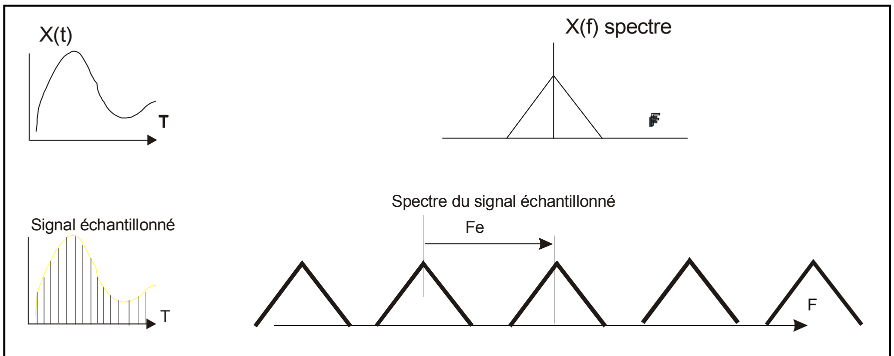
LES FILTRES A COMMUTATION

Ils sont intermédiaires entre les filtres analogiques et numériques. Le signal est traité sous forme analogique mais il est découpé et ce découpage a des conséquences semblables à l'échantillonnage avec les mêmes conséquences sur le spectre.

Rappelons que si un signal dont la transformée de Fourier est X(f) est échantillonné à la fréquence f_e , le signal résultat de cet échantillonnage à un spectre obtenu en périodisant sur l'axe des fréquences le spectre X(f) avec la période f_e .Ceci est illustré par la figure ci dessous :



Effet de l'échantillonnage sur le spectre d'un signal

La restitution du signal de départ à partir des échantillons est obtenue par l'équivalent d'un filtrage passe bas du signal échantillonné, elle n'est possible que si lors de la périodisation les différents spectres ne se chevauchent pas , cette condition est réalisée si la fréquence d'échantillonnage fe est supérieure au double de la fréquence de coupure du spectre du signal. C'est le théorème d'échantillonnage ou théorème de Shannon .Qui s'énonce également :

Pour ne perdre aucune information lors de l'échantillonnage d'un signal dont le spectre est limité à une fréquence de coupure fc , il faut y prélever au moins 2fc échantillons par seconde.

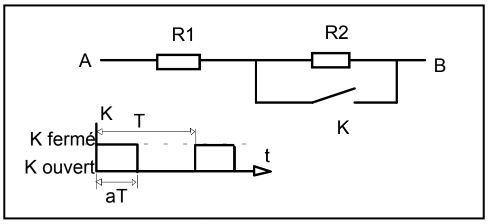
Le non respect de cette condition provoque un repliement du spectre et l'apparition de fréquences parasites .Avant tout échantillonnage on effectue toujours un préfiltrage passe bas pour satisfaire à cette condition , ce filtre est appelé filtre anti-repliement ou anti-aliasing .
(pour un exposé complet voir cours traitement du signal)

FILTRES A COMMUTATION DE RESISTANCES

Nous avons vu dans un chapitre antérieur comment une résistance variable pouvait être crée en associant à l'une de deux résistances en série un interrupteur qui la court-circuite périodiquement
La résistance équivalente est donnée par l'expression :

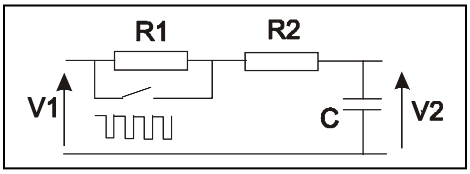
$$\frac{1}{R} = \frac{a}{R1} + \frac{1-a}{R1+R2}$$

où a est le rapport cyclique du signal de commande.



