Concours externe de recrutement de professeurs agrégés session 2005

Composition d'électrotechnique : Eléments de correction

Sommaire

A Generation electrique principale 2
A.1 Etude des bobinages 2
A.2 Modélisation de l'alternateur 3
A.3 Point de fonctionnement et caractéristiques 5

B Distribution 9
B.1 Puissances et harmoniques 9
B.2 Protection des personnes 11
B.3 Câbles et court circuit 11

C Correction de facteur de puissance 14
C.1 Etude de l'autotransformateur 14
C.2 Absorption sinus 16

D Convertisseur de puissance 18
D.1 Etude théorique 18
D.2 Point de fonctionnement 19

A GENERATION ELECTRIQUE PRINCIPALE

A.1 Etude des bobinages

A.1.1 Terme génératrice trois étages, rôle de chaque sous fonction et avantages.

- Etage1 : PMG : petit alternateur permettant de fournir l'énergie nécessaire à la génération de l'excitation.
- Etage 2 : Excitatrice évite la présence de balais et de bagues, génère Ir par redressement de la tension triphasée induite.
- Etage 3 : Alternateur de puissance : alimentation avion

Pas de bagues et système autonome

A.1.2 fréquence de sortie réseau f en fonction de N_{in}, k_m et p.

$$f = \frac{p \cdot k_m \cdot N_{in}}{60} \qquad \text{avec } k_m = \frac{N}{Nin} = 2{,}667$$

A.1.3 Paire de pôles de l'alternateur et les excursions maximale de f

p = 2 correspond à N=11100 tr/min et f=370 Hz

N_{min}=4162 tr/min => f_{min} = 370 Hz

N_{max}=9000 tr/min => f_{max} = 800,1 Hz

A.1.4 Intérêt en aéronautique d'un fonctionnement à fréquence variable sur une telle gamme.

- Prise directe sur l'étage basse pression du réacteur : pas de régulation de vitesse complexe à réaliser, liaison mécanique plus simple.
- Gamme de fréquence supérieure à 50 Hz permettant des circuits magnétiques et transformateurs réduits : gain de poids.
- Nombre de paires de pôles des machines peu élevé avec grandes vitesses de rotation.

De plus, les longueurs de câble étant faibles l'effet d'atténuation capacitif est moins crucial.

A.1.5 Intensité nominale par phase I_{sn} de alternateur.

$I_{sn} = S_n/(3*V_{sn}) = 150.10^3/(3*115) = 434{,}78$ A

A.1.6 Force électromotrice induite dans une spire d'induit.

$e_c(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt}$ et $\Omega=\omega/p$. On a donc : $e_c(t) = \hat{\phi} .2\pi f.\sin(2\pi f.t - p\theta_0)$

A.1.7 Origine physique de ce coefficient de bobinage.

La répartition des encoches pour un pôle conduit à une somme vectorielle des fem d'amplitude inférieure à leur somme algébrique.

A.1.8 Expression de E_s ,valeur efficace de la fem induite par phase.

$$\hat{\phi}(Ir)= \frac{6{,}843*10^{-3}}{2{,}95}\cdot Ir = 2{,}32.10^{-3}\cdot Ir \text{ et } E_s = \frac{\hat{\Phi}\cdot 2\pi f}{\sqrt{2}}\cdot k_b \cdot N_b$$

$$E_s = \frac{4{,}64\cdot 10^{-3}\cdot \pi f}{\sqrt{2}}\cdot k_b \cdot N_b \cdot Ir = 0{,}14\cdot f \cdot Ir$$

A.1.9 $E_s = f(I_r)$

Voir document réponse REP A.1

Ces deux caractéristiques nous définissent une zone des fem possibles en fonction du courant d'excitation Ir. La nécessité d'une régulation de Ir en fonction de la fréquence de rotation de l'alternateur (entre autres...) apparaît clairement.

A.2 Modélisation de l'alternateur

A.2.1 Expression sous forme matricielle du flux total statorique par phase

$$\begin{bmatrix}\Phi_{sa}\\ \Phi_{sb}\\ \Phi_{sc}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}L_{sa} & M_{sa,sb} & M_{sa,sc}\\ M_{sb,sa} & L_{sb} & M_{sb,sc}\\ M_{sc,sa} & M_{sc,sb} & L_{sc}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}I_{sa}\\ I_{sb}\\ I_{sc}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}M_{sa,r}\\ M_{sb,r}\\ M_{sc,r}\end{bmatrix}\cdot I_r$$

A.2.2 Equation liant v_{si} à i_{si} et Φ_{si}.

$$v_{si} = -R_{si}\,.i_{si} - \frac{d\Phi_{si}}{dt}$$

Attention : convention générateur sur la figure A.3.

A.2.3 Nouvelle expression simplifiée du flux total statorique

$$\begin{bmatrix}\Phi_{sa}\\ \Phi_{sb}\\ \Phi_{sc}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}L_s & M_s & M_s\\ M_s & L_s & M_s\\ M_s & M_s & L_s\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}I_{sa}\\ I_{sb}\\ I_{sc}\end{bmatrix} + M\cdot\begin{bmatrix}\cos(p\theta)\\ \cos(p\theta-\frac{2\pi}{3})\\ \cos(p\theta-\frac{4\pi}{3})\end{bmatrix}\cdot I_r$$

A.2.4 Expression de v_{si} puis de e_i pour chaque phase. Valeur efficace Es . Expression et signification de la constante $\mathcal{L}$.

L'alimentation étant supposée sinusoïdale, triphasée et équilibrée ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$), on a donc :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = I\sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \varphi) \\ \cos(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

On peut donc réécrire la matrice du flux statorique (Q. A.2.3) en tenant compte de ceci :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = (L_s - M_s) \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M \cdot \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot I_r$$

$\theta = \Omega t + \theta_0$ désigne l'angle mécanique du rotor qui tourne à la vitesse mécanique Ω par rapport au stator. θ_0 est une constante représentant la position angulaire initiale du rotor par rapport au stator.

