

De la puce à l'oreille

- Jean-Claude BODOT -

- La chaîne électro acoustique - 1° Chapitre

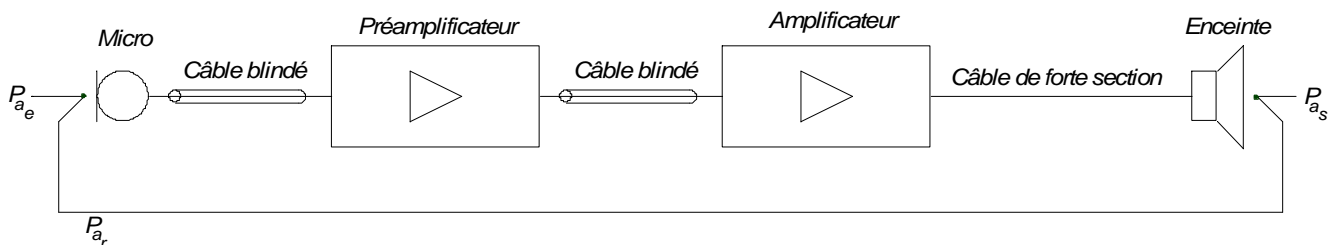
La chaîne de renforcement sonore la plus simple comporte :

- Un microphone, et son câble de liaison au préamplificateur
- Le pied de micro. Souvent oublié, Il est un élément de couplage mécanique néfaste, s'il est mal utilisé ou défectueux.
- Un préamplificateur équipé d'un correcteur de timbres, et son câble de liaison à l'amplificateur
- Un amplificateur, et son câble de liaison à l'enceinte acoustique
- Une enceinte acoustique.
- Un espace aérien, qui dilue les messages sonores vers l'auditoire mais, qui est aussi l'élément de couplage acoustique entre l'enceinte et le microphone.

Quelle que soit le système installé, il comprendra au moins cet ensemble d'éléments.

Il a toutes les caractéristiques d'un système positivement bouclé.

Ce schéma illustre une chaîne rudimentaire de renforcement sonore, en montrant le couplage acoustique existant entre l'enceinte acoustique et le microphone.



P_{ae} est la pression acoustique appliquée au micro,

P_{ar} est la pression acoustique de réaction, elle est une fraction de la pression acoustique P_{as} délivrée par l'enceinte acoustique.

Le fonctionnement de chacun de ces éléments de base, peut toujours être ramené à un schéma simple, comportant un étage d'amplification ou d'affaiblissement, suivi d'une fonction de transfert (transmittance).

Seule la modélisation de chacun d'eux permettra d'y déterminer le transfert effectué.

Dans ce qui suit, nous considérerons que tous les éléments sont en parfaite concordance de phase,

◆ Le microphone

Quelle que soit son type, un microphone est un transducteur acoustico-mécano-électrique.

La pression acoustique instantanée, appliquée au micro est le rapport de la force mécanique instantanée F appliquée à la membrane de surface S . Cette force y engendre un déplacement axial de la membrane. Un capteur, solidaire de cette dernière traduit le mouvement en tension électrique. C'est le type de capteur qui définit le type du microphone.

Il existe de nombreux types de microphones. Les micro électrostatique, électrodynamique, à réluctance et piézoélectrique sont les plus utilisés.

Chacun des types, en fonction de la technologie adoptée, à des sous type :

- Le micro à électret est un micro électrostatique,
- le micro à ruban un micro électrodynamique.

Le micro à réluctance est utilisé sur les instruments électriques. La guitare et la basse électrique en sont friandes.

Les micros piézoélectriques sont principalement utilisés sur les instruments électroacoustiques.

◆ Le capteur ou convertisseur mécano électrique

Dans un micro électrostatique,

- La membrane, est l'une des armatures d'un condensateur C . Elle est tendue de telle manière qu'elle ne fripe en aucune circonstance et puisse continuer à vibrer. Un réglage délicat effectué lors de son étalonnage.

Elle est parallèle et distante de x de l'autre armature, considérée fixe, du condensateur.

Le matériau situé entre les deux armatures, l'air dans notre cas, s'appelle le diélectrique.

Si S est la surface des deux armatures en regard on peut écrire que la capacitance de ce condensateur est:

$$C = k.S / x$$

(CEA-1)

k étant caractéristique du diélectrique. $k = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$, avec $\epsilon_0 = 10^{-9} / 36 \cdot \pi$, (CEA-2)

la permittivité de l'air par rapport au vide et ϵ_r la permittivité du matériau par rapport à l'air qui dans notre cas est obligatoirement $\epsilon_r = 1$.

La pression acoustique P_a appliquée à la surface S_m de la membrane exerce sur cette dernière une force $F = P_a \cdot S_m$ (CEA-3)

qui modifie, la valeur de x. Ce qui a pour effet de modifier la valeur de C.

Par dérivation de C par rapport à x on peut évaluer l'ampleur des variations dC de C. soit $dC = -k \cdot S \cdot dx/x^2 = -C \cdot dx/x$. (CEA-4)

En divisant les deux termes par C on obtient $dC/C = -dx/x \Leftrightarrow dC/dx = -C/x$ (CEA-5)

Par construction C et x sont constants, leur rapport C/x est constant et ce fait $dC/dx = -C/x$. (CEA-6)

Ce condensateur est relié à un générateur de tension continue U (Il existe d'autres techniques) qui à travers une résistance R de très grande valeur (100 MΩ) lui permet d'accumuler une quantité d'électricité $Q = C \cdot U$.

A une variation dC de C correspond donc une variation de tension $dU = -U \cdot dC/C$ aux bornes de C (CEA-7)

Que l'on peut écrire $dU/U = -dC/C$ qui permet de constater que $dU/U = dx/x$ (CEA-8)

Qui montre que les variations de tension présentent en sortie :

$$dU = U \cdot dx/x \Leftrightarrow dU = (U/x) \cdot dx \Rightarrow dU = \mathcal{F}_m \cdot dx \quad (\text{CEA-9})$$

- sont proportionnelle à U,
- proportionnelles aux variations de déplacement et
- inversement proportionnelles à x.
- $\mathcal{F}_m = (U/x)$ est un des facteurs de conversion du micro.

Il apparaît que pour avoir \mathcal{F}_m le plus important possible U doit être grand et x petit.

Cette dernière remarque permet, entre autre, de comprendre la raison de la présence, d'une alimentation interne de 300 volts dans de nombreux micros électrostatiques.

La capacitance de ce type de micro étant très faible quelques dizaines de pF (pico Farad) son impédance : $1/C \omega$, ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$) est très élevée pour l'ensemble des fréquences f du spectre audio. La modulation qui en est issue est intransportable sans adaptation d'impédance. Ce qui motive la présence d'un préamplificateur, adaptateur d'impédance, logé dans le corps du micro.

D'autres technologies existent. Elles ont été développées afin d'éviter l'alimentation haute tension. Ainsi la capacité du micro peut être incluse dans le circuit d'un oscillateur à haute fréquence. Ses variations de capacité engendrent des variations de la fréquence d'oscillation. Discriminées, puis filtrées, comme dans un récepteur FM, le signal audio résultant est à l'image des variations de pression sur la membrane du micro.

Dans un micro électrodynamique

La membrane est solidaire d'une bobine électrique, placée dans l'entrefer d'un aimant. Cette bobine, mobile, baigne dans le champ magnétique constant de l'aimant, sans frottement.

A un champ magnétique H correspond une induction $B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$. dans laquelle (CEA-10)

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ est la perméabilité du vide} \quad (\text{CEA-11})$$

et μ_r est la perméabilité relative du matériau qui canalise le champ magnétique

A cette induction interceptée par une surface S, correspond un flux magnétique $\Phi = B \cdot S$ (CEA-12)

Toute variation dans le temps de ce flux, engendre dans chacune des n spires de la bobine une force électromotrice (f.e.m)

$$e_0 = -d\Phi/dt \quad (\text{CEA-13})$$

pour le bobinage complet $e = n \cdot e_0 = -n \cdot d\Phi/dt$ (CEA-14)

Or la surface qui coupe le champ est le produit de sa circonférence $\pi \cdot D$ par le déplacement x. D est le diamètre de la bobine. $S = \pi \cdot D \cdot x$ (CEA-15)

A une variation dx du mouvement x correspond une variation de surface $dS = \pi \cdot D \cdot dx$. (CEA-16)

Qui engendre une variation de flux $d\Phi = B \cdot dS = B \cdot \pi \cdot D \cdot dx$ (CEA-17)

Rapporté au temps $d\Phi/dt = B \cdot dS/dt = B \cdot \pi \cdot D \cdot dx/dt$ (CEA-18)

Qui conduit à $e = -B \cdot n \cdot \pi \cdot D \cdot dx/dt$

Or, l'étude de la cinématique nous apprend que la vitesse, v, est la dérivée du déplacement x par rapport au temps t.

$$v = dx/dt \quad (\text{CEA-19})$$

Le produit constituant la circonférence $\pi \cdot D$ de la bobine multiplié par n le nombre de spires du bobinage représente la longueur ℓ du fil bobiné.

