

1-1 $V = 25V$ $V_z = \frac{5}{\sqrt{2}} = 3,54V$ $V_{AC+DC} = \sqrt{25^2 + \left(\frac{5}{\sqrt{2}}\right)^2} = 25,25V$

1-2 Ampli G_{DC} : $R_{13} \approx R_{18}$, $C_2 \approx C_6$, C_{35} , Z_3 , CR_4

Alternateur DC : R_4

Alternateur AC : $R_{105} \approx R_{24}$, $C_{31} \approx C_{34}$

Ampli G_{AC} : Z_4 , CR_{12} , CR_{13} , $R_{27} \approx R_{33}$

Conversion RDS/DC : Z_5 , Z_{62} , Z_{65} , $R_{34} \approx R_{74}$, $C_9 \approx C_{36}$

1-3 $V_1 = V_{AC} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_0 + R_1 + R_2 + R_3}$, $V_2 = V_{AC} \cdot \frac{R_2 + R_3}{\Sigma R}$, $V_3 = V_{AC} \cdot \frac{R_3}{\Sigma R}$

on calcule: $\frac{\partial V_1}{\partial R_1} = V_{AC} \cdot \frac{(R_0 + R_1 + R_2 + R_3) - (R_1 + R_2 + R_3)}{(\Sigma R)^2}$

$= V_{AC} \cdot \frac{R_0}{(\Sigma R)^2}$

d'où $\frac{\partial V_1}{V_1} = \frac{R_0}{(\Sigma R)^2} \cdot \frac{\partial R_1}{(R_1 + R_2 + R_3)} = \frac{R_0 \cdot R_1}{(\Sigma R)(R_1 + R_2 + R_3)} \frac{\partial R_1}{R_1}$

par permutation on a:

$\frac{\partial V_1}{V_1} = \frac{R_0 R_2}{(\Sigma R)(R_3 + R_1 + R_2)} \frac{\partial R_2}{R_2}$ et $\frac{\partial V_1}{V_1} = \frac{R_0 R_3}{(\Sigma R)(R_3 + R_1 + R_2)} \frac{\partial R_3}{R_3}$

et enfin $\frac{\partial V_1}{V_1} = - \frac{(R_1 + R_2 + R_3) R_0}{(\Sigma R)(R_1 + R_2 + R_3) R_0} \frac{\partial R_0}{R_0}$

On maximise l'erreur totale par: (les tolérances sont affectées de signes +)
tous les $\Delta R_i / R_i$ sont égaux

$\frac{\Delta V_1}{V_1} = \frac{2 R_0}{\Sigma R} \cdot \frac{\Delta R}{R}$

L'erreur est maximisée en sommant tous les termes de variations relatifs considérés comme algébriques.

- 121
En reprenant la même procédure, on obtient:

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \frac{2(R_0 + R_1)}{\Sigma R} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

et

$$\frac{\Delta V_3}{V_3} = \frac{2(R_0 + R_1 + R_2)}{\Sigma R} \cdot \frac{\Delta R}{R}$$

Dans tous les cas, l'erreur est maximisée par:

$$\frac{\Delta V_i}{V_i} \leq \frac{2 \Delta R}{R}$$

1-4 On a $\frac{R_1 + R_2 + R_3}{\Sigma R} = 10^{-1}$ $\frac{R_2 + R_3}{\Sigma R} = 10^{-2}$ $\frac{R_3}{\Sigma R} = 10^{-3}$ -2-

d'où $R_3 = \Sigma R \cdot 10^{-3} = 10^3 \Omega = 1 k\Omega$ $\Rightarrow P = \frac{2^2}{10^3} = 3.6 mW$
 $R_2 + R_3 = 10^4 \Omega \Rightarrow R_2 = 9 k\Omega$ $\Rightarrow P = \frac{(20-2)^2}{5 \cdot 10^3} = 36 mW$
 $R_1 + R_2 + R_3 = 10^5 \Omega \Rightarrow R_1 = 90 k\Omega$ $\Rightarrow P = \frac{(200-20)^2}{50 \cdot 10^3} = 360 mW$
 $R_0 = 900 k\Omega$ $P = \frac{(2000-20)^2}{900 \cdot 10^3} = 3.6 W$

L'erreur maximale est atteinte pour V_3 , le terme $\frac{R_0 + R_1 + R_2}{\Sigma R}$ étant maximal et proche de 1, il en résulte donc que pour assurer la précision requise, le choix de la tolérance $\Delta R/R$ sera inférieur à 0,2%. On choisira par exemple $\Delta R/R = 0,1\%$ (cf nomenclature)

5 RV1, RV2, RV3 : Variateurs destinés à protéger l'entrée de l'appareil contre des surtensions

6-1 k_1 assure la transmission du signal complet lorsqu'il est fermé

6-2 R_{33} ajuste l'offset à 0, obligatoire dans un système d'instrumentation sinon l'erreur est reportée à l'efféchege

6-3 k_2 ouvert : $\frac{V_s}{V_e} = \frac{A_0}{1+A_0} \approx 1$ compte tenu de la valeur de A_0 ($> 10^5$) (erreur relative = $1/A_0 = 0,001\%$)

k_2 fermé : $\frac{V_s}{V_e} = \frac{A_0}{1 + A_0 \frac{R_{32}}{R_{32} + R_{29} + R_3}} \approx \frac{R_{32} + R_{29} + R_{30}}{R_{32}} = 1 + \frac{R_{29} + R_{30}}{R_{32}}$

il est possible d'ajuster finement $\frac{V_s}{V_e} = 10$ lorsque R_{29} est ajustée

6-4 seule la précision des résistances intervient sur celle du gain. Un calcul de tolérance donne:

$dG = \frac{\partial R_{29}}{R_{32}} + \frac{\partial R_{30}}{R_{32}} - \frac{R_{29} + R_{30}}{R_{32}^2} \partial R_{32}$

l'erreur sur le gain est maximisée par :

$$\Delta G = \frac{R_{29}}{R_{32}} \frac{\Delta R_{29}}{R_{29}} + \frac{R_{30}}{R_{32}} \frac{\Delta R_{30}}{R_{30}} + \frac{(R_{29} + R_{30})}{R_{32}} \frac{\Delta R_{32}}{R_{32}}$$

$$\text{d'où } \frac{\Delta G}{G} = 2 \cdot \frac{(R_{29} + R_{30})}{R_{32}} \frac{\Delta R}{R} \quad \text{et} \quad \left| \frac{\Delta G}{G} = \frac{R_{29} + R_{30}}{R_{29} + R_{30} + R_{32}} \cdot 2 \frac{\Delta R}{R} \right|$$

le terme $\frac{R_{29} + R_{30}}{R_{29} + R_{30} + R_{32}}$ est $< 1 \Rightarrow$ il faut choisir $\frac{\Delta R}{R} = 0,1\%$

pour assurer la précision sur le gain.

