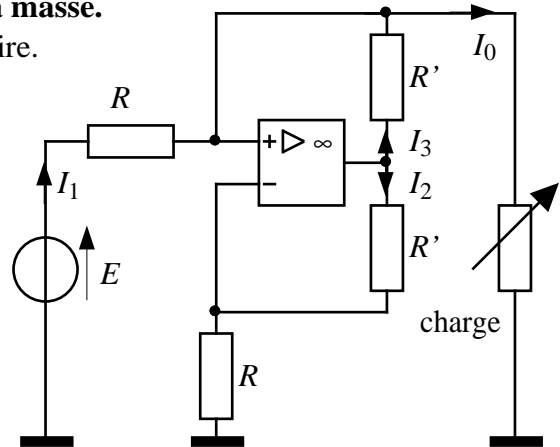
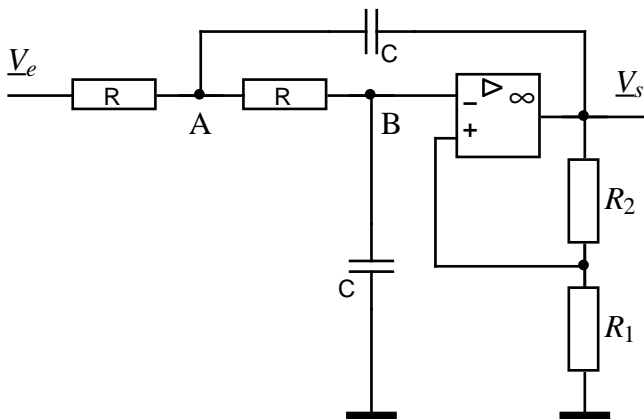


A26-1- Générateur de courant bipolaire, charge à la masse.

L'A. Op. est supposé parfait et en fonctionnement linéaire.

I_0 est le courant de sortie du générateur de courant.

- 1) Montrer que $I_2 = I_3$.
- 2) Établir la relation $I_0 = f(E, R)$.

**A26-2- Filtre actif du second ordre**

- 1) Établir la fonction de transfert de ce filtre. On posera : $k = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

- 2) Montrer que cette fonction peut se mettre sous la forme :
$$T(j\omega) = \frac{K}{1 + 2mj \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Préciser les expressions de K , m , ω_0 en fonction des éléments passifs du circuit : R , C , R_1 , R_2 .

- 3) A.N. : On veut : $F_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 40 \text{ Hz}$; $m = \frac{\sqrt{2}}{2} \approx 0,7$. On donne : $C = 0,1 \mu\text{F}$; $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$.

Calculer R et R_2 .

- 4) v_e est une tension sinusoïdale pure. Tracer les courbes de gain et de phase dans le plan de Bode pour $10 \leq f \leq 100 \text{ Hz}$.

- 5) v_e est un échelon de tension d'amplitude 1V. Tracer le graphe de la réponse indicielle.

- 6) Préciser la condition de stabilité de ce filtre.

A26-3- Comparateur de phase

Ce comparateur délivre une tension continue (v_6) proportionnelle à la différence de phase $\Delta\phi$ entre deux signaux sinusoïdaux de même fréquence, respectivement :

$$v_1(t) = V_1 \sin(2\pi F_1 t) \text{ et } v'_1(t) = V'_1 \sin(2\pi F_1 t - \phi).$$

Schéma de principe :

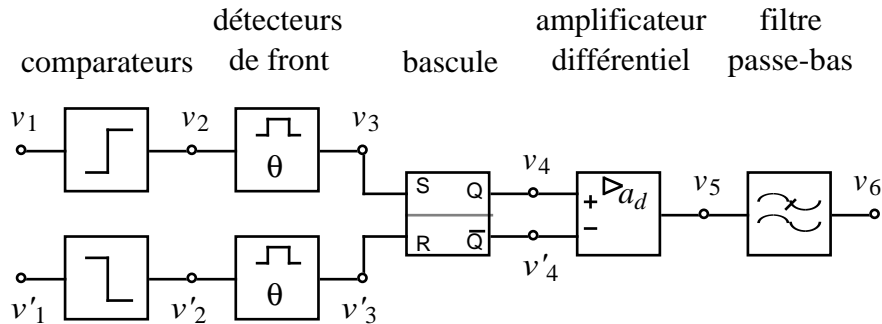
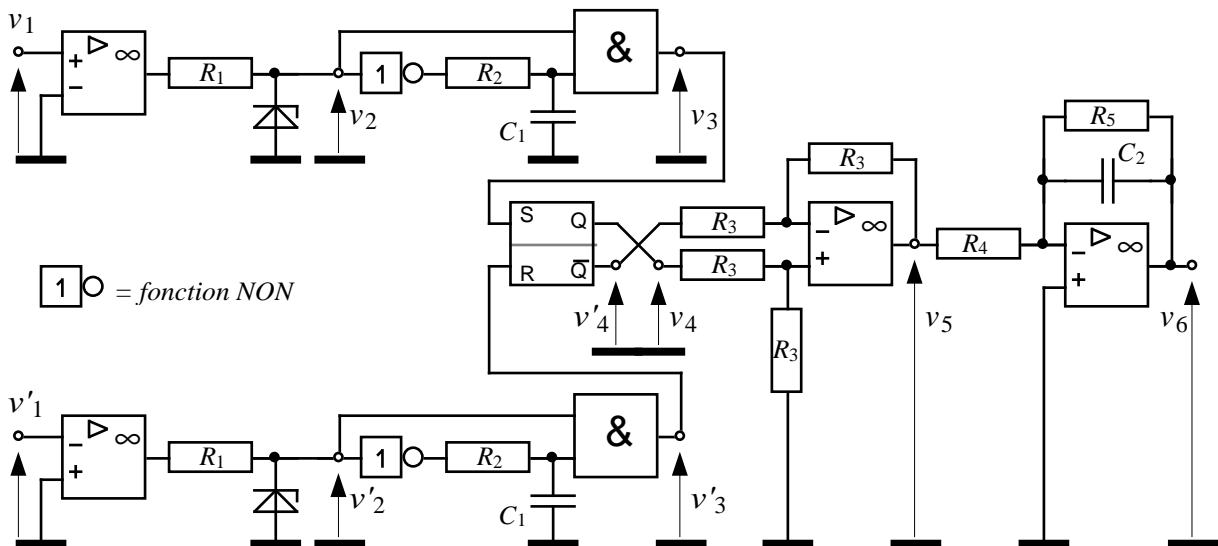


Schéma général :



Les A. Op, alimentés en $\pm 12V$, sont supposés parfaits. Les circuits logiques (CMOS) sont alimentés en $10V$. Leur seuil de basculement est $V_b = 5V$.

On donne : $V_1 = V'_1 = 5V$, $F_1 = 50Hz$ ($\Leftrightarrow T = 20ms$) et $\phi = \pi/3$.

Tous les graphes seront tracés par rapport à une origine des temps commune.

1) *Comparateurs TOR*. On donne : diodes zener de tension de référence égale à $10V$.

Tracer v_1, v_2, v'_1, v'_2 .

2) *Détecteurs de fronts montant* (voir A23-TD exercice 3). On donne : $R_2 = 33k\Omega$; $C_1 = 47nF$.

Expliquer le fonctionnement du montage. Tracer v_3 et v'_3 . Calculer la durée θ des impulsions générées par ce circuit lors d'un front montant des tensions d'entrée v_2 et v'_2 .

