

TEXTE DES TRAVAUX PRATIQUES
Application des Amplificateurs Opérationnels

Année 2018-2019

APPLICATION DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

Deux types d'applications des amplificateurs opérationnels sont à distinguer, correspondant respectivement à la réalisation d'opérateurs linéaires (AO avec boucle de réaction sur l'entrée « - » : contre-réaction) et non linéaires (AO en boucle ouverte ou bien avec boucle de réaction sur l'entrée « + »).

Lorsque l'on étudie un montage construit avec un ou des AO, on le conçoit ou on l'analyse d'abord à l'aide du modèle de l'AO idéal (modèle « pour les nuls »), puis on prend en considération ses caractéristiques réelles. Les différences entre les caractéristiques du modèle « pour les nuls » et celles du modèle de l'AO réel sont parfois appelées « défauts » de l'AO. Par exemple, le gain différentiel d'un AO réel n'est pas infini, et il dépend de la fréquence. Autre exemple : on peut observer un décalage non désiré, constant ou non, de la tension de sortie d'un montage. Ce décalage peut évidemment être dû à une mauvaise conception du montage mais souvent, il s'agit de l'effet de la combinaison de plusieurs propriétés caractéristiques de l'AO réel : courants de polarisation, tension de décalage de l'étage d'entrée, polarisation de la sortie, défaut de mode commun (un AO n'est pas un amplificateur différentiel parfait)... S'il observe un décalage gênant de la tension de sortie du montage, l'électronicien doit trouver rapidement la propriété de l'AO qui a l'effet prépondérant... et y remédier.

I. Modèle de l'AO aux basses fréquences (amplificateur différentiel)

Les tensions des deux entrées d'un AO sont notées e_+ et e_- , et celle de la sortie s . On appelle $e = e_d = e_+ - e_-$ la tension différentielle, et $e_{mc} = (e_+ + e_-) / 2$ la tension de mode commun.

I.1. Gains différentiel et de mode commun

La tension de sortie d'un AO réel n'est pas exactement proportionnelle à la tension différentielle. En réalité, $s = G_+ e_+ - G_- e_-$ avec $G_+ \neq G_-$. Il est intéressant de faire apparaître le gain *différentiel* A_d et le gain de *mode commun* A_{mc} :

$$s = A_d e_d + A_{mc} e_{mc}$$

Pour un AO de type OP7, A_d est de l'ordre de $5 \cdot 10^5$. Le taux de réjection de mode commun (« Common Mode Rejection Rate ») d'un AO est défini par :

$$TRMC = A_d / A_{mc}$$

S'il est grand, par exemple 100 dB, c'est bien. Pour un OP7, le TRMC est de l'ordre de 120 dB. Un OP7 est donc essentiellement un amplificateur différentiel.

I.2. Résistances d'entrée différentielle et de mode commun

La résistance d'entrée différentielle R_d est la résistance vue entre les bornes e_+ et e_- avec $e_+ = -e_-$, c'est-à-dire avec $e_{mc} = 0$. R_d est de l'ordre de 1 M Ω pour un AO de type 741, et de 30 M Ω pour un OP7.

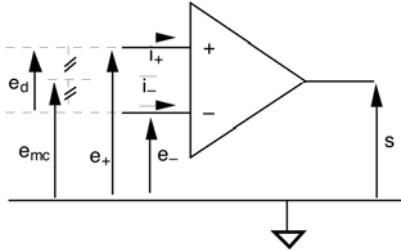
La résistance d'entrée de mode commun R_{mc} est la résistance entre $e_+ = e_-$, c'est-à-dire pour $e_d = 0$, et le potentiel de référence. Elle est en général très supérieure à R_d . Pour un OP7, R_{mc} est de l'ordre de 120 G Ω .

Les courants d'entrée sont donc essentiellement dus à la résistance d'entrée différentielle.

I.3. Résistance de sortie

Aux basses fréquences, sa valeur est voisine de 100 Ω .

$e_d = e_+ - e_-$: entrée différentielle
 $e_{mc} = (e_+ + e_-) / 2$: entrée de mode commun
 i_+, i_- : courants entrants



Gains

A_d : gain différentiel
 A_{mc} : gain de mode commun
 TRMC : taux de réjection de mode commun
 $s = A_d e_d + A_{mc} e_{mc}$ TRMC = A_d / A_{mc} (en dB)
 Pour le 741, TRMC ~ 80 dB, et $A_d \sim 10^5$.

