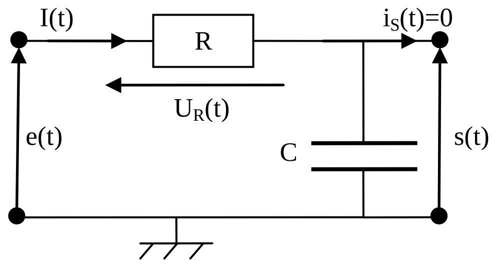
Modèles de filtres linéaires passifs et actifs

1. Réalisation de filtre passif. Sans composant actif.

1.1. Exemple du circuit RC.

a. Le circuit et l'analyse qualitative.



On commence par analyser qualitativement le comportement du filtre en faisant les observations suivantes :

- A basse fréquence $\underline{Z}_C = \dfrac{1}{jC\omega} \xrightarrow{\omega \to 0} +\infty$, le condensateur est équivalent à un coupe circuit. On en déduit que le courant traversant le conducteur ohmique est nul et que s(t)=e(t). Le circuit laisse passer les basses fréquences.
- A haute fréquence $\underline{Z}_C = \dfrac{1}{jC\omega} \xrightarrow{\omega \to +\infty} 0$, le condensateur est équivalent à un fil. On en déduit que s(t)=e(t). Le circuit coupe les hautes fréquences.
- Le circuit RC sera donc un filtre passe bas.

b. Etablissement de la fonction de transfert.

On applique le diviseur de tension en utilisant les expressions des impédances complexes du condensateur et du résistor : $\underline{s}(t) = \dfrac{\underline{Z}_C}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_R}\underline{e}(t) = \dfrac{1}{1+jRC\omega}\underline{e}(t)$

on obtient alors directement : $\underline{H}(j\omega) = \dfrac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_O}}$ avec $\omega_O = \dfrac{1}{RC}$

- C'est bien la fonction de transfert d'un filtre passe bas.
- Ce passe bas est d'ordre 1, son gain statique est unitaire, valeur maximale pour un filtre passif ne contenant que des dipôles consommant de la puissance électrique.

c. Impédancee d'entrée et impédance de sortie.

➢ On détermine l'impédance d'entrée du circuit en imaginant qu'on branche en entrée du filtre un générateur, et en regardant l'impédance du dipôle qu'il voit.

Ici le dipôle vu par le générateur branché en entrée sera l'association série du conducteur ohmique et du condensateur.

L'impédance d'entrée s'écrit : $\underline{Z}_E = R + \dfrac{1}{jC\omega}$, son module est $\left|\underline{Z}_E\right| = \sqrt{R^2 + \left(\dfrac{1}{C\omega}\right)^2}$ sa valeur minimale est alors $\left|\underline{Z}_E\right|_{\min} = R$ observée lorsque la pulsation tend vers l'infini. Elle tend vers l'infini quand la pulsation tend vers zéro.

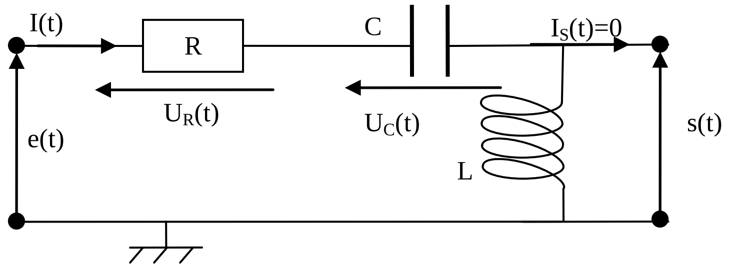
➢ On détermine l'impédance de sortie en imaginant qu'on branche en sortie du filtre un dipôle et en déterminant l'impédance du générateur qui l'alimente. Pour déterminer cette impédance on observe le circuit en éteignant les générateurs.

Ici le dipôle vu par le dipôle branché en sortie sera l'association parallèle du conducteur ohmique et du condensateur.

L'impédance de sortie s'obtient par : $\dfrac{1}{\underline{Z}_S} = \dfrac{1}{R} + jC\omega$, le module est $\dfrac{1}{\left|\underline{Z}_S\right|} = \sqrt{\left(\dfrac{1}{R}\right)^2 + (C\omega)^2}$. La valeur maximale du module de l'impédance est alors $\left|\underline{Z}_S\right|_{\max} = R$ observée lorsque la pulsation tend vers zéro. Elle tend vers zéro quand la pulsation tend vers l'infini.

