

A. Etude des transformateurs. Les transfo sont parfaits.

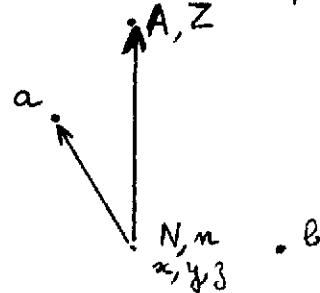
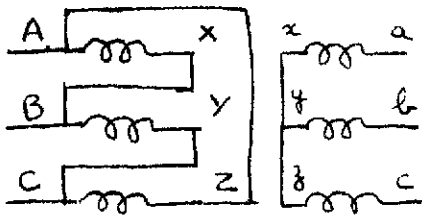
A1 - Transformateur triangle - étoile (Dy).

A11 - Rapport de transformation : $\frac{U_{ab}}{U_{AB}} = m = \frac{3,0}{11} \Rightarrow \underline{m = 0,273}$

A12 - En désignant par V les tensions étoilées on a :

$\frac{m_2}{m_1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{U_2}{\sqrt{3}U_1}$ donc $\underline{m = \sqrt{3} \frac{m_2}{m_1}}$

A13 - Diagramme de Fresnel qualitatif.



$\Rightarrow \underline{I = 11}$

Y, C

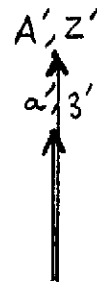
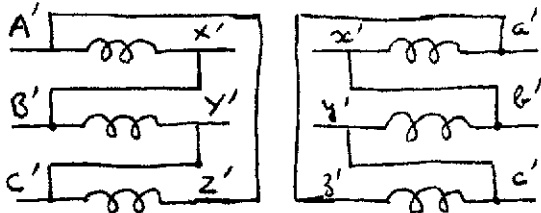
B, X

A2 - Transformateur triangle - triangle (Dd).

A21 - Rapport de transformation : $\frac{U_{a'b'}}{U_{A'B'}} = m' = \frac{3,0}{11} \Rightarrow \underline{m' = 0,273}$

A22 - Avec un couplage Dd on a : $\underline{m' = \frac{m'_2}{m'_1}}$

A23 - Indica horaire :



$\Rightarrow \underline{I' = 0}$

Y', C'

B', X'