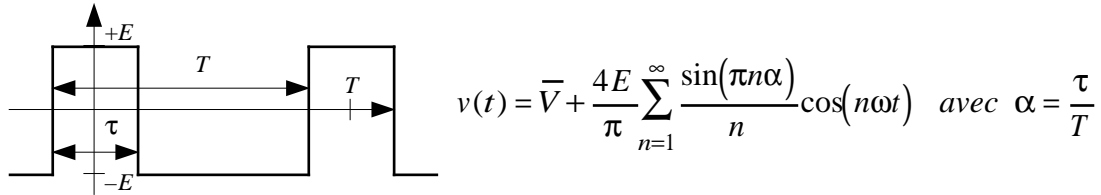
3) *Bascule RS*. Tracer v_4 et v'_4 . Déterminer l'expression littérale du rapport cyclique α de v_4 en fonction de ϕ . A.N.

4) *Amplificateur différentiel*. Exprimer v_5 en fonction de v_4 et v'_4 . Tracer v_5 . Que peut-on dire de son

rapport cyclique ?

5) *Filtre passe-bas.* On donne : $R_4 = R_5 = 68k\Omega$; $C_2 = 4,7\mu F$. Déterminer l'expression littérale de la fonction de transfert T de ce filtre. Calculer sa fréquence de coupure F_c . Tracer la courbe de gain dans le plan de Bode pour $0,01 \leq f \leq 1000Hz$. Noter sur ce graphe les points d'abscisses F_c et F_1 .

6) Le spectre d'un signal rectangulaire bipolaire de rapport cyclique α a pour expression :



Exprimer la valeur moyenne de v_5 , notée $\overline{V_5}$, en fonction de α .

Calculer l'amplitude du fondamental et des harmoniques de rang ≤ 10 de v_5 .

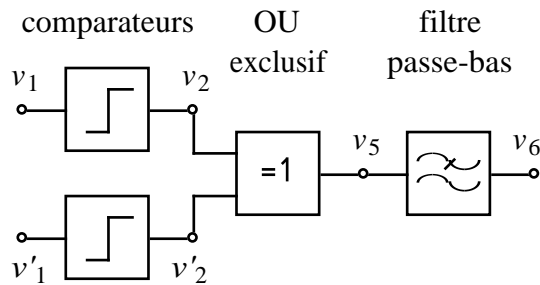
A.N. : $\alpha = 2/3$; tracer le graphe du spectre d'amplitude de v_5 .

7) Calculer la valeur moyenne, l'amplitude du fondamental et des harmoniques de rang ≤ 10 de v_6 .

A.N. : $\alpha = 2/3$; tracer le graphe du spectre d'amplitude de v_6 .

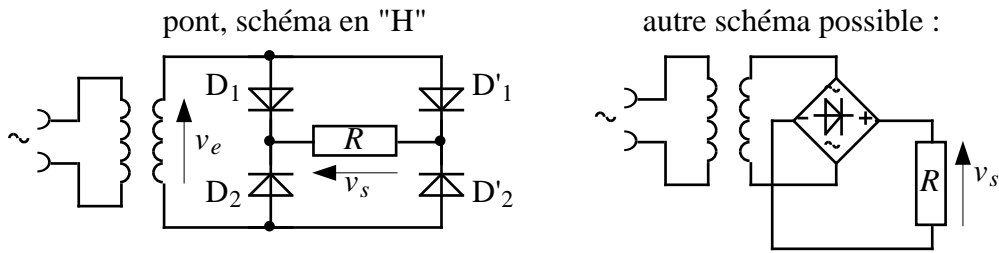
8) Déterminer l'expression de la valeur moyenne de v_6 , notée $\overline{V_6}$, en fonction de φ . Tracer v_6 .

9) Par rapport à un comparateur de phase à OU Exclusif, dont le schéma synoptique est précisé ci-dessous, quel est l'avantage de ce schéma ?



A26-4- Alimentation stabilisée

• Redressement

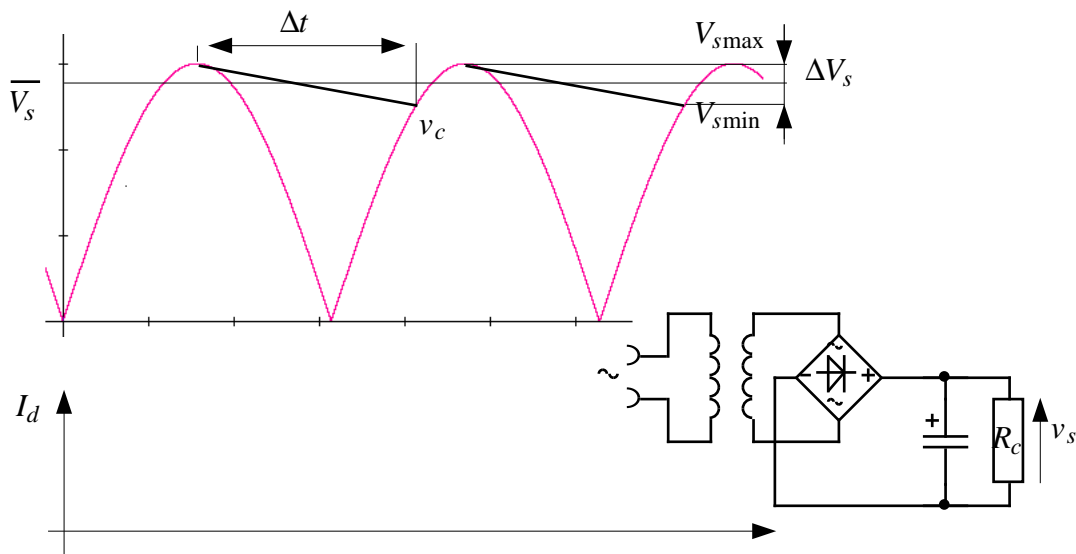


Soit $v_e(t) = V_m \sin \omega t$ avec $V_m = V_{\text{eff}} \sqrt{2}$ et $\omega = 2\pi 50 \text{ rad/s}$.

On suppose les diodes parfaites ($V_d = 0$). Soit $i_d(t)$ le courant dans la diode D1.

- 1) Tracer $v_s(t)$ et $i(t)$. Indiquer le planning de conduction des diodes.
- 2) Exprimer $v_s(t)$. Quelle est la fonction mathématique réalisée par le pont de diodes ?
- 3) Exprimer la valeur moyenne de $v_s(t)$, notée \bar{V}_s
- 4) Exprimer la valeur efficace de $v_s(t)$, notée $V_{s\text{eff}}$ (*rappel* : $\cos^2 x = \frac{1 + \cos 2x}{2}$)
- 5) Exprimer la valeur de la tension inverse maximum supportée par une diode.
- 6) A.N. : $V_{\text{eff}} = 12\text{V}$. Que deviennent ces valeurs numériques si on tient compte de la tension directe de la diode : $V_d = 0,7 \text{ V}$?

• Filtrage



Rôle du condensateur de filtrage : d'une demi-période à l'autre, la tension de sortie v_s diminue de ΔV_s . Cela correspond à une variation de charge $\Delta Q = C \Delta V_s = \bar{I} \Delta t$, où :

$$\Delta t \approx T/2 \quad (\text{avec } T = 1/f \text{ et } f = 50\text{Hz}) \text{ si le condensateur est de valeur suffisante}$$

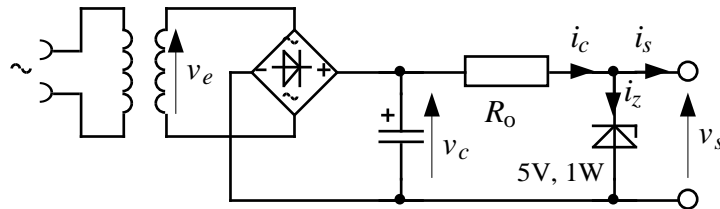
$$\bar{I} = \bar{V}_s / R_c \quad \text{courant moyen passant dans la charge}$$

- 1) On suppose les diodes parfaites ($V_d = 0$). Tracer $i_d(t)$.
- 2) Pour une valeur donnée de l'ondulation de tension ΔV_s , et pour un courant moyen \bar{I} donné, quelle doit être la capacité du condensateur ? A.N. : $\Delta V_s = 1 \text{ V}$; $R_c = 100 \Omega$.
- 3) Que se passe-t-il si l'on choisit un condensateur de valeur trop élevée ?