La machine étant synchrone, on peut écrire :

$$p\theta = \omega t + p\theta_0$$

On a donc (Q. A.2.1):

$$\phi_{sa} = (L_s - M_s).i_{sa} + M\cos(\omega t + p\theta_0) \quad \text{et} \quad v_{sa} = -R_{sa}.i_{sa} - \frac{d\Phi_{sa}}{dt}$$

$$v_{sa} = -R_{sa}.i_{sa} - (L_s - M_s).\frac{di_{sa}}{dt} + M.I_r.\omega.\cos(\omega t + p\theta - \pi/2)$$

De la forme : $v_{si} = e_i - R_s i_{si} - \mathcal{L} \cdot \frac{di_{si}}{dt}$

$\mathcal{L} = L_s - M_s$ inductance cyclique

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = M.I_r\omega \begin{bmatrix} \sin(\omega t + p\theta_0) \\ \sin(\omega t + p\theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + p\theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$E_s = \frac{M \cdot \omega}{\sqrt{2}} \cdot I_r$ **fem induite par phase**

A.3 Point de fonctionnement et caractéristiques

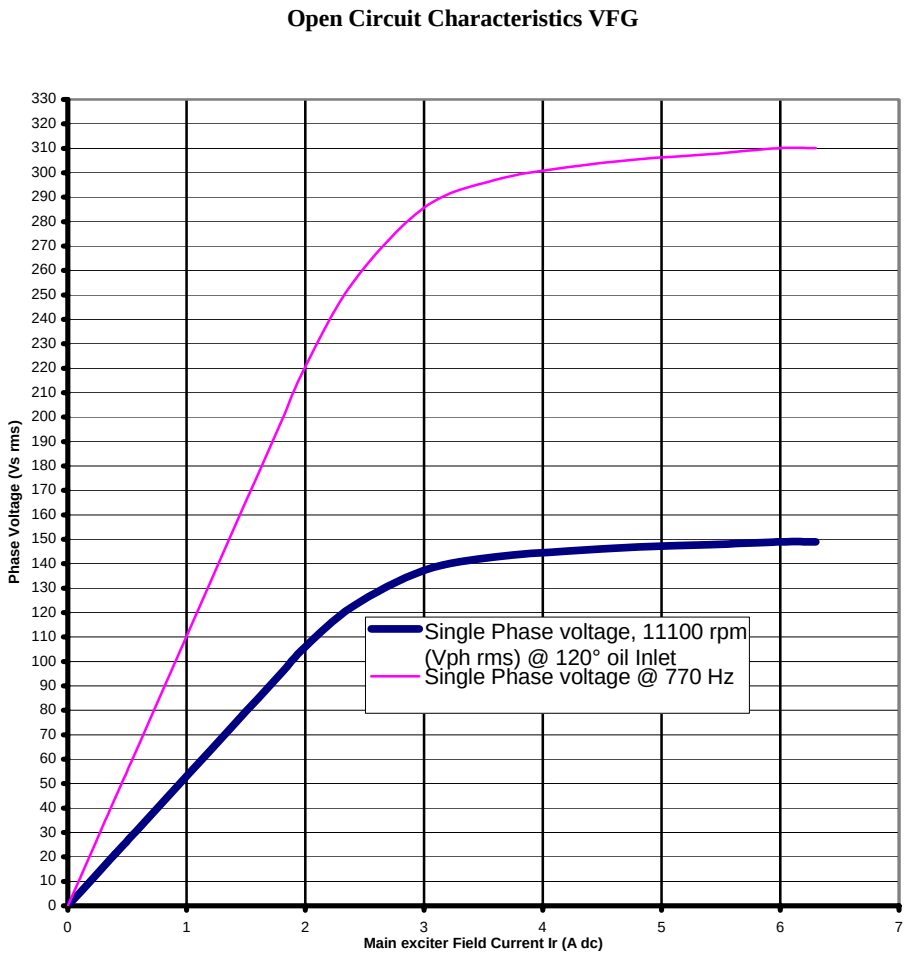
A.3.1 Coefficient λ pour différents points de la caractéristique à vide.

Esi et Ir sont donnés dans l'annexe 1 à 11100 rpm donc pour 370 Hz

$$\lambda = \frac{E_{si}}{Ir \cdot 2\pi f} = \frac{E_{si}}{Ir \cdot 2\pi \cdot 370}$$ voir tableau document réponse REP A.1

unité de λ : H ou $V.A^{-1}.rad^{-1}.s$

A.3.2 Allure de Esi pour f = 770 Hz



A.3.3 Réactance synchrone $X_{BE}=L_{BE}.\omega$ pour la partie linéaire et inductance L_{BE}.

Si l'on se met à 370 Hz et Ir=2A par exemple on a : $$Z_{BE\,370Hz} = \frac{Es_{370Hz,2A}}{Iscc_{370Hz,2A}} = \frac{106}{474} = 223{,}63\,m\Omega$$

$$X_{BE} = \sqrt{Z_{BE}^2 - R_s^2} = 223{,}63\,m\Omega$$ avec Rs =4.10^{-4} Ω.

$$L_{BE} = \frac{X_{BE}}{2\pi \cdot 370} = 96{,}19\,\mu H$$

A.3.4 Caractéristique Is_{cc}= f(Ir) si l'essai en court circuit avait été réalisé à 770Hz.

La caractéristique aurait été pratiquement identique car la fem et l'impédance de Behn-Eschenburg sont fonction de la fréquence.

$Is_{cc}=E_s/Z_{BE} \approx E_s/X_{BE} = \lambda\ \omega\ I_r/L_{BE}.\omega = \lambda\ I_r/L_{BE}$ non fonction de f.

A.3.5 Valeurs efficaces (Vs, Is) du point de fonctionnement à f = 500 Hz et Ir = 2A correspondant à une charge R_{ch} pure de 0,5 Ω.

f = 500 Hz et Ir = 2A: impliquent Es = 143,24 V

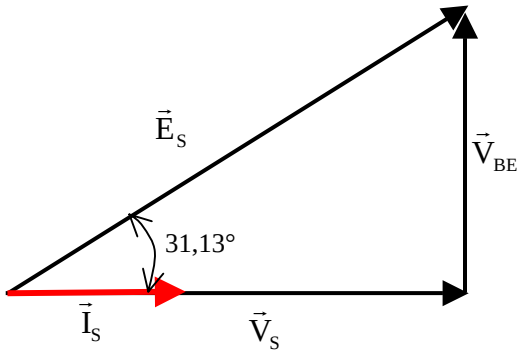
$$Is = \frac{E_S}{\sqrt{(R_s + R_{ch})^2 + (L_{BE}\cdot\omega)^2}}$$

On a donc $$Is = \frac{143{,}24}{\sqrt{(4\cdot10^{-4} + 0{,}5)^2 + (96{,}19\cdot10^{-6}\cdot 2\pi\cdot 500)^2}} = 245\ A$$

$Vs = R_{ch}.I_s = 0{,}5 \cdot 245 = 122{,}5$ V

- R_sI_s =0,1 V négligeable
- $V_{BE} = L_{BE}.\omega.Is$ = 74 V

φ = 0



A.3.6 Evolution des grandeurs φ, Is et Vs si f augmente.