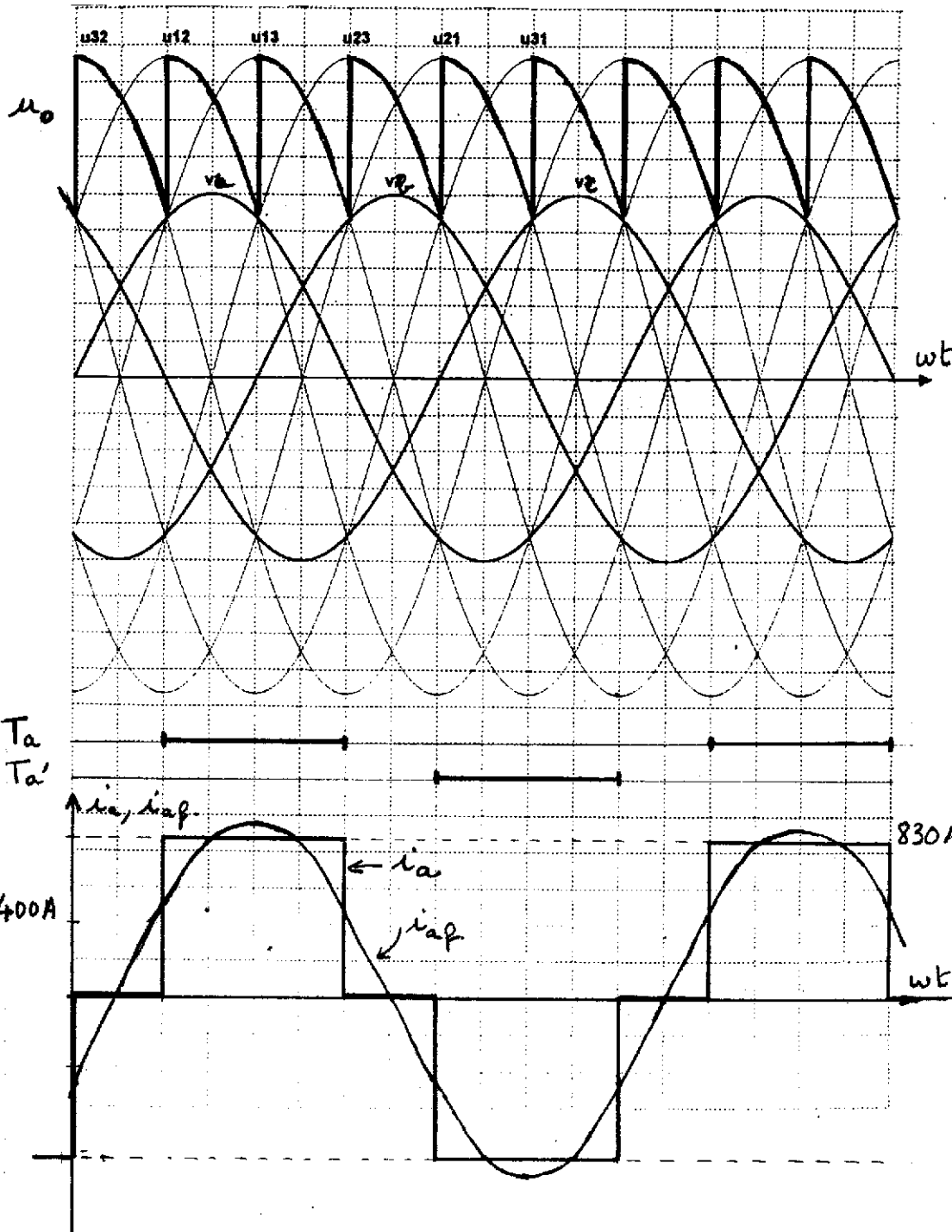
A24 - Si on relie $A \tilde{A}'$, $B \tilde{B}'$, $C \tilde{C}'$, les diagrammes

de Fresnel précédents montrent que $u_{a'b'}$ est en retard de $\underline{\psi = 30^\circ}$ sur u_{ab}

B - Etude des redresseurs. Si le courant est lissé la conduction est donc ininterrompue.

B1 - Part PD3

B11 - $\alpha = 30^\circ$



Déphasage entre v_a et i_{af} :
On voit bien que le courant i_{af} est en retard sur v_a de 30°
 $\Rightarrow \varphi = -30^\circ$
si $\varphi = [\vec{v}_a, \vec{I}_{af}]$

B12 - Valeur efficace I_a de i_a ?

Par définition elle vaut : $I_a^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_a^2 dt$

En appliquant un calcul d'aire : $I_a^2 T = 830^2 \cdot \frac{2}{3}$

$$\Rightarrow I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 830 \quad \text{soit } \underline{I_a = 678A}$$

B13 - Expression de $i_{af}(wt)$.

De l'expression de $i_a(wt)$ on déduit: $i_{af}(wt) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0 \sin(wt - \alpha)$

La valeur efficace est $I_{af} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_0}{\sqrt{2}}$ soit $I_{af} = 0,78 I_0$

B14 - facteur de puissance k .

C'est par définition le rapport de la puissance active $P_a = \sqrt{3} U_{ab} I_{af} \cos \alpha$ à la puissance apparente donnée par $S = \sqrt{3} U_{ab} \cdot I_a$ où $I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} I_0$

Finalement $k = \frac{P_a}{S} \Rightarrow k = \frac{I_{af} \cos \alpha}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_0}$

Donc $k = \frac{\frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} I_0 \cos \alpha}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_0} \Rightarrow k = \frac{3}{\pi} \cos \alpha$ soit $k = 0,955 \cos \alpha$