• **Stabilisation de tension à diode Zener**

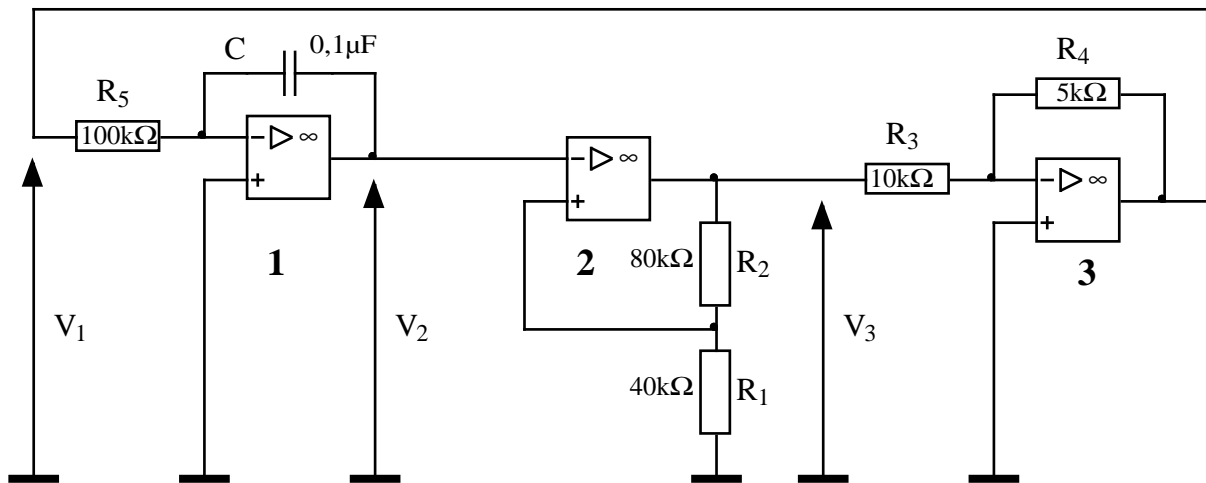
Dans le schéma ci-dessous la résistance R_0 est une résistance de polarisation de la diode Zener, calculée pour que celle-ci soit traversée par son courant inverse nominal I_z lorsque l'alimentation est à vide (pas de charge). Soit $I_z = 10 \text{ mA}$.

- 1) Calculer R_0 .
- 2) Calculer la puissance dissipée dans la diode Zéner.



A26-5- Expliquer le rôle et le principe de fonctionnement du circuit suivant. Énoncer le rôle de chacun des étages 1, 2 et 3. Tracer les graphes des tensions $V_1(t)$, $V_2(t)$ et $V_3(t)$. Justifier par un calcul numérique les valeurs caractéristiques de ces tensions.

On suppose les AOP parfaits. Tension d'alimentation : $\pm V_{cc} = \pm 12\text{V}$.



REPOSES
A26-1- Générateur de courant bipolaire, charge à la masse.

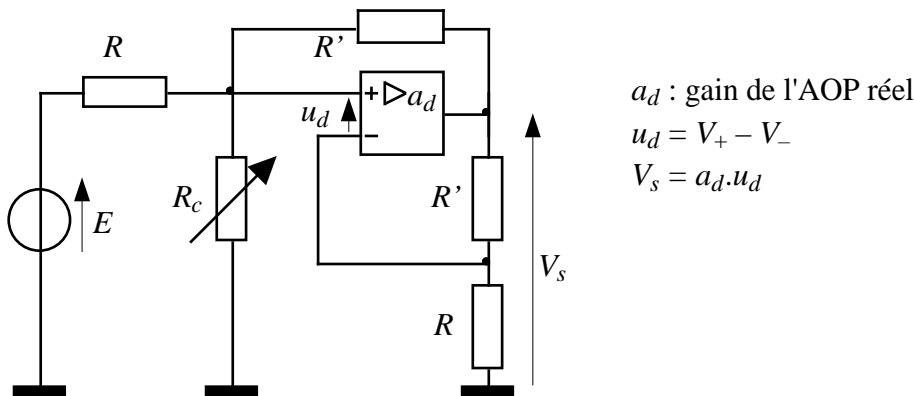
1) Soient V_+ , V_- et V_s les tensions mesurées aux bornes de l'AOP, respectivement sur l'entrée +, l'entrée - et la sortie par rapport à la masse. En appliquant la loi des mailles puis la loi d'Ohm, on constate que $I_2 = \frac{V_s - V_-}{R'}$ et $I_3 = \frac{V_s - V_+}{R'}$.

Or $V_+ = V_-$, car l'A. Op. est en fonctionnement linéaire. Donc $I_2 = I_3$.

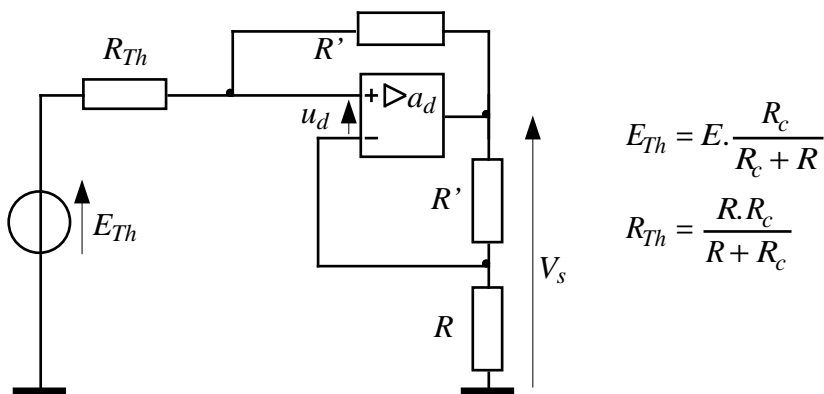
2) D'après la loi des nœuds, on note que $I_0 = I_1 + I_3$, donc que $I_0 = I_1 + I_2$. L'équation de la maille d'entrée s'écrit : $E - R.I_1 - (V_+ - V_-) - R.I_2 = 0$, soit $E = R.I_1 + R.I_2 = R.I_0$.

Remarque : le fonctionnement linéaire de ce montage n'est pas évident à priori, puisque l'AOP est soumis à deux boucles aux effets antagonistes : boucle de réaction sur l'entrée + et boucle de contre-réaction sur l'entrée -. On peut analyser ce montage comme suit :

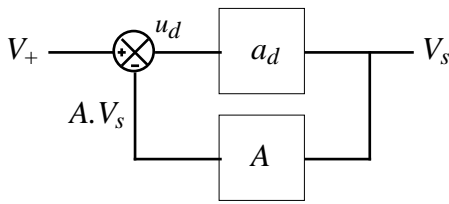
a) Du point de vue électrique, E est la variable d'entrée et V_s la variable de sortie :



b) L'ensemble $\{E, R, R_c \text{ (charge)}\}$ est équivalent à un générateur de Thévenin :



c) L'ensemble $\{\text{AOP}, R', R, \text{ avec entrée } V_+ \text{ et sortie } V_s\}$ a pour schéma fonctionnel (cf chap A21 page 11 du cours) :