Si f augmente alors Is et Vs augmentent et φ reste inchangé.

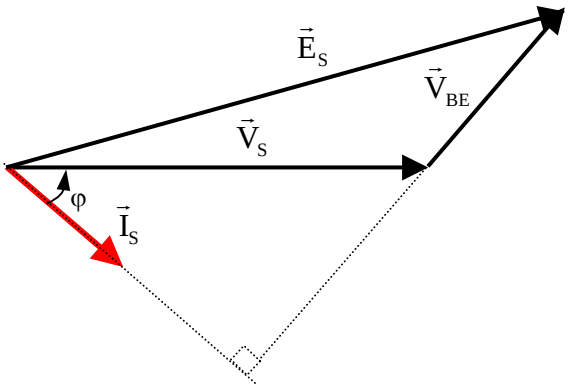
Dans la partie linéaire $I_s = \frac{\lambda\cdot Ir\cdot\omega}{\sqrt{R_{ch}^2 + L_{BE}^2\cdot\omega^2}} = \frac{\lambda\cdot Ir}{\sqrt{\frac{R_{ch}^2}{\omega^2} + L_{BE}^2}}$ et Vs liée à Is.

A.3.7 Allure du diagramme de Behn-Eschenburg pour un facteur de puissance de 0,75.

φ = 41,41°= 0,723 rad

$$\underline{E_{si}} = R_{si}\ .\underline{I_{si}} + j.L_{BE}\ .\omega\ \underline{I_{si}} + \underline{V_{si}}$$
$$= j.L_{BE}\ .\omega\ \underline{I_{si}} + \underline{V_{si}}$$

$$\underline{V_{si}} = (R_{ch} + jL_{ch}\omega)\cdot\underline{I_{si}} = Z_{ch}\cdot e^{j\varphi}\cdot\underline{I_{si}}$$



A.3.8 Expression littérale la valeur efficace Vsi en fonction de λ, ω, R_{ch}, L_{ch}, L_{BE} et I_r.

$I_{si} = \frac{E_{si}}{Z_{eq}}$ avec $E_{si} = \lambda.\omega.I_r$ et $V_{si} = Z_{ch}\cdot I_{si}$

$\underline{Z_{eq}} = j\cdot L_{BE}\omega + R_{ch} + j\cdot L_{ch}\omega$ et donc $Z_{eq} = \sqrt{R^2_{ch} + (L_{ch} + L_{BE})^2\omega^2}$

$$V_{si} = \frac{\lambda \cdot \omega \cdot I_r \cdot Z_{ch}}{\sqrt{R^2_{ch} + (L_{ch} + L_{BE})^2 \omega^2}} = \sqrt{\frac{R^2_{ch} + (L_{ch}\omega)^2}{R^2_{ch} + (L_{ch} + L_{BE})^2 \omega^2}} \cdot \lambda \cdot \omega \cdot I_r$$

A.3.9 Expression littérale du couple résistant sur l'arbre moteur Γ_r en fonction de p, λ, ω, Rch, Lch, L_{BE} et Ir

$\Gamma r.\Omega = 3\, R_{ch}.I_{si}^2$ si les différentes pertes sont négligées.

$$\Gamma_r = \frac{3 \cdot p \cdot R_{ch}}{\omega} \cdot I_{si}^2 = \frac{3 \cdot p \cdot R_{ch}}{\omega} \cdot \left(\frac{\lambda \cdot \omega \cdot I_r}{\sqrt{R^2_{ch} + (L_{ch} + L_{BE})^2 \omega^2}} \right)^2 = \frac{3 \cdot p \cdot \omega \cdot R_{ch} \cdot \lambda^2 \cdot I_r^2}{R^2_{ch} + (L_{ch} + L_{BE})^2 \omega^2}$$

A.3.10 Application numérique

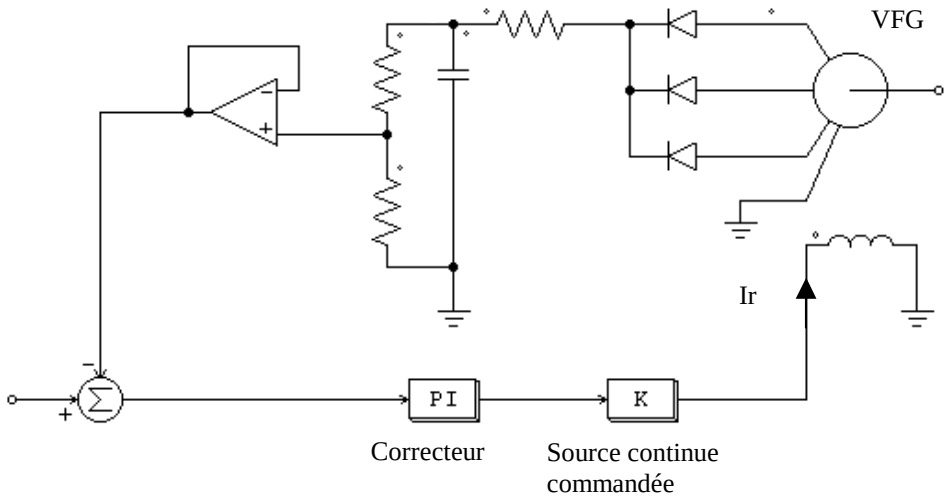
voir tableau document réponse REP A.1

A.3.11 Conclusion sur la nécessité de régulation de Vs. Effet de f sur le cos φ de la charge.

Vs est donc fonction de la fréquence de rotation de l'alternateur et du régime de charge (Cosφ et valeur de Is). On peux remarquer que pour la charge fixe donnée :

- Pour f=770 Hz : φ =55,43° et cos φ =0,567
- Pour f=370 Hz : φ =34,89° et cos φ =0,82

A.3.12 Boucle de régulation et méthode utilisée pour la mesure de Vs.



