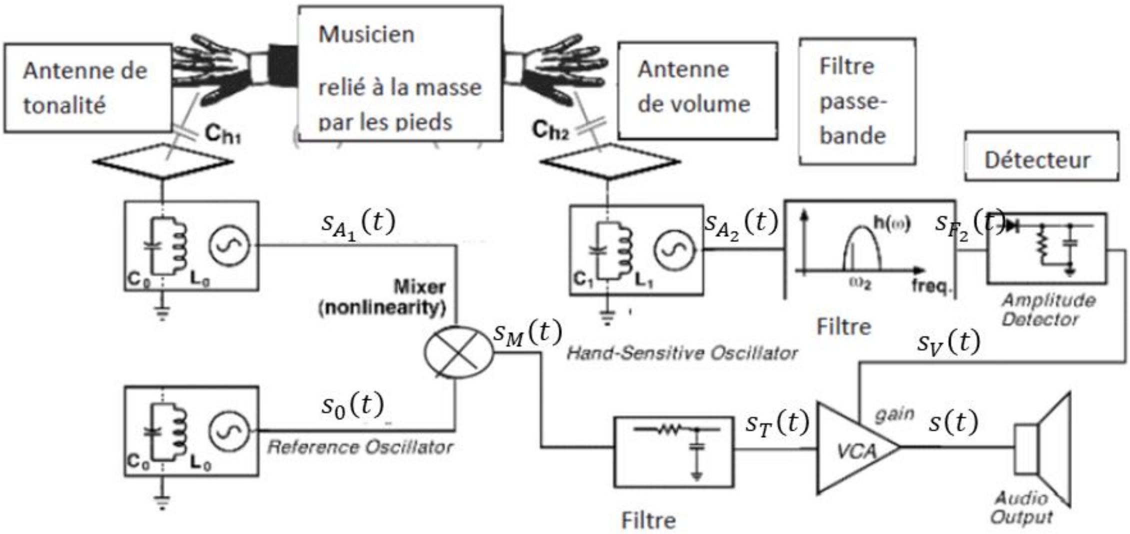
Le thérémine

I Description

Le thérémine est un dispositif constitué d'un boitier électronique et de deux antennes permettant de produire de la musique. Une antenne verticale permet de régler la tonalité en faisant varier la position de la main droite par rapport à cette antenne et une autre antenne en forme de boucle horizontale permet de régler l'intensité du son de la même façon avec la main gauche. La sortie du son, proche de celui produit par une scie musicale, se fait par un haut-parleur.

Cet instrument exige une grande maitrise des mouvements de main de l'instrumentiste qui doit conserver son corps quasiment immobile. Une note juste est difficile à atteindre et les morceaux sont ainsi joués de façon lente.

II Schéma fonctionnel d'un thérémine



Un oscillateur de référence (circuit L C associé à un AOP) produit un signal sinusoïdal $s_0(t)$ dont la fréquence est dans le domaine des radiofréquences (par exemple : $f_0 = 80{,}000\ k\ Hz$)

L'antenne de tonalité reliée à un circuit L C produit un signal sinusoïdal $s_{A_1}(t)$ de fréquence voisine $f_1 = f_0 + \Delta f$ où Δf est comprise dans l'intervalle des fréquences audibles par l'homme (par exemple : $f_1 = 80{,}440\ k\ Hz$)

Les deux signaux sont mixés dans un multiplieur d'où ressort le signal produit $s_M(t) = s_0(t) \times s_{A_1}(t)$

Ce signal est alors filtré à l'aide d'un filtre passe-haut d'où ressort un signal sinusoïdal de fréquence Δf

lequel est amplifié selon un gain commandé par le signal $s_V(t)$ quasi-constant, élaboré à partir du signal fourni par l'antenne de volume reliée à un circuit L C soumis à l'action d'un filtre passe-bande puis d'un détecteur de crête.

<u>III Fabrication de l'oscillateur de référence</u>

1) <u>**L'oscillateur L C idéal**</u>

Un oscillateur idéal est formé par une bobine d'inductance L et un condensateur de capacité C mis en circuit fermé et livrés à un système d'oscillations non amorties.

L'équation normalisée des oscillations est (voir cours à ce sujet) :

$$\frac{d^2u_C}{dt^2} = -\frac{1}{L\,C}\,u_C$$

Soit en posant :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L\,C}}$$

$$u_C = \widehat{u_C}\,cos(\omega\,t + \varphi)$$

La tension aux bornes du condensateur est donc sinusoïdale, d'amplitude $\widehat{u_C}$ et de fréquence :

$$f = \frac{\omega}{2\,\pi} = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L\,C}}$$

2) <u>L'oscillateur L C réel</u>

Dans la réalité, une bobine présente toujours une résistance interne, si faible soit elle, et les oscillations sont amorties. Le système, bobine et condensateur, finit par dissiper son énergie sous forme thermique.