1-6-5 R_{27} et R_{28} polarisent l'AOP.

$Z'_e = (10+2) \cdot 10^6 \Omega$ la impédance d'entrée de l'AOP étant très largement supérieure.

$$\underline{Z'_e = R_{27} + R_{28}}$$

1-6-6

On suppose $V_{GS} = 0 \Rightarrow V_{R_{27}} = V^+ - V^- \approx 0$

d'où $i_R = 0$ et $\underline{Z'_e \Rightarrow \infty}$

(Montage bootstrap qui permet de retrouver une impédance d'entrée égale à celle de l'AOP)

Convertisseur RFS-DC

2-1 Principe de conversion

1-1 Pontage 1 :

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= v_c^2 \\ v_2 &= \langle v_1 \rangle \\ v_s &= \sqrt{v_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \underline{v_s = \sqrt{\langle v_c^2 \rangle}} : \text{c'est la définition de la valeur efficace}$$

Pontage 2 :

$$\left. \begin{aligned} v^- &= v_s \\ v^+ &= \left\langle \frac{v_c^2}{v_s} \right\rangle \end{aligned} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \text{d'où} \\ v_s = \sqrt{\langle v_c^2 \rangle} \end{array} \right.$$

en supposant que $v_s = \text{cte}$, $\left\langle \frac{v_c^2}{v_s} \right\rangle = \frac{\langle v_c^2 \rangle}{v_s}$

en régime sinusoïdal on a : (Pontage 1)

$$v_c = V_c \sin(\omega t) \Rightarrow v_c^2 = V_c^2 \sin^2(\omega t) = \frac{V_c^2}{2} (1 - \cos 2\omega t)$$

$$\text{or } \omega \gg \frac{1}{RC} \Rightarrow v_2 \approx \frac{V_c^2}{2}$$

$$\Rightarrow \underline{v_s = \sqrt{v_2} = \frac{V_c}{\sqrt{2}}} : \text{valeur efficace du signal } v_c$$

Pontage 2 :

$$v_1 = \frac{V_c^2}{2v_s} (1 - \cos 2\omega t) \quad v^+ = \frac{V_c^2}{2v_s} = v^- = v_s$$

$$\text{d'où } \underline{v_s = \frac{V_c}{\sqrt{2}}}$$

1-2 En sortie du filtre RC la fréquence est double; l'ondulation de v_2 est donnée par:

$$\left. v_2 = \frac{V_c^2}{2v_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (RC \cdot 2\omega)^2}} \right\} \Rightarrow \underline{v_s = \frac{V_c}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (RC \cdot 2\omega)^2}}}$$

$$\text{or } v_s \neq \frac{V_c}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow \underline{\frac{v_s}{V_c/\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2RC\omega)^2}} = 2\%}$$

$$\Rightarrow 1 = 4 \cdot 10^{-4} (1 + 4(RC\omega)^2) \Rightarrow 2\pi F RC \neq \left(\frac{10^4}{16}\right)^{1/2}$$

$$F = \frac{25}{2\pi RC} \neq \frac{4}{RC}$$

- 1.3 Montage 1

Les multiplicateurs limitent la dynamique des signaux :

la dynamique de v_s est limitée à $\sqrt{V_{CC}}$ pour ne pas saturer le second multiplicateur. $\Rightarrow v_{s_{max}} = \sqrt{V_{CC}}$

il en résulte que $v_{e_{max}} = \sqrt{v_{s_{max}}} = \sqrt{V_{CC}}$

Montage 2 :

la dynamique du multiplicateur diviseur est limitée par :

$$\frac{v_{e_{max}}^2}{V_{CC}} = V_{CC} \Rightarrow v_{e_{max}} = V_{CC}$$

le second montage présente une plus grande dynamique du signal d'entrée

2.2 Analyse du circuit AD 536

$$-2-1 \quad i_e = \alpha (I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) - I_{CS} (e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1)$$

α = rendement d'injection d'émetteur ≈ 1

cette relation se simplifie en :

$$i_e \approx I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \approx I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

en effet $V_{BC} < 0 \Rightarrow$ le terme en exp. est négligeable et par ailleurs I_{ES} et I_{CS} sont petits devant $I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ si lorsque le transistor est polarisé en direct (fonction BE)

lorsque $V_{BC} = 0$

$$i_e = \alpha (I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) + I_{CS} = \alpha I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + \underbrace{(-\alpha I_{CS} + I_{CS})}_{\neq 0}$$

$$i_e = \alpha I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

cette condition permet d'obtenir la relation exponentielle entre i_e et V_{BE} de façon quasiment idéale, notamment on élimine ainsi les termes I_{ES} et I_{CS} qui varient en température
d'erreur

2-2

$V_e > 0$ la tension différentielle de A_1 est $< 0 \Rightarrow V_{bTa}$ tend vers une valeur négative le transistor T_a se bloque $i_a = 0$, l'état final est

$$V^- = V_e \quad V_{bTa} = V_{bTb} = -V_{sat} \quad i_a = i_b = 0$$

A_2 est contre-réaction

$$\Rightarrow i_a = \frac{V_e}{R_4}$$

$V_e < 0$ la tension différentielle de A_1 est $> 0 \Rightarrow V_{bTa} > 0$, un courant i_a peut s'établir amenant un fonctionnement contre-réaction de A_1 le courant d'entrée de l'AD étant nul, il en résulte

$$i_a = -\frac{V_e}{R_3} = i_b \quad (T_a \text{ et } T_b \text{ fonctionnent en miroir de courant chargés par les mêmes résistances})$$

On en déduit:

$$i_1 = \frac{V_e}{R_4} + i_b = \frac{V_e}{R_4} - \frac{V_e}{R_3}$$

Pour que i_1 soit proportionnel à $|V_e|$ il faut que lorsque $V_e < 0$
 $V_e < 0 \quad i_1 = -\frac{V_e}{R_4}$ d'où $-\frac{V_e}{R_4} = \frac{V_e}{R_4} - \frac{V_e}{R_3} \Rightarrow \boxed{R_4 = 2R_3}$