1.2. Exemple du circuit RCL.

a. <u>Le circuit et l'analyse qualitative.</u>



On commence par analyser qualitativement le comportement du filtre en faisant les observations suivantes :

- A basse fréquence $\underline{Z}_C \to +\infty$ et $\underline{Z}_L \to 0$. On en déduit que la tension en sortie est nulle s(t)=0. Le circuit coupe les basses fréquences.
- A haute fréquence $\underline{Z}_C \to 0$ et $\underline{Z}_L \to +\infty$. On en déduit que s(t)=e(t). Le circuit laisse passer les hautes fréquences.
- Le circuit RCL sera donc un filtre passe haut.

b. <u>Etablissement de la fonction de transfert.</u>

On applique le diviseur de tension en utilisant les expressions des impédances complexes du condensateur de la bobine et du conducteur ohmique : $\underline{s}(t) = \dfrac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_L + \underline{Z}_R}\underline{e}(t) = \dfrac{-LC\omega^2}{1+jRC\omega - LC\omega^2}\underline{e}(t)$

On obtient alors directement : $\underline{H}(j\omega)\dfrac{-LC\omega^2}{1+jRC\omega - LC\omega^2}$ avec $\omega_O = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$ et $Q = \dfrac{1}{R}\sqrt{\dfrac{L}{C}}$

C'est bien la fonction de transfert d'un filtre passe haut. Il est d'ordre 2, son gain statique est unitaire, valeur maximale pour un filtre passif ne contenant que des dipôles consommant de la puissance électrique.

c. <u>Impédance d'entrée et impédance de sortie.</u>

Le dipôle vu par le générateur branché en entrée sera l'association série du conducteur ohmique, du condensateur et de la bobine.

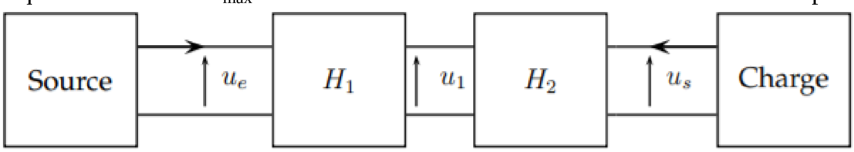
L'impédance d'entrée s'écrit : $\underline{Z}_E = R + \dfrac{1}{jC\omega} + jL\omega$, son module est $\left|\underline{Z}_E\right| = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \dfrac{1}{C\omega}\right)^2}$ sa valeur minimale est alors $\left|\underline{Z}_E\right|_{\min} = R$ observée lorsqu'on est à la pulsation propre du circuit. Elle tend vers l'infini quand la pulsation tend vers zéro ou l'infini.

Le dipôle passif vu par le dipôle branché en sortie sera l'association parallèle de la bobine et de l'association série du conducteur ohmique et du condensateur.

L'impédance de sortie s'obtient par : $\dfrac{1}{\underline{Z}_S} = \dfrac{1}{jL\omega} + \dfrac{1}{R + \dfrac{1}{jC\omega}}$. La valeur maximale du module de l'impédance est alors $\left|\underline{Z}_S\right|_{\max} = R$ observée lorsque la pulsation tend vers l'infini. Elle tend vers zéro quand la pulsation tend vers zéro.

1.3. Mise en cascade de différents filtres linéaires.

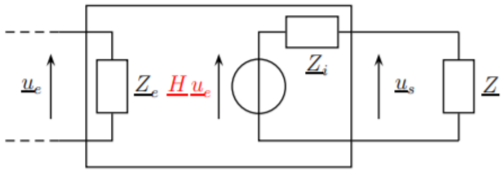
Pour réaliser une opération de filtrage, on est souvent amener à la décomposer en plusieurs étapes plus simples. Par exemple, pour réaliser un passe bande, on peut imaginer réaliser d'abord une opération de passe haut éliminant les fréquences sous la fréquence minimale f_{min} et une opération de passe bas éliminant les fréquences au-dessus de la fréquence maximale f_{max}. On est donc amené à étudier la mise en cascade de plusieurs filtres.



<u>Dans le cas idéal</u>, la mise en cascade de deux filtres se mène de manière simple :

- Pour le premier étage, la tension en sortie s'obtient par $\underline{u}_1 = \underline{H}_1\underline{u}_e$
- Pour le second étage, la tension en sortie s'obtient par $\underline{u}_S = \underline{H}_2\underline{u}_1$
- La fonction de transfert totale est alors définie par $\underline{u}_S = \underline{H}_T\underline{u}_e$ et on en déduit que $\underline{H}_T = \underline{H}_1\underline{H}_2$.