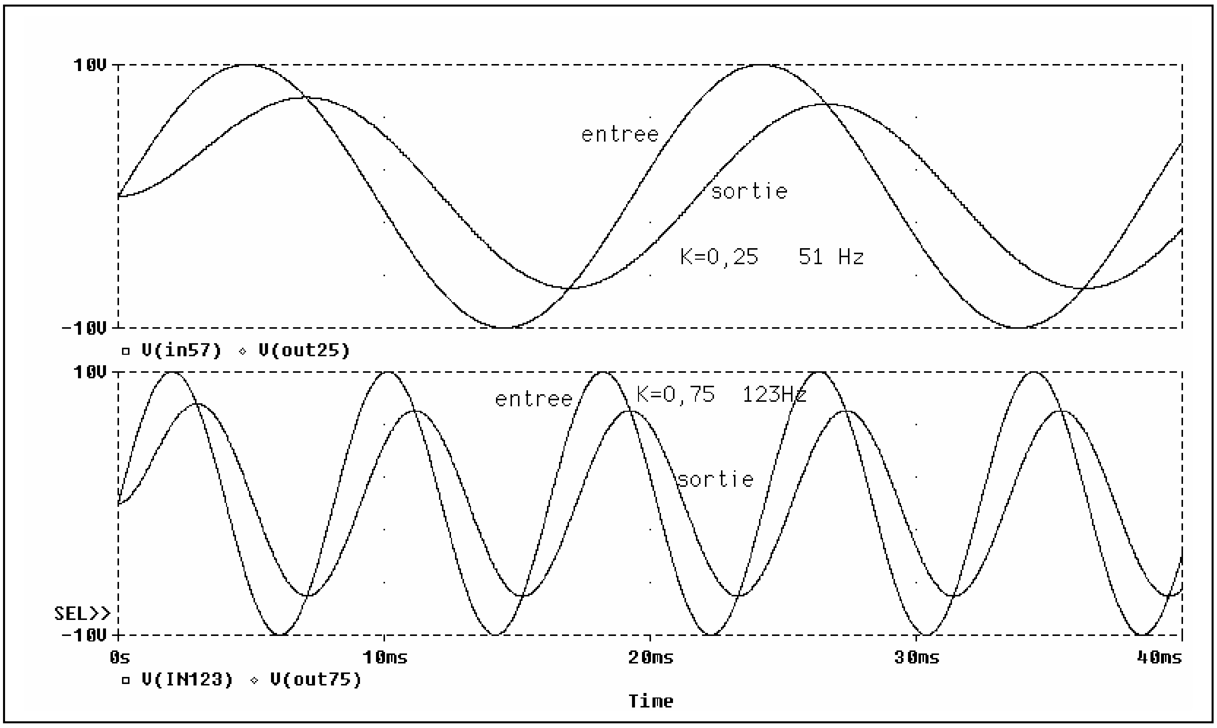
Il est possible de remplacer dans un schéma de filtre passif ou actif toute résistance par une résistance commutée ainsi construite, à condition de respecter le théorème de Shannon c'est à dire que la fréquence de découpage soit supérieure au double de la fréquence de coupure du signal.

Note *: La formule ci dessus est établie en supposant que pendant une période de commutation la tension V2 ne varie pas ce qui est presque vrai lorsque la fréquence de découpage est très supérieure à celle du signal c'est à dire très supérieure à la limite de Shannon, sinon il s'introduit un déphasage supplémentaire que nous observerons dans l'exemple suivant.*