2-2-3 le courant i_1 est toujours > 0 , le multiplicateur/diviseur ne fonctionne
 alors que dans un quadrant so ce qui simplifie sa réalisation

2-2-4 $V_{be3} = V_t \ln\left(\frac{I_3}{I_{cs}}\right) \quad V_{be4} = V_t \ln\left(\frac{I_4}{I_{cs}}\right)$

$$V_{be1} = V_t \ln\left(\frac{I_1}{I_{cs}}\right) = V_{be2}$$

les transistors sont à même
températures et identiques

$$V_{be1} + V_{be2} = V_{be3} + V_{be4}$$

$\Rightarrow$ égalité de tous les I_{cs}

d'où

$$2 V_t \ln\left(\frac{I_1}{I_{cs}}\right) = V_t \left[\ln\left(\frac{I_3}{I_{cs}}\right) + \ln\left(\frac{I_4}{I_{cs}}\right) \right]$$

$$\Rightarrow \frac{I_1^2}{I_{cs}^2} = \frac{I_3 \cdot I_4}{I_{cs}^2} \Rightarrow \boxed{I_4 = \frac{I_1^2}{I_3}} \quad \begin{array}{l} \text{fonction multiplication} \\ \text{division} \end{array}$$

2-5 l'intérêt de réaliser cette fonction en courant est d'exploiter la
caractéristique logarithmique des transistors

élévation au carré $\rightarrow$ Somme des log

division $\rightarrow$ soustraction des log

2-6 $dI_4/d\theta = 0$ car tous les termes dépendants de la température
se compensent: les V_t s'éliminent ainsi que les I_{cs}
c'est l'intérêt de ce type de montage

7 A_2 et A_3 maintenant respectivement les tensions collecteur base
de T_2 et T_3 à 0V, il en résulte que la relation exponentielle entre
 i et V_{be} ou V_{bc} est exacte (cf 2-2-1) il n'y a donc

des d'écrém liés à des dérivées en température, ce qui est stratégique pour ces 2 courants qui constituent les ~~ent~~ grandeurs d'entrée du multiplicateur diviseur.

2-2-8 les courants collecteur de T_6 , T_7 , T_8 et T_9 sont tous égaux (moins de courant)

$$\Rightarrow 2i_3 = i_5$$

$$i_4 = i_3 + i_c$$

2-9 $i_c = C \frac{dV_c}{dt} = C \frac{d(Ri_3 + V_{BE})}{dt} = RC \frac{di_3}{dt}$ (V_{BE} suppose constante)

d'où $\left| i_4 = i_3 + RC \frac{di_3}{dt} \Rightarrow i_4(p) = i_3(p) [1 + pRC] \right|$

$$\left| \frac{i_5(p)}{i_4(p)} = \frac{2}{1 + pRC} \right|$$

pour $\omega \gg RC \Rightarrow i_5 = 2 \langle i_4 \rangle$
 i_5 est la valeur moyenne de i_4

d'où : $V_s = R_s \cdot i_5 = 2 \langle i_4 \rangle R_s = 2 \cdot \left\langle \frac{I_1^2}{I_3} \right\rangle R_s = 2 \cdot \left\langle \left(\frac{V_c^2}{R_4} \right) \cdot \frac{R_s}{\frac{V_s}{2R_s}} \right\rangle$

il résulte :

$$\begin{aligned} V_s^2 &= 4 \langle V_c^2 \rangle \cdot \left(\frac{R_s}{R_4} \right)^2 \\ \Rightarrow V_s &= \left(\frac{2R_s}{R_4} \right) \sqrt{\langle V_c^2 \rangle} \end{aligned}$$

(on suppose que le filtrage ne laisse subsister que la composante continue de V_c)

2-10 On souhaite obtenir $V_s = \sqrt{\langle V_c^2 \rangle}$
 d'où $\left| R_4 = 2R_s \right|$

2-11 $V_{DB} = -V_{BE3} + V_{BE5} = -U_T \left[\ln \left(\frac{I_3}{I_{cs3}} \right) - \ln \left(\frac{I_{ref}}{I_{cs5}} \right) \right]$
 $V_{DB} = -U_T \ln \left(\frac{I_{cs5}}{I_{cs3}} \cdot \frac{I_3}{I_{ref}} \right) = -U_T \ln \left(\gamma \frac{I_3}{I_{ref}} \right)$

les termes U_T , I_{cs3} et I_{cs5} dépendent de la température

toutefois les dérives en température des termes I_{CS3} et I_{CS5} se compensent car ils apparaissent en rapport $\Rightarrow$ on considère que $I_{CS5}/I_{CS3} = cte = 8$

2-2-12

$$\frac{dV_{dB}}{d\theta} = \frac{d(V_t \ln(\gamma I_3/I_{ref}))}{d\theta} \quad \left\{ \Rightarrow \right. \quad \frac{dV_{dB}}{V_{dB} d\theta} = + \frac{1}{\theta}$$

$$= - \frac{k}{q\theta} \cdot \theta \ln(\gamma I_3/I_{ref})$$

pour $\theta_0 = 300^\circ K$ il vient $\frac{dV_{dB}}{V_{dB} d\theta} = +3.3 \cdot 10^{-3} = 0.33\%$

2-2-13 Au niveau du buffer qui évite que I_{ref} ne soit perturbé par la présence de R_a et R_b .

$$V_{dB} = \frac{R_b}{R_a} \cdot \overbrace{\frac{k\theta}{q} \ln\left(\gamma \frac{I_3}{I_{ref}}\right)}^A$$

on a $\frac{dV_{dB}}{V_{dB}} = \frac{dA}{A} - \frac{dR_a}{R_a} \Rightarrow$ la variation relative de R_a

compense celle du terme A $\Rightarrow \frac{dR_a}{R_a} > 0$ et vaut $0.33\%/^\circ K$

2-2-14

$$V_{dB} = \frac{R_b}{R_a} \cdot \frac{k\theta}{q} \ln\left(\gamma \frac{V_s}{2R_s I_{ref}}\right)$$

$V_{dB} = 0 \text{ dB} \Rightarrow \gamma = 1 \quad V_s = 2R_s I_{ref} \Rightarrow I_{ref} = \frac{1}{2 \times 25 \cdot 10^3} = 20 \mu A$
 $= V_0 = 1V$