L'équation normalisée des oscillations est :

$$\frac{d^2u_C}{dt^2} + \frac{r}{L}\,\frac{du_C}{dt} + \frac{1}{L\,C}\,u_C$$

Soit en posant :

$$\alpha = \frac{r}{L}$$

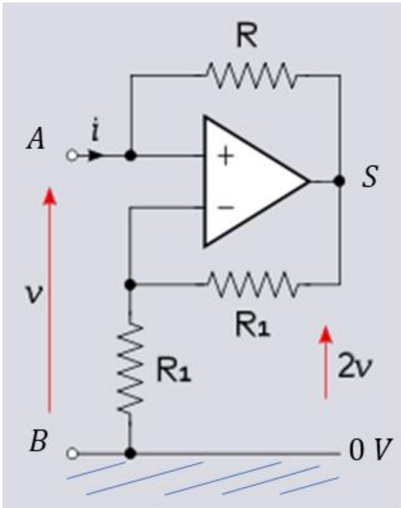
et en supposant $\alpha \ll \omega$:

$$u_C = A\, e^{-\alpha\, t}\, cos(\omega\, t + \varphi)$$

Afin d'éliminer l'effet de la résistance interne de la bobine, qui est d'amortir le signal de tension, on incorpore dans le circuit une « résistance négative ». Celle-ci n'existe pas en tant que tel. Elle est obtenue à l'aide d'un amplificateur opérationnel (AOP ou ALI), qui se comporte comme un générateur en réinjectant de l'énergie dans le circuit pour compenser la dissipation d'énergie dans le circuit.

3) <u>Emploi d'un ALI comme simulateur de résistance négative</u>

Considérons le circuit suivant qualifié de convertisseur de résistance négative :



On a :

$$v = v_A - v_B = v_A = v_+ = v_-$$

Donc, pour la résistance R :

$$v - v_S = R\, i$$

Or pour un amplificateur idéal, on a :

$$v_+ = v_-$$

Donc, pour le pont diviseur de tension formé par les deux résistances R_1 :

$$v - v_B = \frac{R_1}{2\, R_1}\, (v_S - v_B)$$

Il en résulte :

$$v = \frac{1}{2}\, v_S$$

Et :

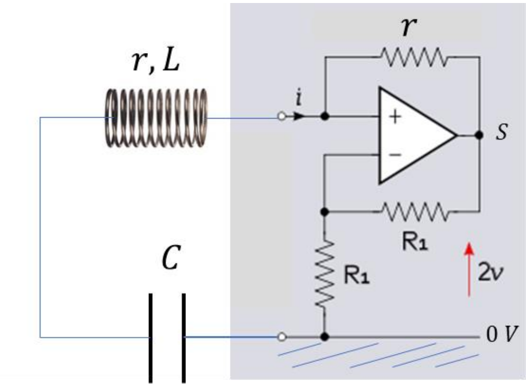
$$v - 2\, v = R\, i$$

Soit :

$$\boxed{v = -R\, i}$$

4) L'oscillateur de référence

On obtient finalement l'oscillateur de référence avec le circuit suivant :



Le signal de référence $s_0(t)$ correspond à la tension aux bornes du condensateur de capacité C_0, l'inductance ayant une valeur L_0, ces deux valeurs étant choisies de telle sorte que l'on ait :

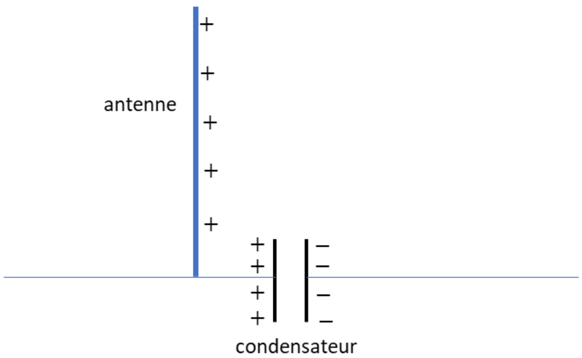
$$\frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L_0\,C_0}} = f_0 = 80\,000\;Hz$$

IV L'oscillateur lié à l'antenne de tonalité

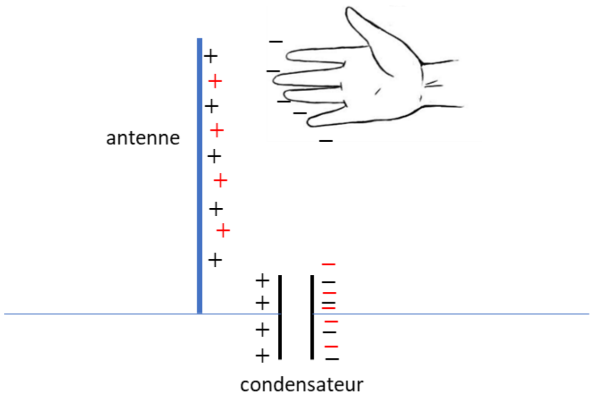
L'association d'une antenne au circuit de l'oscillateur de référence va produire un effet capacitif supplémentaire.

L'antenne, se chargeant de façon alternative positivement et négativement, interagit avec la main de l'instrumentiste qui s'en approche. Voyons comment expliquer l'effet capacitif.