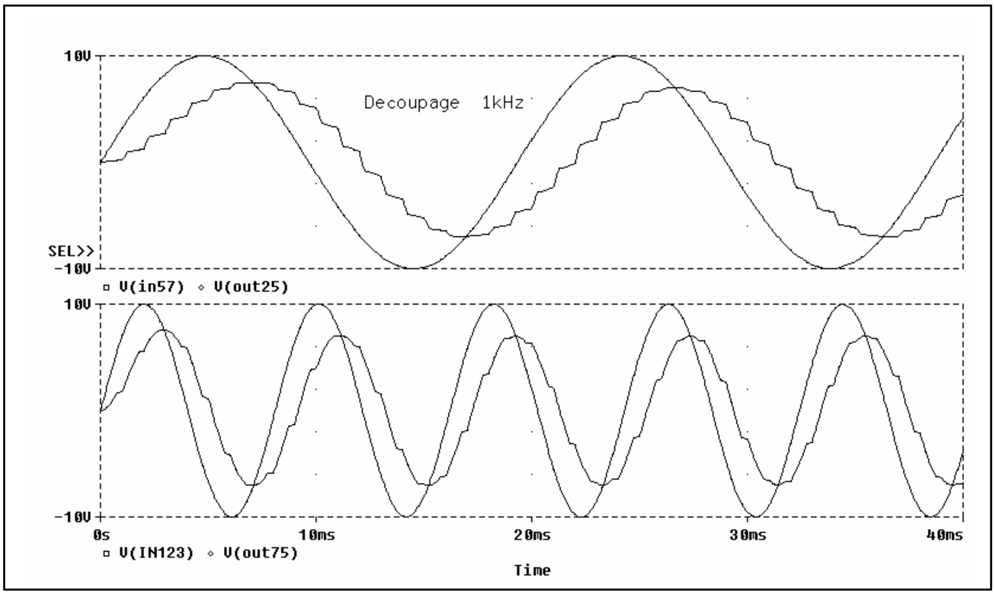


Un simple intégrateur RC dont la résistance est remplacée par un ensemble R1 R2 et un commutateur rapide , en général un MOS , a ainsi une fréquence de coupure qui est fonction du rapport cyclique du signal de découpage.

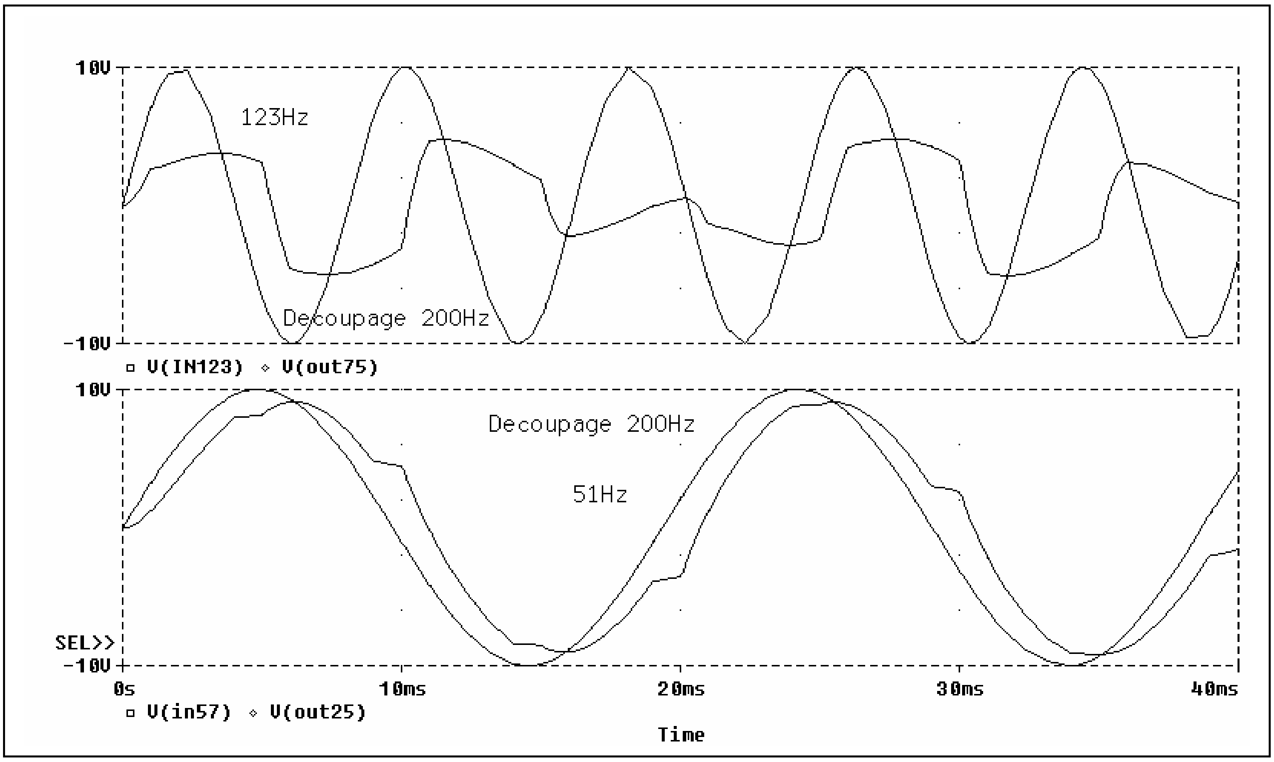
Dans le montage ci contre les résistances sont 1kΩ et 10kΩ , pour un rapport cyclique K=0,25 et 0,75 la résistance équivalente est de respectivement de 3077Ω et 1290Ω, ce qui correspond pour C=1µF à des fréquences de coupure de 51,7 et 123,4 Hz Les courbes montrent que pour ces fréquences l'atténuation est bien de 3dB et le déphasage de 45°. Pour une fréquence de découpage de 10kHz , l'ondulation due au découpage est presque invisible.



