



Le filtrage analogique



Jean-Philippe MULLER

Décembre 2000

Sommaire	page
I) Les différentes familles de filtres	3
II) Les filtres à bande large	
• le filtre passe-bas passif du premier ordre	6
• le filtre passe-bas actif du premier ordre	8
• le filtre passe-bas actif du 2 ^{ème} ordre	9
• les filtres actifs passe-bas d'ordre supérieur	11
• exemples de filtre passe-bande et passe-haut	12
III) Les filtres à bande étroite	
• les filtres sélectifs	14
• les filtres réjecteurs	16
IV) Le filtre actif universel	18
V) Les filtres à capacités commutées	21
VI) Les filtres à résonateur mécanique	
• les filtres céramique	23
• les filtres à onde de surface	25

I) Les différentes familles de filtres :

Le filtrage est une forme de traitement de signal, obtenu en envoyant le signal à travers un ensemble de circuits électroniques pour :

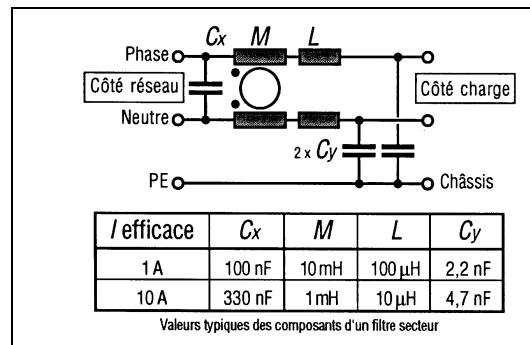
- modifier son spectre de fréquence et donc sa forme
- modifier sa phase et donc sa forme
- extraire une partie de l'information liée à ce signal
- éliminer ou affaiblir des fréquences parasites indésirables
- isoler dans un signal complexe la ou les bandes de fréquence utiles

Le filtrage s'applique à des signaux représentés sous forme analogique (filtres analogiques), ou sous forme numérique après échantillonnage du signal (filtres numériques).

Les filtres s'appliquent aux systèmes de télécommunication (téléphone, télévision, radio, magnétoscopes, transmission de données), aux systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars), et de façon générale à tous les signaux qu'ils soient analogiques ou numériques.

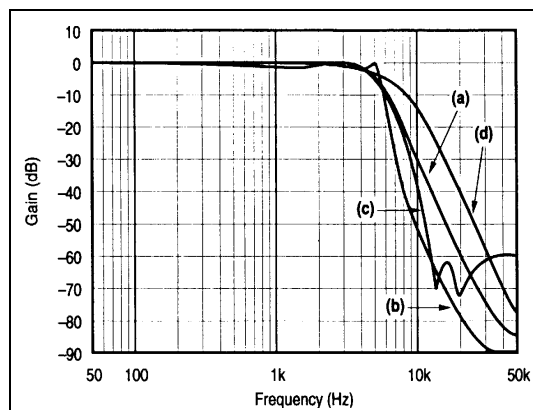
Les systèmes d'alimentation électriques utilisent aussi des filtres (passe-bas) pour éliminer les parasites indésirables.

Figure 1.
Filtre
d'alimentation de
structure
classique



Un filtre est caractérisé par une fonction de transfert $I(j\omega)$ déterminant le rapport V_s/V_e des tensions d'entrée et de sortie. Pratiquement, un filtre est caractérisé par deux courbes de réponse, **amplitude/fréquence** et **phase/fréquence**.

Figure 2.
Courbes
amplitude-
fréquence de
filtres passe-bas
du 5^{ème} ordre.



- a) réponse de Butterworth
- b) Chebychev
- c) Chebychev inverse
- d) Bessel

Pendant de nombreuses années les filtres ont été constitués à partir de composants discrets passifs (L,C,R) assemblés en chaîne de cellules. Mais c'est une technique qui se prête mal à la miniaturisation.

De nouvelles techniques de réalisation s'imposent de plus en plus, qui permettent d'intégrer certains types de filtres dans les circuits intégrés. C'est le cas des filtres actifs, utilisant des amplificateurs opérationnels, en particulier les filtres à capacités commutées utilisés dans les centraux téléphoniques, et des filtres numériques.

La grande famille des filtres se divise donc en plusieurs catégories :

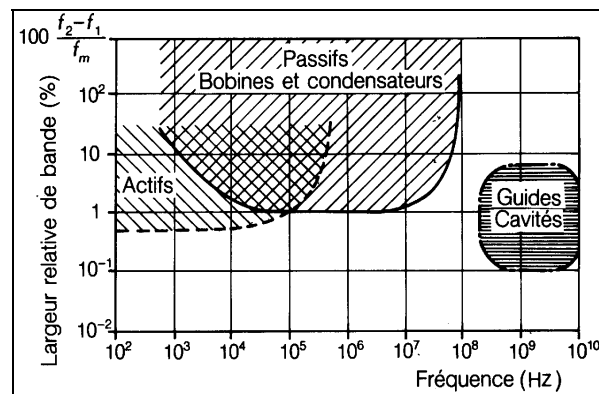
- les filtres analogiques passifs (circuits RLC)
- les filtres passifs à résonateurs (quartz, résonateur céramique et à onde de surface)
- les filtres passifs à lignes imprimées (guide, cavité résonante, résonateur diélectrique)
- les filtres analogiques actifs (ampli. opérationnels, résistances, capacités)
- les filtres analogiques à capacités commutées
- les filtres numériques

Jusque dans les années 1970, les filtres passifs LC étaient pratiquement les seuls utilisés. Il en existe un très grand nombre en usager en particulier en téléphonie et audiovisuel.

Actuellement la tendance est de n'utiliser ces filtres passifs que pour les hautes ou très hautes fréquences, ou pour filtrer des signaux de puissance élevée. Ils servent de modèle car ils ont une sensibilité très faible aux variations de valeurs des composants qui les constituent.

Leur principal défaut est de ne pas être intégrables (bien que des inductances intégrées commencent à apparaître en laboratoire pour de faibles valeurs), et de nécessiter l'emploi d'inductances de haute qualité, en général bobinées, donc encombrantes, lourdes et coûteuses.

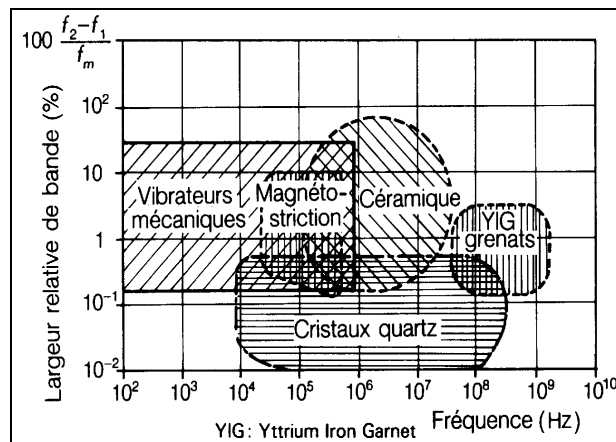
Figure 3.
Domaine
d'utilisation des
filtres classiques



Lorsqu'il n'est pas possible ou souhaitable d'utiliser des inductances bobinées, il est fait appel à des composants électromécaniques qui ont des coefficients de surtension à très élevés : résonateurs piézo-électriques tels que **quartz**, **céramiques** ou **résonateurs à ondes de surface** (SAW).

Ces composants se modélisent en fonction de L et C. Il est ainsi possible d'obtenir une très bonne stabilité de performances et une grande sélectivité.

Figure 4.
Domaine
d'utilisation des
filtres à
résonateur
mécanique



Type de filtre	Composants	Spécificités
passifs	composants discrets : inductances, condensateurs	• réalisables jusqu'à des fréquences élevées (1-2 GHz) • peuvent filtrer des énergies élevées (filtres secteurs) • ne nécessitent pas d'alimentation • ne sont pas intégrables
passifs	composants piézo-électriques : quartz, résonateurs	• réalisables jusqu'à des fréquences élevées (1-2 GHz) • ne nécessitent pas d'alimentation • ne sont pas intégrables mais existent dans des boîtiers spécifiques • permettent de réaliser des filtres très sélectifs • idéaux pour des grandes séries (radio, TV ...)
passifs	lignes imprimées, tronçons de câbles, cavités résonantes, résonateurs diélectriques	• ne sont réalisables que pour des fréquences supérieures au GHz • ne nécessitent pas d'alimentation • sont réalisables directement sur le circuit imprimé • permettent de réaliser des filtres très sélectifs • idéaux pour des grandes séries (têtes TVsat ...)
actifs standards	ampli. opérationnels composants R,C discrets ou intégrés	• limités à quelques dizaines de MHz • nécessitent une source d'alimentation • l'excursion de la tension de sortie est limitée • rajoutent le bruit du composant actif • ne sont pas intégrables (sauf pour de très faibles valeurs de C) • nécessitent souvent des composants de précision (externes) ou ajustés au laser (intégrés)
actifs à capacités commutées	ampli. opérationnels condensateurs intégrés interrupteurs MOS	• limités à quelques dizaines de MHz • nécessitent une alimentation • l'excursion de la tension de sortie est limitée • facilement intégrables • fréquence de coupure programmable
numériques	circuits logiques processeur de signal DSP	• traitent des signaux numérisés • limités en fréquence (à 100 MHz) • nécessitent toujours en amont un préfiltrage du signal (antirepliement) • sont totalement intégrables • peuvent être modifiés facilement (logiciel) • peuvent être très performants • peuvent être évolutifs et adaptatifs • idéaux pour des grandes séries

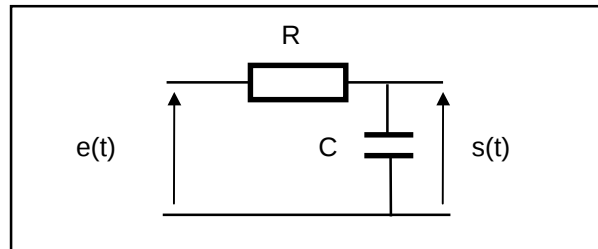
II) Les filtres à bande large :

On range dans cette catégorie les filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande. Nous étudierons principalement les filtres passe-bas et donnerons simplement quelques exemples de filtres passe-haut et passe-bande.

1) Filtre passe-bas passif du premier ordre :

C'est le filtre le plus simple, réalisé le plus souvent à l'aide d'une résistance et d'un condensateur.

