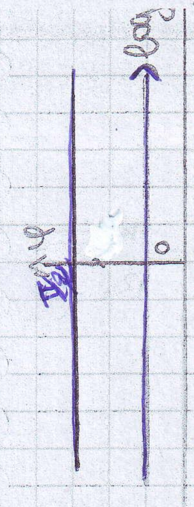
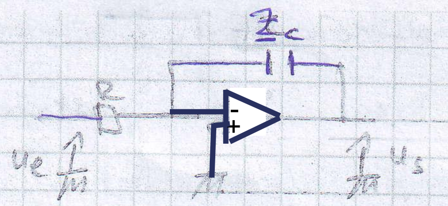


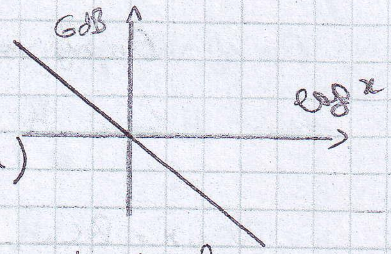
Fonction de transfert :



$$\underline{u}_c = -\frac{\underline{Z}_c}{R}\,\underline{u}_e \Rightarrow \underline{H} = \frac{1}{jRC\omega}$$

on pose $x = RC\omega$ donc $\underline{H} = \frac{-1}{jx}$

Le Gain en decibel $\Rightarrow$ $G_{dB} = 20\log\left(\frac{1}{x}\right)$

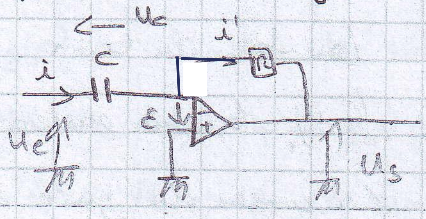


$\Rightarrow$ $G_{dB} = -20\log x$ (pente de -20 dB/déca)

Rq.

Le circuit se comporte co-e integrateur à toute frequence alors que le passe-bas ne se comporte co-e integrateur qu'en HF

f) Derivateur inverseur



$u_e = u_c$ et $i = i'$

$u_s + u_R = 0 \Rightarrow u_s = -u_R = -Ri'$

$$i = C\frac{du_c}{dt} = C\frac{du_e}{dt}$$

Donc $u_s = -RC\dfrac{du_e}{dt}$

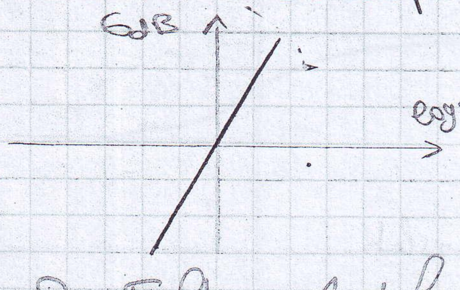
fct de transfert

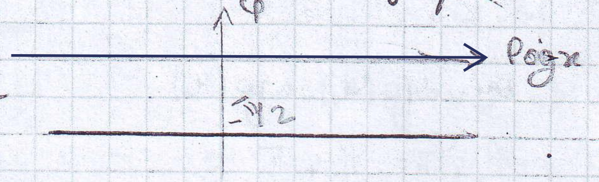
$$\underline{H} = \frac{R}{\underline{Z}_c} = -jRC\omega \quad (x = RC\omega)$$

$\Rightarrow$ $\underline{H} = -jx$

$\Rightarrow$ $G_{dB} = 20\log x$ (pente de 20dB/décade)

Ce circuit se comporte co-e derivateur $\forall$ fréquence

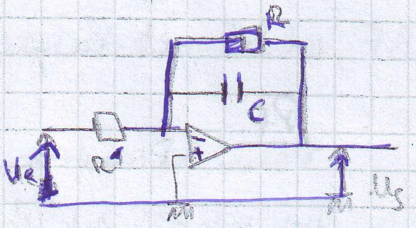




B- Filtres Actifs

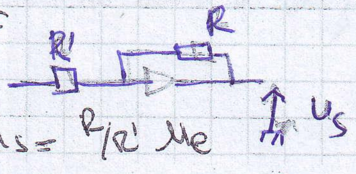
1- Filtre passe-bas d'ordre 1.

on considère le circuit suivant



Etude qualitative.