Ci dessous les mêmes valeurs de K mais une fréquence de découpage de 1kHz , qui respecte encore largement le critère de Shannon .

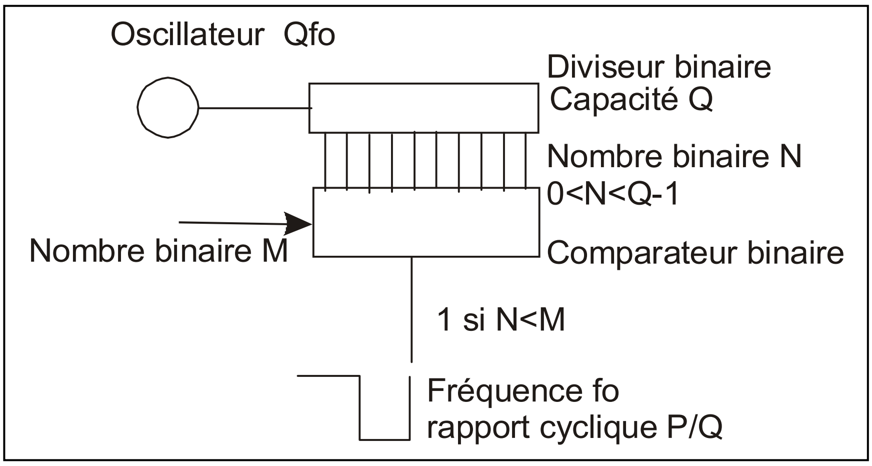


Pour une fréquence de découpage de 200Hz seulement le résultat est encore acceptable pour 51Hz bien que le déphasage observé soit différent de celui calculé pour un vrai RC (note ci dessus) , par contre à 123Hz le théorème de Shannon n'est plus respecté et le signal de sortie complètement déformé , il est constitué par un mélange de 123Hz et de 77Hz dù au repliement .



L'utilisation de résistances commutées est particulièrement intéressante pour des structure type Sallen Key, il est facile de faire varier de la même façon plusieurs résistances et donc de réaliser des passe bas dont la fréquence de coupure varie lorsque l'on modifie un rapport cyclique.

Il est possible de faire encore bien mieux, en remplaçant dans un montage les résistances par des résistances commutées commandées à la même fréquence mais avec des rapports cycliques différents la fonction de transfert peut être modifiée à volonté en agissant sur ces rapports. Or il est très facile de générer numériquement des signaux de rapport cyclique connu, il suffit d'utiliser un compteur suivi d'un comparateur de nombres binaires .(Figure) Les mots M correspondant aux divers rapports souhaités peuvent alors être stockés en mémoire et utilisés pour synthétiser un filtre parmi d'autres. Des filtres programmables sont commercialisés par divers constructeurs en particulier MAXIM, mais ils font plutôt appel à la technique des capacités commutées



