

Filtres universels et à capacités commutées

On cherche à réaliser la fonction

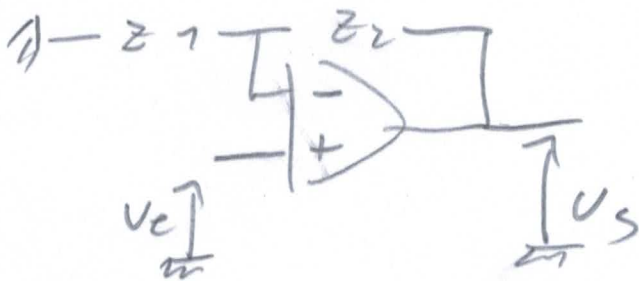
$$\int \hat{g}(\omega) d\omega = \frac{1}{j\omega} g(\omega)$$

Transformée de Fourier
au notation complexe

$\Rightarrow$ le signal se décompose
en $e^{j\omega}$ dans l'espace
de Fourier.
(Vecteur propres, base
des fonctions)

AO : 2 montages élémentaires principaux

1)

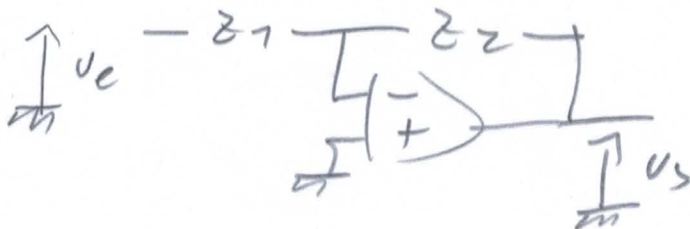


$$\frac{V_s}{V_e} = H(\omega) = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

CIR

$\Rightarrow$ on ne peut pas faire
un intégrateur avec
cela

2)

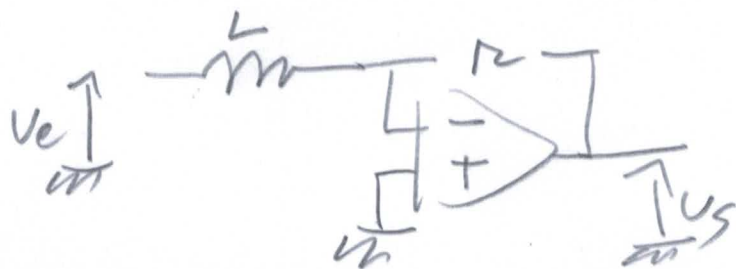


$$H(\omega) = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

On a un intégrateur si :

$$Z_1 = L \times j\omega \quad L \in \mathbb{R} \quad \text{et} \quad Z_2 \in \mathbb{R}$$

soit $Z_2 = R \quad Z_1 = jL\omega$

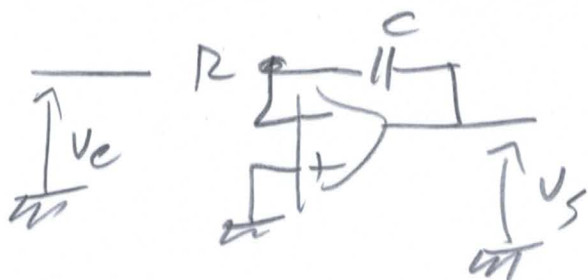


$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{R}{jL\omega} = - \frac{R/L}{j\omega} = - \frac{1}{\tau p}$$

$$\boxed{\tau = \frac{L}{R}}$$

On a aussi un intégrateur si :

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega} \quad \text{et} \quad Z_1 \in \mathbb{R}$$



$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{1}{jRC\omega} = - \frac{1}{\tau p}$$