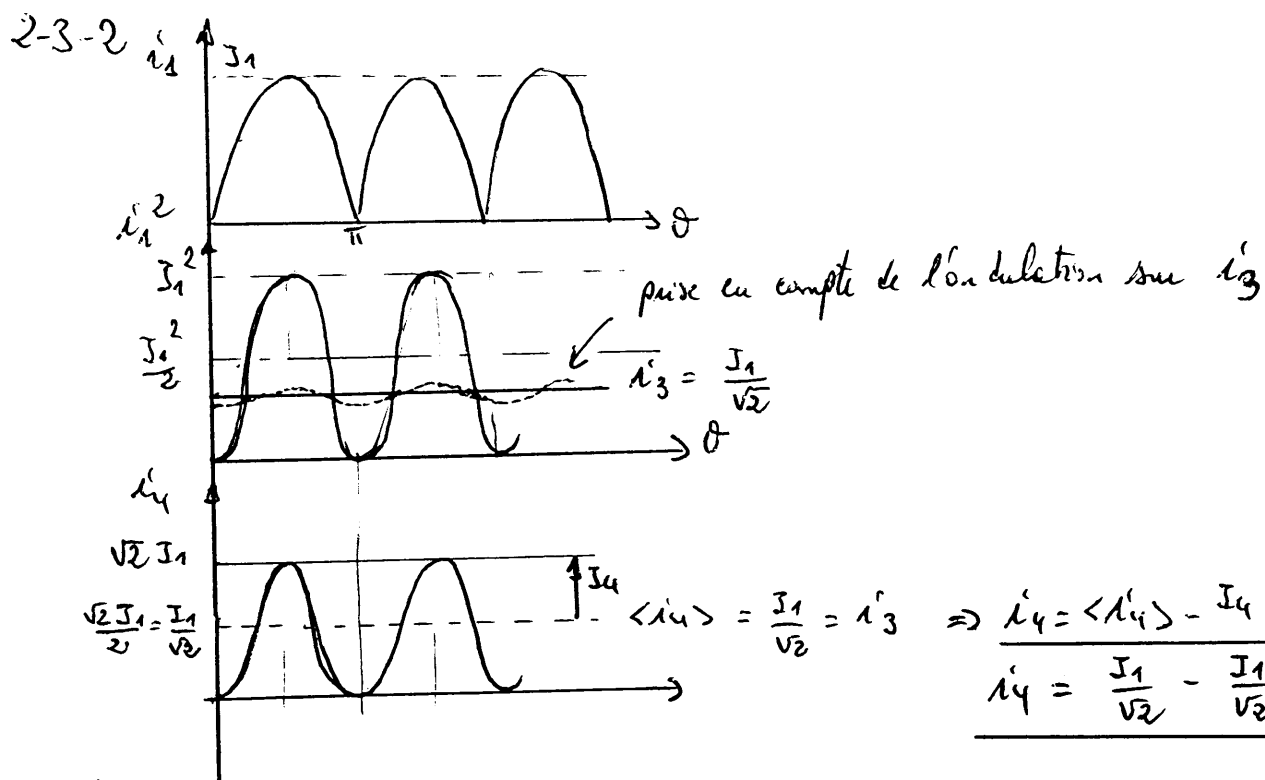
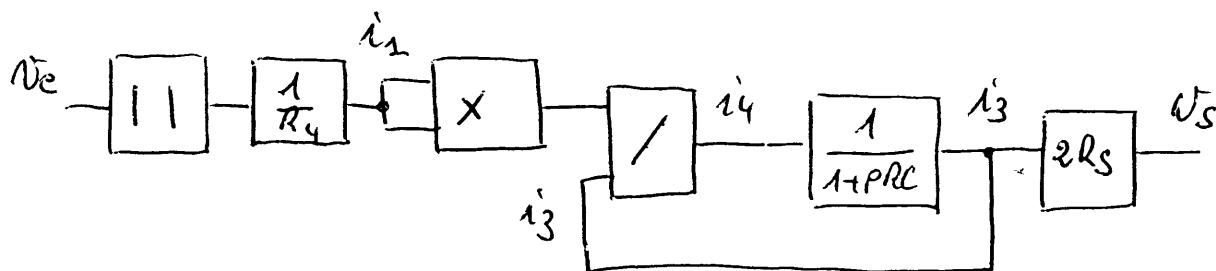
pour une variation de 20 dB de V_s on doit avoir

$$V_{dB} = 2V = \frac{R_b}{R_a} \cdot \frac{k\theta}{q} \cdot \ln\left(\frac{10 V_0}{V_0}\right)$$

$$\Rightarrow \frac{R_b}{R_a} = \frac{2}{\frac{k\theta}{q} \ln(10)} = 33.41$$

2-3 Etude de l'erreur sur le volume efficace

2-3-1 Schéma bloc

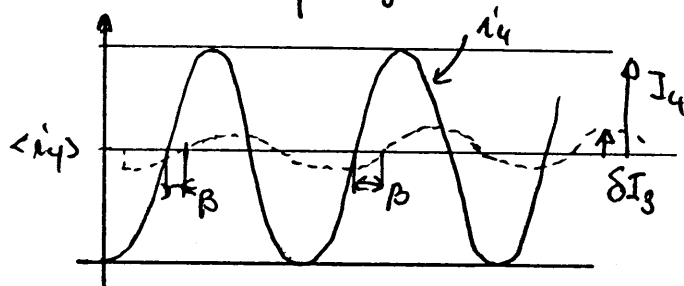


2-3-3 la fréquence de l'ondulation sur i_4 est 2ω à cause des multiplications. Toutefois l'ondulation sur i_3 reste faible par principe devant sa valeur moyenne.

On peut écrire (cf 2-3-2) que :

$$\delta i_3 \approx I_4 \cdot \frac{1}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}} \quad (C = RC)$$

et le déphasage entre i_3 et i_4 vaut β tel que $\tan \beta = RC\omega$



l'erreur réside dans le fait que la tension ne reste pas constante durant la division

$$\Rightarrow i_3 \neq \langle i_4 \rangle = \frac{I_4}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \cdot \cos(2\omega t - \beta)$$

$$\langle i_4 \rangle = I_4 \Rightarrow \langle i_4 \rangle / I_4 = 1$$

2-3-4

$$i_4(\theta) = \frac{I_1^2}{2} (1 - \cos 2\theta) \cdot \frac{1}{\langle i_4 \rangle - \frac{I_4}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \cdot \cos(2\theta - \beta)}$$

$$= \frac{I_1^2}{2} (1 - \cos 2\theta) \cdot \frac{1}{\langle i_4 \rangle \left(1 - \frac{I_4}{\langle i_4 \rangle} \frac{\cos(2\theta - \beta)}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \right)}$$

