



**MASTER 1 STS - EEA :**  
*Electronique, Electrotechnique, Automatique*

**2M7EO5M :**  
***Signaux et Télécommunications***

Responsable : Yannick DEVILLE  
[ydeville@ast.obs-mip.fr](mailto:ydeville@ast.obs-mip.fr)

Textes de  
***TRAVAUX PRATIQUES***  
***2M7EO5M***

***Signaux et Télécommunications***  
***Salles G45 Bât 3A***

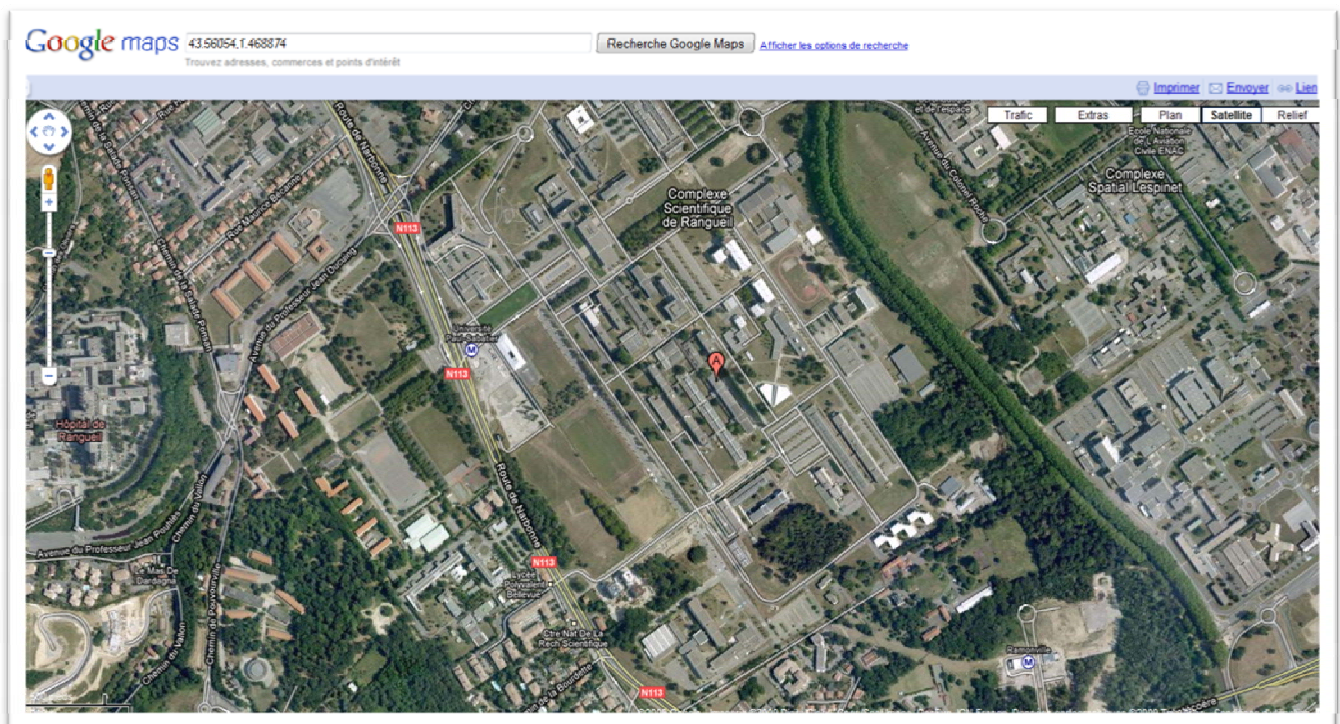
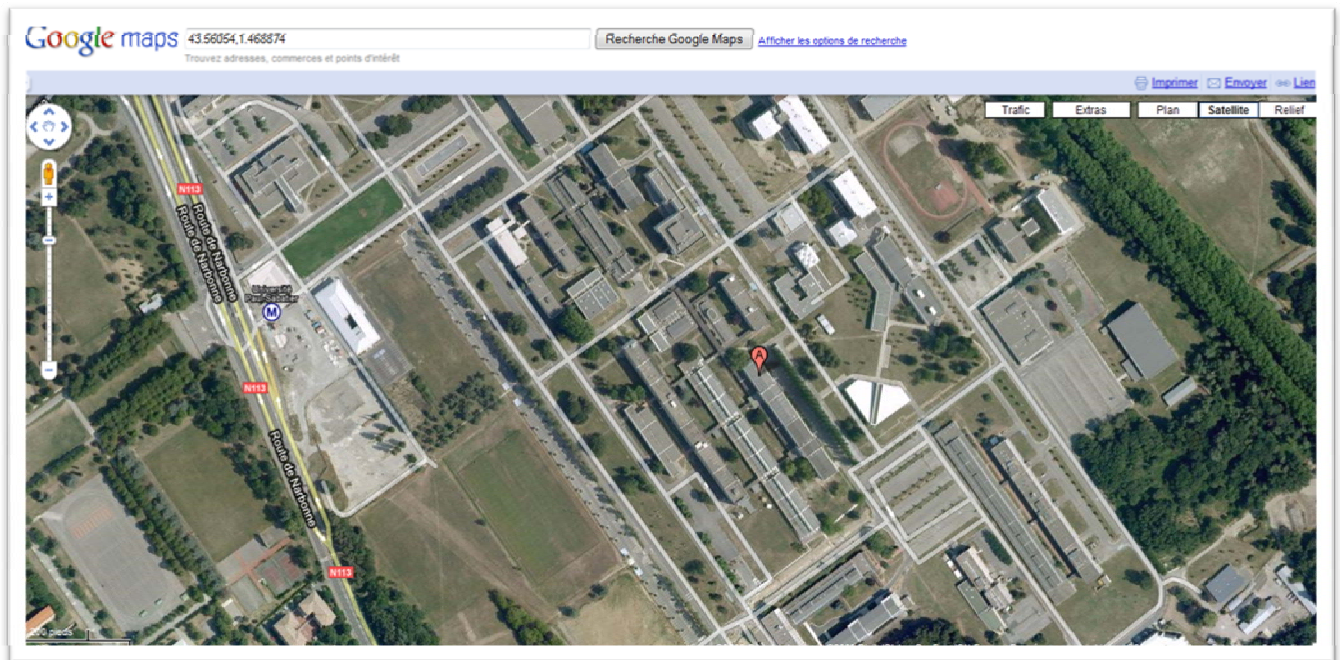
Responsable TP : Thierry PERISSE  
[perisse@cict.fr](mailto:perisse@cict.fr)

***TP 1 : Filtres à capacités commutées.***  
***TP 2 : Démodulation FM et FSK.***  
***TP 3 : Bruit dans les circuits électroniques.***

***Documentations CI : PLL565 et MF10.***

**Année 2010-11**

Bât3A Salle G45 Salle de TP



**TP n°1 :**  
**Filtres à capacités commutées**

**1. Introduction :**

Les filtres actifs classiques fonctionnent continûment dans le temps. Le plus souvent on réalise les cellules biquadratiques qui synthétisent ces filtres en technologie hybride à amplificateurs opérationnels (AOP) monolithiques avec résistances et condensateurs couches minces. Les filtres à capacités commutées sont des systèmes analogiques à échantillonnage ne contenant que des condensateurs, des AOP et des interrupteurs analogiques. Si les fréquences des signaux sont nettement inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs ( ou fréquence d'échantillonnage :  $f_e$ ), les filtres à capacités commutées se comportent alors comme des filtres RC actifs.

Parmi les avantages des filtres à capacités commutées citons :

1. fabrication monolithique de tout le filtre ;
2. utilisation de la technologie MOS à grande densité de composants, d'où la réalisation possible de systèmes de traitement de signaux analogiques et numériques sur une seule puce ;
3. comme il sera vu par la suite, la constante de temps  $\tau$  de ces filtres a pour expression :

$$\tau = \frac{C}{C'} * \frac{1}{f_e} \quad \text{où } f_e \text{ est la fréquence d'échantillonnage ;}$$

le haut degré de contrôle de la fréquence  $f_e$  (quartz de précision) ainsi que du rapport ( $C/C'$ ) de deux condensateurs intégrés sur une même puce (un rapport de valeurs de composants identiques est plus précis que la valeur d'un composant) permet d'obtenir une meilleure précision de la fonction de transfert de ces filtres ;

4. l'élimination des résistances diminue la consommation.

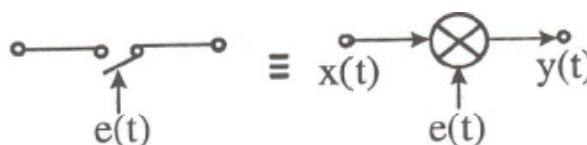
Un filtre de degré relativement élevé devient alors un circuit intégré de dimensions très réduites, consommant peu de puissance et plus fiable qu'un circuit RC actif classique.

Un filtre à capacités commutées étant un système à échantillonnage, nous commencerons par faire quelques rappels sur l'échantillonnage.

**2 Rappels sur l'échantillonnage :**

**2.1 L'échantillonnage périodique :**

Un échantillonnage périodique d'un signal analogique est obtenu en multipliant ce signal par une fonction d'échantillonnage  $e(t)$  qui est une suite périodique de période  $T_e$  (**fig 1**).



**Fig.1**



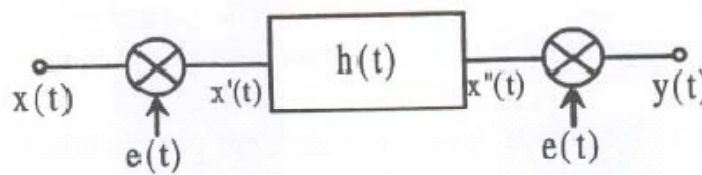
Le signal de sortie est alors :  $y(t)=x(t).e(t)$

Dans le cas où les échantillonneurs sont considérés idéaux, le signal d'échantillonnage périodique  $e(t)$  est un peigne de Dirac  $\delta_{Te}(t)$  (on considère que la durée d'échantillonnage est nulle ou très petite devant la période  $Te$ ) :

$$e(t) = \delta_{Te}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kTe) \quad \text{où } Te : \text{période d'échantillonnage.}$$

## 2.2 Système échantillonné à deux échantillonneurs synchrones :

Le principe de ce système est présenté sur la fig 2



**Fig.2**

Les deux échantillonneurs sont synchrones et opèrent à la même fréquence  $f_e=1/Te$ . Nous avons alors :

$$\begin{aligned} x'(t) &= x(t).e(t) \\ \text{et} \quad x''(t) &= x'(t) * h(t) \\ \text{soit en sortie :} \quad y(t) &= [x(t).e(t)] * [h(t).e(t)] \end{aligned}$$

Dans le cas où les échantillonneurs sont idéaux, nous avons ainsi en sortie :

$$y(t) = [x(t).\delta_{Te}(t)] * [h(t).\delta_{Te}(t)]$$

où \* désigne le produit de convolution.

Les propriétés spectrales en sortie du système sont alors obtenues en prenant la transformée de Fourier de  $y(t)$  :

$$Y(f) = \mathfrak{T}[y(t)] = [X(f) * \mathfrak{T}[\delta_{Te}(t)]] \cdot [H(f) * \mathfrak{T}[\delta_{Te}(t)]]$$

Or la transformée de Fourier d'un peigne de Dirac est donné par

$$\mathfrak{T}[\delta_{Te}(t)] = (1/Te)\delta_{1/Te}(f) = fe\delta_{fe}(f)$$

qui est également un peigne de Dirac.

Par suite :

$$Y(f) = (fe)^2 [X(f) * \delta_{fe}(f)] [H(f) * \delta_{fe}(f)] = (fe)^2 \left[ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f - nfe) \right] \left[ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H(f - nfe) \right]$$

La réponse fréquentielle du système d'échantillonnage considéré est donc le produit du spectre périodisé du signal d'entrée par la réponse périodisée de la fonction de mise en forme de H.

Si  $x(t)$  est un signal quelconque et  $h(t)$  un filtre passe bas, la représentation graphique de  $Y(f)$  est donnée sur la fig 3.

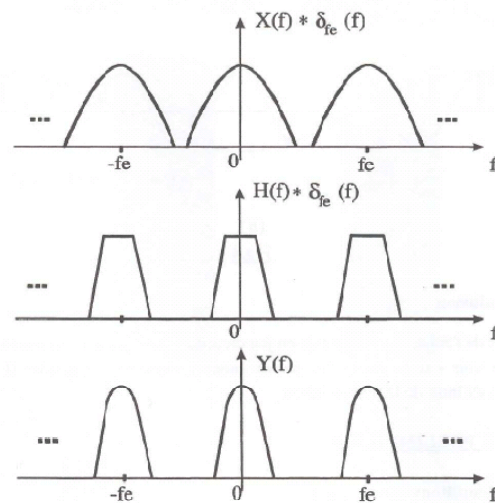


Fig. 3

### 2.3 Distorsion due au recouvrement spectral :

Pour tout système à échantillonnage, il est nécessaire de respecter la condition de Shannon ( $fe \geq 2f_{max}$ ) afin que la transformation signal analogique – signal échantillonné soit réversible.

La fig 4 illustre un cas de distorsion due au non respect du théorème de Shannon. Une sinusoïde de fréquence  $f_0$  est échantillonnée à une cadence  $fe = 1,25f_0$ . Il existe en fait une infinité de sinusoïdes, de fréquences  $nfe \pm f_0$ , passant par les mêmes échantillons (fig 4a). En l'absence d'une information plus précise, cette suite sera toujours interprétée comme provenant de la sinusoïde de plus basse fréquence  $f_0' = fe - f_0$  (fig 4b).

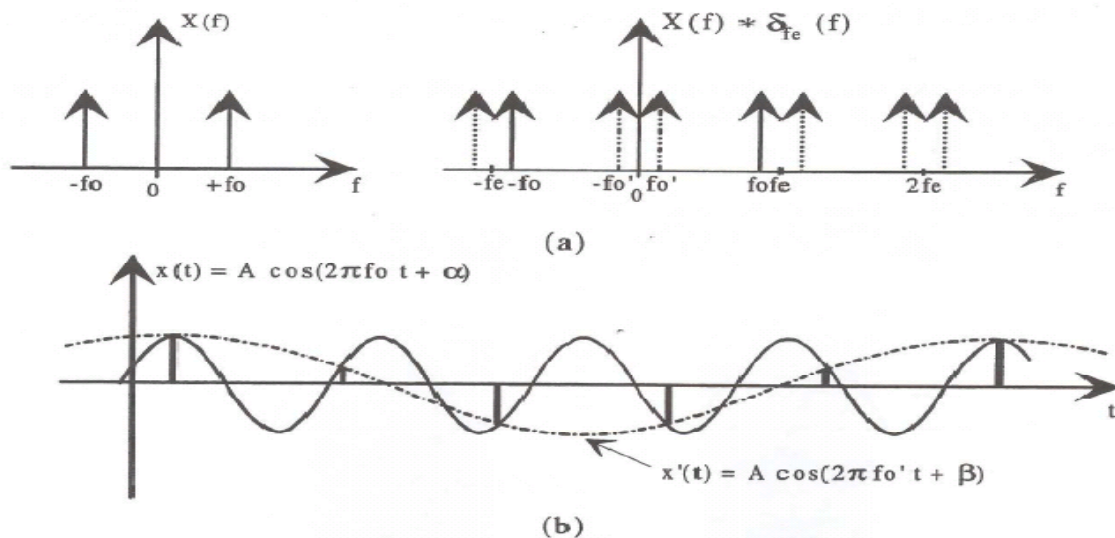


Fig.4

### 2.4 Conclusion :

Du fait de l'échantillonnage mis en jeu dans un filtre à capacités commutées (comme nous allons le voir par la suite), les points énoncés dans ce paragraphe 2 devront être considérés tout au long de la manipulation.

### 3 Travail préliminaire :

#### 3.1 Echantillonneur bloqueur :

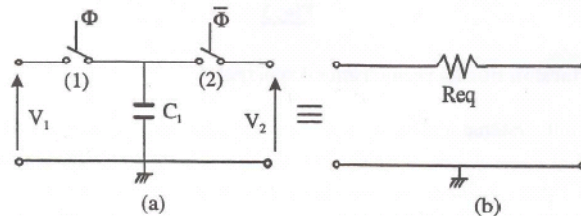


Fig.5

Le principe de l'échantillonneur bloqueur est donné fig 5a : Les signaux de commande  $\Phi$  et  $\bar{\Phi}$  des interrupteurs (1) et (2) sont fournis par une horloge de fréquence  $f_e$ .

On montre que ce montage est équivalent à une résistance  $R_{eq}$  (fig 5b) :

- interrupteur (1) fermé :  $V_1 = \frac{Q_1}{C_1}$

- interrupteur (2) fermé :  $V_2 = \frac{Q_2}{C_1}$

donc :  $V_2 - V_1 = \frac{Q_2 - Q_1}{C_1}$

de plus le courant moyen évalué sur une période est :  $I_{moy} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{(Q_1 - Q_2)}{T_e}$

d'où  $V_1 - V_2 = \frac{I_{moy} \cdot T_e}{C_1}$

Par suite l'expression de la résistance équivalente est :  $R_{eq} = \frac{1}{C_1 \cdot f_e}$  où  $f_e$  est la fréquence d'échantillonnage.

#### 3 2 Intégrateur à capacités commutées (fig 6) :

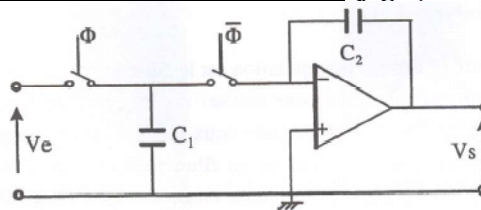


Fig.6

#### Questions :

La fréquence de commutation  $f_e$  étant très grande devant celle du signal d'entrée, démontrer que la fonction de transfert  $H'(p)$  est de la forme :  $H'(p) = \frac{-1}{\tau p}$ .

Exprimer la constante de temps  $\tau$  de ce montage en fonction de  $C_1$ ,  $C_2$  et  $f_c$ .

Comparer avec la méthodologie de conception d'un filtre RC actif classique. Pour faire varier la fréquence de ce filtre, sur quels paramètres peut-on jouer ?

### 3.3 Structure du filtre universel :

On utilise le montage précédent pour créer des filtres plus complexes en utilisant la structure de la fig 7 où  $H(p) = -H'(p)$ .

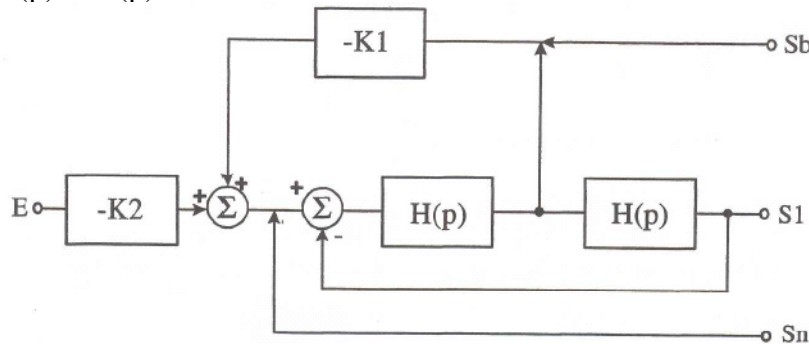


Fig.7

#### Questions :

Déterminer les fonctions de transfert  $S_b/E$ ,  $S_1/E$  et  $S_n/E$  en fonction de  $\tau$ ,  $K_1$  et  $K_2$  et donner pour chaque fonction de transfert le type de filtre ainsi réalisé.

### 3.4 Filtre universel :

Le circuit utilisé dans la manipulation est le filtre universel MF10. Ce circuit comme son nom l'indique, peut être utilisé pour réaliser divers types de filtres (passe-bas, passe-haut, réjecteur, passe-bande, ...).

Chaque circuit comporte deux blocs ; Dans la maquette chacun des deux blocs est câblé de façon à pouvoir réaliser un filtre passe-bas du 2<sup>nd</sup> ordre. Nous pourrions donc obtenir un filtre du 4<sup>ème</sup> ordre par la mise en cascade des deux blocs. Un bloc du circuit câblé dans ce mode peut être représenté par la structure de la fig 8.

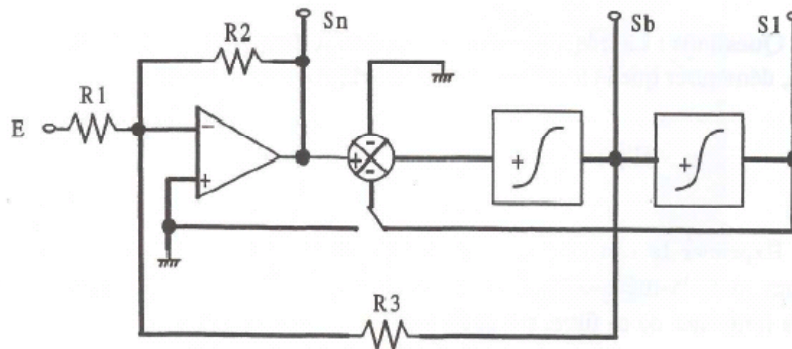


Fig.8

**Question :**

*En considérant respectivement les entrées E et Sb montrer que cette structure est équivalente à celle décrite sur la fig 7 (donner les expressions de K1 et de K2 en fonction de R1, R2 et R3).*

D'après les résultats du paragraphe 3.3, il est donc possible de réaliser divers filtres du 2<sup>nd</sup> ordre à partir de cette structure. La manipulation consiste ainsi à réaliser et à étudier les différents filtres passe-bas décrits dans le **tableau 1**.

| nombre de pôles(ripple 2dB) | BUTTERWORTH |          | BESSEL |          | TCHEBYTCHEV |          |
|-----------------------------|-------------|----------|--------|----------|-------------|----------|
|                             | fn /fc      | Q=1/(2z) | fn /fc | Q=1/(2z) | fn /fc'     | Q=1/(2z) |
| 2                           | 1           | 0,707    | 1,274  | 0,577    | 0,907       | 1,129    |
| 4                           | 1           | 0,512    | 1,432  | 0,522    | 0,471       | 0,929    |
|                             | 1           | 1,307    | 1,606  | 0,806    | 0,964       | 4,594    |

Tableau 1 : coefficients des filtres à réaliser

fc : fréquence de coupure à -3db

fc' : (Tchebychev) fréquence à partir de laquelle la courbe d'amplitude sort de la bande d'ondulation.