Figure 5.
Passe-bas du
premier ordre.



La transmittance de ce filtre s'écrit facilement :

$$T(j\omega) = \frac{1/jC\omega}{R + 1/jC\omega} = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Le rapport entre la valeur de la tension de sortie et de la tension d'entrée est donné par le module de cette transmittance :

$$T = \frac{S}{E} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

Ce module décroît avec la fréquence et tend vers zéro lorsque la fréquence devient très grande, ce qui montre qu'il s'agit d'un filtre passe-bas.

Les quelques valeurs remarquables de cette transmittance sont :

- si $\omega = 0$ ou $\omega \ll \omega_0$ $T = 1$ - la tension de sortie S est égale à la tension d'entrée E
- si $\omega = \omega_0$ $T = 0,707$ - S est légèrement plus faible que E
- si $\omega = 10 \omega_0$ $T = 0,1$ - la tension S est égale au dixième de la tension d'entrée E
- si $\omega \gg \omega_0$ $T \rightarrow 0$ - la tension de sortie S devient de plus en plus faible

Pour étudier les filtres, on utilise plus volontiers le gain G exprimé en décibels et défini de la façon suivante :

$$G = T_{dB} = 20\log(T)$$

Les valeurs particulières précédentes deviennent alors :

- si $\omega = 0$ ou $\omega \ll \omega_0$ $T = 1$ $\Rightarrow$ $G = 0 \text{ dB}$
- si $\omega = \omega_0$ $T = 0,707$ $\Rightarrow$ $G = -3 \text{ dB}$
- si $\omega = 10 \omega_0$ $T = 0,1$ $\Rightarrow$ $G = -20 \text{ dB}$
- si $\omega \gg \omega_0$ $T \rightarrow 0$ $\Rightarrow$ $G \rightarrow -\infty$

La **fréquence de coupure** est la fréquence pour laquelle le gain a chuté de 3 dB par rapport à sa valeur maximale. Pour notre filtre passe-bas du premier ordre la pulsation de coupure vaut donc :

$$\omega_c = \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{soit} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Ce filtre passe-bas introduit également un déphasage φ entre entrée et sortie : $\varphi = -\text{Arctg} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$

Il prend les valeurs particulières suivantes :

- Si $\omega = 0$ ou $\omega \ll \omega_0$ alors $\varphi = 0$
- Si $\omega = \omega_0$ alors $\varphi = -45^\circ$
- Si $\omega \gg \omega_0$ alors $\varphi \rightarrow -90^\circ$

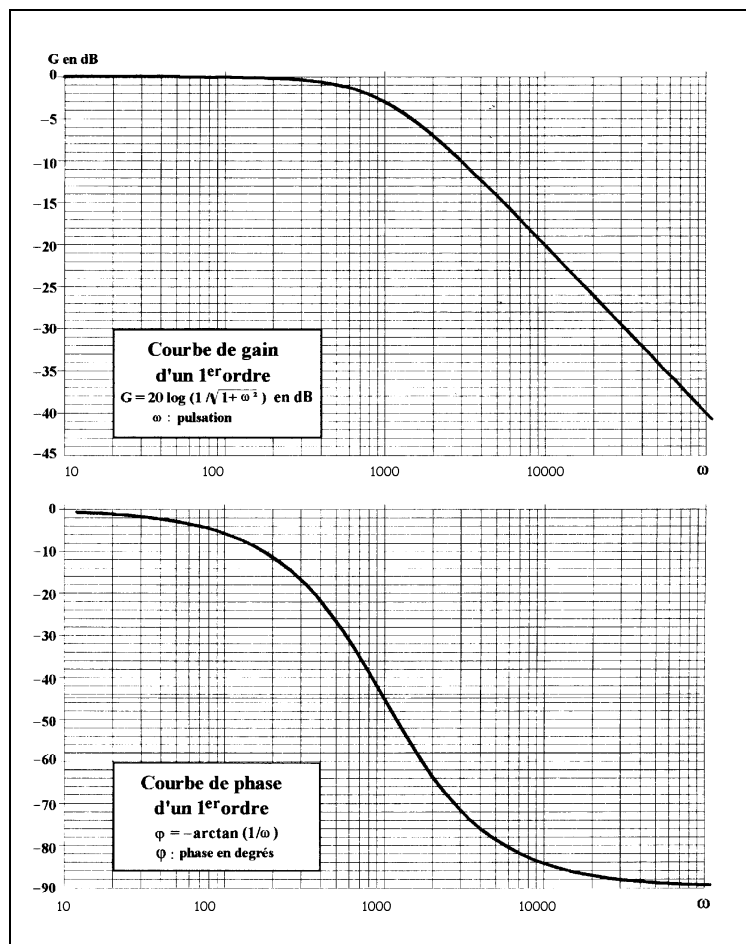
On constate que le déphasage augmente avec la fréquence et tend vers une valeur de $-\pi/2$.

Ce déphasage est une conséquence de la variation du gain en fonction de la fréquence. D'une façon très générale, **toute variation de gain entraîne une rotation de phase**, et plus la variation de gain est rapide lorsque la fréquence varie plus la rotation de phase est importante.

Par exemple, pour avoir un filtre coupant à $\omega_c = 1000 \text{ rad/s}$ soit à $f_c = \frac{1000}{2\pi} = 159 \text{ Hz}$

on pourra prendre les valeurs $R = 1 \text{ k}\Omega$ et $C = 1 \mu\text{F}$

Figure 6.
Courbes de gain
et de phase du
passe-bas du
premier ordre.



Les courbes ci-contre permettent de déterminer aisément la tension de sortie et le déphasage lorsqu'un injecte une signal de fréquence donnée.

Si on injecte 1V à $\omega = 20000 \text{ rad/s}$, on a :

$G = -26 \text{ dB}$ soit $T = 0.05$ et $\varphi = -45^\circ$

Le signal de sortie sera donc :

- d'amplitude $S = 0,05V$
- déphasé de -45° par rapport à l'entrée.

2) Le filtre passe-bas actif du premier ordre :

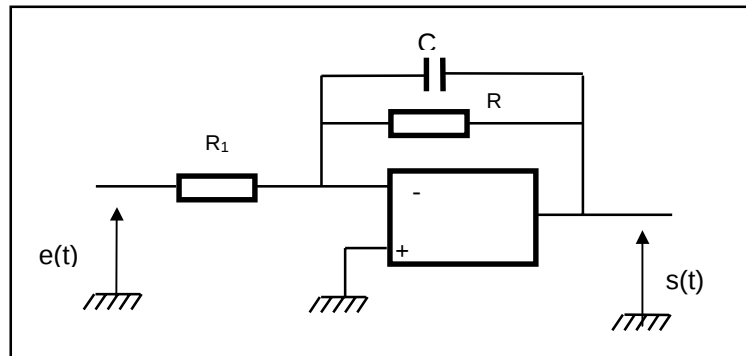
Le filtre passe-bas précédent ne fonctionne correctement que s'il n'est pas chargé. Il doit donc être suivi d'un étage à grande impédance d'entrée.

Pour contourner cette limitation on peut introduire un amplificateur opérationnel qui apporte un certain nombre de possibilités intéressantes :

- avoir une impédance de sortie très faible et donc un montage insensible dans à l'étage suivant
- avoir une amplification supérieure à 1 dans la bande passante
- augmenter l'ordre, c'est-à-dire la pente de la courbe de gain après la coupure

Voici un exemple de filtre passe-bas actif du premier ordre :

Figure 7.
Filtre passe-bas
du premier ordre
actif.



La transmittance s'écrit :

$$T(j\omega) = \frac{-R}{R1} \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{T_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Ce filtre a donc :

- une amplification aux basses fréquences $T_0 = \frac{-R}{R1}$
- une fréquence de coupure $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

Exemple : avec $R1 = 1 \text{ kohms}$, $R = 10 \text{ kohms}$, $C = 1 \text{ nF}$

on aura : **$T_0 = -10$** et **$f_c = 15,6 \text{ kHz}$**

3) Filtre passe-bas actif du deuxième ordre :

On peut améliorer la fonction passe-bas en augmentant la pente de la courbe de gain après la coupure pour obtenir un filtre d'ordre 2 ou plus.

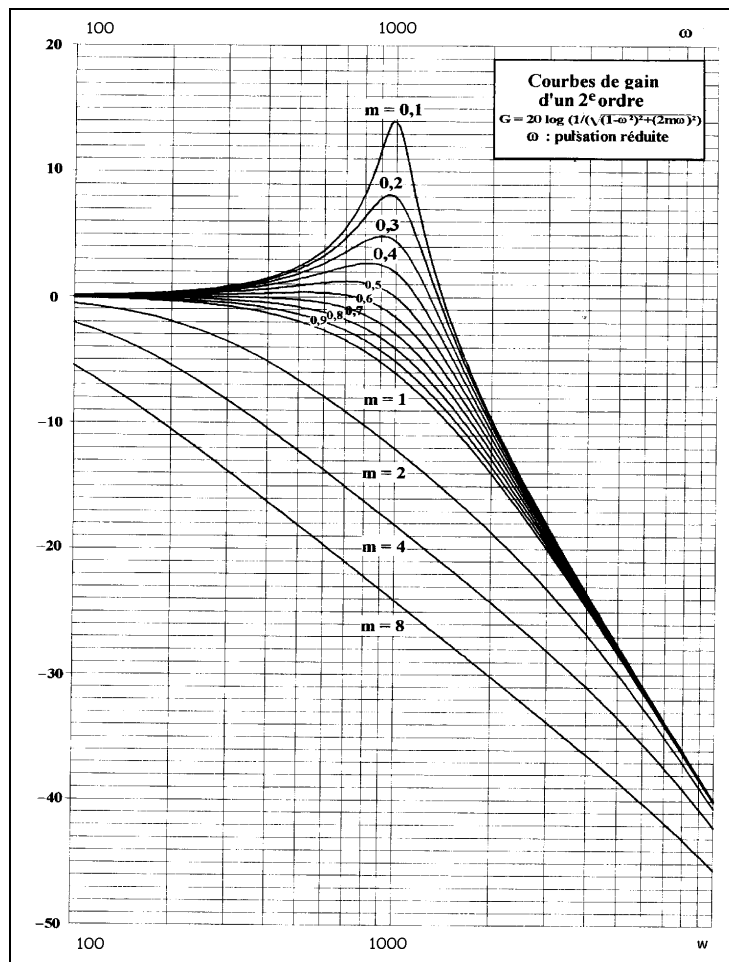
L'expression générale de la transmittance d'un filtre passe-bas du second ordre est la suivante :

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

dans laquelle ω_0 est la pulsation propre et m l'amortissement.