$$\boxed{\tau = RC}$$

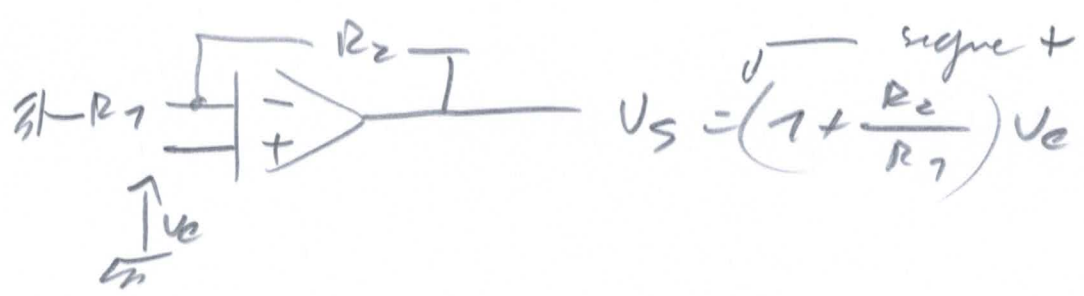
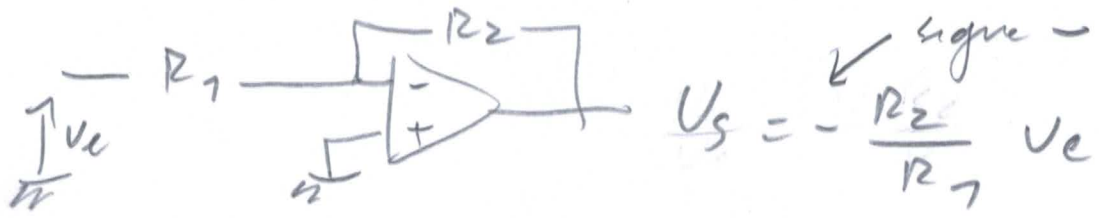
La deuxième solution est plus facile à mettre en œuvre en particulier en circuits intégrés.

Les τ prennent des valeurs de τ de fait que les τ quand $f \uparrow$, et il y a plus de deux de valeurs.

2) schéma montage actif

$\underline{\quad} \Rightarrow$ AO au transistor

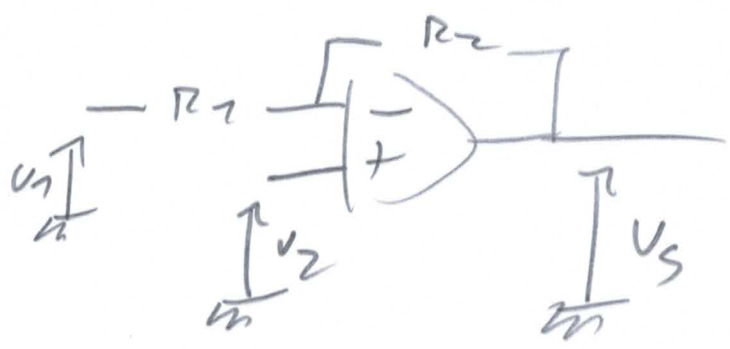
Si on reprend les montages de base



on cherche à faire $V_s(t) = \alpha V_{in} + \beta V_1 - \gamma V_2$

$\uparrow$ $\uparrow$
 + -

Considérons par exemple



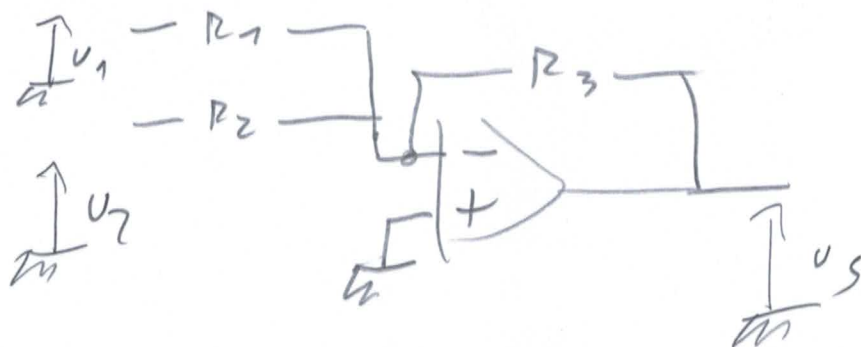
Par superposition

$$V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

c'est le principe de base.

Considérons maintenant :

(4)



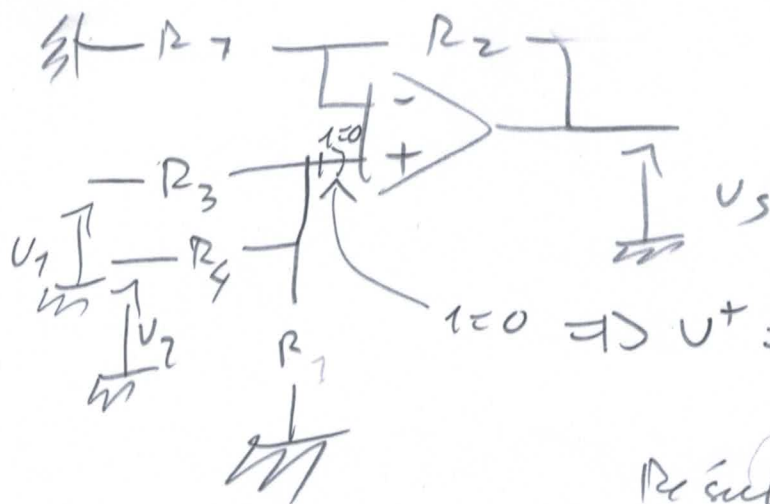
ici encore par superposition

$$V_S = - \frac{R_3}{R_1} V_1 - \frac{R_3}{R_2} V_2$$

en effet lorsque $V_2 = 0 \Rightarrow$ pas de courant dans R_2 . Donc R_2 n'intervient pas dans la réponse du circuit
idem pour R_1

Comment faire pareil sur l'entrée (+) ?