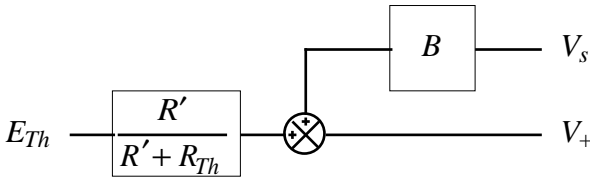
$$V_s = a_d \cdot u_d$$

$$u_d = V_+ - B \cdot V_s \text{ avec } A = \frac{R}{R + R'}$$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{V_+} = \frac{a_d}{1 + B \cdot a_d}$$

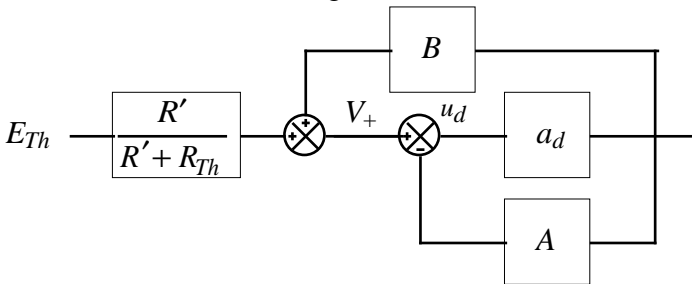
d) La tension V_+ se calcule en appliquant le théorème de Millman : $V_+ = \frac{V_s \cdot R_{Th} + R' \cdot E_{Th}}{R' + R_{Th}}$

Ce qui correspond, en posant $B = \frac{R_{Th}}{R' + R_{Th}}$, au schéma fonctionnel suivant :



$$V_+ = V_s \frac{R_{Th}}{R' + R_{Th}} + E_{Th} \frac{R'}{R' + R_{Th}}$$

e) Le schéma fonctionnel global est donc :



$$V_s = a_d \cdot u_d = a_d \left(E_{Th} \frac{R'}{R' + R_{Th}} - AV_s + BV_s \right)$$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{E_{Th}} = \frac{R'}{R' + R_{Th}} \frac{a_d}{1 + (A - B)a_d}$$

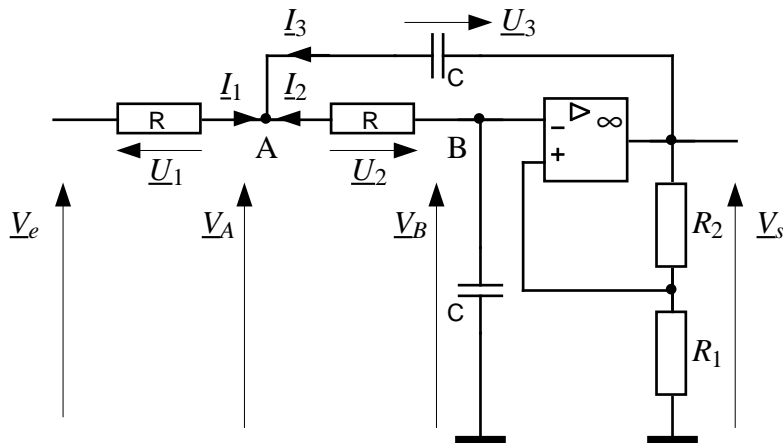
f) Pour que ce système soit stable, il faut : $A - B > 0$, soit $A > B$ (autrement dit, le taux de contre-réaction sur l'entrée - doit être supérieur au taux de réaction sur l'entrée +). Les résistances étant toutes positives, il vient :

$$\frac{R}{R + R'} > \frac{R_{Th}}{R' + R_{Th}} \Leftrightarrow \frac{1}{1 + \frac{R'}{R}} > \frac{1}{1 + \frac{R'}{R_{Th}}} \Leftrightarrow \frac{R'}{R} < \frac{R'}{R_{Th}} \Leftrightarrow R > R_{Th}$$

On vérifie bien que cette dernière condition est toujours satisfaite, puisque R_{Th} , résultat de l'association parallèle de R et de R_c , est nécessairement inférieure à R .

A26-2- Filtre actif du second ordre

1) Définition des tensions et des courants présents dans ce circuit :



- Amplificateur non inverseur : (1) $\underline{V}_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \underline{V}_B = k \cdot \underline{V}_B$
- Diviseur de tension en B : (2) $\underline{V}_B = \frac{1}{R + \frac{1}{jC\omega}} \underline{V}_A = \frac{1}{1 + jRC\omega} \underline{V}_A$
- Loi des nœuds en A : (3) $\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0$
- Loi des mailles (x 3) : (4) $\underline{U}_1 = \underline{V}_e - \underline{V}_A$; $\underline{U}_2 = \underline{V}_B - \underline{V}_A$; $\underline{U}_3 = \underline{V}_s - \underline{V}_A$
- Loi d'Ohm : (3) et (4) \Rightarrow (5) $\frac{\underline{V}_e - \underline{V}_A}{R} + \frac{\underline{V}_B - \underline{V}_A}{R} + \frac{\underline{V}_s - \underline{V}_A}{\frac{1}{jC\omega}} = 0$

$$\text{D'où : (5)} \Rightarrow \frac{\underline{V}_e}{R} + \frac{\underline{V}_B}{R} + jC\omega k \cdot \underline{V}_B = \underline{V}_A \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R} + jC\omega \right)$$

$$(2) \Rightarrow \underline{V}_e + \underline{V}_B + jRC\omega k \cdot \underline{V}_B = \underline{V}_B (1 + jRC\omega)(2 + jRC\omega)$$

$$(1) \Rightarrow \underline{V}_e = \frac{\underline{V}_s}{k} \left(1 + (3 - k)jRC\omega + (jRC\omega)^2 \right)$$

$$\Rightarrow \underline{T} = \frac{\underline{V}_s}{\underline{V}_e} = \frac{k}{1 + (3 - k)jRC\omega + (jRC\omega)^2}$$

2) Par identification avec la forme $\frac{K}{1 + 2mj \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$, on trouve :

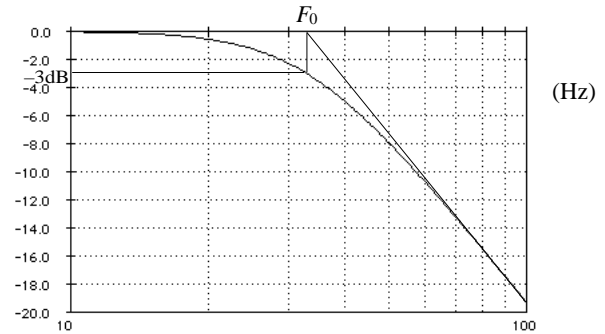
- gain statique : $K = k$

- pulsation propre : $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

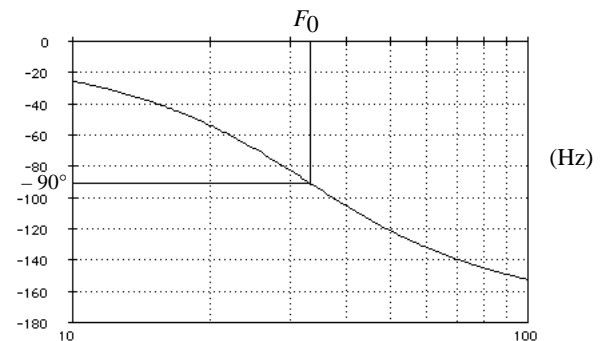
- amortissement : $m = \frac{3 - K}{2}$

3) $m = 0,7 = \frac{3-K}{2} \Rightarrow K = 1,6 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = 66 \text{ k}\Omega$; $F_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 33 \Rightarrow R \approx 48,2 \text{ k}\Omega$.