<u>Dans la réalité</u>, il ne faut pas oublier qu'on a établi la fonction de transfert en sortie ouverte, avec une intensité sortant du filtre nulle !!! Il en découle que la mise en cascade de deux filtres ne conduit pas dans tous les cas à la situation idéale précédente.
On modélise un filtre par un quadrupôle dont le schéma est donné ci-dessous :



Supposons maintenant que ce schéma est utilisé pour les deux filtres mis en cascade :

- Pour le premier filtre, le générateur de tension idéal délivre la tension voulue $\underline{H}_1\underline{u}_e$, qui est bien celle obtenue en boucle ouverte puisqu'alors aucun courant ne passe dans $\underline{Z}_{s1}$
- Si on connecte le second filtre, on peut réaliser un diviseur de tension pour exprimer la tension en sortie du premier filtre ce qui donne $\underline{u}_1 = \underline{H}_1\underline{u}_e\left(\dfrac{\underline{Z}_{e2}}{\underline{Z}_{s1}+\underline{Z}_{e2}}\right)$
- On observe donc que la tension obtenue en sortie n'est pas celle qu'on obtient en boucle ouverte dans le cas général.

<u>En pratique</u>, il serait tout de même souhaitable que les techniciens qui vont mettre en œuvre les chaines de traitement des signaux puissent travailler de manière simple, en appliquant la théorie du cas idéal. Il faut alors définir un critère permettant de conclure que les filtres utilisés permettent cette approximation.
Si on revient à l'expression de la tension dans les deux situations présentées, on conclut que la réalité se rapproche du cas idéal si $\left(\dfrac{\underline{Z}_{e2}}{\underline{Z}_{s1}+\underline{Z}_{e2}}\right)\approx 1$ ce qui revient à dire que $\left(\dfrac{\underline{Z}_{s1}}{\underline{Z}_{e2}}\right)\to 0$

<u>Critère de bon fonctionnement pratique de la mise en cascade de filtres :</u>
Les filtres linéaires sur des signaux représentés par des tensions doivent être conçus :

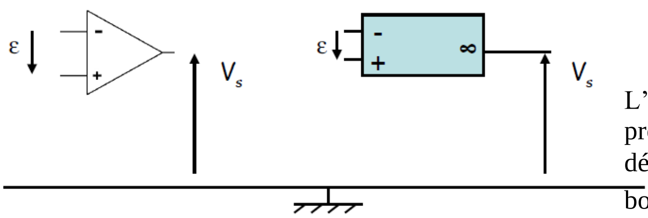
- pour présenter des résistances d'entrée grandes. On peut prendre comme référence la résistance d'entrée d'un oscilloscope qui est de 1 MΩ.
- Pour présenter des résistances de sortie petites. On peut prendre comme référence la résistance de sortie d'un oscilloscope qui est de 50 Ω.
- De manière à ce que la mise en cascade de deux filtres de tension amène à la simple combinaison des fonctions de transferts individuelles pour estimer la fonction de transfert totale.

2. Présentation de l'ALI et des montages de base.

2.1. Présentation de l'ALI en régime linéaire.

a. <u>Le schéma de l'ALI.</u>

L'ALI est un composant électronique actif, c'est-à-dire qu'il peut fournir de la puissance à un circuit électronique. Cette puissance lui est fournie par une alimentation stabilisée en tension (-Vcc, 0, +Vcc).
On schématise généralement l'ALI. De la manière suivante. Sur ce schéma, on trouve les trois bornes essentielles pour comprendre le fonctionnement du composant :



- Deux bornes d'entrée, la première appelée entrée inverseuse repérée par le symbole – et la seconde appelée entrée non inverseuse repérée par le symbole +.
- La borne de sortie « au bout du triangle » ou repérée par le symbole ∞ dont la valeur est comprise entre –Vcc et +Vcc.