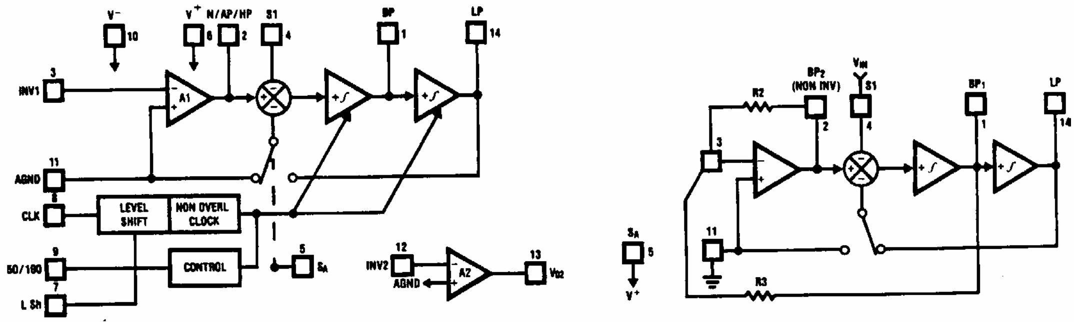
FILTRES A CAPACITES COMMUTEES

La techniques des capacités commutées a été décrite dans un chapitre antérieur , rappelons seulement qu'il est possible de réaliser ainsi des intégrateurs à coefficients négatif ou positif réalisant la fonction : $V_S = K\int_0^t v(t)dt$ avec pour le coefficient $K = \dfrac{C_1 f}{C_2}$ f étant la fréquence de commutation et C1 , C2 deux résistances intégrées au circuit. En agissant sur la seule fréquence f toutes les fréquences caractéristiques du filtre sont modifiées simultanément.

Les filtres MFx ont été commercialisés à l'origine par NATIONAL SEMICONDUCTOR , ils permettent de construire des passe bas, passe bande , passe haut dont la fréquence caractéristique , de coupure par exemple , est 50 ou 100 fois la fréquence de commutation .

La technique utilisée est une synthèse par intégrateurs ,seules les résistances sont à déterminer en fonction du filtre désiré.

Le MF5 est un filtre général du second ordre , il est constitué de deux intégrateurs positifs et d'un additionneur sommateur dont on peut modifier les interconnections.



Structure du MF 5 Câblage en passe bas et passe bande

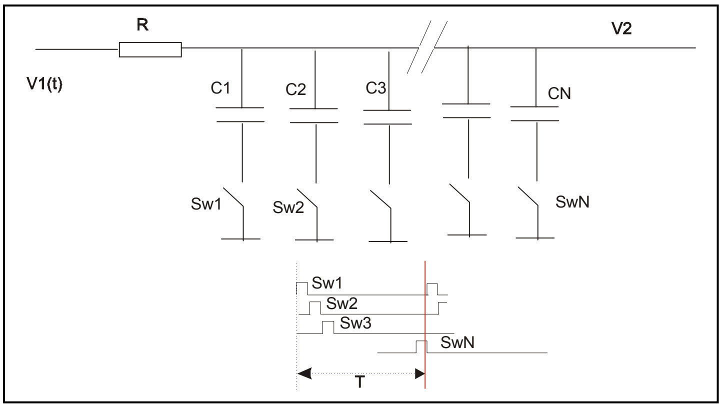
i

La figure ci dessus montre la structure du circuit et son câblage pour réaliser un passe bas (sortie LP) et simultanément un passe bande (sortie BP) , deux résistances extérieures sont suffisantes et la fréquence est simplement le centième (ou le 50eme au choix) de la fréquence d'horloge.

Le MF10 est un double MF5 il permet donc de réaliser des filtres du 4 eme ordre. MF4 , MF6 sont des passe bas de Butterworth d'ordre 4 et 6

LES FILTRES EN PEIGNE

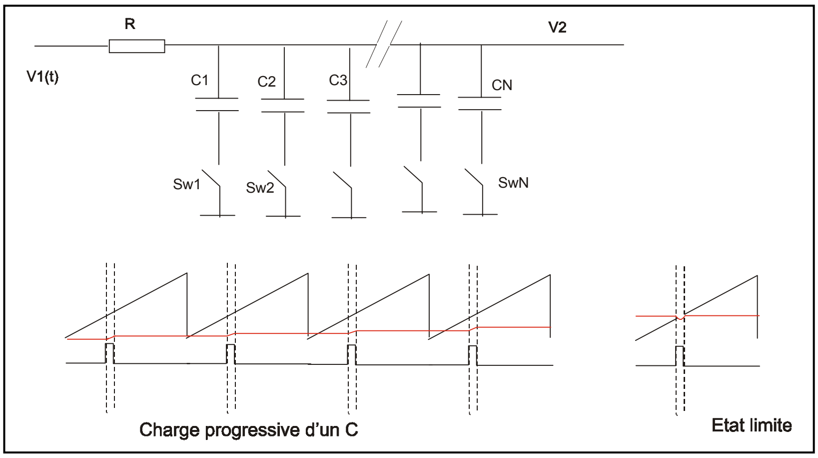
La structure de base est représentée sur la figure ci jointe .