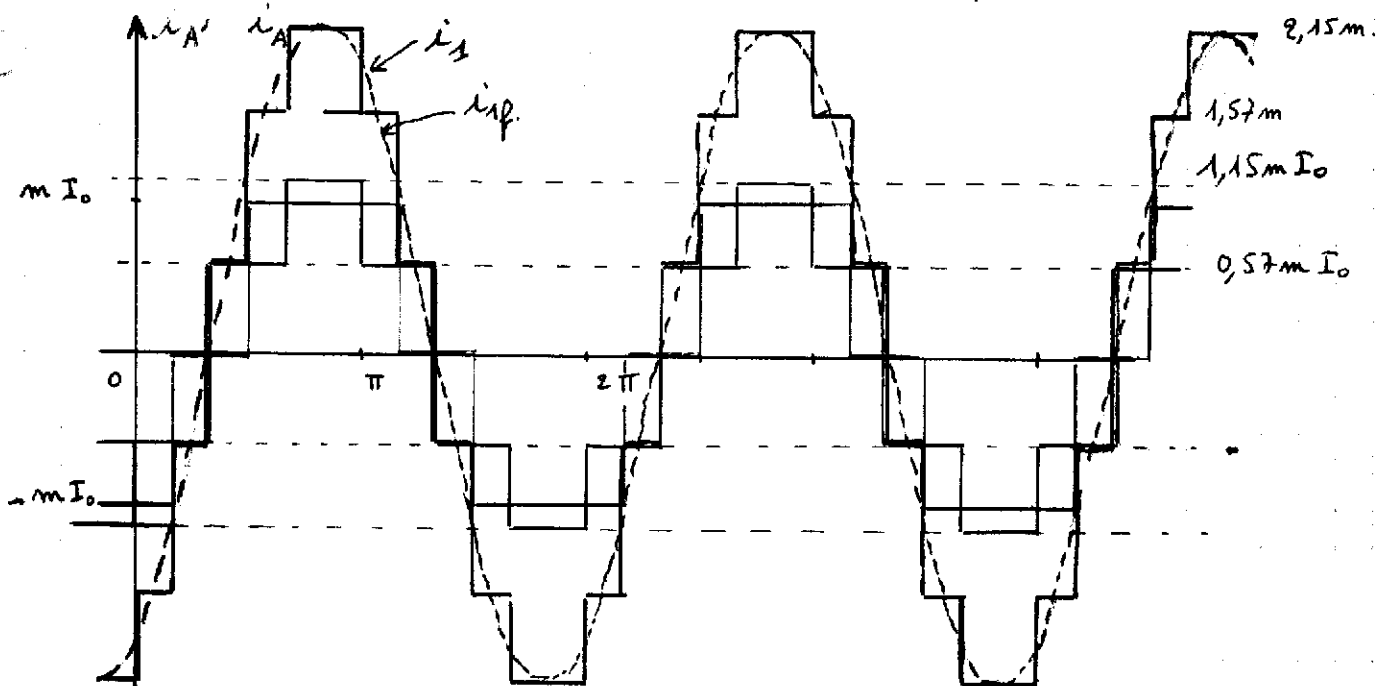
B15 - taux global de distorsion $D_i = \frac{\sqrt{I^2 - I_p^2}}{I_p}$.

Soit $I_a^2 = \frac{2}{3} I_0^2$; $I_{af}^2 = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{3}{2} I_0^2$

Donc: $D_{ia} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}} I_0}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_0} \Rightarrow D_{ia} = 0,297$

B2 - Convertisseur alternatif-continu.

B21 - Courant de ligne i_1 . D'après la figure 6 on a: $i_1 = i_A + i_{A'}$



B22 - Valeur efficace de i_1 .

Par un calcul d'aires on trouve :

$$\pi \cdot I_1^2 = \left[2 \times (0,57 \text{ m})^2 + 2 \times (2,15 \text{ m})^2 + 2 \times (1,57 \text{ m})^2 \right] I_0^2 \cdot \frac{\pi}{6}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_0 \sqrt{2,15^2 + 0,57^2 + 1,57^2} \text{ m.}$$

$$\Rightarrow \left\{ I_1 = 1,57 \text{ m } I_0 \right.$$

$$\Rightarrow \left\{ \text{AN: } I_1 = 352 \text{ A.} \right.$$

B23 - Calcul de I_{1f} donné par $I_{1f} = 1,56 \text{ m } I_0$.

avec $I_0 = 830 \text{ A}$ et $m = 0,27 \Rightarrow \left\{ I_{1f} = 350 \text{ A.} \right.$

On voit que I_1 et I_{1f} sont très proches l'une de l'autre ce qui révèle un courant dont la forme est peu éloignée de la sinusoïde.