L'ALI joue le rôle d'un amplificateur de tension prenant comme entrée la tension de décalage $\varepsilon = V_+ - V_-$ et comme sortie le potentiel de la borne de sortie mesurée par rapport à la masse du circuit.

b. <u>Modèle de l'ALI idéal en fonctionnement linéaire.</u>

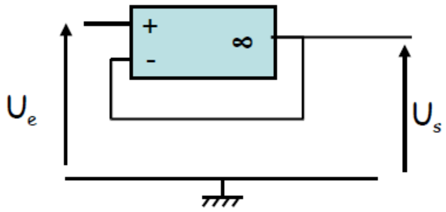
Cette année, on n'utilisera l'ALI dans un contexte unique dont il faudra retenir les hypothèses et les conditions de réalisation :

- **<u>Pour un ALI idéal, la résistance d'entrée est supposée infinie</u>**, en conséquence de quoi les courants, dits de polarisation, entrant dans les bornes + et – sont d'intensité nulle : $\boxed{i^+ = i^- = 0}$

- **<u>Pour un ALI idéal, la résistance de sortie est supposée nulle</u>**, toutefois le courant de sortie de l'ALI idéal est limité par l'intensité de saturation i_{Sat}.
- **<u>Lorsqu'un ALI est idéal et fonctionne en régime linéaire</u>**, on fait l'hypothèse que les potentiels des deux entrées sont égaux : $V_+ = V_-$
- **<u>La condition nécessaire pour que l'ALI idéal fonctionne en régime linéaire est la réalisation d'une boucle de rétroaction sur l'entrée inverseuse.</u>**

2.2. Montage suiveur ; adaptation d'impédance.

a. <u>Le schéma du suiveur.</u>



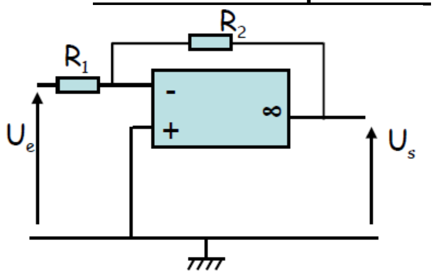
On remarque en premier lieu que ce montage présente une « boucle de rétroaction » sur la borne inverseuse.
On suppose donc que le circuit fonctionne en régime linéaire, on a donc les relations suivantes :
$V_E = V^+$ $\quad V^+ = V^-$ $\quad V^- = V_S$
On obtient donc la relation entrée sortie : $\boxed{V_E = V_S}$

b. <u>Impédance d'entrée du suiveur.</u>

L'impédance d'entrée du circuit suiveur est égale à la résistance d'entrée de la borne non inverseuse de l'ALI, elle est donc infinie et elle permet donc de toujours réaliser parfaitement l'adaptation d'impédance entre deux étages d'un filtre complexe.
On l'utilise souvent dans les montages présentant des problèmes d'adaptation d'impédance en l'insérant entre les deux étages concernés.

2.3. Montage amplificateur inverseur.

a. <u>Le schéma de l'amplificateur.</u>



On constate la présence d'une boucle de rétroaction sur l'entrée inverseuse, on peut faire l'hypothèse d'un régime linéaire. On se place dans le modèle de l'ALI idéal.

Alors les potentiels en entrée sont égaux : $V^+ = V^- = 0$
La loi des nœuds en terme de potentiel donne en - :

$$\frac{V_E - V^-}{R_1} + \frac{V_S - V^-}{R_2} = 0$$

on obtient alors facilement : $\boxed{V_S = -\frac{R_2}{R_1} V_E}$

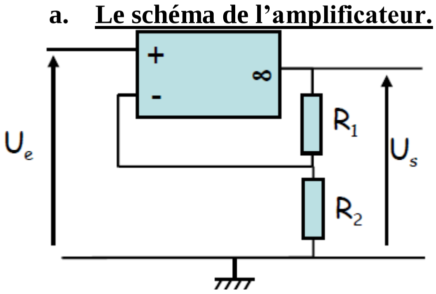
b. <u>Impédance d'entrée.</u>

Pour déterminer l'impédance d'entrée, on reprend la définition : $\underline{Z}_e = \frac{\underline{U}_e}{\underline{I}_e} = R_1$

L'amplificateur inverseur est donc un circuit pour lequel l'impédance d'entrée s'identifie avec la valeur de la résistance R_1 placée en « entrée » du circuit.

2.4. Montage amplificateur non inverseur.

a. <u>Le schéma de l'amplificateur.</u>



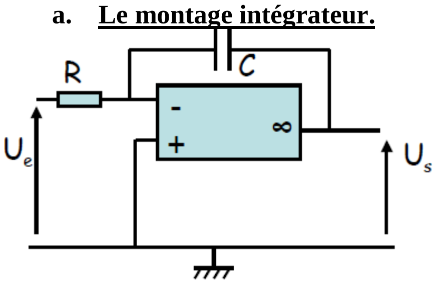
Le circuit présente une boucle de rétroaction sur la borne inverseuse, on peut supposer qu'il fonctionne en régime linéaire. On reste dans le modèle de l'ALI idéal.
On peut écrire la relation : $V^+ = V^- = V_E$
Un diviseur de tension entre la sortie et la borne – donne alors : $V^- = \frac{R_2 V_S}{R_1 + R_2}$ on obtient : $\boxed{V_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_E}$

b. <u>Impédance d'entrée.</u>

L'impédance d'entrée de l'amplificateur non inverseur est égale à la résistance d'entrée de la borne non inverseuse de l'ALI, elle est donc infinie.

