

FISA AE 3A

Montages électroniques à base d'A.Os

Tout système peut se modéliser par une fonction de transfert et une bande passante définie par la fréquence de coupure, le gain stationnaire et l'évolution du déphasage. Les caractéristiques intrinsèques d'un amplificateur opérationnel sont fixées par le fabricant de ce composant intégré. Elles sont de ce fait immuables et dépendent du type d'amplificateur choisi.

De son côté le concepteur de circuits électroniques a généralement à réaliser des fonctions de transfert particulières dont les caractéristiques coïncident rarement avec celles des amplificateurs opérationnels du commerce.



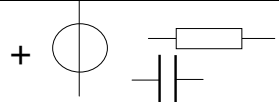
Pour réaliser ces fonctions de transfert spécifiées par un cahier des charges, l'utilisateur a la possibilité d'inclure ces amplificateurs dans des circuits plus ou moins complexes comprenant, outre l'amplificateur opérationnel qui en est l'élément actif, des éléments passifs tels que des résistances R , des condensateurs C ou plus rarement des inductances L . On définit ainsi des fonctions de transfert en boucle fermée, dont nous allons présenter ci-après quelques exemples.

I. –ELECTRONIQUE ANALOGIQUE A BASE D'A.OS

Les caractéristiques essentielles d'un amplificateur opérationnel (A_0 , f_c) sont fixées par le concepteur fabricant de ce composant intégré. On constate que l'ensemble des fabricants d'A.O proposent des valeurs de gain statique $G_{u, dB}$ de l'ordre de 100dB. L'utilisation « brute » de ce composant sans risque de saturation en amplitude induirait des gammes de tension différentielles d'entrée inférieures au microvolt (μV) c'est-à-dire de l'ordre voire même inférieures aux niveaux de bruits.

Le concepteur électronique va construire de nouvelles fonctions de transfert en rajoutant des éléments autour de l'A.O qui vont reboucler la sortie de l'A.O sur son entrée inverseuse (notée $-$) : c'est la notion de montage en boucle fermée avec une rétroaction négative qui garantit un fonctionnement en régime linéaire avec une tension différentielle ε quasi nulle.

L'architecture de contre-réaction définit une nouvelle fonction de transfert que l'on notera $T(f)$ (ou $T(p)$) dans l'espace de Laplace (cf. annexe Laplace) avec les nouveaux paramètres qui seront fonction des paramètres de contre réaction et des paramètres de l'A.O.

Paramètres	Montage électronique boucle ouverte OPEN LOOP	Montage électronique boucle fermée CLOSED LOOP
		 + 
Impédance d'entrée	$R_e = \frac{\varepsilon}{i_e}$	$Z_e = \frac{u_e}{i_e}$
Impédance de sortie	$R_s = \frac{s}{i_{s,cc}}$	$Z_s = \frac{u_s}{i_{s,cc}}$
Fonction de transfert	$A(f) = \frac{s(f)}{\varepsilon(f)} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_c}}$	$T(f) = \frac{u_s(f)}{u_e(f)} = \frac{T_0}{1 + j \frac{f}{f_{c,r}}}$
Gain stationnaire	A_0	T_0
Fréquence de coupure	f_c	$f_{c,r}$

II. –MONTAGE AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR

II.1 Fonction de transfert

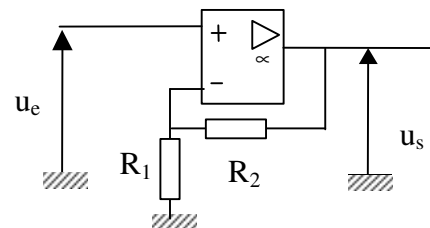
En supposant l'A.O idéal en fonctionnement en régime linéaire ($\varepsilon=0$). On a les relations :

$$u_+ = u_e \text{ et } u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_s ; \text{ d'où } u_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_e$$

soit un gain en tension :

$$T = \frac{u_s}{u_e} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Remarque : au vu de l'hypothèse A.O idéal c'est en réalité de gain stationnaire en boucle fermée qui est calculé, soit $T=T_0$.



A supposer que l'on souhaite fixer le facteur d'amplification en tension du montage à la valeur 10 (soit 20dB), on ne dispose que d'une équation $R_2=9R_1$ pour fixer les valeurs de résistances des résistors R_1 et R_2 .

Néanmoins l'hypothèse **A.O idéal** qui a conduit à cette relation, suppose l'utilisation de résistances :

- **inférieures à l'impédance différentielle d'entrée R_e** qui a été considérée comme infinie,
- **supérieures à l'impédance de sortie R_s** qui a été considérée comme nulle.

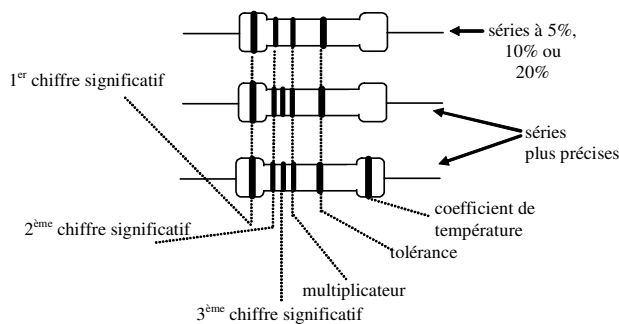
Enfin, la structure interne du composant autorise des valeurs de courant de l'ordre de quelques mA. Dès lors les niveaux de tension maximum en entrée étant compris entre $+u_{ALIM}$ et $-u_{ALIM}$, avec $|u_{ALIM}|$ de l'ordre de 3 à 15 Volts, les résistances seront dans la gamme du k Ω .

Par exemple le couple $(R_1, R_2)=(1k\Omega, 10k\Omega)$ induit un gain théorique de 11, alors que le couple $(R_1, R_2)=(10\Omega, 100\Omega)$ qui donne théoriquement le même gain est électriquement INTERDIT.

On rappelle que les résistances sont données dans des gammes de valeur (série E12, E24, E48, E96) avec une tolérance variant de 5% à 0.1 %, et des fluctuations selon la température. Aussi à faible coût, il serait vain d'essayer de construire avec cette architecture un gain strictement égal à 10.

Rappel : décodage de la valeur d'une résistance en composant discret :

Les résistances qui seront couramment utilisées en travaux pratiques sont marquées à l'aide d'anneaux fins et colorés qui permettent de déterminer la valeur de la résistance en ohms, sa tolérance et parfois son coefficient de température.



couleur	chiffres significatifs	multiplicateur	tolérance	coefficient de température
aucune			20%	
argent		0,01	10%	
or		0,1	5%	
noir	0	10 ⁰		
marron	1	10 ¹	1%	100 ppm/°C
rouge	2	10 ²	2%	50 ppm/°C
orange	3	10 ³		15 ppm/°C
jaune	4	10 ⁴		25 ppm/°C
vert	5	10 ⁵	0,5%	
bleu	6	10 ⁶	0,25%	
violet	7	10 ⁷	0,1%	
gris	8			
blanc	9			

Exemple : Soit résistance marquée (de gauche vers la droite) par la succession des anneaux marron noir rouge et or, sa valeur sera donc égale à $10 \times 10^2 = 1000 \Omega$ avec une tolérance de 5%. De même la résistance marquée gris rouge jaune et argent aura pour valeur 820 kΩ avec une précision de 10%.

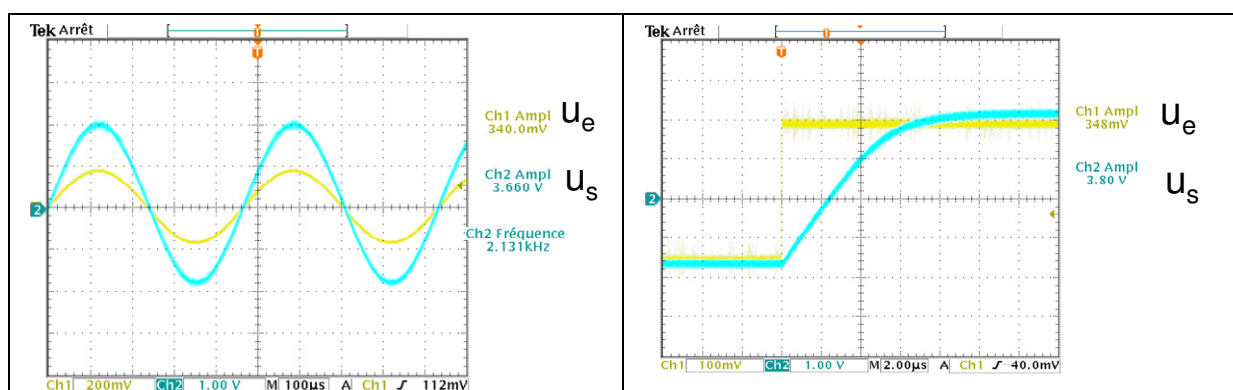
En pratique, pour éviter une surchauffe avec risque de feu, tout concepteur doit s'interroger en permanence sur la puissance électrique qu'une résistance est susceptible de dissiper dans le circuit où elle se trouve montée. On les distingue aisément par la taille du composant, une résistance pouvant dissiper 1 watt correspond à peu près à un cylindre long de 1,5 cm et de 5 mm de diamètre. La série la plus couramment utilisée correspond à une dissipation maximale de un quart de watt.

II.2 - Mise en évidence de la saturation en amplitude

On réalise le montage assurant le gain théorique de 11, en utilisant un A.O type LM741C.

■ Dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal de fréquence 222Hz, on observe que le signal de sortie est en phase avec le signal d'entrée et présente une amplitude environ 11 fois plus grande (la mesure donne 10,8 dans le cas de résistances à 10%).

■ Dans le cas d'un signal « carré », le gain en tension est toujours de 11 même si lorsqu'on effectue un zoom sur la transition de l'état bas vers l'état haut il semble exister une déformation du signal de sortie en partie liée à la bande passante du montage et à la saturation en vitesse de l'A.O.