C'est tout l'intérêt de ce montage avec 2 ports PD3 en série alimentés par 2 transfo de couples différents.

B24 - Puissances active et réactive fournies par le réseau.

$$P = \sqrt{3} U I_{1f} \cos \alpha \Rightarrow P = \sqrt{3} \cdot 11000 \cdot 350 \cos 30^\circ \Rightarrow \left\{ P = 5,76 \text{ MW} \right.$$

$$Q = P \tan \varphi \Rightarrow Q = P \cdot \tan 30^\circ \Rightarrow \left\{ Q = 3,33 \text{ MVAR} \right.$$

B25 - Calcul du taux global de distorsion du courant i_1 .

$$D_{i_1} = \sqrt{0,09^2 + 0,08^2} \Rightarrow \left\{ D_{i_1} = 0,12 \right.$$

B26 - Comparaison de D_{i_1} et D_{i_a}

On voit que $D_{i_1} < D_{i_a}$ ce qui confirme que i_1 est beaucoup plus proche de la pure sinusoïde que i_a .

C - Etude du filtre. Pour 1 seule phase du réseau

C1 - Comportement du filtre à la fréquence fondamentale.

C11 - Impédance complexe Z_1 du circuit à $f = 60 \text{ Hz}$.

$$\left\{ Z_1 = j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \right. \quad \text{AN: } \left\{ Z_1 = -j 8,58 \right.$$

$$\text{Avec } I_{LC} = \frac{6300}{8,58} \Rightarrow \left\{ I_{LC} = 734 \text{ A.} \right.$$

Du fait de la valeur de Z_1 , on sait que le circuit LC va fournir la puissance réactive $Q_{LC} = Z_1 \cdot I_{LC}^2$ soit $\{Q_{LC} = 4,63 \text{ MVAR}\}$

C2 - Comportement du filtre au rang 11.

C21 - Expression de Z_{e11} équivalente aux éléments R et L en //.

A la fréquence 660 Hz: $\frac{1}{Z_{e11}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega_{11}} \Rightarrow \frac{1}{Z_{e11}} = \frac{R + jL\omega_{11}}{jRL\omega_{11}}$

Donc $Z_{e11} = \frac{jRL\omega_{11}}{R + jL\omega_{11}} \Rightarrow Z_{e11} = jRL\omega_{11} \frac{R - jL\omega_{11}}{R^2 + L^2\omega_{11}^2}$

$\Rightarrow \{ Z_{e11} = \frac{1}{R^2 + L^2\omega_{11}^2} (RL^2\omega_{11}^2 + jR^2L\omega_{11})$

On voit bien que Z_{e11} est de la forme $r + jx$ avec $\left\{ \begin{array}{l} r = \frac{RL^2\omega_{11}^2}{R^2 + L^2\omega_{11}^2} \\ x = \frac{R^2L\omega_{11}}{R^2 + L^2\omega_{11}^2} \end{array} \right.$

Application numérique: avec $R = 5 \Omega$; $L = 0,16 \text{ mH}$; $\omega_{11} = 2\pi 660$

$\Rightarrow \{ r = 86,5 \text{ m}\Omega \quad \{ x = 0,652 \Omega$

C22 - Impédance Z_{11} du filtre.

$Z_{11} = r + j(x - \frac{1}{C \cdot \omega_{11}}) \Rightarrow Z_{11} = 0,086 + j0,136 \Rightarrow \{ Z_{11} = 0,161 \Omega$

C23 - Valeur de l'impédance Z_{e11} :

$Z_{e11} = R_{\text{eq}} \cdot \omega_{11} \Rightarrow \text{AN: } \{ Z_{e11} = 2,07 \Omega$

On voit que $\{ Z_{11} \ll Z_{e11}$ donc l'harmonique i_{11} circulera principalement dans le filtre.