2.5. *Circuit intégrateur.*

a. Le montage intégrateur.



Le circuit présente une boucle de rétroaction sur la borne inverseuse, on peut supposer qu'il fonctionne en régime linéaire. On utilise toujours le modèle de l'ALI idéal.
Déterminons sa fonction de transfert en régime sinusoïdal forcé :
Dans le cadre d'étude : $\underline{V}^+ = \underline{V}^- = 0$
Loi des nœuds en terme de potentiel en - :
$$jC\omega\left(\underline{V}_S - \underline{V}^-\right) + \frac{\underline{V}_E - \underline{V}^-}{R} = 0$$
On obtient la fonction de transfert : $\underline{H} = \frac{\underline{V}_S}{\underline{V}_E} = -\frac{1}{RC}\frac{1}{j\omega}$

Si on revient aux notations réelles : $RCj\omega\underline{V}_S = -\underline{V}_E \Leftrightarrow \frac{dV_S}{dt} = -\frac{1}{RC}V_E$ soit : $\boxed{V_S = -\frac{1}{\tau}\int V_E\,dt}$

On a bien alors réalisé un circuit intégrateur.

b. Impédance d'entrée du circuit intégrateur.

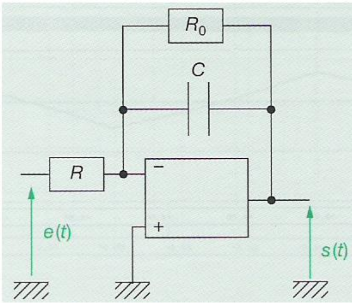
Pour détemriner l'impédance d'entrée, on reprend la définition : $\underline{Z}_e = \frac{\underline{U}_e}{\underline{I}_e} = R$

Le circuit intégrateur est donc un circuit pour lequel l'impédance d'entrée s'identifie avec la valeur de la résistance R placée en « entrée » du circuit.

3. Quelques exemples de traitement de signaux avec circuit à ALI.

3.1. *Circuit pseudo intégrateur. Réalisation d'un filtre passe bas actif.*

a. Etablissement de la fonction de transfert.
On considère le circuit suivant pour lequel on observe une boucle de rétroaction sur l'entrée inverseuse. On en déduit qu'on peut faire l'hypothèse d'un régime linéaire. On applique le modèle de l'ALI idéal.



Déterminons sa fonction de transfert en régime sinusoïdal forcé :
La relation entre les potentiels en entrée est toujours : $\underline{V}^+ = \underline{V}^- = 0$

La loi des nœuds en termes de potentiel donne : $\frac{\underline{V}_E - \underline{V}^-}{R} + \left(jC\omega + \frac{1}{R_O}\right)\left(\underline{V}_S - \underline{V}^-\right) = 0$

On obtient alors : $\boxed{\underline{H}(j\omega) = \frac{\underline{V}_S}{\underline{V}_E} = \frac{-\frac{R_O}{R}}{1 + R_O Cj\omega} = \frac{H_O}{1 + j\frac{\omega}{\omega_O}}}$ avec $\boxed{H_O = -\frac{R_O}{R}}$ et $\boxed{\omega_O = \frac{1}{R_O C}}$

b. Utilisation du montage en filtre actif passe bas.
Ce montage peut être utilisé si on souhaite réaliser un filtre passe bas et amplifier le signal basse fréquence sélectionné. On peut alors jouer sur les valeurs de R, R_O et C pour régler la pulsation de coupure et le gain statique.
On peut noter que l'impédance d'entrée du circuit s'identifie avec la valeur de la résistance R placée en entrée. Cette dernière doit donc être prise assez grande pour éviter les problèmes d'adaptation d'impédance.

c. Utilisation du montage en pseudo-intégrateur.