Les mouvements de la membrane engendre aux bornes de la bobine une f.e.m, qui dépend de

- de l'induction dans l'entrefer de l'aimant supposé constant,
- la longueur du fil bobiné également constant,
- de la vitesse instantanée du mouvement.

$$e = -B \cdot \ell \cdot v \quad (\text{CEA-20})$$

Un tel système est un transducteur de vitesse.

Dans un micro à réluctance

Un aimant, crée un champ magnétique environnant. Une bobine, entourant l'aimant, intercepte les variations du flux magnétique générés par le mouvement des cordes de l'instrument. Le mouvement de la corde, ferromagnétique, (capable d'engendrer une canalisation magnétique), se mouvant dans un milieu paramagnétique (incapable de canaliser une induction), modifie l'induction environnante.

Si S est simultanément la surface de l'aimant, et de la bobine, la variation de flux est $d\Phi = S \cdot dB$. (CEA-21)

Si la corde est placée dans un champ magnétique homogène autrement dit si sa distance x à l'aimant est suffisamment faible alors
$$dB/B = dx/x \Leftrightarrow dB = B \cdot dx/x \Leftrightarrow dB = B \cdot dx/x$$
 (CEA-22)

auquel correspond une variation de flux
$$d\Phi = S \cdot B \cdot dx/x$$
 (CEA-23)

Les analogies d'Opkinson indiquent que,

- la réluctance \mathcal{R} d'un circuit magnétique est analogue à la résistance d'un circuit électrique,
- le flux Φ analogue à une intensité de courant.

Faire varier un flux dans un circuit magnétique revient à faire varier la réluctance du circuit.

D'où la dénomination du type de micro exploitant cette propriété.

Son invention est due à Alexander Graham Bell et remonte à 1876

En évaluant la variation de flux par rapport au temps $d\Phi/dt = (S \cdot B/x) \cdot dx/dt = (S \cdot B/x) \cdot v$ (CEA-24)

Or toute variation $d\Phi$ du flux Φ dans le temps, engendre, dans la bobine, une f.e.m ,

$$e = -n \cdot d\Phi/dt = -n \cdot (S \cdot B/x) \cdot v$$
 (CEA-25)

n étant le nombre de spires du bobinage .

Le terme $n \cdot S \cdot B/x$ est déterminant, il définit la sensibilité du micro.

Tout comme le microphone électrodynamique, le micro à réluctance est un transducteur de vitesse.

La bobine de diamètre D , solidaire de l'aimant, a une surface $S = \pi \cdot D^2/4$ (CEA-26)

Qui fait, par substitution, fait écrire
$$e = - B \cdot n \cdot \pi \cdot D \cdot (D/4 \cdot x) \cdot v$$
 (CEA-27)

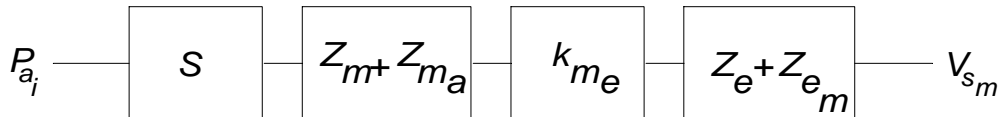
Comme pour le micro électrodynamique $\ell = n \cdot \pi \cdot D$, est la longueur du fil constituant le bobinage. (CEA-28)

La force électromotrice délivrée par le micro devient
$$e = - B \cdot \ell \cdot v \cdot (D/4 \cdot x)$$
 (CEA-29)

Qui permet de déterminer son facteur d'efficacité $B \cdot \ell \cdot D/4 \cdot x$ (CEA-30).

Ce type de micro est, également, un transducteur de vitesse.

Sans rentrer plus dans le détail, quel que soit son type, chaque microphone est doté d'un réseau acoustique, d'un convertisseur acoustico mécanique (la surface S de capture) , d'un réseau mécanique, suivi d'un convertisseur mécano électrique , et enfin d'un réseau électrique. Cette longue phrase est condensée dans le schéma suivant.



Dans lequel :

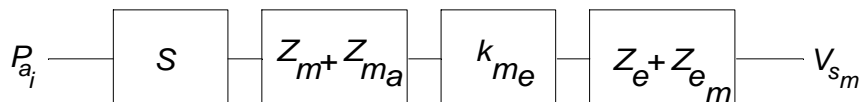
P_{ai} est la somme vectorielle de P_{ae} et P_{ar} du précédent schéma. Il est considéré comme le générateur de pression du montage.

Z_a , Z_m , Z_e sont respectivement les impédances acoustique, mécanique et électrique du micro.

S , la surface de la membrane, ramenée à l'unité de surface ($S/1m^2$) devient le coefficient de conversion acoustico mécanique du micro. On peut l'apparenter à un transformateur dont le rapport de transformation est S . (Sous entendu $S(m^2)/1(m^2)$). Dans la pratique, il est faible.

Par transformation l'image de Z_a dans le circuit mécanique est $Z_{ma} = Z_a \cdot S^2$. (CEA-31)

Le circuit est réduit conformément au schéma suivant.



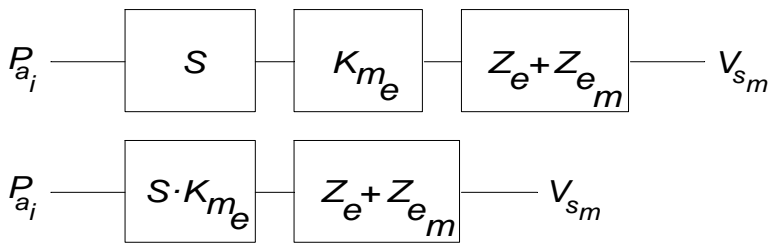
K_{me} est le coefficient de conversion mécano électrique. L'analyse des différents capteurs montre qu'il effectue une gyration des réseaux qui l'entoure. En d'autre termes, si une impédance Z est présente à son entrée, elle sera vue à la sortie comme son inverse (admittance) . Il en est de même de la sortie vers l'entrée.

Dans notre cas ,cela signifie que l'impédance du réseau mécanique sera vue comme une impédance inverse de la somme de toutes les impédances mécanique et multiplié par le carré du facteur de conversion.

$$Z_{em} = K_{me}^2 / (Z_m + Z_{ma})$$
 (CEA-32)

De ce fait le facteur de conversion a la dimension d'une résistance (ohm= ohm²/ohm)

Le schéma suivant illustre cet effet.



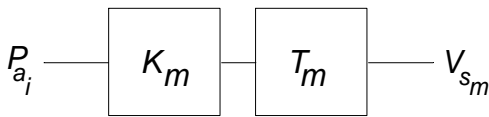
Remarque : Ces schémas interprètent la fem à la sortie de la capsule du micro.

Son impédance de sortie peut être complexe, et la tension à sa sortie est donc sensible aux valeurs et nature de sa charge (sans oublier son câble de liaison). Les micros électrodynamiques et à réluctance obéissent à cette remarque. Dans un micro électrostatique, le constructeur intègre un préamplificateur, un adaptateur

d'impédance, et si nécessaire un réseau correcteur capable de préserver la linéarité du micro.

En conséquence, ce schéma doit être paramétré cas par cas et comme cela sera le cas pour chaque élément de la chaîne.

• **Modèle simplifié**



Il ne traduit pas le facteur de directivité du micro. Il n'est valable que si la source sonore est située dans son axe directeur. Cet axe est perpendiculaire, au plan d'une membrane circulaire ou au pôle d'une membrane hémisphérique.

• **modèle complet**

La directivité d'un microphone caractérise sa sensibilité, en fonction de son angle d'orientation vers la source sonore. Elle est définie en prenant pour référence la sensibilité dans l'axe directeur.

Ecartée de l'axe directeur d'un angle θ , à distance constante et pour tous les θ , le facteur de directivité du 1^o ordre d'un micro, est donnée par la fonction polaire

$$\mathcal{D}_1 = a + b \cos(\theta) \quad (\text{CEA-33})$$

Dans laquelle :

$$a + b = 1. \quad (\text{CEA-34})$$

Ainsi, pour :

$b=0 \Leftrightarrow a=1$ Si le micro a une directivité $\mathcal{D}_1 = 1$, le micro n'est pas directif, il est dit omnidirectionnel.

$a=0 \Leftrightarrow b=1$ Le micro a pour équation polaire : $\mathcal{D}_1 = \cos(\theta)$, Il privilégie la prise de son dans la direction de son axe directeur, et dans les deux sens. Il est directif, et dit bi directionnel.