(D.C. de la fonction)
 $\frac{1}{1-\varepsilon} \approx 1 + \varepsilon$

$$= \frac{I_1^2}{2 \langle i_4 \rangle} (1 - \cos 2\theta) \left(1 + \frac{I_4}{\langle i_4 \rangle} \frac{\cos(2\theta - \beta)}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \right)$$

en développant le terme en cos on obtient:

$$i_4(\theta) = \frac{I_1^2}{2 \langle i_4 \rangle} \left(1 - \cos 2\theta + \frac{\cos(2\theta - \beta)}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} - \frac{\cos(2\theta) \cos(2\theta - \beta)}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \right)$$

$$i_4(\theta) = \frac{I_1^2}{2 \langle i_4 \rangle} \left(\underbrace{\left(1 - \frac{\cos \beta}{2 \sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \right)}_{\text{terme constant}} - \underbrace{\left(\cos 2\theta - \frac{\cos(4\theta - \beta)}{2 \sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} + \frac{\cos(2\theta - \beta)}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \right)}_{\text{terme à val. moy. nulle}} \right)$$

d'où finalement en valeur moyenne:

$$\langle i_4 \rangle^2 = \frac{I_1^2}{2} \left(1 - \frac{\cos \beta}{2 \sqrt{1+(2\tau\omega)^2}} \right)$$

$$\text{or } \cos \beta = \frac{1}{\sqrt{1+\lg^2 \beta}} = \frac{1}{\sqrt{1+(2\tau\omega)^2}}$$

$$\lg \beta = 2\tau\omega$$

$$\langle i_4 \rangle^2 = \frac{I_1^2}{2} \left(1 - \frac{1}{2(1+(2\tau\omega)^2)} \right)$$

d'où :

$$\langle i_4 \rangle = \frac{I_1^2}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2[1 + (2\pi\omega)^2]}}$$

On peut remarquer que le terme $2\pi\omega \gg 1$, ce qui va permettre d'approcher l'erreur relative :

$$= \sqrt{1 - \frac{1}{2[1 + (2\pi\omega)^2]}} = \left(\frac{2(2\pi\omega)^2 + 1}{2 \underbrace{(2\pi\omega)^2 + 2}_A} \right)^{1/2} = \left(\frac{1 + \frac{1}{2A^2}}{1 + \frac{2}{2A^2}} \right)^{1/2}$$

en effectuant un développement limité au 1^{er} ordre :

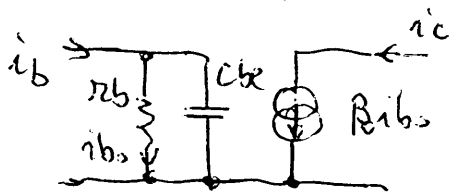
$$K = \left(1 + \frac{1}{4A^2}\right) \left(1 - \frac{1}{2A^2}\right) = 1 - \frac{1}{4A^2} \quad ; \text{ la valeur affichée est inférieure à la valeur réelle.}$$

$$\text{d'où l'erreur relative sur } \langle i_4 \rangle : \left| \frac{\Delta \langle i_4 \rangle}{\langle i_4 \rangle} \right| \approx \frac{1}{4(2\pi\omega)^2}$$

$$\text{A.N. : } \frac{\Delta \langle i_4 \rangle}{\langle i_4 \rangle} = \frac{0,16}{(6,7)^2} \quad (\text{en \% directement})$$

2-4 Etude de la bande passante

2-4-1 Modèle dynamique du transistor bipolaire



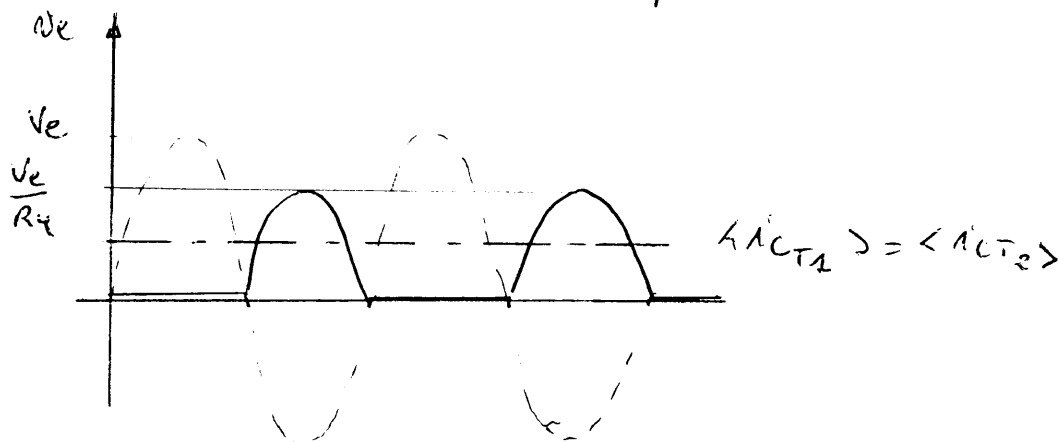
$$\frac{i_c}{i_b} = \frac{\beta_0}{1 + \tau_p}$$

$$\tau = r_{be} \cdot C_{be}$$

on rappelle que

$$\frac{V_t}{I_{C0}} = \frac{r_{be}}{\beta}$$

2-4-2



4-3 le courant collecteur moyen vaut: $\langle i_{CT1} \rangle = \frac{V_c}{\pi R_L} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi R_L} \cdot V_{eff}$

or

$$\tau = r_{be} \cdot C_{be} = \beta \frac{V_t}{I_{C0}} \cdot C_{be} = \beta \frac{V_t}{\langle i_{CT1} \rangle} \cdot C_{be} = \frac{\beta V_t \cdot C_{be}}{V_{eff}} \cdot \sqrt{2}\pi R_L$$

On constate que $\tau \propto V_{eff}$ ce qui s'observe sur les réseaux de caractéristiques: la bande passante est réduite pour les faibles valeurs efficaces.

On peut contourner le signal de façon à faire travailler l'AD536 avec un niveau d'entrée suffisamment grand pour obtenir une bande passante correcte.