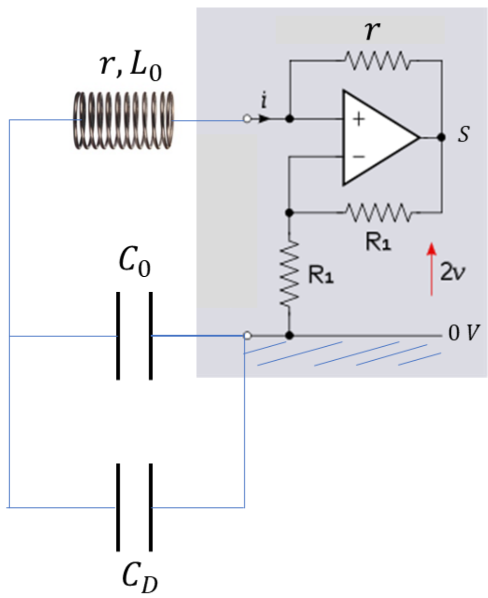
Supposons, en l'absence de main, le condensateur soumis à une tension le mettant dans l'état de charge représenté ci-dessous :



Approchons une main, laquelle, étant reliée à la terre par le corps de l'instrumentiste, se charge par l'influence opérée par l'antenne. La main influence donc en retour l'antenne qui accepte une charge supplémentaire (en rouge sur le schéma), laquelle se traduit par une charge opposée sur la seconde armature du condensateur.



L'effet de la présence de la main est donc assimilable à celui d'un condensateur placé en parallèle. Le circuit équivalent pour l'oscillateur relié à l'antenne est donc le suivant :



Le signal $s_{A_1}(t)$ correspond alors à la tension aux bornes du condensateur. Il est sinusoïdal, de fréquence :

$$f_1 = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L_0\,(C_0 + C_D)}}$$

Car deux condensateurs placés en parallèle sont équivalents à un condensateur dont la capacité est la somme des capacités des deux premiers.

V Le multiplieur

Le multiplieur est un composant électronique réalisant le produit des deux signaux amenés sur son entrée. Le signal en sortie a donc la forme :

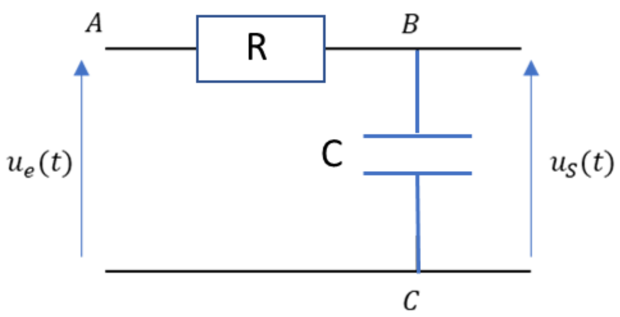
$$s_M(t) = s_0(t) \times s_{A_1}(t) = A_0\, cos(2\,\pi\, f_0\, t + \varphi_0) \times A_1\, cos(2\,\pi\, f_1\, t + \varphi_1)$$

$$= \frac{A_0\, A_1}{2}\, cos(2\,\pi\,(f_0 + f_1)\, t + \varphi_0 + \varphi_1) + \frac{A_0\, A_1}{2}\, cos(2\,\pi\,(f_1 - f_0)\, t + \varphi_1 - \varphi_0)$$

Ce signal est donc formé de la superposition de deux sinusoïdes, une de fréquence haute $f_0 + f_1$ située dans le domaine des radiofréquences, l'autre de fréquence basse $f_1 - f_0$ située dans le domaine audible. Il va donc suffire de filtrer ce signal pour éliminer la composante de haute fréquence.

VI Le filtre passe-bas

Pour réaliser le filtrage du signal $s_M(t)$ on peut employer un filtre passif $R\ C$ du type :



Considérant la branche $A\ B\ C$ comme un pont diviseur de tension, on obtient la fonction de transfert du filtre :

$$\underline{H}(j\,f) = \frac{\underline{U_S}}{\underline{U_e}} = \frac{\frac{1}{2\,\pi\,j\,C\,f}}{R + \frac{1}{2\,\pi\,j\,C\,f}} = \frac{1}{1 + 2\,\pi\,j\,R\,C\,f}$$

Dont le module est :

$$\left|\underline{H}(j\,f)\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\,\pi\,R\,C\,f)^2}}$$

C'est une fonction strictement décroissante de f qui tend vers 1 en $+\infty$ et vers 0 en 0. On est donc bien en présence d'un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure à 3 dB s'obtient en résolvant :

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (2\,\pi\,R\,C\,f)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Ce qui conduit à :

$$\boxed{f_C = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C}}$$

Ainsi si on dispose d'un condensateur de capacité $C = 0{,}01\,\mu F$, on pourra choisir R tel que la fréquence de coupure soit la limite supérieure des fréquences audibles, soit 20000 Hz. On aura :

$$R = \frac{1}{2\,\pi\,f_C\ \ C} = \frac{1}{2\,\pi\ \times 20000\ \times 10^{-8}} \approx \frac{1}{12 \times 10^{-4}} \approx 1000\ \Omega$$