On rappelle que la fonction de transfert d'un système du 2<sup>nd</sup> ordre est de la forme :

$$F(p) = \frac{G}{(1 + \frac{2zp}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2})} \quad \text{avec } \omega_n : \text{pulsation propre non amortie du circuit.}$$

**Questions :**

*En identifiant cette expression avec l'expression de la fonction de transfert du filtre passe-bas établie au 3.3 montrer que :*

$$G = -\frac{R1}{R2} \quad Q = \frac{R3}{R2} \quad \text{et montrer que } fn \text{ est proportionnelle à } fe.$$

**4 Manipulation :**

**4.1 Description du montage (à cabler sur plaquette test) :**

Le circuit monolithique utilisé est le **filtre universel MF10**.

Les deux blocs du 2<sup>nd</sup> ordre sont indépendants et peuvent être étudiés séparément.



Deux divisions de fréquence sont disponibles en fonction de la tension appliquée à l'entrée

**50/100/CL :**      **0V.=>  $f_n=f_e/100$  ; +5V.=>  $f_n=f_e/50$**

**Questions :**

*Sur quel paramètre de l'intégrateur à capacité commutée influe la tension appliquée sur cette entrée ? Quel est l'intérêt de disposer de ces deux modes de fonctionnement ?*

Les résistances R1 et R2 ont pour valeur :  $R1=R2=10\text{ K}\Omega$ .

Le signal de commutation de fréquence réglable ( $f_e$ ) sera réalisé grâce à un générateur externe (sortie TTL).

Choisir les valeurs de R3 et de  $f_e$  (résultats du 3 4) pour un des deux blocs, il est donc possible de réaliser un filtre passe-bas du 2<sup>nd</sup> ordre de caractéristiques  $\omega_n$  et z données. La réalisation d'un filtre du 4<sup>nd</sup> ordre s'effectue par la mise en cascade des deux blocs.

#### **4.2 Filtre de Bessel du 2<sup>nd</sup> ordre :**

Les deux blocs sont ici utilisés séparément pour réaliser un filtre de Bessel du second ordre de fréquence de coupure 200Hz.

Sur un bloc les valeurs de la résistance R3 et de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  sont déterminées pour une division de fréquence par 100, sur l'autre pour une division par 50 (penser à changer le niveau sur l'entrée 50/100/CL pour passer de la division de fréquence par 100 à la division par 50).

**Pour les deux filtres ainsi réalisés :**

- a. *Observer à l'oscilloscope le signal de sortie lorsque la fréquence du signal d'entrée varie de 10Hz à 100KHz (on se placera plus particulièrement autour de la fréquence d'échantillonnage et de ses multiples).  
Décrire le phénomène observé (on relèvera notamment les fréquences et les amplitudes du signal de sortie).  
Réaliser la même étude en connectant en sortie du filtre l'analyseur de spectre. Donner les représentations spectrales du signal de sortie pour un signal d'entrée basse fréquence (150Hz), de fréquence ( $f_e/2$ ), et enfin de fréquence proche de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$ .  
Interpréter le phénomène observé. Par quel moyen simple peut-on supprimer ce fonctionnement parasite ?*
- b. *Pour une valeur de fréquence du signal d'entrée dans la bande passante du filtre, observer la forme du signal de sortie à l'oscilloscope pour des calibres d'amplitude*

*et de base de temps permettant d'observer une fraction de période. Commentaires. Comparer les deux filtres.*

*Pour le filtre utilisant la division de fréquence par 50, placer un filtre de lissage en sortie (filtre passe-bas RC d'ordre 1 de fréquence de coupure 4KHz). Quelle est l'amélioration apportée sur le signal de sortie. En se basant sur une observation du signal de sortie à l'analyseur de spectre, avec et sans filtre de lissage, décrire les effets de ce filtre.*

- c. *Conclure sur les précautions à respecter pour que la réponse d'un filtre à capacités commutées soit correcte. Quel est alors l'intérêt de ce type de filtre ?*

#### **4.3 Filtre de Butterworth du 4<sup>nd</sup> ordre :**

Utiliser la division de fréquence par 100.

- a. *Déterminer les deux résistances  $R3$  et les deux fréquences  $f_e$  (on s'arrangera pour avoir  $f_{e1}=f_{e2}$ ) pour que le filtre ait une fréquence de coupure de 200Hz.*
- b. *Tracer les courbes de gain et de phase pour un signal d'entrée de fréquences comprises entre 10Hz et 5KHz.*
- c. *Commentaires / Conclusions.*

## **TP n 2 :** **Applications de la PLL à la démodulation FSK et FM**

### **2. Objectifs :**

L'objectif de cette manipulation est de se familiariser avec quelques unes des applications de la PLL (Phase Locked Loop). Elles sont utilisées dans de très nombreux domaines touchant aussi bien l'instrumentation et les mesures que la radiodiffusion.

Nous nous intéresserons plus particulièrement à l'utilisation de la PLL comme système de démodulation FM (Frequency Modulation) et FSK (Frequency Shift Keying). Cette étude sera menée à partir des données constructeurs, spécifiant les caractéristiques de chacun des sous système composant la PLL.

### **3. Procédés de modulation :**

Un système de télécommunication se présente sous la forme suivante :



Le canal transporte l'information entre la source et le récepteur. Lorsque la transmission se fait sur un support qui laisse passer le spectre de la source, la transmission s'effectue en bande de base. Ce canal est en général perturbé (bruit, interférences, perturbations atmosphériques et réflexions sur des obstacles lors de la propagation, ...).

Autrement dit, l'information telle qu'elle est fournie au canal par la source n'atteint son destinataire que d'une façon incomplète, ou distordue. Le signal en bande de base n'est pas adapté à la voie de transmission.

Par exemple, pour les transmissions par faisceaux hertziens ou en radiodiffusion, seules les hautes fréquences peuvent se propager dans l'atmosphère. A cette fin, on introduira entre la source et le canal un codeur ou modulateur, de la même façon, une boîte décodeur ou démodulateur entre le canal et le récepteur.



On utilise alors un support adapté au canal. Ce support peut être une onde sinusoïdale, appelée onde porteuse, mais il peut aussi être un train d'impulsions ou un phénomène plus complexe. Le codage ou modulation consiste à faire varier un des paramètres du support linéairement avec l'information à transmettre.

Dans le cas d'une porteuse sinusoïdale on peut faire varier l'amplitude, la fréquence ou la phase de cette porteuse. Pour un train d'impulsions on peut faire varier l'amplitude, la position, la durée.

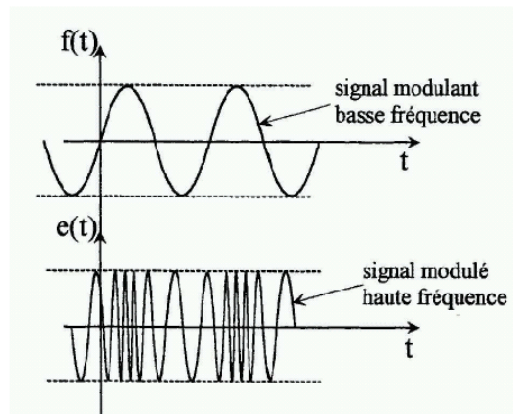
Pour réaliser la modulation, la fréquence de la porteuse sera toujours très supérieure à la fréquence la plus élevée du spectre du signal en bande de base.

#### 4. Caractéristiques des signaux modulés FM et FSK :

Nous allons présenter rapidement les principales caractéristiques de signaux modulés FM et FSK.

##### 3.1 Modulation FM (Frequency Modulation) :

Pour ce type de modulation, toute l'information (message) est contenue dans la fréquence instantanée, d'où une certaine insensibilité aux perturbations éventuelles lors de la propagation car elles affectent essentiellement l'amplitude des signaux. Ceci améliorera la transmission et donc le rapport signal à bruit. La figure ci-dessous représente les formes d'ondes des signaux modulant (de type sinusoïdal) et modulé résultant.



Un signal modulé en fréquence se met sous la forme :

$$\text{avec } \partial \Psi_i / \partial t = \omega_i$$

$$v(t) = E \cos \Psi_i(t)$$

$$\begin{aligned} \text{et } f_i &= \frac{1}{2\pi} \partial \Psi_i / \partial t \\ f_i &= f_c + \Delta f(t) \end{aligned}$$

Où :

- $\Psi_i(t)$  est la phase instantanée du signal modulé.
- $f_i$  la fréquence instantanée et  $f_c$  la fréquence porteuse.

La déviation (ou excursion) de fréquence  $\Delta f(t)$  est définie, dans le cas d'un signal modulant  $m(t)$  basse fréquence sinusoïdal, par :

$$\Delta f(t) = K m(t) = K A_m \sin(\omega_m t) \quad K \text{ constante du modulateur (Hz/V)}$$

Ces expressions montrent que la fréquence instantanée  $f_i(t)$  de la porteuse évolue dans le temps : son excursion autour de la fréquence centrale  $f_c$  est liée à l'amplitude  $A_m$  du signal modulant, et ses variations se font au rythme de la pulsation  $\omega_m$  du signal modulant  $m(t)$ .

On appelle  $\Delta f_M = K A_m$  l'excursion ou la déviation maximale de la fréquence instantanée.

Dans le cas où le signal modulant est sinusoïdal, l'onde modulée en fréquence a pour expression :

$$v(t) = A \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad \text{avec } \beta = \frac{\Delta f_M}{f_m}$$

Cet indice de modulation  $\beta$  dépend à la fois de l'amplitude  $A_m$  et de la fréquence  $f_m$  du signal modulant. On se reportera au cours du module Signaux et Télécommunications pour le calcul complet du spectre du signal modulé.

Les principales propriétés de la modulation de fréquence sont un niveau du signal détecté en sortie du modulateur FM indépendant de l'amplitude de la porteuse (lié à l'écrtage effectué en entrée du récepteur), une bonne résistance aux perturbations (interférences, réflexions, bruit, ...), une largeur de bande nécessaire à la transmission toujours plus grande par rapport à la modulation AM (comme nous l'avons vu, d'autant plus grande que l'indice de modulation  $\beta$  est élevé).

Ainsi la modulation FM est utilisée dans le cas où :

- l'affaiblissement entre émetteur et récepteur est soumis à des fluctuations, par exemple pour les faisceaux hertziens (en milieu urbain notamment) ;
- une qualité particulièrement bonne est souhaitée en dépit de conditions de transmissions défavorables, par exemple dans le cas de liaisons avec des sondes spatiales (données de télémétrie ...), de la radiodiffusion sonore de bonne qualité (dans bande 88 à 108MHz).

### 3.2 Modulation FSK (Frequency Shift Keying):

Lorsque l'on désire transmettre des signaux binaires (0-1) par voie téléphonique ou radiotéléphonique, on associe aux niveaux 0 et 1 des signaux sinusoïdaux de fréquence fixée par des standards. La bande passante des lignes téléphoniques étant de 3KHz (300Hz-3300Hz), ces standards de fréquence sont inclus dans cette marge. Ainsi, pour les modems à faibles débits utilisés sur les lignes spécifiques, l'avis V23 de l'IUT (Union Internationale des Télécommunications) spécifie qu'un 1 binaire est codé par une fréquence de 2100Hz et un 0 binaire par une fréquence de 1300Hz. Soit un saut de fréquence de  $\pm 400$ Hz autour d'une porteuse à 1700Hz. Cette spécification permet d'établir des liaisons à 1200 bits/s. C'est l'émission de fréquence en mode verrouillé.

Elle permet de réaliser des modems à bas débit et faible coût, utilisés dans le domaine de l'automobile par exemple ou dans les bandes libres, dites ISM (instrumentation Scientific and Médical) autour de 433 MHz, de 863 à 868 MHz, ou de 2.4 GHz pour le WIFI avec, dans ce cas d'autres types de modulation et des débits beaucoup plus élevés allant jusqu'à 54 Mbits/s.

La fig 4 ci-dessous présente les graphes des signaux modulants et modulés par saut de fréquence

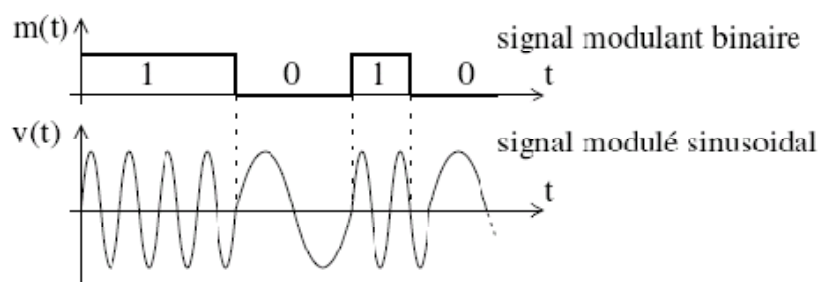


fig 4

Dans le cas de la modulation FSK, le signal modulé a pour expression :



$$v(t) = A \cos \left( (\omega_c + 2\pi a_k \Delta f) t \right) \quad \text{où } a_k = \pm 1$$

Il s'agit alors d'un signal modulé en fréquence par un signal binaire antipolaire ( $\pm 1$ ). Du fait de la non linéarité du procédé de modulation FSK, le spectre est très complexe. Ce principe de modulation et démodulation FSK est utilisé dans les modems à faibles débits, dont les vitesses de transmission n'excèdent pas en général 1200 bits/s.

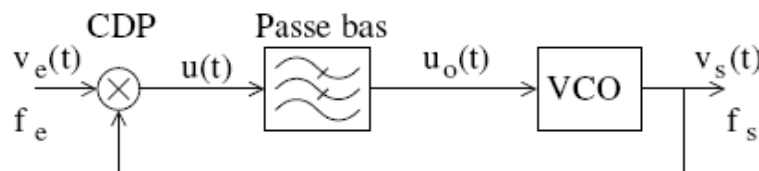
La modulation FSK peut aussi être utilisée comme moyen de conversion de données numériques pour leur stockage sur support magnétique (disque ou cassette).

## 5. Caractéristiques de la PLL :

### 4.1 Généralités :

On appelle PLL (Phase Locked Loop), ou boucle à verrouillage de phase, un système bouclé dans lequel la grandeur asservie est la phase (ou la fréquence).

La figure ci-dessous représente le schéma fonctionnel d'une PLL. C'est un système asservi (contre réaction) à retour unitaire.



Les éléments constitutifs de ce circuit sont les suivants :

- Un comparateur de phase (CDP) : ce circuit élabore une tension d'erreur  $u(t)$  proportionnelle à la différence de phase (ou de fréquence) de deux signaux appliqués en entrée.
- Un filtre passe-bas (FPB) : la tension d'erreur  $u(t)$  est filtrée pour ne conserver que la composante continu ou lentement variable  $u_o(t)$ .
- Un oscillateur contrôlé en tension (OCT ou VCO) : c'est un oscillateur fournissant un signal dont la fréquence varie à l'image d'une tension ou d'un courant de commande en entrée.

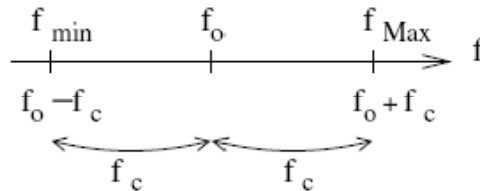
En l'absence de signal en entrée du système, le VCO fonctionne alors à sa fréquence d'oscillation libre  $f_o$ .

Si un signal est appliqué à l'entrée du CDP, ce dernier délivre une tension d'erreur  $u(t)$  fonction du déphasage ou de la différence de fréquence entre le signal d'entrée et le signal délivré par le VCO. Le signal  $u(t)$  est ensuite filtré et appliqué à l'entrée du VCO. La tension de commande  $u_o(t)$ , ainsi générée, modifie la fréquence du VCO de façon à réduire la différence de fréquence entre les signaux appliqués au CDP. Ainsi, si la fréquence  $f_e$  du signal d'entrée est suffisamment proche de  $f_o$ , la boucle de retour impose au VCO de se synchroniser ou de se verrouiller avec le signal d'entrée.

Une fois la boucle verrouillée, la fréquence délivrée par le VCO est identique à celle du signal d'entrée. Cependant il persiste une différence de phase entre les deux signaux ( $\Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_s$ ).

Celle-ci génère une tension de commande du VCO  $u_o(t)$  qui maintient la PLL verrouillée. Ce pouvoir d'autocorrection du système permet ainsi à la PLL, une fois qu'elle est verrouillée, de suivre les changements de fréquence du signal d'entrée.

Cet asservissement de la fréquence du signal d'entrée ne peut être obtenu pour n'importe quelle valeur de  $f_e$ . Il existe deux plages caractéristiques appelées plage de verrouillage et plage de capture. Ces plages sont centrées par rapport à  $f_o$  la fréquence d'oscillation libre du VCO.

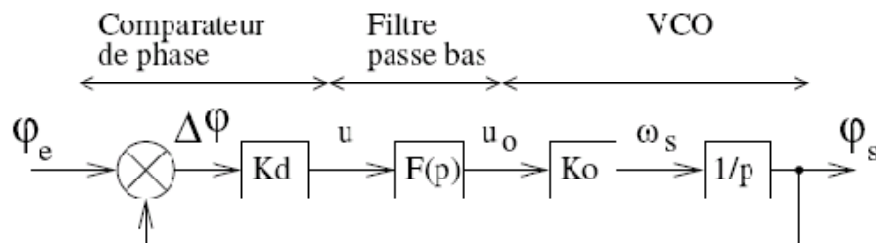


La gamme de fréquence où la PLL est maintenue asservie au signal d'entrée est la plage de verrouillage  $2f_L$ . C'est le domaine où le VCO peut poursuivre la fréquence du signal d'entrée. De même, pour que le phénomène d'accrochage ait lieu, il est nécessaire que la fréquence  $f_e$  se situe dans la plage de capture  $2f_c$ . C'est le domaine correspondant à l'écart de fréquence par rapport à  $f_o$  pour lequel la PLL peut se verrouiller sur la fréquence du signal d'entrée.

Dans la suite, on considérera toujours que la PLL fonctionne en mode verrouillée, ce qui limite donc l'excursion de fréquence autorisée en entrée. Les caractéristiques constructeurs données en annexe permettent de déterminer les valeurs de  $f_L$  et  $f_c$ .

#### 4.2 Fonctions de transfert :

La figure suivante représente le schéma bloc de la PLL :



Le signal d'entrée présente une phase  $\varphi_e(t)$  et le signal de sortie du VCO une phase  $\varphi_s(t)$ .

La boucle étant verrouillée, le CDP délivre une tension de sortie  $u(t)$  proportionnelle à la différence de phase  $\Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_s$ . Cette tension est ensuite filtrée par le filtre passe-bas de fonction de transfert  $F(p)$ . Celui-ci va permettre de fixer les caractéristiques dynamiques de la boucle. La fréquence délivrée par le VCO est alors contrôlée par la tension d'erreur filtrée  $u_o(t)$ , soit :

$$u_o(p) = F(p) u(p) = F(p) K_d (\varphi_e(p) - \varphi_s(p))$$

et le glissement de pulsation du VCO à partir de la pulsation centrale s'écrit :

$$\Delta\omega_s(p) = K_o u_o(p) = K_o K_d F(p) (\varphi_e(p) - \varphi_s(p))$$

La pulsation étant la dérivée par rapport au temps de la phase instantanée, alors :

$$\omega_s = \frac{\partial \varphi_s}{\partial t} \quad \text{et donc} \quad \omega_s(p) = p \varphi_s(p)$$

Le VCO présente alors la fonction de transfert suivante :

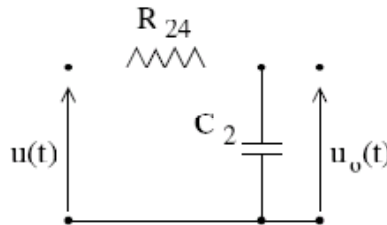
$$\varphi_s(p) = \frac{K_o u_o(p)}{p}$$

qui montre la phase délivrée par le VCO est proportionnelle à l'intégrale de la tension de contrôle d'entrée.

On obtient ainsi la fonction de transfert de la boucle fermée :

$$H(p) = \frac{\varphi_s(p)}{\varphi_e(p)} = \frac{K_o K_d F(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

Il est nécessaire de déterminer la fonction de transfert du filtre  $F(p)$  pour obtenir l'expression de  $H(p)$ . On se limitera ici à la réponse du système en présence d'un filtre passe-bas passif du premier ordre du type présenté sur la figure ci-dessous :



Ce filtre passe bas présente une fonction de transfert du type :

$$F(p) = \frac{u_o(p)}{u(p)} = \frac{1}{1 + \tau p} \quad \text{avec } \tau = R_{24}C_2$$

La résistance  $R_{24} = 3,6k\Omega$  étant intégrée au sein de la PLL (voir annexes). Dans ce cas, on obtient une fonction de transfert en boucle fermée  $H(p)$  du deuxième ordre de la forme classique :

$$H(p) = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2z p}{\omega_n} + 1} \quad \text{avec } \omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{\tau}} \quad \text{et } z = \frac{0.5}{\sqrt{K_o K_d \tau}}$$

La réponse transitoire est donc caractérisée par la résonance et l'amortissement. La PLL est d'autant plus stable que  $\tau$  diminue pour un gain  $K_o K_d$  donné. De ce fait, les trois paramètres  $\omega_n, z, \tau$  ne peuvent être choisis de manière indépendante.

La PLL, utilisée comme un système de démodulation FM ou FSK, doit fournir une tension proportionnelle à la fréquence instantanée du signal d'entrée. Dans ce cas, l'information peut alors être extraite de la tension d'erreur après filtrage.