Troisième Partie

3-1 Principe de conversion

3-1-1 conversion simple rampe / double rampe : lent et précis $\rightarrow$ correspond à l'application
par approximation successive : conversion + rapide
flash : très rapide mais peu précis

3-1-2 $V_S = 0 \Rightarrow N_C = 0$ le compteur est bloqué $R_{eq} = 1$, $E = 0$

$$i_C = -C \frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_{in}}{R} \Rightarrow \frac{dV_S}{dt} = \frac{V_{in}}{RC} \Rightarrow \boxed{V_S(t) = \frac{V_{in}}{RC} t + \underbrace{V_S(0)}_{=0}}$$

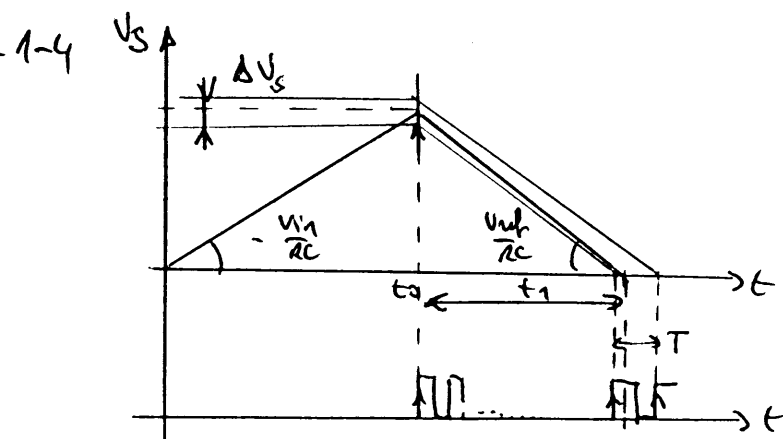
3-1-3 à $t=0$ le compteur est déblocé, il s'incrémente car $E = 1$ et $V_{comp} = 1$
($V_S > 0$)
en plaçant l'origine du temps en t_0 :

$$N_S(t) = -\frac{V_{ref}}{RC} t + N_S(t_0) = -\frac{V_{ref}}{RC} t + \frac{V_{in}}{RC} t_0$$

à l'instant t_1 où $N_S = 0 \Rightarrow V_{comp} = 0 \Rightarrow$ le compteur se bloque

$$\Rightarrow 0 = -\frac{V_{ref}}{RC} t_1 + \frac{V_{in}}{RC} t_0 \Rightarrow \boxed{t_1 = t_0 \frac{V_{in}}{V_{ref}}}$$

1-5 on peut écrire que $N_T \leq t_1 < (N_T+1)T \Rightarrow$ on commet donc une
erreur maximale de T sur la valeur de t_1



l'incertitude sur l'instant de
commutation des comparateurs entraîne
une erreur sur V_S notée ΔV_S

$$\Rightarrow \Delta t_1 = T = t_0 \frac{\Delta V_S}{V_{ref}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\Delta V_S > \frac{T}{t_0} \cdot V_{ref}}$$

3-1-6 le compage s'écrit pour N : on peut alors écrire:

$$N T \# t_0 \cdot \frac{V_{in}}{V_{ref}} \Rightarrow N \# \frac{t_0}{T} \frac{V_{in}}{V_{ref}} \quad \left| \quad \begin{array}{l} \Delta V_{in} = 10^{-4} = \frac{V_{ref}}{N_0} \\ \Rightarrow N_0 = 10^4 \end{array} \right.$$

3-1-7 Sachant que $t_0 = N_0 \cdot T$ il en résulte :

$$N = \frac{N_0 \cdot V_{in}}{V_{ref}}$$

avec une incertitude de 1 bit :

3-1-8 le compteur doit compter 20000 pts $\rightarrow$ 15 bits

3-1-9 $V'_{in} = -V_{in} + B \sin(\omega t)$

$$\Rightarrow V_s(t) = \frac{1}{RC} \int_0^{t_0} (-V_{in} + B \sin(\omega t)) dt = \frac{V_{in}}{RC} t_0 + \frac{B}{\omega RC} [\cos(\omega t_0) - 1]$$

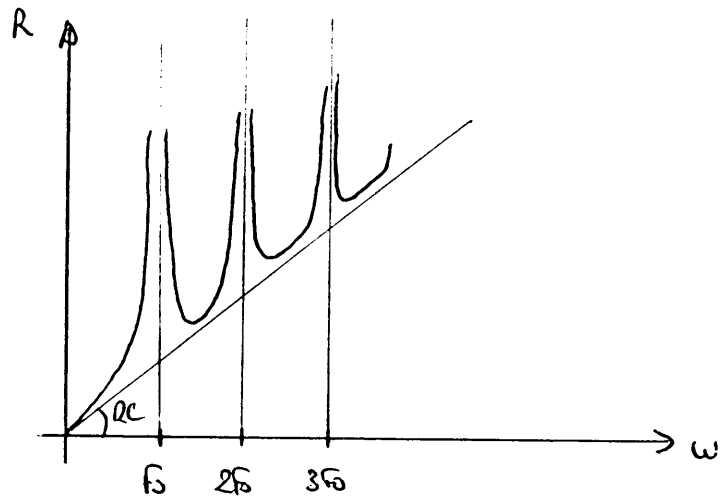
$$\Rightarrow \left| \varepsilon = \frac{B}{\omega RC} [\cos(\omega t_0) - 1] \right|$$

cette erreur s'écrit pour $\omega t_0 = 2k\pi \Rightarrow$

$$\left| \begin{array}{l} t_0 = \frac{2k\pi}{\omega} \\ t_0 = \frac{k}{F} \end{array} \right.$$

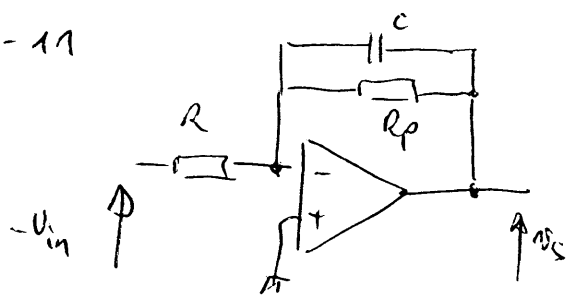
3-1-10

$$R = \frac{B}{\varepsilon} = \frac{\omega \cdot RC}{\cos(\omega t_0) - 1}$$



$$F = \frac{1}{t_0}$$

3-1-11



$$-\frac{V_{in}}{R} = -C \frac{dv_s}{dt} - \frac{v_s}{R_p} \Leftrightarrow V_{in} \frac{R_p}{R} = R_p C \frac{dv_s}{dt} + v_s$$

on en déduit que :

$$v_s(t) = \frac{V_{in} R_p}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_p C}} \right) \Rightarrow v_s(t_0) = \frac{V_{in} R_p}{R} \left(1 - e^{-\frac{t_0}{R_p C}} \right)$$