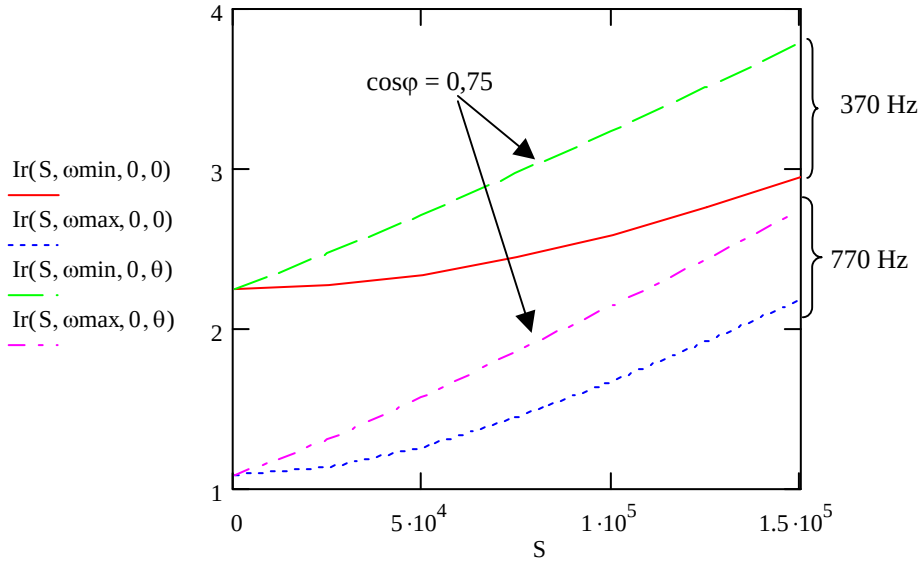
On peut mesurer l'image de la valeur efficace de Vs en prenant la valeur moyenne redressée de la tension de sortie. Une isolation galvanique n'est pas, dans ce cas, absolument nécessaire.

A.3.13 Expression littérale de Ir en fonction de S_s, φ, λ, ω, L_{BE}, et V_s.

En écrivant la conservation des puissances : on a $S^2 = P^2+Q^2 = 3E_s.I_s$ avec $I_s = S_s/3.V_s$ et par suite :

$$I_r = \frac{\sqrt{[S_s \cdot \cos\varphi]^2 + \left[S_s \cdot \sin\varphi + 3 \cdot L_{BE} \cdot \omega \left(\frac{S_s}{3 \cdot V_S}\right)^2\right]^2}}{3 \cdot \lambda \cdot \omega \cdot \frac{S_s}{3 \cdot V_S}}$$

A.3.14 document réponse **REP.A.2** pour 2 fréquences extrêmes et pour cosφ =1 et 0,75 inductif



Pour le point à Ss = 0 on a I_r = 115/(2π.f * 0,022) tension nominale 115 V à vide.

A.3.15 Pertes joules statoriques P_{js} pour le fonctionnement nominal.

$P_{js} = 3\ R_s.I_{sn}^2 = 3*4.10^{-4}*434,78^2 = 226,85$ W

A.3.16 Expression du couple résistant sur l'arbre rotorique Γ_r en fonction de ω.

$$P_{comp} = (850 + 45 \cdot 10^{-2}\,\Omega)$$

$$\Gamma_r = \frac{Pr}{\Omega} = \frac{P_{sn} + P_{js} + P_{comp}}{\Omega} = \frac{150 \cdot 10^3 + 226,84 + 850 + 45 \cdot 10^{-2}\frac{\omega}{p}}{\frac{\omega}{p}} = \frac{151,1 \cdot 10^3 \cdot p + 45 \cdot 10^{-2}\omega}{\omega}$$

A.3.17 Multiplicateur a un rendement η_m. Couple résistant exercé Γin en fonction de ω.

$$P_{in} = \frac{Pr}{\eta_m} \text{ et } \Gamma_{in} = \frac{P_{in}}{\frac{\Omega}{k_m}} = k_m \cdot \frac{\left(151,1 \cdot 10^3 \cdot p + 45 \cdot 10^{-2}\omega\right)}{\eta_m \cdot \omega}$$

A.3.18 Application numérique : f= 500Hz

Γ_{in}=262,97 N.m avec Pin = $154,9.10^3$ W et k_m=2,667

B DISTRIBUTION

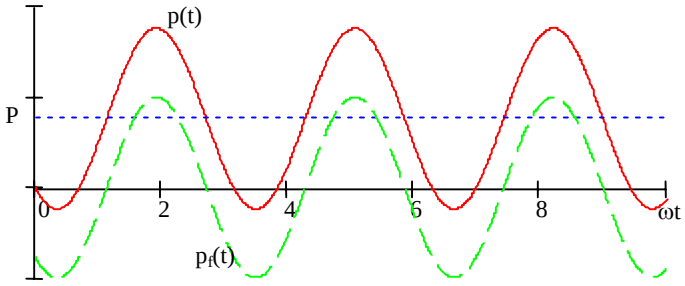
B.1 Puissances et harmoniques

B.1.1 Signaux sinusoïdaux p(t) = P + p_f(t). Exprimer P et p_f(t) et donner leurs significations

$p(t) = v(t).i(t) = 2.V.I.\sin(\omega t).\sin(\omega t-\varphi) = \underbrace{V.I.\cos\varphi}_{P} \underbrace{-V.I.\cos(2\omega t-\varphi)}_{p_f(t)}$

- P est la valeur moyenne de p(t) et correspond à la puissance active : W
- p_f(t) est une puissance fluctuante à valeur moyenne nulle.

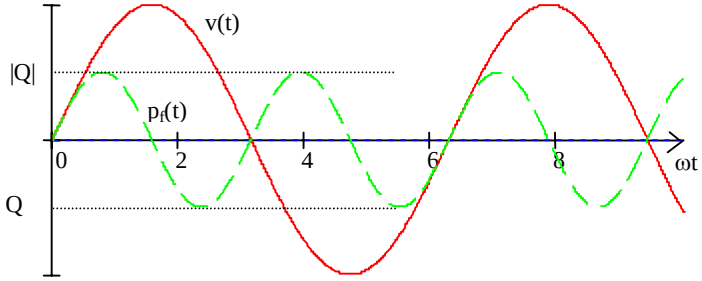
Lorsque p(t) a une valeur instantanée négative (φ différent de 0 [π]) il existe une puissance réactive Q qui permet de traduire l'existence de cet échange de puissance. Celle ci est maximale pour P = 0.



B.1.2 lien entre p(t) et Q.

Capacité pure $\varphi = -\pi/2$

$p(t) = -V.I.\cos(2\omega t+ \pi/2) = V.I.\sin(2\omega t)$ avec P = 0 et $Q = V.I.\sin\varphi = -V.I$ représentant la valeur crête de la puissance instantanée.



B.1.3 Expression des puissances P, Q et D en fonction de V, et des I_k , φ_k concernés.