En fait, il faut additionner des courants



$$1 \ll 0 \Rightarrow V^+ = V_1 \frac{R_1/R_4}{R_1/R_4 + R_3} + V_2 \frac{R_2/R_3}{R_2/R_3 + R_4}$$

Résultat obtenu ici aussi
par superposition

⑤

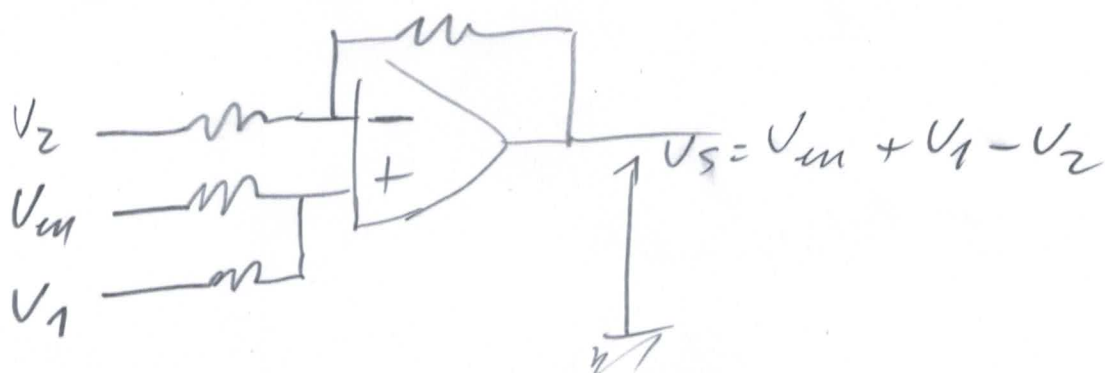
$$\frac{R // R_4}{R // R_4 + R_3} = \frac{R R_4}{R_3(R + R_4) + R R_4}$$

$$\text{si } R_3 = R_4 \Rightarrow \frac{R}{R + (R + R_4)}$$

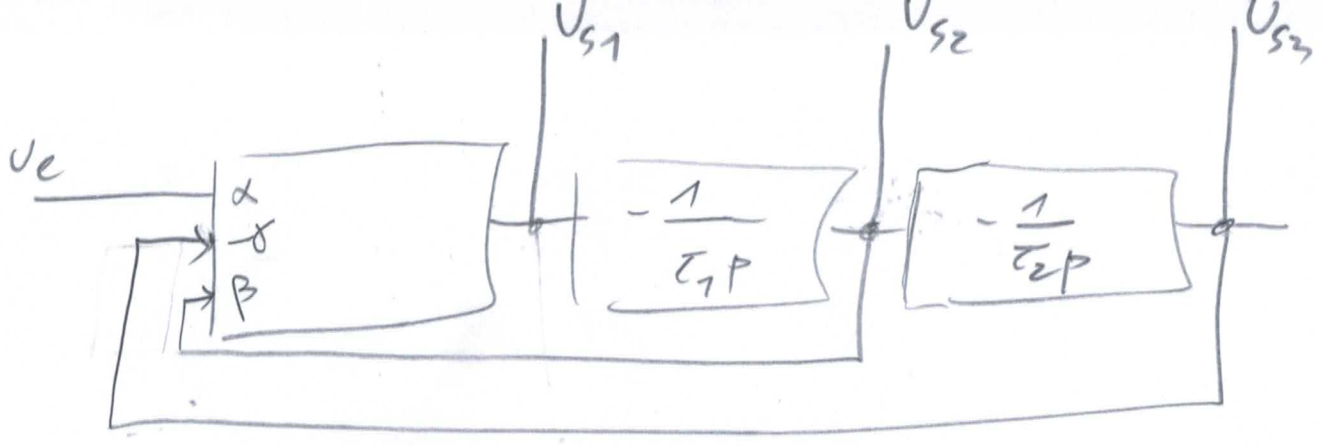
$$\text{si } R = R_4 \Rightarrow \frac{1}{3}$$