Nous allons maintenant nous intéresser à l'expression de la tension d'erreur  $U_o(p)$  en fonction de la pulsation  $\omega_e(p)$  du signal d'entrée :

$$u_o(p) = F(p) u(p) = F(p) K_d (\varphi_e(p) - \varphi_s(p))$$

donc

$$u_o(p) = F(p) K_d \varphi_e(p) (1 - H(p)) \quad \text{et} \quad H(p) = \frac{K_o K_d F(p)}{p + K_o K_d F(p)}$$

d'où :

$$u_o(p) = p \varphi_e(p) H(p) / K_o \quad \text{mais} \quad p \varphi_e(p) = \omega_e(p)$$

soit

$$u_o(p) = \frac{\omega_e(p) H(p)}{K_o}$$

La tension d'erreur  $U_o(p)$  permet donc d'accéder à l'information contenue dans la pulsation du signal d'entrée, cette dernière étant modulée par le message. Cependant il existe le facteur multiplicatif  $[H(p)/K_o]$  qui va distordre l'information puisque  $H(p)$  est une fonction de transfert du deuxième ordre :

$$u_o(p) = \frac{\omega_e(p)}{K_o} \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2z p}{\omega_n} + 1}$$

Le système fonctionne alors comme un discriminateur de fréquence, mais il peut présenter dans sa bande passante un dépassement (ou overshoot) plus ou moins important selon la valeur du coefficient d'amortissement  $z$  du système.

#### 4.3 Réponse de la PLL à une modulation de fréquence :

Dans le cas d'une modulation de fréquence, en régime établi, la pulsation instantanée du signal reçu varie linéairement en fonction du message :

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega_m(t)$$

La tension d'erreur  $u_o$  va donc se présenter sous la forme d'une somme de deux termes :

$$u_o(f) = u_{oc} + \Delta u_o(f_m)$$

et donc

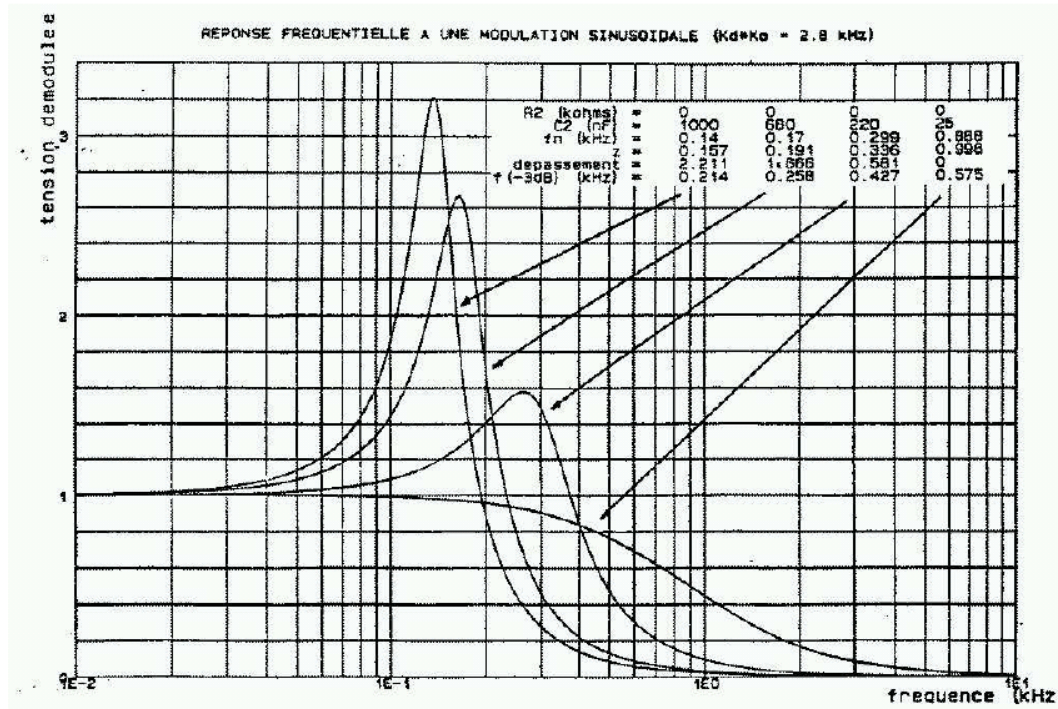
$$\Delta u_o(f_m) = \frac{\Delta\omega_m}{K_o} \frac{1}{1 - \frac{f_m^2}{f_n^2} + j \frac{2z f_m}{f_n}}$$

La tension de commande du VCO varie en fonction de l'écart de la fréquence d'entrée par rapport à la porteuse, et joue donc le rôle d'un discriminateur de fréquence. Cependant la relation  $\Delta u_o(f_m) = \text{fonction}(\Delta f_m)$  n'est pas une fonction linéaire du fait du terme  $H(f_m)$ .

Notons que le signal de modulation étant dans ce cas sinusoïdal de fréquence  $f_m$ , le tracé de  $\Delta u_o(f_m)$  permet d'accéder à la réponse harmonique de la PLL. De même, du fait de la nature non linéaire du détecteur de phase, il existera un résidu de porteuse d'autant plus important

que la fréquence de coupure du système sera élevée (fonction de  $z$  et donc de la fréquence de coupure du filtre passe bas).

La représentation de la tension d'erreur  $\Delta u_o$  en fonction de la fréquence  $f_m$  du signal de modulation (perturbation) sera de la forme suivante :



#### 4.4 Répons de la PLL à un saut de fréquence :

On considère dans ce cas que l'on applique un échelon de pulsation  $\Delta\omega$  à l'instant  $t=0$ , donc

$$\omega_e(t) = \Delta\omega\Gamma(t) \quad \text{Avec } \Gamma(t) \text{ la fonction échelon unité}$$

$$\text{d'où } \omega_e(p) = \Delta\omega / p$$

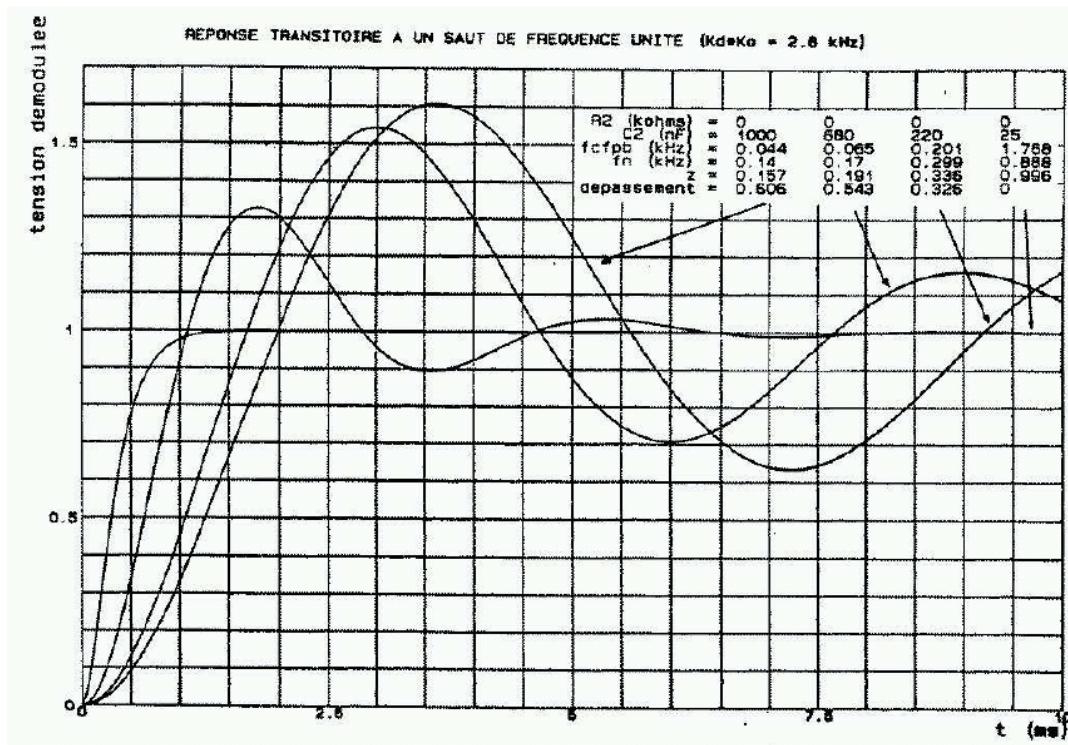
La tension d'erreur résultante s'exprime alors de la façon suivante :

$$u_o(p) = \omega_e(p) \frac{H(p)}{K_o} = \frac{\Delta\omega}{p} \frac{H(p)}{K_o} = \frac{\Delta\omega}{pK_o} \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2zp}{\omega_n} + 1}$$

Après décomposition en éléments simples, on peut accéder à la réponse temporelle de  $u_o(t)$ .

Le comportement transitoire de la tension d'erreur pour un échelon unité est reporté sur la figure ci-dessous :





La réponse de la PLL sera fonction du coefficient d'amortissement  $z$  :

- si  $z > 1$  : les pôles de  $H(p)$  sont réels et négatifs, d'où la présence d'un régime transitoire apériodique amorti.
- si  $z = 1$  : les pôles sont confondus, le régime linéaire est de type apériodique amorti appelé régime critique.
- si  $z < 1$  : les pôles de  $H(p)$  sont imaginaires conjugués, on est en présence d'un régime oscillatoire transitoire.

On remarque qu'il n'y a de dépassement à la réponse échelon unité que pour des valeurs du coefficient d'amortissement  $z$  strictement inférieur à l'unité, la valeur critique étant  $z=1$ .

## 6. Questionnaire :

Nous allons utiliser la PLL NE565 dont les caractéristiques sont données en annexe. A partir de ces données :

- *déterminer les valeurs des éléments fixant la fréquence d'oscillation libre du VCO qui doit être de l'ordre de 1KHz ;*
- *pour des capacités du filtre passe bas de 1000nF, 680nF, 220nF et 25nF calculer le coefficient d'amortissement  $z$  et la fréquence  $f_n$  correspondante ;*
- *dans le cas d'une modulation FM par un signal sinusoïdal basse fréquence, déterminer la bande passante à -3dB de la PLL pour différentes valeurs de  $z$  ;*



- dans le cas d'une modulation de type FSK, calculer l'amplitude du premier dépassement pour les différentes valeurs de  $z$ .

## 7. Manipulation :

Identifier sur la plaquette les différents éléments de la PLL, ainsi que les différents points de test (sortie CDP, entrée et sortie du VCO,...).

### 6.1 Réponse de la PLL à une modulation FM :

Pour utiliser la PLL comme système de réception FM il est tout d'abord nécessaire de déterminer la réponse de la PLL à une onde sinusoïdale modulée en fréquence par un signal BF sinusoïdal.

- Effectuer les réglages nécessaires sur le générateur pour qu'il délivre une onde sinusoïdale de fréquence 1KHz et d'amplitude 500mVcc, modulée en fréquence par un signal basse fréquence sinusoïdal de fréquence 100Hz. Observer simultanément à l'oscilloscope les formes d'onde de la porteuse et du signal de modulation (dans le cas d'un problème de synchronisation, utiliser la fonction STOP de l'oscilloscope). Ajuster si nécessaire la fréquence d'oscillation libre du VCO qui doit être de 1KHz. Pour imposer une excursion maximale de fréquence de 50Hz autour de la porteuse, utiliser un signal de modulation rectangulaire de très basse fréquence et ajuster son amplitude en conséquence, puis revenir au mode sinusoïdal.
- Pour la valeur  $C=1000\text{nF}$  de la capacité du filtre passe bas, relever l'évolution de la tension d'erreur  $u_o(t)$  en fonction de la fréquence du signal de modulation. En faisant varier la fréquence du signal modulant, tracer l'allure du rapport 
$$\frac{u_o(f)}{u_o(\text{BF})}$$
. On notera que la tension  $u_o(\text{BF})$  est la tension en sortie du filtre passe bas lorsque la fréquence du signal modulant est très faible. Comparer ce résultat avec les abaques.
- Pour les autres valeurs de la capacité du filtre passe bas, observer l'évolution de la tension d'erreur  $u_o(t)$  en fonction de la fréquence du signal de modulation. Comparer avec les abaques.
- Quelles sont les limitations de la PLL utilisée comme système de réception FM ?

### 6.2 Réponse de la PLL à une modulation FSK :

Effectuer les réglages nécessaires sur le générateur pour qu'il fournisse une onde sinusoïdale de fréquence 1KHz et d'amplitude 500mVcc modulée en fréquence par un signal BF rectangulaire de fréquence 100Hz. Faire varier l'amplitude du signal de modulation, et observer simultanément à l'oscilloscope les formes d'ondes de la porteuse et du signal de modulation (dans le cas d'un problème de synchronisation, utiliser la fonction STOP de l'oscilloscope).

*Ajuster l'amplitude du signal de modulation BF afin d'imposer une excursion maximale de fréquence de 50Hz autour de la porteuse.*

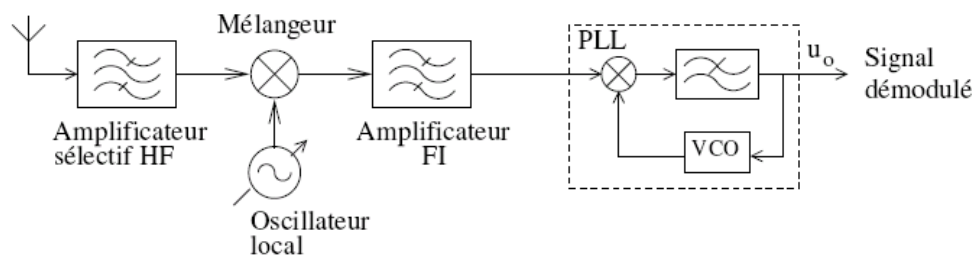
*Retoucher si nécessaire la fréquence d'oscillation libre du VCO qui doit être de 1KHz.*

*Pour la valeur de  $C=1000nF$ , relever l'amplitude du premier dépassement (utilisation de curseurs, et mode moyenné si nécessaire) et de la pulsation propre (curseurs temps) à l'oscilloscope.*

*En déduire les différentes valeurs de  $z$ . Vérifier que pour  $C=25nF$  on est proche de l'amortissement critique.*

### 6.3 Application de la PLL à la démodulation FM :

La bande de réception des émissions de radiodiffusion FM est 88-108MHz. De ce fait il n'est pas possible de réaliser une démodulation directe. Il est donc nécessaire d'effectuer une transposition à plus basse fréquence, appelée fréquence intermédiaire (FI), qui est de 10,7MHz. Cette transposition est effectuée à l'aide d'un mélangeur et d'un VCO, suivi d'un filtrage sélectif et d'une amplification en fréquence intermédiaire. Il est possible d'intégrer la PLL pour effectuer la démodulation comme indiquée sur la figure ci-dessous :



*Pour quelle raison n'est-il pas possible d'utiliser la PLL NE565 pour réaliser cette détection ?*

### 6.4 Application de la PLL à la démodulation FSK :

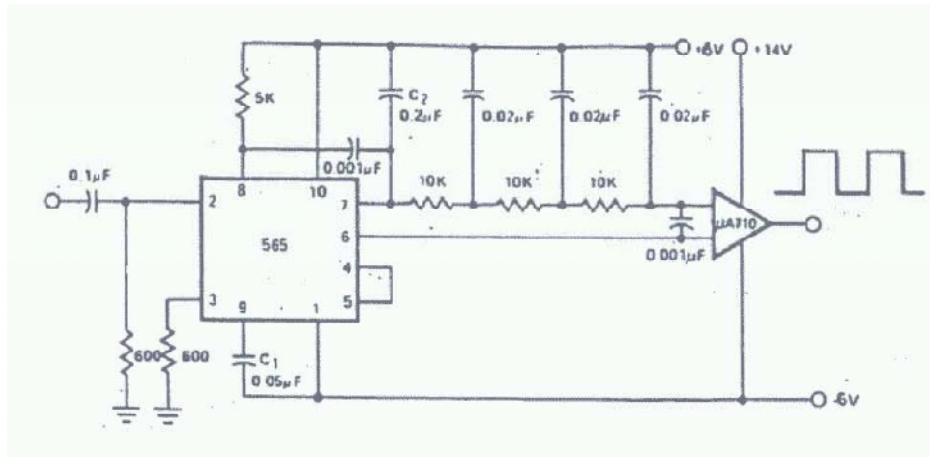
La PLL peut aussi être utilisée comme système de démodulation FSK, utilisée par exemple pour transmettre des données numériques par voies téléphoniques. Nous utiliserons à titre d'exemple le standard suivant :

Niveau 0                      fréquence 1070Hz

Niveau 1                      fréquence 1270Hz

La fréquence d'oscillation libre du VCO doit être ajustée à 1170Hz pour décrire une excursion de fréquence symétrique par rapport à  $f_o$ .

Pour disposer en sortie du démodulateur d'un signal logique, il est nécessaire de conditionner la tension d'erreur  $u_o$ . Pour cela on utilise un filtre passe bas suivi d'un amplificateur opérationnel comme indiqué sur la figure ci-dessous :



a- Expliquer le rôle de chacun de ces éléments.

b- Observer la forme d'onde résultante.

c- Réajuster la fréquence d'oscillation libre du VCO pour obtenir en sortie un signal rectangulaire de rapport cyclique 50%.

Quels sont les compromis à respecter lors de la transmission ?

## **TP n°3 :** **Etude et caractérisation des sources de bruits**

### **1. Objectifs :**

Le but de cette manipulation est d'étudier les sources de bruit utilisées (ou rencontrées) en électronique et de les caractériser en termes de :

- Tensions représentatives : valeur moyenne, valeur efficace.
- Comportement fréquentiel : densité spectrale de puissance.
- Propriétés statistiques : histogramme ou loi de densité de probabilité.

Les signaux issus des sources étudiées dans cette manipulation appartiennent à la classe des signaux aléatoires à puissance finie.

### **2. Principes généraux & Rappels :**

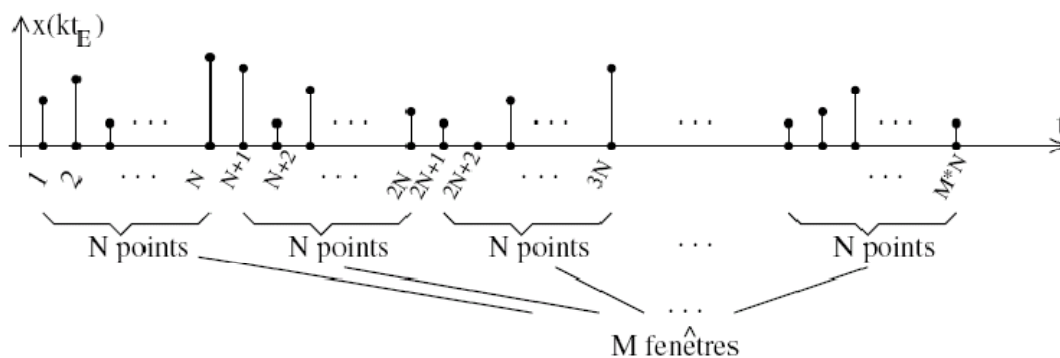
Nous allons dans ce paragraphe effectuer quelques rappels succincts sur les grandeurs caractéristiques des signaux aléatoires. Il est très important à ce niveau de souligner deux points :

- afin de ne pas trop alourdir le texte, une approche théorique simplifiée a été volontairement adoptée. Le lecteur trouvera une approche beaucoup plus détaillée et précise dans les références [1], [2], [3] et dans le cours de l'unité d'enseignement Signaux et Télécommunications.
- toujours par souci de simplification, ces rappels seront effectués en considérant dans un premier temps que les signaux sont à temps continus. Les formules seront ensuite données en considérant des signaux à temps discret, dans la mesure où, lors de la manipulation, les signaux seront échantillonnés.

#### **2-1 Acquisition – Calculs :**

Pour obtenir, à partir des échantillons du signal, une estimation correcte des quantités citées ci-dessus, il est nécessaire de calculer une estimation sur une fenêtre temporelle comprenant N points de mesure, et de réaliser ensuite un calcul de valeur moyenne sur M fenêtres indépendantes.

La figure ci-dessous représente le découpage temporel en fenêtres de N points.



L'estimation ainsi obtenue sera d'autant plus proche de la vraie valeur recherchée que le nombre  $M$  de fenêtres sera important. Il est cependant bien évident que les temps d'acquisition et de calculs seront d'autant plus longs.

**On veillera donc dans un premier temps**, lors de la mise au point des programmes, à prendre une faible valeur du nombre M de fenêtres (de l'ordre de 10 à 100) et de prendre ensuite une valeur plus élevée (de l'ordre de 300 à 500) afin d'obtenir des résultats corrects.

L'oscilloscope numérique est ici utilisé comme système d'acquisition. Les données seront transférées ensuite vers un PC par la liaison série RS232 et traitées à l'aide du logiciel Matlab. Les principales caractéristiques de l'oscilloscope sont données en annexe, sa documentation est disponible en salle de Travaux Pratiques.

Il existe une fonction Matlab **acquiHP.m** qui réalise l'acquisition du signal. Cette fonction pilote l'oscilloscope et permet d'acquérir un nombre nb de fenêtres de signal composées de 128 points.

La syntaxe suivante : **acquiHP(nb)** permet d'acquérir un signal composé de nb fenêtres de 128 points. Si nb=10, par exemple, le signal enregistré comportera 10\*128=1280 échantillons. Ce découpage en fenêtres de 128 points permet de réduire le temps de communication avec l'oscilloscope. D'autre part, cette fonction sauvegarde automatiquement dans un fichier **s.mat** les informations suivantes :

- la période d'échantillonnage de l'oscilloscope notée  $t_E$  (qui est fonction du réglage de la base de temps),
- les données sous forme d'un vecteur nommé **x**.

On peut donc directement dans la fenêtre de commande de Matlab, taper la commande **acquiHP(nb)**, avec un paramètre nb quelconque, et ensuite faire un programme qui relit s.mat et effectue les calculs de valeur moyenne, valeur efficace ...