VI L'oscillateur relié à l'antenne de volume

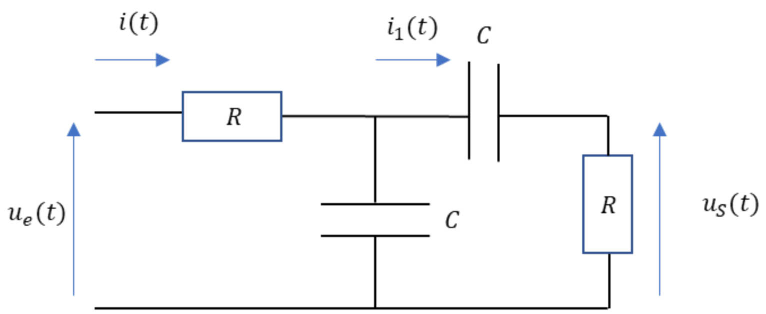
Son principe est le même que celui relié à l'antenne de tonalité. Il produit un signal $s_{A_2}(t)$ sinusoïdal de fréquence :

$$f_2 = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L_1\,(C_1 + C_G)}}$$

Où C_G est la capacité du condensateur qu'il faudrait placer en parallèle de celui de capacité C_1 afin de produire le même effet que la main gauche positionnée près de l'antenne. Plus la main est proche de l'antenne, plus C_G est grand, donc plus f_2 est faible.

VII Le filtre passe bande

Il est réalisé à l'aide du circuit suivant :



Calculons l'impédance équivalente :

$$\underline{Z_{eq}} = R + \frac{\left(R + \frac{1}{j\,C\,\omega}\right)\frac{1}{j\,C\,\omega}}{R + \frac{2}{j\,C\,\omega}}$$

Ainsi :

$$\underline{I} = \frac{\underline{U_e}}{\underline{Z_{eq}}}$$

Et par pont diviseur de courant :

$$\underline{I_1} = \frac{\frac{1}{j\,C\,\omega}}{R + \frac{2}{j\,C\,\omega}}\,\underline{I}$$

On en déduit :

$$\underline{U_s} = R\,\underline{I_1} = \frac{\frac{R}{j\,C\,\omega}}{R + \frac{2}{j\,C\,\omega}}\,\frac{\underline{U_e}}{\underline{Z_{eq}}}$$

D'où :

$$\underline{H}(j\,\omega) = \frac{\frac{R}{j\,C\,\omega}}{R+\frac{2}{j\,C\,\omega}}\;\frac{1}{R+\frac{\left(R+\frac{1}{j\,C\,\omega}\right)\frac{1}{j\,C\,\omega}}{R+\frac{2}{j\,C\,\omega}}} = \frac{\frac{R}{j\,C\,\omega}}{\left(R+\frac{2}{j\,C\,\omega}\right)R+\left(R+\frac{1}{j\,C\,\omega}\right)\frac{1}{j\,C\,\omega}}$$

$$= \frac{R}{R\,(j\,R\,C\,\omega+2)+R+\frac{1}{j\,C\,\omega}} = \frac{1}{3+j\,\left(R\,C\,\omega-\frac{1}{R\,C\,\omega}\right)}$$

Soit en fréquence :

$$\underline{H}(j\,f) = \frac{\frac{1}{3}}{1+j\,\frac{1}{3}\left(2\,\pi\,R\,C\,f-\frac{1}{2\,\pi\,R\,C\,f}\right)}$$

C'est bien la fonction de transfert d'un filtre passe-bande de la forme :

$$\boxed{\underline{H}(j\,f) = \frac{H_0}{1+j\,Q\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)}}$$

Où :

$$\boxed{Q = \frac{1}{3},\qquad f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C},\quad H_0 = \frac{1}{3}}$$

Rappelons ce que représentent les différentes grandeurs : Q est le facteur de qualité, il traduit la finesse de la bande passante comme nous allons le redémontrer. H_0 est la valeur maximale du module de la fonction de transfert et elle est obtenue pour la fréquence f_0.

Le module de $\underline{H}(j\,f)$ est :

$$\left|\underline{H}(j\,f)\right| = \frac{H_0}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)^2}}$$

Les fréquences de coupure à 3 dB sont obtenues en résolvant :

$$\frac{H_0}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)^2}} = \frac{H_0}{\sqrt{2}}$$

Ce qui donne :

$$Q\,\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right) = 1 \quad ou \quad Q\,\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right) = -1$$

$$f^2-\frac{f_0}{Q}\,f-{f_0}^2 = 0 \quad ou \qquad f^2+\frac{f_0}{Q}\,f-{f_0}^2 = 0$$

Sachant que les fréquences cherchée sont positives et que les deux équations du second degré ont le même discriminant Δ on a :

$$f_{max} = \frac{\frac{f_0}{Q} + \sqrt{\Delta}}{2}, \qquad f_{min} = \frac{-\frac{f_0}{Q} + \sqrt{\Delta}}{2}$$

La largeur de bande à -3dB est donc :

$$\boxed{\Delta f = f_{max} - f_{min} = \frac{f_0}{Q}}$$

Ce qui confirme que plus Q est grand, plus la largeur de bande est petite.

Mais ici, il ne s'agit pas de filtrer les fréquences situées dans une bande mais plutôt d'obtenir une amplification du signal qui dépende en module de la fréquence et ce de façon sensible.