$a=0,5 \Leftrightarrow b=0,5$, Le micro a pour équation polaire : $\mathcal{D}_1 = 0,5 + 0,5 \cdot \cos(\theta) = 0,5 (1 + \cos(\theta))$, (CEA-35)

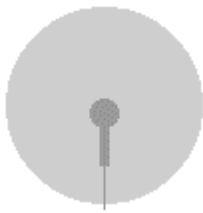
Sa directivité est dite cardioïde, du nom de la courbe polaire, en forme de cœur qu'engendre son équation. Cette fois, il privilégie la prise de son dans la direction et le sens directeurs du micro. Dans le sens opposé il offre un affaiblissement infini, que l'on nomme zéro de transmission par analogie avec les filtres.

$a = 0,25 \Leftrightarrow b = 0,75$, La directivité est : $\mathcal{D}_1 = 0,25 + 0,75 \cdot \cos(\theta) = 0,25 (1 + 3 \cos(\theta))$, (CEA-36)
qui correspond à une directivité super cardioïde.

$a = 0,37 \Leftrightarrow b = 0,63$, La directivité est : $\mathcal{D}_1 = 0,37 + 0,63 \cdot \cos(\theta)$ (CEA-37)
qui correspond à une directivité hyper cardioïde.

Les quatre figures suivantes montrent les directivités principales du 1^o ordre.

Omnidirectionnel



Bidirectionnel



Cardioïde



Hypercardioïde



Le micro cardioïde est sans aucun doute le plus utilisé en sonorisation. Pour le fort affaiblissement théorique à son arrière. Pour une grande majorité de micros cette directivité n'est réelle que dans une zone de fréquences réduites (autour de 500Hz environ).

A la vue des courbes de directivité données par les constructeurs,

- à 125Hz la directivité d'un micro tend vers l'omnidirectionnel, et,
- à 4kHz elle tend vers l'hyper cardioïde.

Ce qui signifie que les coefficients a et b varient en fonction de la fréquence.

Dans l'absolu, la directivité d'un micro dit cardioïde, est omnidirectionnelle dans les très basses fréquences et bidirectionnelle aux fréquences très hautes.

Autrement dit pendant que le coefficient a décroît de 1 pour tendre vers 0, b le complément à 1 de a progresse de 0 pour tendre vers 1.

Bien évidemment vers 500Hz, $a=b=0,5$

Pour ma part, j'ai adopté la formule approchée suivante :

$$a = 1/(1 + f/f_0) \text{ qui implique } b = a \cdot (f/f_0) \quad (\text{CEA-38})$$

En posant

$$X=f/f_0 \quad (\text{CEA-39})$$

La directivité d'un micro cardioïde peut s'écrire $\mathcal{D}_l = (1 + X \cdot \cos(\theta)) / (1+X)$ (CEA-40)

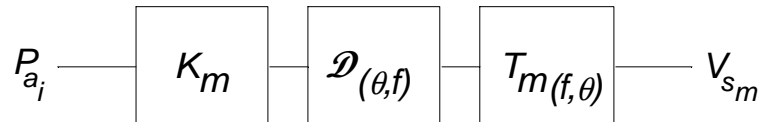
Et dans laquelle f_0 est la fréquence à laquelle la directivité cardioïde est parfaitement réalisée soit généralement 500Hz.

De surcroît, la courbe de réponse d'un micro directionnel, varie en fonction de son orientation vers la source sonore.

A travers ces remarques trouver un modèle simple, quel que soit le type de micro, est difficile.

Le seul moyen, réside à paramétrer la transmittance, en fonction de la fréquence, et de son angle d'orientation à la source sonore, et, lui adjoindre un facteur de directivité, fonction de l'angle d'orientation, et de la fréquence.

Le schéma suivant répond à cette attente.

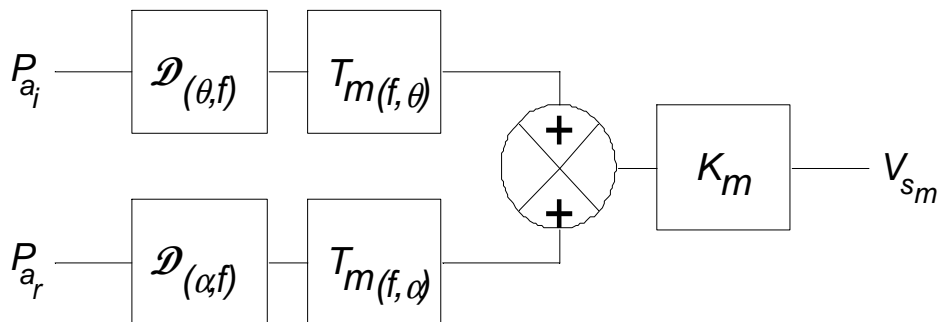


Remarque dans un système bouclé, le champ de pressions issue de l'enceinte est rarement appliqué dans l'axe directeur du microphone,

Si, l'on peut considérer le facteur k_m constant, il n'en est pas de même pour le facteur de directivité, et sa transmittance.

En conservant P_{ai} comme pression acoustique incidente, vue sous l'angle θ du microphone; le schéma suivant traduit le comportement du micro soumis à une pression additionnelle P_{ar} , appliquée sous un angle α .

Il va de soit que le nombre de circuits additionnels est celui des boucles de réactions constatées.



◆ Le Préamplificateur et son correcteur

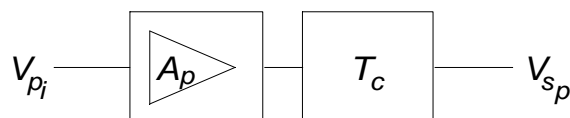
Il est constitué d'un préamplificateur dont le gain A_p est ajustable.

Il a pour rôle premier, d'amener le niveau moyen de la modulation issue du microphone à un niveau de référence propre à la chaîne de préamplification. En général ce niveau de référence est choisi en fonction de la dynamique désirée et du rapport signal bruit global de la chaîne. Quel que soit son gain, sa courbe de réponse doit être linéaire.

Du soin apporté à sa conception dépend souvent la qualité de restitution de la chaîne complète.

Il est suivi d'un correcteur, qui, quel que soit son type, à une transmittance globale T_c .

Leur représentation simplifiée est immédiate.



Une analyse complète amène à expliciter les différentes fonctions de transfert constitutives de T_c .

◆ L'étage correcteur

Dans les montages sérieux, il est la cascade, de plusieurs étages, ayant chacun pour transmittance:

$$T_{c(x)} = (1 + \alpha \cdot A_{c(x)} \cdot T_{(x)}) / (1 + (1 - \alpha) \cdot A_{c(x)} \cdot T_{(x)}) \quad (\text{CEA-41})$$

x est le rang de l'étage.

Un étage comportant des réglages multiples n'est envisageable que si chacune de ses actions opère dans une zone du spectre audio qui n'est pas contrôlée par les autres réglages.

l'amplificateur. Les câbles, prises, éléments de dérivation nécessaires au raccordement de l'ampli doivent occasionner un minimum de pertes et être en parfait état de marche.

Le montage électronique, dit montage amplificateur dont il est doté, doit être considéré comme un modulateur d'énergie .

Il est équipé en entrée, d'un potentiomètre permettant de contrôler la tension appliquée à l'amplificateur.

Dans la mesure du gain en tension A_p , le rapport de la tension V_{ps} à sa sortie, sur la tension présente à l'entrée V_{pi} est fixe . La présence du potentiomètre agit sur le gain global de l'amplificateur.

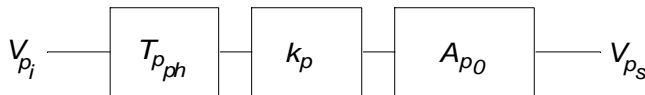
Afin qu'il ne communique ni tension, ni courant continus néfastes, l'amplificateur est souvent doté d'un filtre passe haut du premier ordre (6 dB/octave) . Appelons T_{pph} la fonction de transfert de ce filtre. Quoique infra sonore il peut, lors d'un bouclage, participer à une limitation de la bande.

Par construction, il est doté d'un filtre passe bas qui est destiné à freiner toute oscillation de l'ampli. Son action est à une fréquence ultra sonore élevée, Si cette fréquence est très élevée (50 à 100kHz), il n'y a pas lieu d'en tenir compte.

En appelant k_p le facteur d'affaiblissement du potentiomètre , A_{p0} , le gain en tension de l'amplificateur proprement dit et en intégrant T_{pph} dans le modèle, le comportement de l'amplificateur est résumé dans l'expression.

$$A_p = V_{ps} / V_{pi} = k_p \cdot A_{p0} \cdot T_{pph} \quad (\text{CEA-48})$$

Le schéma suivant résume les fonctions fondamentales d'un amplificateur de puissance



◆ Le câblage:

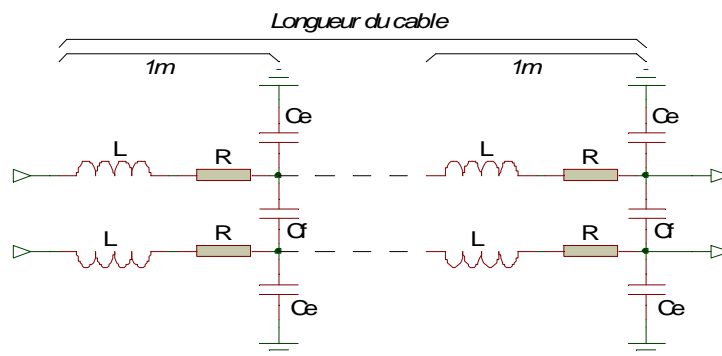
Electriquement, un câble se comporte comme une ligne de transmission.

