

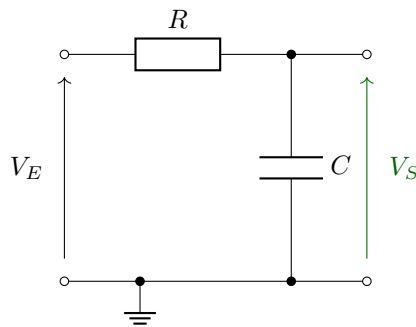
Séance 3

SÉANCE 3 / FILTRAGE D'UN SIGNAL ÉLECTRIQUE

Pour ce TD, on pourra s'appuyer sur les fiches résumées : Régime Harmonique, Ampli Linéaire Intégré et Filtre d'ordre 1

Mission 3.1 - Charge et décharge d'un condensateur

Soit le circuit suivant :



1. Donnez le lien entre $V_E(t)$ et $V_S(t)$.
2. Donnez l'expression de $V_S(t)$ pour $t > 0$ pour $V_E(t) = E$ (constante). On supposera le condensateur totalement déchargé à $t = 0$ (c'est à dire si $V_S(0) = 0$) et tracez $V_S(t)$.
3. Donnez le protocole de mesure de la **réponse indicielle** de ce circuit.

Question 1

La loi des mailles donne : $V_E(t) - R \cdot i(t) - V_S(t) = 0$ et la caractéristique d'un condensateur donne : $i(t) = C \cdot \frac{dV_S(t)}{dt}$.

En effet, pour un condensateur : $q = C \cdot V_S(t)$ et le courant associé vaut alors $i = \frac{dq}{dt}$

Ainsi :

$$V_E(t) = R \cdot C \cdot \frac{dV_S(t)}{dt} + V_S(t)$$

Question 2

a) On cherche les solutions de l'équation homogène :

$$\frac{dV_S(t)}{dt} + \frac{1}{R \cdot C} \cdot V_S(t) = 0$$

Ces solutions sont de la forme : $V_{S0}(t) = k \cdot \exp(\frac{-t}{R \cdot C})$ avec $k \in \mathbb{R}$

b) On cherche une solution particulière de la même forme que le second membre. Dans notre cas, E/RC qui est une constante.

Si $V_{S1}(t) = m$, alors $\frac{dV_{S1}(t)}{dt} = 0$.

On a alors, en reprenant l'équation initiale : $\frac{m}{R \cdot C} = \frac{E}{R \cdot C}$. Ainsi $m = E$.

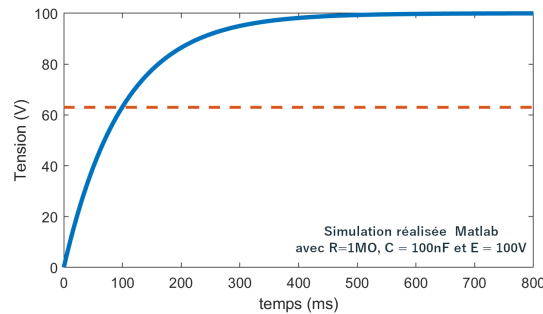
c) Les solutions de l'équation sont alors la somme des deux solutions précédentes. Ainsi :

$$V_S(t) = V_{S0}(t) + V_{S1}(t) = k \cdot \exp(\frac{-t}{R \cdot C}) + E$$

d) On obtient ensuite k en utilisant la condition initiale, à savoir $V_S(0) = 0$. Ainsi $k = -E$.

On obtient alors l'expression suivante pour $V_s(t)$:

$$V_S(t) = E \cdot (1 - \exp(\frac{-t}{R \cdot C}))$$



Question 3

Pour mesurer la réponse indicielle (ou réponse à un échelon) de ce circuit, il faut utiliser :

- un générateur de signaux basse fréquence (GBF), appliquant un signal carré de grande période ($T \gg R \cdot C$) et d'amplitude d'environ 1 V sur l'entrée $V_e(t)$;
- un oscilloscope permettant de visualiser à la fois $V_e(t)$ (canal 1 et synchronisé sur ce signal) et $V_s(t)$.

Mission 3.2 - Filtre analogique d'ordre 1

On reprend le schéma de l'exercice précédent (exercice 3.1), mais cette fois-ci, nous nous plaçons dans un régime harmonique. Ce circuit est alors alimenté par une source de tension sinusoïdale de pulsation ω_0 . On prendra $R = 1 \text{ M}\Omega$ et $C = 100 \text{ nF}$.

1. Déterminez la **fonction de transfert** $T(j\omega) = V_s/V_e$ en fonction de la pulsation et des éléments du montage.
2. Déduisez la **pulsation de coupure** ω_0 de $T(j\omega)$ et le **gain dans la bande-passante** en fonction des éléments du montage.
3. Tracez le **diagramme de Bode** du gain et de la phase en fonction de la pulsation.