En BF



$u_s = R/R'\,u_e$

En HF  $u_s = 0$ (R est court-circuitée)

Donc c'st un passe-bas

Fonction de transfert

On dj vu que ds ce genre de cas $\underline{H} = \frac{-\underline{Z_e}}{\underline{Z'}}$ avec $\underline{Z_e} = \frac{R \times \frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}}$

donc $\underline{H} = -\frac{R}{R'(1+jRC\omega)}$

$x = RC\omega$, $\boxed{H_0 = -\frac{R}{R'}}$ donc $\boxed{\underline{H} = \frac{H_0}{1+jx}}$

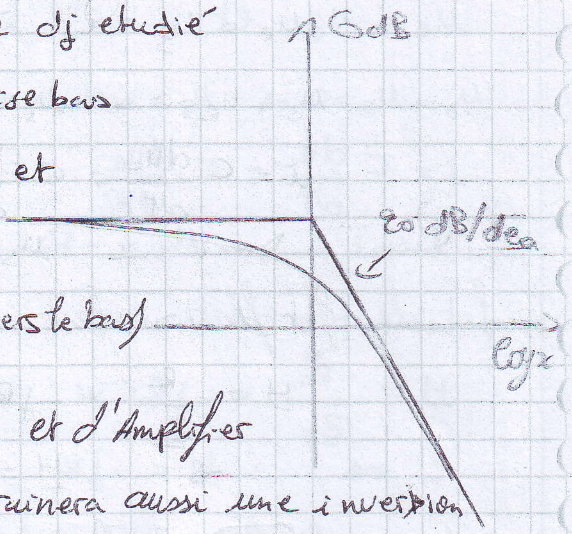
$\omega_c = \frac{1}{RC}$

Représentation

Courbe du Gain $G_{dB} = (G_{dB})_1 + 20\log|H_0|$

$(G_{dB})_1 = G_{dB}$ du passe-bas du 1er ordre dj étudié

La courbe du gain st celle du passe bas dj tracée translatée de $20\log|H_0|$ et selon que $|H_0| > 1$ (ou $|H_0| < 1$) la translation sera vers le (ou vers le bas)



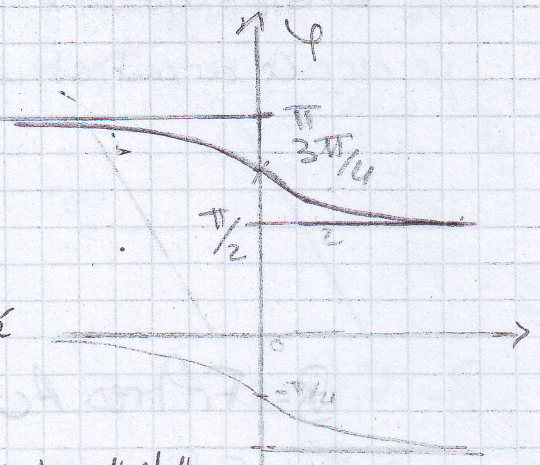
Rq Ce filtre permet d'empecher les HFs et d'Amplifier la BF avec un rapport de $|H_0|$ et entrainera aussi une inversion de la phase

- La phase

On a $\varphi = \varphi_1 + \arg(H_0)$

· $\varphi = \varphi_1 + \pi$

C'st la courbe du passe-bas translaté de π

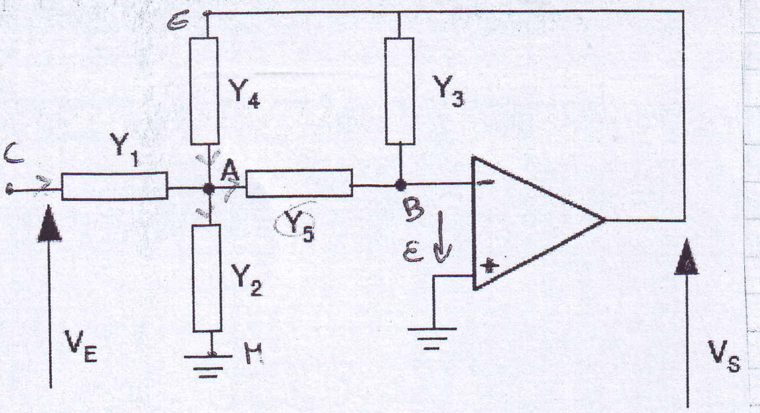


On remarque l'opposition de phase entre U_s et U_e en BF, et la quadrature de phase avance entre U_s et U_e en HF

Rq Pour les autres filtres qui ont la m̂ structure, le traitement est le m̂

2- Filtres à structure de Rauch

Ceux sont les filtres qui ont la structure suivante :



Millmann en A et B.