Ainsi, en sortie du filtre passe-bande, le signal devient :

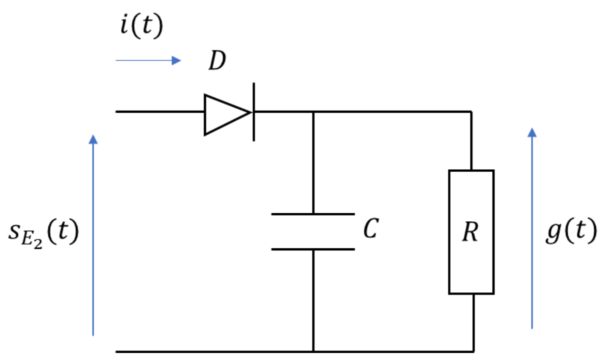
$$\boxed{s_{E_2}(t) = |\underline{H}(j\, f_2)|\, cos(2\, \pi\, f_2\, t + \varphi_2)}$$

f_2 étant la fréquence de l'oscillateur lié à l'antenne de volume.

Reste à générer une tension continue de valeur proportionnelle à l'amplitude de ce signal en utulisant un montage détecteur de crête.

VII Le montage détecteur de crête

Il est constitué d'une diode D mise en série avec un condensateur de capacité C et un résistor de résistance R supposée très grande.



La tension aux bornes de la diode est :

$$u(t) = s_{E_2}(t) - g(t)$$

La diode se comporte comme un interrupteur laissant passer le courant lorsque $u(t) \geq 0$ et ne le laissant pas passer lorsque $u(t) < 0$.

On choisit l'origine des temps de telle sorte que le signal d'entrée, qui est le signal de sortie du filtre passe-bande, ait la forme :

$$s_{E_2}(t) = S_{max}\, \sin(2\, \pi\, f' t), \quad S_{max} > 0, f' > 0$$

et on suppose que ce signal est appliqué à partir de cet instant origine. Le condensateur est donc alors déchargé et la diode passante. On en déduit pour le signal de gain $g(t)$ obtenu en sortie :

$$g(t) = s_{E_2}(t)$$

Cette situation perdure jusqu'à ce que $s_{E_2}(t)$ atteigne sa valeur maximale S_{max} donc à l'instant :

$$t_1 = \frac{T'}{4} = \frac{1}{4\,f'}$$

Dans la phase qui suit, la diode est bloquée et le condensateur se décharge. On a alors une équation de décharge classique :

$$g(t) = -R\,C\,\frac{dg}{dt}$$

qui se résout, en faisant intervenir la constante de temps $\tau = R\,C$ en :

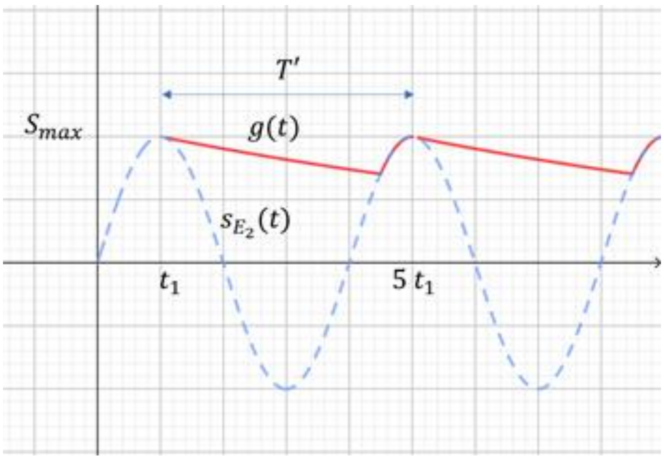
$$g(t) = S_{max}\,e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}$$

Puis la diode redevient passante lorsque :

$$S_{max}\,\sin(2\,\pi\,f' t) \geq S_{max}\,e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}$$

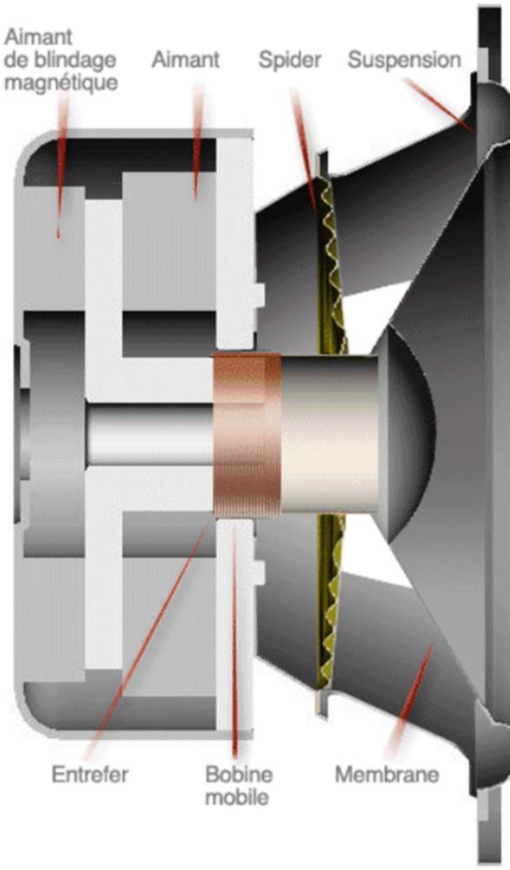
et ce, jusqu'à ce que $s_{E_2}(t)$ atteigne à nouveau la valeur S_{max}. Puis le processus se répète de façon périodique avec la période T'.