On réalise la réponse en fréquence de ce système expérimentalement à l'aide d'un générateur de fonction ($R_s = 50 \Omega$) et d'un oscilloscope numérique ($R_e = 1 \text{ M}\Omega$).

Après analyse, nous obtenons une fréquence caractéristique $\omega_c = 20 \text{ rd/s}$ et une amplification dans la bande passante de 0.5.

4. Proposez une explication à ces résultats.
5. On met deux étages de ce type en **cascade**. Quelle est la fonction de transfert alors obtenue ?

Question 1

En appliquant un seul signal sinusoïdal sur ce circuit, on peut alors se placer en régime harmonique et ainsi utiliser les notations complexes. En régime harmonique, l'ensemble des lois fondamentales de la physique peuvent s'appliquer : loi des mailles, loi d'Ohm, superposition...

Ainsi, on a $V_E = R \cdot I + Z_C \cdot I$ avec $Z_C = \frac{1}{j \cdot R \cdot C \cdot \omega}$

On obtient alors :

$$I = \frac{j \cdot C \cdot \omega}{1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega} \cdot V_E$$

On a : $V_S = Z_C \cdot I$.

On obtient alors la relation suivante :

$$V_S = \frac{1}{1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega} \cdot V_E$$

Ainsi, la fonction de transfert que l'on obtient est la suivante :

$$T(j \cdot \omega) = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega}$$

Question 2

On peut alors mettre cette expression sous la forme normalisée d'un système passe-bas du premier ordre :

$$T(j \cdot \omega) = \frac{T_0}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_0}}$$

On obtient par identification à l'expression obtenue précédemment : $\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$ et $T_0 = 1$.

L'application numérique donne $\omega_0 = 10$ rd/s soit une fréquence $f_0 = 1.59$ Hz.

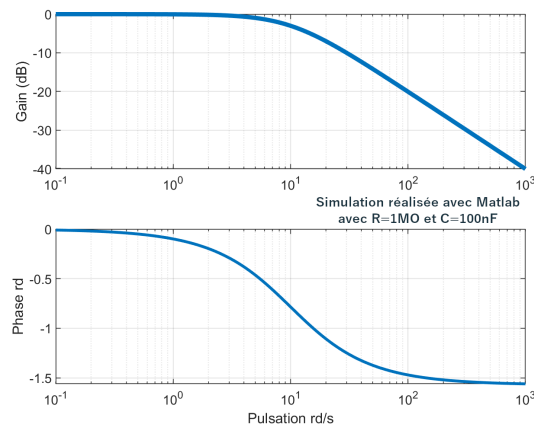
Question 3

Pour tracer le diagramme de Bode de ce circuit, on s'intéresse au module de la fonction de transfert et à la phase de celle-ci.

Pour simplifier les calculs par la suite, on préfère utiliser le gain (en dB) de cette fonction de transfert :

$$G = 20 \cdot \log(|T|)$$

On obtient alors le diagramme de Bode suivant :



Obtenu à l'aide du programme MatLAB suivant :

```

1 R = 1e6;
2 C = 1e-7;
3 % Vecteur des pulsations de $10^1$ a $10^5$ sur 101 points
4 w = logspace(1,5,1001);
5
6 % TF du circuit
7 T = 1 ./ (1 + 1j * R * C * w);
8
9 % Bode en echelle logarithmique
10 figure;
11 subplot(2,1,1);
12 semilogx(w, 20*log10(abs(T)));
13 grid on;

```

```

14 ylabel('Gain (dB)');
15 subplot(2,1,2);
16 semilogx(w, angle(T));
17 ylabel('Phase rd');
18 xlabel('Pulsation rd/s');

```

Complément d'informations

La réponse fréquentielle $H(f) = V_S(f)/V_E(f)$ d'un système permet de connaître, **quelque soit la fréquence f du signal d'entrée** :

- l'**amplitude du signal de sortie** en fonction de celle du signal d'entrée,
- le déphasage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée.

Il est **théoriquement nécessaire de tester l'ensemble des fréquences du spectre** et de mesurer l'amplitude du signal de sortie et du signal d'entrée ainsi que la phase entre ces deux signaux.

Mais quel signal faut-il pour réaliser ces mesures ?

On cherche à mesurer $H(f)$ (dans l'**espace des fréquences**) pour toutes les fréquence f disponibles. Cependant, nous ne pouvons effectuer nos relevés que dans l'**espace temporel**. Il serait donc intéressant d'utiliser un signal de fréquence unique f_0 tel que la transformée de Fourier de ce signal permette d'obtenir $H(f_0)$ (ou une image de $H(f_0)$).