Ce circuit est une version amélioré du circuit intégrateur pur. Pour comprendre l'intérêt du circuit, étudions une situation courante :

- On réalise un signal créneau de valeur maximale E_O et de valeur minimal $-E_O$ et de fréquence fondamentale f_O. La valeur moyenne théorique est donc nulle.
- Lorsqu'on demande au GBF de réaliser ce signal, il ne fonctionne jamais de manière idéal et il délivre toujours une tension continue δE.

Si on envisage d'intégrer ce signal avec un circuit intégrateur pur de fonction de transfert $\underline{H} = \frac{\underline{V}_S}{\underline{V}_E} = -\frac{1}{\tau}\frac{1}{j\omega}$ avec $\tau = RC$:

On intègrera le signal créneau théorique ce qui donnera :

- ➢ Lorsque le signal vaut E_O : $V_S = -\frac{1}{\tau}\int E_O dt$ d'où $V_S(t) = A - E_O\frac{t}{\tau}$
- ➢ Lorsque le signal vaut $-E_O$: $V_S = -\frac{1}{\tau}\int -E_O dt$ d'où $V_S(t) = A' + E_O\frac{t}{\tau}$

Puisque le signal obtenu est périodique, on peut écrire que : $V_S(t=0) = A$.

$$\begin{cases} V_S\left(t = \frac{T}{2}\right) = -A = A' + E_O\frac{T}{2\tau} \\ V_S(t=T) = A = A' + E_O\frac{T}{\tau} \end{cases} \text{ D'où } \begin{cases} A + A' = -E_O\frac{T}{2\tau} \\ A - A' = E_O\frac{T}{\tau} \end{cases} \text{ d'où } \begin{cases} A = E_O\frac{T}{4\tau} \\ A' = -E_O\frac{3T}{4\tau} \end{cases}$$

Finalement, on obtient un signal triangle de même période que le signal créneau, de valeur maximale $\frac{E_O}{4}\frac{T}{\tau}$ et de valeur minimale $-\frac{E_O}{4}\frac{T}{\tau}$

$$\begin{cases} V_S(t) = \frac{E_O}{\tau}\left(\frac{T}{4} - t\right) & si \quad 0 < t \le \frac{T}{2} \\ V_S(t) = \frac{E_O}{\tau}\left(t - \frac{3T}{4}\right) & si \quad \frac{T}{2} < t \le T \end{cases}$$

Mais on intègre aussi la composante continue qui vient du caractère non idéal du GBF :

$V_S = -\frac{1}{\tau}\int \delta E dt$ ce qui donne $V_S = -(\delta E)\frac{t}{\tau}$.

Prenons des valeurs de référence pour la résistance R=1kΩ et la capacité $C=10^{-6}$F, on obtient un temps caractéristique $\tau=10^{-3}$s. Prenons un défaut de tension δE=1mV.

La durée pour que le circuit atteigne en sortie la tension d'alimentation –Vcc qui limite le fonctionnement linéaire de l'amplificateur est $T_{CC} = \tau\frac{V_{CC}}{\delta E} = 15s$. On observe donc qu'assez rapidement, le circuit ne fonctionnera plus selon un régime linéaire et qu'il n'effectuera plus l'opération d'intégration.

Si on envisage d'intégrer ce signal avec un circuit pseudo-intégrateur de fonction de transfert $\underline{H} = \frac{\underline{V}_S}{\underline{V}_E} = \frac{H_O}{1 + j\frac{\omega}{\omega_O}}$ avec $\omega_O = \frac{1}{R_O C}$ et $H_O = -\frac{R_O}{R}$:

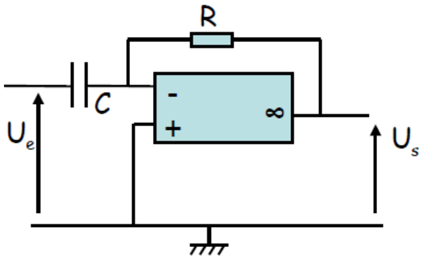
Pour la composante continue de fréquence nulle, la fonction de transfert prend la forme $\underline{H}(0) = H_O$, elle n'est donc pas intégrée mais simplement multipliée par H_O.

Pour les composantes sinusoïdales, on souhaite observer un comportement intégrateur avec une fonction de transfert de la forme $\underline{H}(j\omega) = \frac{H_O\omega_O}{j\omega} = -\frac{1}{\tau}\frac{1}{j\omega}$ avec $\tau = RC$. Cette opération est possible si la fonction de transfert prend la forme asymptotique haute fréquence pour toutes les composantes sinusoïdales du signal. Il suffit de s'assurer que la composante fondamentale de pulsation $\omega_F = \frac{2\pi}{T}$ est très grande devant la fréquence de coupure $\omega_O = \frac{1}{R_O C}$.

