r S} \Leftrightarrow N_1 \underline{i}_1 + N_2 \underline{i}_2 = \Phi \times \mathcal{R}$$

(b) L'enroulement du primaire en présence du noyau ferromagnétique de longueur l possède une inductance propre : $L_1 = \frac{\mu_0 \mu_r N_1^2 S}{l}$.

En utilisant la relation entre la tension au primaire et le flux, la relation sur les courants peut se réécrire :

$$N_1 \underline{i}_1 + N_2 \underline{i}_2 = \frac{\underline{v}_1}{j\omega N_1} \times \frac{l}{\mu_0 \mu_r S} \Leftrightarrow \underline{i}_1 - \frac{\underline{v}_1}{j\omega \mu_0 \mu_r N_1^2 S / l} = -\frac{N_2}{N_1} \underline{i}_2$$

On peut donc poser $\boxed{\underline{I}_m = \frac{\underline{v}_1}{j\omega L_1}}$.

(c) Pour $\mu_r \rightarrow +\infty$, $\underline{I}_m \rightarrow 0$ et **on retrouve la loi de transformation des courants du transformateur idéal**.

(d) D'après $\underline{i}_1 - \underline{I}_m = -\frac{N_2}{N_1} \underline{i}_2$, on constate que la relation de transformation des courants s'applique en remplaçant \underline{i}_1 par $\underline{i}_1 - \underline{I}_m$, un courant \underline{I}_m est prélevé; de la relation entre \underline{I}_m et \underline{v}_1 , on en déduit la présence en parallèle d'une inductance L_1 parcourue par le courant \underline{I}_m .

(e) Application numérique :

$$I_m = \frac{V_1}{2\pi f L_1} = \frac{220}{2\pi \times 50 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 3100 \times 620^2 \times (2 \times 8 \times 10^{-4}) / 0,25} \Rightarrow \boxed{I_m = 73 \text{ mA}}$$