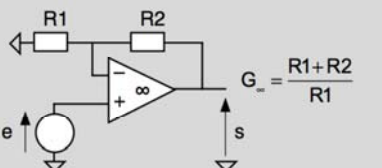
Résistances d'entrée

$R_{e\ diff}$: résistance d'entrée différentielle
 $R_{e\ mc}$: résistance d'entrée de mode commun
 $e_{mc} = 0$: $R_{e\ diff} = e_d / i_+ = -e_d / i_-$
 $e_d = 0$: $R_{e\ mc} = e_{mc} / (i_+ + i_-)$
 Pour un 741, $R_{e\ diff} \sim 1\ M\Omega$, et $R_{e\ mc} \gg R_{e\ diff}$.

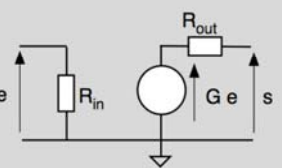
Résistance de sortie

R_s : résistance de sortie ~ 75 Ω (aux BF), pour un 741

Ex : Modèle linéaire aux basses fréquences et pour $G_{in} \ll A_d$ du montage amplificateur direct avec résistances



$G_{in} = \frac{R1 + R2}{R1}$



$G \approx G_{in}$
 $R_{in} \approx R_{ediff} \frac{A_d}{G_{in}}$
 $R_{out} \approx R_s \frac{G_{in}}{A_d}$

II. Comportement fréquentiel de l'AO

La plupart des AO sont compensés en fréquence pour des questions de stabilité dynamique. Leur comportement fréquentiel peut être correctement modélisé par un filtre passe-bas du premier ordre ayant un très grand gain statique A_0 (gain pour les basses fréquences) et une faible fréquence de coupure f_0 :

3/20

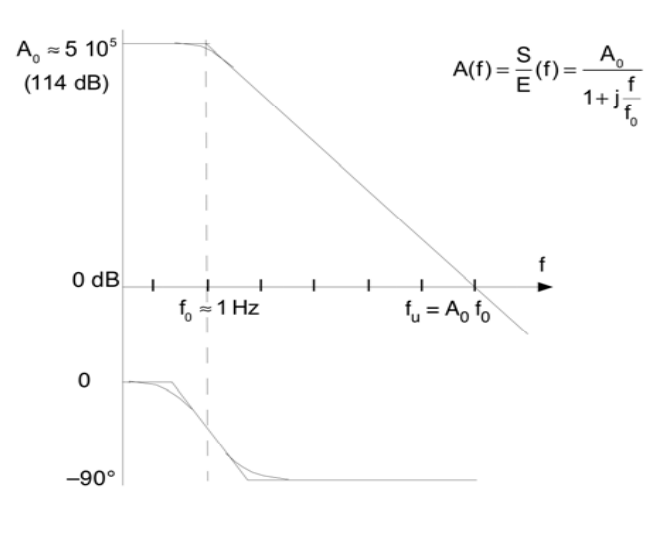
année

Travaux Pratiques d'Électronique, ESPCI 1^{ère}

$$A(f) = \frac{S}{E} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

Pour un OP7 : $A_0 \sim 5 \cdot 10^5$ et $f_0 \sim 1\ Hz$.

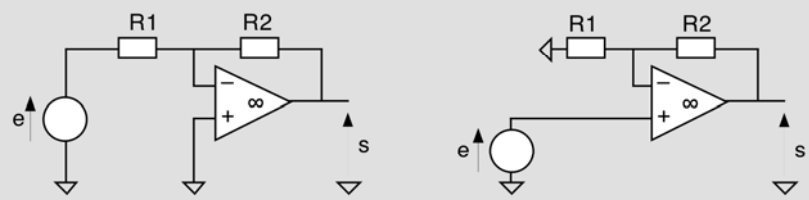
On appelle **fréquence unitaire** ou **fréquence de transition** d'un montage la fréquence pour laquelle le module du gain est égal à 1. Pour un filtre passe-bas du premier ordre, la fréquence unitaire est égale au produit $A_0 f_0$, c'est-à-dire au produit gain statique x fréquence de coupure, souvent appelé « produit gain x bande passante ». Pour les OP7, ce produit vaut donc approximativement $5 \cdot 10^5\ Hz$.