Tout fil électrique est inductif, résistif et, capacitif vis à vis de son environnement.

Un câble bifilaire voit donc pour chacun de ses fils , une inductance en série avec une résistance et une capacitance d'environnement à laquelle il faut adjoindre une capacitance régnant entre les deux fils.

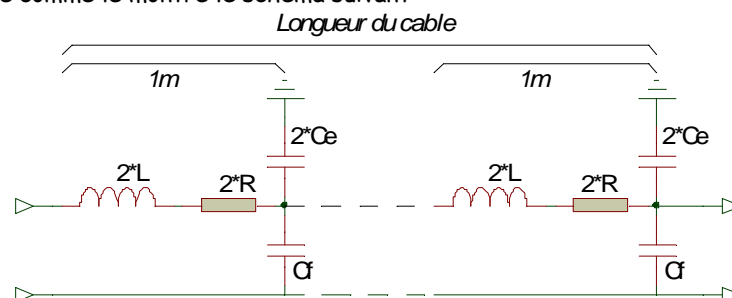
En prenant pour base de raisonnement un câble bifilaire d'une longueur d'un mètre, les deux inductances L correspondantes prennent le doux nom d'inductances linéiques. Il en va de même pour chacune des résistances R et capacitances C_f (entre les deux fils) et C_e (d'environnement) qui se voient attribuer l'adjectif « linéique ».

Le schéma suivant résume cette dernière phrase.



- L , par induction, rend le câble sensible aux variations du champ magnétique environnant.
- L'induction mutuelle entre les inductances des deux fils, n'est pas représentée, cette dernière est fonction de la distance entre les deux fils. Elle peut être la cause de l'effet microphonique du câble, par variation de cette distance occasionnée par une vibration .
- C_e, C_f , participent à la sensibilité du câble, aux variations du champ électrique environnant, et participent à l'effet microphonique par variation de l'épaisseur de leur diélectrique lorsqu'une pression est appliquée.
- R est inversement proportionnel à la section du fil.

Ce circuit peut-être simplifié comme le montre le schéma suivant



La somme des 2 capacitances $C_r = C_f + 2 \cdot C_e$, s'appelle « capacitances réparties » linéiques.

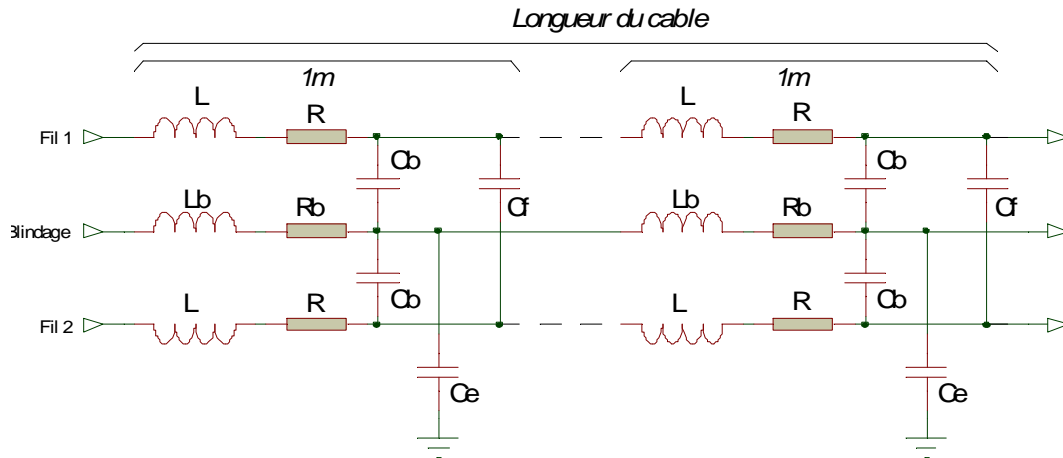
(CEA-49)

Perturbable par son environnement, ce câble bifilaire ne peut véhiculer des signaux d'amplitudes élevés.

Des variations du flux magnétique $d\phi$ environnant le fil, engendre une force électro motrice $e = -d\phi/dt$ (CEA-50) aux bornes de chacune des inductances soumise à ces variations.

Devant cet inconvénient, les techniciens ont eu l'idée de créer un écran entre le fil et les perturbations. Son efficacité l'a fait appeler « blindage ».

Le schéma d'un câble bifilaire blindé est le suivant.



Le blindage, est le premier soumis aux perturbations externes. Il est connecté à la terre (notre référence de tension terrestre) afin d'écouler les charges électriques récupérées.

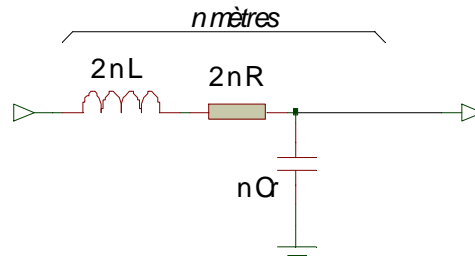
R_b est la résistance linéique du blindage. De ce qui précède elle doit être très faible.

L_b est l'inductance linéique du blindage.

C_b Les capacités existant entre le blindage et chacun des deux fils.

La composition C_f, C_b et C_e correspond à la capacité répartie du câble. A section de fil identique, elle est plus élevée que celle d'un câble bifilaire non blindé.

Sans aller plus avant dans les calculs le câble, mais en tenant compte que cette ligne n'est pas alimentée par un générateur et pas plus chargée par son impédance caractéristique (on dit aussi itérative), peut être schématisé comme suit



Le câble a pour transmittance linéique ($n=1$) celle d'un filtre passe bas du second ordre.

$$T_0 = 1 / (1 + s_0/Q_0 + s_0^2) \quad \text{(CEA-51)}$$

dans laquelle la fréquence de coupure linéique caractéristique est $f_0 = 1 / [2\pi \cdot (2L \cdot C_r)^{1/2}]$ (CEA-52)

Le coefficient de surtension de la cellule élémentaire (ramenée à 1m) est

$$Q_0 = 2L \cdot \omega_0 / 2R = L \cdot \omega_0 / R \quad \text{avec} \quad \omega_0 = 2\pi \cdot f_0 \quad \text{(CEA-53)}$$

Comme il fallait s'y attendre l'inductance, la résistance et les capacités dépendent de la longueur.

Le câble se comporte bien évidemment comme un filtre passe bas du second ordre.

Son équation caractéristique est $T_{fil} = 1 / (1 + s_{fil}/Q_{fil} + s_{fil}^2)$ (CEA-54)

Sa fréquence de coupure est donnée par la formule $f_{fil} = 1 / [2\pi \cdot n \cdot (2L \cdot (C_f + 2C_e))^{1/2}] = f_0/n$ (CEA-55)

qui montre que la fréquence de coupure f_c du câble est inversement proportionnelle à la longueur n du câble.

Plus un câble sera long et plus sa fréquence de coupure sera basse.

Le coefficient de surtension $Q_{fil} = 2nL \cdot \omega_{fil} / 2nR = L \cdot \omega_{fil} / R$. (CEA-56)

Or, $\omega_{fil} = \omega_0/n$ $Q_{fil} = L \cdot \omega_0 / (nR) = Q_0/n$ (CEA-57)

Sa valeur est inversement proportionnelle à la longueur du câble.

Exemple: Soit un câble composé de 2 fils de cuivre, de 1mm^2 , dont la valeur de l'inductance linéique est $L=50\mu\text{H}$. Sa capacité linéique répartie $C_r=100\text{pF}$.

Sa fréquence de coupure est $F_0 = 1 / 2\pi \cdot (2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-12})^{1/2} = 1,59 \cdot 10^6$ que l'on arrondi à $F_0 = 1,6 \cdot 10^6 = 1,6 \text{ MHz}$

Sa résistance électrique $R = \rho \cdot l/S$ dans laquelle $l = 1\text{m}$, ce qui implique qu'à par fil $R = \rho/S$.

Dans cette formule ρ est la résistivité du fil. Pour le cuivre $\rho = 17 \text{ m}\Omega/\text{mm}^2/\text{m}$. Or la section considérée est de 1mm^2 et sa longueur est de 1m. IL en découle que $R=17 \text{ m}\Omega$. Valeur uniquement valable en continu .