en posant que $t_0 \ll R_p C$ il en résulte

$$v_s(t_0) = \frac{V_{in} R_p}{R} \left(1 - 1 + \frac{t_0}{R_p C} - \frac{t_0^2}{2(R_p C)^2} \right)$$

$$v_s(t_0) = \frac{V_{in}}{RC} t_0 \left(1 - \frac{t_0}{2CR_p} \right)$$

d'où l'erreur relative

$$\left| \frac{\Delta v_s}{v_s} \right| = - \frac{t_0}{2R_p C}$$

1-12 résolution du comparateur :

résolution d'affichage = $\frac{1}{10^4}$ V $\Rightarrow$ l'erreur du comparateur (résolution)

doit être de $0,5 \cdot 10^{-4}$ V = 50 μ V

1-13 pour mesurer la tension de 2V (1,9999 V) il se mesure

de mesurer une durée $t = t_0 \times \frac{V_{in}}{V_{ref}} = 2t_0 = 40$ ms

et t_0 correspond $N_0 = 10^4$ (cf 3-1-7)

$$\Rightarrow T = \frac{t_0}{N_0} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ s} = \underline{2 \mu\text{s}}$$

un cycle de mesure dure au maximum : $40 + 20 = 60$ ms pour l'affichage de la pleine échelle.

3-1-14 Pour convertir une tension variable il faut échantillonner et la bloquer durant la conversion.

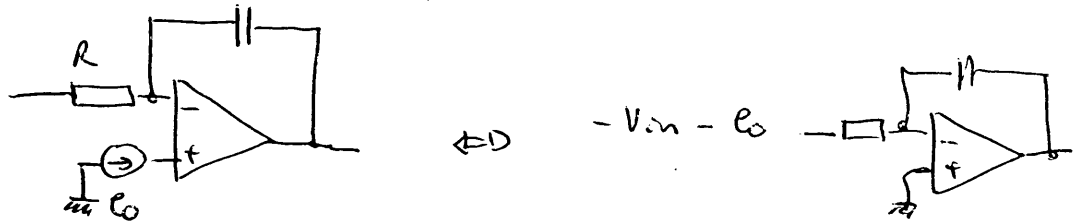
le temps de cycle de conversion est de 60 ms $\rightarrow F_{\text{ech max}} = \frac{1}{2.60 \cdot 10^{-3}}$

$$\underline{F_{\text{ech max}} = 8.33 \text{ Hz}}$$

3-2 Etude des erreurs :

3-2-1 Sur 3^e la variation d'offset est de $20 \cdot 10^{-6} \times 40 = 8 \text{ mV}$

La tension d'offset s'ajoute à la valeur mesurée durant la phase d'intégration et la phase de comptage :



on peut déterminer l'erreur résultante en considérant que on effectue une variation sur V_{in} puis V_{ref} de la valeur e_0

$$\Rightarrow N = N_0 \cdot \frac{V_{in}}{V_{ref}} \Rightarrow \frac{\Delta N}{N} = \frac{\Delta V_{in}}{V_{in}} + \frac{\Delta V_{ref}}{V_{ref}} = e_0 \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{1}{V_{ref}} \right)$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta N}{N} = e_0 \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{1}{V_{ref}} \right) = 8 \cdot 10^{-3} \times \left(\frac{1}{2} + 1 \right)$$

$$\frac{\Delta N}{N} = 1.2\%$$

3-2-2 le comparateur change d'état lorsque $V_s + e_1 = 0 \Rightarrow V_s = -e_1$

$\Rightarrow V_s$ au début de cycle = $-e_1$.

3-2-3 durant la phase d'intégration on a :

$$V_s(t_0) = \left(\frac{V_{in} + e_0}{RC} \right) t_0 - e_1$$

avant la phase de comptage on a le basculement pour

$$(V_{in} + e_0) \frac{t_0}{RC} - e_1 \neq - \frac{(V_{ref} - e_0)}{RC} t = -e_1$$

$$\Rightarrow t = t_0 \frac{V_{in} + e_0}{V_{ref} - e_0} \neq t_0 \frac{V_{in}}{V_{ref}} \left(1 + e_0 \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{1}{V_{ref}} \right) \right)$$

$$\Rightarrow \boxed{N = N_0 \frac{V_{in}}{V_{ref}} \left[1 + e_0 \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{1}{V_{ref}} \right) \right]}$$

3-2-4

$$K_1 = 0 \quad K_2 = 1 \quad K_3 = 1$$

$$V_S = -\frac{1}{pRC} \left((V_{ref} + e_0) - (e_0 + V_{comp}) (1 + pRC) \right) \text{ et } V_{comp} = A_2 (-V_S + e_1)$$

et en résulte :

$$\boxed{V_{comp} = \frac{1}{1 + pRC \frac{(A_2 + 1)}{A_2}} \left[V_{ref} + e_0' - e_0 \right] + e_1 \frac{pRC}{1 + pRC \frac{(A_2 + 1)}{A_2}}}$$

$$\boxed{V_S = \frac{(1 + pRC) e_1}{1 + \left(\frac{A_2 + 1}{A_2} \right) pRC} - \frac{V_{ref} + e_0' - e_0}{A_2 \left(1 + \frac{A_2 + 1}{A_2} pRC \right)}}$$

en régime établi $t \rightarrow \infty \Rightarrow p \rightarrow 0$

$$V_S = -\frac{1}{A_2} (V_{ref} + e_0' - e_0) + e_1 \neq e_1 \quad \text{car } A_2 \gg 1$$

$$\underline{V_{comp} = + V_{ref} + e_0' - e_0}$$

2-5 phase d'intégration : V_{ce} ^{offset A03} V_{ca3} ^{offset A01}

$$V_{\Delta}(t) = \frac{(V_{in} + V_{ref} + e_0') - [V_{ref} + e_0' - e_0] + e_0}{RC} t + e_1$$

$$\boxed{V_{\Delta}(t) = + \frac{V_{in}}{RC} t + e_1 \Rightarrow V_S(t_0) = + \frac{V_{in}}{RC} t_0 + e_1}$$