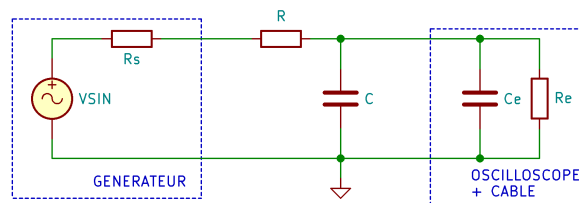
On rappelle que $V_S(f) = H(f) \cdot V_E(f)$ dans l'espace fréquentiel, et $v_s(t) = h(t) * v_e(t)$ dans l'espace temporel.

Si $v_e(t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$, alors sa transformée de Fourier vaut : $V_E(f) = \frac{A}{2} \cdot (\delta(-f_0) + \delta(f_0))$

Ainsi, on obtient en sortie du système : $V_S(f) = H(f) \cdot A \cdot \delta(f_0) = A \cdot H(f_0)$

Question 4

Les appareils d'instrumentation permettant de réaliser les mesures (ici un GBF et un oscilloscope) ne sont pas parfaits. Il est alors possible de modéliser le montage de la façon suivante :



Côté GBF, la tension appliquée (et paramétrée) par le GBF n'est pas tout à fait V_e . En effet, l'impédance de sortie du générateur n'est pas nulle (comme elle devrait l'être idéalement). On peut la négliger dans la plupart des cas, car cette dernière vaut en général 50Ω .

Côté oscilloscope, nous allons nous intéresser à son impédance d'entrée. Elle est la plupart des cas de $1M\Omega$.

Si on reprend le calcul de la fonction de transfert en prenant en compte l'impédance d'entrée R_e de l'oscilloscope, on obtient alors :

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{Z_q}{Z_q + R}$$

avec $Z_q = R_e // C = \frac{R_e}{1 + j \cdot R_e \cdot C \cdot \omega}$.

Après simplification, on obtient :

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{R_e}{R + R_e} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{R \cdot R_e}{R + R_e} \cdot C \cdot \omega}$$

Par identification avec l'expression normalisée d'un filtre du premier ordre, on obtient : $T_0 = \frac{R_e}{R+R_e}$ et $\omega_0 = \frac{R+R_e}{R \cdot R_e \cdot C}$.

Question 5

On appellera V_{S1} la sortie du premier étage et V_{S2} celle du second étage.

$V_{S2} = V_{S1} \cdot \frac{1}{1+j \cdot R \cdot C \cdot \omega}$ (d'après les questions précédentes).

Pour calculer la tension V_{S1} , on peut utiliser le théorème de Millman.

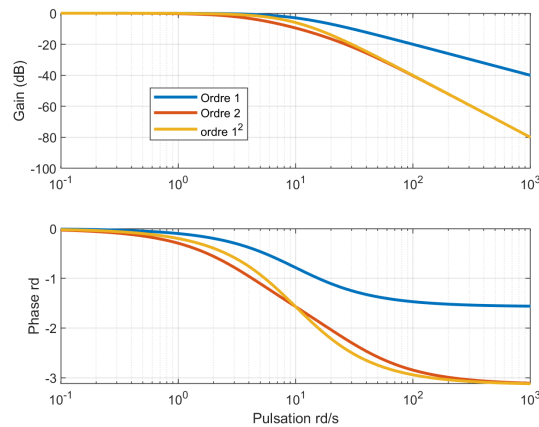
On obtient alors :

$$V_{S1} = \frac{\frac{V_e}{R} + \frac{V_{S2}}{R}}{\frac{2}{R} + j \cdot C \cdot \omega}$$

Après simplification, on obtient :

$$\frac{V_{S2}}{V_e} = \frac{1}{(1 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega) \cdot (2 + j \cdot R \cdot C \cdot \omega) - 1}$$

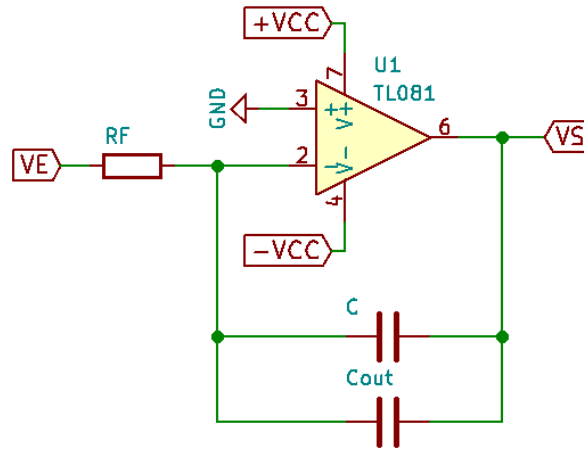
Cette fonction de transfert est différente de $T(j\omega)^2 = \left(\frac{1}{1+j \cdot R \cdot C \cdot \omega}\right)^2$. La simulation suivante permet de comparer les 3 fonctions de transfert suivantes : celle du premier ordre, celle de la mise en cascade et celle du premier ordre au carré.