Dans la réalité ,par « effet de peau », la résistance augmente en racine de f . autrement dit la valeur de la résistance à prendre en compte est celle mesurée, à l'ohmmètre, multipliée par la racine de la fréquence considérée. Dans notre cas $R.f_0^{1/2}$. Ce phénomène est du au fait , qu'en fonction de la fréquence, les charges électriques se canalisent vers la périphérie du conducteur. Ce phénomène est d'autant plus souligné que la fréquence augmente. Pour les très hautes fréquences, la conduction n'est effective que sur la surface périphérique du conducteur, d'ou son appellation d' « effet de peau »

C'est l'une des raisons qui motive l'emploi de fils divisés , autrement dit l'emploi d'une multitude de fils fins dont le cumul des sections est égale à la section utile.

Il motive chez certains audiophiles l'emploi du fil de Litz. A l'origine employé pour la fabrication des bobinages des récepteurs radio, il est constitué d'une multitude de fils fins, chacun étant guipé de soie qui l'isole des autres. L'effet de peau motive également, que les conducteurs destinés aux hautes fréquences soient tubulaire pour les fortes puissances et, pour toutes puissances, argentés ou dorés sur leur périphérie. L'argent et l'or sont meilleurs conducteurs que le cuivre.

Le coefficient de qualité linéique devient: $Q_0 = L.\omega_0/R$. $f_0^{1/2} = L.2.\pi.f_0^{1/2}/R$

$$Q_0 = 50.10^{-6}.2.\pi.(1,6.10^6)^{1/2} / 17.10^{-3} \approx 24.$$

Ce circuit est très sélectif.

Pour une longueur n ,

$$Q_{\text{fil}} = Q_0/n^{1/2} \quad (\text{CEA-58})$$

De ce qui précède, pour une restitution complète de la bande audio un câble ayant ces caractéristique ne doit pas excéder 80m. Pour cette longueur, son coefficient de qualité $Q_{\text{fil}} = Q_0/n^{1/2} \approx 24/9 \approx 2,7$.

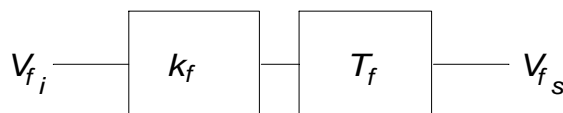
A 20KHz le câble crée une accentuation de 9,94dB. Sa largeur de bande B étant voisine de $f_{\text{fil}}/Q_{\text{fil}}$

Ces calculs ont été opérés sans tenir compte de la résistance interne du générateur qui précède le câble, ni de sa charge. Ces deux éléments feront baisser la sélectivité du câble. Reste à savoir si sa sélectivité est supérieure ou égale au critère de Butterworth ($Q=0,707$)

En résumé, si la longueur d'un câble est importante, ou, ses caractéristiques non négligeables (Section trop faible pour une enceinte par exemple) , son comportement devra être pris en compte dans le fonctionnement global du système.

Cet exemple a pour avantage de montrer que pour des longueurs raisonnables de câble, sa fréquence caractéristique peut coïncider avec un émetteur radiofréquences PO et GO. A travers la sélectivité du câble, Le signal est retransmis à l'entrée du préamplificateur. Le moindre composant non linéaire (jonction d'un transistor par exemple) crée une détection du signal HF modulé et rend audible sa modulation. Ce comportement, réaliste, motive la présence de filtres réjecteurs des radiofréquences, présents dans les circuits d'entrées de certaines consoles.

En résumé: Le câblage est un élément qu'il faut prendre en compte. Sa présence n'est pas systématiquement négligeable. Le schéma suivant résume ses effets.



Il ne faut pas oublier que son coefficient d'affaiblissement k_f et le coefficient de surtension de T_f sont dépendants de l'impédance de la source qui le précède et de l'impédance qui le charge.

◆ L'Enceinte acoustique

Le champ d'investigation sur les enceintes acoustique est encore plus vaste que celui des micros.

Le haut parleur, HP, est l'élément de base de toute enceinte acoustique. C'est un transducteur électro-mécano-acoustique. Son rôle est inverse à celui d'un micro. Il en existe de nombreux types, électrostatique, électrodynamique, piézo électrique, ionique ..

Quoique faible, le rendement d'un HP électrodynamique est souvent supérieur à celui des autres types.

Pratique d'emploi, il est le plus utilisé. Nous nous bornerons donc à ces seuls HP.

Le HP électrodynamique a 130 ans. Le premier brevet, concernant un système de reproduction équipé d'une bobine mobile a été accordé à Siemens le 10 Décembre 1877. Malgré cette ingéniosité ses applications seraient tombées dans l'oubli si en 1906 Lee de Forest n'avait pas déposé un brevet sur « l'audion » autrement dit le tube triode, premier élément capable d'amplifier un signal. L'amplificateur ayant vu le jour, le système de Siemens fut repris, amélioré et breveté par Rice et Kellog en 1925.

Son fonctionnement est développé dans « HP-Intro » et « HP-Analyse ». Ses applications dans « Enceinte close » , « Enceinte BR » , « Enceinte... »

Malheureusement un unique HP n'est pas capable de restituer l'ensemble des fréquences audibles.

L'association de 2 , 3 ou 4 HP ,chacun étant spécialisé dans la reproduction d'une bande spécifique, est nécessaire. Afin de permettre à chacun , de travailler dans la bande de fréquences pour laquelle il est conçu. Des circuits de séparations sont utilisés. Ils font usage de filtres sélectifs, conçus pour un recouvrement parfait des bandes respectives reproduites, Dans l'absolu, le résultat doit aller dans le sens d'une reproduction linéaire et intégrale du spectre audio .

La technologie offre trois solutions majeures possibles.

♦ **La séparation passive :**

Elle consiste à inclure le(s) filtre(s) de séparation(s) à l'entrée de l'enceinte. Chacun des filtres est réalisé à l'aide de composants passifs (Inductance , résistance, capacitance (L.R.C)).

Le circuit électrique du HP est constituée de la somme de son impédance initiale et de l'impédance de sortie du filtre passif . Or, un HP reporte ce qu'il voit dans son circuit électrique vers ses circuits mécaniques et acoustiques.

La présence des résistances, inévitables , dans les circuits de séparations, indique qu'une partie de l'énergie fournie par l'amplificateur y est convertie en chaleur (Effet Joule). La présence du filtre provoque donc une chute de rendement.

Il est à remarquer que le câble de liaison , en amont de l'ensemble, influe sur les caractéristiques du filtre et des HP.

Minimiser la longueur du câble, et lui donner une section importante (afin de réduire sa résistance), est une nécessité.

Cette dernière remarque, si elle amène à la réalisation d'enceintes amplifiées à séparation passive, à l'unique avantage d'annuler les effets de ce câblage.

La présence d'inductances dans chacune des voies de séparation peut engendrer, par construction, une induction mutuelle entre elles, qui n'est pas prise en compte lors des calculs des filtres.

Un système de ce type est difficile à mettre au point. Le cout d'un tel filtre est important et les performances très souvent éloignées du résultat escompté.

Ce sont ces constats qui mènent à l'enceinte amplifiée et active.

♦ **La séparation active :**

Elle consiste à filtrer le signal destiné à chaque HP avant l'amplification.

Un tel système nécessite donc un amplificateur par voie de séparation.

Le système échappe ainsi au report d'une impédance étrangère au HP dans son circuit électrique. Elle n'annule pas pour autant les effets du câblage à moins que filtrage et amplification soient intégrées à l'enceinte.

L'emploi de filtres réalisés autour d'amplis opérationnels , autrement dit, l'emploi de filtres actifs permet de respecter les transmittances nécessaires, d'annuler les pertes par effet Joule dans les filtres, et d'échapper aux couplages par induction mutuelle.

♦ **La séparation hybride :**

Afin de réduire les couts, le constructeur emploie les deux types de séparation. Ce simple exemple peut fixer les idées.

Exemple d'enceinte hybride.

Dans un système trois voies, un filtre actif sépare le registre grave et son complément vers 2 amplificateurs. Celui qui suit le filtre des fréquences graves alimente le boomer. L'autre, après séparation passive en deux autres voies, excite le HP spécialisé dans les fréquences moyennes, et le tweeter .

Remarque: Le choix de la fréquence de coupure, et la courbe de réponse du filtre doivent tenir compte de la courbe de réponse des HP concernés.

Depuis les travaux de Thièl et Smalll , le comportement fréquentiel d'un HP est apparenté à celui d'un filtre. Quelle idée géniale ne trouvez vous pas?

La résultante des transferts de filtrage et de réponse d'un HP est donc le produit des deux transmittances en cascade.

Dans la conception d'une enceinte acoustique , le filtre est trop souvent considéré comme l'élément ,imposant sa seule loi.

Nous y reviendrons.