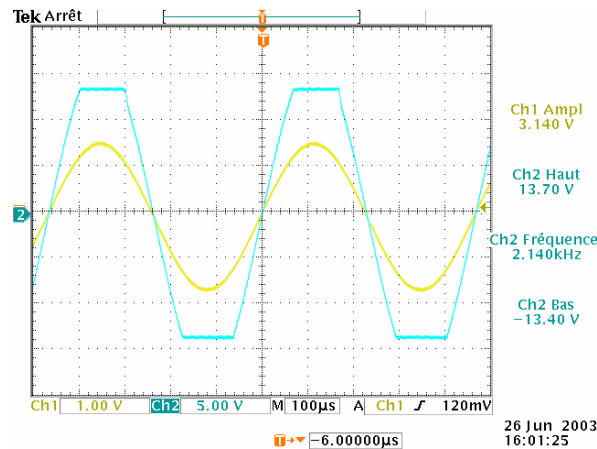


En augmentant l'amplitude du signal d'entrée, on observe sur le phénomène de saturation en amplitude inhérent aux tensions d'alimentation de l'A.O. Il est opportun de valider le fait que la saturation est obtenue pour un niveau de signal d'entrée légèrement inférieur au niveau de tension de saturation théorique :

dans notre exemple, on aurait un niveau de saturation positive pour une amplitude du signal d'entrée définie par

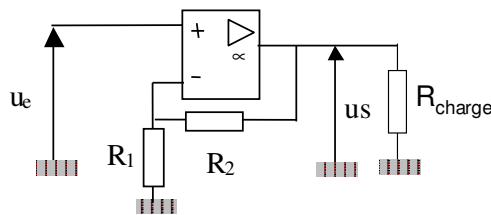
la relations :
$$\frac{u_{ALIM}}{T_0} = \frac{15}{11} = 1,36V$$

Le fait de ne pas pouvoir considérer u_{ALIM} comme véritable niveau de tension de saturation, est directement lié aux pertes internes de la structure électronique de l'A.O : dans notre cas on observe des niveaux de tension de saturation non symétriques $+13,7V$ et $-13,4V$ et inférieurs aux tensions d'alimentation, $\pm u_{ALIM} = \pm 15V$.



II.3 - Mise en évidence de la saturation en courant

Les relevés expérimentaux ont été réalisés dans une configuration où aucun courant n'est débité par l'A.O puisque la charge connectée en sortie est infinie. Cette configuration bien qu'idéale permet de prédire l'évolution de la tension de sortie en fonction de la charge connectée par simple application du théorème du pont diviseur de tension.



$$u_s = \frac{R_{charge}}{R_{charge} + Z_s} T u_e$$

La limite à cette équation demeure la capacité de l'A.O à fournir le courant demandé défini tel que :

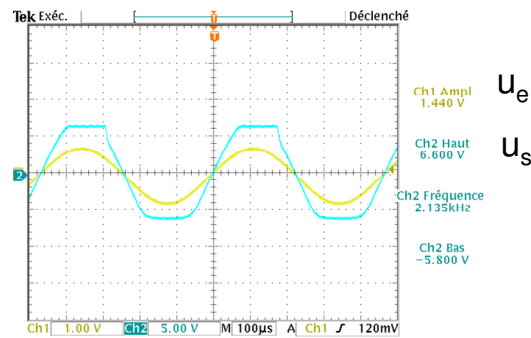
$$i_s = \frac{u_s}{R_{charge}}$$

lorsque R_{charge} sera faible.

En pratique pour un A.O type 741 l'intensité maximale pouvant être débitée est $i_{s,max} = 25mA$. Dans notre exemple, la valeur minimale théorique de l'impédance de charge est définie par la relation :

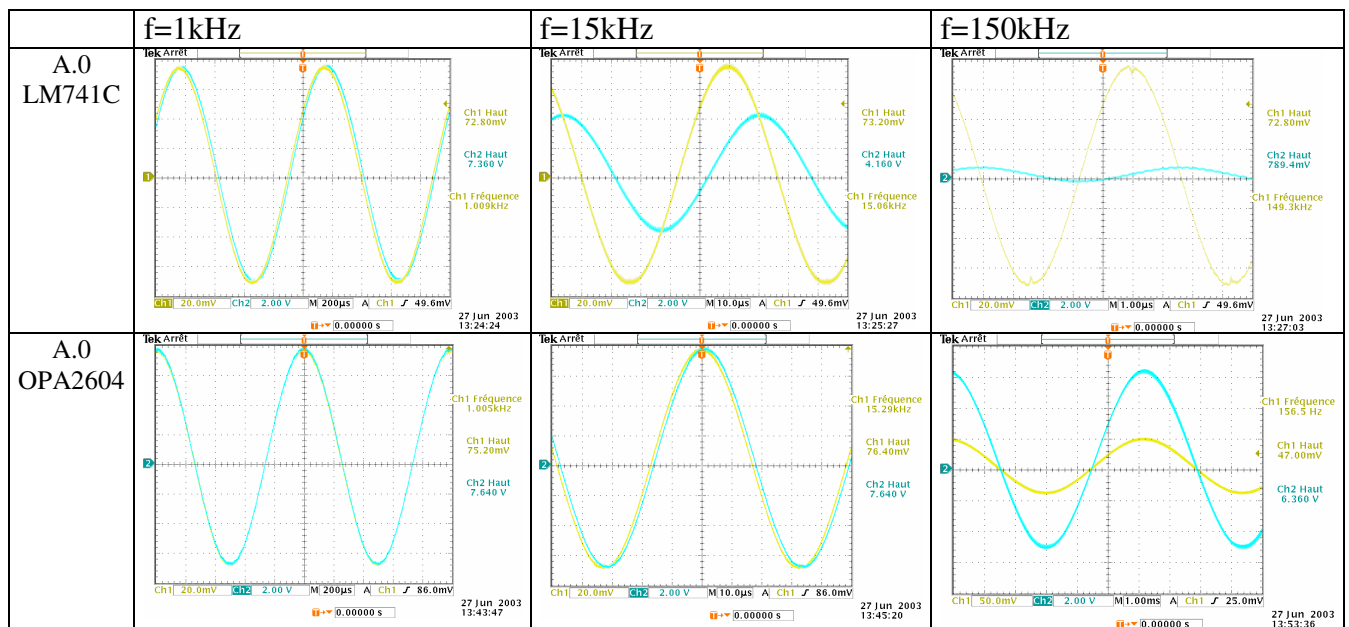
$$R_{charge_min} = \frac{u_{SAT\ min}}{i_{s\ max}} = \frac{|-13,4|}{0,025} = 536\Omega$$

Si on déroge à cette condition, en connectant par exemple une impédance de charge de 235Ω , la protection contre les court-circuit de l'A.O LM741C limite l'amplitude du signal de sortie à $12,4V$ alors que théoriquement l'amplitude de sortie attendue était $T_0 U_e = 10,1,44 = 14,4V$.



II.4 - Mise en évidence de la bande passante du montage

On peut tout de même illustrer le phénomène de limitation en fréquence sur l'étude d'un montage à contre-réaction : considérons l'étude expérimentale du montage amplificateur de gain en tension $T_0=100$ défini par le couple $1\text{k}\Omega$, $100\text{k}\Omega$. En faisant varier la fréquence du signal d'entrée de forme sinusoïdal on remarque que le montage « amplificateur non inverseur » présenté auparavant ne remplit sa fonction que dans un intervalle de fréquences du signal d'entrée, qui dépend du choix de l'A.O utilisé.



Cette remarque, de prime abord en contradiction avec le résultat obtenu en considérant l'A.O IDEAL, traduit la limite fréquentielle f_c de l'A.O, fréquence de coupure donnée par le constructeur qui avait été négligée (considérée comme infinie) dans l'hypothèse A.O idéal.

La valeur de cette nouvelle bande passante peut être calculée en utilisant le modèle de l'A.O réel.

III. –MONTAGE AMPLIFICATEUR SUIVEUR

III.5

III.6 III.1 - Fonction de transfert

C'est le montage le plus simple à réaliser où on reboucle la totalité du signal de sortie sur l'entrée inverseuse.

**ETUDE DANS le CAS
IDEAL**

ETUDE DANS le CAS REEL

<p>$\epsilon=0=u_+-u_-$ avec : $u_+=u_e$ et $u_-=u_s$</p> <p>d'où $T = \frac{u_s}{u_e} = 1 = T_0$</p> <p>On retrouve ainsi la valeur calculé pour le montage amplificateur précédent en faisant tendre vers ZERO la résistance R_2.</p>	<p>La source $\underline{A}\epsilon$ est commandée en tension (source liée), on ne peut pas appliquer le théorème de superposition.</p> <p>Expression de la loi d'Ohm : $i = \frac{u_e - \underline{A}\epsilon}{R_e + R_s} = \frac{u_e - u_s}{R_e}$ et $\epsilon = u_e - u_s$</p> <p>D'où :</p> $\frac{u_e - \underline{A}[u_e - u_s]}{R_e + R_s} = \frac{u_e - u_s}{R_e}, \text{ soit } u_s = \frac{R_e \underline{A} + R_s}{R_e (1 + \underline{A}) + R_s} u_e$ <p>en remarquant que $R_e \gg R_s$ (par construction de l'A.O)</p> $u_s = \frac{\underline{A}}{(1 + \underline{A})} u_e \Rightarrow T = \frac{u_s}{u_e} = \frac{\underline{A}}{(1 + \underline{A})} \text{ avec } \underline{A}(f) = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_c}}$ <p>Soit :</p> $T = \frac{u_s}{u_e} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_c}}}{\left(1 + \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_c}}\right)} = \frac{A_0}{1 + A_0 + j \frac{f}{f_c}} = \frac{A_0}{(1 + A_0)} \left[\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_c (1 + A_0)}} \right]$ <p>Pour être exploitable cette expression peut être mise sous la forme :</p> $T(f) = \frac{T(f=0)}{1 + j \frac{f}{f_{c,r}}} = \frac{T_0}{1 + j \frac{f}{f_{c,r}}}$ <p>avec $T_0 = \frac{A_0}{(1 + A_0)} \cong 1$ et $f_{c,r} = f_c (1 + A_0) \cong f_c A_0$</p>

Remarque :

En effectuant le produit [gain stationnaire * bande passante du montage], soit en boucle fermée $T_0 f_{c,r}$ on obtient :

$$T_0 f_{c,r} = A_0 f_c$$

ce qui traduit que le produit gain bande (appelé aussi parfois facteur de qualité) se conserve entre le montage en boucle fermée et le montage en boucle ouverte (où on a défini la relation $A_0 f_c = f_t$, fréquence de transition de l'A.O parfois appelée Unity Gain dans les documentations constructeur)