Comme pour toutes les fonctions de Matlab, on pourra obtenir une aide sommaire sur la fonction **acquiHP** en tapant **help acquiHP** dans la fenêtre de commande.

## 2.2 Puissance normalisée :

### a. *Signal à temps continu*

La définition de la puissance normalisée (ou carré de la valeur efficace  $x_{eff}^2$  ou valeur quadratique moyenne  $\overline{x^2}$ ) calculée sur une durée T, est donnée par la relation :

$$P_x = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt = x_{eff}^2 = \overline{x^2} \quad (1)$$

Si on considère la définition de la variance d'un signal aléatoire de valeur moyenne  $\mu$ .

$$\sigma_x^2 = E[(x - \mu)^2] = E[x^2] - \mu^2 \quad (2)$$

avec l'hypothèse d'ergodicité (moyennes temporelles égales aux moyennes statistiques), on peut écrire  $P_x = E[x^2]$  et donc déduire des deux relations (1) et (2), ci-dessus :

$$P_x = \sigma_x^2 + \mu^2$$

(3)

**Lorsque le signal est centré**, sa valeur moyenne est nulle, et donc sa puissance normalisée s'identifie à sa variance :

$$P_x = \overline{x^2} = \sigma_x^2 = x_{eff}^2 \quad \text{quand } \mu = 0$$

(4)

**b. Signal à temps discret :**

La relation (1) ci-dessus, peut s'écrire lorsque le signal est à temps discret, et mesuré sur une fenêtre contenant N points de mesure (ou échantillons)

$$P_x = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x^2(i)$$

(5)

**2.3 Densité spectrale de puissance :**

Comme son nom l'indique, la densité spectrale de puissance  $S_x(f)$  d'un signal  $x(t)$  fournit une information sur la répartition de la puissance en fonction de la fréquence. Elle s'obtient en prenant le module au carré de la transformée de Fourier du signal.

**a. Signal à temps continu :**

Si l'on note  $X_i(f, T)$  la transformée de Fourier du signal  $x(t)$  calculée sur une fenêtre  $i$ , de durée  $T$  :

$$X_i(f, T) = \text{TF}\{x_i(t, T)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x_i(t, T) e^{-j\omega t} dt$$

(6)

la densité spectrale s'obtient en calculant une moyenne du module au carré de la transformée de Fourier, sur M fenêtres :

$$S_x(f) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |X_i(f, T)|^2$$

(7)

La puissance peut être recalculée à partir du domaine fréquentiel, c'est l'identité de Parseval :

$$P_x = \int_{-\infty}^{+\infty} S_x(f) df = 2 \int_0^{+\infty} S_x(f) df = \overline{x^2}$$

(8)

Puisque la puissance normalisée s'exprime en  $V^2$ , on peut déduire de la relation précédente, que la densité spectrale s'exprime en  $V^2 / \text{Hz}$ .



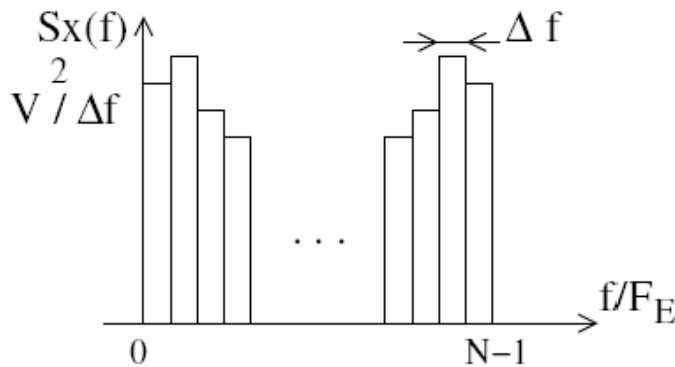
**b. Signal à temps discret :**

Dans la mesure où le signal sera discrétisé, on calculera sa transformée de Fourier à l'aide d'un algorithme de transformée rapide (FFT) sur N points.

Si  $X_i(f_k)$  est la transformée de Fourier calculée sur la ième fenêtre, la densité spectrale s'obtiendra aussi calculant la valeur moyenne du module au carré des transformées de Fourier :

$$S_x(f_k) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |X_i(f_k)|^2 \quad (9)$$

**Remarque importante :** si  $F_e$  est la fréquence d'échantillonnage du signal, la résolution fréquentielle de l'algorithme est  $\Delta f = F_e / N$ .



Donc lors de l'estimation de la densité spectrale, la grandeur sera exprimée non pas en  $V^2 / \text{Hz}$  mais en  $V^2 / \Delta f$ . L'énergie est calculée dans une fenêtre de largeur  $\Delta f$ . Connaissant la fréquence d'échantillonnage  $F_e$  et le nombre de points  $N$ , on peut très simplement se ramener à une densité spectrale en  $V^2 / \text{Hz}$ .

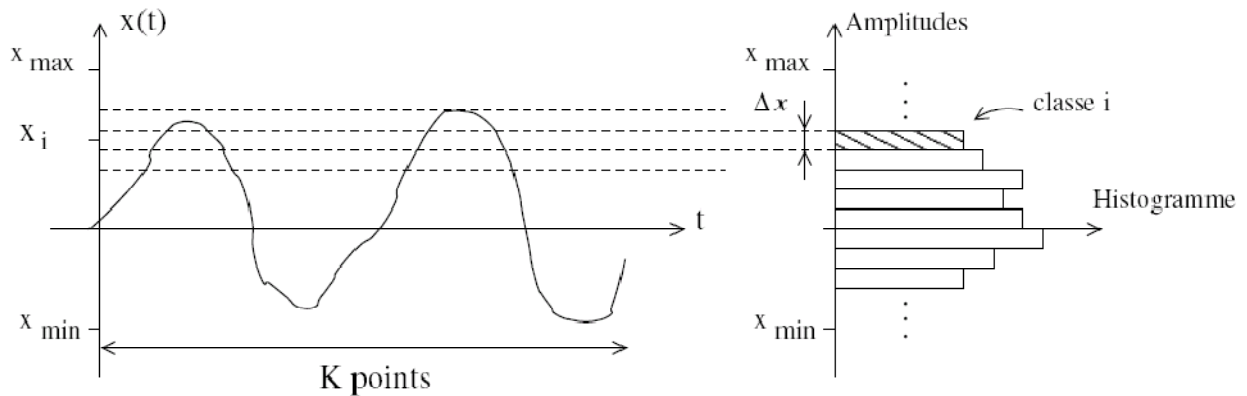
La relation de Parseval, s'écrit donc pour les signaux à temps discret :

$$P_x = \sum_{n=0}^{N-1} S_x(n\Delta f) \quad (10)$$

avec  $N$ , le nombre de points de la FFT.

**2.4 Histogramme :**

La fonction `hist(x)` de Matlab permet de calculer l'histogramme des valeurs contenues dans les vecteurs  $x$ . Par défaut, la fonction `hist(x)` divise en 10 classes de même largeur  $\Delta x$  l'espace des amplitudes comprises entre la valeur minimale  $x_{\min}$  et maximale  $x_{\max}$  de  $x$ .



La fonction retourne donc par défaut un vecteur de 10 valeurs représentants pour la classe  $i$ , le nombre de valeurs de  $x$ , comprises entre  $x_i \pm \Delta x/2$ . Pour passer de l'histogramme à la probabilité, il suffit de diviser les valeurs retournées par la fonction par le nombre total de points  $K$ .

La fonction `hist(x,nb_classe)` permet de calculer l'histogramme sur un nombre quelconque de classes, permettant ainsi une analyse plus fine.

### Syntaxe :

`h=hist(x) ;` retourne dans le vecteur  $h$ , les 10 valeurs de l'histogramme.  
`[h,a]=hist(x) ;` retourne dans le vecteur  $h$ , les 10 valeurs de l'histogramme, et dans le vecteur  $a$  les valeurs des classes.  
`[h,a]=hist(x,20) ;` de même que le cas précédent, avec 20 classes.

**Remarque :** un histogramme permet donc pour une classe  $i$ , d'avoir le nombre de valeurs de  $x$  comprises entre  $x_i - \Delta x/2$  et  $x_i + \Delta x/2$ . On peut obtenir la probabilité pour qu'une valeur soit dans l'intervalle  $x_i \pm \Delta x/2$ , en divisant par le nombre total de mesures, soit :

$$\Pr \left[ x_i - \frac{\Delta x}{2} < x < x_i + \frac{\Delta x}{2} \right] \quad (10)$$

Pour comparer l'histogramme à une loi de probabilité théorique  $f(x)$ , il faut donc calculer à partir de  $f(x)$

$$\int_{x_i - \Delta x/2}^{x_i + \Delta x/2} f(x) dx = \Pr \left[ x_i - \frac{\Delta x}{2} < x < x_i + \frac{\Delta x}{2} \right] \quad (11)$$

Si la largeur de la classe est suffisamment petite, on peut assimiler l'intégrale ci-dessus à :

$$\int_{x_i - \Delta x/2}^{x_i + \Delta x/2} f(x) dx \simeq f(x_i) \Delta x \quad (12)$$

Ce qui revient à appliquer une méthode d'intégration par rectangle. On aura donc, pour une classe  $i$  :

$$\Pr \left[ x_i - \frac{\Delta x}{2} < x < x_i + \frac{\Delta x}{2} \right] \simeq f(x_i) \Delta x \quad (13)$$

### 3 Manipulation :

Il est important de noter que :

- lors de l'appel de la fonction `acquiHP(nb)`, les informations suivantes doivent s'afficher dans la commande de Matlab :
  - Etat du port : open
  - ID Oscilloscope : HEWLETT-PACKARD, 54615B,0,A.02.03
  - Acquisition en cours ...
  - Acquisition terminée!

reflétant ainsi un fonctionnement correct de la fonction d'acquisition.

- Les tranches de signal **doivent** être composées d'un nombre de points multiples entiers d'une puissance de 2 (128, 256, 512, ...) ; Ceci est imposé par l'algorithme de FFT.
- L'oscilloscope doit être réglé manuellement (base de temps, sensibilité verticale, ...) de façon à acquérir correctement le signal. On portera un soin particulier au réglage de la base de temps, donc au choix de la fréquence d'échantillonnage. La fonction **acquiHP** ne fait que transférer les points de la mémoire de l'oscilloscope vers le PC. Elle ne configure en aucun cas l'oscilloscope !

**Pour chacune des sources de bruit disponibles, on réalisera les calculs et les mesures suivantes :**

#### 3.1 Valeur moyenne / valeur efficace :

- a. *Réaliser une acquisition et afficher le signal.*
  - b. *Calculer la valeur moyenne sur l'ensemble des points de mesure. Comparer à celle mesurée au voltmètre.*
  - c. *Calculer et représenter la valeur moyenne obtenue sur des fenêtres successives de 128 points. Procéder de même pour des fenêtres successives de 256 points, puis de 512 points ...*
- Conclusion.*

- d. Reprendre les deux questions ci-dessus, avec la valeur efficace du signal.
- e. Calculer la puissance du signal, à partir de la valeur moyenne et la valeur efficace obtenues ci-dessus, et les comparer aux valeurs indiquées par les appareils de mesure (voltmètre AC, DC et oscilloscope).

### 3.2 Densité spectrale de puissance :

- a. Calculer et afficher le module au carré de la transformée de Fourier du signal, sur une fenêtre de largeur quelconque.
- b. Calculer la densité spectrale de puissance lissée (équation 9), en calculant une moyenne de M densités spectrales obtenues sur des fenêtres de 512 points.
- c. Déterminer à partir de la densité spectrale, la puissance du signal et sa valeur moyenne.  
Les comparer aux valeurs obtenues ci-dessus.

### 3.3 Histogramme des amplitudes

- a. Tracer l'histogramme calculé sur tout le signal x.
- b. Comparer l'histogramme obtenu ci-dessus à la gaussienne :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma^2 \sqrt{2\pi}} e^{-(x-\mu)^2 / 2\sigma^2}$$

On prendra comme valeur moyenne  $\mu$  et variance  $\sigma$ , les valeurs obtenues au paragraphe 3.1 ci-dessus.

- c. Calculer la probabilité d'obtenir des amplitudes comprises dans l'intervalle  $\mu \pm 1.96 \sigma$ .  
Conclusion.

## 4 Annexes :

### 4.1 Caractéristiques de l'oscilloscope Agilent 54615B :

|                                   |                      |
|-----------------------------------|----------------------|
| Bande passante                    | 500MHz               |
| Sensibilité verticale maxi        | 2mV/div              |
| Résolution verticale              | 8 bits               |
| Base de temps mini                | 1ns/div              |
| Fréquence d'échantillonnage maxi* | 1Giga échantillons/s |
| Profondeur mémoire                | 5000 points          |

\* la fréquence d'échantillonnage est fonction de la base de temps

#### **4.2 Quelques fonctions Matlab :**

- whos                      affiche les données en mémoire et leur taille
- load s                    charge en mémoire le fichier s.mat
- length(x)                retourne le nombre d'éléments contenus dans le vecteur x
- sum(x)                    calcule la somme des éléments du vecteur x
- sqrt(x)                   calcule la racine carré du nombre x
- mean(x)                  calcule la valeur moyenne des éléments contenus dans le vecteur x
- std(x)                    calcule l'écart-type (racine carré de la variance) des éléments contenus dans le vecteur x
- fft(x)                    retourne un vecteur complexe contenant la transformée de Fourier de x
- abs(x)                    calcule le module du nombre complexe x
- hist(x,nb\_classe)      retourne l'histogramme composé de nb\_classe

## **References**

- [1] F. de Coulon, *Théorie et traitement des signaux*, Dunod
- [2] JG. Proakis, DG Manolakis, *Introduction to digital signal processing*, Maxwell-MacMillan
- [3] AB. Carlson, *Communication systems : An introduction to signals and noise in electrical communication*, MacGraw Hill

## MF10 Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter

### General Description

The MF10 consists of 2 independent and extremely easy to use, general purpose CMOS active filter building blocks. Each block, together with an external clock and 3 to 4 resistors, can produce various 2nd order functions. Each building block has 3 output pins. One of the outputs can be configured to perform either an allpass, highpass or a notch function; the remaining 2 output pins perform lowpass and bandpass functions. The center frequency of the lowpass and bandpass 2nd order functions can be either directly dependent on the clock frequency, or they can depend on both clock frequency and external resistor ratios. The center frequency of the notch and allpass functions is directly dependent on the clock frequency, while the highpass center frequency depends on both resistor ratio and clock. Up to 4th order functions can be performed by cascading the two 2nd order building blocks of the MF10; higher than 4th order functions can be obtained by cascading MF10 packages.

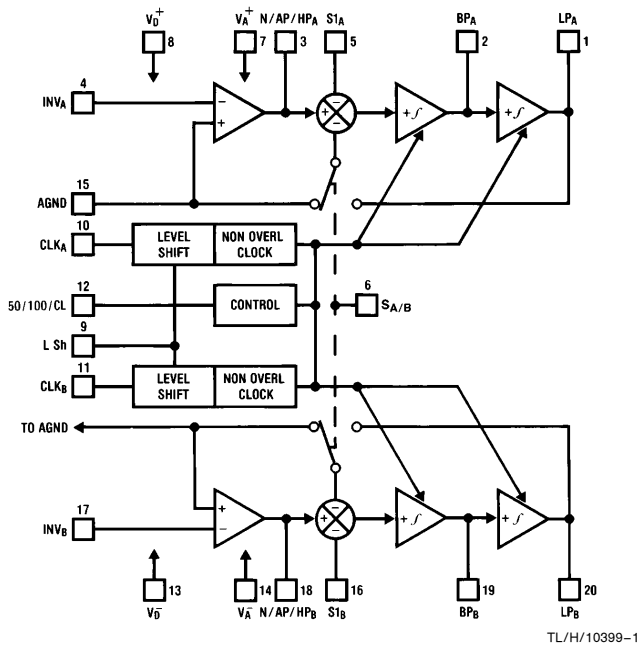
Any of the classical filter configurations (such as Butterworth, Bessel, Cauer and Chebyshev) can be formed.

For pin-compatible device with improved performance refer to LMF100 datasheet.

### Features

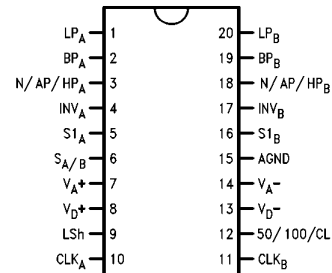
- Easy to use
- Clock to center frequency ratio accuracy  $\pm 0.6\%$
- Filter cutoff frequency stability directly dependent on external clock quality
- Low sensitivity to external component variation
- Separate highpass (or notch or allpass), bandpass, lowpass outputs
- $f_0 \times Q$  range up to 200 kHz
- Operation up to 30 kHz
- 20-pin 0.3" wide Dual-In-Line package
- 20-pin Surface Mount (SO) wide-body package

### System Block Diagram



### Connection Diagram

#### Surface Mount and Dual-In-Line Package



TL/H/10399-4

#### Top View

Order Number MF10AJ or MF10CCJ  
See NS Package Number J20A  
Order Number MF10ACWM or MF10CCWM  
See NS Package Number M20B  
Order Number MF10ACN or MF10CCN  
See NS Package Number N20A



## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

|                                   |                              |
|-----------------------------------|------------------------------|
| Supply Voltage ( $V^+ - V^-$ )    | 14V                          |
| Voltage at Any Pin                | $V^+ + 0.3V$<br>$V^- - 0.3V$ |
| Input Current at Any Pin (Note 2) | 5 mA                         |
| Package Input Current (Note 2)    | 20 mA                        |
| Power Dissipation (Note 3)        | 500 mW                       |
| Storage Temperature               | 150°C                        |
| ESD Susceptibility (Note 11)      | 2000V                        |

## Soldering Information

|                                   |       |
|-----------------------------------|-------|
| N Package: 10 sec.                | 260°C |
| J Package: 10 sec.                | 300°C |
| SO Package: Vapor Phase (60 Sec.) | 215°C |
| Infrared (15 Sec.)                | 220°C |

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

## Operating Ratings (Note 1)

|                    |                                                     |
|--------------------|-----------------------------------------------------|
| Temperature Range  | $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$                     |
| MF10ACN, MF10CCN   | $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$    |
| MF10CCWM, MF10ACWM | $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$    |
| MF10CCJ            | $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$  |
| MF10AJ             | $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ |

**Electrical Characteristics**  $V^+ = +5.00V$  and  $V^- = -5.00V$  unless otherwise specified. **Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$** ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$ .

| Symbol        | Parameter                                       |                | Conditions                                       |                                                 | MF10ACN, MF10CCN, MF10ACWM, MF10CCWM |                       |                        | MF10CCJ, MF10AJ  |                       |                        | Units |
|---------------|-------------------------------------------------|----------------|--------------------------------------------------|-------------------------------------------------|--------------------------------------|-----------------------|------------------------|------------------|-----------------------|------------------------|-------|
|               |                                                 |                |                                                  |                                                 | Typical (Note 8)                     | Tested Limit (Note 9) | Design Limit (Note 10) | Typical (Note 8) | Tested Limit (Note 9) | Design Limit (Note 10) |       |
| $V^+ - V^-$   | Supply Voltage                                  | Min            |                                                  |                                                 |                                      |                       | <b>9</b>               |                  |                       | <b>9</b>               | V     |
|               |                                                 | Max            |                                                  |                                                 |                                      |                       | <b>14</b>              |                  |                       | <b>14</b>              | V     |
| $I_S$         | Maximum Supply Current                          |                | Clock Applied to Pins 10 & 11<br>No Input Signal |                                                 | 8                                    | 12                    | <b>12</b>              | 8                | <b>12</b>             |                        | mA    |
| $f_O$         | Center Frequency Range                          | Min            | $f_O \times Q < 200 \text{ kHz}$                 |                                                 | 0.1                                  |                       | <b>0.2</b>             | 0.1              |                       | <b>0.2</b>             | Hz    |
|               |                                                 | Max            |                                                  |                                                 | 30                                   |                       | <b>20</b>              | 30               |                       | <b>20</b>              | kHz   |
| $f_{CLK}$     | Clock Frequency Range                           | Min            |                                                  |                                                 | 5.0                                  |                       | <b>10</b>              | 5.0              |                       | <b>10</b>              | Hz    |
|               |                                                 | Max            |                                                  |                                                 | 1.5                                  |                       | <b>1.0</b>             | 1.5              |                       | <b>1.0</b>             | MHz   |
| $f_{CLK}/f_O$ | 50:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation  | MF10A<br>MF10C | Q = 10<br>Mode 1                                 | $V_{pin12} = 5V$<br>$f_{CLK} = 250 \text{ kHz}$ | $\pm 0.2$                            | $\pm 0.6$             | $\pm \mathbf{0.6}$     | $\pm 0.2$        | $\pm \mathbf{1.0}$    |                        | %     |
|               |                                                 |                |                                                  |                                                 | $\pm 0.2$                            | $\pm 1.5$             | $\pm \mathbf{1.5}$     | $\pm 0.2$        | $\pm \mathbf{1.5}$    |                        | %     |
| $f_{CLK}/f_O$ | 100:1 Clock to Center Frequency Ratio Deviation | MF10A<br>MF10C | Q = 10<br>Mode 1                                 | $V_{pin12} = 0V$<br>$f_{CLK} = 500 \text{ kHz}$ | $\pm 0.2$                            | $\pm 0.6$             | $\pm \mathbf{0.6}$     | $\pm 0.2$        | $\pm \mathbf{1.0}$    |                        | %     |
|               |                                                 |                |                                                  |                                                 | $\pm 0.2$                            | $\pm 1.5$             | $\pm \mathbf{1.5}$     | $\pm 0.2$        | $\pm \mathbf{1.5}$    |                        | %     |
|               | Clock Feedthrough                               |                | Q = 10<br>Mode 1                                 |                                                 | 10                                   |                       |                        | 10               |                       |                        | mV    |
|               | Q Error (MAX) (Note 4)                          |                | Q = 10<br>Mode 1                                 | $V_{pin12} = 5V$<br>$f_{CLK} = 250 \text{ kHz}$ | $\pm 2$                              | $\pm 6$               | $\pm \mathbf{6}$       | $\pm 2$          | $\pm \mathbf{10}$     |                        | %     |
|               |                                                 |                |                                                  | $V_{pin12} = 0V$<br>$f_{CLK} = 500 \text{ kHz}$ | $\pm 2$                              | $\pm 6$               | $\pm \mathbf{6}$       | $\pm 2$          | $\pm \mathbf{10}$     |                        | %     |
| $H_{OLP}$     | DC Lowpass Gain                                 |                | Mode 1 $R_1 = R_2 = 10k$                         |                                                 | 0                                    | $\pm 0.2$             | $\pm \mathbf{0.2}$     | 0                | $\pm \mathbf{0.2}$    |                        | dB    |
| $V_{OS1}$     | DC Offset Voltage (Note 5)                      |                |                                                  |                                                 | $\pm 5.0$                            | $\pm 20$              | $\pm \mathbf{20}$      | $\pm 5.0$        | $\pm \mathbf{20}$     |                        | mV    |
| $V_{OS2}$     | DC Offset Voltage (Note 5)                      | Min            | $V_{pin12} = +5V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 50$ )      | $S_{A/B} = V^+$                                 | -150                                 | -185                  | <b>-185</b>            | -150             | <b>-185</b>           |                        | mV    |
|               |                                                 | Max            |                                                  |                                                 |                                      | -85                   | <b>-85</b>             |                  | <b>-85</b>            |                        | mV    |
|               |                                                 | Min            | $V_{pin12} = +5V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 50$ )      | $S_{A/B} = V^-$                                 | -70                                  |                       |                        | -70              |                       |                        | mV    |
|               |                                                 | Max            |                                                  |                                                 |                                      |                       |                        |                  |                       |                        | mV    |
| $V_{OS3}$     | DC Offset Voltage (Note 5)                      | Min            | $V_{pin12} = +5V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 50$ )      | All Modes                                       | -70                                  | -100                  | <b>-100</b>            | -70              | <b>-100</b>           |                        | mV    |
|               |                                                 | Max            |                                                  |                                                 |                                      | -20                   | <b>-20</b>             |                  | <b>-20</b>            |                        | mV    |
| $V_{OS2}$     | DC Offset Voltage (Note 5)                      |                | $V_{pin12} = 0V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 100$ )      | $S_{A/B} = V^+$                                 | -300                                 |                       |                        | -300             |                       |                        | mV    |
|               |                                                 |                | $V_{pin12} = 0V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 100$ )      | $S_{A/B} = V^-$                                 | -140                                 |                       |                        | -140             |                       |                        | mV    |
| $V_{OS3}$     | DC Offset Voltage (Note 5)                      |                | $V_{pin12} = 0V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 100$ )      | All Modes                                       | -140                                 |                       |                        | -140             |                       |                        | mV    |