Mission 3.3 - Filtre universel

Bloc intégrateur

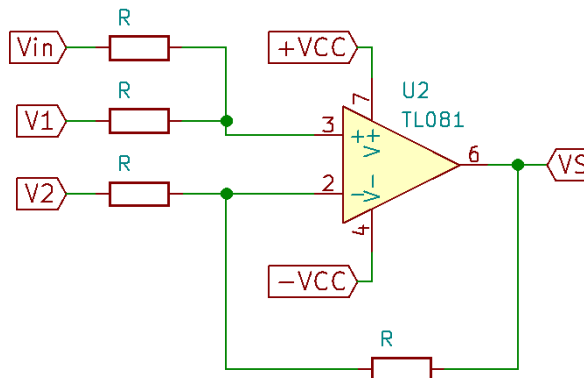
On se propose d'étudier la réponse du système suivant :



Donner la relation entre V_S et V_E .

Bloc additionneur

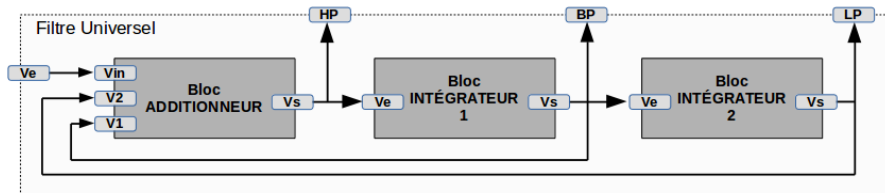
On s'intéresse à présent au bloc suivant :



Donner la relation entre V_S , V_1 , V_2 et V_{in} .

Structure universelle

Soit la structure suivante, basée sur les montages vus précédemment :



1. Calculer V_{HP} en fonction de V_{in} et des divers composants.
2. Calculer V_{BP} et V_{LP} .
3. Que peuvent signifier les noms donnés aux signaux de sortie ?

Mission 3.3 - Filtre universel (suite)

Etude du composant UAF42

On souhaite s'intéresser au composant UAF42, dont quelques pages de documentation technique sont données en annexe.

1. Retrouve-t-on la structure étudiée précédemment dans le schéma de la page 1 de la documentation technique ?
2. Le câblage de la figure 1 de la page 6 de la documentation technique est-il conforme à la structure universelle proposée précédemment ?
3. Retrouve-t-on la fonction de transfert calculée précédemment ?
4. Que doivent valoir R_{F1} et R_{F2} pour obtenir une pulsation de coupure de $30 \cdot 10^3$ rd/s ?

Bloc intégrateur

Le montage associé est un amplificateur inverseur. Ainsi, on a : $V_S = V_E \cdot (-Z_C/R)$ avec $Z_C = 1/(j \cdot \omega(C + C_{out}))$.

Ainsi :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{-1}{j \cdot \omega \cdot R_F \cdot (C + C_{out})}$$

Transformée de Fourier d'une dérivée

La dérivée/intégration dans l'espace des fréquences peut s'écrire :

$$TF[f'(t)] = \int_0^{+\infty} \exp(-j\omega t) f'(t) dt$$

Par intégration par partie, on obtient :

$$TF[f'(t)] = [\exp(-j\omega t) f(t)] - 0^{+\infty} - (-j\omega) \int_0^{+\infty} \exp(-j\omega t) f(t) dt$$

$$\text{Ainsi : } TF[f'(t)] = p \cdot TF[f(t)] - f(0)$$

On peut montrer de la même façon que : $TF[\int_0^t f(\tau) d\tau] = \frac{1}{j\omega} \cdot TF[f(t)]$

Bloc additionneur

L'ALI est en mode linéaire : $V_+ = V_-$.