IV. -MONTAGE AMPLIFICATEUR INVERSEUR

IV.7 IV.1 - Fonction de transfert

ETUDE dans le cas idéal

L'entrée non inverseuse est connectée à la masse, soit

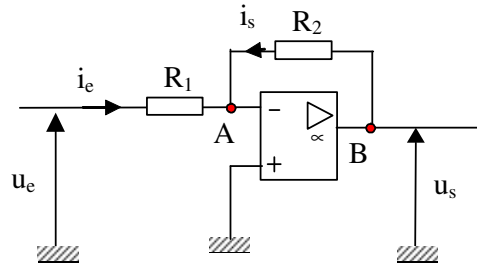
$u_+ = 0$. En considérant l'A.O idéal, la rétroaction négative

garantit un fonctionnement en régime linéaire :

$$\Rightarrow \varepsilon=0, \text{ d'où } u_- = 0.$$

En appliquant l'égalité des courants au point A et en négligeant le courant de polarisation sur l'entrée inverseuse de l'A.O :

$$i_e = \frac{u_e}{R_1}, i_s = \frac{u_s}{R_2}, i_e = -i_s \text{ d'où } u_s = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) u_e$$



soit l'expression de la fonction de transfert en tension

$$T = \frac{u_s}{u_e} = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) = T_0$$

Le signal d'entrée est connecté sur l'entrée négative.

Le signal de sortie sera de signe opposé, cad en opposition de phase par rapport au signal d'entrée (déphasage angulaire pur égal à π) comme traduit le signe « - » dans l'expression de la fonction de transfert.

ETUDE dans le cas réel

Appliquons les lois de Kirchhoff aux nœuds A et B :

■ Loi des nœuds en B : $\frac{-\varepsilon - u_s}{R_2} + \frac{\underline{A}\varepsilon - u_s}{R_s} = 0$, d'où $u_s \left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_s} \right] = \varepsilon \left[\frac{1}{R_2} + \frac{\underline{A}}{R_s} \right]$

ce qui s'écrit :

$$u_s = \varepsilon \left[\frac{R_s + R_2 \underline{A}}{R_s + R_2} \right] \cong \underline{A}\varepsilon \quad \text{si } R_2 \gg R_s$$

■ Loi des nœuds en A, en négligeant le courant de polarisation de l'entrée inverseuse soit $\varepsilon = -V_A$

$$\frac{u_e + \varepsilon}{R_1} + \frac{u_s + \varepsilon}{R_2} = 0, \text{ d'où } \frac{u_e}{R_1} = -\varepsilon \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right] - \frac{u_s}{R_2}$$

ce qui s'écrit $\frac{u_e}{R_1} = -\frac{u_s}{\underline{A}} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right] - \frac{u_s}{R_2}$

Soit : $\frac{u_e}{R_1} = -\frac{u_s}{\underline{A}} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right] - \frac{u_s}{R_2} = -u_s \left[\frac{R_1(1+\underline{A}) + R_2}{\underline{A}R_1R_2} \right]$

On en déduit : $\frac{u_s}{u_e} = -\frac{\underline{A}R_2}{R_1(1+\underline{A}) + R_2}$

$$\underline{T}(f) = \frac{u_s}{u_e} = -\frac{\frac{A_0}{1+j\frac{f}{f_c}} R_2}{R_1 \left(1 + \frac{A_0}{1+j\frac{f}{f_c}} \right) + R_2} = -\frac{A_0 R_2}{R_1(1+A_0) + R_2 + j\frac{f}{f_c}(R_1 + R_2)}$$

Cette expression peut être mise sous la forme :

$$\underline{T}(f) = \frac{u_s}{u_e} = \frac{T_0}{1 + j \frac{f}{f_{c,r}}} \text{ avec } T_0 = -\frac{A_0 R_2}{R_1 (1 + A_0) + R_2} \cong -\frac{R_2}{R_1} \text{ et } f_{c,r} = \frac{A_0 f_c}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{A_0 f_c}{1 + |T_0|}$$

Remarque Extrapolation du montage amplificateur inverseur en montage «suiveur-inverseur» :

Dans le cas de résistances identiques, l'interprétation mathématique de la fonction de transfert, donnerait:

- un gain statique : $T_0 = \frac{u_s}{u_e} = \left(-\frac{R_1}{R_1} \right) = -1$
- une fréquence de coupure : $f_{c,r} = \frac{A_0 f_c}{1 + |T_0|} = \frac{A_0 f_c}{2}$

Le montage ainsi obtenu se différencie du montage « suiveur de tension » de par son caractère inverseur mais surtout par une bande passante deux fois plus faible.

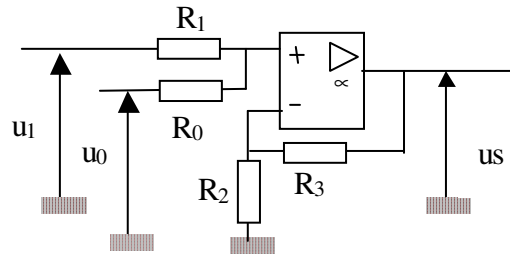
V. –MONTAGE AMPLIFICATEUR SOMMATEUR

On reconnaît un montage à contre réaction d'où un fonctionnement de l'A.O en régime linéaire ($\epsilon=0$).

Sur l'entrée non inverseuse, en appliquant le modèle idéal de l'A.O, les sources u_0 , u_1 et u_s étant indépendantes, on applique le théorème de superposition :

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_0} u_0 + \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_1$$

$$\text{Sur l'entrée inverseuse : } u_- = \frac{R_2}{R_3 + R_2} u_s$$



$$u_s = \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \left[\frac{R_1}{R_1 + R_0} u_0 + \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_1 \right]$$

Remarque sur le choix des résistances :

R_2 et R_3 fixent le gain du montage alors que les résistances R_1 et R_0 fixent l'impédance d'entrée sur l'entrée non inverseuse. Il s'en suit que R_0 et R_1 doivent être inférieures à l'impédance différentielle d'entrée R_e de l'A.O mais doivent être suffisamment grandes vis-à-vis de l'impédance interne des générateurs u_1 et u_0 afin d'assurer l'adaptation en impédance. Dans le cas où le critère d'adaptation d'impédance entre le générateur équivalent de Thévenin (u_0, Z_0) ou (u_1, Z_1) et les résistances R_0 ou R_1 , ne serait pas assuré (la condition d'adaptation d'impédance étant $R_0 \gg Z_0$ et $R_1 \gg Z_1$) on intercalera en amont des résistances un montage suiveur de tension.

VI. –MONTAGE AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

Dans le cas idéal, en fonctionnement en régime statique, on a les relations :

$$u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_s + \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1, \quad u_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 \quad \text{et}$$

$$u_- = u_+,$$

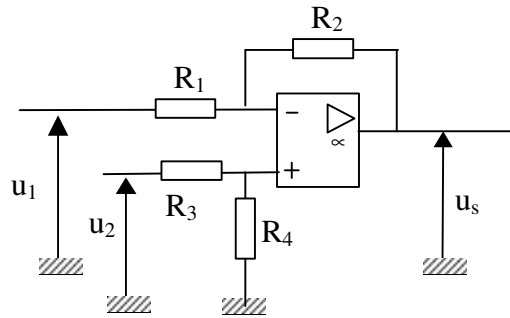
$$\text{soit } u_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 \right]$$

En multipliant chacun des membres de l'équation par $\frac{R_1 + R_2}{R_2}$ on obtient :

$$u_s = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{\frac{R_1 + R_2}{R_2}}{\frac{R_3 + R_4}{R_4}} u_2 - u_1 \right] = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} u_2 - u_1 \right]$$

Sous la condition $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ cette expression se simplifie :

$$u_s = \frac{R_2}{R_1} [u_2 - u_1], \text{ d'où : } T = \frac{u_s}{u_2 - u_1} = \frac{R_2}{R_1}$$



Remarque sur le champ d'applications et les limites du montage différentiel :

On considère deux signaux u_1 et u_2 présentant une très forte dynamique de signal de mode commun, définis par :

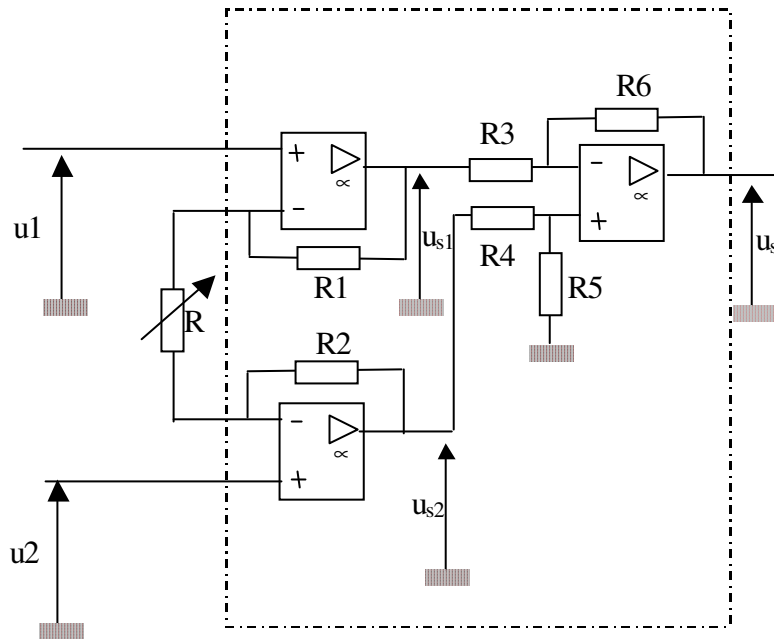
$u_1 = u_{mc} + u_{1eff}$ avec $u_{mc} \gg u_{1eff}$ et $u_2 = u_{mc} + u_{2eff}$ avec $u_{mc} \gg u_{2eff}$

R_1 conditionne l'impédance l'entrée inverseuse, donc R_1 doit être assez grande pour assurer l'adaptation en impédance avec le générateur u_1 , ce qui est contradictoire avec la condition de forte amplification. Il s'en suit qu'un tel montage s'avèrera limité dans des applications d'amplification de signaux différentiels faibles.