$$\text{si } R = \infty \Rightarrow \frac{1}{2}$$

Fürullant



6



$$V_{s1} = \alpha V_e - \frac{\beta}{\tau_1 p} V_{s1} - \gamma \frac{1}{\tau_1 \tau_2 p} V_{s1}$$

$$V_{s1} \left(1 + \frac{\beta}{\tau_1 p} + \frac{\gamma}{\tau_1 \tau_2 p^2} \right) = \alpha V_e$$

$$H(p) = \frac{\alpha}{1 + \frac{\beta}{\tau_1 p} + \frac{\gamma}{\tau_1 \tau_2 p^2}} = \frac{\frac{\alpha \tau_1 \tau_2 p^2}{\gamma}}{1 + \frac{\beta}{\gamma} \frac{\tau_1 \tau_2 p^2}{\tau_1 \tau_2 p^2} + \frac{\tau_1 \tau_2 p^2}{\gamma}}$$

$$H(p) = \frac{\alpha}{\gamma} \frac{\frac{\tau_1 \tau_2}{\gamma} p^2}{1 + \frac{\beta}{\gamma} \tau_2 p + \frac{\tau_1 \tau_2}{\gamma} p^2}$$

condition p₂ p₁ complexes

$$\Delta = \left(\frac{\beta}{\gamma} \tau_2 \right)^2 - 4 \frac{\tau_1 \tau_2}{\gamma} < 0$$

forme canonique 2^{em} ordre (pôles complexes) ⑦

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2}$$

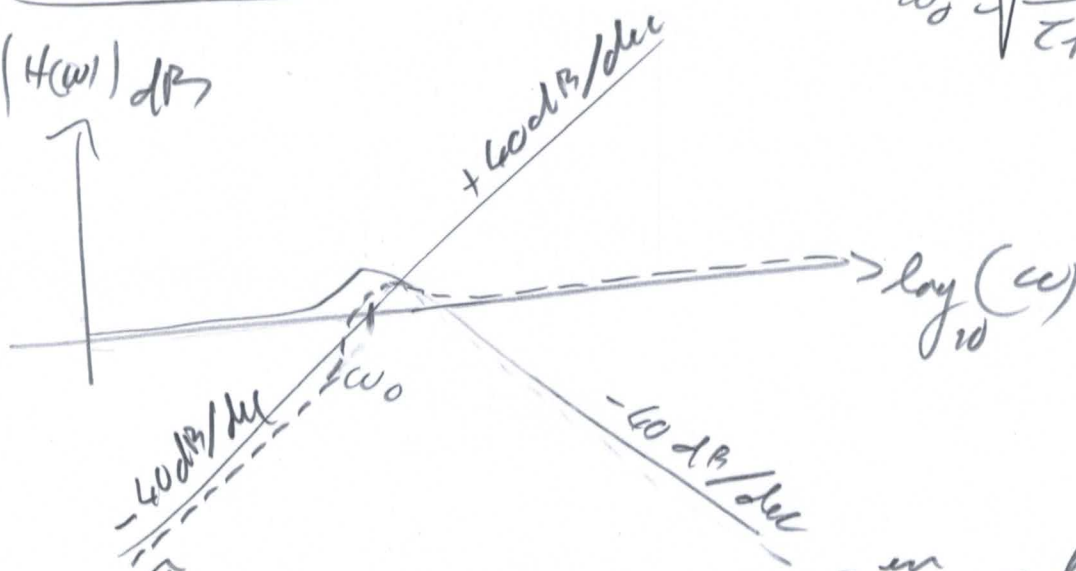
$$Q = \frac{1}{2\xi}$$

$$\xi = \frac{1}{2Q}$$

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega_0 Q} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2}$$

Saut en mode

$(H(\omega))_{dB}$



$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha \delta}{\tau_1 \tau_2}}$$