♦ **Couplages entre HP :**

Dans l'enceinte le(s) couplage(s) entre HP sont de deux types :

L'inévitable **couplage acoustique** entre les HP :

Pour chacun des HP de l'enceinte, il correspond à la somme vectorielle des pressions acoustiques qui sont perçues par un HP, et issues du rayonnement proche des autres.

Cette seule phrase indique que les distances qui les séparent, leur positions relatives, sont déterminantes sur le résultat.

Par analogie avec les circuits électrique, l'effet est assimilable à une induction mutuelle.

Le **couplage mécanique** entre HP.

Il correspond aux vibrations mécaniques, transmises solidiennement, par les matériaux du baffle de l'enceinte.

Elles sont engendrées par chaque HP, et retransmises aux autres. Elles sont néfastes.

Les vibrations sont transmises aux saladiers des HP. Ils ne sont pas immobiles dans l'espace, ils n'ont pas de repère géographique commun. Leur position varie au rythme du mouvement transmis.

Le mouvement instantané effectif de la membrane du HP, est une composition du mouvement engendré par les vibrations mécaniques transmises, et les vibrations utiles de la membrane.

Par effet de masse, en omettant les résonances, le couplage mécanique décroît proportionnellement avec la fréquence.

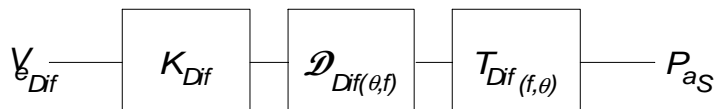
C'est, en partie, ce couplage mécanique, qui explique la nécessité de réaliser des baffles massifs.

Dans l'absolu, le support ou le baffle de chacun des HP devrait être mécaniquement indépendant des autres.

Ces couplages, s'ils ne sont pas pris en compte, provoquent une inter-modulation des pressions entre elles.

Elle a pour effet de créer des signaux étrangers au signal d'origine. Ces derniers sont en partie la cause des nombreuses colorations que vous entendez.

Le schéma global, d'un ensemble de diffusion, dont les paramètres doivent être définis cas par cas, en régime linéaire, est représenté dans la figure suivante.



Ce schéma fait intervenir:

V_{eDif} : la tension électrique appliquée à l'enceinte,

K_{Dif} : Son facteur de conversion électroacoustique

D_{Dif} : Son facteur de directivité, fonction de l'angle d'écoute vis à vis de son axe directeur, et de la fréquence.

T_{Dif} : Sa transmittance (fonction de transfert) liée à la fréquence et à l'angle d'écoute,

Ce schéma simple, est la résultante de la réduction d'une multitude de schémas.

Par définition, il respecte:

- Les paramètres de chacun des éléments de la chaîne de restitution sonore et,
- leur imbrication.

La lecture du chapitre « Les enceintes acoustiques » vous aidera, j'espère, à maîtriser ce sujet.

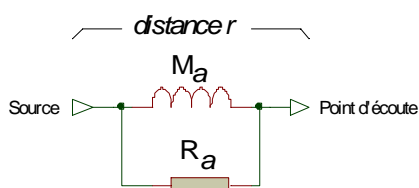
◆ L'air notre milieu

C'est l'air, qui permet la transmission:

- du message sonore incident, au microphone,
- De la pression sonore issue de l'enceinte et qui parvient aux oreilles de(s) l'auditeur(s) et,
- au microphone occasionnant le bouclage du système.

Son comportement est décrit dans "éléments acoustiques".

Vous pourrez y découvrir, que situé à une distance r d'une source sphérique ponctuelle, en champ libre, l'élément de liaison du milieu s'apparente à une masse acoustique $M_a = \rho \cdot r$, parallèle à une résistance acoustique $R_a = \rho \cdot c$



La constante de temps de ce circuit $\tau_r = M_a/R_a = r/c$,

(CEA-59)

Elle correspond au temps que met l'onde sonore pour parcourir la distance r .

Remarques:

- Cette constante de temps montre qu'elle peut être écrite $\tau_r = M_a/R_a = r \cdot (1/c)$.

(CEA-60)

En divisant cette expression haut et bas par 1 mètre r devient un coefficient de distance et le rapport $1/c$ une constante de temps τ_0 caractéristique du milieu. Ainsi τ_0 est le temps que met l'onde sonore pour parcourir 1 mètre.

La constante de temps τ_r du circuit peut se formuler $\tau_r = r \cdot \tau_0$

(CEA-61)

- La précédente remarque est importante car elle permet de définir une fréquence caractéristique du milieu. En effet, toute constante de temps est l'inverse de la pulsation caractéristique d'un circuit. Donc $\omega_0 = 1/\tau_0 = c$,

(CEA-62)

Cette expression est remarquable. La célérité c peut être considérée comme une pulsation caractéristique de l'air

La fréquence caractéristique s'y rapportant: $f_{0a} = \omega_0/2\pi = c/2\pi$

(CEA-63)

varie avec la température.

$f_{0a} = c_0 \cdot (k_t)^{1/2} / 2\pi$

(CEA-64)

$c_0 = 331,2$ m/s est la célérité du son dans l'air à 0°C

$k_t = 1 + (t^\circ / 273,15)$ le coefficient de température à t° Celsius .

On peut donc définir la fréquence caractéristique de l'air à 0°C

$$f_{00a} = c_0 / 2 \cdot \pi = 52,71 \text{ Hz} \quad (\text{CEA-65})$$

La fréquence caractéristique à $t^\circ\text{C}$ devient

$$f_{0a} = f_{00a} \cdot (k_t)^{1/2} \quad (\text{CEA-66})$$

Exemple : à 22°C , $f_{0a} = 54,8 \text{ Hz}$ à 30°C $f_{0a} = 55,5 \text{ Hz}$ etc.

- Si le schéma montre l'impédance acoustique régnant entre deux points distants de r , elle ne traduit pas l'affaiblissement de la pression à la distance r .

♦ Transmittance de couplage

L'impédance de couplage étant définie, il est nécessaire de l'inclure dans un circuit tenant compte de l'affaiblissement du à la distance r .

En champ libre, et pour une source omnidirectionnelle, en appelant P_{as} la pression de la source et P_{ar} la pression mesurée à la distance r , nous pouvons établir un coefficient de distance $k_d = P_{ar} / P_{as} = 1/r$ (CEA-67)

Il est égale à 1 pour une distance normalisée de 1m.

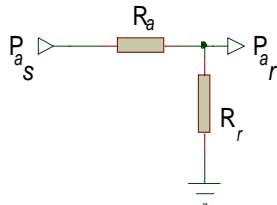
Il est inférieur à 1 si la distance r est supérieure à 1m.

Il devient supérieur à 1 si la distance est inférieure à 1m.

Ce qui suit, permettra de comprendre l'utilité de ce coefficient.

En se plaçant à une fréquence ou l'impédance $M_a \cdot \omega$ de M_a est très supérieure à R_a , vu qu'elles sont parallèles, l'impédance résultante est peu différente de R_a .

Les effets de la distance, par analogie, peut être identifié à un pont diviseur potentiométrique.



A parti de ce schéma, il devient possible d'établir une valeur de R_r compatible avec k_d .

$$k_d = 1/r = R_r / (R_r + R_a) = 1 / (1 + (R_a / R_r)) \quad (\text{CEA-68})$$

De ce qui précède on observe que

$$r = 1 + (R_a / R_r) \quad (\text{CEA-69})$$

d'ou, en fonction de la distance la valeur de

$$R_r = R_a / (r - 1) \quad (\text{CEA-70})$$

d'un point de vue acoustique

$$R_r = \rho \cdot c / (r - 1) \quad (\text{CEA-71})$$

Remarques:

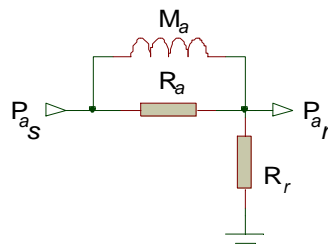
A une distance r supérieure à 1 m R_r est inférieure à R_a .

Pour $r=1$, elle est infinie.

Pour r inférieure à 1m R_r devient négative. Elle traduit un accroissement du signal perçu, lorsque r est inférieure à notre unité de longueur.

Afin de raisonner dans l'ensemble du spectre des fréquences audio, il est nécessaire de réintégrer la masse acoustique due à la distance r .

L'impédance acoustique à pour expression $Z_a = R_a \cdot s / (1+s)$ avec $s = p \cdot \tau_r = j f / f_r$ (CEA-72)



La transmittance du réseau équivalent est: $T_a = R_r / (R_r + Z_a) = 1 / (1 + (Z_a / R_r))$ (CEA-73)

après un premier développement:

$$T_a = (1+s) / [1 + s \cdot (1 + (R_a / R_r))] \quad (\text{CEA-74})$$

En tenant compte de (CEA-37)

$$T_a = (1+s) / (1 + r \cdot s) \quad (\text{CEA-75})$$

Pour des signaux sinusoïdaux permanents

$$T_a = (1 + j f / f_r) / (1 + (j \cdot r \cdot f / f_r)) \quad (\text{CEA-76})$$

Interprétation:

♦ La distance r est de 1m

Le Numérateur et le dénominateur de T_a sont identiques, $T_a=1$, la réponse est linéaire , Résultat attendu, dans la mesure ou un micro est calibré à cette distance.