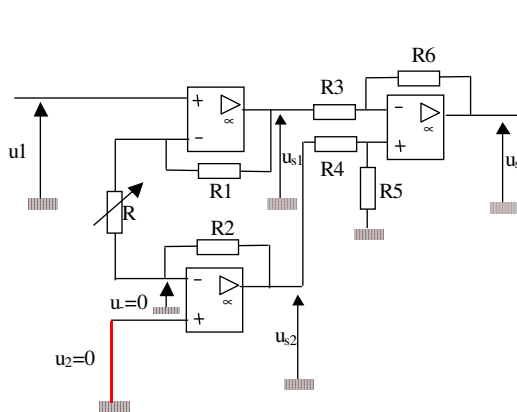
On privilégiera dans ce cas l'architecture du montage d'amplificateur d'instrumentation.

VII. –MONTAGE AMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION

L'amplificateur d'instrumentation est un composant constitué par deux étages réalisés à base d'A.O montés en contre-réaction. On identifie au niveau du premier étage une architecture symétrique type amplificateur non inverseur, pour chacune de deux entrées, alors que c'est une architecture différentielle qui constitue le second étage. Les bornes de connexion de la résistance R sont accessibles à l'utilisateur. L'architecture à base d'A.O qui garantit une impédance d'entrée très grande et une impédance de sortie presque nulle permet de considérer le comportement de chaque étage de manière distincte.

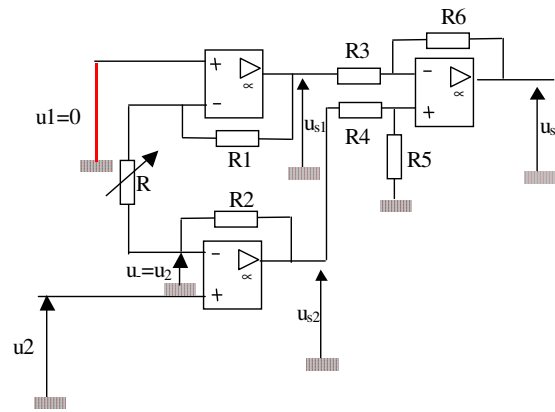


On identifie l'expression de u_{s1} , $u_{s1} = (1 + \frac{R_1}{R})u_1 - (\frac{R_1}{R})u_2$ par application du théorème de superposition avec les sources de tension u_1 et u_2 considérées parfaites :



Court-circuit de u_2 :
 $u_2 = 0 \Rightarrow u_{A.O2} = 0$, on retrouve le montage amplificateur non inverseur soit :

$$u_{s1} = (1 + \frac{R_1}{R})u_1$$



Court-circuit de u_1 :
 $u_1 = 0 \Rightarrow u_{A.O2} = u_2$, on retrouve le montage amplificateur inverseur soit :

$$u_{s1} = -(\frac{R_1}{R})u_2$$

Par symétrie, on obtient l'expression de u_{s2} : $u_{s2} = (1 + \frac{R_2}{R})u_2 - (\frac{R_2}{R})u_1$

En pratique, en supposant que u_1 et u_2 modélisant deux capteurs (pouvant être identiques) dont on cherche à amplifier la différence de signal, u_1 et u_2 étant définis par les expressions : $u_1 = u_{f1} + u_{MC}$ et

$$u_2 = u_{f2} + u_{MC}, \text{ soit } (u_2 - u_1) = u_{f2} - u_{f1}$$

A la différence avec le montage différentiel, ce premier étage, se distingue d'un montage amplificateur ou d'un montage différentiel par sa capacité à

- assurer une symétrie pour chaque entrée ;
- amplifier le signal utile sans amplifier le mode commun évitant ainsi tout risque de saturation en tension en sortie du premier étage.

Le signal de mode commun n'est donc pas amplifié soit :

$$u_{s1} = (1 + \frac{R_1}{R})(u_{f1} - u_{f2}) + u_1 \text{ et } u_{s2} = (1 + \frac{R_2}{R})(u_{f2} - u_{f1}) + u_2$$

Sous la condition $\frac{R_3}{R_6} = \frac{R_4}{R_5}$ l'architecture différentielle du second étage implique : $u_s = \frac{R_6}{R_3} [u_{s2} - u_{s1}]$

Soit la relation dans le cas où $R_1=R_2$:

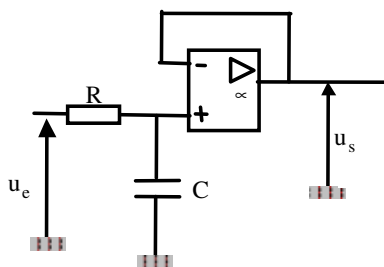
$$u_s = (1 + \frac{R_1}{R}) \frac{R_6}{R_3} [u_{f2} - u_{f1}]$$

On démontre ainsi que seul le signal « utile » de faible amplitude est amplifié sans risque de saturation en tension au niveau du premier étage, alors que le signal de mode commun est supprimé.

A titre d'illustration, soient u_1 et u_2 les signaux issus de deux capteurs identiques (capteurs de température par exemple), l'un immergé dans un environnement de mesure, l'autre immergé dans un autre environnement. Leur signal de mode commun sans nécessairement être connu peut être supprimé, alors qu'un montage type soustracteur aurait nécessité la quantification de ce signal de mode commun.

VIII. -MONTAGE AMPLIFICATEUR PSEUDO- INTEGRATEUR

Sur la base des caractéristiques d'un filtre passe-bas défini par la résistance capacité et du montage adaptateur d'impédance à base d'A.O on définit l'architecture du montage pseudo intégrateur ci-contre.



La contre-réaction confère un fonctionnement en régime linéaire du système, soit $\varepsilon=0$, avec :

$$u_- = u_s = u_+ \text{ et } u_+ = \frac{1}{R + \frac{1}{jC\omega}} u_e = \frac{1}{1 + jRC\omega} u_e = u_- = u_s$$

Sous la forme d'une équation différentielle on a l'expression :

$$u_s + RC \frac{du_s}{dt} = u_e$$

On considère u_e signal sinusoïdal de période τ , défini par : $u_e = K_0 \cos \left[\frac{2\pi t}{\tau} \right]$.

En régime établi, l'expression du signal sinusoïdal de sortie u_s se définit par : $u_s = U_0 \cos \left[\frac{2\pi t}{\tau} + \vartheta \right]$, d'où

$$\frac{du_s}{dt} = -\frac{U_0 2\pi}{\tau} \sin \left[\frac{2\pi t}{\tau} + \vartheta \right]$$

Considérons la relation entre la constante de temps du réseau RC et la période du signal :

- sous la condition $\tau \gg RC$ on néglige le terme en $\frac{du_s}{dt}$ devant $\frac{u_s}{RC}$, l'équation différentielle s'écrit :

$$u_s \cong u_e ;$$

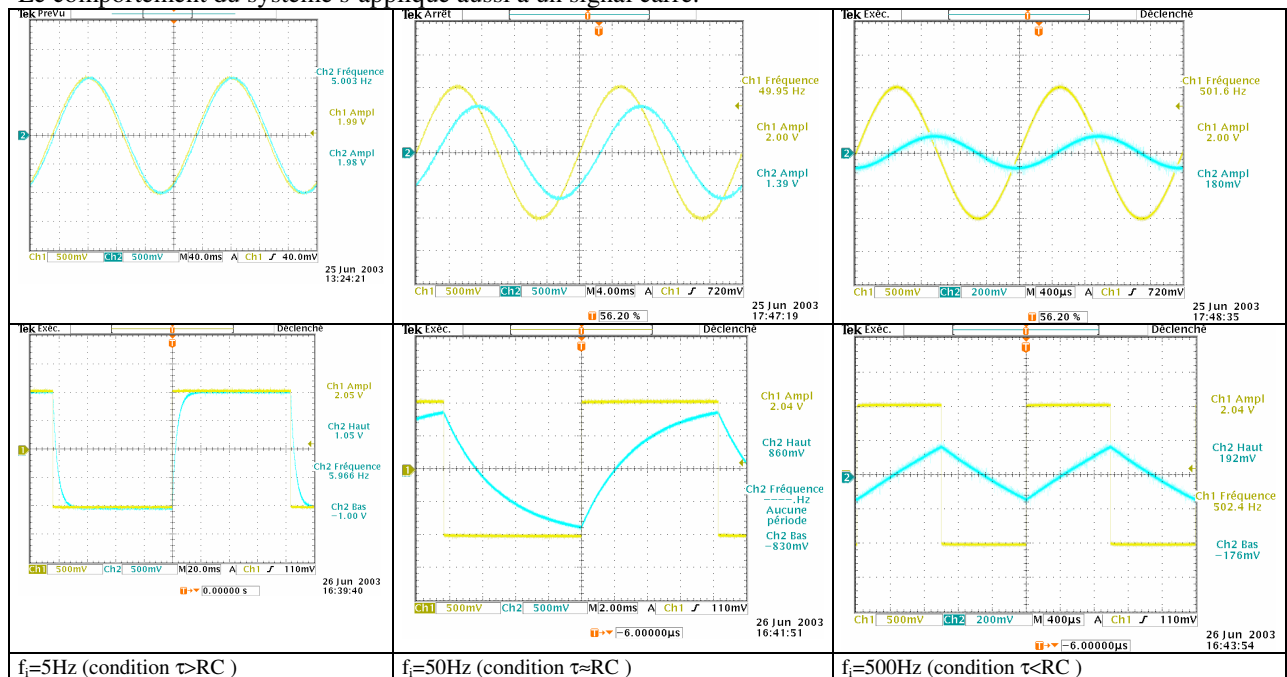
- sous la condition $\tau \ll RC$ u_s sera définie comme une primitive du signal d'entrée : $u_s = \frac{1}{RC} \int u_e dt$, le montage est un montage pseudo-intégrateur.

A titre d'exemple on considère l'architecture du montage pseudo intégrateur réalisée autour d'un A.O type 741 où le couple RC est défini par $R=10k\Omega$ et $C=330nF$, soit une constante de temps du réseau RC de 3,3ms, ou une fréquence de coupure du filtre passe-bas de 48Hz.