Les courbes de gain et de phase dépendent de la valeur de l'amortissement m , comme le montre les courbes de gain et de phase d'un filtre du second ordre de pulsation propre 1000 rad/s.

Figure 8.
Influence de
l'amortissement
 m sur la courbe
de gain.



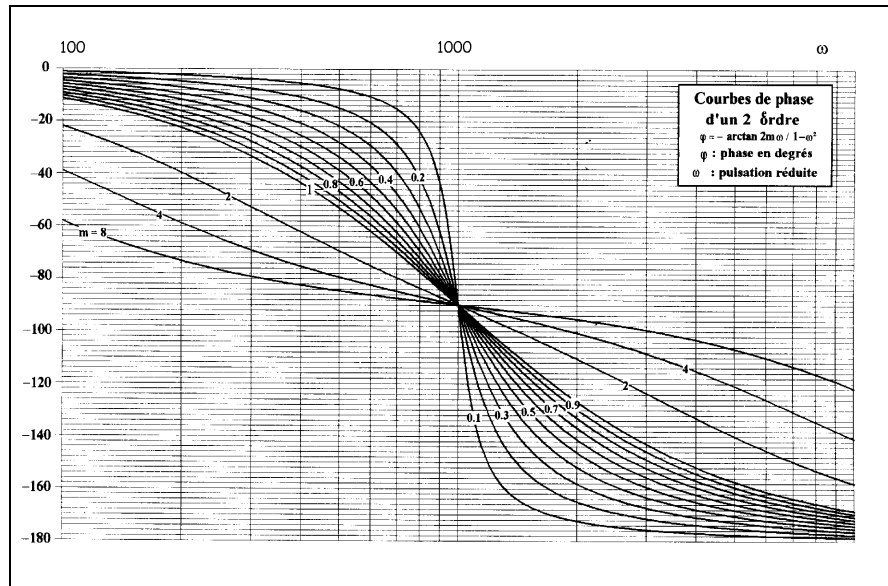
La fréquence de coupure, définie à $G_0 - 3\text{dB}$, dépend également de la valeur de m .

Les valeurs de m les plus utilisées sont $m = 0,707$ (réponse de Butterworth) et $m = 1$.

On peut remarquer que pour $m=0,707$, la fréquence de coupure est égale à la pulsation propre ω_0 .

La rotation de phase totale est de 180 degrés.

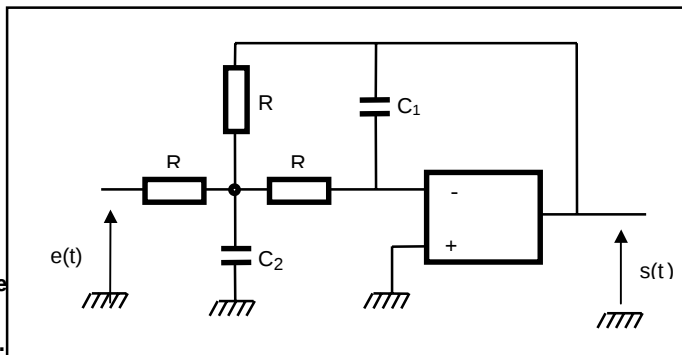
Figure 9.
Influence de
l'amortissement
m sur la courbe
de phase.



Les schémas de filtre actifs du second ordre sont très nombreux.

Exemple : réalisation pratique d'un **filtre passe-bas de Rauch** du second ordre .

Figure 10.
Schéma de filtre
passe-bas actif
du second ordre.



Sa transmittance s'exprime simplement en fonction des différents composants :

$$T(j\omega) = \frac{-1}{1 + j3RC_1\omega + (j\omega R\sqrt{C_1C_2})^2} \quad \text{avec}$$

- amplification en continu : $T_0 = -1$

- pulsation propre : $\omega_c = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}}$ et

- amortissement : $m = \frac{3}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$

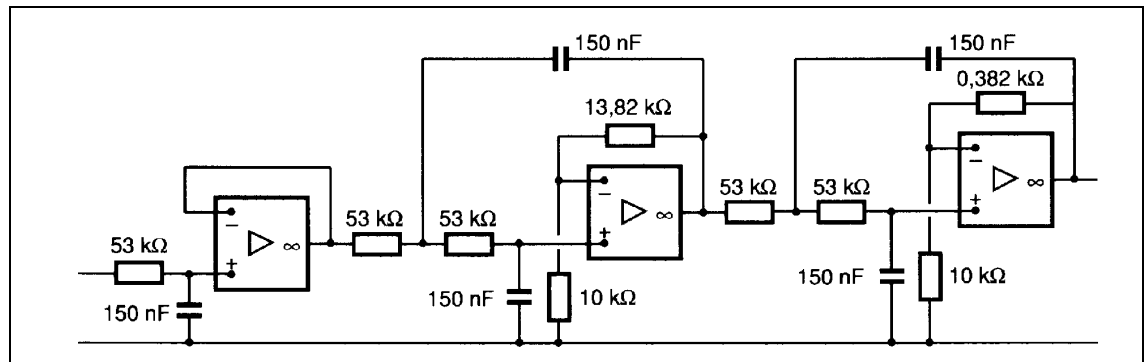
4) Les filtres actifs passe-bas d'ordre supérieur :

On peut évidemment augmenter encore l'ordre en cascade de cellules du premier ou du deuxième ordre pour obtenir des filtres ayant très rapidement une atténuation importante au-delà la fréquence de coupure.

Voici un exemple de filtre passe-bas du 5^{ème} ordre ayant les caractéristiques suivantes :

- un passe-bas du premier ordre
- deux passe-bas du 2^{ème} ordre de type Sallen et Key
- fréquence de coupure $f_c = 20$ Hz
- amplification dans la bande passante : $T_0 = 3,3$ soit $G = 10,35$ dB
- atténuation à 50 Hz : 38 dB

Figure 11.
Exemple de
filtre passe-bas
du 5^{ème} ordre.



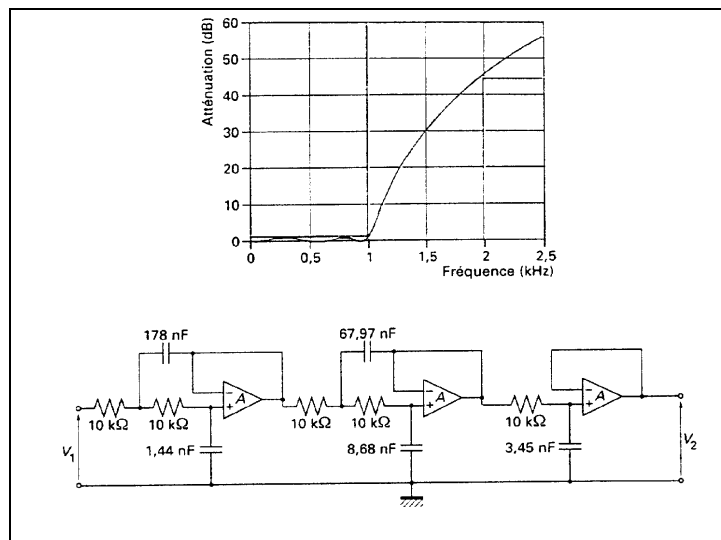
La synthèse de ce type de filtre est délicate et fait aujourd'hui appel à des logiciels spécialisés permettant de calculer les valeurs des composants pour répondre à un objectif donné.

On constate sur cet exemple pratique que la réalisation de ces filtres d'ordre élevé fait appel à des **composants de précision** et ceci complique sérieusement l'utilisation de tels filtres dans les réalisations en grande série à cause de l'augmentation de coût qui en résulte.

D'autre part les caractéristiques des amplificateurs opérationnels interviennent sur les propriétés de ces filtres et rendent leur mise au point assez délicate.

Voici un second exemple de filtre passe bas du 5^{ème} ordre :

Figure 12.
Exemple de
filtre passe-bas
du 5^{ème} ordre
de Chebycheff .



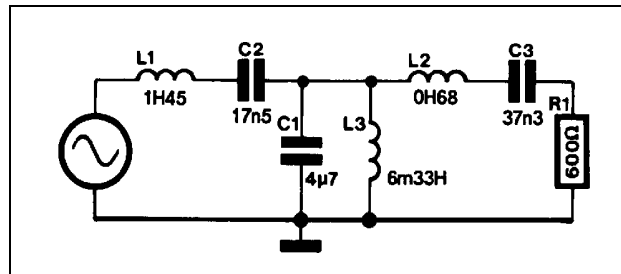
- affaiblissement maximal en bande passante : 1 dB de 0 à 1 kHz
- affaiblissement minimal en bande atténuée : 45 dB au delà de 2 kHz

5) Exemples de filtres passe-bande et passe-haut :

Le premier exemple est un **passe-bande passif** qui laisse passer les signaux dont les fréquences vont de $f_1 = 950 \text{ Hz}$ à $f_2 = 1050 \text{ Hz}$ soit une bande passante de 100 Hz .

L'atténuation à 900 Hz et à 1100 Hz est au moins de 20 dB .

Figure 13.
Exemple de
filtre passe-
bande passif.



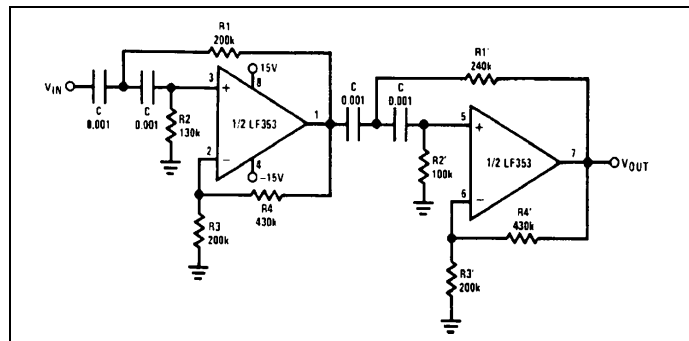
Plusieurs points sont à relever :

- la nécessité de disposer de composants de précision
- les inductances sont de fortes valeurs et par conséquent encombrantes et chères
- ces inductances auront une résistance série non négligeable

Ces raisons font que les filtres passifs sont peu utilisés aux fréquences basses et on préfère de beaucoup les filtres actifs qui permettent de réaliser les mêmes fonctions sans utilisation d'inductances.