$P = \langle p(t) \rangle = V.I_1.\cos\varphi_1$ $\quad Q = V.I_1.\sin\varphi_1$

si $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 = V^2.I_1^2 + D^2 = V^2.I^2 = V^2.\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2$ alors $D = \sqrt{V^2 \cdot \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}$

B.1.4 Accroissement relatif des pertes joules en ligne ($\alpha_j = \frac{\Delta P_j}{P_{j1}}$)

On a : $P_{jT} = P_{j1} + \Delta P_j$ et les pertes joules en ligne :P_{jT}= r.I^2 ou r partie réelle de l'impédance de la ligne.

$$P_{jT} = r.\left(\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2\right) = r \cdot I_1^2 + r \cdot \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2$$

Par suite :

$$P_{j1} = r \cdot \frac{P^2 + Q^2}{V^2}$$

$$\Delta P_j = r \cdot \frac{D^2}{V^2}$$

$$\alpha_j = \frac{\Delta P_j}{P_{j1}} = \frac{D^2}{P^2 + Q^2}$$

On peut exprimer α_j en fonction du taux de distorsion en courant : $THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1}$

$$\alpha_j = \frac{\Delta P_j}{P_{j1}} = \frac{D^2}{P^2 + Q^2} = \frac{V^2 \cdot \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}{V^2 \cdot I_1^2} = THD_i^2$$

B.1.5 Tableau de valeurs

voir document réponse REP B.1

B.1.6 Conclusion sur les effets d'une importante pollution harmonique du courant.

Les grandeurs harmoniques circulant sur un réseau peuvent principalement :

- Causer des échauffements supplémentaires dans les conducteurs, inductances, condensateurs etc… (pertes joules, diélectriques et magnétiques)
- Générer des vibrations et des bruits (domaine de fréquence acoustique)
- Perturber les dispositifs électroniques (applications dites « courants faibles »)

La valeur efficace du courant est augmentée pour une même puissance active transportée.

Le coefficient d'accroissement des pertes est proportionnel au $THDi^2$.

Mauvais rendement, surcharges, échauffement, déclenchement des protections.

B.2 Protection des personnes

B.2.1 Schémas de liaison à la terre

On distingue trois types principaux de schémas de liaison à la terre normalisés:

Appellation normalisé	Moyen de protection au premier défaut
TT :	Coupure par dispositif de protection différentiel
TN : (qui comporte 3 versions TNC TNS et TNCS)	Coupure par dispositif de protection contre les surintensités.
IT :	Signalisation, dispositif de surveillance permanente

B.2.2 Régime de neutre avion et appareillage assurant la protection des personnes.

La structure métallique de l'avion étant utilisée comme conducteur neutre, nous sommes en régime : TNC. (Faibles longueurs relative des câbles)

Dispositif de protection : disjoncteur magnéto-thermique. (effet magnétique)

B.2.3 Contraintes

Lors d'un défaut d'isolement phase masses métalliques, le courant de défaut est un courant de court circuit phase neutre. (Pouvoir de coupure > I défaut)

Le dispositif de protection contre les court circuit doit alors ouvrir le circuit dans un temps maximum spécifié par les normes.

B.3 Câbles et court circuit

B.3.1 Origine physique des coefficients correcteurs à appliquer sur l'intensité admissible

Le choix de la section d'un conducteur est principalement un problème thermique.

Les pertes par effet joule dans un conducteur provoquent l'élévation de sa température. L'échauffement est limité par l'échange thermique avec le milieu ambiant. (conduction dans l'isolant, rayonnement et convection vers l'extérieur).

Il faut donc calculer un courant thermique équivalent Iz qui tient compte des conditions d'exploitation :

- Type de câble : Nature du conducteur et de l'isolant
- Mode de pose et condition d'environnement: pose en faisceau, altitude, température ambiante...
- Protection thermique choisie

B.3.2 Raisons principales qui conduisent à limiter la densité de courant dans un câble.

La densité de courant admissible est proportionnelle à la surface d'échange thermique. Les coefficients de rayonnement et de convection dépendent du milieu dans lequel est placé le câble.

La température maximale atteinte ne doit pas dépasser celle que peut supporter l'isolant.

Il faut vérifier que la chute de tension de tension entre le cœur électrique et les équipements ne dépasse pas les 2,5V fixés par la norme en régime permanent.

B.3.3 Choix d'un câble et calcul du courant thermique équivalent Iz.

I_{emploi} =450 A avec trois câble pour une phase : $I_{emploi\ phase}$ = 450/3 = 150 A

- Faisceau (bundle) 3 câbles : k1=0,831
- Altitude 40 000 pieds : k2 = 0,92

Le câble doit permettre le passage en régime permanent de Iz.

$$Iz = In/(3*k1*k2) = \frac{450}{0{,}831*0{,}92} = 196{,}2\ A < 220\ A$$ Câble GT 0A 19*14*0,51 section 54,35 mm^2

B.3.4 Raisons principales (mécanique, électrique, thermique ...) des multi-faisceaux

mécaniques	Souplesse câble et connections plus aisées. Répartition du poids dans le fuselage.
électriques	Inductance linéique. Effet de peau à 800 Hz de 2,9 mm à 20°c dans l'aluminium, rendant nécessaire les câbles multi- brins: complexité de réalisation.
Thermique	Surface d'échange thermique plus importante, meilleurs rayonnement et convection.
Sécurité	Continuité du service en cas de panne, accident ou dysfonctionnement.

B.3.5 Contrainte thermique sous la forme $i^2 \cdot t \le K^2 \cdot S_c^2$. Expression de K =f(ρ, m_v, c_p, T_{max} ,T_a).

On a : $m_v\ c_p \dfrac{\partial T}{\partial t} = q$ d'où $\partial T = \dfrac{q}{m_v\ c_p} \cdot \partial t \Rightarrow (T - T_a) = \dfrac{q}{m_v\ c_p} \cdot t$

avec : $q = \dfrac{r \cdot i^2}{S_c . \ell}$ densité de puissance dans le conducteur en $W.m^{-3}$

$r = \dfrac{\rho \cdot \ell}{S_c}$ résistance linéique du câble.

$$(T - T_a) = \frac{\frac{\rho}{S_c^2} \cdot i^2}{m_v\ c_p} \Rightarrow \begin{cases} i^2 \cdot t = (T - T_a) \cdot \dfrac{m_v\ c_p}{\rho} \cdot S_c^2 \\ i^2 \cdot t \le K^2 \cdot S_c^2 \end{cases} \quad K = \sqrt{(T_{max} - T_a) \cdot \frac{m_v\ c_p}{\rho}}$$