Les résultats obtenus dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal défini par $u_e = E \sin(2\pi f_i t)$, avec $E=1V$ sont conformes avec la modélisation :

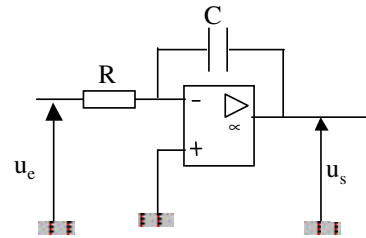
- $f < f_c$, les signaux 'entrée et de sortie sont identiques
- $f = f_c$, à la fréquence de coupure déphasage de $\pi/4$ et atténuation de $\sqrt{2}$,
- $f = 10f_c$, déphasage de $\pi/2$ et atténuation de 10,

Le comportement du système s'applique aussi à un signal carré.

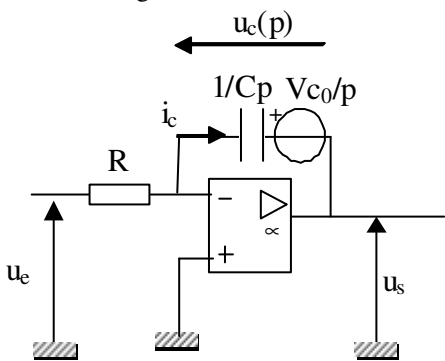


IX. –MONTAGE AMPLIFICATEUR INTEGRATEUR

Ce montage a la même structure que le montage amplificateur inverseur à ceci près que si on a maintenu $Z_1 = R$, on a remplacé R_2 par un condensateur d'impédance $1/Cp$.



IX.8 Résolution du montage intégrateur

ETUDE DU CAS IDEAL	RESOLUTION PAR LE CALCUL OPERATIONNEL
<p>En considérant l'A.O idéal, la résolution de ce montage peut être effectuée par résolution de l'équation différentielle du système</p> <p>La loi des nœuds sur l'entrée inverseuse s'écrit :</p> $\frac{u_e - u_-}{R} + C \frac{d(u_s - u_-)}{dt} = 0, \text{ où en régime linéaire } u_- = u_+ = 0,$ <p>d'où : $\frac{du_s}{dt} = -\frac{u_e}{RC}$ et</p> $u_s(t=0) = V_{c_0} \text{ modélise la charge initiale du condensateur.}$ <p>Le montage réalise ainsi l'intégration du signal d'entrée.</p>	<p>On traduit l'ensemble des éléments (impédances et signaux) constituant le montage dans l'espace de Laplace. Le générateur V_{c_0}/p traduit ainsi la charge initiale du condensateur.</p>  <p>Soit : $u_c(p) = \frac{1}{Cp} i_c(p) + \frac{V_{c_0}}{p} = u_-(p) - u_s(p)$</p> <p>Avec un fonctionnement en régime linéaire de l'A.O :</p> $u_-(p) = u_+(p) = 0,$ $i_c(p) = \frac{u_e(p)}{R}, \text{ d'où : } u_s(p) = -\frac{1}{RCp} u_e(p) - \frac{V_{c_0}}{p}$ <p>ce qui confirme le caractère intégrateur du montage au vu de la propriété d'intégration de l'espace de Laplace (multiplier par $1/p$ une fonction est équivalent à intégrer cette fonction). La charge initiale du condensateur traduit la constante associée à la primitive de la fonction u_e.</p>

Par exemple dans le cas d'une charge initiale nulle, la fonction de transfert du système s'écrit:

$$T(p) = \frac{u_s(p)}{u_e(p)} = -\frac{1}{RCp}$$

Sous réserve que la condition initiale de charge du condensateur soit nulle, on aurait pu identifier la fonction de transfert du montage à partir de la structure du montage inverseur pour lequel on aurait remplacé la résistance de contre-réaction par un condensateur de capacité C.

Remarque : NON UTILISATION DE BOBINES

Bien que mathématiquement, l'utilisation d'une bobine d'inductance L dont l'impédance est $Z_L(f) = jL\omega$ (ou $Z_L(p) = Lp$) puisse conduire à un montage intégrateur, cette solution n'est pas technologiquement réalisable :

- du point de vue d'adaptation d'impédances, puisque positionnée sur l'entrée inverseuse, la bobine représenterait l'impédance d'entrée du montage variable avec la fréquence. Cette limite pourrait être contournée par l'utilisation d'un montage suiveur,

- du point de vue pertes internes à l'inductance. En effet toute inductance présente une résistance série r associée aux pertes et donc en toute rigueur devrait être modélisée par l'impédance $Z_L(\omega) = jL\omega + r$.

IX.9 - Améliorations du montage intégrateur

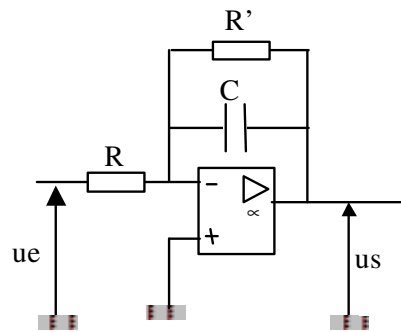
L'architecture du montage intégrateur souffre d'un certain nombre de défauts induits par le caractère non idéal de l'A.O. Pour pallier ces imperfections (dérive de la tension de sortie) on privilégiera l'architecture où on ajoutera en parallèle au condensateur une résistance R' assurant une meilleure intégration des signaux périodiques de période T très inférieure à $R'C$.

En supposant l'A.O idéal, l'équation différentielle vérifiée par u_s s'écrit :

$$\frac{u_e - u_-}{R} + C \frac{d(u_s - u_-)}{dt} + \frac{u_s - u_-}{R'} = 0$$

soit en régime linéaire ($u_- = 0$) :

$$\frac{du_s}{dt} + \frac{u_s}{R'C} = -\frac{u_e}{RC}$$



Cette équation différentielle est semblable à celle régissant le fonctionnement du montage pseudo-intégrateur. On peut donc transcrire les conditions d'intégration dans le cas d'un signal d'entrée u_e sinusoïdal de période τ :

- Si $\tau \gg R'C$ Alors $R'C \frac{du_s}{dt} \ll u_s$, d'où la sortie u_s est définie par : $u_s \cong -\frac{R'}{R} u_e$. Ce résultat est en conformité avec une analyse en régime statique du montage, où le condensateur étant équivalent à un circuit ouvert, on est en présence d'un montage amplificateur inverseur de gain $-R'/R$.
- Si $\tau \ll R'C$ Alors $R'C \frac{du_s}{dt} \gg u_s$ ce qui confère au montage le caractère intégrateur puisque la sortie u_s est définie par : $\frac{du_s}{dt} = -\frac{u_e}{RC}$.

A titre d'exemple, avec $R'=1M\Omega$ et $C=0.1\mu F$, la constante de temps $R'C$ vaut 0,1s. Ce montage permet d'intégrer des signaux périodiques de fréquence supérieure à environ 100Hz. Pour un couple $R'C$ donné, le choix de R modifie le gain (constante multiplicative) entre u_s et u_e en basse fréquence.

IX.10 -Exemples d'intégration de signaux

Au vu de l'analyse précédente il est important de veiller à supprimer toute composante continue du signal d'entrée u_e (filtrage type passe-bas) afin d'éviter tout risque de saturation.

On considère un signal non sinusoïdal en entrée du montage intégrateur amélioré, de forme d'onde :

- type signal « carré », de période T , de valeur moyenne nulle et d'amplitude U_0 .
Ce signal (cf. Annexe Fourier) se décompose en signaux sinusoïdaux associés aux harmoniques impairs de période $T, T/3, \dots, T/(2k+1)$ et d'amplitude respectives $\beta, \beta/3, \dots, \beta/(2k+1)$ où $\beta = \frac{4U_0}{\pi}$ et $k \in \mathbb{N}^*$. La condition $T \ll R'C$ nécessaire pour assurer l'intégration ne peut théoriquement jamais être satisfaite. Néanmoins, étant donnée la décroissance d'amplitude des harmoniques, l'intégration sera possible dès lors que les harmoniques les plus représentatifs du signal satisferont à cette condition.
- type signal « triangulaire », de période T , de valeur moyenne nulle et d'amplitude U_0 .

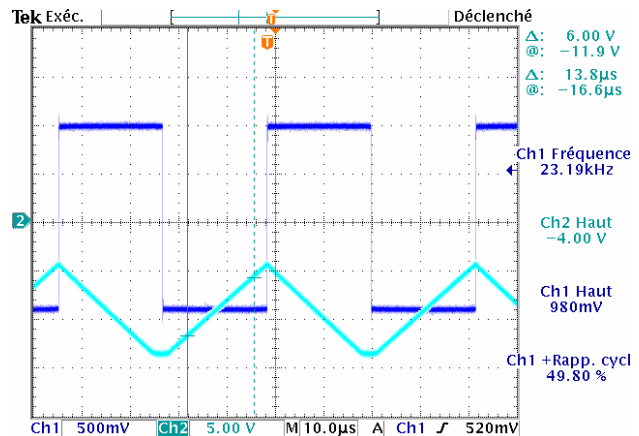
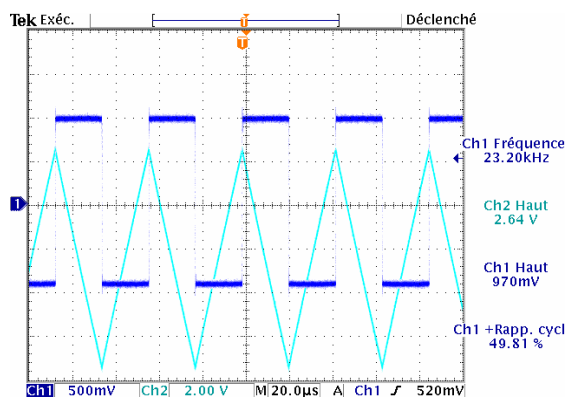
De la même manière le spectre du signal laisse apparaître les harmoniques impairs de période T , $T/3$, ..., $T/(2k+1)$ mais ici d'amplitude respectives α , $\alpha/9$, ..., $\alpha/(2k+1)^2$ où $\alpha = \frac{8U_0}{\pi^2}$ et $k \in \mathbb{N}^*$.