Par application du théorème de Millman, on obtient :

$$V_+ = \frac{\frac{V_S}{R} + \frac{V_2}{R}}{\frac{2}{R}}$$

$$V_- = \frac{\frac{V_{in}}{R} + \frac{V_1}{R}}{\frac{2}{R}}$$

Ainsi :

$$V_S = V_{in} + V_1 - V_2$$

Structure universelle

Question 1

$$V_{HP} = V_{in} + V_{BP} + V_{LP}$$

$$\text{Or, } V_{BP} = -\frac{V_{HP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} \text{ et } V_{LP} = -\frac{V_{BP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} = \frac{V_{HP}}{(j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

Ainsi :

$$V_{HP} = V_{in} - \frac{V_{HP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} - \frac{V_{HP}}{(j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

On obtient alors la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{(j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}{1 + j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega + (j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

Question 2

$$V_{BP} = -\frac{V_{HP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} \text{ et } V_{LP} = -\frac{V_{BP}}{j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega} = \frac{V_{HP}}{(j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

On obtient alors :

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{-j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega}{1 + j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega + (j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

Et :

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega + (j \cdot R_F \cdot C \cdot \omega)^2}$$

Question 3

On s'aperçoit que les fonctions de transfert trouvées aux questions précédentes correspondent respectivement à :

- $\frac{V_{HP}}{V_{in}}$ celle d'un filtre passe-haut du second ordre (High Pass)
- $\frac{V_{BP}}{V_{in}}$ celle d'un filtre passe-bande (Band Pass)
- $\frac{V_{LP}}{V_{in}}$ celle d'un filtre passe-bas du second ordre (Low Pass)

Etude du composant UAF42

Question 1

Oui, on retrouve l'ensemble des éléments précédents.

Question 2

Si on s'intéresse aux équations données à la page 5 de la documentation technique, on retrouve en effet des fonctions de transfert proches de celle calculée précédemment. Avec $s = j \cdot \omega$.

Question 3

D'après la formule en dessous de la figure 1 de la page 6 de la documentation technique, on a : $\omega_n^2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_{F1} \cdot R_{F2} \cdot C_1 \cdot C_2}$.

On a aussi $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ et $R_1 = R_2$.

On a alors :

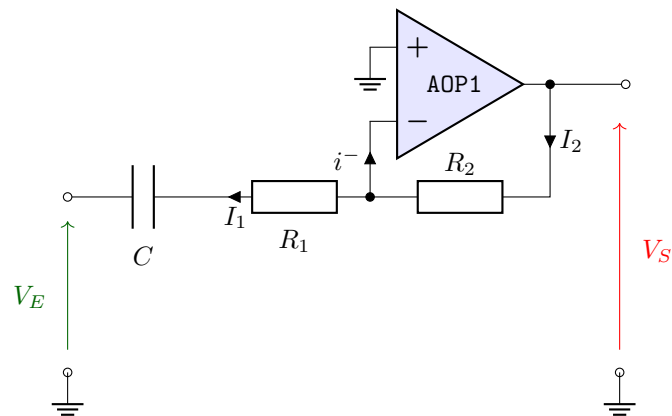
$$R_{F1} \cdot R_{F2} = \frac{1}{\omega_n^2 \cdot C_1 \cdot C_2}$$

$$\text{AN : } R_{F1} \cdot R_{F2} = 1.11 \cdot 10^9$$

Si on choisit $R_{F1} = R_{F2} = R$, alors $R = 33 \text{ k}\Omega$

Mission 3.B1 - Impact des ALI

On se propose d'étudier le montage suivant :



1. Donnez la fonction de transfert de ce montage dans le cas des hypothèses classiques sur les amplificateurs intégrés (régime linéaire en particulier : $V^+ = V^-$).
2. Donnez la fonction de transfert de ce même montage en faisant l'hypothèse que la relation qui régit l'amplificateur linéaire est la suivante : $V_S = A_0 \cdot (V^+ - V^-)$.
3. Donnez la fonction de transfert de ce même montage en faisant l'hypothèse que la relation qui régit l'amplificateur linéaire est la suivante : $V_S = A(j\omega) \cdot (V^+ - V^-)$.

On prendra

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}$$

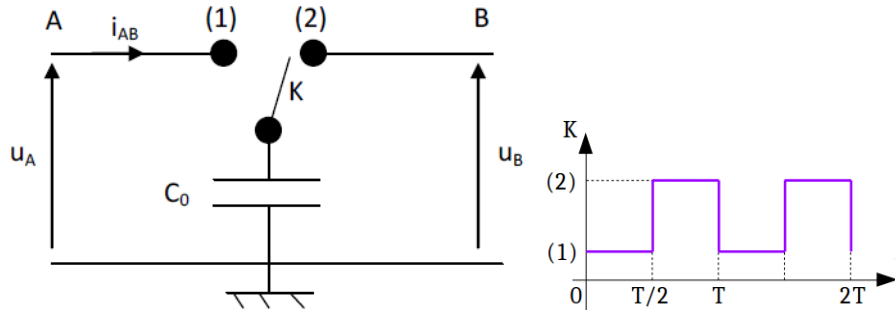
4. Expliquez alors la différence de comportement obtenu entre les 3 modélisations.

Mission 3.B2 - Filtre à capacité commutée

Nous allons nous intéresser à présent à des filtres dont la fréquence de coupure est pilotable par un signal extérieur.