♦ **La distance r est supérieure à 1m** : On s'éloigne de la source.

On peut écrire $T_a = (1 + j \cdot f / f_r) / (1 + j \cdot f / (f_r / r))$ (CEA-77)

Qui fait remarquer la fréquence de coupure du dénominateur $f_d = f_r / r$ est inférieure à celle du numérateur f_r .

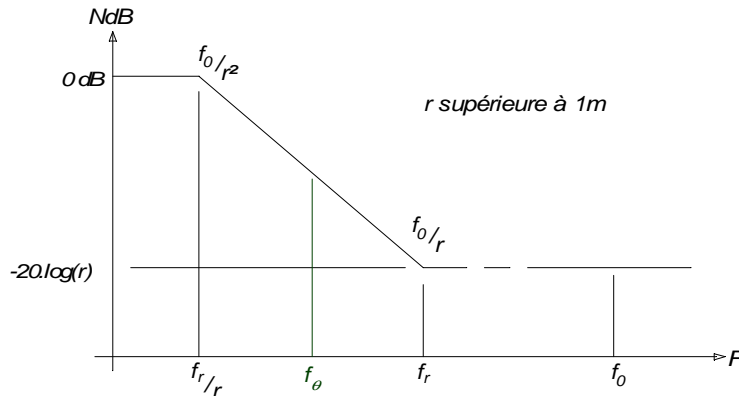
Le module de la transmittance est $|T_a| = [(1 + (f/f_r)^2) / (1 + (f/f_d)^2)]^{1/2}$ (CEA-78)

Sa courbe de réponse est $G_a = 20 \cdot \log(T_a) = 10 \cdot \log(1 + (f/f_r)^2) - 10 \cdot \log(1 + (f/f_d)^2)$ (CEA-79)

De laquelle on dégage deux asymptotes horizontales à 0 dB et $-20 \cdot \log(r)$ et, une asymptote oblique de pente égale à -6dB, décroissante donc et qui intercepte:

- la première asymptote horizontale (0dB) à la fréquence $f_r / r = f_0 / r^2$,
- La seconde ($-20 \cdot \log(r)$) à la fréquence f_r

Le diagramme suivant traduit cette analyse.



Les deux fréquences de fonctionnement sont inférieures à la fréquence caractéristique du milieu, donc très basses.

L'éloignement, n'affaiblit pas les très basses fréquences.

Cet effet se fait sentir tant que $f_r = f_0 / r$ reste situé dans le spectre audio.

♦ **La distance r est inférieure à 1m** : On se rapproche de la source.

Les équations (CEA-45,46 et 47) restent nos éléments de réflexion.

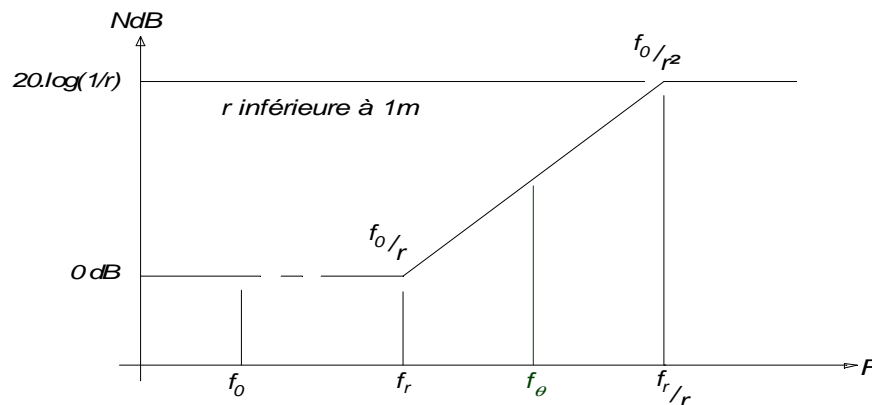
Toutefois la distance r étant inférieure à 1m implique que $f_r = f_0 / r$ est supérieure à f_0 (CEA-80)

Il en va de même pour $f_d = f_r / r$ supérieure à f_r (CEA-81)

Le diagramme conserve deux asymptotes horizontales. la première à 0dB et la seconde à $20 \cdot \log(1/r)$

Une asymptote oblique ascendante de pente de 6dB (le réseau équivalent est du premier ordre).

Elle intercepte les asymptotes horizontales aux fréquences $f_r = f_0 / r$ pour la première (0dB) et $f_r / r = f_0 / r^2$ pour la seconde



Le rapprochement d'un microphone d'une source sonore, à une distance inférieure à 1m favorise les fréquences aigües.

Les fréquences caractéristiques relatives sont inversement proportionnelles à la distance.

Exemple : Un micro distant de 20cm d'une source sonore aura pour $f_r = \sim 55 \cdot 5 = 275 \text{ Hz}$, et $f_r / r = 1375 \text{ Hz}$.

C'est ce phénomène que vous constatez en approchant un micro, très près d'une enceinte de retour. et dont le résultat est souvent un accrochage strident.

Pour le calcul de l'argument (l'angle) nous partons de l'équation (CEA-45)

La tangente du numérateur est $\text{tg}(\theta_{\text{Num}}) = f / f_r = r \cdot f / f_0$ (CEA-82)

Celle du dénominateur est $\text{tg}(\theta_{\text{Den}}) = f / f_d = r \cdot f / f_r = r^2 \cdot f / f_0$ (CEA-83)

La tangente résultante, à la soustraction $\theta_{\text{Num}} - \theta_{\text{Den}}$ des deux angles s'écrit:

$$\text{tg}(\theta) = \text{tg}(\theta_{\text{Num}} - \theta_{\text{Den}}) = (\text{tg}(\theta_{\text{Num}}) - \text{tg}(\theta_{\text{Den}})) / (1 + \text{tg}(\theta_{\text{Num}}) \cdot \text{tg}(\theta_{\text{Den}}))$$
 (CEA-84)

Soit en prenant f_r pour fréquence de référence

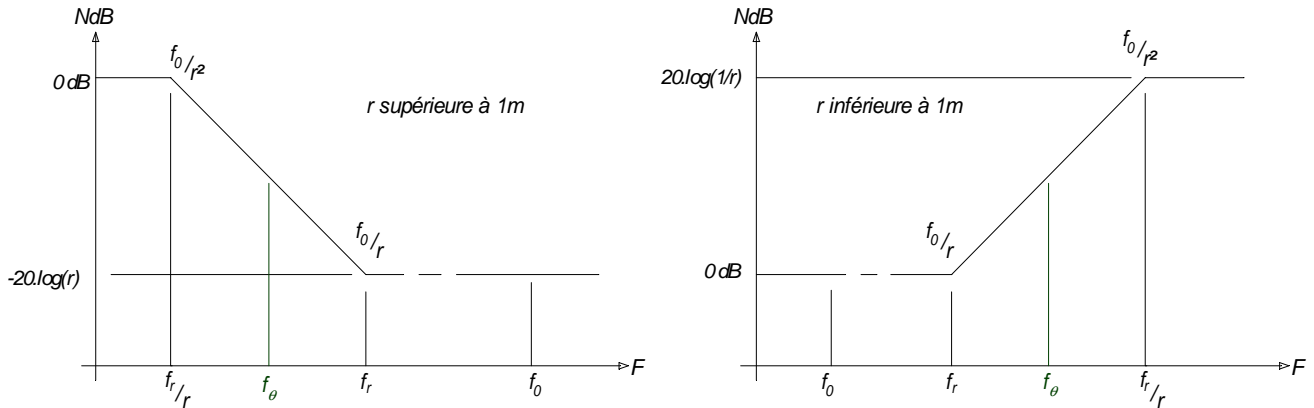
$$\operatorname{tg}(\theta) = (1+r) \cdot (f/f_r) / [1 - (r \cdot (f/f_r)^2)] \quad (\text{CEA-85})$$

qui fait apparaître, a son dénominateur, que, en approchant la condition $r \cdot (f/f_r)^2 = 1$, la valeur de $\operatorname{tg}(\theta)$ tend vers l'infini. La pression perçue à la distance r est donc décalée d'un angle $\theta = \pi/2$ par rapport à la pression délivrée par la source. Les deux signaux sont en quadrature.

Cette valeur particulière de décalage se produit pour $f_\theta^2 = f_r^2 / r$, soit à une fréquence $f_\theta = f_r / r^{1/2}$. (CEA-86)

f_θ est la moyenne géométrique des deux fréquences caractéristiques f_r et f_r/r présentes sur les 2 courbes de réponses.