B.3.6 Application numérique

$$K = \sqrt{(200-20)\cdot\frac{2{,}698\cdot10^{3}\cdot904}{2{,}65\cdot10^{-8}}} = \sqrt{1{,}657\cdot10^{16}} = 1{,}287\cdot10^{8} = 128{,}7 \quad A\cdot s^{\frac{1}{2}}/mm^{2}$$

B.3.7 Icc= 2045 A. t_{max} correspondant à la contrainte thermique maximale et conclusion.

$$t_{max} = \left(\frac{K\cdot S_c}{I_{cc}}\right)^2 = \left(\frac{128{,}7\cdot54{,}35}{2045}\right)^2 = 11{,}702 \text{ s}$$ avec Sc =54,35 10^{-6} m^2 section réelle câble GT 0A

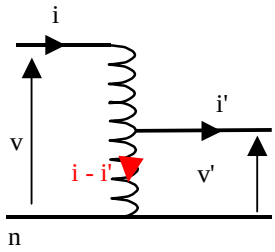
Ce temps reste compatible avec la constante de temps nécessaire pour désexciter l'alternateur VFG en cas de défaut.

C CORRECTION DE FACTEUR DE PUISSANCE

C.1 Etude de l'autotransformateur

C.1.1 Spécificités (avantages / inconvénients) d'un auto transformateur.

Avantages	Inconvénients
Gain de cuivre (ou d'aluminium...) : ▪ Pas d'enroulement secondaire spécifique ▪ i'=m.i donc partie commune parcourue par i-i' = i (1-m) avec m < 1 Gain de place et donc de poids (circuit magnétique réduit) et de coût.	Pas d'isolation galvanique



C.1.2 Effet de la variation de fréquence sur le courant magnétisant et les pertes.

Les pertes dans le circuit magnétique ont deux origines principales :

- pertes par courants de Foucault : proportionnelles à Φ_{eff}^2 f^2
- pertes par hystérésis : proportionnelles à Φ_{max}^2 f

Ces pertes sont maximales pour f_{max} : $P_{fer} = \alpha.f + \beta.f^2$ à Φ_{max} constant.

Le courant magnétisant dépend de la fréquence car : $I_\mu \approx \dfrac{V}{L_\mu \cdot \omega}$ et Φ_{max} proportionnel à I_μ si la saturation du circuit magnétique est négligée...

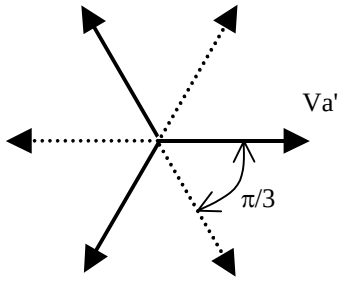
Le flux dans le circuit magnétique et I_μ seront maximaux pour f_{min}.

A tension constante et fréquence variable on peut remarquer que les pertes fer sont inversement proportionnelle à f en première approximation.

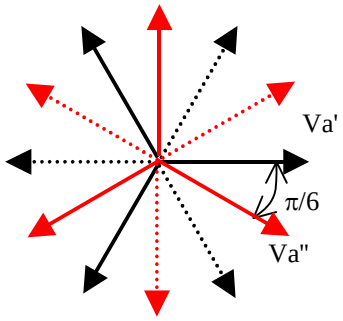
C.1.3 Système de tension dodécaphasé. Justification du déphasage entre $\vec{V}_{a''}$ et $\vec{V}_{a'}$ de $\dfrac{\pi}{6}$.

Il faut donc 12 tension équivalentes déphasée de $2\pi/12=\pi/6$.

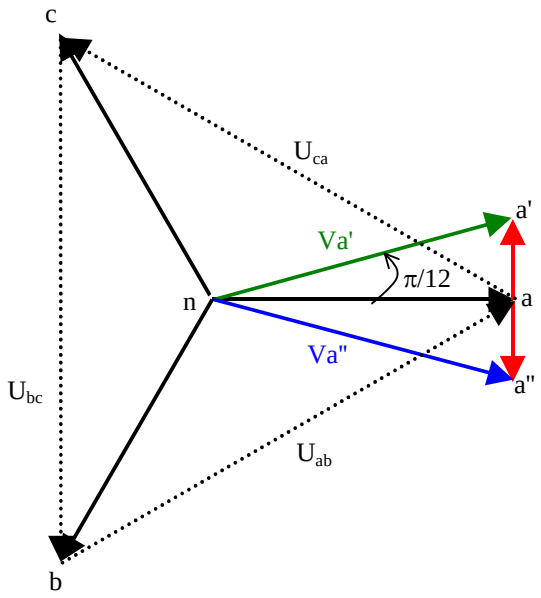
Les tensions $V_{a,b,c'}$ alimentent un redresseur PD3, ce qui donne 6 tensions simples équivalentes redressées représentées ci contre :



Il faut donc que les tensions $V_{a,b,c"}$ alimentant le deuxième PD3 soient complémentaires, ce qui impose un déphasage entre $\vec{V}_{a"}$ et $\vec{V}_{a'}$ de $\frac{\pi}{6}$. (représentées en rouge)



C.1.4 Diagramme de Fresnel des tensions simples ($\vec{V}_a$ $\vec{V}_b$ $\vec{V}_c$) et composées ($\vec{U}_{ab}$ $\vec{U}_{bc}$ $\vec{U}_{ca}$) primaire. Construction graphique les tensions simples secondaire $\vec{V}_{a'}$ et $\vec{V}_{a"}$



Va = 115 V
Ua'a = 30,8 V
Va' = 119,1 V

C.1.5 Rapport de transformation par colonne m_c et rapport de transformation externe m.

$$m_c = \frac{\text{tension aux bornes de l'enroulement secondaire I'}}{\text{tension aux bornes de l'enroulement primaire I}} = \frac{U_{a'a}}{U_{bc}} = \frac{tg\left(\frac{\pi}{12}\right)}{\sqrt{3}}$$

mc = 0,1547

$$m = \frac{V_{a'}}{V_a} = \sqrt{1+\left(tg\frac{\pi}{12}\right)^2}$$ m étant le module du rapport de transformation m =1,035

C.1.6 Loi des nœuds en a.

$$i_a = i_{a'} + i_{a"} + j_{ab} - j_{ca}$$

C.1.7 Courant j_{ab} en fonction de m_c et des courants de ligne secondaires.

$$j_{ab} = - m_c . i_{c'} + m_c . i_{c"}$$

C.1.8 Expression de i_a en fonction des courants de ligne secondaires et de m_c.

$$i_a = i_{a'} + i_{a"} + j_{ab} - j_{ca} = i_{a'} + i_{a"} - m_c . i_{c'} + m_c . i_{c"} - (- m_c . i_{b'} + m_c . i_{b"})$$

$$i_a = i_{a'} + i_{a"} + m_c.(i_{b'} - i_{b"} - i_{c'} + i_{c"})$$

C.1.9 Application numérique.