Sur le graphique, nous avons représenté à la fois $s_{E_2}(t)$ et $g(t)$ en faisant apparaitre une période du signal $g(t)$ entre les instants t_1 et $t_1 + T' = 5\,t_1$.



La forte valeur de la constante de temps, R étant choisie telle que $R\,C \gg T'$ fait que le signal $g(t)$ est quasiment continu de valeur S_{max}.

VIII Le haut-parleur



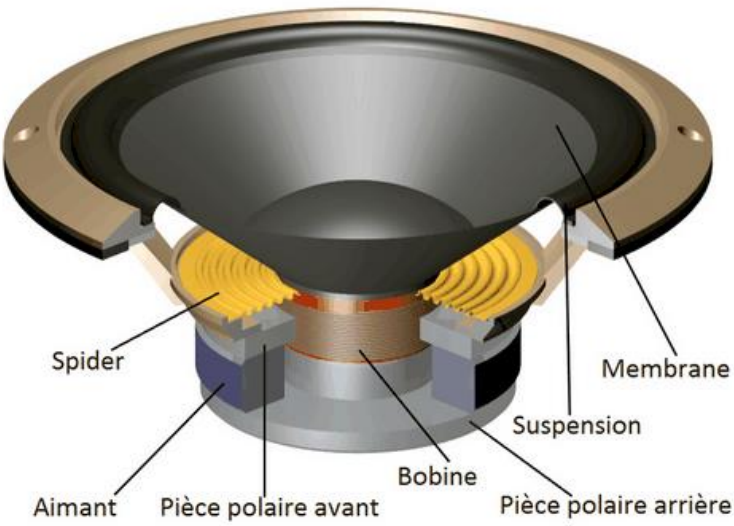
Afin de bien comprendre comment fonctionne un haut-parleur, voici une animation qui explique simplement le principe du haut-parleur électro dynamique utilisé dans nos enceintes acoustiques.

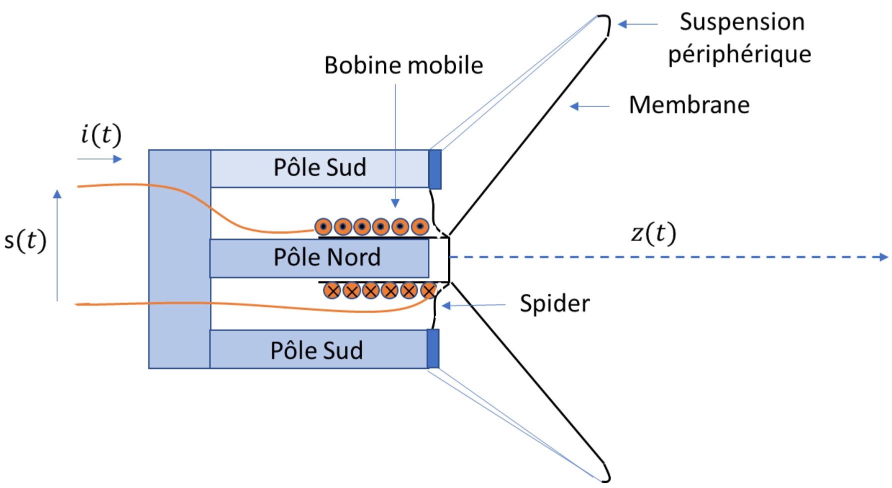
Le son que nous entendons est produit par le déplacement d'une membrane conique qui fait vibrer l'air, ce qui entraine la vibration de nos tympans.

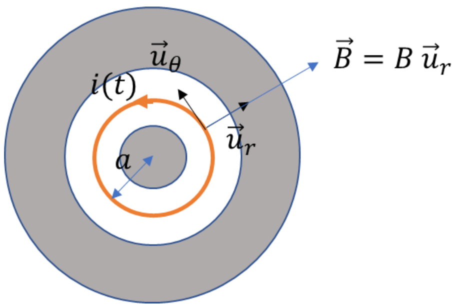
Pour mettre l'air en mouvement, le haut-parleur utilise une membrane en carton. A l'arrière de cette membrane est collée une bobine mobile.
La membrane est maintenue parfaitement en place par deux éléments souples :
- La suspension à l'avant de la membrane
- Le spider à l'arrière de la membrane.
L'ensemble de ces pièces en mouvement s'appelle "l'équipage mobile"
La bobine mobile se déplace d'avant en arrière dans un espace très étroit nommé l'entrefer sans jamais le toucher. L'entrefer est cet espace qui délimite les deux pôles de l'aimant.
Dans l'entrefer l'espace n'est que de quelques dixiemes de millimètre. L'espace est étroit mais la bobine ne frotte pas, s'il n'y a pas frottement, il n'y a pas usure.
Si le haut-parleur est utilisé dans ses limites, la bobine mobile dure indéfiniment.