**Electrical Characteristics** (Continued)  $V^+ = +5.00V$  and  $V^- = -5.00V$  unless otherwise specified.  
**Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ C$ .**

| Symbol    | Parameter                                     |             | Conditions                                  | MF10ACN, MF10CCN,<br>MF10ACWM, MF10CCWM |                             |                              | MF10CCJ, MF10AJ     |                             |                              | Units      |
|-----------|-----------------------------------------------|-------------|---------------------------------------------|-----------------------------------------|-----------------------------|------------------------------|---------------------|-----------------------------|------------------------------|------------|
|           |                                               |             |                                             | Typical<br>(Note 8)                     | Tested<br>Limit<br>(Note 9) | Design<br>Limit<br>(Note 10) | Typical<br>(Note 8) | Tested<br>Limit<br>(Note 9) | Design<br>Limit<br>(Note 10) |            |
| $V_{OUT}$ | Minimum Output Voltage Swing                  | BP, LP Pins | $R_L = 5k$                                  | $\pm 4.25$                              | $\pm 3.8$                   | $\pm \mathbf{3.8}$           | $\pm 4.25$          | $\pm \mathbf{3.8}$          |                              | V          |
|           |                                               | N/AP/HP Pin | $R_L = 3.5k$                                | $\pm 4.25$                              | $\pm 3.8$                   | $\pm \mathbf{3.8}$           | $\pm 4.25$          | $\pm \mathbf{3.6}$          |                              | V          |
| GBW       | Op Amp Gain BW Product                        |             |                                             | 2.5                                     |                             |                              | 2.5                 |                             |                              | MHz        |
| SR        | Op Amp Slew Rate                              |             |                                             | 7                                       |                             |                              | 7                   |                             |                              | V/ $\mu s$ |
|           | Dynamic Range<br>(Note 6)                     |             | $V_{pin12} = +5V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 50$ ) | 83                                      |                             |                              | 83                  |                             |                              | dB         |
|           |                                               |             | $V_{pin12} = 0V$<br>( $f_{CLK}/f_O = 100$ ) | 80                                      |                             |                              | 80                  |                             |                              | dB         |
| $I_{SC}$  | Maximum Output Short Circuit Current (Note 7) | Source      |                                             | 20                                      |                             |                              | 20                  |                             |                              | mA         |
|           |                                               | Sink        |                                             | 3.0                                     |                             |                              | 3.0                 |                             |                              | mA         |

**Logic Input Characteristics** **Boldface limits apply for  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ ; all other limits  $T_A = T_J = 25^\circ C$**

| Parameter                |                 | Conditions                                 | MF10ACN, MF10CCN,<br>MF10ACWM, MF10CCWM |                             |                              | MF10CCJ, MF10AJ     |                             |                              | Units |
|--------------------------|-----------------|--------------------------------------------|-----------------------------------------|-----------------------------|------------------------------|---------------------|-----------------------------|------------------------------|-------|
|                          |                 |                                            | Typical<br>(Note 8)                     | Tested<br>Limit<br>(Note 9) | Design<br>Limit<br>(Note 10) | Typical<br>(Note 8) | Tested<br>Limit<br>(Note 9) | Design<br>Limit<br>(Note 10) |       |
| CMOS Clock Input Voltage | Min Logical "1" | $V^+ = +5V, V^- = -5V,$<br>$V_{LSh} = 0V$  |                                         | +3.0                        | $\mathbf{+3.0}$              |                     | $\mathbf{+3.0}$             |                              | V     |
|                          | Max Logical "0" |                                            |                                         | -3.0                        | $\mathbf{-3.0}$              |                     | $\mathbf{-3.0}$             |                              | V     |
|                          | Min Logical "1" | $V^+ = +10V, V^- = 0V,$<br>$V_{LSh} = +5V$ |                                         | +8.0                        | $\mathbf{+8.0}$              |                     | $\mathbf{+8.0}$             |                              | V     |
|                          | Max Logical "0" |                                            |                                         | +2.0                        | $\mathbf{+2.0}$              |                     | $\mathbf{+2.0}$             |                              | V     |
| TTL Clock Input Voltage  | Min Logical "1" | $V^+ = +5V, V^- = -5V,$<br>$V_{LSh} = 0V$  |                                         | +2.0                        | $\mathbf{+2.0}$              |                     | $\mathbf{+2.0}$             |                              | V     |
|                          | Max Logical "0" |                                            |                                         | +0.8                        | $\mathbf{+0.8}$              |                     | $\mathbf{+0.8}$             |                              | V     |
|                          | Min Logical "1" | $V^+ = +10V, V^- = 0V,$<br>$V_{LSh}$       |                                         | +2.0                        | $\mathbf{+2.0}$              |                     | $\mathbf{+2.0}$             |                              | V     |
|                          | Max Logical "0" |                                            |                                         | +0.8                        | $\mathbf{+0.8}$              |                     | $\mathbf{+0.8}$             |                              | V     |

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

**Note 2:** When the input voltage ( $V_{IN}$ ) at any pin exceeds the power supply rails ( $V_{IN} < V^-$  or  $V_{IN} > V^+$ ) the absolute value of current at that pin should be limited to 5 mA or less. The 20 mA package input current limits the number of pins that can exceed the power supply boundaries with a 5 mA current limit to four.

**Note 3:** The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by  $T_{JMAX}$ ,  $\theta_{JA}$ , and the ambient temperature,  $T_A$ . The maximum allowable power dissipation at any temperature is  $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$  or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device,  $T_{JMAX} = 125^\circ C$ , and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the MF10ACN/CCN when board mounted is  $55^\circ C/W$ . For the MF10AJ/CCJ, this number increases to  $95^\circ C/W$  and for the MF10ACWM/CCWM this number is  $66^\circ C/W$ .

**Note 4:** The accuracy of the Q value is a function of the center frequency ( $f_O$ ). This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics".

**Note 5:**  $V_{OS1}$ ,  $V_{OS2}$ , and  $V_{OS3}$  refer to the internal offsets as discussed in the Applications Information Section 3.4.

**Note 6:** For  $\pm 5V$  supplies the dynamic range is referenced to 2.82V rms (4V peak) where the wideband noise over a 20 kHz bandwidth is typically 200  $\mu V$  rms for the MF10 with a 50:1 CLK ratio and 280  $\mu V$  rms for the MF10 with a 100:1 CLK ratio.

**Note 7:** The short circuit source current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum positive voltage swing and then shorting that output to the negative supply. The short circuit sink current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum negative voltage swing and then shorting that output to the positive supply. These are the worst case conditions.

**Note 8:** Typicals are at  $25^\circ C$  and represent most likely parametric norm.

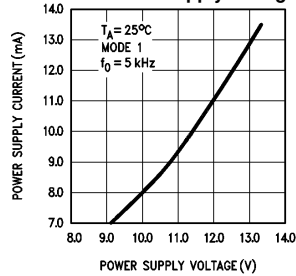
**Note 9:** Tested limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

**Note 10:** Design limits are guaranteed but not 100% tested. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

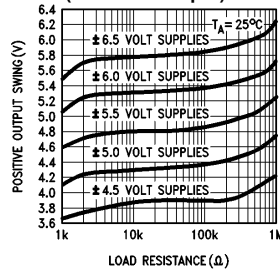
**Note 11:** Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

## Typical Performance Characteristics

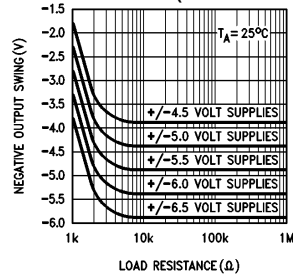
**Power Supply Current vs Power Supply Voltage**



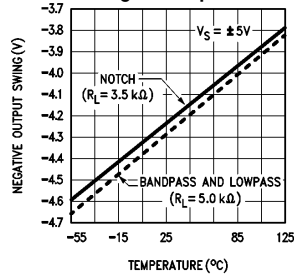
**Positive Output Voltage Swing vs Load Resistance (N/AP/HP Output)**



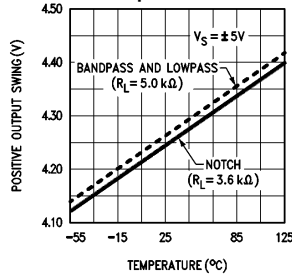
**Negative Output Voltage Swing vs Load Resistance (N/AP/HP Output)**



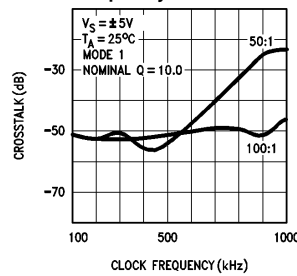
**Negative Output Swing vs Temperature**



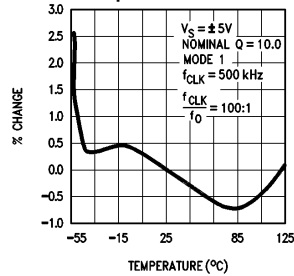
**Positive Output Swing vs Temperature**



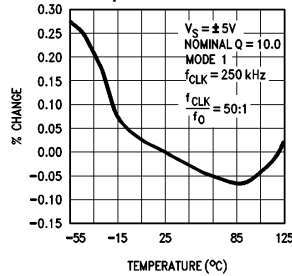
**Crosstalk vs Clock Frequency**



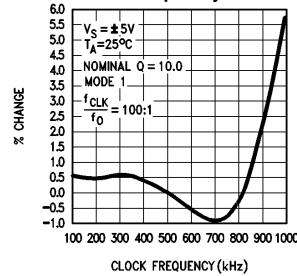
**Q Deviation vs Temperature**



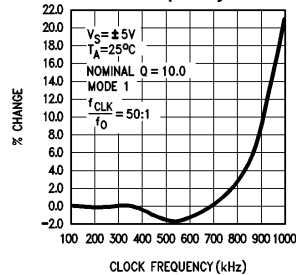
**Q Deviation vs Temperature**



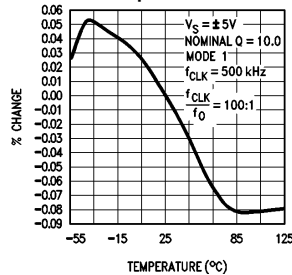
**Q Deviation vs Clock Frequency**



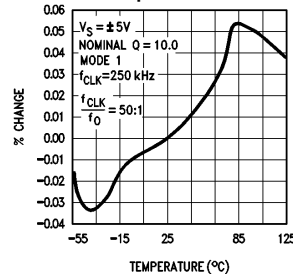
**Q Deviation vs Clock Frequency**



**f\_CLK/f\_0 Deviation vs Temperature**

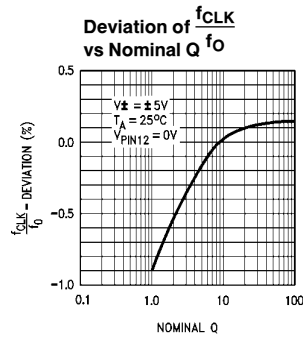
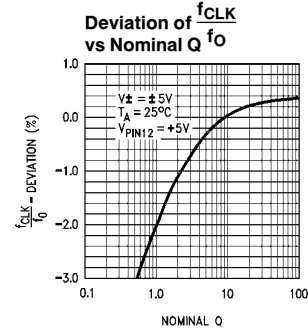
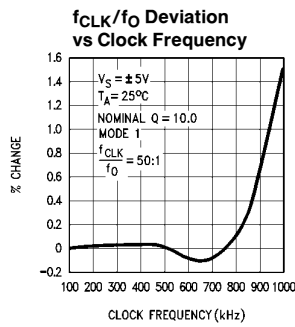
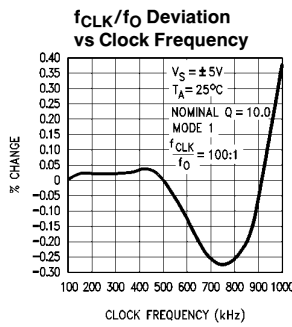


**f\_CLK/f\_0 Deviation vs Temperature**



TL/H/10399-2

## Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/10399-3

## Pin Descriptions

LP(1,20), BP(2,19), The second order lowpass, bandpass and notch/allpass/highpass outputs. These outputs can typically sink 1.5 mA and source 3 mA. Each output typically swings to within 1V of each supply.

INV(4,17) The inverting input of the summing op-amp of each filter. These are high impedance inputs, but the non-inverting input is internally tied to AGND, making  $INV_A$  and  $INV_B$  behave like summing junctions (low impedance, current inputs).

S1(5,16) S1 is a signal input pin used in the all-pass filter configurations (see modes 4 and 5). The pin should be driven with a source impedance of less than 1 k $\Omega$ . If S1 is not driven with a signal it should be tied to AGND (mid-supply).

$S_{A/B}(6)$

$V_A^+(7), V_D^+(8)$

$V_A^-(14), V_D^-(13)$

This pin activates a switch that connects one of the inputs of each filter's second summer to either AGND ( $S_{A/B}$  tied to  $V^-$ ) or to the lowpass (LP) output ( $S_{A/B}$  tied to  $V^+$ ). This offers the flexibility needed for configuring the filter in its various modes of operation.

Analog positive supply and digital positive supply. These pins are internally connected through the IC substrate and therefore  $V_A^+$  and  $V_D^+$  should be derived from the same power supply source. They have been brought out separately so they can be bypassed by separate capacitors, if desired. They can be externally tied together and bypassed by a single capacitor.

Analog and digital negative supplies. The same comments as for  $V_A^+$  and  $V_D^+$  apply here.

## Pin Descriptions (Continued)

|                       |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
|-----------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| LSh(9)                | Level shift pin; it accommodates various clock levels with dual or single supply operation. With dual $\pm 5V$ supplies, the MF10 can be driven with CMOS clock levels ( $\pm 5V$ ) and the LSh pin should be tied to the system ground. If the same supplies as above are used but only TTL clock levels, derived from 0V to +5V supply, are available, the LSh pin should be tied to the system ground. For single supply operation (0V and +10V) the $V_A^-$ , $V_D^-$ pins should be connected to the system ground, the AGND pin should be biased at +5V and the LSh pin should also be tied to the system ground for TTL clock levels. LSh should be biased at +5V for CMOS clock levels in 10V single-supply applications. |
| CLKA(10),<br>CLKB(11) | Clock inputs for each switched capacitor filter building block. They should both be of the same level (TTL or CMOS). The level shift (LSh) pin description discusses how to accommodate their levels. The duty cycle of the clock should be close to 50% especially when clock frequencies above 200 kHz are used. This allows the maximum time for the internal op-amps to settle, which yields optimum filter operation.                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| 50/100/CL(12)         | By tying this pin high a 50:1 clock-to-filter-center-frequency ratio is obtained. Tying this pin at mid-supplies (i.e., analog ground with dual supplies) allows the filter to operate at a 100:1 clock-to-center-frequency ratio. When the pin is tied low (i.e., negative supply with dual supplies), a simple current limiting circuit is triggered to limit the overall supply current down to about 2.5 mA. The filtering action is then aborted.                                                                                                                                                                                                                                                                            |
| AGND(15)              | This is the analog ground pin. This pin should be connected to the system ground for dual supply operation or biased to mid-supply for single supply operation. For a further discussion of mid-supply biasing techniques see the Applications Information (Section 3.2). For optimum filter performance a "clean" ground must be provided.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |

## 1.0 Definition of Terms

**f<sub>CLK</sub>**: the frequency of the external clock signal applied to pin 10 or 11.

**f<sub>O</sub>**: center frequency of the second order function complex pole pair.  $f_O$  is measured at the bandpass outputs of the MF10, and is the frequency of maximum bandpass gain. (Figure 1)

**f<sub>notch</sub>**: the frequency of minimum (ideally zero) gain at the notch outputs.

**f<sub>z</sub>**: the center frequency of the second order complex zero pair, if any. If  $f_z$  is different from  $f_O$  and if  $Q_Z$  is high, it can be observed as the frequency of a notch at the allpass output. (Figure 10)

**Q**: "quality factor" of the 2nd order filter. Q is measured at the bandpass outputs of the MF10 and is equal to  $f_O$  divided by the -3 dB bandwidth of the 2nd order bandpass filter (Figure 1). The value of Q determines the shape of the 2nd order filter responses as shown in Figure 6.

**Q<sub>Z</sub>**: the quality factor of the second order complex zero pair, if any.  $Q_Z$  is related to the allpass characteristic, which is written:

$$H_{AP}(s) = \frac{H_{OAP} \left( s^2 - \frac{s\omega_O}{Q_Z} + \omega_O^2 \right)}{s^2 + \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2}$$

where  $Q_Z = Q$  for an all-pass response.

**H<sub>OBP</sub>**: the gain (in V/V) of the bandpass output at  $f = f_O$ .

**H<sub>OLP</sub>**: the gain (in V/V) of the lowpass output as  $f \rightarrow 0$  Hz (Figure 2).

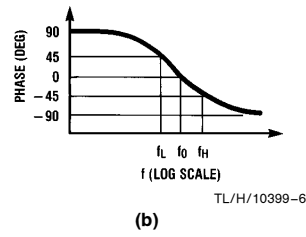
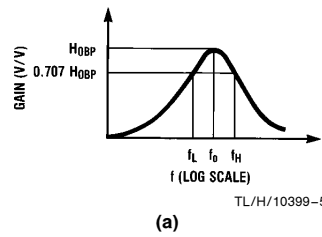
**H<sub>OHP</sub>**: the gain (in V/V) of the highpass output as  $f \rightarrow f_{CLK}/2$  (Figure 3).

**H<sub>ON</sub>**: the gain (in V/V) of the notch output as  $f \rightarrow 0$  Hz and as  $f \rightarrow f_{CLK}/2$ , when the notch filter has equal gain above and below the center frequency (Figure 4). When the low-frequency gain differs from the high-frequency gain, as in modes 2 and 3a (Figures 11 and 8), the two quantities below are used in place of  $H_{ON}$ .