4) $G = 20 \log \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{F_0}\right)^2\right)^2 + \left(2m \frac{f}{F_0}\right)^2}}$
 $\Rightarrow G = -10 \log \left[\left(1 - \left(\frac{f}{33}\right)^2\right)^2 + 2 \left(\frac{f}{33}\right)^2 \right]$

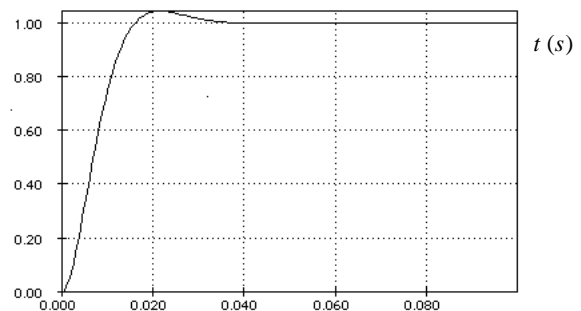


$\varphi = -\arctan \frac{2m \frac{f}{F_0}}{1 - \left(\frac{f}{F_0}\right)^2}$
 $\Rightarrow \varphi = \begin{cases} -\arctan \frac{\sqrt{2} \frac{f}{33}}{1 - \left(\frac{f}{33}\right)^2} \text{ si } 1 - \left(\frac{f}{33}\right)^2 > 0 \\ -\arctan \frac{\sqrt{2} \frac{f}{33}}{1 - \left(\frac{f}{33}\right)^2} - \pi \text{ si } 1 - \left(\frac{f}{33}\right)^2 < 0 \end{cases}$



5) (voir formulaire dans cours, chap A14)

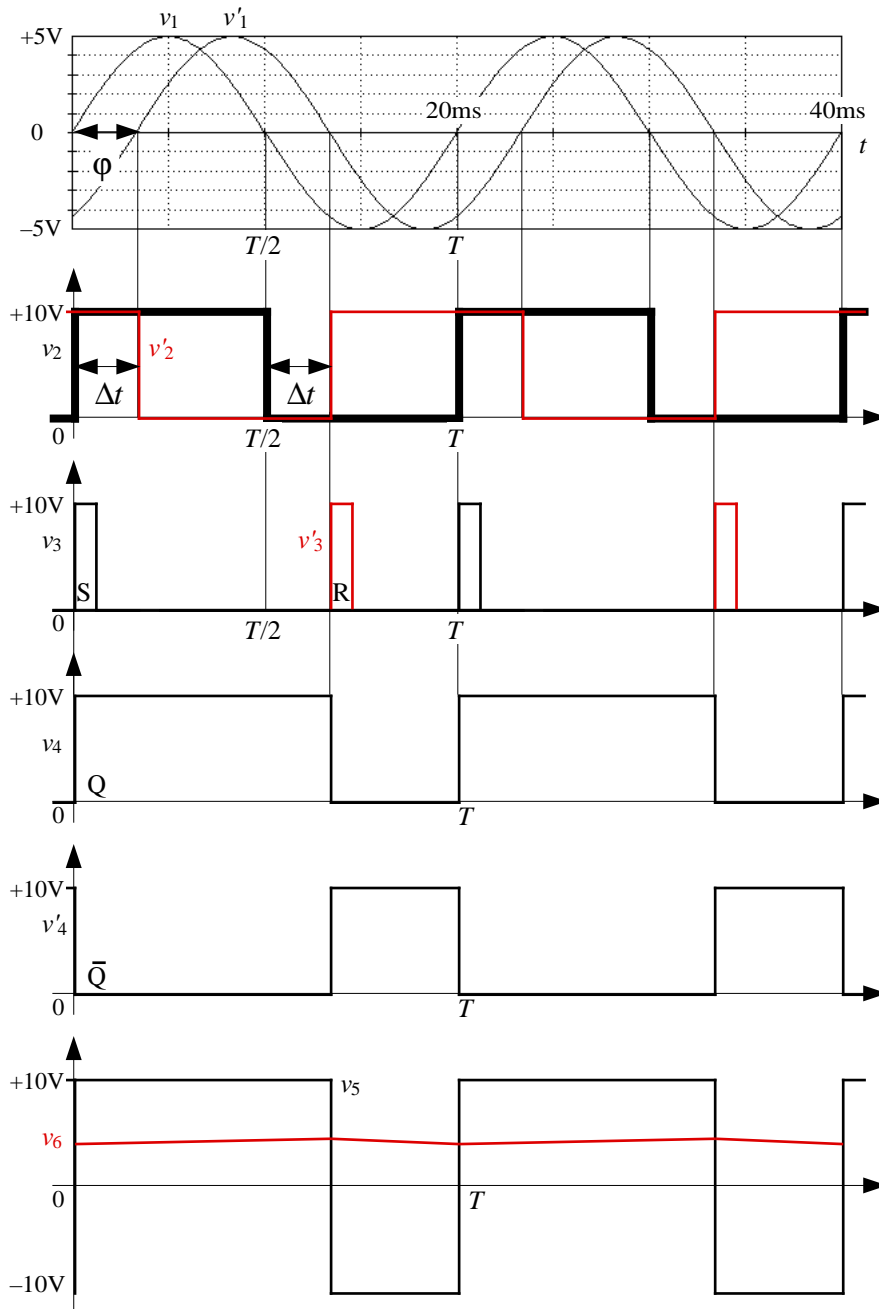
$v_s = 1 - e^{-m2\pi F_0 t} \left(\cos 2\pi F_1 t + \frac{m}{\sqrt{1-m^2}} \sin 2\pi F_1 t \right)$ avec $F_1 = F_0 \sqrt{1-m^2} = \frac{F_0}{\sqrt{2}}$
 $\Rightarrow v_s = 1 - e^{-\sqrt{2}\pi 33 t} \left(\cos \sqrt{2}\pi 33 t + \sin \sqrt{2}\pi 33 t \right)$



6) Pour que le filtre soit stable, il faut $m > 0$, soit $K < 3$.