$A(f) = \frac{S}{E}(f) = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$

4/20

Ex : Gains complexes des montages inverseur et direct



Pour $A = \infty$, les gains des montages sont :

$$G_{\infty}^{\text{inv}} = -\frac{R2}{R1} \qquad G_{\infty}^{\text{dir}} = \frac{R1+R2}{R1}$$

On appelle *facteur de contre-réaction* des deux montages le rapport : $\beta = \frac{R1}{R1+R2}$

Si l'on considère le gain $A(f)$ fini, on a pour les deux montages : $\frac{S}{E}(f) = \frac{G_{\infty}}{1 + \frac{1}{\beta A(f)}}$

Soit :

$$G^{\text{inv}}(f) = \frac{G_{\infty}^{\text{inv}}}{1 + jf \frac{R1+R2}{A_0 f_0 R1}} \qquad G^{\text{dir}}(f) = \frac{G_{\infty}^{\text{dir}}}{1 + jf \frac{G_{\infty}^{\text{dir}}}{A_0 f_0}}$$

III. Caractéristiques réelles de l'AO

III.1. Limitation de l'amplitude de la tension de sortie S

Celle-ci ne peut évidemment pas dépasser les potentiels des tensions d'alimentation.

III.2. Vitesse maximale de balayage de la tension de sortie

La dérivée de la tension de sortie $S(t)$ par rapport au temps (« slewing rate ») possède une limite supérieure. Elle est généralement due à la saturation de l'étage d'entrée (amplificateur différentiel) et à la présence du condensateur de compensation qui est en contre-réaction sur le deuxième étage. Cette limite apparaît (présence de signaux de sortie avec morceaux à pente constante) pour les grandes amplitudes en sortie à des fréquences élevées, c'est-à-dire pour de faibles valeurs du module du gain. La vitesse maximale de balayage d'un OP7 est de l'ordre de 0,3 V/ μ s.

III.3. Limitation du courant de sortie (figure ci-dessous)

Le courant qu'un AO usuel peut fournir est limité, par construction, à 10 ou 20 mA. Cela protège les transistors de sortie de l'AO contre une mise en court-circuit accidentelle de la sortie (sortie mise au 0 V).

III.4. Courants de polarisation (figure ci-dessous)

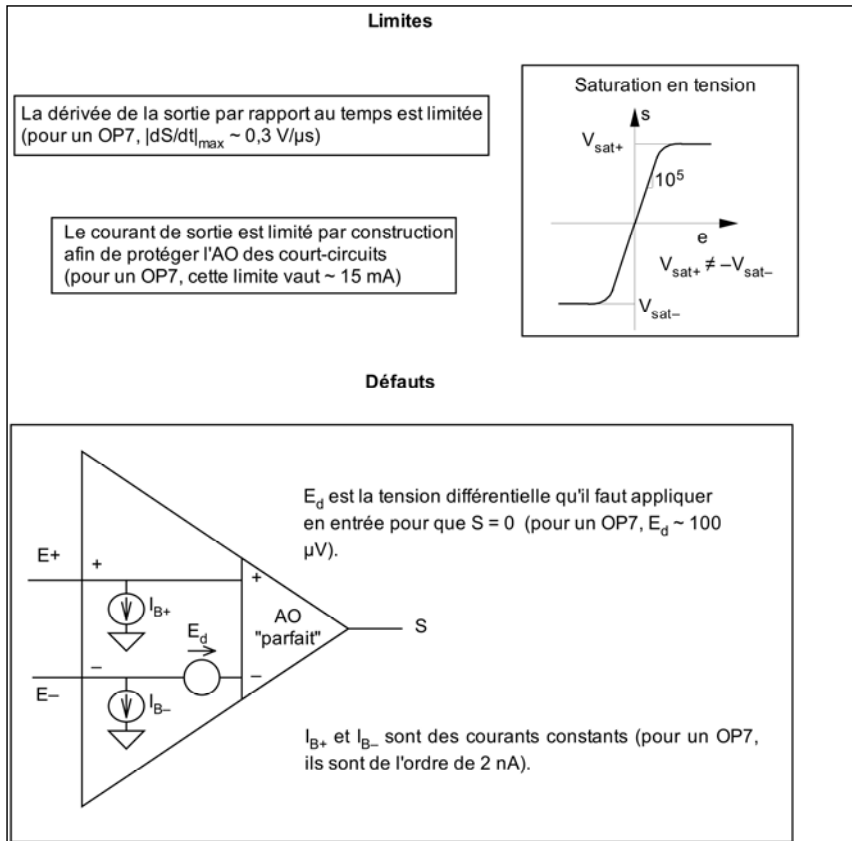
Ce sont des courants constants, que l'on note I_{B+} et I_{B-} . Dans le cas d'un étage d'entrée avec transistors bipolaires (par exemple 741), ce sont les courants de polarisation de base de ces transistors qui sont nécessaires au fonctionnement de l'AO. Ils sont très faibles (quelques dizaines de nA), mais leur effet peut n'être pas négligeable. La valeur de la différence entre les deux courants est généralement fournie par le constructeur. Dans le cas des transistors MOS ou FET, il n'y a pas de courants de polarisation ; les courants d'entrée sont donc extrêmement faibles : ce sont des courants de fuite entre la grille et le substrat.