On retrouve la même conclusion que précédemment à la différence que la décroissance des harmoniques étant nettement plus importante que dans le cas d'un signal carré, à condition $T \ll R'C$ équivalente, on obtiendra une meilleure intégration du signal triangulaire.

Considérons le couple d'éléments $R = 15.5k\Omega$ (résistance ajustable) et $C=150pF$, et le signal d'entrée u_e de forme carré, d'amplitude U_0 égale à 1 V, de période $(1/23)ms$.

Le signal de sortie u_s représente effectivement l'intégrale du signal u_e de la pente théorique $\frac{U_0}{RC} = 0.44V.\mu s^{-1}$ contre $0.438V.\mu s^{-1}$ mesurée.

En revanche on note la présence d'une forte composante continue qui tend à faire saturer le signal de sortie.



En positionnant une résistance R' égale à $2M\Omega$ en parallèle avec le condensateur, on supprime une partie de la composante continue, et on retrouve une forme d'onde quasi « symétrique »

X. -MONTAGE AMPLIFICATEUR DERIVATEUR

C'est par souci de présenter tous les montages nécessaires à la résolution d'une équation différentielle que nous présentons ci-après le montage dérivateur. En effet « dériver » un signal n'est pas sans risque car tout bruit superposé va engendrer des variations de pente très importantes qui ne reflètent pas la variation de pente du signal. Le montage suivant utilisé en tant que montage analogique dérivateur est quasi nulle.

En supposant l'A.O en régime linéaire, la loi des nœuds au niveau de l'entrée inverseuse s'écrit :

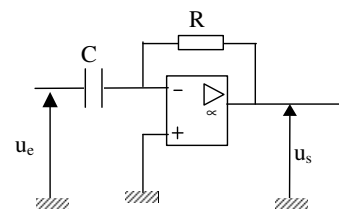
$$\frac{u_s - u_-}{R} + C \frac{d(u_e - u_-)}{dt} = 0, \text{ avec } u_- = 0$$

$$\text{On a donc : } u_s = -RC \frac{du_e}{dt},$$

d'où la fonction de transfert en tension $T(j\omega) = -jRC\omega$

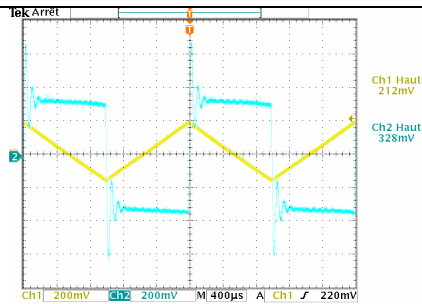
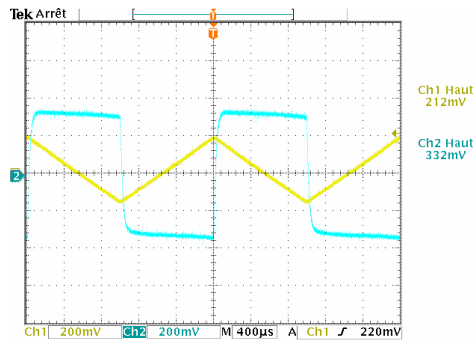
ce qui s'écrit dans l'espace de Laplace :

$T(p) = -RCp$, d'où la caractéristique dérivateur du montage.



Posons $R=10k\Omega$, $C=100nF$ et observons la réponse du montage dérivateur à un signal d'entrée de forme triangulaire.

En introduisant en amont de la capacité une résistance R' on minimise le phénomène d'oscillations.



XI. -MONTAGE AMPLIFICATEUR LOGARITHMIQUE

On considère le montage pour lequel on utilise un diode dans la boucle de rétroaction négative dont l'équation courant-tension $i_f(u_f)$ s'écrit :

$$i_f = I_s \left(\exp \left[\frac{u_f}{U_T} \right] - 1 \right) \cong I_s \exp \left[\frac{u_f}{U_T} \right]$$

Approximation d'autant plus vérifiée que $u_f > 3 U_T$, puisque

En supposant un fonctionnement en régime linéaire du montage, on a la relation :

$$\frac{u_e}{R_1} = i_f = I_s \exp \left[\frac{0 - u_s}{U_T} \right]$$

Sous réserve d'avoir la condition u_e positive afin d'assurer la conduction de la diode, on déduit la relation entre la tension de sortie et la tension d'entrée:

$$X1.11 \quad u_s = -U_T \ln \left(\frac{u_e}{R_1 I_s} \right)$$

uniquement si $u_e > 0$

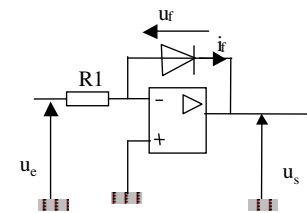
XI.15

Remarque :

Les constantes U_T et I_s sont en fait dépendantes de la température avec une sensibilité bien plus importante pour I_s que pour U_T . (U_T défini par l'expression linéaire $U_T = (kT)/q$, alors que I_s est proportionnel à kT^3 et double tous les dix degrés). Dès lors la fonction logarithmique obtenue par le montage précédent n'est pas applicable en pratique pour cause de dérive en température. On rappelle à ce titre qu'en fonction de son utilisation, un système électronique doit supporter des plages de variation en température pouvant aller de -40 degrés Celsius à 125

XI.12

XI.13



XI.14

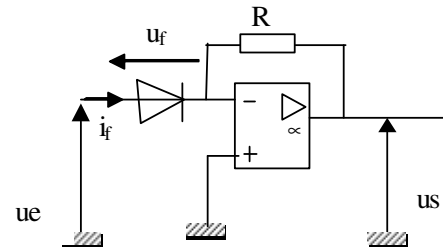
degrés Celsius (plage thermique étendue) ou plus, pour, par exemple, des systèmes inclus dans le contrôle de d'injection d'un moteur.

XII. –MONTAGE AMPLIFICATEUR EXPONENTIEL

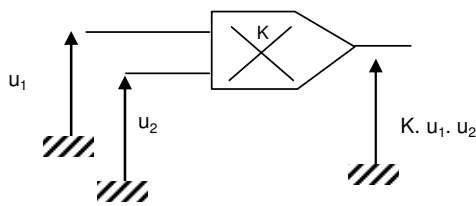
La diode est passante sous réserve que la tension u_e soit positive et supérieure à la tension de seuil de la diode. L'égalité des courants sur l'entrée non inverseuse pour laquelle on néglige le courant de polarisation de l'étage différentiel induit:

$$i_f \cong I_s \exp\left(\frac{u_e}{U_T}\right) = -\frac{u_s}{R}$$

$$\text{d'où : } u_s = -RI_s \exp\left(\frac{u_e}{U_T}\right) \text{ uniquement si } u_e > 0$$



Remarque :



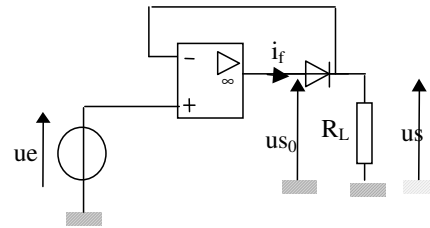
Multiplier est une des fonctions à la base de la modulation des signaux, étant donnée la propriété de translation spectrale qui en résulte. Bien que l'association d'un montage logarithmique à un montage exponentiel puisse réaliser la combinaison $u_1 u_2 = \exp[\log u_1 + \log u_2]$, il existe des composants dits multiplieurs étant à titre d'exemple l'AD835.

XIII. –MONTAGE AMPLIFICATEUR REDRESSEUR DE TENSION

Un redresseur simple alternance est un quadripôle qui assure la relation entre la tension d'entrée u_e et la tension de sortie u_s :

- $u_s = u_e$ si $u_e > 0$,
- ou $u_s = 0$ si $u_e < 0$,

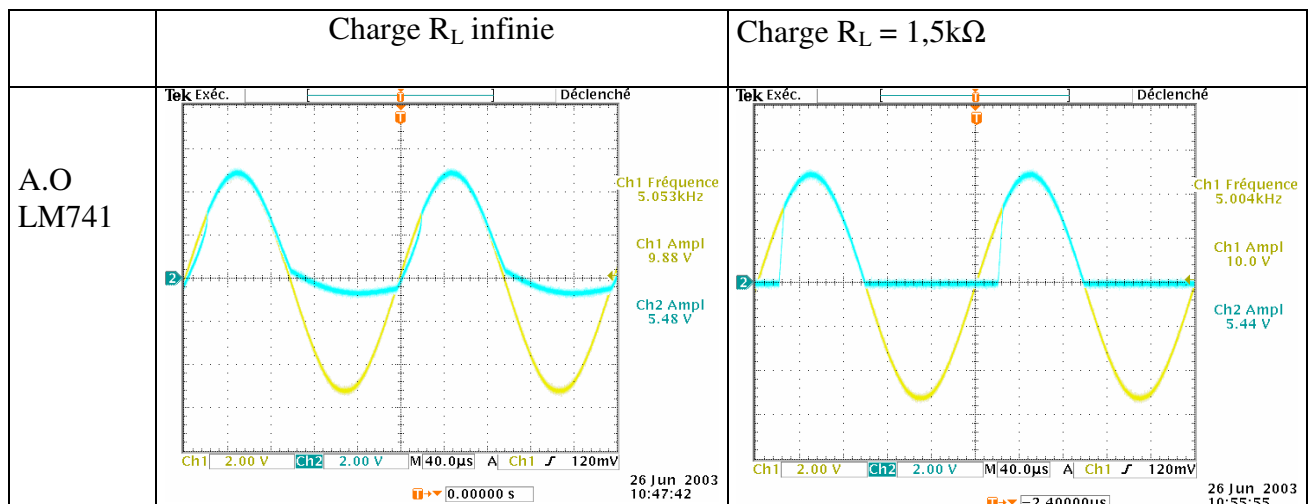
Ce qui peut se résumer par la relation $u_s(t) = \frac{1}{2} [u_e(t) + |u_e(t)|]$ avec $u_s(t) > 0$.