Exemple de **filtre actif passe-haut** du 4^{ème} ordre coupant à $f_c = 1 \text{ kHz}$:

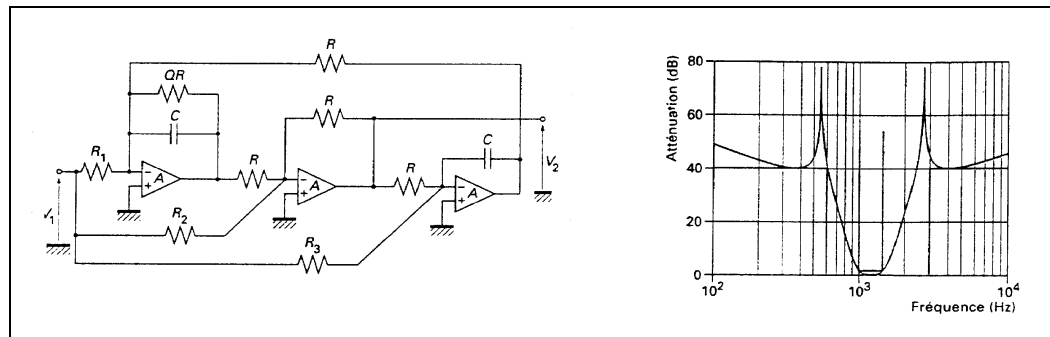
Figure 14.
Exemple de
filtre passe-haut
du 4^{ème} ordre.



L'amplification dans la bande est de 10 et la réponse est du type Butterworth.

Exemple de **filtre passe-bande** actif de 1000 à 2000 Hz :

Figure 15.
Exemple de
filtre passe-
bande.



Cellule 1 : $R=10,37 \text{ k}\Omega$ $QR=43,47 \text{ k}\Omega$ $R_1=262 \text{ k}\Omega$

Cellule 2 : $R=13,00 \text{ k}\Omega$ $QR=24,20 \text{ k}\Omega$

$R_3 = \infty$

Cellule 3 : $R=16,28 \text{ k}\Omega$ $QR=68,00 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 98,47 \text{ k}\Omega$

$R_2=62,74 \text{ k}\Omega$ $R_3=15,06 \text{ k}\Omega$

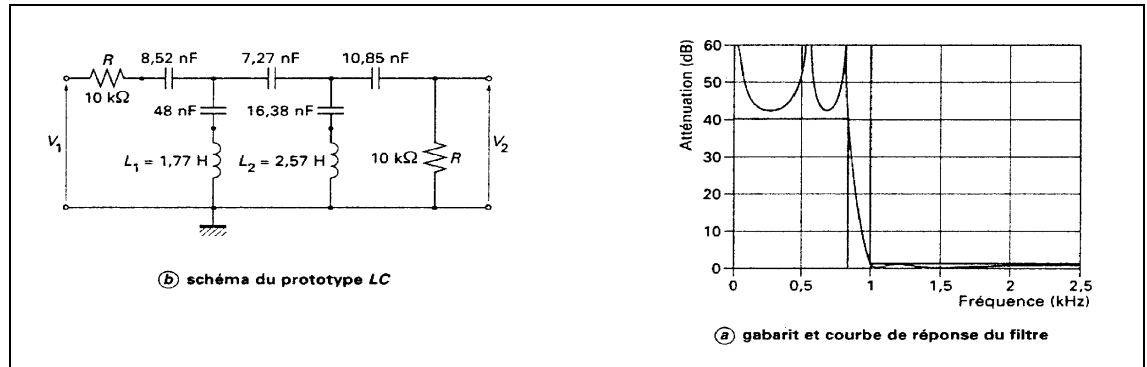
$R_1=24,20 \text{ k}\Omega$ $R_2 = \infty$

$R_1=132,0 \text{ k}\Omega$

$R_2=31,60 \text{ k}\Omega$

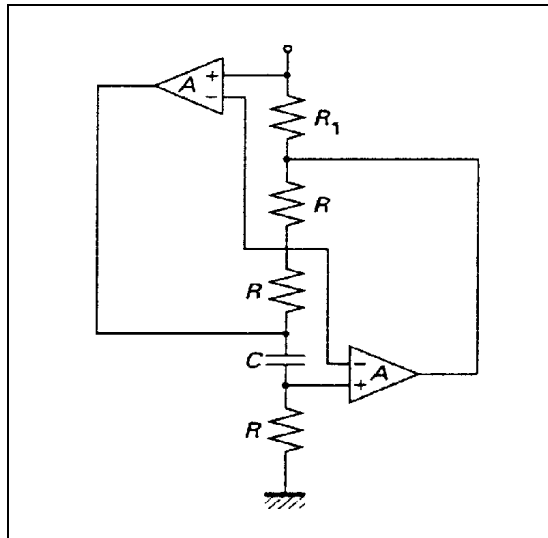
Dans certains cas, il peut être intéressant de transformer un filtre passif R,L,C en filtre actif en supprimant les inductances coûteuses et génératrices de perturbations par des montages simulateurs d'inductances appelés aussi gyrateurs.

Figure 16.
Filtre passe-bas
avant
transformation.



Les deux inductances peuvent maintenant être remplacées par deux gyrateurs réalisés de la façon suivante :

Figure 17.
Structure du
montage
gyrateur.



Pour le premier gyrateur, on prendra : $C = 10\text{ nF}$, $R = 10\text{ k}\Omega$ et $R_1 = 17,7\text{ k}\Omega$
 et pour le second gyrateur, on prendra : $C = 10\text{ nF}$, $R = 10\text{ k}\Omega$ et $R_1 = 25,7\text{ k}\Omega$

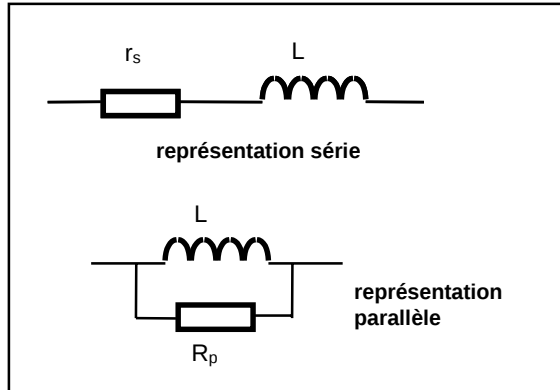
III) Les filtres à bande étroite :

On range dans cette catégorie les filtres sélectifs et les réjecteurs.

1) Les filtres sélectifs :

La plupart des filtres sélectifs utilisent la résonance parallèle ou série d'un circuit LC. Une bobine a toujours une résistance série r_s et, si elle est de bonne qualité, peut se représenter de deux façons :

Figure 18.
Les deux modèles
d'une inductance
réelle.

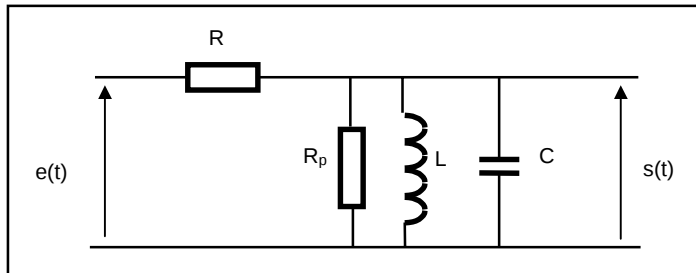


Si la résistance série de la bobine est faible, le **coefficient de qualité Q** de la bobine sera plus grand que l'unité et on a les relations suivantes :

$$Q = \frac{L\omega}{r_s} = \frac{R_p}{L\omega} \quad \text{si } Q \gg 1$$

Le filtre sélectif passif de base a la structure suivante :

Figure 19.
Structure de
base du passe-
bande.



Aux fréquences basses la sortie est court-circuitée par la bobine et aux fréquences élevées par le condensateur.

La tension passe donc par un maximum à une fréquence appelée fréquence de résonance à laquelle l'impédance du circuit LC devient infinie.

La transmittance du filtre s'écrit :

$$T(j\omega) = \frac{Z_{RpLC}}{R + Z_{RpLC}} = \frac{R_p}{R_p + R} \frac{jL\omega \left(\frac{R + R_p}{R \cdot R_p} \right)}{1 + jL\omega \frac{R + R_p}{R \cdot R_p} - LC\omega^2}$$

Elle se met sous la forme standard :

$$T(j\omega) = T_0 \cdot \frac{j2m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

avec : $T_0 = \frac{R_p}{R + R_p}$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ $m = \frac{R + R_p}{2R \cdot R_p} \sqrt{\frac{L}{C}}$

Le filtre est plus ou moins sélectif suivant la valeur de m puisque la bande passante B_ω est liée au coefficient d'amortissement par :

$$Q = \frac{1}{2m} = \frac{\omega_0}{B_\omega} = \frac{f_0}{B_f}$$

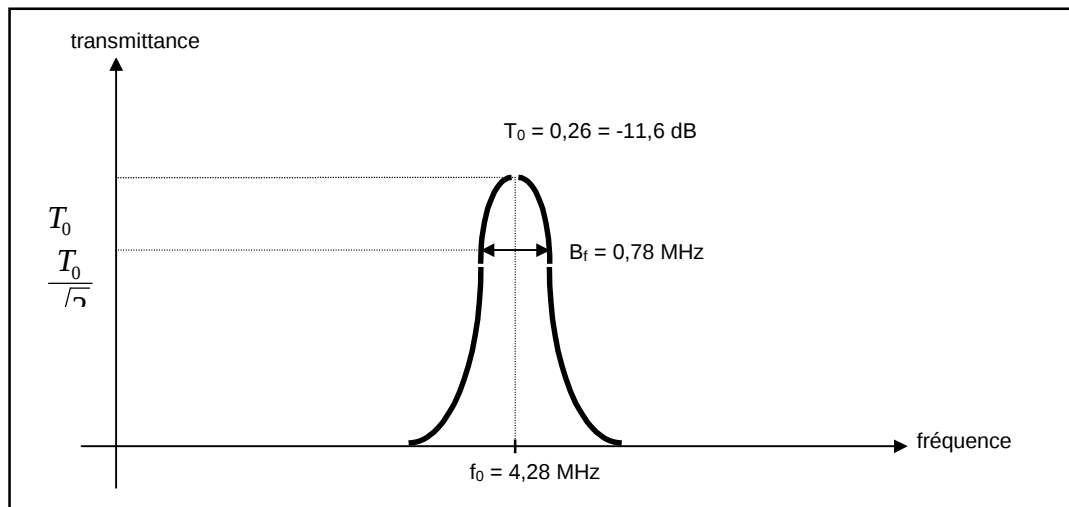
Exemple : filtre sélectif à 4,28 MHz isolant le signal de chrominance SECAM centré sur 4,28 MHz