III.5. Tension de décalage

Cette tension, notée E_d , est la tension différentielle qu'il faut appliquer à l'AO pour que sa tension de sortie soit nulle. C'est une modélisation ramenée à l'entrée de la somme des effets :

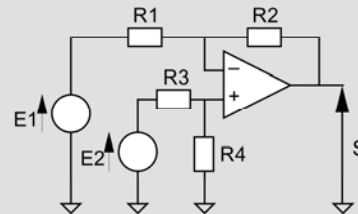
- 1) de la différence entre les V_{BE} ou les V_{GS} des transistors de l'amplificateur d'entrée
- 2) du décalage de la tension de polarisation de la sortie.

Elle est de l'ordre de 100 μ V pour les OP7.



Ex : Défauts non linéaires d'un montage amplificateur différentiel.

$$S = -\frac{R_2}{R_1}E_1 + \frac{R_1+R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3+R_4}E_2 - \frac{R_1+R_2}{R_1} \frac{R_3R_4}{R_3+R_4}I_{B+} + R_2I_{B-} - \frac{R_1+R_2}{R_1}E_{\text{décal}}$$



MANIPULATION (UTILISATIONS DES AO POUR DES APPLICATIONS LINEAIRES)

I. Amplificateurs de tension

I.1. Amplificateur à gain positif (dit « amplificateur direct » et représenté plus haut)

À l'aide d'un AO, réaliser un amplificateur de tension de gain $+100$, d'impédance d'entrée $1 \text{ M}\Omega$, pour une charge résistive R_c comprise entre $1 \text{ k}\Omega$ et $10 \text{ k}\Omega$; l'amplitude de sortie maximale vaut 10 Volts . On désire que le décalage en sortie soit inférieur à 100 mV .

- **Choisir** les valeurs des résistances en les justifiant, et câbler l'amplificateur.
- **Vérifier** le bon fonctionnement de l'amplificateur et mesurer son gain aux basses fréquences en s'assurant au préalable que les deux voies de l'oscilloscope fournissent la même valeur lorsque la même tension leur est appliquée.
- **Régler** précisément les tensions d'alimentation V_{cc+} et V_{cc-} à $+15 \text{ Volts}$ et -15 Volts à l'aide de l'oscilloscope. Mesurer les tensions de saturation de l'AO ($V_{\text{sat+}}$ et $V_{\text{sat-}}$) à l'aide du même instrument de mesure que les tensions d'alimentation. Comparer les valeurs.
- **Mesurer** les limites du courant de sortie I_{s+} et I_{s-} de l'AO à une basse fréquence ($f < 1 \text{ kHz}$).
- **Mesurer** la fréquence de coupure et la fréquence unitaire de l'amplificateur.

Calculer la fréquence de coupure f_c de l'amplificateur direct en considérant l'AO comme un filtre passe-bas du premier ordre de gain statique A_o et de fréquence de coupure f_o . Pour un OP7, on a approximativement : $A_o \approx 5 \cdot 10^5$, et $f_o \approx 1 \text{ Hz}$. Considérer que les résistances d'entrée de l'AO sont infinies, et que sa résistance de sortie est nulle.

- L'impédance d'entrée de l'amplificateur direct est très grande (supérieure à $10 \text{ M}\Omega$ aux basses fréquences). Proposer une solution pour satisfaire le cahier des charges. **Mesurer** l'impédance d'entrée de l'amplificateur ainsi modifié aux basses fréquences ($f < 1 \text{ kHz}$). Le résultat est-il en accord avec ce que vous attendiez ?
- Pourquoi la mesure de la résistance de sortie est-elle très délicate ? Montrer **expérimentalement** qu'aux basses fréquences, elle est beaucoup plus faible que 100Ω . Mesurer ensuite la résistance de sortie à la fréquence de coupure de l'amplificateur direct.

II.2. Amplificateur à gain négatif (dit "amplificateur inverseur").