**H<sub>ON1</sub>**: the gain (in V/V) of the notch output as  $f \rightarrow 0$  Hz.

**H<sub>ON2</sub>**: the gain (in V/V) of the notch output as  $f \rightarrow f_{CLK}/2$ .

## 1.0 Definition of Terms (Continued)



$$H_{BP}(s) = \frac{H_{OBP} \frac{\omega_O}{Q} s}{s^2 + \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2}$$

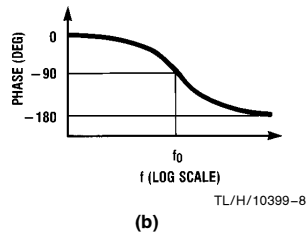
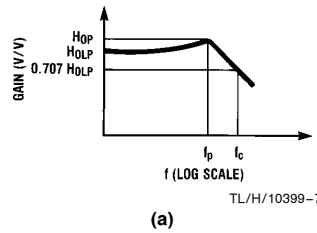
$$Q = \frac{f_O}{f_H - f_L}; f_O = \sqrt{f_L f_H}$$

$$f_L = f_O \left( \frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

$$f_H = f_O \left( \frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

$$\omega_O = 2\pi f_O$$

FIGURE 1. 2nd-Order Bandpass Response



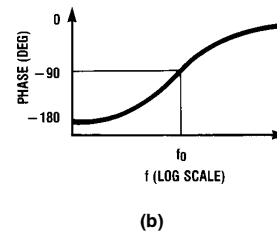
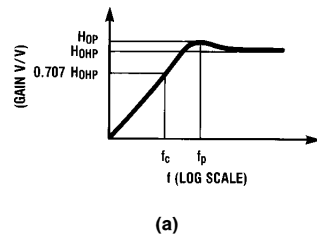
$$H_{LP}(s) = \frac{H_{OLP} \omega_O^2}{s^2 + \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2}$$

$$f_c = f_O \times \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}}$$

$$f_p = f_O \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$$

$$H_{OP} = H_{OLP} \times \frac{1}{\frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

FIGURE 2. 2nd-Order Low-Pass Response



$$H_{HP}(s) = \frac{H_{OHP} s^2}{s^2 + \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2}$$

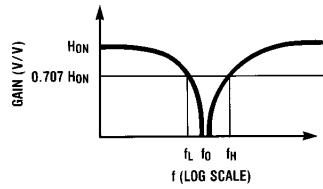
$$f_c = f_O \times \left[ \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \right]^{-1}$$

$$f_p = f_O \times \left[ \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \right]^{-1}$$

$$H_{OP} = H_{OHP} \times \frac{1}{\frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$

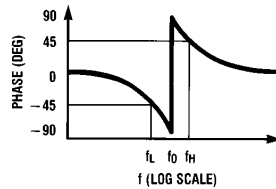
FIGURE 3. 2nd-Order High-Pass Response

## 1.0 Definitions of Terms (Continued)



(a)

TL/H/10399-11



(b)

TL/H/10399-12

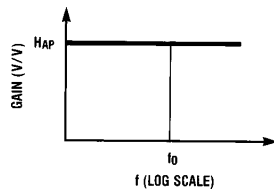
$$H_N(s) = \frac{H_{ON}(s^2 + \omega_O^2)}{s^2 + \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2}$$

$$Q = \frac{f_O}{f_H - f_L}; f_O = \sqrt{f_L f_H}$$

$$f_L = f_O \left( \frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

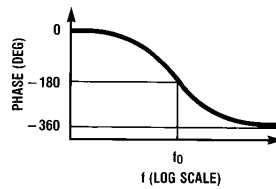
$$f_H = f_O \left( \frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right)$$

FIGURE 4. 2nd-Order Notch Response



(a)

TL/H/10399-13



(b)

TL/H/10399-14

$$H_{AP}(s) = \frac{H_{AP} \left( s^2 - \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2 \right)}{s^2 + \frac{s\omega_O}{Q} + \omega_O^2}$$

FIGURE 5. 2nd-Order All-Pass Response

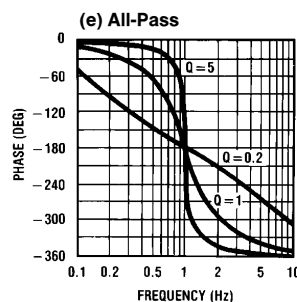
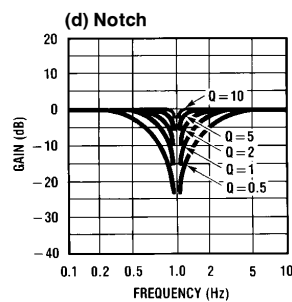
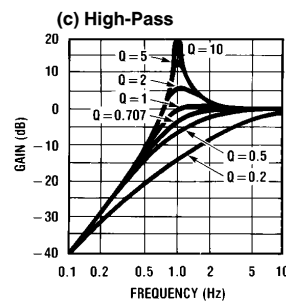
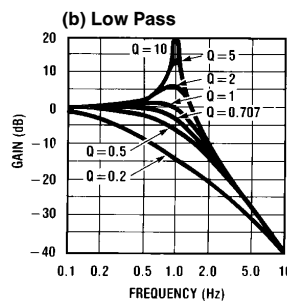
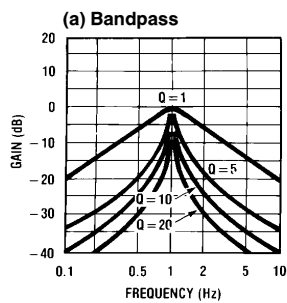


FIGURE 6. Response of various 2nd-order filters as a function of Q. Gains and center frequencies are normalized to unity.

TL/H/10399-15



## 2.0 Modes of Operation

The MF10 is a switched capacitor (sampled data) filter. To fully describe its transfer functions, a time domain approach is appropriate. Since this is cumbersome, and since the MF10 closely approximates continuous filters, the following discussion is based on the well know frequency domain. Each MF10 can produce a full 2nd order function. See Table I for a summary of the characteristics of the various modes.

### MODE 1: Notch 1, Bandpass, Lowpass Outputs:

$$f_{\text{notch}} = f_0 \text{ (See Figure 7)}$$

$f_0$  = center frequency of the complex pole pair

$$= \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50}$$

$f_{\text{notch}}$  = center frequency of the imaginary zero pair =  $f_0$ .

$$H_{\text{OLP}} = \text{Lowpass gain (as } f \rightarrow 0) = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{\text{OBP}} = \text{Bandpass gain (at } f = f_0) = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{\text{ON}} = \text{Notch output gain as } \left. \begin{matrix} f \rightarrow 0 \\ f \rightarrow f_{\text{CLK}}/2 \end{matrix} \right\} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{R_3}{R_2}$$

= quality factor of the complex pole pair

BW = the -3 dB bandwidth of the bandpass output.

Circuit dynamics:

$$H_{\text{OLP}} = \frac{H_{\text{OBP}}}{Q} \text{ or } H_{\text{OBP}} = H_{\text{OLP}} \times Q$$

$$= H_{\text{ON}} \times Q.$$

$$H_{\text{OLP(peak)}} \cong Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high Q's)}$$

### MODE 1a: Non-Inverting BP, LP (See Figure 8)

$$f_0 = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50}$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{\text{OLP}} = -1; H_{\text{OLP(peak)}} \cong Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high Q's)}$$

$$H_{\text{OBP}_1} = -\frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{\text{OBP}_2} = 1 \text{ (Non-Inverting)}$$

Circuit Dynamics:  $H_{\text{OBP}_1} = Q$

**Note:**  $V_{\text{IN}}$  should be driven from a low impedance (<1 k $\Omega$ ) source.

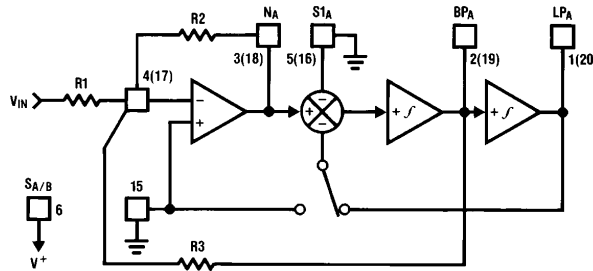


FIGURE 7. MODE 1

TL/H/10399-16

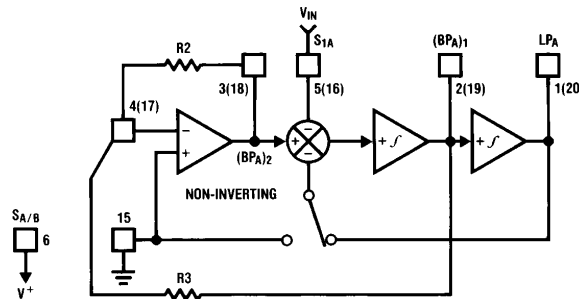


FIGURE 8. MODE 1a

TL/H/10399-17

## 2.0 Modes of Operation (Continued)

### MODE 2: Notch 2, Bandpass, Lowpass: $f_{\text{notch}} < f_0$ (See Figure 9)

$f_0$  = center frequency

$$= \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4} + 1} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50} \sqrt{\frac{R_2}{R_4} + 1}$$

$$f_{\text{notch}} = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50}$$

$$Q = \text{quality factor of the complex pole pair} \\ = \frac{\sqrt{R_2/R_4 + 1}}{R_2/R_3}$$

$$H_{\text{OLP}} = \text{Lowpass output gain (as } f \rightarrow 0) \\ = -\frac{R_2/R_1}{R_2/R_4 + 1}$$

$$H_{\text{OBP}} = \text{Bandpass output gain (at } f = f_0) = -R_3/R_1$$

$$H_{\text{ON}_1} = \text{Notch output gain (as } f \rightarrow 0) \\ = -\frac{R_2/R_1}{R_2/R_4 + 1}$$

$$H_{\text{ON}_2} = \text{Notch output gain (as } f \rightarrow \frac{f_{\text{CLK}}}{2}) = -R_2/R_1$$

$$\text{Filter dynamics: } H_{\text{OBP}} = Q \sqrt{H_{\text{OLP}} H_{\text{ON}_2}} = \sqrt{H_{\text{ON}_1} H_{\text{ON}_2}}$$

### MODE 3: Highpass, Bandpass, Lowpass Outputs (See Figure 10)

$$f_0 = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50} \times \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$

$$Q = \text{quality factor of the complex pole pair} \\ = \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{\text{OHP}} = \text{Highpass Gain (as } f \rightarrow \frac{f_{\text{CLK}}}{2}) = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{\text{OBP}} = \text{Lowpass Gain (at } f = f_0) = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{\text{OLP}} = \text{Lowpass Gain (as } f \rightarrow 0) = -\frac{R_4}{R_1}$$

$$\text{Circuit dynamics: } \frac{R_2}{R_4} = \frac{H_{\text{OHP}}}{H_{\text{OLP}}}$$

$$H_{\text{OBP}} = \sqrt{H_{\text{OHP}} \times H_{\text{OLP}}} \times Q$$

$$H_{\text{OLP(peak)}} \cong Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

$$H_{\text{OHP(peak)}} \cong Q \times H_{\text{OHP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

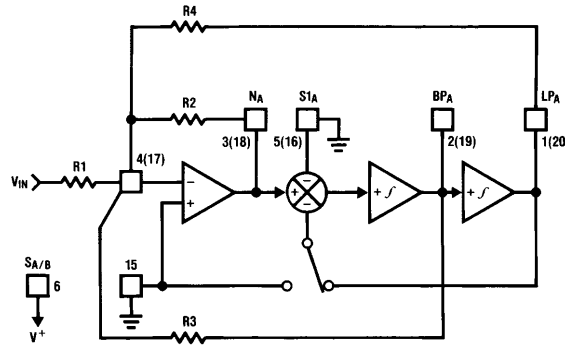
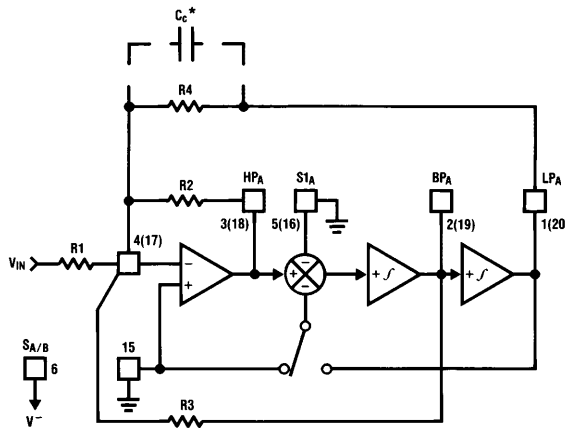


FIGURE 9. MODE 2

TL/H/10399-18



TL/H/10399-19

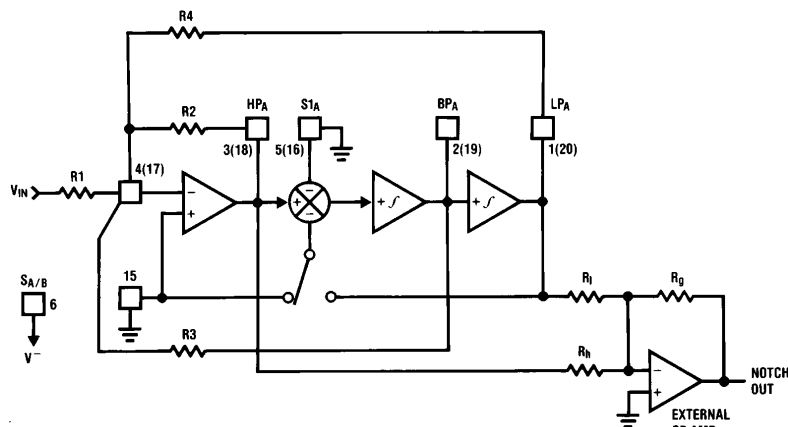
\*In Mode 3, the feedback loop is closed around the input summing amplifier; the finite GBW product of this op amp causes a slight Q enhancement. If this is a problem, connect a small capacitor (10 pF – 100 pF) across R4 to provide some phase lead.

FIGURE 10. MODE 3

**MODE 3a: HP, BP, LP and Notch with External Op Amp**  
(See *Figure 11* )

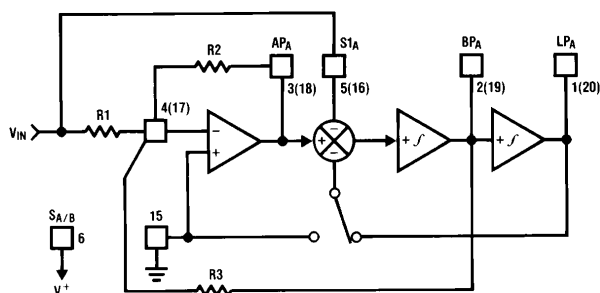
$$= -\frac{R_g}{R_h} \times H_{OHP}$$

\*Due to the sampled data nature of the filter, a slight mismatch of  $f_z$  and  $f_0$  occurs causing a 0.4 dB peaking around  $f_0$  of the allpass filter amplitude response (which theoretically should be a straight line). If this is unacceptable, Mode 5 is recommended.



**FIGURE 11. MODE 3a**

TL/H/10399-20



**FIGURE 12. MODE 4**

TL/H/10399-21

## 2.0 Modes of Operation (Continued)

### MODE 5: Numerator Complex Zeros, BP, LP (See Figure 13)

$$f_O = \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$f_z = \sqrt{1 - \frac{R_2}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \sqrt{1 - \frac{R_1}{R_4}} \times \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$Q = \sqrt{1 + R_2/R_4} \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$Q_z = \sqrt{1 - R_1/R_4} \times \frac{R_3}{R_1}$$

$H_{0z1}$  = gain at C.Z. output (as  $f \rightarrow 0$  Hz)

$$\frac{-R_2(R_4 - R_1)}{R_1(R_2 + R_4)}$$

$H_{0z2}$  = gain at C.Z. output (as  $f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}$ ) =  $\frac{-R_2}{R_1}$

$$H_{OBP} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) \times \frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{OLP} = -\left(\frac{R_2 + R_1}{R_2 + R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_1}$$

### MODE 6a: Single Pole, HP, LP Filter (See Figure 14)

$f_c$  = cutoff frequency of LP or HP output

$$= \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{50}$$

$$H_{OLP} = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{OHP} = -\frac{R_2}{R_1}$$

### MODE 6b: Single Pole LP Filter (Inverting and Non-Inverting) (See Figure 15)

$f_c$  = cutoff frequency of LP outputs

$$\cong \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{100} \text{ or } \frac{R_2}{R_3} \frac{f_{CLK}}{50}$$

$H_{OLP1} = 1$  (non-inverting)

$$H_{OLP2} = -\frac{R_3}{R_2}$$

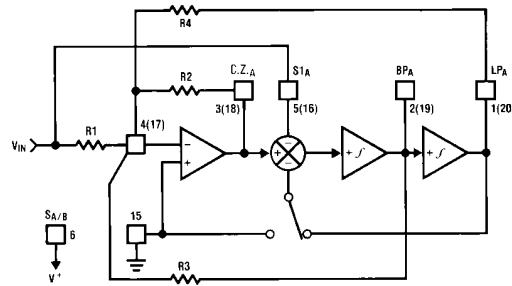


FIGURE 13. MODE 5

TL/H/10399-22

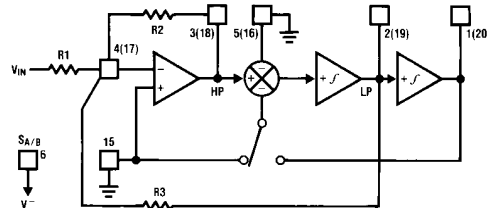


FIGURE 14. MODE 6a

TL/H/10399-23

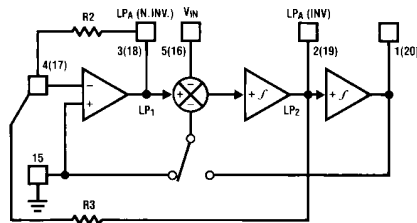


FIGURE 15. MODE 6b

TL/H/10399-24

## 2.0 Modes of Operation (Continued)

**TABLE I. Summary of Modes. Realizable filter types (e.g. low-pass) denoted by asterisks.**  
Unless otherwise noted, gains of various filter outputs are inverting and adjustable by resistor ratios.

| Mode | BP                                        | LP                                                    | HP | N | AP | Number of Resistors | Adjustable $f_{CLK}/f_O$                   | Notes                                                                |
|------|-------------------------------------------|-------------------------------------------------------|----|---|----|---------------------|--------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|
| 1    | *                                         | *                                                     |    | * |    | 3                   | No                                         |                                                                      |
| 1a   | (2)<br>$H_{OBP1} = -Q$<br>$H_{OBP2} = +1$ | $H_{OLP} + 1$                                         |    |   |    | 2                   | No                                         | May need input buffer.<br>Poor dynamics for high Q.                  |
| 2    | *                                         | *                                                     |    | * |    | 3                   | Yes (above $f_{CLK}/50$ or $f_{CLK}/100$ ) |                                                                      |
| 3    | *                                         | *                                                     | *  |   |    | 4                   | Yes                                        | Universal State-Variable Filter. Best general-purpose mode.          |
| 3a   | *                                         | *                                                     | *  | * |    | 7                   | Yes                                        | As above, but also includes resistor-tuneable notch.                 |
| 4    | *                                         | *                                                     |    |   | *  | 3                   | No                                         | Gives Allpass response with $H_{OAP} = -1$ and $H_{OLP} = -2$ .      |
| 5    | *                                         | *                                                     |    |   | *  | 4                   |                                            | Gives flatter allpass response than above if $R_1 = R_2 = 0.02R_4$ . |
| 6a   |                                           | *                                                     | *  |   |    | 3                   |                                            | Single pole.                                                         |
| 6b   |                                           | (2)<br>$H_{OLP1} = +1$<br>$H_{OLP2} = \frac{-R3}{R2}$ |    |   |    | 2                   |                                            | Single Pole.                                                         |

## 3.0 Applications Information

The MF10 is a general-purpose dual second-order state variable filter whose center frequency is proportional to the frequency of the square wave applied to the clock input ( $f_{CLK}$ ). By connecting pin 12 to the appropriate DC voltage, the filter center frequency  $f_O$  can be made equal to either  $f_{CLK}/100$  or  $f_{CLK}/50$ .  $f_O$  can be very accurately set (within  $\pm 6\%$ ) by using a crystal clock oscillator, or can be easily varied over a wide frequency range by adjusting the clock frequency. If desired, the  $f_{CLK}/f_O$  ratio can be altered by external resistors as in *Figures 9, 10, 11, 13, 14 and 15*. The filter Q and gain are determined by external resistors.

All of the five second-order filter types can be built using either section of the MF10. These are illustrated in *Figures 1 through 5* along with their transfer functions and some related equations. *Figure 6* shows the effect of Q on the shapes of these curves. When filter orders greater than two are desired, two or more MF10 sections can be cascaded.

### 3.1 DESIGN EXAMPLE

In order to design a second-order filter section using the MF10, we must define the necessary values of three parameters:  $f_O$ , the filter section's center frequency;  $H_O$ , the pass-band gain; and the filter's Q. These are determined by the characteristics required of the filter being designed.

As an example, let's assume that a system requires a fourth-order Chebyshev low-pass filter with 1 dB ripple, unity gain at DC, and 1000 Hz cutoff frequency. As the system order is four, it is realizable using both second-order sections of an MF10. Many filter design texts include tables that list the characteristics ( $f_O$  and Q) of each of the second-order filter sections needed to synthesize a given higher-order

filter. For the Chebyshev filter defined above, such a table yields the following characteristics:

$$f_{OA} = 529 \text{ Hz} \quad Q_A = 0.785$$

$$f_{OB} = 993 \text{ Hz} \quad Q_B = 3.559$$

For unity gain at DC, we also specify:

$$H_{OA} = 1$$

$$H_{OB} = 1$$

The desired clock-to-cutoff-frequency ratio for the overall filter of this example is 100 and a 100 kHz clock signal is available. Note that the required center frequencies for the two second-order sections will not be obtainable with clock-to-center-frequency ratios of 50 or 100. It will be necessary

to adjust  $\frac{f_{CLK}}{f_O}$  externally. From Table I, we see that Mode 3 can be used to produce a low-pass filter with resistor-adjustable center frequency.

In most filter designs involving multiple second-order stages, it is best to place the stages with lower Q values ahead of stages with higher Q, especially when the higher Q is greater than 0.707. This is due to the higher relative gain at the center frequency of a higher-Q stage. Placing a stage with lower Q ahead of a higher-Q stage will provide some attenuation at the center frequency and thus help avoid clipping of signals near this frequency. For this example, stage A has the lower Q (0.785) so it will be placed ahead of the other stage.