Capacité commutée

On donne dans un premier temps la structure suivante, dont l'interrupteur K est piloté par le signal de commande ci-dessous :

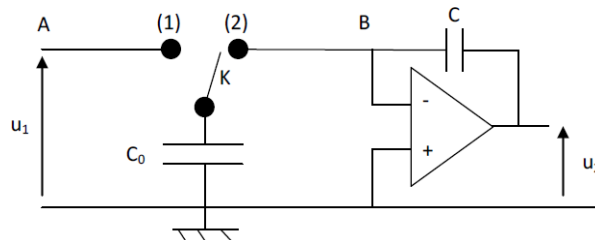


1. Calculer la charge stockée dans C_0 entre les instants 0 et $T/2$, puis entre les instants $T/2$ et T .
2. Quelle quantité de charges passe de A vers B entre les instants 0 et T ?
3. Calculer alors le courant moyen circulant du point A au point B pendant une période T .
4. Donner l'expression de la résistance équivalente R_{AB} vue entre les bornes A et B de cette cellule.

Intégrateur à capacité commutée

On réalise un intégrateur à partir du circuit de la figure 2.

1. Donner la fonction de transfert du circuit $T(j\omega) = u_2/u_1$ en fonction de R_{AB} et de C .



2. Que devient alors la fonction de transfert $T(j\omega) = u_2/u_1$ en fonction des éléments du système (C_0 et C) ?
3. Quel est l'intérêt d'un tel circuit ?

Bloc additionneur

Question 1

Pour $0 \leq t \leq T/2$, on a $u_{C0} = u_A$ et $Q_A = C_0 \cdot u_A$.

Pour $T/2 \leq t \leq T$, on a $u_{C0} = u_B$ et $Q_B = C_0 \cdot u_B$.

Question 2

$$\Delta Q = Q_A - Q_B = C_0 \cdot (u_A - u_B)$$

Question 3

$$i_{AB} = \Delta Q/T = C_0 \cdot (u_A - u_B)/T = f \cdot C_0 \cdot (u_A - u_B)$$

Question 4

$$R_{AB} = (u_A - u_B)/i_{AB} = 1/(f \cdot C_0)$$

Intégrateur à capacité commutée**Question 1**

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{-Z_C}{R_{AB}}$$

avec $Z_C = \frac{1}{j \cdot C \cdot \omega}$

Question 2

$$T(j\omega) = \frac{C_0 \cdot f}{j \cdot C \cdot \omega}$$

où f est la fréquence de commutation de l'interrupteur K.

Question 3

Pouvoir piloter la fréquence de transition des intégrateurs.



UNIVERSAL ACTIVE FILTER

 Check for Samples: [UAF42](#)

FEATURES

- **VERSATILE:**
 - Low-Pass, High-Pass
 - Band-Pass, Band-Reject
- **SIMPLE DESIGN PROCEDURE**
- **ACCURATE FREQUENCY AND Q:**
 - Includes On-Chip 1000pF $\pm 0.5\%$ Capacitors

APPLICATIONS

- TEST EQUIPMENT
- COMMUNICATIONS EQUIPMENT
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION SYSTEMS
- MONOLITHIC REPLACEMENT FOR UAF41

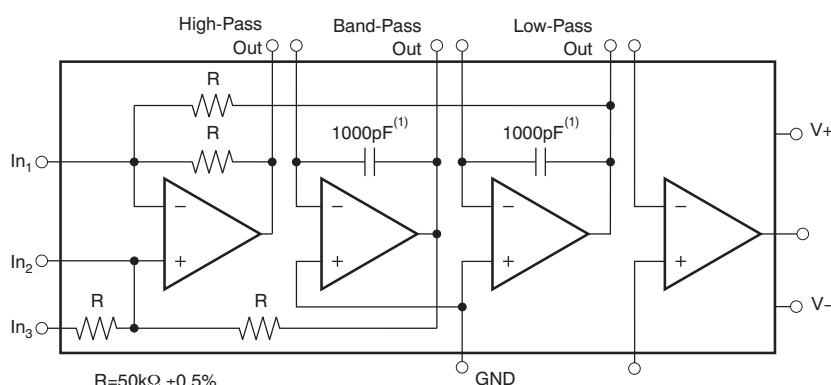
DESCRIPTION

The UAF42 is a universal active filter that can be configured for a wide range of low-pass, high-pass, and band-pass filters. It uses a classic state-variable analog architecture with an inverting amplifier and two integrators. The integrators include on-chip 1000pF capacitors trimmed to 0.5%. This architecture solves one of the most difficult problems of active filter design—obtaining tight tolerance, low-loss capacitors.