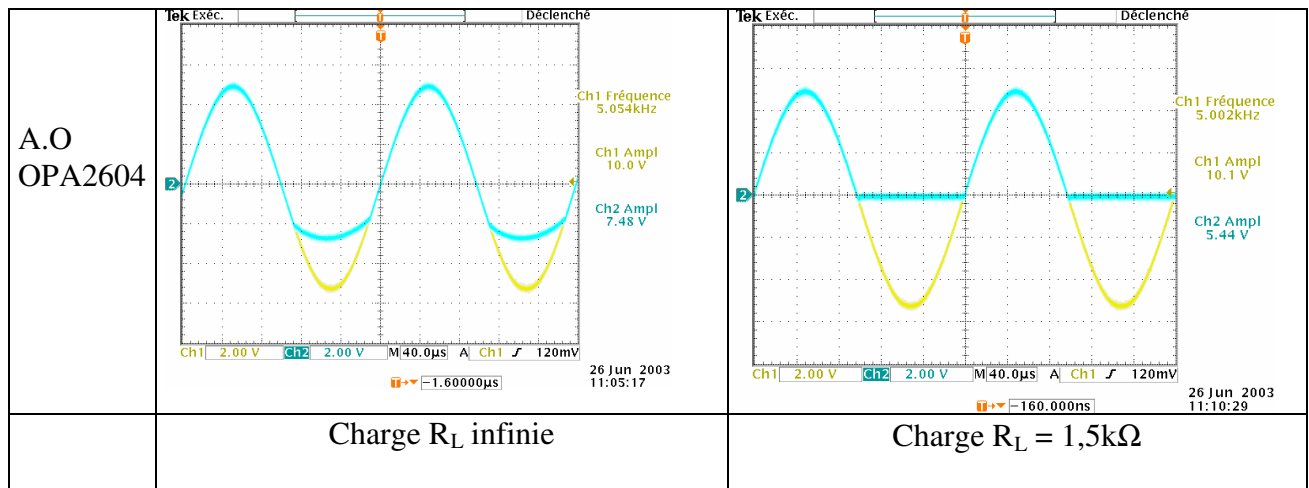


La diode semble être un bon candidat pour réaliser cette fonction, en dépit de sa tension de seuil V_D . Ce défaut peut être corrigé par le montage à base d'A.O

L'analyse de cette architecture se résume à l'étude de deux cas :

- la diode conduit : l'A.O est câblé avec une contre-réaction qui lui assure un fonctionnement en régime linéaire, d'où $u_s = u_e$. La diode étant passante i_f est positif (délivré par l'A.O et fixé par R_L), d'où $u_e = u_s = R_L i_f > 0$. D'où $u_s = u_e$ pour $u_e > 0$. La tension U_d de seuil de la diode qui constituait un défaut d'offset pour un redressement sans A.O se retrouve au niveau de la tension u_{s0} donnée par la relation $u_{s0} = u_s + U_d$.
- la diode est bloquée : l'A.O est en boucle ouverte et fonctionne en comparateur en zone de saturation. Le courant de polarisation de l'entrée inverseuse pouvant être considéré comme nul, la tension en sortie du redresseur est $u_s = 0$. La diode étant bloquée, la tension de sortie de l'A.O u_{s0} est inférieure à u_s et l'A.O étant en régime de saturation, on en déduit que $u_{s0} = -u_{SAT}$, donc $\epsilon < 0$, soit $u_e < 0$.





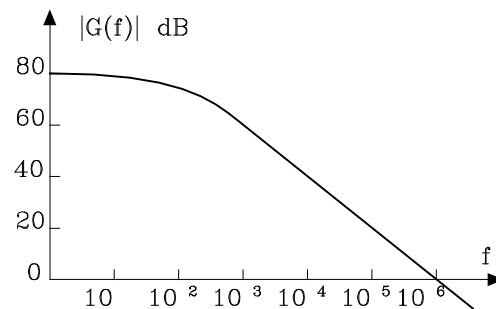
Remarque : la connexion d'une impédance de charge assure la polarisation en courant de la diode. On observe également une déformation du signal de sortie u_s dans le cas d'utilisation du LM741. Cette distorsion est fonction du type d'A.O utilisé et de la fréquence du signal d'entrée, vue qu'elle apparaîtra aussi dans le cas d'un montage sur la base de l'OPA2604 pour de plus hautes fréquences du signal d'entrée.

TESTEZ VOS CONNAISSANCES

☺ On utilise l'Amplificateur Opérationnel dont la courbe de réponse en fréquence, dans le diagramme de BODE est présentée ci-contre :

Ses impédances d'entrée et de sortie, considérées comme des résistances ont pour valeurs respectives :

$R_e = \varepsilon/i_e = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_s = u_s/i_s = 100\Omega$. On précise que son amplitude de tension de sortie maximum est $S_{MAX} = \pm 8V$.



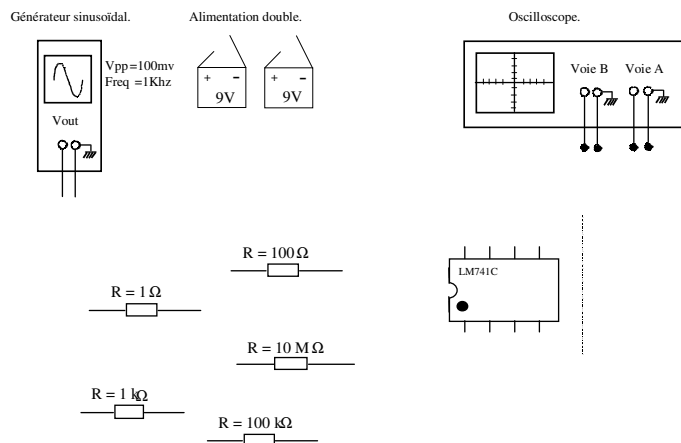
☒ Dédurre du tracé du gain en boucle ouverte dans le plan de BODE le gain statique A_0 et f_c fréquence de coupure à -3dB. Justifier la précision avec laquelle on détermine la bande passante.

☒ Donner l'expression du gain en boucle ouverte $A(f)$.

☒ Donner la valeur en dB du gain en boucle ouverte de l'A.O à la fréquence f_c .

☒ Etablir le modèle électrique équivalent.

☒ On souhaite réaliser un montage amplificateur inverseur de gain statique 40dB. Réaliser le câblage électrique en respectant le code des couleurs (masse en noir avec câblage en étoile, alimentation positive en rouge, alimentation négative en bleu).



☺ On considère les deux montages suivants :

Une seule de ces affirmations est correcte, laquelle ?

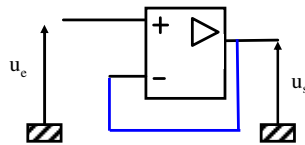
A./ Les 2 montages ont la même fréquence de coupure et une gain statique respectivement égal à -1 et 1.

B./ Les 2 montages ont un gain respectivement égal à -1 et 1 et une fréquence de coupure respectivement égale à f_c et $0.5f_c$.

C./ Les 2 montages ont un gain respectivement égal à -1 et 1 et une fréquence de coupure respectivement égale à $0.5f_c$ et f_c .

D./ Les 2 montages ont des gains statiques égaux.

☺ On considère l'architecture du montage « amplificateur suiveur » où l'A.O utilisé, est polarisé au travers de deux sources de tension symétriques $\pm 10V$ Volts, et présente des courants de polarisation nuls, une vitesse de balayage de $0.5V.\mu s^{-1}$, un courant de saturation $i_{s,max} = \pm 20mA$, un gain statique $A_0 = 10^4$ et une constante de temps $\tau_c = 1.6ms$.



☒ En considérant l'A.O idéal, établir l'expression de $T_0 = T(f=0) = u_s/u_e$, gain statique en tension du montage en boucle fermée.

☒ Donner trois limites d'application de l'expression établie précédemment.

☒ Donner la fonction de transfert $\underline{T}(f)$ du montage bouclé, en précisant la bande passante à « -3dB ».

☒ Etablir l'expression analytique et représenter la tension de sortie $u_s(t)$ de ce montage (en régime permanent) pour un signal d'entrée sinusoïdal défini par $u_e(t) = E \sin(2\pi f_i t)$, ($E=14V$) pour les fréquences (on ne prendra pas en compte la limitation en vitesse de l'A.O)

a./ $f_1 = 1\text{kHz}$, b./ $f_2 = 1\text{MHz}$, c./ $f_3 = 10\text{MHz}$

☒ Calculer et représenter la tension de sortie $u_s(t)$ de ce montage pour $u_e(t)$ échelon de tension, soit $u_e(t) = E u(t)$ avec $E = 8V$

☒ Dans la bande passante de l'A.O, en régime sinusoïdal, établir la valeur maximale de l'amplitude compatible avec le critère de saturation en vitesse. Qu'elle influence ce résultat induit-il sur les tracés de la question 1. En déduire un critère de choix de l'A.O.

☺ L'Amplificateur Opérationnel utilisé dans les montages suivants est caractérisé par les données « constructeur » suivantes :

- gain statique $A_0 = 10^4$ et une constante de temps $\tau_0 = 1,6\text{ms}$
- impédances d'entrée et de sortie, considérées comme des résistances de valeurs respectives

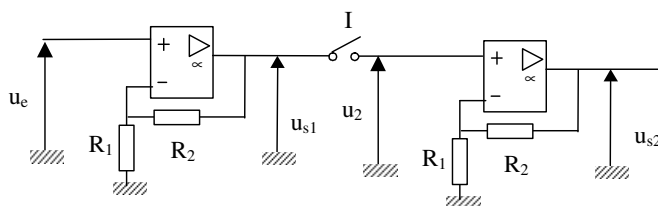
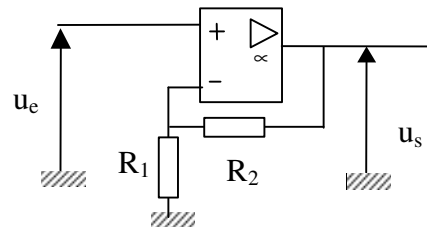
$R_e = \epsilon/i_e = 100\text{k}\Omega$ et $R_s = s/i_s = 100\Omega$

On précise que son amplitude de tension de sortie maximum est $S_{\text{MAX}} = \pm 10V$. On réalise le montage suivant avec $R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_1 = 100\Omega$:

☒ En supposant l'A.O idéal, calculer le gain en tension $A_u = u_s/u_1$ de ce montage.