- condensateur $C = 120 \text{ pF}$
- bobine d'inductance réglable autour de $L = 10 \text{ } \mu\text{H}$ et de résistance parallèle $R_p = 2300 \text{ } \Omega$
- résistance d'attaque $R = 6,5 \text{ k}\Omega$

Pour une résonance à 4,28 MHz, la bobine devra être réglée à $L_0 = 11,5 \text{ } \mu\text{H}$. L'amortissement vaut alors : $m = 0,091$ ce qui correspond à une bande passante : $B_f = f_0 \cdot 2m = 0,780 \text{ MHz}$

Le module de la transmittance de ce filtre varie en fonction de la fréquence selon la courbe suivante :

Figure 20.
Courbe de
réponse d'un
filtre passe-
bande.



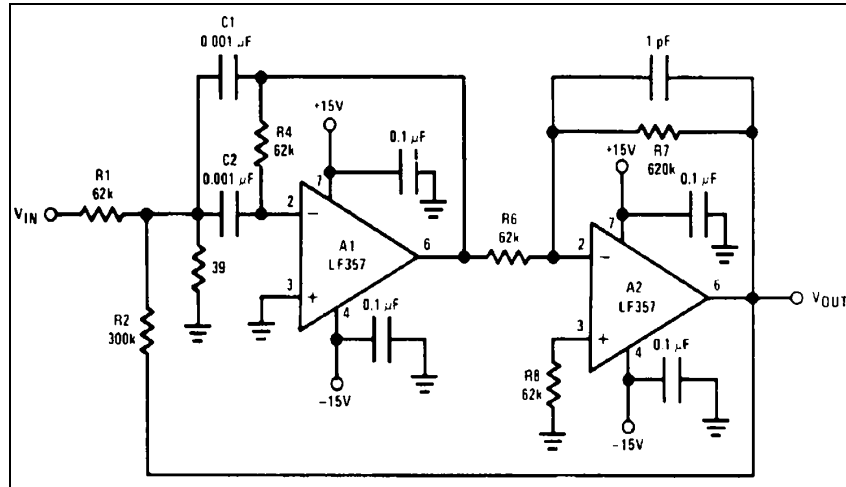
Ce type de filtre est extrêmement courant dès que la fréquence centrale du filtre dépasse quelques centaines de kilohertz.

Citons quelques domaines d'applications :

- dans un récepteur radio ou TV pour sélectionner la station à recevoir
- dans un magnétoscope pour isoler la luminance ou la chrominance
- dans les amplificateurs qui doivent traiter une bande de fréquence étroite... etc ...

Ce type de filtre peut aussi être réalisé autour d'amplificateurs opérationnels pour des fréquences centrales basses bien entendu :

Figure 21.
Exemple de
filtre passe-
bande à
amplificateur
opérationnel.

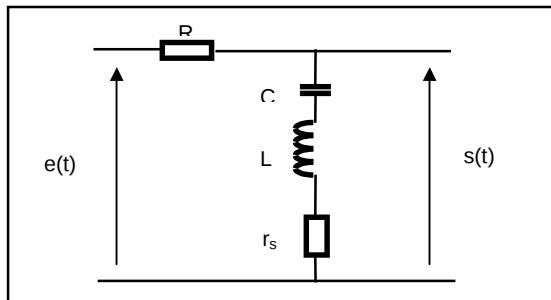


Le schéma ci-dessus correspond à un filtre sélectif centré sur 100 kHz et ayant un $Q = 40$.

2) Les filtres réjecteurs :

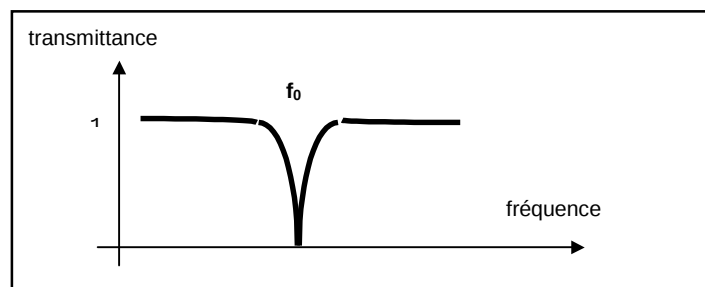
Ce type de filtre est construit autour d'un circuit LC série dont l'impédance passe par un minimum très net à la résonance.

Figure 22.
Structure d'un
filtre LC
réjecteur.



Si la résistance r_s est faible par rapport à R , la tension de sortie passe pratiquement par 0 à la fréquence de résonance, ce qui donne une courbe de transmittance qui a l'allure suivante :

Figure 23.
Courbe de
réponse d'un
filtre réjecteur.



Les filtres réjecteurs appelés « trap » par les anglo-saxons sont très utiles dans les circuits de TV et magnétoscopes pour éliminer des signaux indésirables.

L'exemple suivant est un **réjecteur à gyrateur** proposé par le fabricant Maxim.

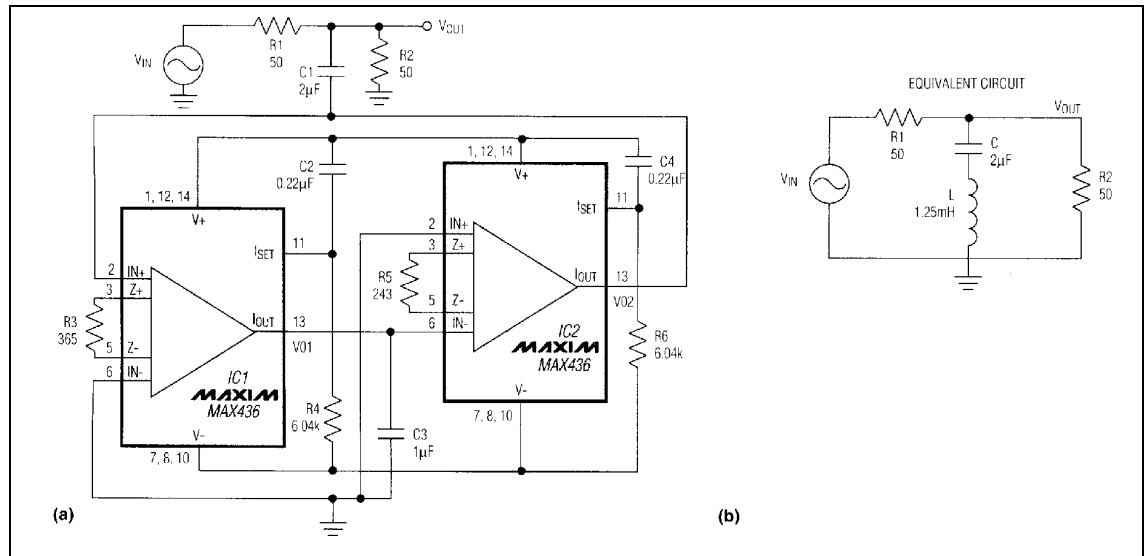
L'itinéraire de transmission du courant continu ne comporte pas d'AOp et donc pas de décalage continu., ni d'erreur de gain en continu en dehors d'une atténuation de -6dB causée par le diviseur R1/R2.

L'itinéraire du courant alternatif comprend un condensateur C1 et une inductance synthétique comprenant deux amplificateurs de transconductance large bande et leurs composants associés.

On obtient un circuit actif qui émule le filtre passif de la figure b. La simulation de l'inductance évite l'utilisation d'une inductance réelle.

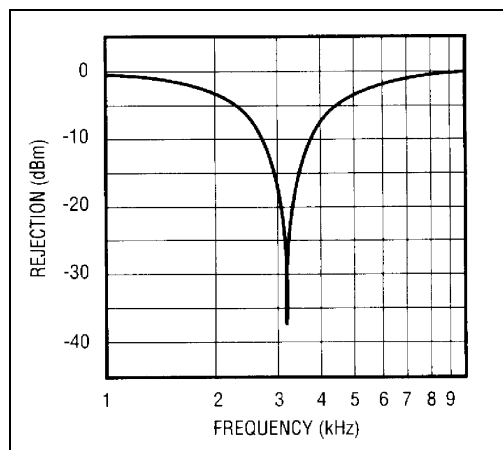
L'inductance équivalente Leq est définie par $C/gm1.gm2$, où $gm1$ et $gm2$ correspondent à des transconductances produites par IC1 et IC2.

Figure 24.
Schéma d'un
filtre réjecteur
à gyrateur.



La courbe de réponse montre que le filtre obtenu est bien un réjecteur centré sur 3,217 kHz.

Figure 25.
Courbe de
réponse du filtre
réjecteur.