A DOS-compatible filter design program allows easy implementation of many filter types, such as Butterworth, Bessel, and Chebyshev. A fourth, uncommitted FET-input op amp (identical to the other three) can be used to form additional stages, or for special filters such as band-reject and Inverse Chebyshev.

The classical topology of the UAF42 forms a time-continuous filter, free from the anomalies and switching noise associated with switched-capacitor filter types.

The UAF42 is available in 14-pin plastic DIP and SOIC-16 surface-mount packages, specified for the -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range.


 NOTE: (1) $\pm 0.5\%$.


Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 At $T_A = +25^\circ\text{C}$, and $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	UAF42AP, AU			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
FILTER PERFORMANCE					
Frequency Range, f_n			0 to 100		kHz
Frequency Accuracy vs Temperature	$f = 1\text{kHz}$		0.01	1	%/ $^\circ\text{C}$
Maximum Q			400		—
Maximum (Q • Frequency) Product			500		kHz
Q vs Temperature	$(f_o \cdot Q) < 10^4$		0.01		%/ $^\circ\text{C}$
	$(f_o \cdot Q) < 10^5$		0.025		%/ $^\circ\text{C}$
Q Repeatability	$(f_o \cdot Q) < 10^5$		2		%
Offset Voltage, Low-Pass Output				± 5	mV
Resistor Accuracy			0.5	1	%
OFFSET VOLTAGE⁽¹⁾					
Input Offset Voltage vs Temperature vs Power Supply	$V_S = \pm 6\text{V to } \pm 18\text{V}$		± 0.5 ± 3	± 5	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dB
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾					
Input Bias Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		10	50	pA
Input Offset Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		5		pA
NOISE					
Input Voltage Noise					
Noise Density: $f = 10\text{Hz}$			25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$			10		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Voltage Noise: $\text{BW} = 0.1\text{Hz to } 10\text{Hz}$			2		μV_{PP}
Input Bias Current Noise					
Noise Density: $f = 10\text{kHz}$			2		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE⁽¹⁾					
Common-Mode Input Range			± 11.5		V
Common-Mode Rejection	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$	80	96		dB
INPUT IMPEDANCE⁽¹⁾					
Differential			$10^{13} \parallel 2$		$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			$10^{13} \parallel 6$		$\Omega \parallel \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN⁽¹⁾					
Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega$	90	126		dB
FREQUENCY RESPONSE					
Slew Rate			10		$\text{V}/\mu\text{s}$
Gain-Bandwidth Product	$G = +1$		4		MHz
Total Harmonic Distortion	$G = +1, f = 1\text{kHz}$		0.1		%
OUTPUT⁽¹⁾					
Voltage Output	$R_L = 2\text{k}\Omega$	± 11	± 11.5		V
Short Circuit Current			± 25		mA

(1) Specifications apply to uncommitted op amp, A_4 . The three op amps forming the filter are identical to A_4 but are tested as a complete filter.

APPLICATION INFORMATION

The UAF42 is a monolithic implementation of the proven state-variable analog filter topology. This device is pin-compatible with the popular UAF41 analog filter, and it provides several improvements.

The slew rate of the UAF42 has been increased to 10V/μs, versus 1.6V/μs for the UAF41. Frequency • Q product of the UAF42 has been improved, and the useful natural frequency extended by a factor of four to 100kHz. FET input op amps on the UAF42 provide very low input bias current. The monolithic construction of the UAF42 provides lower cost and improved reliability.

DESIGN PROGRAM

Application report [SBFA002](#) (available for download at www.ti.com) and a computer-aided design program also available from Texas Instruments, make it easy to design and implement many kinds of active filters. The DOS-compatible program guides you through the design process and automatically calculates component values.

Low-pass, high-pass, band-pass and band-reject (notch) filters can be designed. The program supports the three most commonly-used all-pole filter types: Butterworth, Chebyshev and Bessel. The less-familiar inverse Chebyshev is also supported, providing a smooth passband response with ripple in the stop band.

With each data entry, the program automatically calculates and displays filter performance. This feature allows a spreadsheet-like *what-if* design approach. For example, a user can quickly determine, by trial and error, how many poles are required for a desired attenuation in the stopband. Gain/phase plots may be viewed for any response type.