3-2-6 expression de $V_S(t)$ en phase de amplification

$$V_S(t) = - \frac{(V_{ref} + e_0) - [(V_{ref} + e_0 - e_0) + e_0]}{RC} t + \left[+ \frac{V_{in}}{RC} t_0 + e_1 \right]$$

$$V_S(t) = - \frac{V_{ref}}{RC} t + \frac{V_{in}}{RC} t_0 + e_1$$

le comparateur bascule lorsque $V_S = e_1$, correspondant à l'instant t_1

$$e_1 = - \frac{V_{ref}}{RC} t_1 + \frac{V_{in}}{RC} t_0 + e_1 \Rightarrow \boxed{t_1 = \frac{V_{in}}{V_{ref}} t_0 \Rightarrow N = \frac{V_{in}}{V_{ref}}}$$

les effets ont été parfaitement compensés

3-2-7 AOS est nécessaire pour empêcher la décharge de C_e , il doit donc avoir des courants de polarisation très faibles $\Rightarrow$ technologie bi-FET ou CMOS

3-2-8 C_{az} et C_e doivent mémoriser des tensions sans perte de charge durant les phases 1-2-3 $\Rightarrow$ technologie film polycarbonate

Quatrième partie

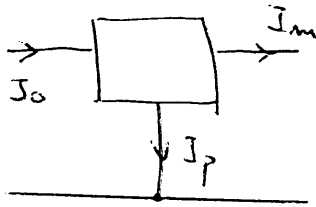
-25-

4-1 Z_g assure les alimentations -V_{cc} ds AOP

Z₁₀ alimentation +V_{cc} ds AOP

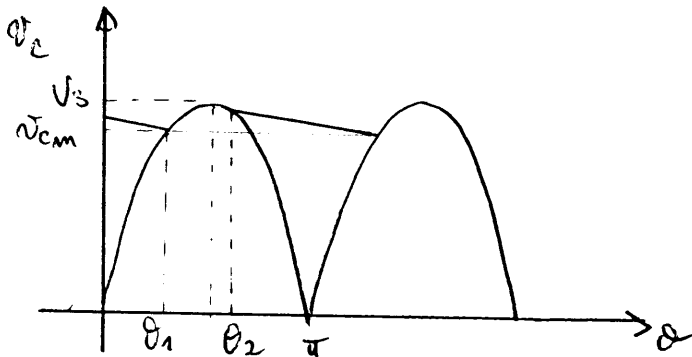
Z₁₁ alimentation de puissance ds effecteurs : elle doit être séparée pour éviter de perturber les ampli de mesure.

4-2



$$\Leftrightarrow \text{Circuit symbol for a diode-connected MOSFET with } I_o = \text{cte} \approx I_n + I_p$$

-3



$\theta_1 < \theta < \theta_2$: D passant

$$V_c(\theta) = V_s \cdot \sin(\theta)$$

$\theta < \theta_1$ ou $\theta > \theta_2$ $\Rightarrow$ D bloqué

$$V_s(\theta) = V_s(\theta_2) - \frac{I_o}{C} t$$

4 Relations entre θ_1 et A

On a : $V_s \sin(\theta_1) = V_{cm}$

lorsque le pont de diode est bloqué on a :

$$V_c(t) = -\frac{I_o}{C}(t-t_2) + V_c(\theta_2)$$

A l'instant t'_2 correspondant à $\theta_2 + \pi$ on peut écrire :

$$V_c(\pi + \theta_1) = V_c(\theta_2) - \frac{I_o}{C\omega}(\pi + \theta_1 - \theta_2) = V_s \sin(\theta_1)$$

d'où

$$V_s(\sin \theta_2 - \sin \theta_1) = -\frac{I_o}{C\omega}(\pi + \theta_1 - \theta_2)$$

D'autre part l'expression du courant ~~de~~ sortie du redresseur est donnée par :

$$i_L = i_c + I_0 \quad i_c = C \frac{dV_c}{dt}$$

lorsque le pont de diodes conduit $i_c = V_s \cdot C \omega \cos(\omega t)$

$$\Rightarrow i_L(t) = V_s \cdot C \omega \cos(\omega t) + I_0$$

$$i_L(\theta) = V_s \cdot C \omega \cos(\theta) + I_0$$

A l'instant t_2 (angle θ_2) le pont se bloque $\Rightarrow i_1 = 0$

d'où $i_L = 0 = V_s C \omega \cos(\theta_2) + I_0$

$$\Rightarrow \theta_2 = + \arccos\left(-\frac{I_0}{V_s \cdot C \omega}\right) = \arccos(-1/A)$$

en remplaçant l'expression de θ_2 dans l'équation liant θ_1 et θ_2 :

$$\sin(\theta_2) = \sin(\arccos(-1/A)) = \sqrt{1 - (1/A)^2}$$

d'où

$$\sin(\theta_1) - \sqrt{1 - (1/A)^2} = \frac{1}{A} (\pi + \theta_1 - \arccos(-1/A))$$

Les angles définissant θ_1 et θ_2 sont trouvés en annexe

5 l'optimum de dimensionnement du transformateur s'obtient pour

$$A \neq 10 \Rightarrow \Delta V_c / V_c = 23\% \quad (\text{cf courbe } T(A))$$

Si $C \rightarrow \infty$ θ_1 et θ_2 tendent vers $\pi/2$ le courant efficace appelé crît

Si $C \rightarrow 0$ θ_1 et θ_2 tendent vers 0 et π , l'inducteur de l'anneau est maximal interdisant le f_{ch} du régulateur.

$\rightarrow$ existence d'un optimum pour $A = 10$ correspondant au minimum de la courbe $T(A)$

4-6 Application numérique

Sachant que la tension de sortie du régulateur est de 5V et qu'il a besoin d'une différence entre sortie (drop out) minimale de 2V, on en déduit que $V_{c \min} = 7V$

$$* \text{ Pour } A=10 \quad \Delta V_c / V_S = 23\% = \frac{V_S - V_{c \min}}{V_S} = 0,23$$

$$\text{d'où} \quad \underline{V_S = \frac{V_{c \min}}{1-0,23} \approx 9V}$$

$$* \text{ Pour } \begin{cases} A=10 \\ I_0=1,5A \end{cases} = \frac{V_S \omega \cdot C}{I_0} \Rightarrow C = \frac{10 \cdot I_0}{9 \times 314} = 5300 \mu F$$

$$* \text{ Pour } A=10 \quad S / (V_S \cdot I_0) = 3 \Rightarrow \underline{S = 40,5VA}$$

la puissance absorbée vaut
(lecture de $\langle V_c \rangle$ sur abaque)

$$P = 1,5 \times \langle V_c \rangle = 1,5 \times 0,88 \times 9$$

$$\underline{P = 11,88W}$$

$$\text{d'où } F_p = \frac{P}{S} = 0,29$$