For the first section, we begin the design by choosing a convenient value for the input resistance:  $R_{1A} = 20k$ . The absolute value of the passband gain  $H_{OLPA}$  is made equal



### 3.0 Applications Information (Continued)

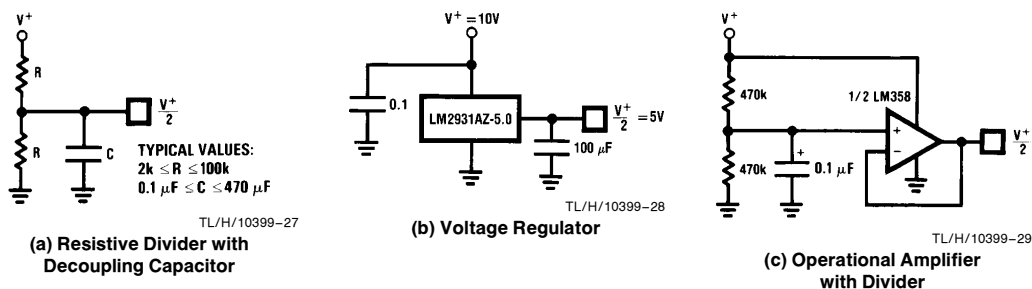


FIGURE 18. Three Ways of Generating  $\frac{V^+}{2}$  for Single-Supply Operation

#### 3.2 SINGLE SUPPLY OPERATION

The MF10 can also operate with a single-ended power supply. Figure 17 shows the example filter with a single-ended power supply.  $V_A^+$  and  $V_D^+$  are again connected to the positive power supply (8V to 14V), and  $V_A^-$  and  $V_D^-$  are connected to ground. The  $A_{GND}$  pin must be tied to  $V^+/2$  for single supply operation. This half-supply point should be very "clean", as any noise appearing on it will be treated as an input to the filter. It can be derived from the supply voltage with a pair of resistors and a bypass capacitor (Figure 18a), or a low-impedance half-supply voltage can be made using a three-terminal voltage regulator or an operational amplifier (Figures 18b and 18c). The passive resistor divider with a bypass capacitor is sufficient for many applications, provided that the time constant is long enough to reject any power supply noise. It is also important that the half-supply reference present a low impedance to the clock frequency, so at very low clock frequencies the regulator or op-amp approaches may be preferable because they will require smaller capacitors to filter the clock frequency. The main power supply voltage should be clean (preferably regulated) and bypassed with 0.1  $\mu$ F.

#### 3.3 DYNAMIC CONSIDERATIONS

The maximum signal handling capability of the MF10, like that of any active filter, is limited by the power supply voltages used. The amplifiers in the MF10 are able to swing to within about 1V of the supplies, so the input signals must be kept small enough that none of the outputs will exceed these limits. If the MF10 is operating on  $\pm 5$ V, for example, the outputs will clip at about 8  $V_{p-p}$ . The maximum input voltage multiplied by the filter gain should therefore be less than 8  $V_{p-p}$ .

Note that if the filter Q is high, the gain at the lowpass or highpass outputs will be much greater than the nominal filter gain (Figure 6). As an example, a lowpass filter with a Q of

10 will have a 20 dB peak in its amplitude response at  $f_O$ . If the nominal gain of the filter  $H_{OLP}$  is equal to 1, the gain at  $f_O$  will be 10. The maximum input signal at  $f_O$  must therefore be less than 800 mV<sub>p-p</sub> when the circuit is operated on  $\pm 5$ V supplies.

Also note that one output can have a reasonable small voltage on it while another is saturated. This is most likely for a circuit such as the notch in Mode 1 (Figure 7). The notch output will be very small at  $f_O$ , so it might appear safe to apply a large signal to the input. However, the bandpass will have its maximum gain at  $f_O$  and can clip if overdriven. If one output clips, the performance at the other outputs will be degraded, so avoid overdriving any filter section, even ones whose outputs are not being directly used. Accompanying Figures 7 through 15 are equations labeled "circuit dynamics", which relate the Q and the gains at the various outputs. These should be consulted to determine peak circuit gains and maximum allowable signals for a given application.

#### 3.4 OFFSET VOLTAGE

The MF10's switched capacitor integrators have a higher equivalent input offset voltage than would be found in a typical continuous-time active filter integrator. Figure 19 shows an equivalent circuit of the MF10 from which the output DC offsets can be calculated. Typical values for these offsets with  $S_{A/B}$  tied to  $V^+$  are:

$$V_{os1} = \text{opamp offset} = \pm 5 \text{ mV}$$

$$V_{os2} = -150 \text{ mV @ 50:1}$$

$$V_{os3} = -70 \text{ mV @ 50:1}$$

$$-300 \text{ mV @ 100:1}$$

$$-140 \text{ mV @ 100:1}$$

When  $S_{A/B}$  is tied to  $V^-$ ,  $V_{os2}$  will approximately halve. The DC offset at the BP output is equal to the input offset of the lowpass integrator ( $V_{os3}$ ). The offsets at the other outputs depend on the mode of operation and the resistor ratios, as described in the following expressions.

### 3.0 Applications Information (Continued)

#### Mode 1 and Mode 4

$$V_{OS(N)} = V_{OS1} \left( \frac{1}{Q} + 1 \parallel H_{OLP} \right) - \frac{V_{OS3}}{Q}$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N)} - V_{OS2}$$

#### Mode 1a

$$V_{OS(N.INV.BP)} = \left( 1 + \frac{1}{Q} \right) V_{OS1} - \frac{V_{OS3}}{Q}$$

$$V_{OS(INV.BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N.INV.BP)} - V_{OS2}$$

#### Mode 2 and Mode 5

$$V_{OS(N)} = \left( \frac{R_2}{R_p} + 1 \right) V_{OS1} \times \frac{1}{1 + R_2/R_4} + V_{OS2} \frac{1}{1 + R_4/R_2} - \frac{V_{OS3}}{Q \sqrt{1 + R_2/R_4}}$$

$$R_p = R_1 // R_3 // R_4$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS(N)} - V_{OS2}$$

#### Mode 3

$$V_{OS(HP)} = V_{OS2}$$

$$V_{OS(BP)} = V_{OS3}$$

$$V_{OS(LP)} = V_{OS1} \left[ 1 + \frac{R_4}{R_p} \right] - V_{OS2} \left( \frac{R_4}{R_2} \right)$$

$$-V_{OS3} \left( \frac{R_4}{R_3} \right)$$

$$R_p = R_1 // R_2 // R_3$$

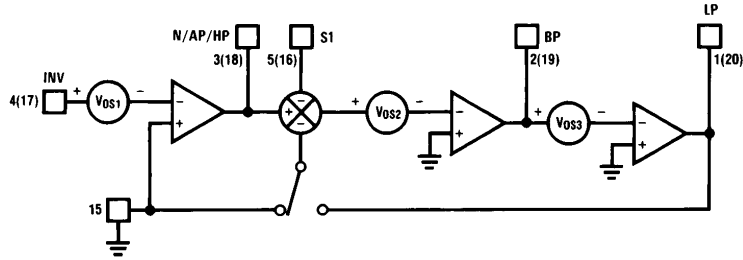


FIGURE 19. MF10 Offset Voltage Sources

TL/H/10399-30

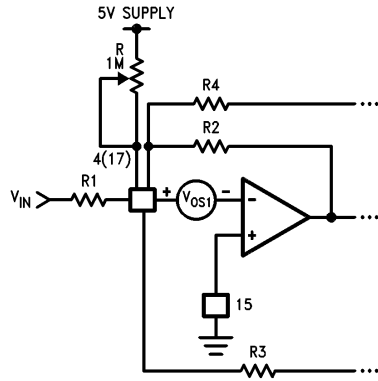


FIGURE 20. Method for Trimming  $V_{OS}$

TL/H/10399-31



### 3.0 Applications Information (Continued)

For most applications, the outputs are AC coupled and DC offsets are not bothersome unless large signals are applied to the filter input. However, larger offset voltages will cause clipping to occur at lower AC signal levels, and clipping at any of the outputs will cause gain nonlinearities and will change  $f_O$  and  $Q$ . When operating in Mode 3, offsets can become excessively large if  $R_2$  and  $R_4$  are used to make  $f_{CLK}/f_O$  significantly higher than the nominal value, especially if  $Q$  is also high. An extreme example is a bandpass filter having unity gain, a  $Q$  of 20, and  $f_{CLK}/f_O = 250$  with pin 12 tied to ground (100:1 nominal).  $R_4/R_2$  will therefore be equal to 6.25 and the offset voltage at the lowpass output will be about +1V. Where necessary, the offset voltage can be adjusted by using the circuit of Figure 20. This allows adjustment of  $V_{OS1}$ , which will have varying effects on the different outputs as described in the above equations. Some outputs cannot be adjusted this way in some modes, however ( $V_{OS(BP)}$  in modes 1a and 3, for example).

#### 3.5 SAMPLED DATA SYSTEM CONSIDERATIONS

The MF10 is a sampled data filter, and as such, differs in many ways from conventional continuous-time filters. An important characteristic of sampled-data systems is their effect on signals at frequencies greater than one-half the sampling frequency. (The MF10's sampling frequency is the same as its clock frequency.) If a signal with a frequency greater than one-half the sampling frequency is applied to the input of a sampled data system, it will be "reflected" to a frequency less than one-half the sampling frequency. Thus, an input signal whose frequency is  $f_s/2 + 100$  Hz will cause the system to respond as though the input frequency

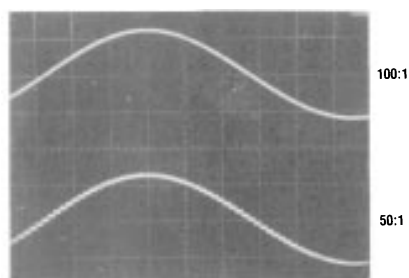
was  $f_s/2 - 100$  Hz. This phenomenon is known as "aliasing", and can be reduced or eliminated by limiting the input signal spectrum to less than  $f_s/2$ . This may in some cases require the use of a bandwidth-limiting filter ahead of the MF10 to limit the input spectrum. However, since the clock frequency is much higher than the center frequency, this will often not be necessary.

Another characteristic of sampled-data circuits is that the output signal changes amplitude once every sampling period, resulting in "steps" in the output voltage which occur at the clock rate (Figure 21). If necessary, these can be "smoothed" with a simple R-C low-pass filter at the MF10 output.

The ratio of  $f_{CLK}$  to  $f_O$  (normally either 50:1 or 100:1) will also affect performance. A ratio of 100:1 will reduce any aliasing problems and is usually recommended for wide-band input signals. In noise sensitive applications, however, a ratio of 50:1 may be better as it will result in 3 dB lower output noise. The 50:1 ratio also results in lower DC offset voltages, as discussed in Section 3.4.

The accuracy of the  $f_{CLK}/f_O$  ratio is dependent on the value of  $Q$ . This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics". As  $Q$  is changed, the true value of the ratio changes as well. Unless the  $Q$  is low, the error in  $f_{CLK}/f_O$  will be small. If the error is too large for a specific application, use a mode that allows adjustment of the ratio with external resistors.

It should also be noted that the product of  $Q$  and  $f_O$  should be limited to 300 kHz when  $f_O < 5$  kHz, and to 200 kHz for  $f_O > 5$  kHz.

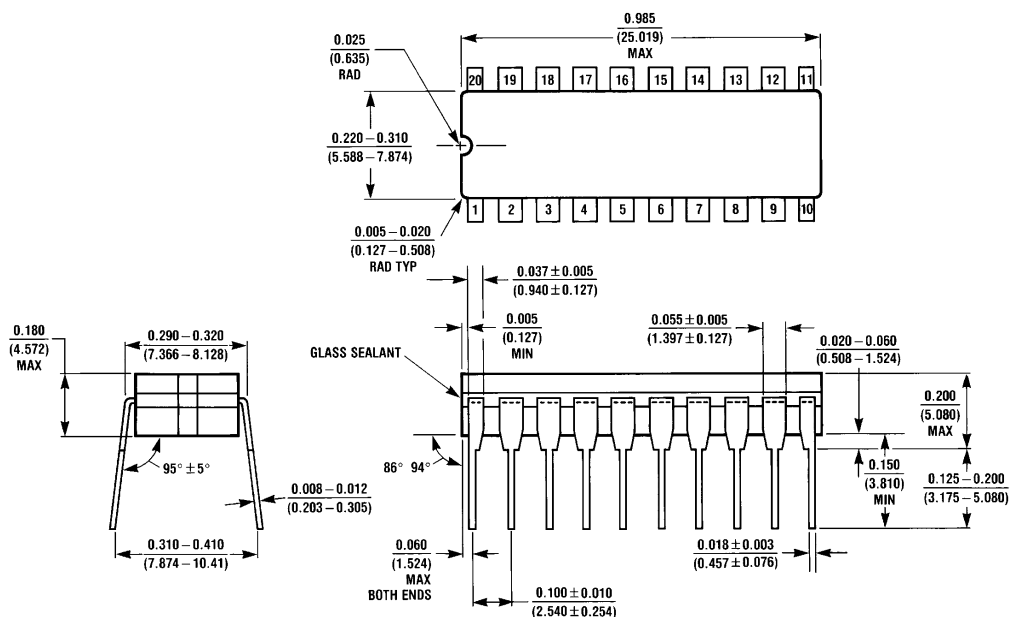


TL/H/10399-32

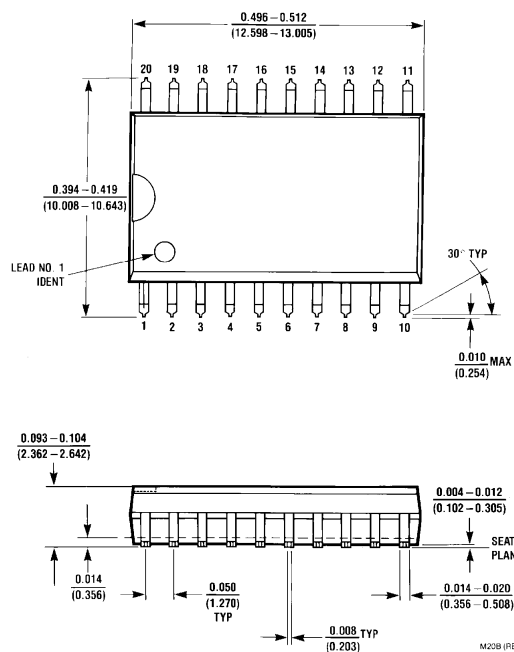
FIGURE 21. The Sampled-Data Output Waveform



### Physical Dimensions inches (millimeters)

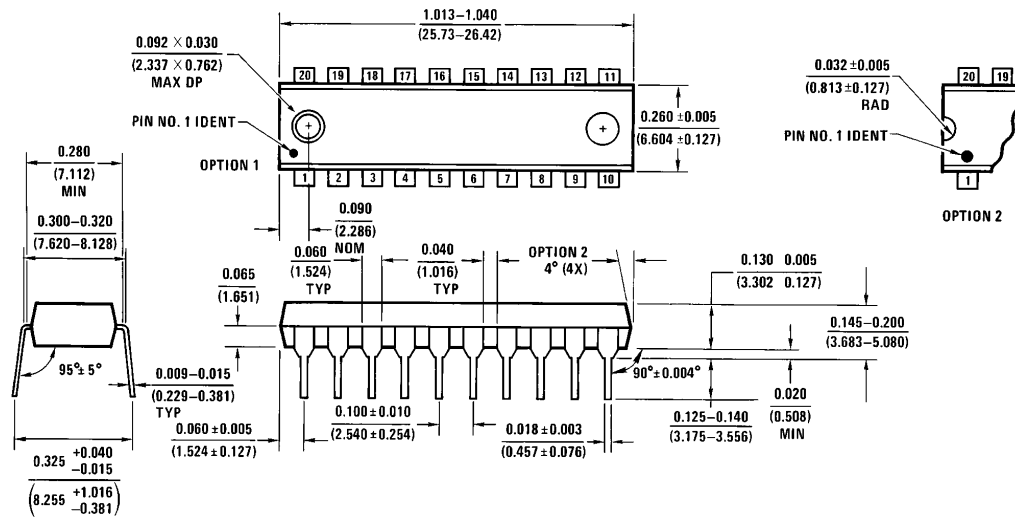


**20-Lead Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
**Order Number MF10AJ or MF10CCJ**  
**NS Package Number J20A**



**Molded Package (Small Outline) (M)**  
**Order Number MF10ACWM or MF10CCWM**  
**NS Package Number M20B**

# Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



**20-Lead Molded Dual-In-Line Package (N)**  
**Order Number MF10ACN or MF10CCN**  
**NS Package Number N20A**

N20A (REV G)

## LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



**National Semiconductor Corporation**  
 1111 West Bardin Road  
 Arlington, TX 76017  
 Tel: (800) 272-9959  
 Fax: (800) 737-7018

**National Semiconductor Europe**  
 Fax: (+49) 0-180-530 85 86  
 Email: cnjwge@tevm2.nsc.com  
 Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85  
 English Tel: (+49) 0-180-532 78 32  
 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58  
 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

**National Semiconductor Hong Kong Ltd.**  
 19th Floor, Straight Block,  
 Ocean Centre, 5 Canton Rd.  
 Tsimshatsui, Kowloon  
 Hong Kong  
 Tel: (852) 2737-1600  
 Fax: (852) 2736-9960

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
 Tel: 81-043-299-2309  
 Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

This datasheet has been download from:

[www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)

Datasheets for electronics components.

## LM565/LM565C Phase Locked Loop

### General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  military temperature range. The LM565CN is specified for operation over the  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$  temperature range.

### Features

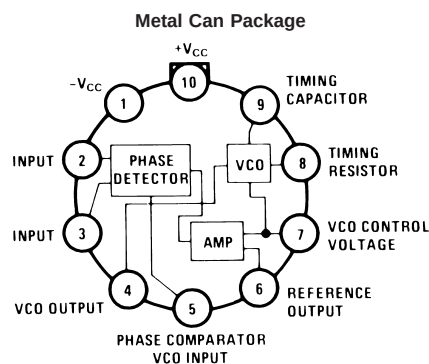
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$  frequency stability of the VCO
- Power supply range of  $\pm 5$  to  $\pm 12$  volts with 100 ppm/% typical

- 0.2% linearity of demodulated output
- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from  $\pm 1\%$  to  $> \pm 60\%$

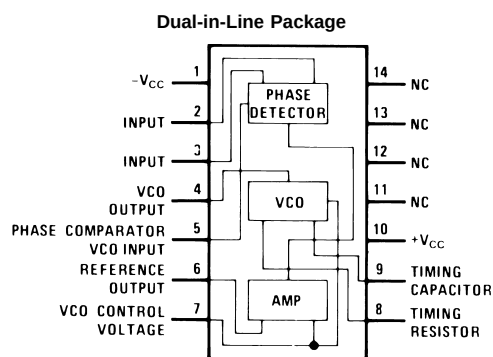
### Applications

- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

### Connection Diagrams



Order Number LM565H  
See NS Package Number H10C



Order Number LM565CN  
See NS Package Number N14A

## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

|                            |         |
|----------------------------|---------|
| Supply Voltage             | ±12V    |
| Power Dissipation (Note 2) | 1400 mW |
| Differential Input Voltage | ±1V     |

## Operating Temperature Range

LM565H -55°C to +125°C

LM565CN 0°C to +70°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) 260°C

## Electrical Characteristics

AC Test Circuit,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = \pm 6\text{V}$

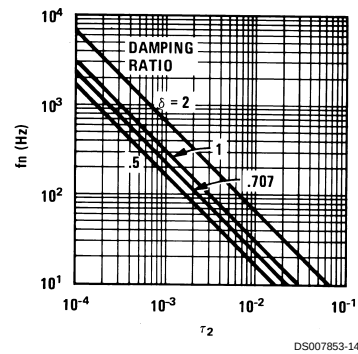
| Parameter                                   | Conditions                                                                  | LM565 |      |      | LM565C |      |      | Units                        |
|---------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------|-------|------|------|--------|------|------|------------------------------|
|                                             |                                                                             | Min   | Typ  | Max  | Min    | Typ  | Max  |                              |
| Power Supply Current                        |                                                                             |       | 8.0  | 12.5 |        | 8.0  | 12.5 | mA                           |
| Input Impedance (Pins 2, 3)                 | $-4\text{V} < V_2, V_3 < 0\text{V}$                                         | 7     | 10   |      |        | 5    |      | k $\Omega$                   |
| VCO Maximum Operating Frequency             | $C_o = 2.7\text{ pF}$                                                       | 300   | 500  |      | 250    | 500  |      | kHz                          |
| VCO Free-Running Frequency                  | $C_o = 1.5\text{ nF}$<br>$R_o = 20\text{ k}\Omega$<br>$f_o = 10\text{ kHz}$ | -10   | 0    | +10  | -30    | 0    | +30  | %                            |
| Operating Frequency Temperature Coefficient |                                                                             |       | -100 |      |        | -200 |      | ppm/°C                       |
| Frequency Drift with Supply Voltage         |                                                                             |       | 0.1  | 1.0  |        | 0.2  | 1.5  | %/V                          |
| Triangle Wave Output Voltage                |                                                                             | 2     | 2.4  | 3    | 2      | 2.4  | 3    | $V_{p-p}$                    |
| Triangle Wave Output Linearity              |                                                                             |       | 0.2  |      |        | 0.5  |      | %                            |
| Square Wave Output Level                    |                                                                             | 4.7   | 5.4  |      | 4.7    | 5.4  |      | $V_{p-p}$                    |
| Output Impedance (Pin 4)                    |                                                                             |       | 5    |      |        | 5    |      | k $\Omega$                   |
| Square Wave Duty Cycle                      |                                                                             | 45    | 50   | 55   | 40     | 50   | 60   | %                            |
| Square Wave Rise Time                       |                                                                             |       | 20   |      |        | 20   |      | ns                           |
| Square Wave Fall Time                       |                                                                             |       | 50   |      |        | 50   |      | ns                           |
| Output Current Sink (Pin 4)                 |                                                                             | 0.6   | 1    |      | 0.6    | 1    |      | mA                           |
| VCO Sensitivity                             | $f_o = 10\text{ kHz}$                                                       |       | 6600 |      |        | 6600 |      | Hz/V                         |
| Demodulated Output Voltage (Pin 7)          | ±10% Frequency Deviation                                                    | 250   | 300  | 400  | 200    | 300  | 450  | mV <sub>p-p</sub>            |
| Total Harmonic Distortion                   | ±10% Frequency Deviation                                                    |       | 0.2  | 0.75 |        | 0.2  | 1.5  | %                            |
| Output Impedance (Pin 7)                    |                                                                             |       | 3.5  |      |        | 3.5  |      | k $\Omega$                   |
| DC Level (Pin 7)                            |                                                                             | 4.25  | 4.5  | 4.75 | 4.0    | 4.5  | 5.0  | V                            |
| Output Offset Voltage $ V_7 - V_6 $         |                                                                             |       | 30   | 100  |        | 50   | 200  | mV                           |
| Temperature Drift of $ V_7 - V_6 $          |                                                                             |       | 500  |      |        | 500  |      | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| AM Rejection                                |                                                                             | 30    | 40   |      |        | 40   |      | dB                           |
| Phase Detector Sensitivity $K_D$            |                                                                             |       | 0.68 |      |        | 0.68 |      | V/radian                     |

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

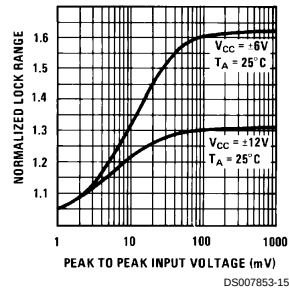
**Note 2:** The maximum junction temperature of the LM565 and LM565C is +150°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of +150°C/W junction to ambient or +45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is +85°C/W.