☒ En appliquant le théorème de conservation du produit gain bande, en déduire f_c fréquence de coupure à -3dB, et la constante de temps τ_c du montage bouclé.

☒ Tracer sur un même diagramme, la représentation asymptotique de $\underline{A}(f)$ fonction de transfert de l'A.O et $\underline{T}(f)$ fonction de transfert du montage.



On connecte en « cascade » deux montages identiques à celui étudié précédemment en fermant l'interrupteur

☒ En considérant l'étude du problème d'adaptation d'impédance, qu'elle est l'expression du gain global $\underline{K}(f) = u_{s2}/u_e$ de ce dispositif ?

☒ Donner les valeurs numériques du gain statique $K_0 = K(f=0)$ et de sa constante de temps τ_k .

☒ Tracer sur un même diagramme, la représentation asymptotique de $A(f)$ et $K(f)$.

☒ Pour qu'elle fréquence f_2 , a-t-on une chute à « -3dB » du gain du système ?

☒ En supposant que $K(p)$ de la forme
$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{2}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2} = \left(\frac{\sqrt{K_0}}{1 + \tau_k p} \right)^2,$$

calculer par le calcul opérationnel, la réponse indicielle $u_{s2}(t)$ à une commande en tension $u_e(t)$ en échelon d'amplitude $E=1V$.

☺ Analyse d'une fiche technique d'A.O et application au montage amplificateur non-inverseur

A partir données du constructeur (valeurs typiques) regroupées dans la fiche technique de l'Amplificateur Opérationnel OPA2604 estimer :

- ☒ La valeur en V/mV du gain statique A_0
- ☒ La constante de temps de l'A.O en boucle ouverte
- ☒ Si on réalisait un montage type amplificateur non inverseur de gain statique 40dB,
- ☒./ Quelle serait la fréquence de coupure du montage en boucle fermée ainsi défini par l'utilisateur ?

- ☒ Donner la valeur minimale de la résistance de charge R_c compatible avec le courant de saturation.
- ☒ Dans la bande passante, quelle serait la tension maximale autorisée en entrée pour éviter le phénomène de saturation en amplitude?
- ☒ En supposant le signal en entrée sinusoïdal à la fréquence de coupure, donner la valeur maximale de l'amplitude du signal d'entrée pour éviter le phénomène de saturation en vitesse. Expérimentalement a-t-on une chance de visualiser cette limitation?

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

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

PARAMETER	CONDITION	OPA2604AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE Input Offset Voltage Average Drift Power Supply Rejection	$V_S = \pm 5$ to $\pm 24V$	70	± 1 ± 8 80	± 5	mV $\mu V/^\circ\text{C}$ dB
INPUT BIAS CURRENT⁽¹⁾ Input Bias Current Input Offset Current	$V_{CM} = 0V$ $V_{CM} = 0V$		100 ± 4		pA pA
NOISE Input Voltage Noise Noise Density: $f = 10\text{Hz}$ $f = 100\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f = 10\text{kHz}$ Voltage Noise, BW = 20Hz to 20kHz Input Bias Current Noise Current Noise Density, $f = 0.1\text{Hz}$ to 20kHz			25 15 11 10 1.5 6		$nV/\sqrt{\text{Hz}}$ $nV/\sqrt{\text{Hz}}$ $nV/\sqrt{\text{Hz}}$ $nV/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu V/p-p$ $fA/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE Common-Mode Input Range Common-Mode Rejection	$V_{CM} = \pm 12V$	± 12 80	± 13 100		V dB
INPUT IMPEDANCE Differential Common-Mode			$10^{12} \parallel 8$ $10^{12} \parallel 10$		$\Omega \parallel pF$ $\Omega \parallel pF$
OPEN-LOOP GAIN Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10V$, $R_L = 1k\Omega$	80	100		dB
FREQUENCY RESPONSE Gain-Bandwidth Product Slew Rate Settling Time: 0.01% 0.1% Total Harmonic Distortion + Noise (THD+N) Channel Separation	$G = 100$ $20V/p-p$, $R_L = 1k\Omega$ $G = -1$, 10V Step $G = 1$, $f = 1\text{kHz}$ $V_O = 3.5V_{rms}$, $R_L = 1k\Omega$ $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 1k\Omega$	15	20 25 1.5 1 0.0003 142		MHz V/ μs μs μs % dB
OUTPUT Voltage Output Current Output Output Resistance, Open-Loop	$R_L = 600\Omega$ $V_O = \pm 12V$	± 11	± 12 ± 35 25		V mA Ω
POWER SUPPLY Specified Operating Voltage Operating Voltage Range Current, Total Both Amplifiers	$I_O = 0$	± 4.5	± 15 ± 10.5	± 24 ± 12	V V mA
TEMPERATURE RANGE Specification Storage Thermal Resistance ⁽²⁾ , θ_{JA}		-25 -40		+85 +125	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C/W}$

NOTES: (1) Typical performance, measured fully warmed-up. (2) Soldered to circuit board—see text.

☺ Une famille d'A.OP possède un gain statique $G_0 = 10^3$, un facteur de qualité égal à 10^5 s^{-1} , et une constante de temps égale à 1,59 ms.

☒ Tracer dans le plan de Bode (représentation asymptotique - module et phase) la réponse fréquentielle d'un A.OP de cette famille.

I./ On souhaite réaliser un circuit amplificateur A, de gain statique $A_0 = 20$ dB avec un de ces A.OP.

☒ Quelle sera la fréquence de coupure f_c de ce circuit amplificateur A ?

☒ Tracer dans le plan de Bode (module et phase) la réponse fréquentielle de ce circuit amplificateur A. On superposera ce tracé à celui de la figure précédente.

☒ Pour quelles fréquences ce circuit amplificateur A devient-il atténuateur ?

II On souhaite utiliser plusieurs circuits amplificateurs A identiques pour réaliser un montage amplificateur B de gain statique $B_0 = 80$ dB.

☒ Combien d'étages (c'est-à-dire d'amplificateurs A) seront nécessaires pour cela ?

☒ Tracer dans le plan de Bode (module seul) la réponse fréquentielle de ce montage amplificateur B. On superposera à ce nouveau tracé à celui de la réponse fréquentielle d'un A.OP.

☒ Quelle est la fréquence de coupure f'_c du montage amplificateur B ?

☒ Pour quelle fréquence ce montage amplificateur B devient-il atténuateur ?

III On souhaite maintenant réaliser un montage amplificateur C de gain statique $C_0 = B_0 = 80$ dB, mais avec deux étages identiques seulement (c'est-à-dire deux montages identiques utilisant des A.OP de la famille de la première question).

☒ Quel est alors le gain statique d'un seul des deux étages du montage amplificateur C ?

☒ Quelle est la fréquence de coupure f''_c du montage amplificateur C ?

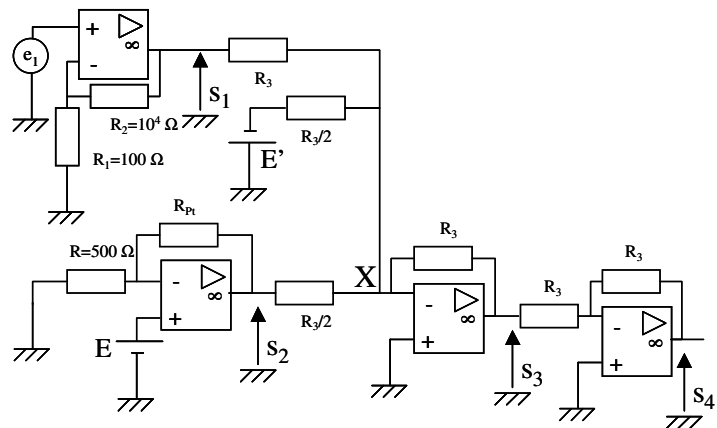
☒ Quel est l'avantage de la solution C vis à vis de la solution B, en particulier si l'on envisage une application mobile, c'est à dire fonctionnant à partir d'une source d'énergie autonome ?

☒ Quel est l'inconvénient de la solution C vis à vis de la solution B ?

☹ On étudie ici le principe d'un système électronique de mesure de température dans la gamme 0-1500 °C.

Toutes les températures sont exprimées en degrés Celsius. Dans la suite, T représente la température, et T_{amb} la température ambiante, c'est à dire celle de l'appareillage électronique.

$E=1$ V, $E'=2$ V



On utilise deux capteurs de température :

⊙ un thermocouple (gamme de fonctionnement 0-1500°C), dont la sortie e_1 est proportionnelle à la différence entre la température à laquelle est portée l'extrémité du thermocouple (T) et la température de l'appareillage auquel il est connecté (T_{amb}), $e_1=10^{-5}(T-T_{amb})$ (en volts),

⊙ une sonde « platine » de type Pt500 (gamme de fonctionnement 0-800°C), dont la résistance notée R_{pt} suit la loi $R_{pt}=500(1+10^{-3}T/2)$ (en ohms)

Les amplificateurs opérationnels, tous identiques, seront considérés parfaits sauf lorsque la bande passante sera considérée. Cette famille d'A.OP possède un gain statique $G_0 = 10^4$, un facteur de qualité égal à 10^5 s⁻¹, et une constante de temps égale à 15,9 ms. Les A.OP sont alimentés en +/- 15 V et on suppose que V_{smax} est égale à la tension d'alimentation. La structure étudiée est présentée ci-dessous. Le thermocouple est porté à la température à mesurer, et la sonde platine à la température ambiante.

☒ Exprimer littéralement s_1 par rapport à e_1 .

☒ Exprimer s_1 , par rapport à T et T_{amb} (faire l'application numérique – on arrondira au %).

☒ Exprimer littéralement s_2 par rapport à E .

☒ Exprimer s_2 par rapport à T_{amb} (faire l'application numérique).

☒ Exprimer littéralement s_3 par rapport à s_1 , s_2 et E' . On pourra écrire pour cela la loi des nœuds (somme des courants nulle) au point X.

☒ Exprimer s_3 par rapport à T (faire l'application numérique).

☒ La sortie du système de mesure étant s_4 , quelle est, en V/degré, la sensibilité du système de mesure ? Quelle est la plage de variation (en volts) de la sortie ?