--- $|H_1(p)|$ passe haut 2^{em} ordre

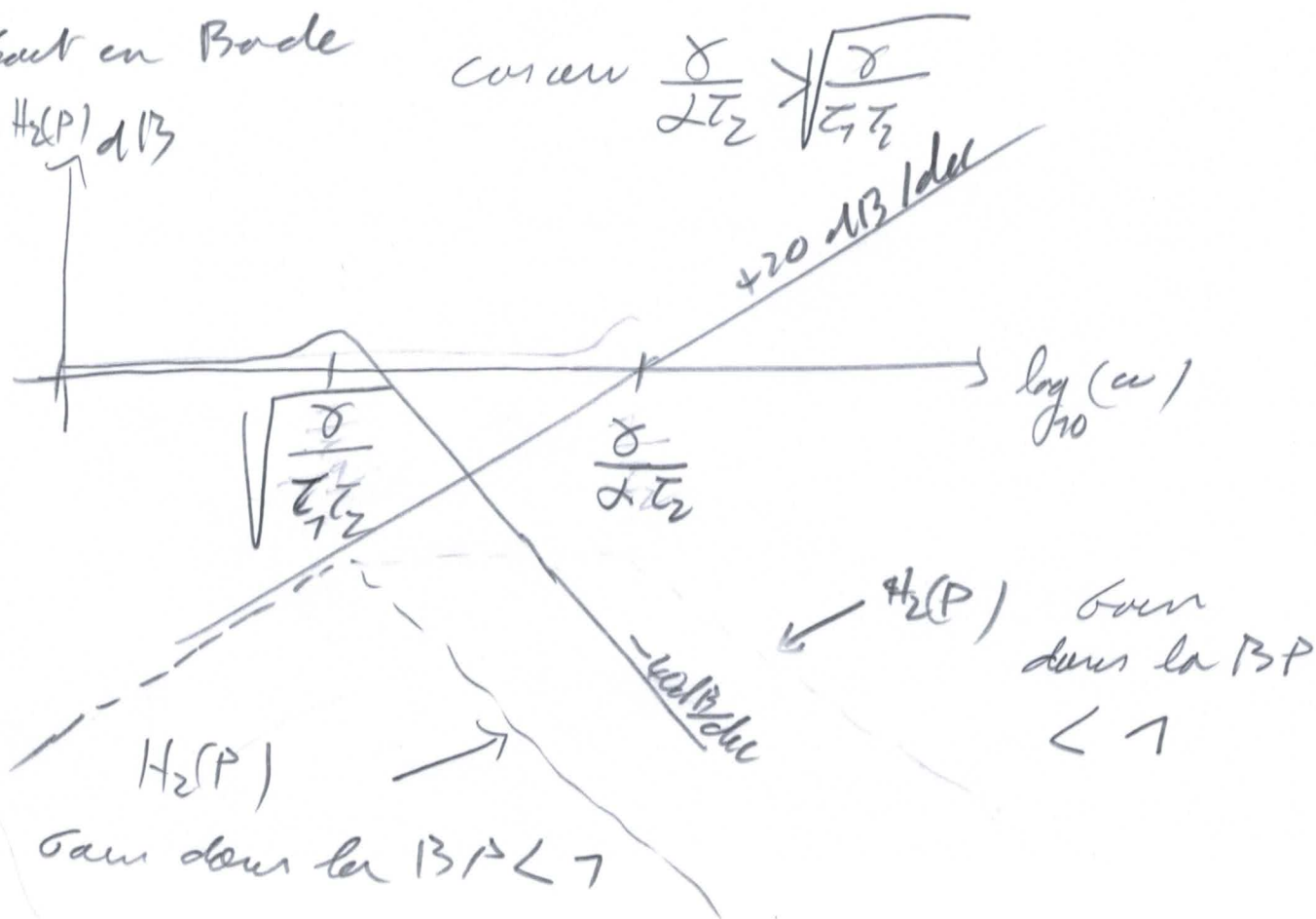
$$V_{s2} = -\frac{\alpha V_e}{\tau_1 P} - \frac{\beta V_{s2}}{\tau_1 P} - \frac{\gamma V_{s2}}{\tau_1 \tau_2 P}$$

$$H_2(P) = \frac{-\frac{\alpha}{\tau_1 P}}{1 + \frac{\beta}{\tau_1 P} + \frac{\gamma}{\tau_1 \tau_2 P^2}} \quad \text{Même dénominateur que précédemment.}$$

$$H_2(P) = \frac{-\frac{\alpha}{\tau_1 P} \frac{\tau_1 \tau_2 P^2}{\gamma}}{1 + \frac{\beta}{\gamma} \tau_2 P + \frac{\tau_1 \tau_2}{\gamma} P^2}$$

$$H_2(P) = -\alpha \frac{\tau_2 P}{1 + \frac{\beta}{\gamma} \tau_2 P + \frac{\tau_1 \tau_2}{\gamma} P^2}$$