En A : $\underline{V}_A = \dfrac{\underline{Y}_1 \underline{V}_C + \underline{Y}_5 \underline{V}_B + \underline{Y}_4 \underline{V}_E + \underline{Y}_2 \underline{V}_M^{\approx 0}}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_5 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_2} = \dfrac{\underline{Y}_1 \underline{U}_e + \underline{Y}_4 \underline{U}_s + \underline{Y}_5 \underline{V}_B}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_5 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_2}$

En B : $\underline{V}_B = \dfrac{\underline{Y}_5 \underline{V}_A + \underline{Y}_3 \underline{U}_s}{\underline{Y}_5 + \underline{Y}_3}$ (1)

on a en régime linéaire $\varepsilon = 0$ $V_+ - V_- = 0$ or $V_+ = 0$ donc $V_- = 0$

Donc $\underline{V}_B = 0 \Rightarrow \underline{V}_A = \dfrac{-\underline{Y}_3}{\underline{Y}_5} \underline{U}_s$ (2)

D'après (1) et (2) $\dfrac{-\underline{Y}_3}{\underline{Y}_5} \underline{U}_s = \dfrac{\qquad}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_5 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_2}$

donc $-\underline{Y}_3 \underline{U}_s(\qquad) = \underline{Y}_5 (\underline{Y}_1 \underline{U}_e + \underline{Y}_4 \underline{U}_s)$

donc $-\underline{Y}_3 \underline{U}_s(\underline{Y}_1 + \underline{Y}_5 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_2) - \underline{Y}_5 \underline{Y}_4 \underline{U}_s = \underline{Y}_5 \underline{Y}_1 U_e$

donc $\boxed{\underline{H} = \dfrac{-\underline{Y}_5 \underline{Y}_1}{\underline{Y}_3(\underline{Y}_1 + \underline{Y}_5 + \underline{Y}_4 + \underline{Y}_2) + \underline{Y}_4 \underline{Y}_5}}$

Exp :

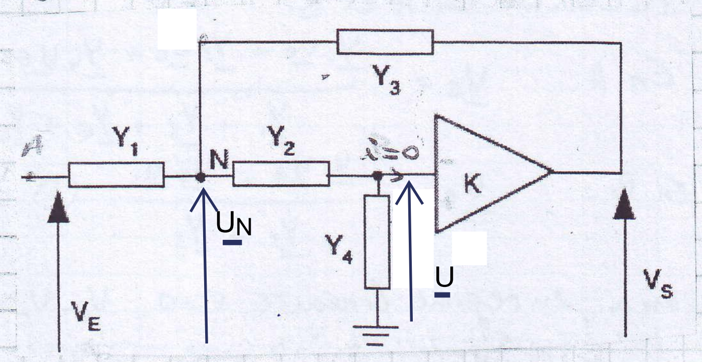
on prend $D_1 = R_1$, $D_5 = R_2$ $D_4 = R_3$, $D_3 = C_2$

$D_2 = C_1$

3- Filtres de Sallen-Key

Millman en N :

$$\underline{U}_N = \frac{\underline{Y}_1 \underline{U}_e + \underline{Y}_2 \underline{U} + \underline{Y}_3 \underline{U}_s}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3}$$



Diviseur de tension

$$\underline{U} = \frac{\frac{1}{\underline{Y}_4}}{\frac{1}{\underline{Y}_2} + \frac{1}{\underline{Y}_4}} \underline{U}_N$$

$$\underline{U} = \frac{\underline{Y}_2}{\underline{Y}_4 + \underline{Y}_2} \underline{U}_N$$

on a $\underline{U}_s = K \underline{U} \Rightarrow \underline{U} = \frac{\underline{U}_s}{K}$

donc $$\underline{U}_s = \frac{K \underline{Y}_2}{\underline{Y}_4 + \underline{Y}_2} \underline{U}_N$$