The basic building element of the most commonly-used filter types is the second-order section. This section provides a complex-conjugate pair of poles. The natural frequency, ω_n , and Q of the pole pair determine the characteristic response of the section. The low-pass transfer function is shown in [Equation 1](#):

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{LP}\omega_n^2}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (1)$$

The high-pass transfer function is given by [Equation 2](#):

$$\frac{V_{HP}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{HP}s^2}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (2)$$

The band-pass transfer function is calculated using [Equation 3](#):

$$\frac{V_{BP}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BP}(\omega_n/Q)s}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (3)$$

A band-reject response is obtained by summing the low-pass and high-pass outputs, yielding the transfer function shown in [Equation 4](#):

$$\frac{V_{BR}(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BR}(s^2 + \omega_n^2)}{s^2 + s \frac{\omega_n}{Q} + \omega_n^2} \quad (4)$$

The most common filter types are formed with one or more cascaded second-order sections. Each section is designed for ω_n and Q according to the filter type (Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc.) and cutoff frequency. While tabulated data can be found in virtually any filter design text, the design program eliminates this tedious procedure.

Second-order sections may be noninverting ([Figure 1](#)) or inverting ([Figure 2](#)). Design equations for these two basic configurations are shown for reference. The design program solves these equations, providing complete results, including component values.

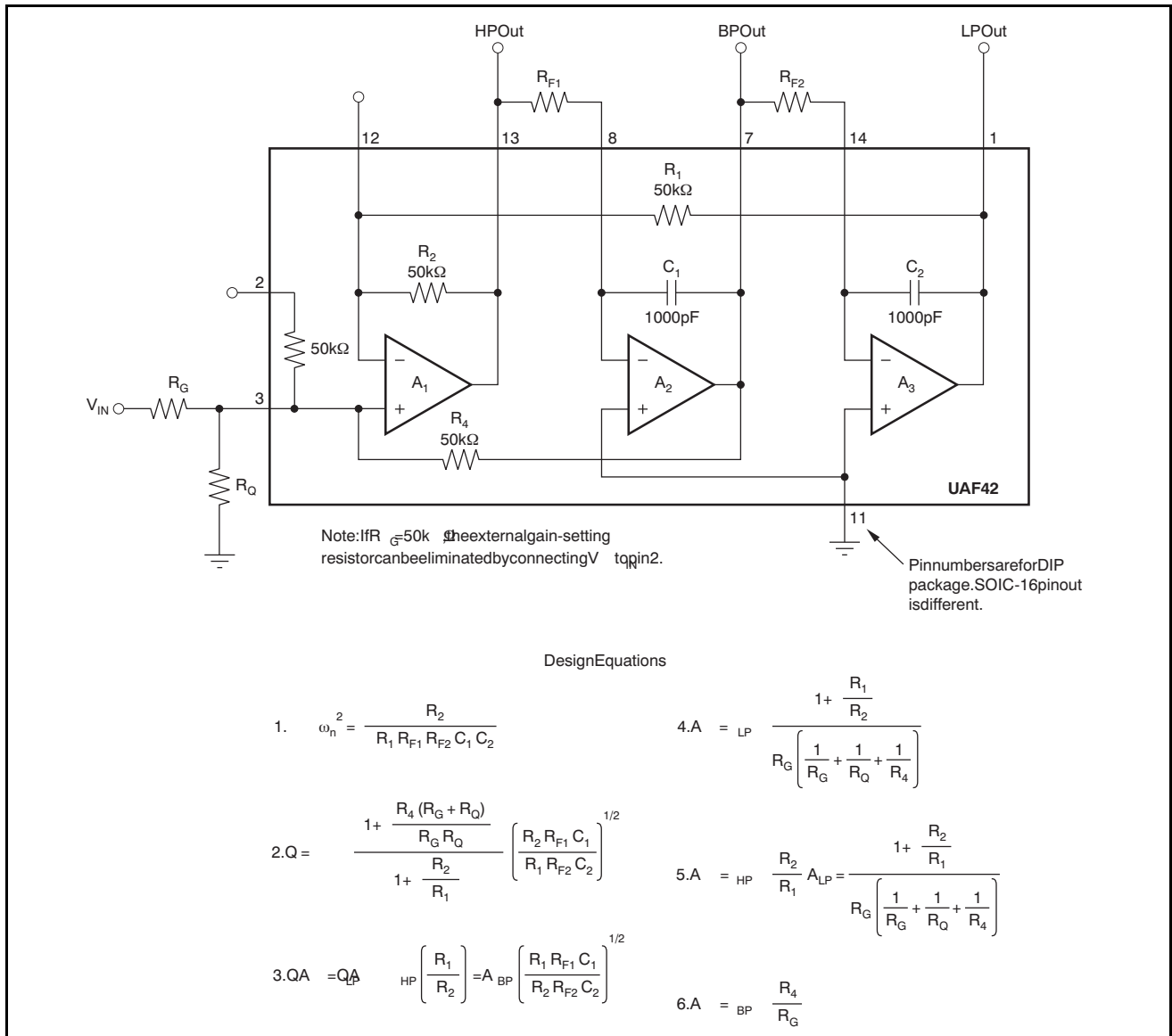


Figure 1. Noninverting Pole-Pair