Document réponse REP.C1

C.1.10 Calcul de la puissance apparente primaire et secondaire.

Courant secondaire efficace en ligne : $I_{i'} = \sqrt{\sum_{k=1}^{19} I_{i'k}^2} = 52{,}03\text{A}$

Courant primaire efficace en ligne : $I_a = \sqrt{\sum_{k=1}^{19} I_{ak}^2} = 75{,}94\ \text{A}$

- puissance apparente secondaire (équivalente) :

$$S_{\text{secondaireéquivalent}} = 6 \cdot V_{i'} \cdot I_{i'} = 6 \cdot m \cdot V_a \cdot I_{i'} = 6 \cdot 119 \cdot 52{,}03 = 37{,}17\ \text{kVA}$$

- puissance apparente secondaire des seuls enroulement ' et " :

$$S_{\text{secondait}} = 6 \cdot V_{ii'} \cdot I_{i'} = 6 \cdot m_c \cdot V_a \cdot \sqrt{3} \cdot I_{i'} = 6 \cdot 30{,}82 \cdot 52{,}03 = 9{,}6\ \text{kVA}$$

- puissance apparente primaire :

$$S_{\text{primaire}} = 3 \cdot Va \cdot I_a = 3 \cdot 115 \cdot 75{,}94 = 26{,}2\ \ \text{kVA}$$

C.1.11 Conclusion.

Cet autotransformateur permet de réaliser un "filtrage" harmonique même si la fréquence primaire varie.

On peut remarquer que la valeur efficace des courants en ligne au primaire est réduite et que seuls les harmoniques de rang 11 et 13 subsistent.

Le filtrage double pont Dyd demande un transformateur coûteux à double enroulement secondaire dimensionné pour 37,17 kVA au lieu de 9,6 kVA.

C.2 Absorption sinus

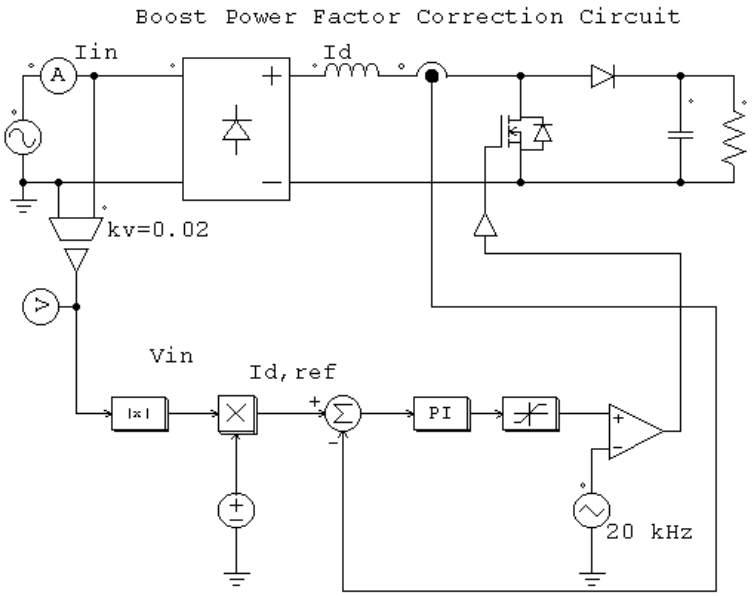
C.2.1 Exemple de topologie

Plusieurs topologies sont possibles, voici les principales:

- Redresseur à diodes suivi d'un étage hacheur parallèle.
- Redresseur à diodes suivi d'un étage hacheur stockage inductif ou alimentation type flyback.

C.2.2 Explications

Exemple : redresseur + hacheur parallèle : PSIM 6 : www.powersimtech.com

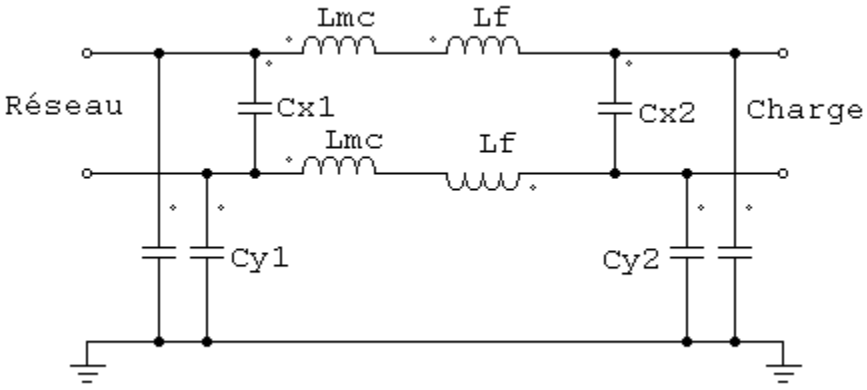


C.2.3 Perturbations

Le découpage haute fréquence crée des perturbation radiofréquence en mode conduit et rayonné.
(Commutations interrupteurs de puissance Mos et Diode)
Ces perturbations ne doivent pas dépasser certains niveaux fixés par la norme.
(Fréquences comprises entre 10KHz et 30MHz en conduit).

C.2.4 Limitation des perturbations

Mode conduit : Filtre CEM



Mode rayonné : blindage, qualité réalisation inductance et circuit.

D CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

D.1 Etude théorique

D.1.1 Rôle inductances.

Elle nous permettent de rendre l'association des sources cohérente.

Pour que la source soit considérée comme une source de courant il faut que $Z=L\omega >> R$.

D.1.2 Nombre de diodes qui conduisent simultanément.

Les sources étant des sources de courant, il y a obligatoirement une diode par phase qui conduit.

- Si $i_i > 0$ la diode du haut D_i conduit
- si $i_i < 0$ la diode du bas D_{i+3} conduit

Il y a donc toujours 3 diodes simultanément en conduction. (hors passages à zéro des courants...).

exemple :

Comme $i_a + i_b + i_c = 0$ on a $i_a + i_b = - i_c = I_{dc}$

donc D1, D2 et D6 conduisent quand ia et ib>0 et ic < 0.

D.1.3 Intervalles de conduction.

Voir document réponse REP D.1.