Réaliser un amplificateur à gain négatif -10 , ayant une résistance d'entrée de $1\text{ k}\Omega$

- **Tracer** le diagramme de Bode.
- Disposer une résistance de charge de $10\text{ k}\Omega$. L'amplificateur peut-il se saturer en courant ? **Déterminer expérimentalement**, pour des fréquences de 0 Hz à f_c , et pour quelques valeurs bien choisies, l'amplitude maximale possible d'un signal d'entrée sinusoïdal garantissant un fonctionnement linéaire à l'amplificateur.

L'évolution de cette amplitude maximale possible s'explique par deux caractéristiques réelles des AO. Commenter.

- **Tracer**, sur le même dessin que précédemment, le module du gain pour des amplificateurs de gain -100 et -1 en conservant la même résistance d'entrée.

Justifier par le calcul les résultats obtenus.

II. Dérivateur

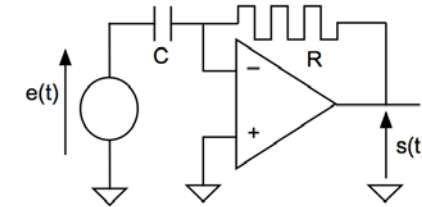
II.1. Premier montage

II.1.1. AO modélisé avec gain infini (modèle « pour les nuls »)

On désire construire un dérivateur (AO, R et C ci-dessous) de *constante de dérivation*

$T = 0,1\text{ s}$, c'est-à-dire un montage qui possède le gain complexe :

$$G(\omega) = S(\omega)/E(\omega) = -j\omega T$$



Les signaux que l'on désire dériver sont définis dans la bande $[1-100]\text{ rad/s}$ mais ces signaux sont entachés d'un bruit additif compris entre 10^4 et 10^5 rad/s avec un rapport signal/bruit de l'ordre de 40 dB . Calculer la sortie du dérivateur de gain complexe $G(\omega) = -0,1 j\omega$ avec $e(t) = \sin 10t + 10^{-2} \sin(10^4 t + \varphi)$.

Expliquer pourquoi ce dérivateur théorique est un exemple typique de mauvaise solution technique pour dériver des signaux réels.

On admet qu'un dérivateur est satisfaisant si le module ne s'éloigne pas plus de $0,05\text{ dB}$ du module théorique et la phase de $0,1\text{rd}$ de la phase théorique.

II.1.2. Manipulation

Réaliser le montage. Balayer toute la gamme des fréquences en observant l'amplitude de la sortie. Est-ce que vous observez un comportement en accord avec l'analyse ci-dessus ?

Tracer le diagramme du module et de la phase.

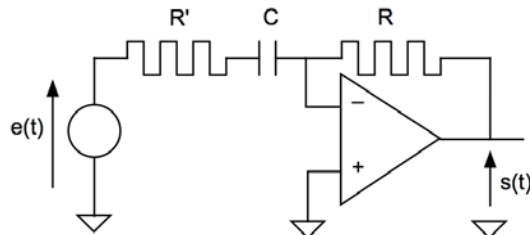
Calculer le gain complexe du montage avec le modèle de l'AO : $R_{e\text{ diff}}$ infinie, et R_s nulle

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{ds}{dt} + s = A_0 \varepsilon$$

avec pour l'OP7 : $A_0 = 5 \cdot 10^5$ et $f_0 = 1\text{ Hz}$
et expliquer le diagramme expérimental.

II.2. Deuxième montage

Expliquer comment choisir R' du montage ci-dessous pour que le cahier des charges soit respecté.

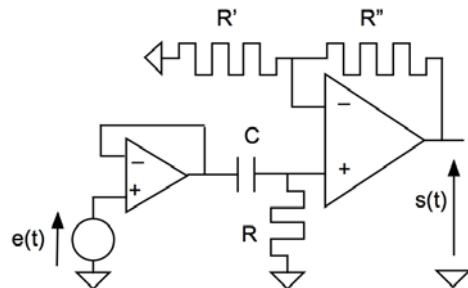


Calculer le nouveau gain complexe $S(\omega)/E(\omega)$ et expliquer pourquoi l'inconvénient du montage précédent est atténué.

En particulier, à quelle condition n'y a-t-il plus de résonance ?

II.3. Troisième montage

Analyser la solution ci-dessous. Quel est son avantage par rapport au montage ci-dessus ?



Calculer R , C , R' , et R'' pour obtenir un gain complexe voisin du précédent, avec la même constante de dérivation.

III Intégrateur alternatif

On désire intégrer avec précision des signaux variables qui sont définis dans la bande de pulsations $[10^3 - 10^5]$ rad/s et dont la valeur moyenne (constante) est de l'ordre de 1 Volt. La constante d'intégration désirée est $T = 100\mu\text{s}$, autrement dit, la pulsation pour laquelle le module du gain vaut 1, appelée pulsation unitaire, doit être de $\omega_u = 10^4$ radians/s. L'impédance d'entrée doit être de l'ordre de 10 k Ω . La tension de décalage constant en sortie doit être inférieure à 150 mV.