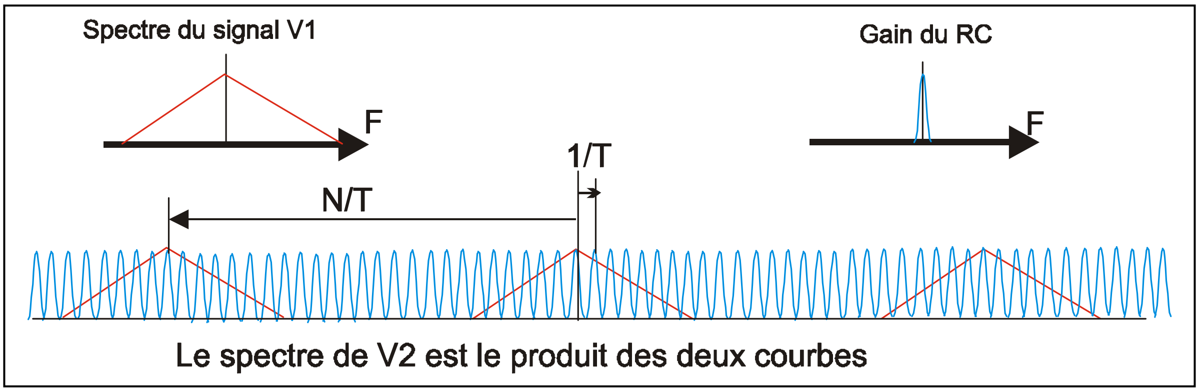
Chaque condensateur peut être relié ou non à la masse grâce à des interrupteurs commandés , ce sont en pratique des MOS .A chaque instant un seul interrupteur est fermé , la tension aux bornes du condensateur correspondant constitue la tension v2.Les interrupteurs sont fermés l'un après l'autre , chacun d'entre eux est fermé pendant une fraction T/N de la période , T étant la période de récurrence et N le nombre de condensateurs.

Supposons d'abord que la tension V1 soit continue. Chaque condensateur se charge donc jusqu'à une tension maximale V1 , mais comme il ne reçoit un courant que pendant 1/N du temps la constante de temps apparente est NRC .

Si maintenant V1 est une tension périodique de période T , chacun des interrupteurs est fermé à une position fixe au cours de la période et au bout de quelques NRC chaque condensateur atteint une tension qui est la valeur moyenne du signal pendant cet intervalle. La figure ci dessous montre l'évolution de la tension aux bornes de l'un des condensateurs et la limite atteinte dans le cas d'un signal V1 triangulaire.



Si le signal V1 n'a pas exactement la période T mais T'≠T la situation est plus complexe, la fenêtre de charge de l'un des condensateurs glisse le long de la période .La tension observée aux bornes de chaque condensateur est un battement de période T'-T et dont l'amplitude dépend de l'écart de fréquence . Le calcul complet est possible , il montre que le spectre du signal V2 est le produit du spectre du signal V1 échantillonné avec la période T/N (c'est à dire une périodisation du spectre de V1 avec la période N/T) , multiplié par la fonction de transfert du filtre RC , périodisée avec la période 1/T .



Si le signal d'entrée est de forme quelconque mais périodique de période T , son spectre est formé de raies distantes de 1/T , or la périodisation de la fonction de transfert du RC donne des pics qui sont précisément centrés sur ces mêmes fréquences. L'ensemble se comporte comme un filtre qui ne laisse passer que les harmoniques du signal et les fréquences très proches de ces harmoniques. Par exemple si T=1mS et RC=1sec le gain du filtre vaut 1 pour toutes les fréquences multiples de 1kHz et est réduit de 3dB pour toute fréquence qui est distante de $1/2\pi RC=0,16$ Hz seulement . Autour de 1kHz tout se passe comme si l'on avait utilisé un filtre de coefficient de qualité Q=1000/(2x0,16)=3125 , autour de 2kHz la largeur de bande est la même , donc le Q apparent double.

Cette technique permet de réaliser des filtres passe bande extrêmement étroits , impossibles à obtenir par d'autres méthodes.