D.1.4 Expression de $<i_{dc}>$ valeur moyenne de i_{dc} en fonction de I.

$$<i_{dc}> = \frac{3\cdot\sqrt{2}\cdot I}{\pi}$$

D.1.5 Allure de $u_{ab}(\omega t)$.

Voir document réponse **REP.D.1**

D.1.6 Expression de v_a en fonction des tensions composées.

$$\left.\begin{array}{l} u_{ab} = v_a - v_b \\ u_{ca} = v_c - v_a \end{array}\right\} \quad u_{ab} - u_{ca} = 3.v_a \text{ si } v_a + v_b + v_c = 0 \text{ d'où } \boxed{v_a = \frac{u_{ab} - u_{ca}}{3}}$$

D.1.7 Expression de Vdc

Si l'on néglige les pertes dans le convertisseur :

$$P = 3.E.I.\cos\psi = \frac{V_{dc}^2}{R} = <i_{dc}>.V_{dc} \text{ on a donc : } \boxed{\cos\psi = \frac{\sqrt{2}\cdot V_{dc}}{E.\pi}}$$

D.1.8 Valeur efficace du premier harmonique de va.

$$v_{a1}(t) = \frac{2\cdot V_{dc}}{\pi}\cdot\sin(\omega t - \psi) \text{ d'où la valeur efficace } \boxed{V_{a1} = \frac{\sqrt{2}\cdot V_{dc}}{\pi}}$$

D.1.9 Expression littérale de la puissance

$$P = 3\cdot\Re(\underline{E_a}\cdot\underline{I_a^*}) = 3\cdot\Re\left(E_a\cdot\left(\frac{E - V_{a1}\cdot e^{-j\psi}}{jL\omega}\right)^*\right) = 3\frac{V_{a1}\cdot E}{L\omega}\cdot\sin\psi$$

D.1.10 Expression de sinψ .

On peut écrire : P = $<i_{dc}>.V_{dc} = 3\frac{V_{a1}\cdot E}{L\omega}\cdot\sin\psi$

d'où

$$\sin\psi = \frac{L\omega}{3\cdot V_{a1}\cdot E}\cdot V_{dc}\cdot <i_{dc}> = \frac{\pi}{3}\left(\frac{L\omega}{E\sqrt{2}}\right)\cdot\langle i_{dc}\rangle$$

D.1.11 Expression $V_{dc}=f(<i_{dc}>)$

La question D1.7 nous permet d'écrire :

$V_{dc} = \frac{\pi\cdot E}{\sqrt{2}}\cdot\cos\psi$ avec la question précédente et $\sin^2\psi + \cos^2\psi = 1$ on en tire :

$$V_{dc} = \frac{\pi\cdot E}{\sqrt{2}}\cdot\sqrt{1-\left(\frac{\pi\cdot L\omega}{3\sqrt{2}\cdot E}\cdot\langle i_{dc}\rangle\right)^2}$$

D.1.12 Valeurs extrêmes de la caractéristique.

- $V_{dc} = 0$: $\left(\frac{\pi\cdot L\omega}{3\sqrt{2}\cdot E}\cdot\langle i_{dc}\rangle\right) = 1 \Rightarrow \langle i_{dc}\rangle = \frac{3\sqrt{2}\cdot E}{\pi\cdot L\omega}$ → Courant de court circuit pour une phase. $<i_{dc}>$ est alors la valeur moyenne du courant de court circuit.
- $<i_{dc}> = 0$: dans ce cas l'hypothèse de départ n'est plus vérifiée ($Z=L\omega \ll R$.) et la source ne se comporte plus une source de courant. (I = 0).
  - On aura pour $R=\infty$ une charge du condensateur maximale à la valeur crête de la tension composée : $V_{dc} = \sqrt{2}\cdot\sqrt{3}\cdot E = 281{,}69$ V

D.2 Point de fonctionnement

D.2.1 Allure de la caractéristique $V_{dc}=f(<i_{dc}>)$.

Voir document réponse REP.D.2.

remarque : lorsque i_{dc} tend vers 0 cette caractéristique est fausse (conduction discontinue).

D.2.2 Point de fonctionnement charge R. Conclusion.

- f_{max} : V_{dc}=22,4 V et $<i_{dc}>$= 79,94 A
- f_{min} : V_{dc}=46 V et $<i_{dc}>$= 164,28 A

La tension et le courant moyen varient d'environ un facteur 2. La régulation de la tension n'est pas assurée.

D.2.3 Point de fonctionnement batteries 28 V. Conclusion.

- f_{max} : V_{dc}=28V et $<i_{dc}>$= 79,77 A
- f_{min} : V_{dc}=28 V et $<i_{dc}>$= 166 A

Le courant moyen de charge sera donc compris entre ces 2 valeurs extrêmes. Il faut donc prévoir un dispositif de désaccouplement des batteries lorsque celles ci seront totalement chargées.

D.2.4 Expression de I_{Deff} et $<i_D>$ en fonction de $<i_{dc}>$.

Une diode conduit pendant une demi période :

$$I_{Deff} = \frac{\hat{I}}{2} = \sqrt{2} \cdot \frac{I}{2} = \sqrt{2} \cdot \frac{\frac{<i_{dc}> \cdot \pi}{3 \cdot \sqrt{2}}}{2} = \frac{<i_{dc}> \cdot \pi}{6}$$

$$<i_D> = \frac{\hat{I}}{\pi} = \sqrt{2} \cdot \frac{I}{\pi} = \sqrt{2} \cdot \frac{\frac{<i_{dc}> \cdot \pi}{3 \cdot \sqrt{2}}}{\pi} = \frac{<i_{dc}>}{3}$$

D.2.5 Expression de $\hat{V}_{Dinverse}$ en fonction de V_{dc}.

La diode est soumise en inverse à V_{dc}, mais attention, si R augmente vers ∞ les diodes sont soumises à la valeur maximale de la tension composée.

en conduction continue : $\hat{V}_{Dinverse} = V_{dc}$.

en conduction discontinue : $\hat{V}_{Dinverse} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot E$

D.2.6 Choix d'une référence de diode pour Vdc = 28V

Dans le cas le plus défavorable :

- $<i_{dc}>$=166 A pour f =370 Hz
- I_{Deff} =86,9 A , $<i_D>$=55,34 A et $\hat{I}_D$ =173,8 A
- $\hat{V}_{Dinverse}$ = 28 V et en cas de conduction discontinue 281,7 V

Diode semikron rectifier diodes : **skn70**

Critères de choix :

Ne pas prendre une diode rapide :

- la fréquence de commutation ne le justifie pas
- la chute de tension directe à ses bornes sera plus importante (gênant pour de faibles tensions).