Un haut-parleur utilisé correctement a une durée de vie illimitée.

Les deux seules pièces qui peuvent s'user sont la suspension et le spider.
Le spider est construit dans une matière extremement résistante, il est très rare qu'il faille le changer. il ne reste que la suspension qui a une durée de vie moyenne de quinze ans. Au bout de quinze ans on peut changer la suspension pour avoir à nouveau quinze ans supplémentaires et ainsi de suite.
En utilisation normale, la suspension est la seule pièce qui s'use sur un haut-parleur.







1) Forces agissant sur la bobine et la membrane

Considérons le système formé par la bobine plate pouvant coulisser autour d'une partie cylindrique (pôle Nord) et la membrane et commençons par analyser les forces extérieures agissant sur ce système

a) Force de Laplace s'exerçant sur les spires de la bobines

La bobine de rayon a étant parcourue par un courant d'intensité $i(t)$, une portion dl de conducteur est soumise à une force de Laplace :

$$d\vec{F}_L = i(t)dl\,\vec{u}_\theta \wedge B\,\vec{u}_r = -\,i(t)\,B\,dl\,\vec{u}_z$$

Une spire est donc soumise à la force de Laplace :

$$\vec{F}_{L\,spire} = -2\,\pi\;\,i(t)\,a\,B\,dl\,\vec{u}_z$$

Et l'ensemble des N spires, à la force :

$$\boxed{\vec{F}_L = N\,\vec{F}_{L\,spire} = -2\,\pi\;\,i(t)\,N\,a\,B\,\vec{u}_z}$$

b) Force de rappel

Le spider agit comme un ressort de rappel de raideur k et exerce donc sur le système une force de rappel de la forme :

$$\boxed{\vec{F}_{rappel} = -k\, z(t)\, \vec{u}_z}$$

c) Force de frottement de l'air

On considère que l'air exerce une force de frottement visqueux de la forme :

$$\boxed{\vec{F}_{air} = -\alpha \frac{dz}{dt}\, \vec{u}_z}$$

2) Principe d'inertie

La seconde loi de Newton appliquée au système, dont le centre d'inertie a une accélération instantanée $\vec{a}_G$ s'écrit :

$$\vec{F}_L + \vec{F}_{rappel} + \vec{F}_{air} = m\, \vec{a}_G$$

Soit :

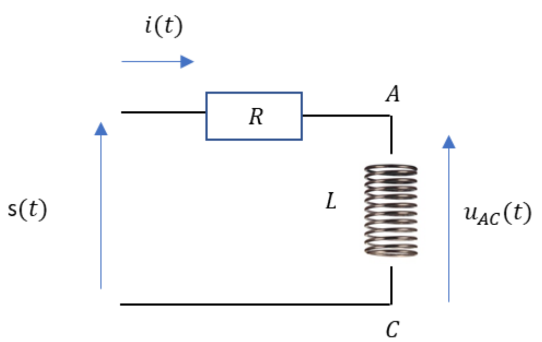
$$m \frac{d^2z}{dt^2}\, \vec{u}_z = -2\,\pi\; i(t)\, N\, a\, B\, \vec{u}_z - \alpha \frac{dz}{dt}\, \vec{u}_z - k\, z(t)\, \vec{u}_z$$

Soit, après normalisation :

$$\boxed{\frac{d^2z}{dt^2} + \frac{\alpha}{m}\frac{dz}{dt} + \frac{k}{m} z = -\frac{2\,\pi\, N\, a\, B}{m}\; i(t)}$$

3) Circuit électrique alimentant la bobine

La bobine est alimentée par un courant $i(t)$ généré par le signal de tension $s(t)$ sortant du boitier électronique du thérémine. En notant R la résistance du circuit associé, le schéma du circuit est le suivant :



On en déduit, en appliquant la loi d'additivité des tensions :

$$s(t) = R\, i(t) + u_{AC}(t)$$

et pour la bobine idéale, en désignant par $e_{AC}(t)$ la force électromotrice instantanée entre les points A et C :

$$u_{AC}(t) = -e_{AC}(t)$$

Or $e_{AC}(t)$ est composée de deux termes. Le premier est une force électromotrice d'auto-induction :

$$e_{AC1}(t) = -L\ \frac{di}{dt}$$

Le second est la force contre-électromotrice associée à la force de Lorentz :

$$e_{AC2}(t) = \int_A^C \vec{E}_m \cdot d\vec{l}$$

où :

$$\vec{E}_m = \frac{dz}{dt}\ \vec{u}_z \wedge B\ \vec{u}_r = B\ \frac{dz}{dt}\ \vec{u}_\theta$$