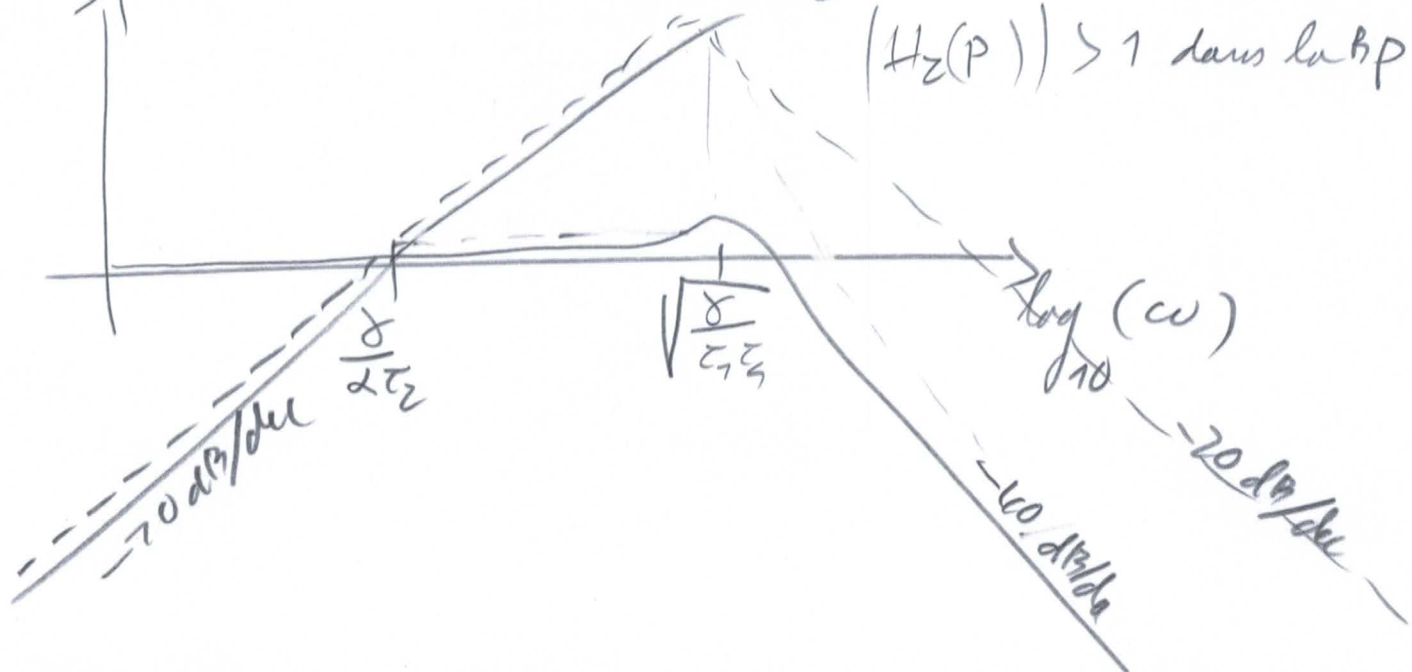
Saut en Bode



9

cos au $\frac{s}{2\tau_2} \sqrt{\frac{s}{\tau_1\tau_2}}$

$|H_2(p)| > 1$ dans la bp



$$V_{s3} = \frac{\alpha}{\tau_1 \tau_2 p^2} V_{in} = \frac{\gamma}{\tau_1 \tau_2 p^2} V_{s3} + \text{C} \quad \cancel{V_{s3}(-\tau_2 p)} - \frac{1}{\tau_1 p} \left(-\frac{1}{\tau_2 p} \right)$$

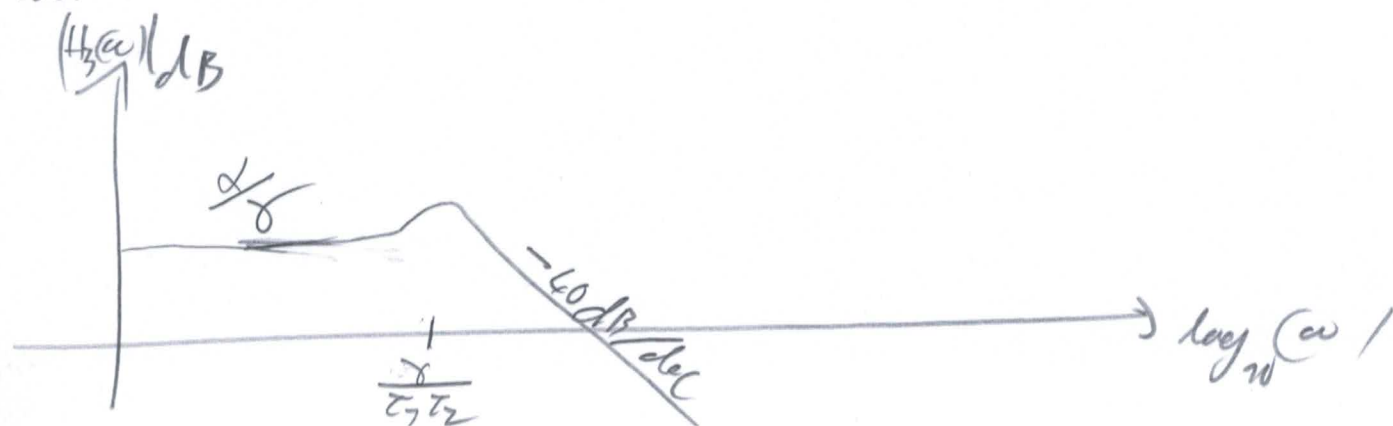
$$V_{s3} = \frac{\alpha}{\tau_1 \tau_2 p^2} V_{in} - \frac{\gamma}{\tau_1 \tau_2 p^2} V_{s3} = \frac{\beta}{\tau_1 p} V_{s3}$$