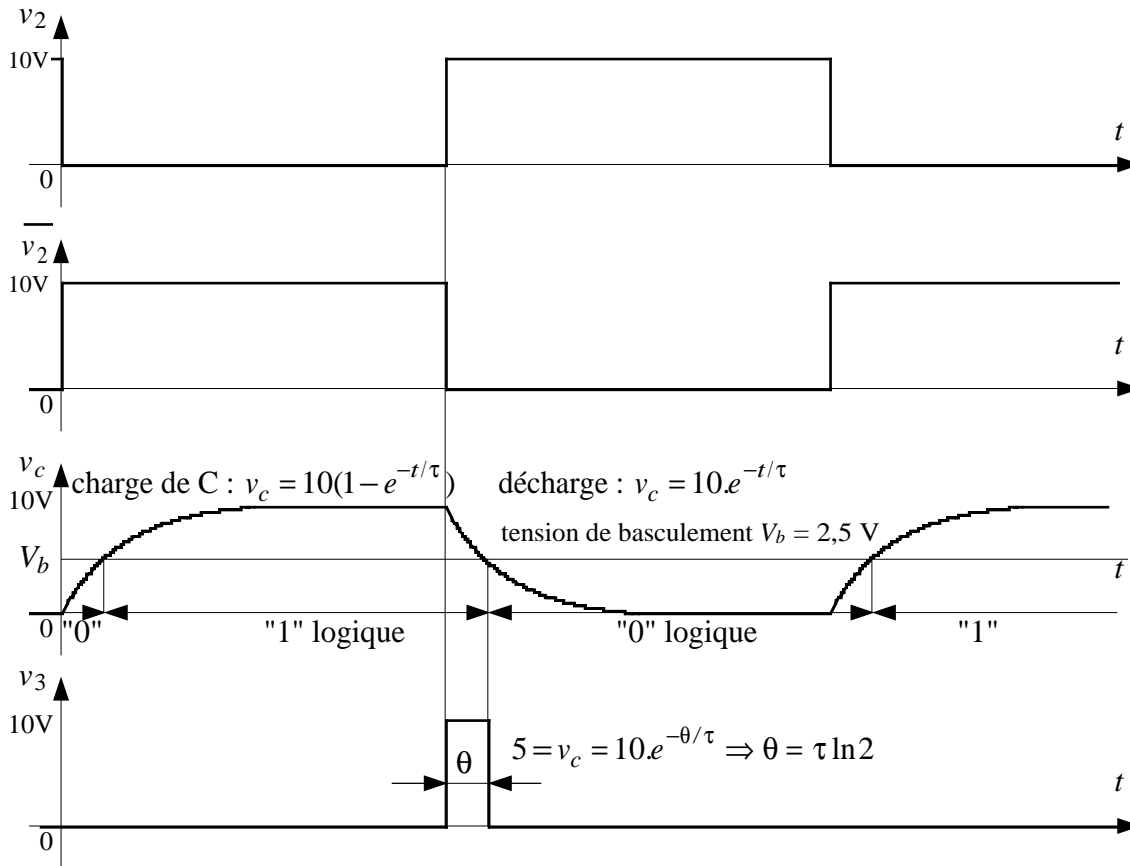
A26-3- Comparateur de phase

Grphe général des signaux :



- 1) $v_1 > 0 \Rightarrow$ sortie de l'A.Op saturée à $+12V \Rightarrow v_2 = +10V$ (tension zéner)
 $v_1 < 0 \Rightarrow$ sortie de l'A.Op saturée à $-12V \Rightarrow v_2 = 0$ (diode zéner en direct)
 $v'_1 > 0 \Rightarrow$ sortie de l'A.Op saturée à $-12V$ (comparateur inverseur) $\Rightarrow v'_2 = 0$
 $v'_1 < 0 \Rightarrow$ sortie de l'A.Op saturée à $+12V \Rightarrow v'_2 = +10V$

2) Appelons \bar{v}_2 (lire "NON- v_2 ") la tension de sortie de la porte NON et v_c la tension aux bornes du condensateur. En reprenant l'exercice A23-3, il vient :



On calcule : $\theta = RC \ln 2 = 33000.47.10^{-9} .\ln 2 \approx 1 \text{ ms}$

3) Les tensions v_4 et v'_4 sont tracées en fonction de la table de vérité d'une bascule RS :

R = V3	S = V3	Q(n) = V4
0	0	Q(n-1)
0	1	1
1	0	0
1	1	Ø

On en déduit le calcul du rapport cyclique α de v_4 (voir graphe) :

a) décalage horaire de v'_1 : $v'_1 = V'_1 \sin(2\pi F_1 t - \varphi) = V'_1 \sin\left[\frac{2\pi}{T}\left(t - \varphi \frac{T}{2\pi}\right)\right] \Rightarrow \Delta t = \frac{\varphi}{2\pi} T$

b) rapport cyclique de v_4 : $\alpha = \frac{\Delta t + \frac{T}{2}}{T} = \frac{\frac{\varphi}{2\pi} T + \frac{T}{2}}{T} \Rightarrow \alpha = \frac{\varphi}{2\pi} + \frac{1}{2}$

c) A.N. : $\alpha = \frac{\frac{\pi}{3}}{2\pi} + \frac{1}{2} = \frac{2}{3}$

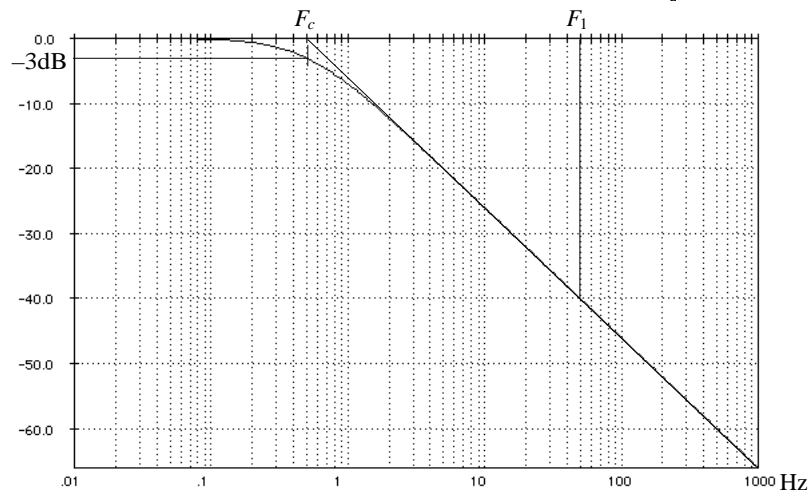
4) Montage soustracteur, A.Op en fonctionnement linéaire (boucle de contre-réaction sur l'entrée inverseuse). Ici les quatre résistances sont égales. On calcule :

$$\left. \begin{aligned} V_- &= \frac{v_5 R_3 + v_4' R_3}{R_3 + R_3} \text{ (th de Milman)} \\ V_+ &= \frac{R_3}{R_3 + R_3} v_4 \text{ (diviseur de tension)} \\ V_- &= V_+ \text{ (AOP en fonc}^t \text{ linéaire)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_5 = v_4 - v_4'$$

v_5 varie entre $-10V$ et $+10V$. Son rapport cyclique est identique à celui de v_4 .

5) $Z_{R_5//C_2} = \frac{1}{\frac{1}{R_5} + jC_2\omega} \Rightarrow T = -\frac{R_5}{R_4(1 + jR_5C_2\omega)} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$ (car $R_4 = R_5$)

On calcule : $F_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} = 0,5 \text{ Hz}$ et on trace : $G = 20\log|T| = 20\log \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{F_c}\right)^2}}$

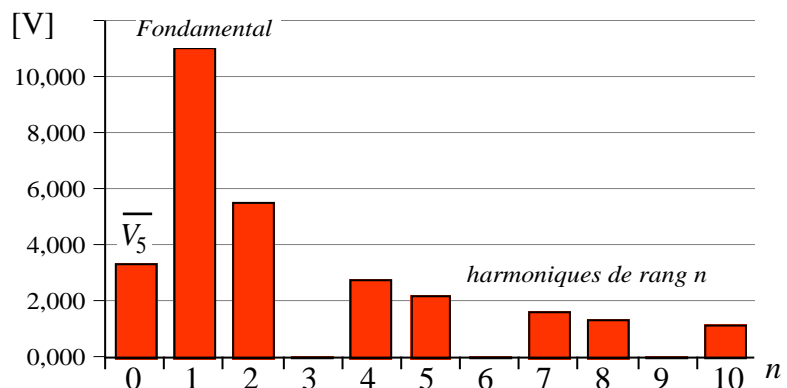


6) On calcule la valeur moyenne de v_5 par la méthode des surfaces :

$$\bar{V}_5 = \frac{E \cdot \tau - E \cdot (T - \tau)}{T} = E \left(2 \frac{\tau}{T} - 1 \right) \Rightarrow \bar{V}_5 = 10(2\alpha - 1) \text{ [V]}$$

On calcule le spectre par le tableau de valeurs : $V_n = \left| \frac{4 \cdot 10 \sin(\pi n \alpha)}{\pi n} \right|$ pour $n \geq 1$

	n	V5n [V]
val. moyenne	0	3,333
fondamental	1	11,027
harmoniques	2	5,513
	3	0,000
	4	2,757
	5	2,205
	6	0,000
	7	1,575
	8	1,378
	9	0,000
	10	1,103



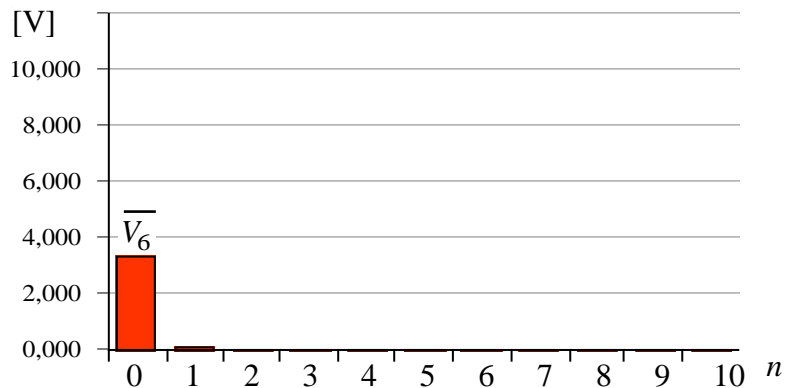
7) Par définition, $\underline{T} = \frac{V_6}{V_5} \Rightarrow V_6 = |\underline{T}|V_5$. Pour une fréquence donnée, l'amplitude de v_6 est égale à l'amplitude de v_5 multipliée par le module de la fonction de transfert du filtre à cette fréquence.