Donc $$\boxed{\underline{H} = \frac{\underline{U}_s}{\underline{U}_e} = \frac{K \underline{Y}_1 \underline{Y}_2}{\underline{Y}_1 \underline{Y}_3 + \underline{Y}_4(\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3) + (1-K)\underline{Y}_2 \underline{Y}_3}}$$

IV- Réponse fréquentielle - Réponse temporelle

objet Il s'agit ds ce paragraphe de relier la réponse temporelle d'un circuit linéaire trouvée à partir de l'éq diff de celui-ci à sa réponse fréquentielle (ω ou f) déterminée par sa fct de transfert ($\underline{H}$ ou $\underline{T}$)

1- Passage de l'éq diff à la fct de transfert (ou l'inverse)

Pour un circuit la relation entre e et s (entrée-sortie) est une éq diff linéaire de type $a_0 s + a_1 \frac{ds}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n s}{dt^n} = b_0 e + \dots + b_m \frac{d^m e}{dt^m}$

On associe à $e \longrightarrow \underline{e}$

$s \longrightarrow \underline{s}$

Eq complexe $a_0 \underline{s} + \dots + a_n \frac{d^n \underline{s}}{dt^n} = b_0 \underline{e} + \dots + b_m \frac{d^m \underline{e}}{dt^n}$

$$\frac{d\underline{x}}{dt} = j\omega \underline{x}$$

donc, $\underline{s}\left(a_0 + a_1(j\omega) + \dots + a_n(j\omega)^n\right) = \underline{e}\left(b_0 + b_0(j\omega) + \dots + b_m(j\omega)^m\right)$

donc $\underline{H} = \frac{b_0 + b_1(j\omega) + \dots + b_m(j\omega)^m}{a_0 + a_1(j\omega) + \dots + a_n(j\omega)^n}$

Pour le cas inverse, on ecrit $\underline{H}$ sous forme de rapport de polynomes en jw ensuite $\underline{H} = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} \longrightarrow N(j\omega)\underline{U_e} = D(j\omega)\underline{U_s}$

Donc $j\omega \underline{u_e} = \frac{du_e}{dt}$ D'où on trouve l'eq diff

Cas du regime libre

L'eq diff st determinée par $D(j\omega)\underline{U_s} = 0$

$j\omega \underline{U_s} \longrightarrow \frac{dU_s}{dt}$ ensuite on passe à l'eq diff en réels

2- Reponse indicielle d'un circuit

a/ Def: La reponse indicielle st la réponse à un échelon unitaire

$E = 1V$

b/ Reponse indicielle:

on montre que pour un circuit linéaire :

$S(t \to \infty)$ = La reponse au regime permanent

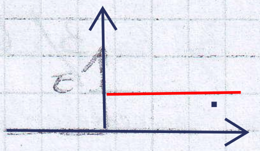
$S(t\to\infty) = \lim_{\omega\to 0} |\underline{H}|$ pour des CI nulles

Et on montre aussi que $S(0^+) = \lim_{\omega\to\infty} |\underline{H}|$

Rq ↳ Si $E \neq 1V$ ps unitaire, il suffit de multiplier S par E

$S(t\to\infty) = E\lim_{\omega\to 0}|\underline{H}|$ $\quad S(0^+) = E\lim_{\omega\to\infty}|\underline{H}|$

Exemple



on a $\underline{H} = \frac{1}{1+jRC\omega}$

$\Rightarrow |\underline{H}| = \frac{1}{\sqrt{1+(RC\omega)^2}}$

$u_c(\infty) = E\lim_{\omega\to 0}|\underline{H}| = E$, $\quad u_c(0^+) = E\lim_{\omega\to\infty}|\underline{H}| = 0$

on a $\underline{H} = \frac{\underline{U_s}}{\underline{U_e}} = \frac{1}{jRC\omega+1}$

$\Rightarrow \quad \underline{u}_e = \underline{u}_s \left(1 + jRC\omega \right)$

$u_s + RC \dfrac{du_s}{dt} = u_e$

$RC \dfrac{du_s}{dt} + u_s = u_e$

$\Rightarrow \quad \dfrac{du_s}{dt} + \dfrac{u_s}{\tau} = \dfrac{u_e}{\tau}$ avec $\tau = RC$