$$H_3(p) = \frac{\frac{\alpha}{\tau_1 \tau_2 p^2} V_{in}}{1 + \frac{\beta}{\tau_1 p} + \frac{\gamma}{\tau_1 \tau_2 p^2}}$$

$$H_3(p) = \frac{\frac{\tau_1 \tau_2 p^2}{\gamma} \cdot \frac{\alpha}{\tau_1 \tau_2 p^2}}{\frac{\tau_1 \tau_2 p^2}{\gamma} + \frac{\beta}{\tau_1 p} \tau_1 \tau_2 \frac{p^2}{\gamma} + 1}$$

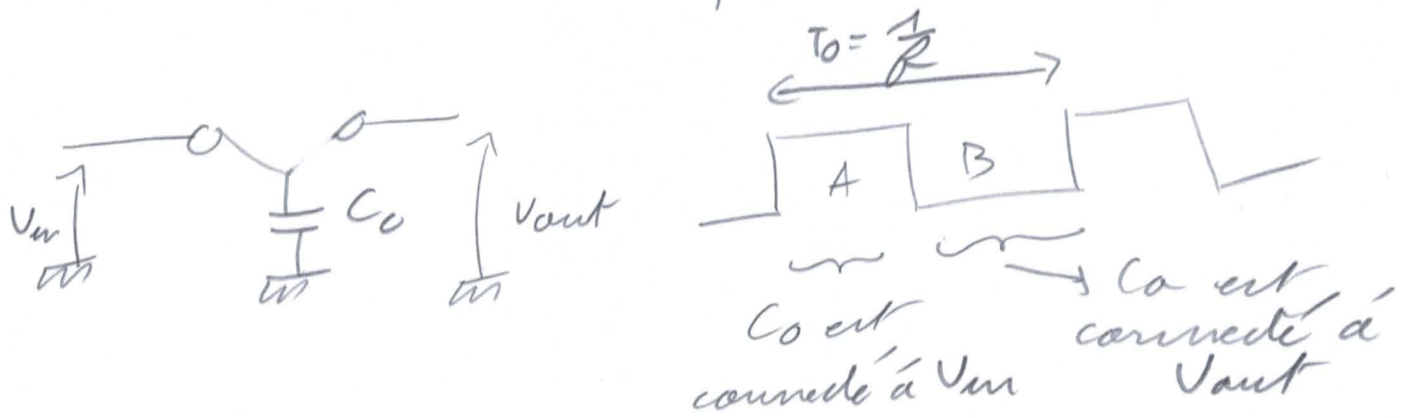
$$H_3(p) = \frac{\frac{\alpha}{\gamma}}{1 + \frac{\beta}{\gamma} \tau_2 p + \frac{\tau_1 \tau_2 p^2}{\gamma}}$$

sort on Bode



Filtrés à capa commutés

11



Pendant A le condensateur se charge. La charge emmagasinée si $V_{in} = \text{cte}$ est $Q = C_0 V_{in}$.

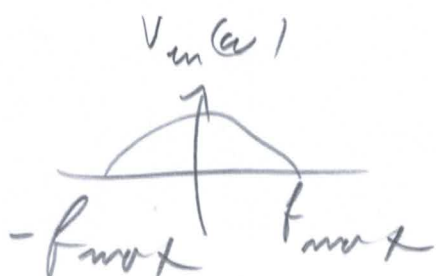
Si le transfert de charge est total, toute la charge part vers la charge (V_{out} représentée ici)

D'où
$$\frac{C_0 V_{in}}{T_0} = \langle \bar{I} \rangle$$
 courant moyen circulant dans le dipôle entre l'entrée et la sortie.