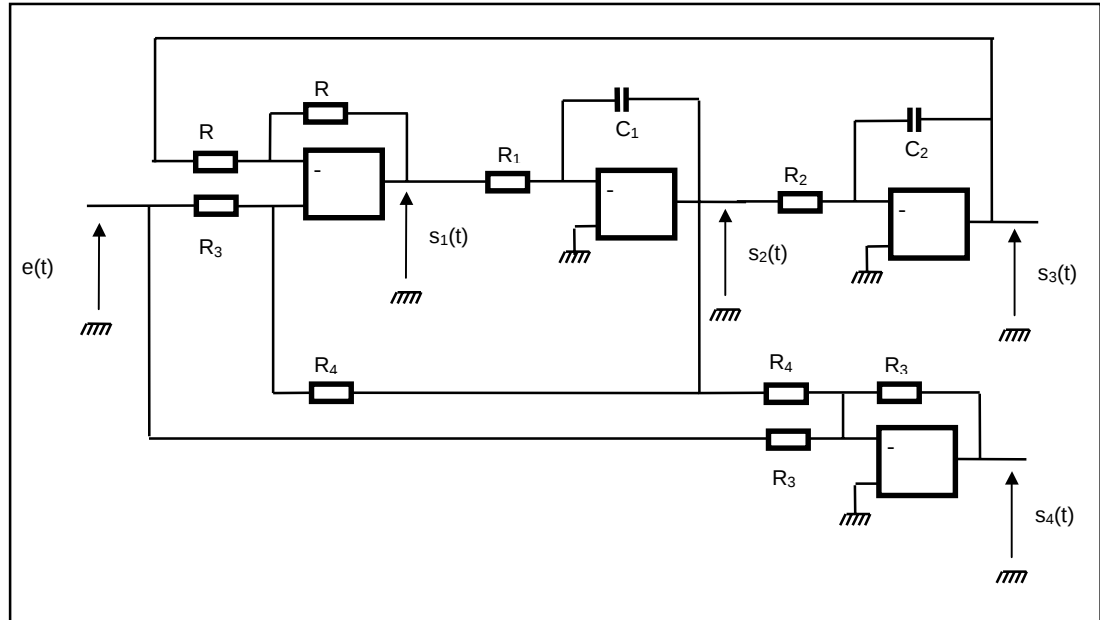
IV) Le filtre actif universel ou à variable d'état :

Il existe une structure de filtre actif qui permet de réaliser avec le même montage les 4 fonctions de filtrage principales à savoir :

- filtre passe-bas
- filtre passe-haut
- filtre passe-bande sélectif
- filtre réjecteur

Le schéma de base comporte 4 amplificateurs opérationnels :

Figure 26.
Structure du
filtre universel à
variable d'état.



Ce circuit comprend 4 sorties $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ et $s_4(t)$ et les transmittances correspondantes sont :

$$T_1(j\omega) = \frac{A_0 \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad A_0 = \frac{2R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\text{et } m = \frac{R_4}{R_3} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}$$

Il s'agit d'un **passe-haut du deuxième ordre** de pulsation propre ω_0 .

La deuxième sortie correspond à :

$$T_2(j\omega) = \frac{A_1 2jm \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad A_1 = - \frac{R_4}{R_3}$$

$$m = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}$$

Il s'agit d'un **passe-bande du deuxième ordre** centré sur ω_0 .

La troisième sortie correspond à :

$$T_3(j\omega) = \frac{A_0}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad A_0 = \frac{2R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\text{et } m = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}$$

Il s'agit d'un **passe-bas du deuxième ordre** de pulsation propre ω_0 .

Et la dernière sortie donne une transmittance T_4 telle que :

$$T_4(j\omega) = \frac{\left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 1}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\text{et } m = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}$$

Il s'agit d'un **réjecteur du deuxième ordre** centré sur ω_0 .

Ces filtres présentent une grande souplesse de réglage, ce qui est extrêmement agréable :

- pour ω_0 on peut agir sur R_1 , R_2 , C_1 ou C_2
- pour m on peut agir sur R_3 ou R_4

Plusieurs fabricants comme MAXIM, National Semiconductors et Analog Devices proposent de telles structures où les condensateurs des 2 intégrateurs sont intégrés sur le chip pour une meilleure reproductibilité des performances.

Les technologies disponibles sont le **CMOS**, le **bipolaire** et ou la technologie mixte **BiCMOS**.

Solution idéale pour les grandes séries, l'intégration complète d'un filtre actif pose de gros problèmes relatifs à la précision des composants, la dynamique des valeurs que l'on peut obtenir, la linéarité et l'influence des capacités parasites, notamment.

Les **résistances** peuvent être intégrées de trois façons différentes :

- **.Résistances en silicium polycristallin** : leurs valeurs ne peuvent dépasser quelques dizaines de kiloohms et leur précision reste très médiocre (de l'ordre de 1 %). Actuellement, l'ajustage est possible par morsure laser mais demeure onéreux.
- **.Résistances réalisées par un canal de transistor MOS** : on peut obtenir de cette façon des résistances de valeur beaucoup plus élevée mais malheureusement les résistances MOS ne sont pas linéaires en fonction de la tension appliquée à leurs bornes. ce qui limite considérablement l'amplitude des signaux. Mais les résistances MOS sont **ajustables** par la tension appliquée à leur grille. Cet avantage peut être mis à profit pour réaliser des filtres réglables électroniquement, propriété particulièrement intéressante et recherchée.

Les **condensateurs** intégrés sont réalisés sous forme d'oxyde de silicium métallisé et ont des valeurs limitées à quelques dizaines de picofarads, sous peine d'utiliser une trop grande surface de silicium.

La précision de fabrication de ces condensateurs est liée au contrôle de l'épaisseur d'oxyde. Elle n'est pas meilleure que 1 % pour des condensateurs isolés. Mais plusieurs condensateurs réalisés en même temps peuvent avoir des rapports définis avec des précisions meilleures que 0,1 %.

Le fabricant Burr-Brown propose le circuit UAF42 est un circuit intégré monolithique qui contient :

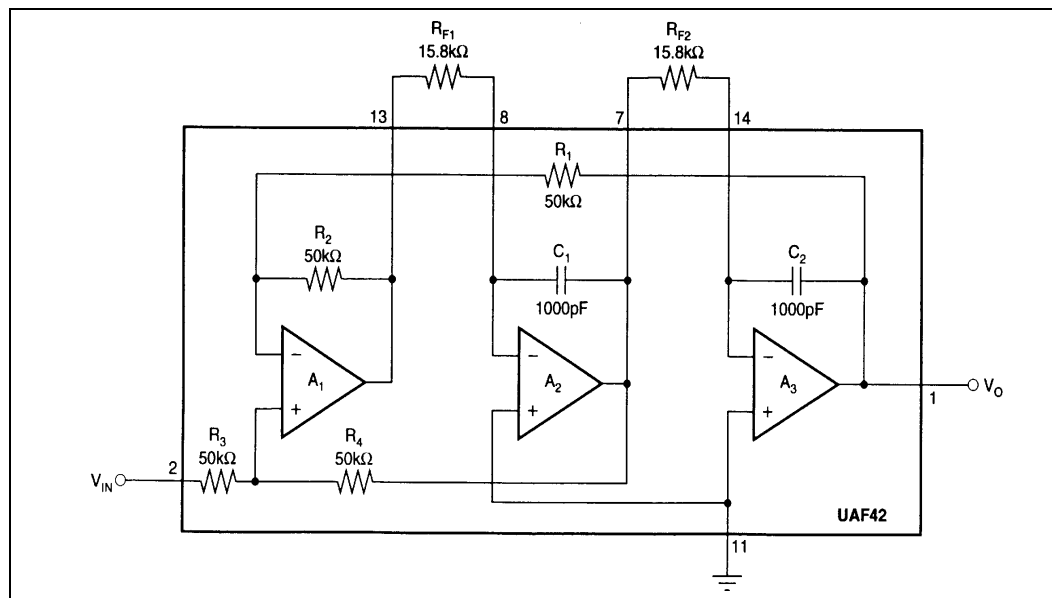
- les amplificateurs opérationnels
- les résistances de précision de 50 k Ω
- deux condensateurs de précision de 1000 pF

permettant de réaliser un filtre du second ordre à variable d'état.

L'exemple ci-dessous montre la réalisation d'un passe-bas du 2^{ème} ordre qui a les caractéristiques suivantes :

- réponse de Chebichev
- fréquence de coupure $f_c = 10$ kHz
- gain unitaire dans la bande passante
- ondulation dans la bande passante limitée à 1,25 dB

Figure 27.
Filtre actif à
variable d'état
UAF42.

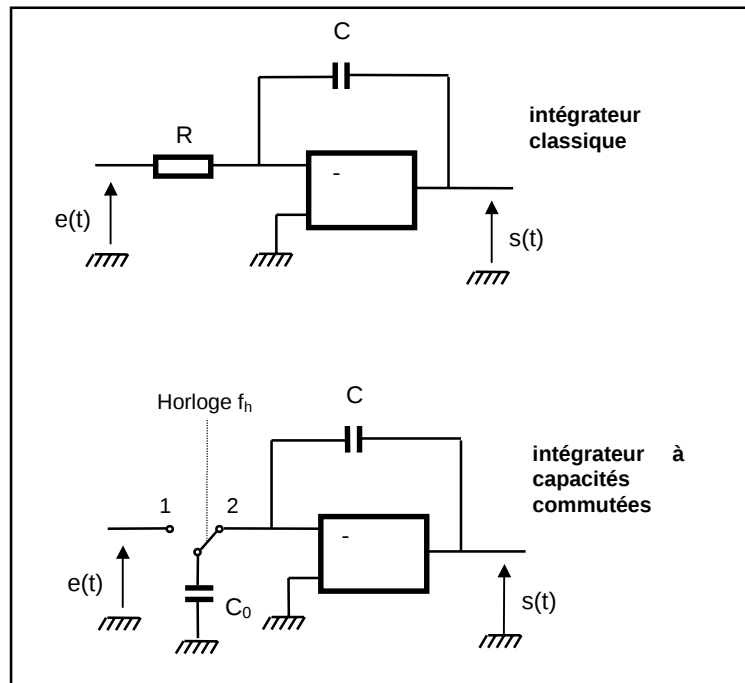


V) Les filtres à capacités commutées :

La structure du filtre à variable d'état précédente a donné naissance à une nouvelle famille de filtres dits « à capacité commutée ».

Cette technique concerne les intégrateurs dont les constantes de temps $\tau_1 = R_1C_1$ et $\tau_2 = R_2C_2$ déterminent directement la fréquence centrale ou de coupure du filtre. condensateurs implantés directement sur le chip.

Figure 28.
Principe de
l'intégrateur à
capacités
commutées.