III.1. Quel montage permet de réaliser cette fonction si l'on suppose l'AO « parfait » ? Pourquoi ce montage intégrateur « théorique » ne peut-il pas satisfaire le cahier des charges ?

Quelles modifications faut-il apporter pour que le montage remplisse la fonction d'intégration entre 10^3 et 10^5 rad/s et qu'il permette à la fois de supprimer l'effet de la *valeur moyenne constante* du signal d'entrée et de limiter à une valeur finie le décalage en sortie dû à I_B . Quel est, avec les modifications apportées, l'effet de E_d ?

- Calculer les valeurs des capacités ($C_i \leq 10\mu\text{F}$) et des résistances de telle sorte que le cahier des charges soit satisfait. Utiliser comme modèle de l'AO : gain et $R_{e, \text{diff}}$ infinis, R_s nulle.
- Tracer le diagramme du module du gain et de la phase théorique du système obtenu en faisant apparaître les quatre produits $\{R_i C_j\}$ définissant les pulsations caractéristiques (pulsations de coupure et pulsations unitaires).

III.2. Réaliser le montage de l'intégrateur « théorique » et observer son comportement.

Le modifier comme défini ci-dessus.

- Mesurer la fréquence unitaire (f_u) du montage réalisé. Comparer cette valeur avec celle demandée par le cahier des charges. Quelle est la valeur du déphasage pour cette fréquence ?
- Mesurer les valeurs du module du gain et du déphasage pour les fréquences limites imposées par le cahier des charges (les fréquences dix fois plus grande et dix fois plus petite que f_u).
- Mesurer les écarts en module et en phase, pour ces deux fréquences, par rapport à l'intégrateur parfait ayant la même f_u .
- Compléter les mesures précédentes pour tracer les diagrammes du module du gain et de la phase du montage. Correspond-il au diagramme théorique ?

année

- Calculer la réponse de l'intégrateur parfait ayant une f_u égale à celle mesurée, à un signal carré {0 Volt, 1 Volt} de fréquence égale à f_u . Mesurer la réponse du montage réalisé à cette entrée.
- Recommencer pour un signal de fréquence $f_u/10$. Mesurer l'écart maximal en amplitude par rapport au calcul concernant l'intégrateur parfait.
- Appliquer un signal carré de fréquence égale à 16 Hz. Tracer et expliquer les graphes.

III.3. Réaliser un montage simple pour estimer I_{B-} . Quel décalage constant minimal peut-on assurer en sortie du montage en supposant que $E_d = 100 \mu V$?

année

IV. Filtres

IV.1. Réaliser un filtre actif passe-bas du premier ordre de pulsation de coupure $\omega_c = 10^4$ rad/s, de gain -10 pour les basses fréquences et de résistance d'entrée $1k\Omega$ dans la bande passante.

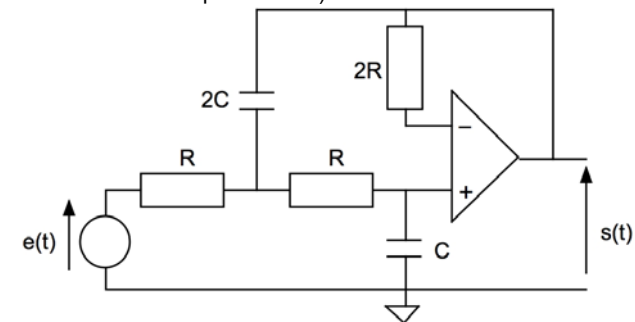
- **Tracer** le diagramme du module du gain et de la phase du filtre de 10Hz à 10Mhz.
- **Expliquer.**

IV.2. Calculer le module du gain du filtre ci-dessous pour $f = 0$ et pour $f = \infty$. Considérer le modèle de l'AO « pour les nuls » : gain infini, impédance d'entrée infinie et impédance de sortie nulle.