D'où

$$\left| \text{---} \text{---} \right| \equiv R = \frac{T_0}{C} = \frac{1}{fC}$$

Ce résultat est valable si $f_{max} \ll f$



2/a) AO idéal : $V^+ = V^- = 0$

$\Rightarrow$ Lorsque l'interrupteur est basculé vers V^- , la tension aux bornes de C_0 est nulle.
(ddP)

Toute la charge est brusquement forcée vers C .

$$b) \Rightarrow H(\omega) = - \frac{1}{j \frac{C}{fC_0} \omega} = + j \frac{fC_0}{C\omega}$$

3) Intégrateur à constante d'intégration pilotable par une horloge externe

Mise en oeuvre du MAX296

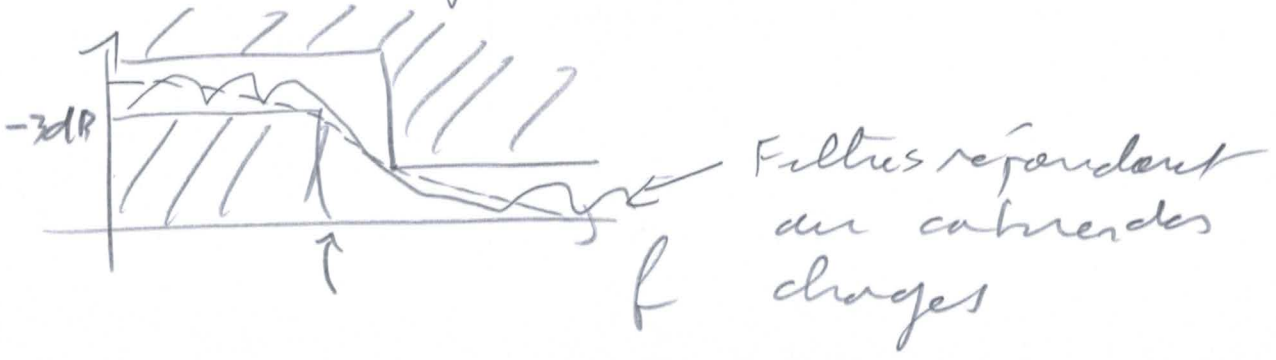
Le Max296 est un exemple de circuit basé sur ce genre de circuit. C'est un petit package à 8 pins avec des bornes à copier connectées.

Le reste du projet consiste à lire et comprendre la documentation.

corner frequency = f_{tq} atténuation $\leq 3dB$

Déformation d'origine de la fréquence de coupure

Matériau de gabarit de Filtre



Butterworth $\rightarrow$ Plat dans la bande Passante

Bessel $\rightarrow \arg(H(\omega)) = -\alpha \omega$ (Équivalent à un retard)
Pas de déformation du signal. $f(t-t_0) \xrightarrow{TF} e^{-j\omega t_0}$

a) f_{max} sur cloche

(Max 295) $50 \times 50 kHz = 2,5 MHz$

rapport corner to clock $\rightarrow$ corner freq max

- Max freq sur input? Même chose? Le circuit est capable de gérer du 25MHz

b)

2) $f_c = 3 \text{ kHz} \Rightarrow f_{\text{clock}} = 150 \text{ kHz}$

3)

f	Att
3 kHz	0 dB
3 kHz	-3 dB
12 kHz	$2 \times (6 \times 8) = 96 \text{ dB}$
30 kHz	$1 \times (20 \times 8) = 160 \text{ dB}$

6 dB/octave
 $\swarrow$ ordre
 $\nwarrow$ 20 dB/dec

4) $f_{\text{ap}} \ll f_{\text{clock}} \Rightarrow$ la fréquence du signal doit être petite devant la fréquence d'horloge.

Basse bande $\Rightarrow$ bande passante $< f_{\text{clock}}$

5) le type de filtre Butterworth ou Bessel

6) Aop supplémentaire

$\Rightarrow$ filtrage ondulation Horloge en sortie

7) Définition de GND comme pt milieu de l'alimentation

8) Il faut synchroniser le DAC et le filtre en cas de filtre anti aliasing, sinon une battement (fréquence base dans la BP de sortie) se retrouve dans le signal de sortie.

Conclusion :

capacem	Universal
H- type de filtre Passe bas seulement avec les Max 29X	H- type de filtre 2 nd ordre
+ 8 th ordre	2 nd ordre
Realisable avec un μC	Faut changer les composants
Ondulation résiduelle	Pas d'ondulation (+ propre)