Ainsi :

$$\boxed{e_{AC2}(t) = 2\ \pi\ N\ a\ B\ \frac{dz}{dt}}$$

Remarque : On peut retrouver cette formule en écrivant que la puissance électrique associée à cette force contre-électromotrice est égale à la puissance mécanique, soit :

$$-e_{AC2}(t)\ i(t) = \vec{F}_L \cdot \frac{dz}{dt}\ \vec{u}_z$$

L'intensité $i(t)$ et le déplacement $z(t)$ sont donc liés par l'équation différentielle :

$$\boxed{s(t) = R\ i(t) + L\ \frac{di}{dt} - 2\ \pi\ N\ a\ B\ \frac{dz}{dt}}$$

4) Fonction de transfert électro-mécanique

On s'intéresse à la fonction de transfert entre tension excitatrice $s(t)$ et vitesse $v(t) = \frac{dz}{dt}$

On se place dans le cas où la tension excitatrice $s(t)$ est sinusoïdale de fréquence f et de pulsation $\omega = 2\pi\ f$. Les grandeurs $i(t)$, $z(t)$ et $v(t)$ sont alors sinusoïdales de même fréquence. Elles obéissent en outre au système différentiel :

$$\begin{cases} \dfrac{d^2 z}{dt^2} + \dfrac{\alpha}{m}\ \dfrac{dz}{dt} + \dfrac{k}{m}\ z = -\dfrac{2\ \pi\ N\ a\ B}{m}\ \ i(t) \\ s(t) = R\ i(t) + L\ \dfrac{di}{dt} - 2\ \pi\ N\ a\ B\ \dfrac{dz}{dt} \\ v(t) = \dfrac{dz}{dt} \end{cases}$$

En passant aux grandeurs complexes, ce système devient :

$$\begin{cases} -\omega^2\, \underline{Z} + j\, \dfrac{\alpha}{m}\omega\, \underline{Z} + \dfrac{k}{m}\, \underline{Z} = -\dfrac{2\,\pi\, N\, a\, B}{m}\, \underline{I} \\ \underline{S} = R\, \underline{I} + j\, L\, \omega\, \underline{I} - 2\,\pi\, N\, a\, B\, \omega\, j\, \underline{Z} \\ \underline{V} = j\, \omega\, \underline{Z} \end{cases}$$

En posant $A = 2\,\pi\, N\, a\, B$ la première donne :

$$\underline{I} = \frac{m\,\omega^2 - j\,\alpha\,\omega - k}{A}\, \underline{Z}$$

qui, reportée dans la seconde, donne :

$$\underline{S} = \left((R + j\, L\,\omega)\, \frac{m\,\omega^2 - j\,\alpha\,\omega - k}{A} - A\,\omega\, j \right) \underline{Z}$$

Soit :

$$\underline{S} = \left(\frac{m\, R\,\omega^2 - j\,\alpha\, R\,\omega - k\, R + j\, L\, m\,\omega^3 + L\,\alpha\,\omega^2 - j\, k\, L\,\omega - \ A^2\,\omega\, j}{A} \right) \frac{1}{j\,\omega} \underline{V}$$

$$\underline{S} = \left(\frac{-j\, m\, R\,\omega - \ \alpha\, R + j\, \dfrac{k\, R}{\omega} + \ L\, m\,\omega^2 - j\, L\,\alpha\,\omega - \ k\, L\ - \ A^2}{A} \right) \underline{V}$$

Donc :

$$\boxed{\frac{\underline{V}}{\underline{S}} = \frac{-A}{A^2 + R\left(\left(j\ - \dfrac{L\,\omega}{R} \right) m\,\omega + \alpha\, \left(1 + j\, \dfrac{L\,\omega}{R} \right) + \dfrac{k}{\omega}\, \left(-j + \dfrac{L\,\omega}{R} \right) \right)}}$$

La fonction de transfert n’est pas très simple à analyser mais si on admet $L\,\omega \ll R$ alors elle devient :

$$\frac{\underline{V}}{\underline{S}} = \frac{-A}{A^2 + R\left(j\, m\,\omega + \alpha - j\, \dfrac{k}{\omega} \right)}$$

Soit :

$$\frac{\underline{V}}{\underline{S}} = \frac{-A}{A^2 + R\,\alpha + j\, R\left(2\,\pi\, m\, f\ - \dfrac{k}{2\,\pi\, f} \right)}$$

La fonction de transfert électromécanique est donc de la forme :

$$\boxed{\underline{H}(j\, f) = \frac{H_0}{1 + j\, Q\left(\dfrac{f}{f_0} - \dfrac{f_0}{f} \right)}}$$

Où :

$$H_0 = \frac{-A}{A^2 + R\,\alpha}$$

$$Q = \frac{R}{A^2 + R\,\alpha}$$

$$f_0 = 2\,\pi\,\sqrt{\frac{k}{m}}$$

Le convertisseur électromécanique joue donc le rôle de filtre passe-bande de fréquence centrale f_0 et de largeur de bande à -3dB :

$$\boxed{\Delta f = \frac{f_0}{Q}}$$

Afin de créer une enceinte de qualité (dite HIFI pour haute-fidélité), il convient donc d'employer plusieurs hauts parleurs, généralement trois, un de grand diamètre pour les basses, ayant une bande passante dans les graves, un de diamètre moyen ayant une bande passante dans les médium et un de petit diamètre ayant une bande passante dans les aigus, de telle sorte à reproduire un spectre sonore analogue au spectre du signal électrique l'ayant généré, ce que l'on qualifie de fidélité.