## Typical Performance Characteristics

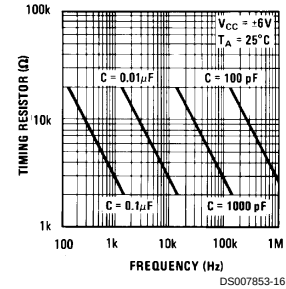
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



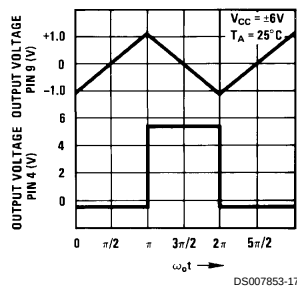
Lock Range as a Function of Input Voltage



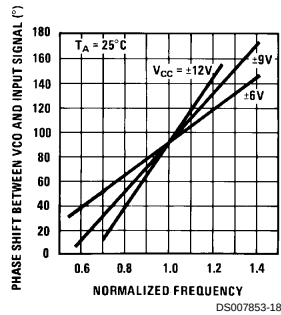
VCO Frequency



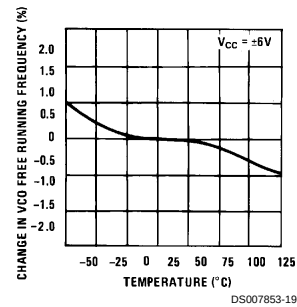
Oscillator Output Waveforms



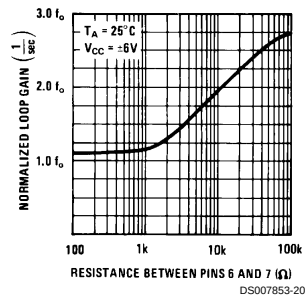
Phase Shift vs Frequency



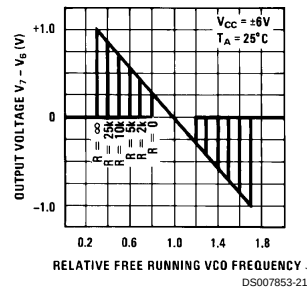
VCO Frequency as a Function of Temperature



Loop Gain vs Load Resistance

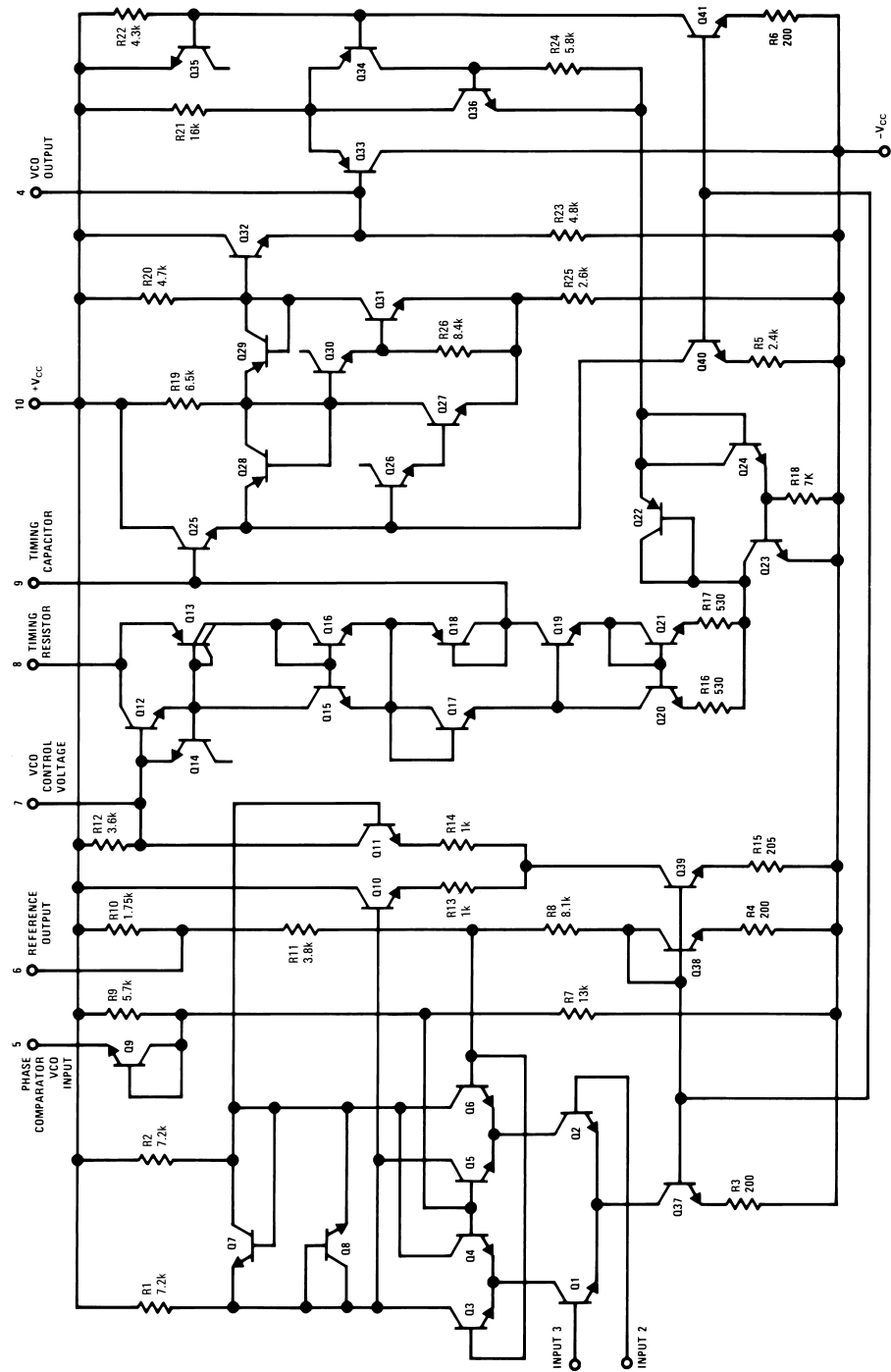


Hold in Range as a Function of  $R_{6-7}$



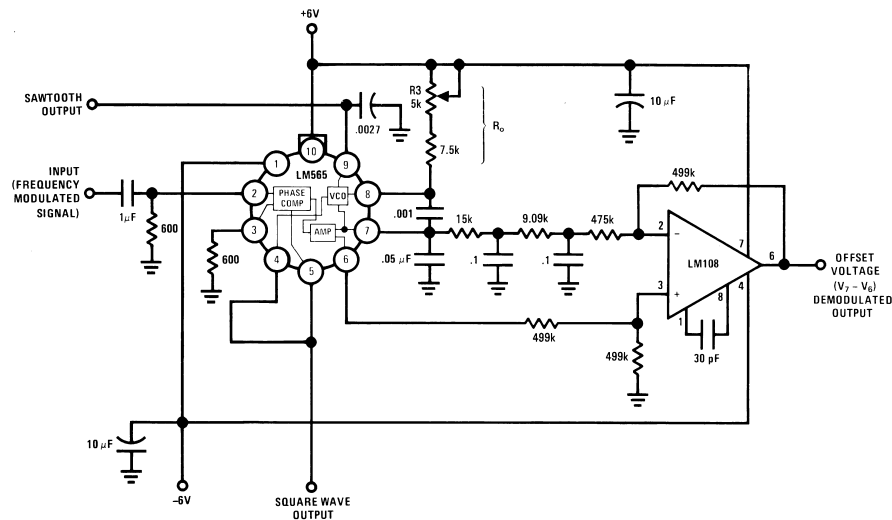


## Schematic Diagram



DS907853-1

## AC Test Circuit

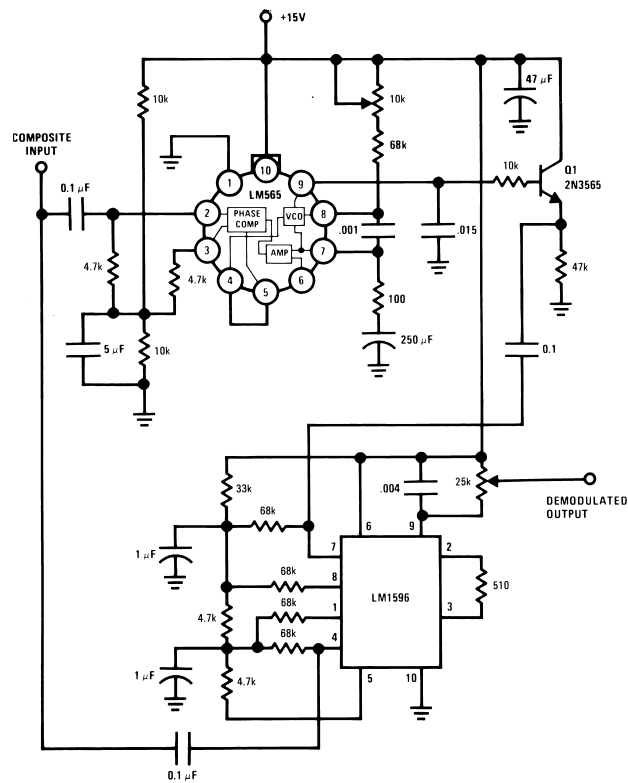


DS007853-5

Note:  $S_1$  open for output offset voltage ( $V_7 - V_6$ ) measurement.

## Typical Applications

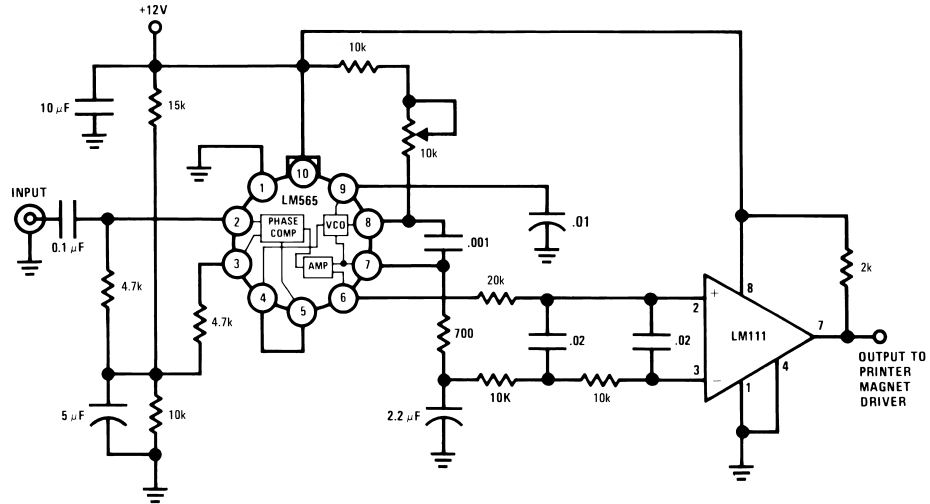
### 2400 Hz Synchronous AM Demodulator



DS007853-6

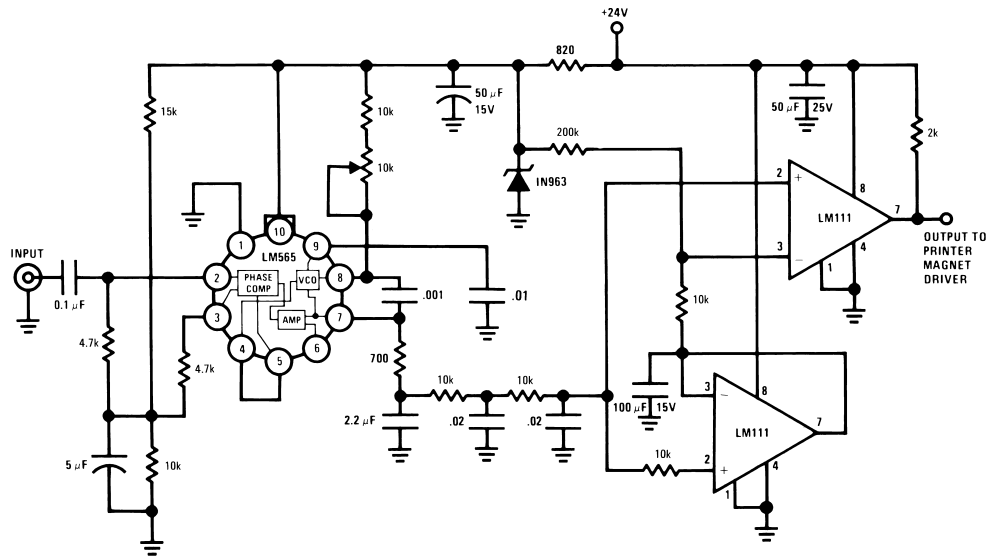
## Typical Applications (Continued)

FSK Demodulator (2025–2225 cps)



DS007853-7

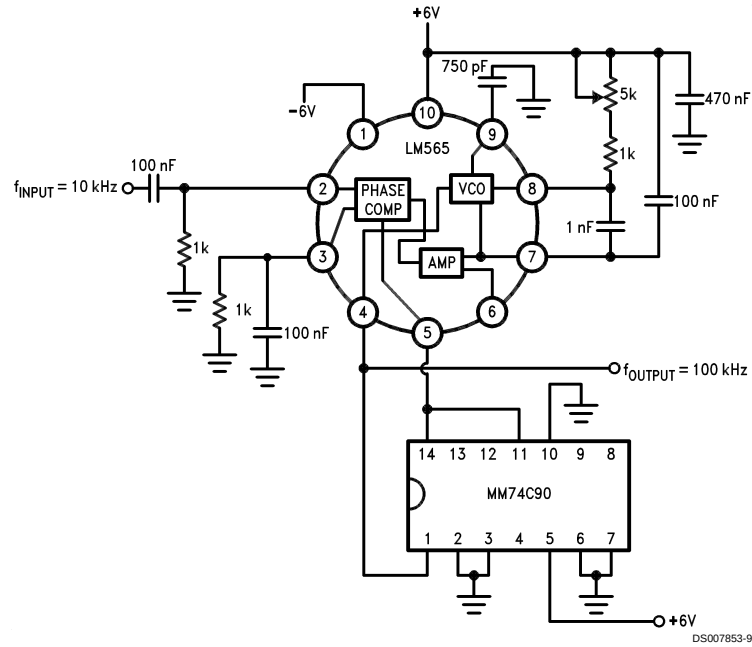
FSK Demodulator with DC Restoration



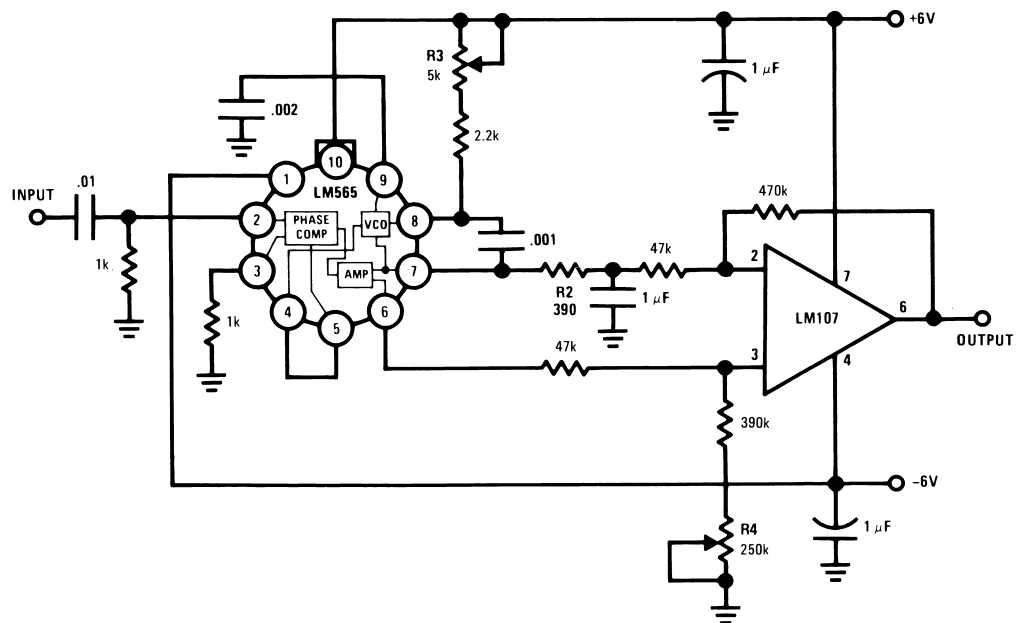
DS007853-8

## Typical Applications (Continued)

Frequency Multiplier (x10)



IRIG Channel 13 Demodulator



## Applications Information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

FREE RUNNING FREQUENCY

$$f_o \cong \frac{0.3}{R_o C_o}$$

LOOP GAIN: relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient."

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left( \frac{1}{\text{sec}} \right)$$

$$K_o = \text{oscillator sensitivity} \left( \frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}} \right)$$

$$K_D = \text{phase detector sensitivity} \left( \frac{\text{volts}}{\text{radian}} \right)$$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6 f_o}{V_c}$$

$f_o$  = VCO frequency in Hz

$V_c$  = total supply voltage to circuit

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

HOLD IN RANGE: the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

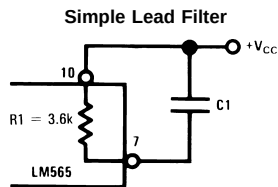
$$f_H = \pm \frac{8 f_o}{V_c}$$

$f_o$  = free running frequency of VCO

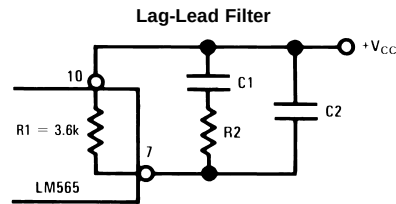
$V_c$  = total supply voltage to the circuit

### THE LOOP FILTER

In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7); this filter may take one of two forms:



DS007853-11



DS007853-12

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if  $1/R_1 C_1 < K_o K_D$ , the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

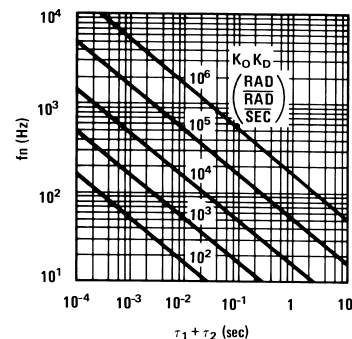
$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

$R_2$  is selected to produce a desired damping factor  $\delta$ , usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \cong \pi \tau_2 f_n$$

These two equations are plotted for convenience.

Filter Time Constant vs Natural Frequency

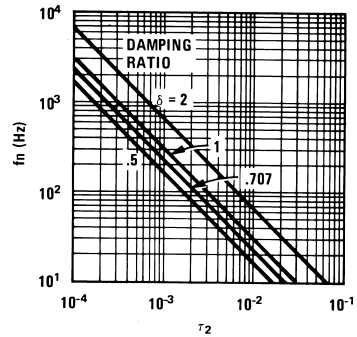


DS007853-13

## Applications Information (Continued)

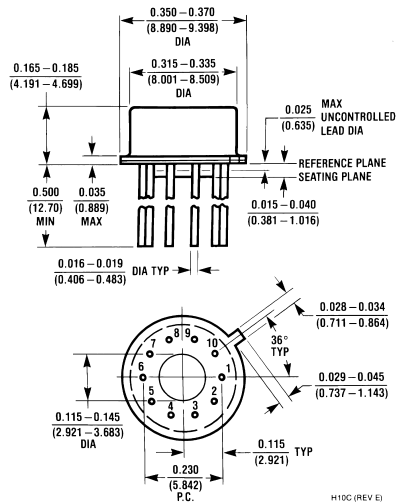
Capacitor  $C_2$  should be much smaller than  $C_1$  since its function is to provide filtering of carrier. In general  $C_2 \leq 0.1 C_1$ .

Damping Time Constant vs Natural Frequency

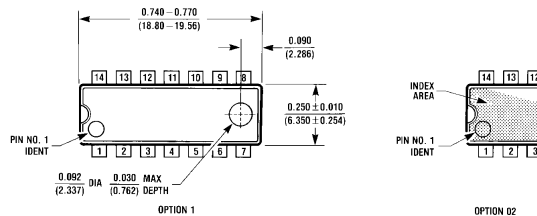


DS007853-14

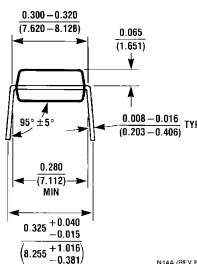
## Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



**Metal Can Package (H)**  
**Order Number LM565H**  
**NS Package Number H10C**



**Dual-In-Line Package (N)**  
**Order Number LM565CN**  
**NS Package Number N14A**



## Notes

### LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



**National Semiconductor Corporation**  
Americas  
Tel: 1-800-272-9959  
Fax: 1-800-737-7018  
Email: support@nsc.com

www.national.com

**National Semiconductor Europe**  
Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86  
Email: europe.support@nsc.com  
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85  
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32  
Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58  
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

**National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group**  
Tel: 65-2544466  
Fax: 65-2504466  
Email: sea.support@nsc.com

**National Semiconductor Japan Ltd.**  
Tel: 81-3-5639-7560  
Fax: 81-3-5639-7507