Sachant que $|\underline{T}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{F_c}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{n.F_1}{F_c}\right)^2}}$, avec $F_1 = 50$ Hz, on construit pour chacune des

composantes du signal (valeur moyenne + fondamental + harmoniques) le tableau suivant. Pour mémoire, on rappelle également l'atténuation du filtre en dB. Le spectre de v_6 s'en déduit.

On peut remarquer l'efficacité du filtrage, qui ne laisse pratiquement passer que la composante continue du signal.

n	V5n [V]	T	G [dB]	V6n [V]
0	3,333	1	0	3,333
1	11,027	1,00e-2	-40	0,110
2	5,513	5,00e-3	-46	0,028
3	0,000	3,33e-3	-50	0,000
4	2,757	2,50e-3	-52	0,007
5	2,205	2,00e-3	-54	0,004
6	0,000	1,67e-3	-56	0,000
7	1,575	1,43e-3	-57	0,002
8	1,378	1,25e-3	-58	0,002
9	0,000	1,11e-3	-59	0,000
10	1,103	1,00e-3	-60	0,001



8)

$$\left. \begin{aligned} \bar{V}_6 &= \bar{V}_5 = 10(2\alpha - 1) \\ \alpha &= \frac{\varphi}{2\pi} + \frac{1}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \bar{V}_6 = 10 \frac{\varphi}{\pi} \quad \text{A.N. : } \bar{V}_6 = 3,33 \text{ V}$$

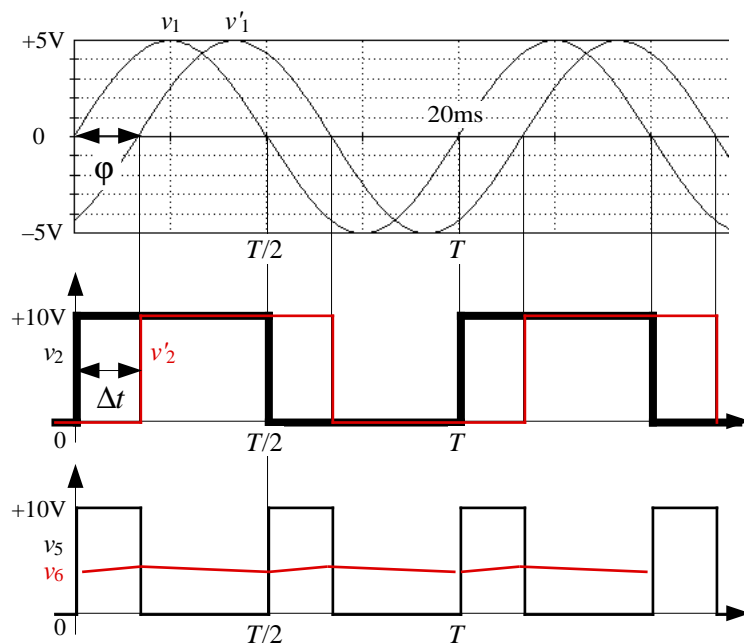
9) Le fonctionnement du comparateur de phase à OU Exclusif est le suivant :

On calcule facilement :

$$\alpha = \frac{\Delta t}{T} = 2 \cdot \frac{\frac{\varphi}{2\pi} T}{T} = \frac{\varphi}{\pi}$$

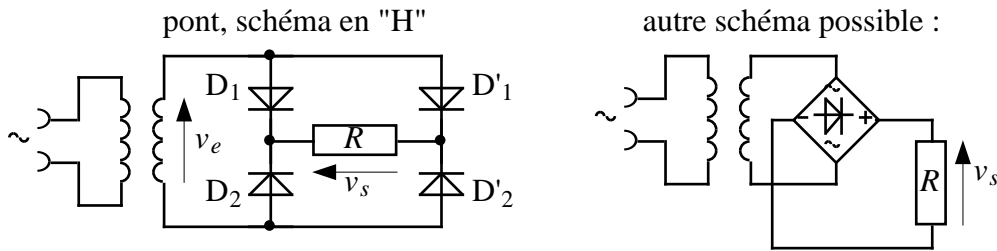
$$\Rightarrow \bar{V}_6 = 10\alpha = 10 \cdot \frac{\varphi}{\pi}$$

formule apparemment identique au résultat précédent, mais qui en diffère car ici \bar{V}_6 est toujours positif. En ne tenant pas compte du signe de φ , il est alors impossible de faire la distinction entre un retard et une avance de phase.



A26-4- Alimentation stabilisée

• **Redressement**



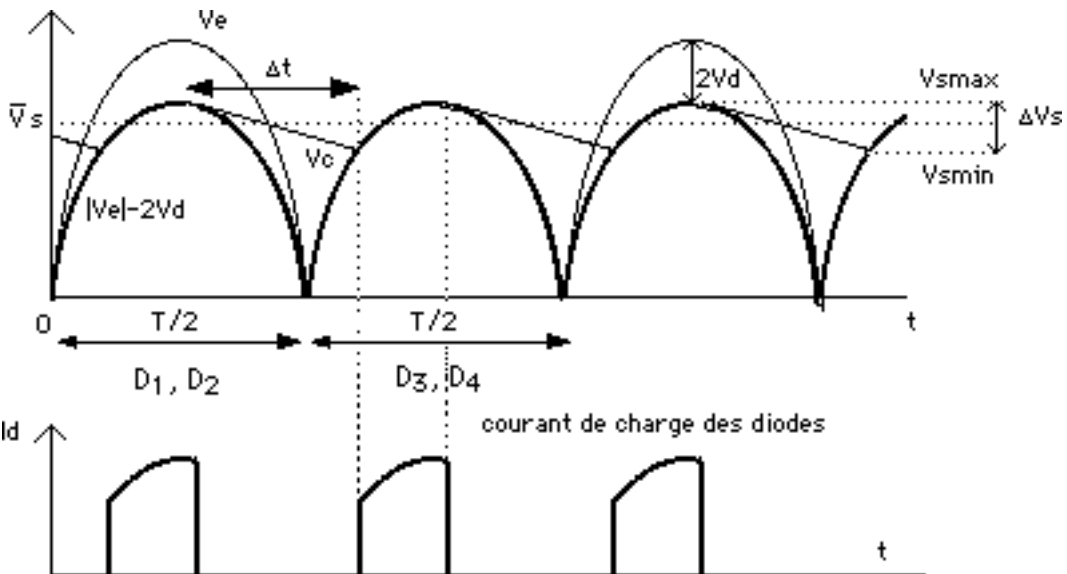
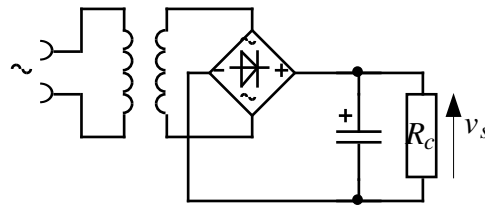
$$v_e(t) = V_{eff} \sqrt{2} \sin \omega t$$

$$v_s(t) = |V_m \sin \omega t| \Rightarrow \text{un montage PD2 réalise la fonction "valeur absolue"}$$

$$\bar{V}_s = \frac{2V_m}{\pi}$$

NB : si l'on tient compte des tensions de seuil des diodes : $V_m \approx V_{eff} \sqrt{2} - 2 V_d$