L'interrupteur CMOS est commandé à une fréquence d'horloge f_h :

- de $t = 0$ à $T_h/2$ C_0 se charge sous $e(t)$ et reçoit donc une charge $Q = C_0 \cdot e$
- de $t = T_h/2$ à T_h la charge est transférée en totalité à C

Dans l'intervalle $0, T_h$ le courant moyen qui a circulé s'écrit : $i = Q / T_h = C_0 \cdot e / T_h = C_0 \cdot e \cdot f_h$

ce qui correspond à une résistance apparente $R = e/i = 1/C_0 \cdot f_h$

La constante de temps de l'intégrateur vaut : $\tau = RC = C / C_0 \cdot f_h$

et peut facilement être ajustée en jouant sur la fréquence d'horloge f_h

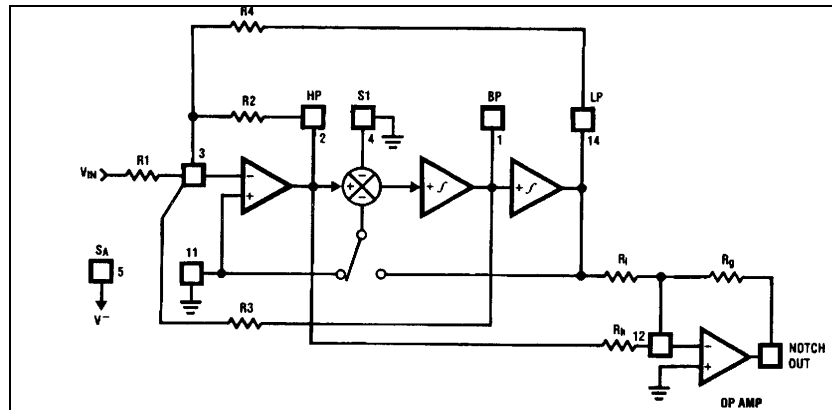
On peut donc à l'aide de ce dispositif réaliser les **filtres actifs à variable d'état dont la fréquence de coupure (ou centrale pour un filtre sélectif) est programmable par une fréquence d'horloge**, propriété tout à fait nouvelle dans un circuit analogique.

On sait réaliser sur le substrat des condensateurs de faible valeur avec une précision de l'ordre de 1%, mais si on implante sur le substrat les deux condensateurs C et C_0 la précision sur le rapport des deux capacités est maîtrisée à mieux que 0,1%. Les deux condensateurs étant sur le même substrat sont forcément à la même température, ce qui évite les problèmes de dérive thermique.

Grâce à des perfectionnements spécifiques et à l'excellente adaptation des technologies MOS aux circuits à capacités commutées, les constructeurs proposent des dispositifs fonctionnant couramment à des fréquences d'horloge de quelques centaines de kilohertz et ayant un rapport signal à bruit de l'ordre de 80 à 90 dB.

Le fabricant de circuits intégrés National Semiconductors propose depuis quelques années le MF5 qui est un circuit intégré permettant de réaliser des filtres à capacités commutées.

Figure 29.
Structure
interne du MF5.

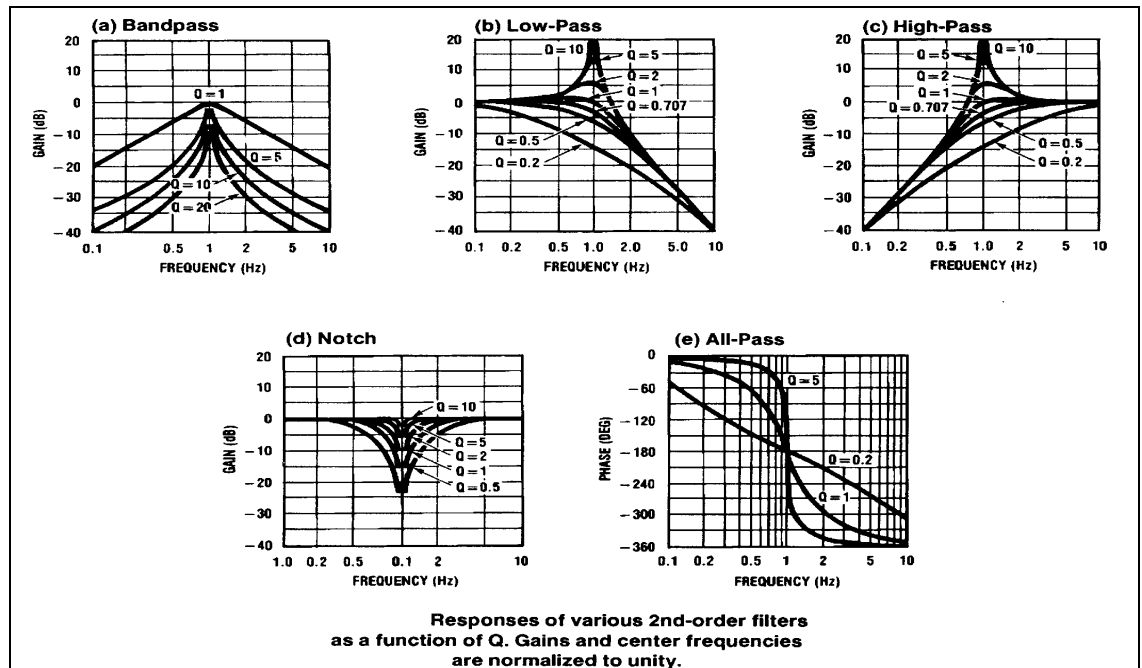


General Description

The MF5 consists of an extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building block and an uncommitted op amp. The filter building block, together with an external clock and a few resistors, can produce various second order functions. The filter building block has 3 output pins. One of the output pins can be configured to perform highpass, all-pass or notch functions and the remaining 2 output pins perform bandpass and lowpass functions. The center frequency of the filter can be directly dependent on the clock frequency or it can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The uncommitted op amp can be used for cascading purposes, for obtaining additional all-pass and notch functions, or for various other applications. Higher order filter functions can be obtained by cascading several MF5s or by using the MF5 in conjunction with the MF10 (dual switched capacitor filter building block). The MF5 is functionally compatible with the MF10. Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev) can be formed.

Features

- Low cost
- 14-pin DIP or 14-pin Surface Mount (SO) wide-body package
- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy $\pm 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variations
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, low-pass outputs
- $f_0 \times Q$ range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz (typical)
- Additional uncommitted op-amp



VI) Les filtres à résonateurs mécaniques :

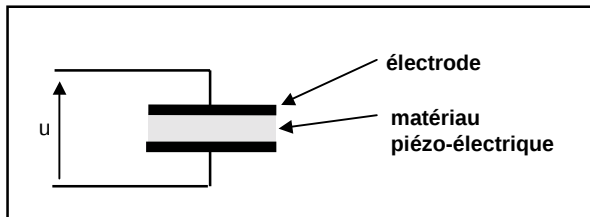
1) Les filtres céramiques :

La piézoélectricité est une propriété particulière de certains matériaux comme le quartz, le niobate de lithium ou le tantalate de lithium.

Une lame de matériau piézoélectrique placée entre deux électrodes se comporte de la façon suivante :

- lorsqu'on applique une tension, la lame se déforme
- lorsqu'on applique une déformation, une tension apparaît

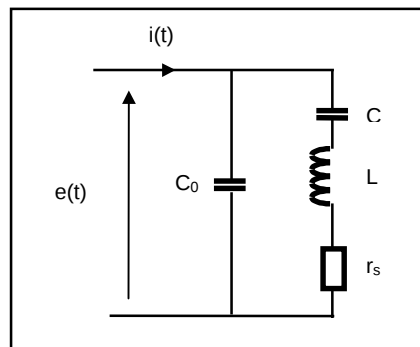
Figure 31.
Le résonateur
piézo-électrique.



Ce dispositif présente une **fréquence de résonance mécanique** liée aux dimensions de la lame de matériau piézoélectrique, et cette résonance mécanique se traduit par une variation d'impédance.

Ce dipôle, qui se présente en basse-fréquence comme un condensateur, a un comportement particulier au voisinage de la résonance et a le schéma équivalent suivant :

Figure 32.
Schéma
équivalent
électrique d'un
résonateur
mécanique.



- C_0 représente la capacité inter électrodes
- L , C et r_s traduisent la résonance mécanique

Le coefficient de qualité à la fréquence de résonance $Q = L\omega/r_s$ est d'autant plus élevé que la résonance mécanique est pointue.

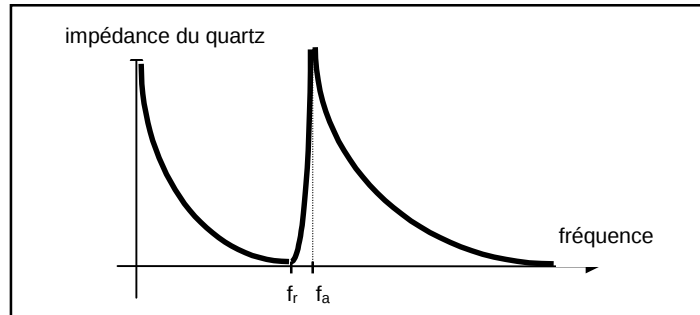
Ces résonateurs présentent toujours deux fréquences de résonances pour lesquelles l'impédance Z est résistive :

- la résonance série $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ $Z = r_s$
- la résonance parallèle ou antirésonance $f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C \cdot C_0}{C + C_0}}}$ Z très élevée

A cause de la faible valeur de la capacité C ces deux fréquences f_r et f_a sont très proches.

L'impédance du quartz varie fortement lorsque la fréquence varie.

Figure 33.
Evolution de
l'impédance d'un
résonateur en
fonction de la
fréquence.