- **Réaliser** le filtre.
- **Tracer** le diagramme du module du gain et de la phase du filtre. Quel est son type ? Son ordre ?
- **Calculer** le gain complexe de ce filtre en le mettant sous la forme canonique du second ordre faisant apparaître le gain statique G^0 , le coefficient d'amortissement z et la fréquence propre ω_n :

$$G(\omega) = \frac{S}{E}(\omega) = \frac{G_0}{1 + 2j\frac{\omega}{\omega_0} + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

- **Appliquer** à l'entrée un signal carré de fréquence légèrement inférieure à la fréquence propre du filtre. Expliquer la forme de la sortie en utilisant les séries de Fourier.
- Expliquer le rôle de la résistance $2R$ (raisonner à la fréquence nulle en prenant en considération les courants de polarisation). Ces résistances sont-elles utiles ?



UTILISATION DES AO POUR DES APPLICATIONS NON LINEAIRES

I. Comparateur analogique

Comme cela a été dit en introduction, les AO peuvent réaliser des fonctions non linéaires quand ils sont utilisés en boucle ouverte ou bien avec un bouclage sur l'entrée « + ».

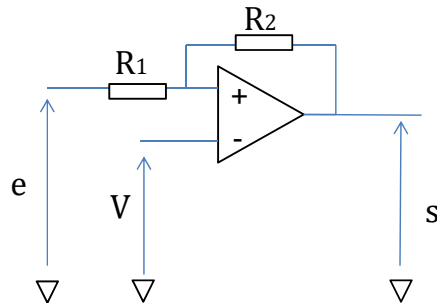
Quel montage simple permet de comparer une tension variable $e(t)$ à une tension fixe V :

$$s(t) = V_{sat+} \text{ si } e(t) > V$$

$$s(t) = V_{sat-} \text{ si } e(t) < V$$

Quel est l'inconvénient de ce montage si le signal $e(t)$ est bruité ?

Pour y remédier, on réalise le montage suivant qui porte le nom de « trigger de Schmitt ».

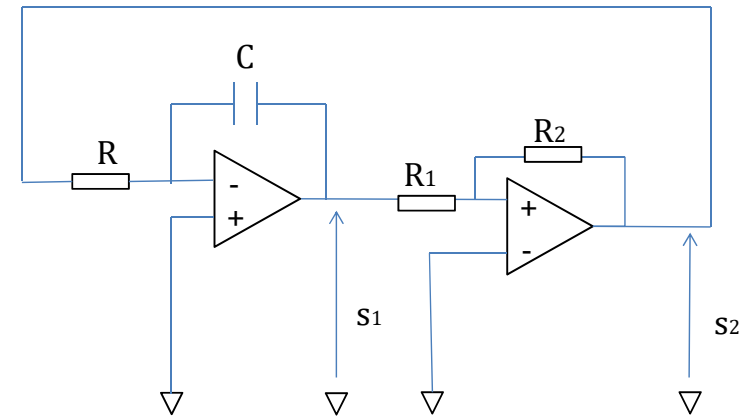


Analyser le comportement de ce montage, puis le réaliser avec $V=0$.

Appliquer en entrée un signal qui fasse apparaître le comportement en hystérésis.

II. Générateur de signaux carrés et triangulaires

Analyser le comportement du montage suivant.



Le réaliser.

ANNEXE 1 : Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel



OP07C

VERY LOW OFFSET SINGLE BIPOLAR OPERATIONAL AMPLIFIER

- EXTREMELY LOW OFFSET : 150µV/ max.
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 1.8nA
- LOW V_{IO} DRIFT : 0.5µV/°C
- ULTRA STABLE WITH TIME : 2µV/month max.
- WIDE SUPPLY VOLTAGE RANGE : ±3V to ±22V



DESCRIPTION

The OP07 is a very high precision op amp with an offset voltage maximum of 150µV.

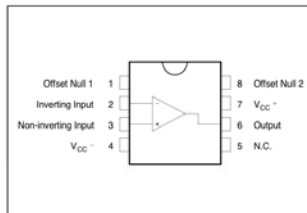
Offering also low input current (1.8nA) and high gain (400V/mV), the OP07C is particularly suitable for instrumentation applications.

ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package
		N
OP07C	-40°C, +105°C	•

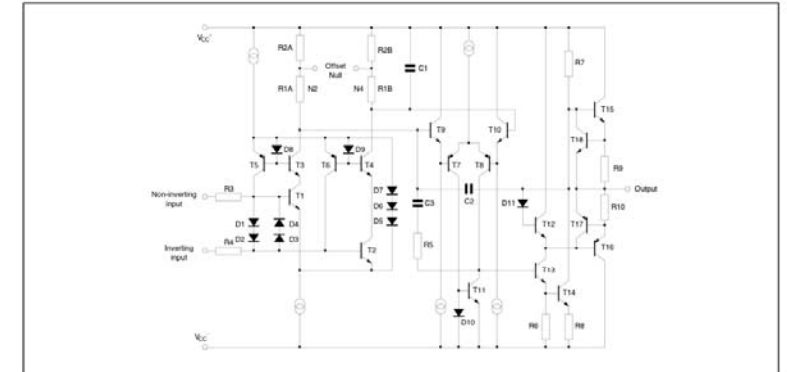
N = Dual in Line Package (DIP)