Le circuit pseudo-intégrateur permet donc s'affranchir de ce problème qui apparaît fréquemment dans les opérations d'intégration dans les circuits électroniques.

3.2. Circuit dérivateur.

a. <u>Etude du circuit et conclusion.</u>



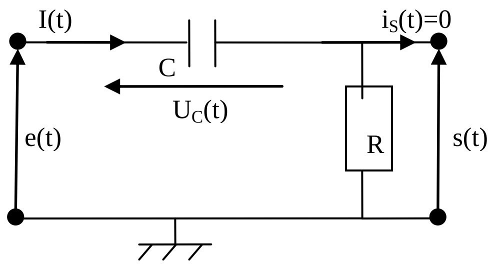
Le circuit présente une boucle de rétroaction sur la borne inverseuse, on peut supposer qu'il fonctionne en régime linéaire. On reste dans le modèle de l'ALI idéal.
Déterminons sa fonction de transfert en régime sinusoïdal forcé : $\underline{V}^+ = \underline{V}^- = 0$
Loi des nœuds en terme de potentiel sur la borne - : $jC\omega\left(\underline{V}_E - \underline{V}^-\right) + \dfrac{\underline{V}_S - \underline{V}^-}{R} = 0$

On obtient la fonction de transfert : $\underline{H} = \dfrac{\underline{V}_S}{\underline{V}_E} = -RCj\omega$

On revient alors aux notations réelles : $RCj\omega\underline{V}_E = -\underline{V}_S \iff \boxed{V_S = -\tau \dfrac{dV_E}{dt}}$

Ce circuit présente donc une fonction de transfert qui se traduit en comportement dérivateur quelle que soit la fréquence envisagée. Tous les signaux périodiques seront donc dérivés par le circuit sans aucune ambiguïté possible.

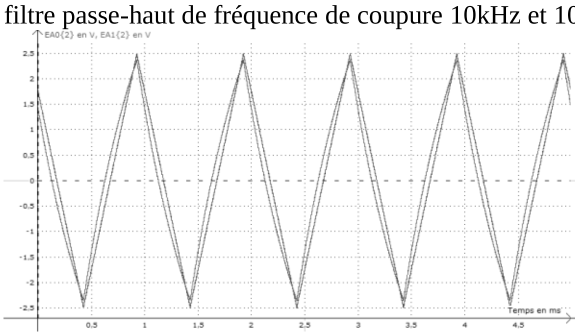
b. <u>Comparaison avec le cas d'un passe haut passif.</u>



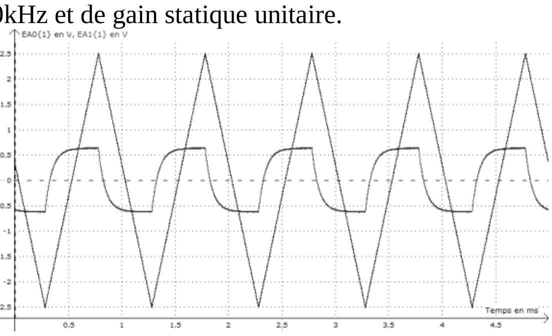
Pour ce circuit, on établit la fonction de transfert facilement :
On applique le diviseur de tension en utilisant les expressions des impédances complexes du condensateur et du résistor : $\underline{s}(t) = \dfrac{\underline{Z}_R}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_R}\underline{e}(t) = \dfrac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}\underline{e}(t)$ on obtient alors directement : $\underline{H}(j\omega) = \dfrac{j\dfrac{\omega}{\omega_O}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_O}}$ avec $\omega_O = \dfrac{1}{RC}$

- On observe donc que si $\omega \ll \omega_O$ la fonction de transfert prend la forme $\underline{H}(j\omega) = j\dfrac{\omega}{\omega_O}$ et donc présentera un comportement dérivateur.
- On observe que si $\omega \gg \omega_O$ la fonction de transfert prend la forme $\underline{H}(j\omega) = 1$ transmettant le signal dans cette bande de fréquence.

Expérimentalement, on observe les résultats suivants sur un signal triangle de fréquence 1kHz à l'entrée d'un filtre passe-haut de fréquence de coupure 10kHz et 100kHz et de gain statique unitaire.