On trouve deux grandes familles de résonateurs piézoélectriques :

- les **quartz** (lame taillée dans un cristal)

ordres de grandeur : $L = 0,1 \text{ à } 10 \text{ H}$ $C = 0,001 \text{ à } 0,1 \text{ pF}$
 $r_s = 100 \text{ } \Omega \text{ à } 10 \text{ k}\Omega$ $C_0 = 5 \text{ à } 30 \text{ pF}$

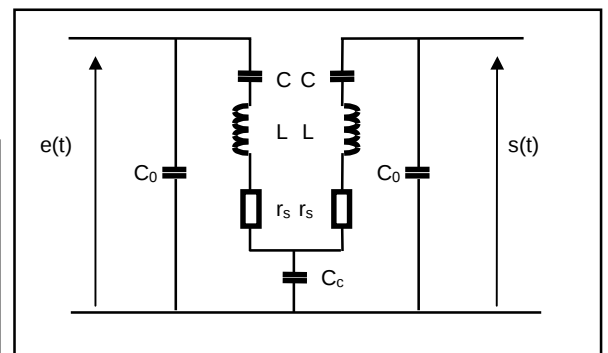
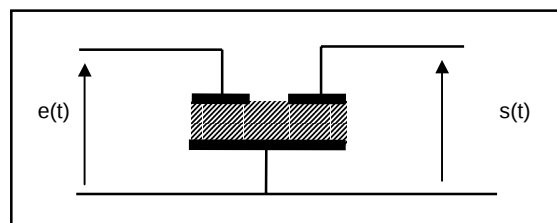
- les **céramiques** (poudre piézoélectrique comprimée)

ordres de grandeur : $L = 1 \text{ à } 100 \text{ mH}$ $C = 0,01 \text{ à } 1 \text{ pF}$
 $r_s = 100 \text{ } \Omega \text{ à } 10 \text{ k}\Omega$ $C_0 = 50 \text{ à } 300 \text{ pF}$

Ces résonateurs sont évidemment utilisés pour stabiliser en fréquence un oscillateur. C'est la principale utilisation des résonateurs à quartz. Mais on peut aussi les utiliser pour faire des filtres sélectifs et ce type d'applications se développe fortement.

Les filtres céramiques sont constitués par l'association de deux résonateurs couplés :

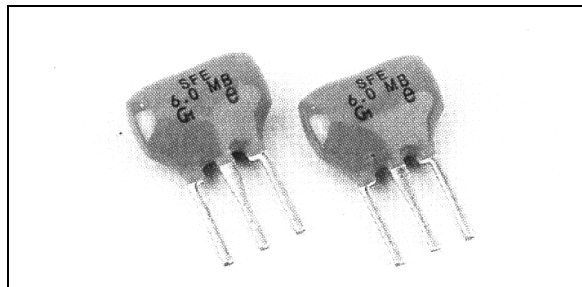
Figure 34.
Le filtre
céramique et son
schéma
équivalent..



Le condensateur C_c traduit le couplage des deux résonateurs par le substrat.

L'ensemble forme un filtre sélectif centré sur la fréquence de résonance f_r avec une bande passante dépendant des résistances r_s et de la capacité de couplage C_c .

Figure 35.
Allure réelle d'un
filtre céramique.



- filtre céramique centré sur 6 MHz, impédance d'attaque et de charge 470 Ω
- bande passante à -3dB de 80 kHz, bande passante à -20 dB à 800 kHz

2) Filtres de bande à onde de surface :

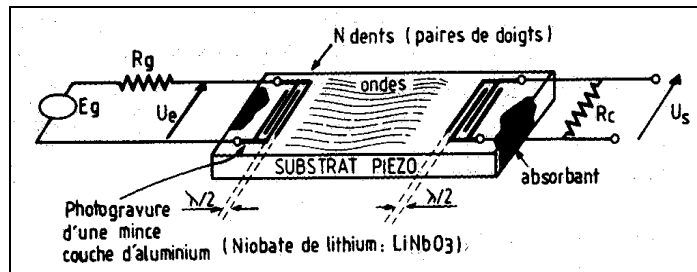
Pour des équipements produits en grandes quantités comme les tuners TV, il n'est pas envisageable d'utiliser des filtres passe-bande à composant RLC discrets, trop sensibles aux dispersions sur les valeurs de composants et à leur vieillissement.

On utilise donc des **Filtres à Onde de Surface** (FOS) ou Surface Acoustic Wave (SAW) ajustés en usine et pouvant donc être implantés directement sur la carte sans réglage.

Les FOS sont réalisés sur un substrat piézo-électrique à base de niobate de lithium (LiNbO_3) sur lequel on a imprimé quelques paires de dents imbriquées, espacées de $\lambda/2$.

Lorsqu'on applique un signal entre ces dents, le matériau piézo-électrique se contracte et cette déformation mécanique se propage en surface (d'où l'appellation onde de surface) jusque sous le peigne de réception où la déformation est transformée en signal électrique par effet piézo-électrique inverse.

Figure 36.
Structure d'un
filtre à onde de
surface..



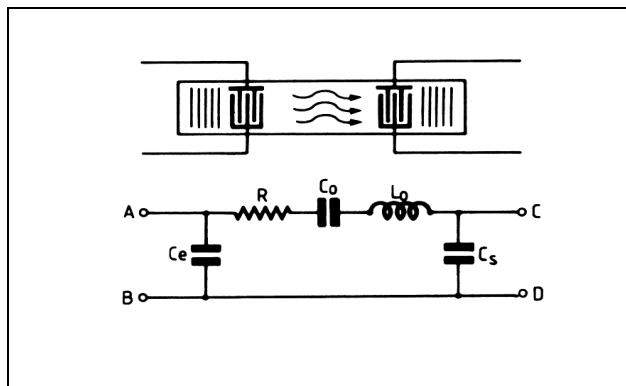
La vitesse de propagation dans le matériau est de l'ordre de $v = 3500 \text{ m/s}$, ce qui va correspondre à une longueur d'onde à la fréquence intermédiaire $f_i = 246 \text{ MHz}$ de :

$$\lambda = v/f_i = 14,2 \text{ } \mu\text{m}$$

et un écartement entre les dents de $d = \lambda/2 = 7,1 \text{ } \mu\text{m}$

A cette fréquence le transfert entre peigne d'entrée et de sortie sera maximal et ce filtre se comporte comme un circuit résonant série :

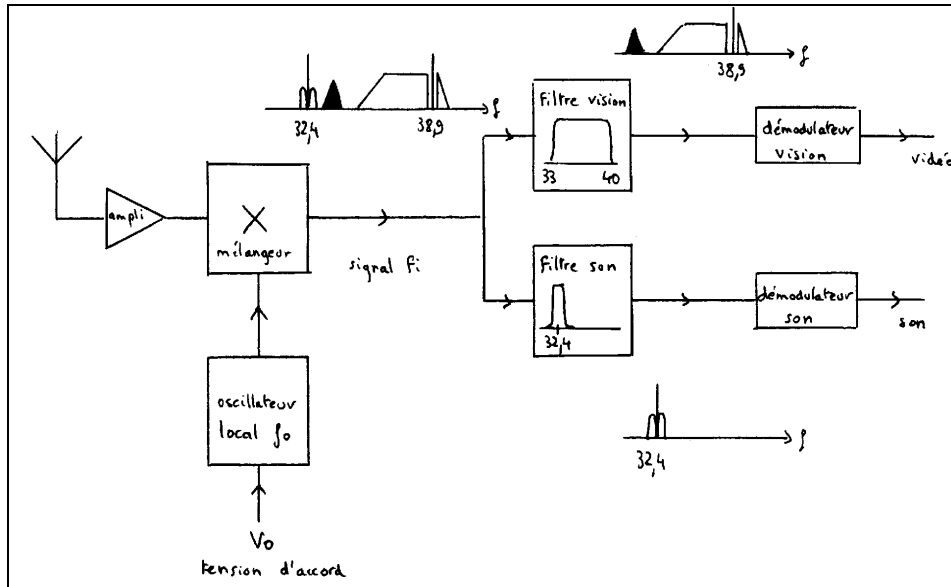
Figure 37.
Schéma
équivalent
électrique d'un
filtre à onde de
surface..



En jouant sur la longueur et le nombre des branches des peignes émetteur et récepteur, on peut modifier la forme de la courbe de réponse et obtenir des filtres sélectifs dont la courbe de réponse est satisfaisante.

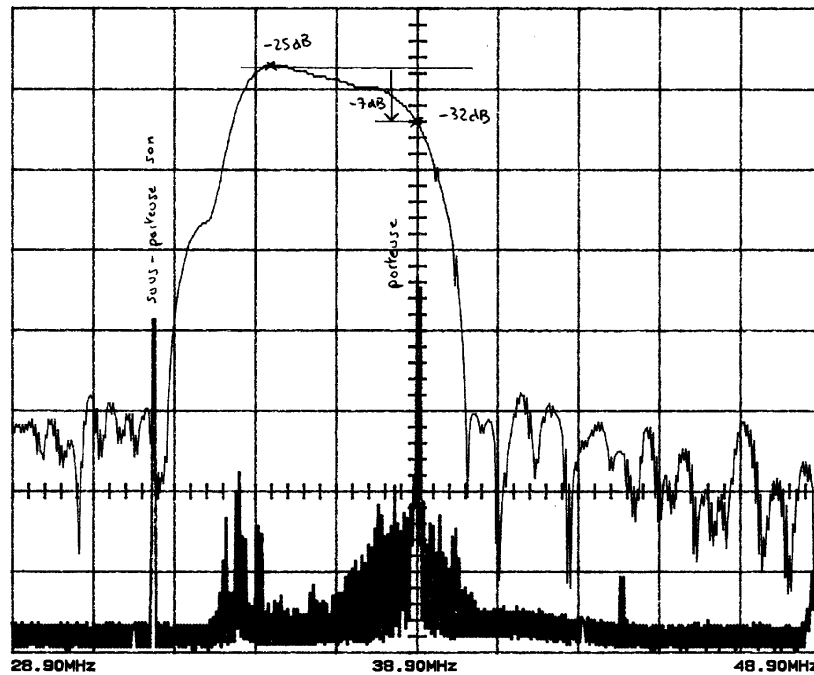
Ces filtres FOS sont utilisés dans la partie Tuner d'un téléviseur ou d'un magnétoscope comme filtre « vision » pour sélectionner l'émetteur désiré après le changement de fréquence.

Figure 38.
Situation du
filtre fi vision.



La figure ci-dessous montre le gabarit du filtre à onde de surface superposé au spectre du signal TV et montre le rôle de ce filtre :

Figure 39.
Rôle du filtre fi
vision.



- isoler un seul émetteur en supprimant les émetteurs des canaux adjacents
- débarrasser cet émetteur de sa sous-porteuse son



Merci pour l'intérêt que vous portez à mon travail. J'espère que le cours que vous avez téléchargé répond à votre attente.

Si, malgré le soin qui a été apporté à la rédaction de ce document, vous constatez l'existence d'erreurs, merci de me les signaler par Email à jean-philippe.muller1@wanadoo.fr

Comme toute œuvre intellectuelle, ce document est protégé par le Copyright et son usage est réservé à une utilisation personnelle.

Techno Assistance Formation

1, rue du Capitaine Pilleux

68720 ZILLISHEIM

Site : <http://www.ta-formation.com>