• **Filtrage**



Calcul du condensateur de filtrage : d'une demi-période à l'autre, la tension de sortie v_s diminue de ΔV_s . Cela correspond à une variation de charge $\Delta Q = C \Delta V_s = \bar{I} \Delta t$, où :

$$\Delta t \approx T/2 \text{ (avec } T = 1/f \text{ et } f = 50\text{Hz) si le condensateur est de valeur suffisante}$$

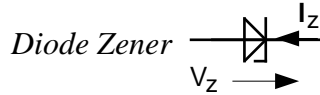
$$\bar{I} = \bar{V}_s / R_c \text{ courant moyen passant dans la charge}$$

Pour une valeur donnée de l'ondulation de tension ΔV_s , et pour un courant moyen \bar{I} donné, il faut


un condensateur dont la capacité vaut :
$$C = \frac{\bar{I} \cdot T}{2 \cdot \Delta V_s}$$

⚠ NB : la tension est d'autant mieux "lissée" que la capacité est grande. Mais si l'on choisit un condensateur de valeur trop élevée, la charge de celui-ci s'effectue en un temps très bref, ce qui entraîne un courant de crête important dans les diodes, avec risque de destruction de celles-ci.

• Stabilisation de tension



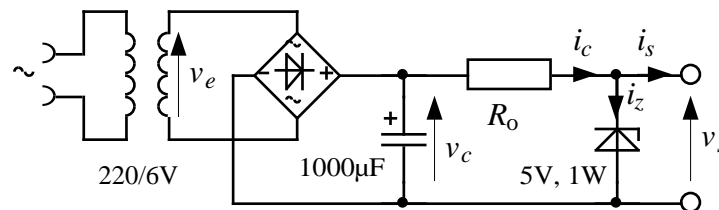
Diode jonction spéciale dont la tension d'avalanche ou "tension Zener", notée V_z , ne dépasse pas quelques volts. En fonctionnement Zener, la diode est parcourue par un courant inverse I_z .

NB : Diode "Transil"  : diode zener bidirectionnelle utilisée en protection des circuits

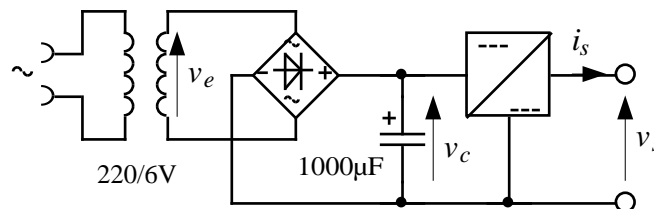
Application : stabilisation de tension à diode Zener

Exemple : alimentation stabilisée 5 V. Dans le schéma ci-dessous la résistance R_0 est une résistance de polarisation de la diode Zener, calculée pour que celle-ci soit traversée par son courant inverse nominal lorsque l'alimentation est à vide.

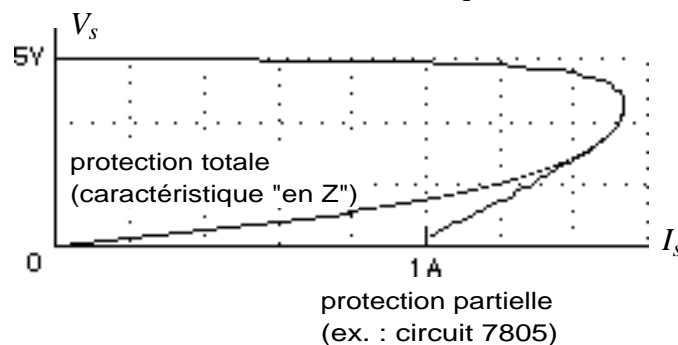
Inconvénient : les diodes Zener étant des diodes de faible puissance, ce genre d'alimentation est réservée aux courants au plus égaux à qq 10 mA.



Meilleure solution : stabilisation de tension avec régulateur



Outre qu'un tel circuit est capable de délivrer un courant > 1 A, il possède une caractéristique de sortie avec protection contre les court-circuits (caractéristique en "Z") :

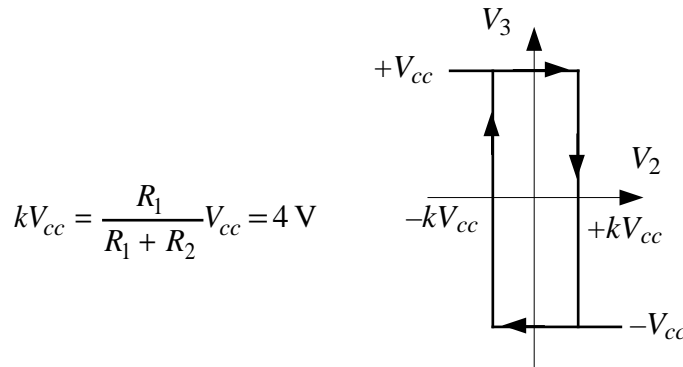


Inconvénient : ce système de régulation par abaissement de la tension a un mauvais rendement, puisque l'excédent de tension se solde par des pertes Joule évacuées au niveau du régulateur. Une meilleure solution est assurée par un hacheur abaisseur de tension avec régulation (cf §C23).

A26-5-

Ce circuit est un générateur de tension carrée (V_3 et V_1) et triangulaire (V_2) :

- Circuit 1 : intégrateur inverseur : $V_2 = -\frac{1}{\tau} \int V_1 dt = -\frac{V_1}{\tau} t + c^{te}$ avec $\tau = RC = 10^5 \cdot 10^{-7} = 0,01s$.
- Circuit 2 : comparateur à hystérésis inverseur : $V_3 = \pm V_{cc} = \pm 12 V$



- Circuit 3 : amplificateur inverseur de gain : $V_1 = -\frac{R_4}{R_3} V_3 = -\frac{V_3}{2}$

(NB : cet "amplificateur" est en fait atténuateur)

• Fonctionnement :

- Soit $V_3 = +12V \Rightarrow V_1 = -6V \Rightarrow V_2$ est une tension en rampe croissante $\Rightarrow V_3 = +12V$.
- Cela est vrai tant que $V_2 < +4 V$. Lorsque V_2 atteint cette valeur, le comparateur bascule et $V_3 = -12V$.
- Soit $V_3 = -12V \Rightarrow V_1 = +6V \Rightarrow V_2$ est une tension en rampe décroissante $\Rightarrow V_3 = -12V$.
- Cela est vrai tant que $V_2 > -4 V$. Lorsque V_2 atteint cette valeur, le comparateur bascule et $V_3 = +12V$.
- etc...

- Calcul de la fréquence à partir de la première demi-période (voir ci-dessous) :

$$V_2 = -\frac{V_1}{\tau} t - 4 = \frac{6}{\tau} t - 4$$

$$\Rightarrow V_2 = \frac{6 T}{\tau 4} - 4 = 4 V$$

$$\Rightarrow \frac{T}{4} = 8 \frac{\tau}{6} \Rightarrow T = \frac{32}{6} 0,01 s$$

$$\Rightarrow F = \frac{6}{32} 100 = 18,75 Hz$$