PIN CONNECTIONS (top view)

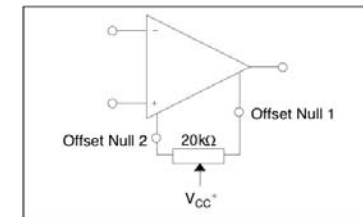


OP07C

SCHEMATIC DIAGRAM



INPUT OFFSET VOLTAGE NULLING CIRCUIT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	±22	V
V_{id}	Differential Input Voltage	±30	V
V_i	Input Voltage	±22	V
T_{oper}	Operating Temperature	-40 to +105	°C
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C



OP07C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{io}	Input Offset Voltage 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C		60	150 250	μV
	Long Term Input Offset - Voltage Stability - note 1)		0.4	2	μV/Mo
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		0.5	1.8	μV/°C
I _{io}	Input Offset Current (V _{ic} = 0V) 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C		0.8	6 7	nA
DI _{io}	Input Offset Current Drift		15	50	pA/°C
I _{ib}	Input Bias Current 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C		1.8	7 9	nA
DI _{ib}	Input Bias Current Drift		15	50	pA/°C
R _o	Open Loop Output Resistance		60		Ω
R _{id}	Differential Input Resistance		33		MΩ
R _{ic}	Common Mode Input Resistance		120		GΩ
V _{icm}	Input Common Mode Voltage Range 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C	±13 ±13	±13.5		V
CMR	Common-mode Rejection Ratio (V _{ic} = V _{icm min.}) 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C	100 97	120		dB
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (V _{CC} = ±3 to ±18V) 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C	90 86	104		dB
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain V _{CC} = ±15, R _L = 2kΩ, V _O = ±10V 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C V _{CC} = ±3, R _L = 500Ω, V _O = ±0.5V	120 100 100	400 400		V/mV
V _{opp}	Output Voltage Swing R _L = 10kΩ R _L = 2kΩ R _L = 1kΩ R _L = 2kΩ 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C	±12 ±11.5	±13 ±12.8 ±12		V
SR	Slew Rate (R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)		0.17		V/μs
GBP	Gain Bandwidth Product (R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, f = 100kHz)		0.5		MHz
I _{CC}	Supply Current - no load 0°C ≤ T _{amb} ≤ +105°C V _{CC} = ±3V		2.7 0.67	5 1.3	mA
e _n	Equivalent Input Noise Voltage f = 10kHz f = 100Hz f = 1kHz		11 10.5 10	20 13.5 11.5	nV √Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current f = 10kHz f = 100Hz f = 1kHz		0.3 0.2 0.1	0.9 0.3 0.2	pA √Hz

1. Long term input offset voltage stability refers to the average trend line of V_{io} vs time over extended periods after the first 30 days of operation.

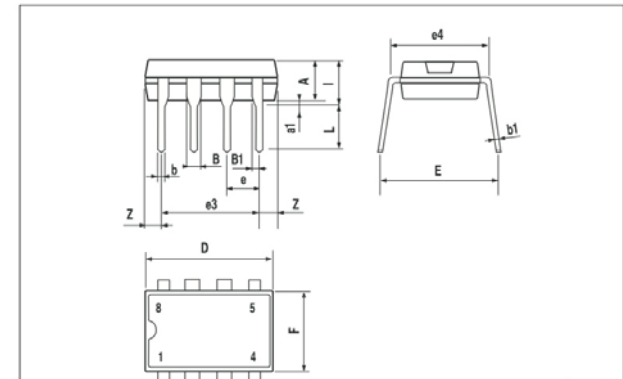


OP07C

PACKAGE MECHANICAL DATA

Plastic DIP-8 MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		3.3			0.130	
a1	0.7			0.028		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
B1	0.91		1.04	0.036		0.041
b		0.5			0.020	
b1	0.38		0.5	0.015		0.020
D			9.8			0.386
E		8.8			0.346	
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			7.1			0.280
I			4.8			0.189
L		3.3			0.130	
Z	0.44		1.6	0.017		0.063



Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2003 STMicroelectronics - All Rights Reserved
 STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES
 Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco
 Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom
<http://www.st.com>