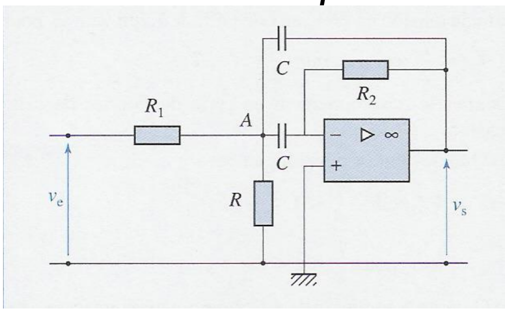
f_C = 10 kHz



f_C = 100 kHz

On observe expérimentalement que pour obtenir un signal qui prend l'allure d'un créneau à partir d'un signal triangle , il est très difficile de le réaliser avec un filtre passe haut passif classique. La solution du circuit dérivateur est aventageuse car on pourra dériver toutes les composantes de la décomposition en série de Fourier.

3.3. Circuit filtre passe-bande.



On peut faire l'étude du comportement qualitatif de ce filtre en remplaçant les condensateurs par un coupe circuit à basse fréquence et un fil à haute fréquence.

- Basse fréquence : le potentiel en sortie est nul.
- Haute fréquence : le potentiel en sortie est nul.
- On a donc bien réaliser un passe bande.

On détermine alors la fonction de transfert. Il y a une boucle de rétroaction sur l'entrée inverseuse, on peut donc faire l'hypothèse que le circuit fonctionne en régime linéaire. On est toujours dans le modèle de l'ALI idéal.

On a : $\underline{V}^+=\underline{V}^-=0$

Loi des nœuds en terme de potentiel en - : $jC\omega\left(\underline{V}_A-\underline{V}^-\right)+\frac{\underline{V}_S-\underline{V}^-}{R_2}=0$

Loi des nœuds en terme de potentiel en A : $jC\omega\left(\underline{V}_S-\underline{V}_A\right)+\frac{\underline{V}_E-\underline{V}_A}{R_1}+jC\omega\left(0-\underline{V}_A\right)=0$

On obtient alors : $\underline{V}_A=-\frac{\underline{V}_S}{jR_2C\omega}=\frac{jC\omega\underline{V}_S+\frac{\underline{V}_E}{R_1}}{2jC\omega+\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R}}$ d'où : $-\underline{V}_S\left(\frac{2jC\omega+\frac{R_1+R}{R_1R}}{jR_2C\omega}+jC\omega\right)=\frac{\underline{V}_E}{R_1}$

On obtient finalement : $\underline{H}(j\omega)=\frac{-1}{R_1\left(\frac{2}{R_2}+\frac{R_1+R}{R_2C(R_1R)}\frac{1}{j\omega}+jC\omega\right)}=\frac{-\frac{R_2}{2R_1}}{1+\frac{R_1+R}{2(R_1R)C}\frac{1}{j\omega}+\frac{R_2C}{2}j\omega}$

On va alors la mettre sous la forme canonique : $\underline{H}(j\omega)=\frac{H_O}{1+jQ\left(x-\frac{1}{x}\right)}$

On identifie : $H_O=-\frac{R_2}{2R_1}$; $\frac{R_2C}{2}=\frac{Q}{\omega_O}$; $\frac{R_1+R}{2(R_1R)C}=Q\omega_O$ soit : $Q=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_2(R_1+R)}{R_1R}}$ et $\omega_O=\frac{1}{C}\sqrt{\frac{R_1+R}{R_1R_2R}}$

Ce genre de calcul ne devrait pas être demandé dans le cadre du programme de cette année.

Capacités exigibles

- Utiliser une fonction de transfert donnée d'ordre 1 ou 2 (ou ses représentations graphiques) pour étudier la réponse d'un système linéaire a une excitation sinusoïdale, a une somme finie d'excitations sinusoïdales, a un signal périodique.
- Expliciter les conditions d'utilisation d'un filtre en tant qu'intégrateur ou dérivateur.
- Expliquer l'intérêt, pour garantir leur fonctionnement lors de mises en cascade, de réaliser des filtres de tension de faible impédance de sortie et forte impédance d'entrée.
- Expliquer la nature du filtrage introduit par un dispositif mécanique (sismomètre, amortisseur, accéléromètre, etc.).
- Identifier la présence d'une rétroaction sur la borne inverse comme un indice de fonctionnement en régime linéaire.
- Etablir la relation entrée-sortie des montages non inverseur, suiveur, inverseur, intégrateur.
- Déterminer les impédances d'entrée de ces montages.