En effet $f_\theta = [f_r \cdot f_r/r]^{1/2}$. L'échelle de tracé, étant semi logarithmique, f_θ est graphiquement centrée entre f_r et f_r/r



En substituant $f_r = f_0/r$ dans la précédente expression $f_\theta^2 = f_0^2 / r^3 \Leftrightarrow f_\theta = f_0 / r^{3/2}$. (CEA-87)

Aux fréquences bien inférieures à f_θ , $\operatorname{tg}(\theta) \approx (1+r) \cdot (f/f_r)$ (CEA-88)

Aux fréquences bien supérieures à f_θ , $\operatorname{tg}(\theta) \approx - (1+r) / (f/f_r)$ (CEA-89)

Pour une distance r et pour toute fréquence f , l'angle $\theta = \arctg\left(\frac{(1+r) \cdot (f/f_r)}{[1 - (r \cdot (f/f_r)^2)]}\right)$ (CEA-90)

En remarquant que $(1 - (r \cdot (f/f_r)^2)) = (1 - r^{1/2} \cdot (f/f_r)) \cdot (1 - r^{1/2} \cdot (f/f_r))$ (CEA-91)

Que l'équation (CEA-54) permet d'écrire $(1 - (f/f_\theta)) \cdot (1 + (f/f_\theta))$ (CEA-92)

La mise en forme du numérateur de l'arctg peut s'écrire $(1+r) \cdot (f/f_r) \cdot r^{1/2} / r^{1/2}$. (CEA-93)

Il devient $((1/r^{1/2}) + r^{1/2}) \cdot (f/f_\theta)$ (CEA-94)

l'angle $\theta = \arctg\left(\frac{((1/r^{1/2}) + r^{1/2}) \cdot (f/f_\theta)}{[(1 - (f/f_\theta)) \cdot (1 + (f/f_\theta))]}\right)$ (CEA-95)

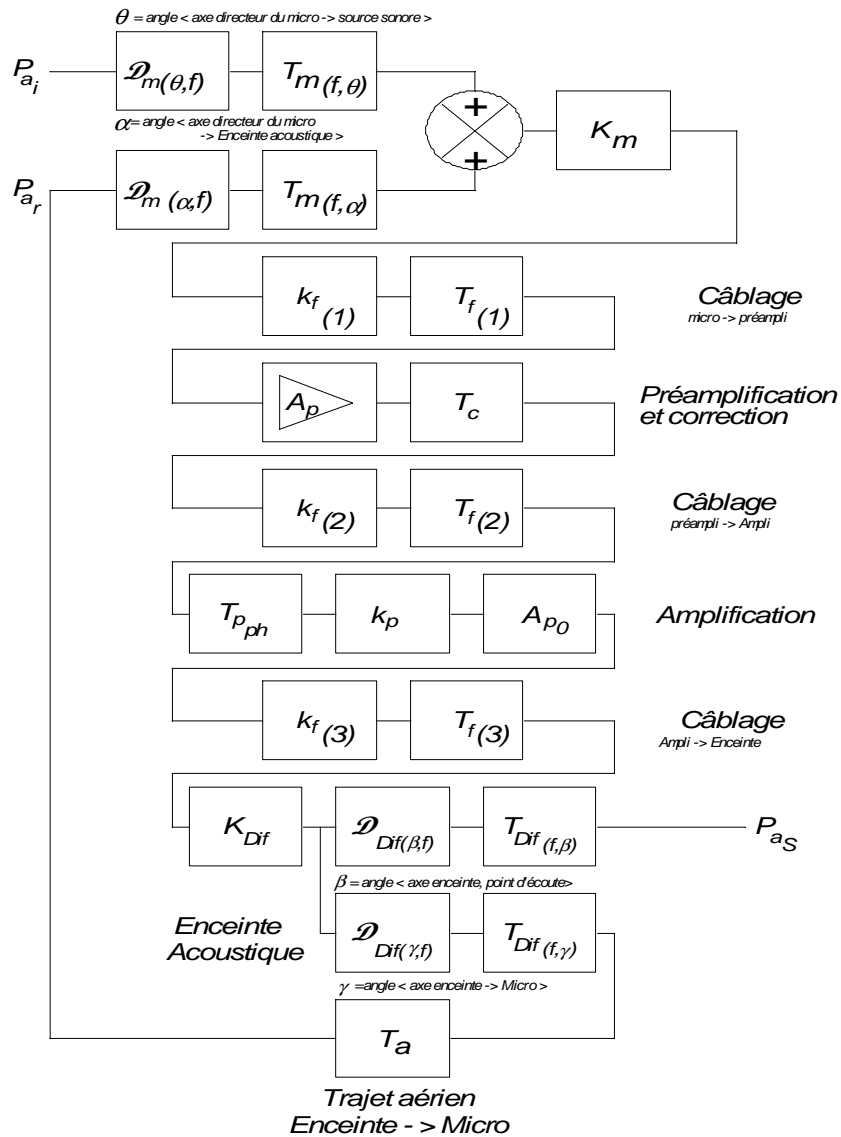
Quoique a priori rébarbative, cette formule permet de relativiser en fonction de f_θ .

Remarques : Les paramètres de la salle, et de la scène n'étant pas pris en compte,

- Les sonoriseurs, l'ont bien compris, placer un filtre passe haut dans la chaîne directe, compense, voir accentue, le découplage aux fréquences basses. Son efficacité est réduite si les distances sont inférieures à 1m.
- Choisir une fréquence de coupure voisine de $f_0 = 55\text{Hz}$, est une garantie d'efficacité pour compenser les effets de couplages distants.
- Pour une sonorisation dans un grand espace, la première remarque montre, en tenant compte des distances mises en jeu, la différence qui existe entre la sonorisation de la salle, et celle de la scène.
De la même manière, elle montre les grandes difficultés rencontrées dans les salles exigües.

◆ Représentation de la chaîne électroacoustique élémentaire

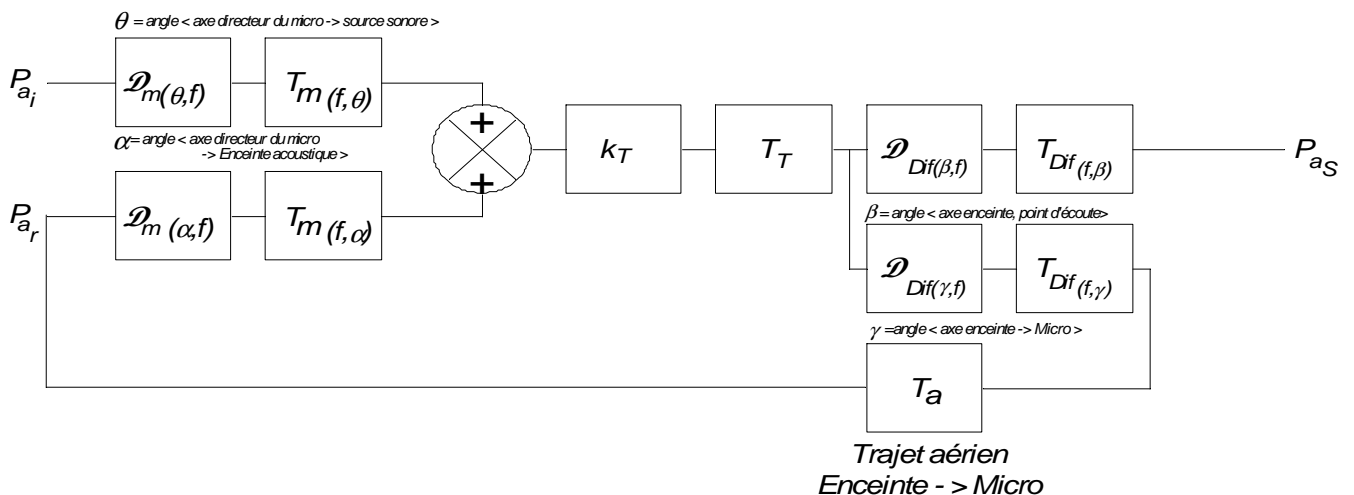
De ce qui précède il est possible de tracer un schéma fonctionnel de la chaîne électroacoustique élémentaire.



On y remarque le bouclage entre l'enceinte acoustique et le microphone. C'est ce bouclage qui crée la réaction, et c'est la réaction (positive feedback), qui, si elle est incontrôlée, est à l'origine de l'effet Larsen. Il est bien connu des sonorisateurs et du public. Il est appelé « accrochage » par les spécialistes et signifie que la chaîne se comporte comme un oscillateur.

◆ Première simplification du schéma fonctionnel.

En regroupant les éléments indépendants de la fréquence et les transmittances entre eux on obtient:



Le circuit de bouclage n'a pas été simplifié afin de bien mettre en évidence l'ensemble de ces éléments.

Le rapprochement avec le schéma précédent permet d'écrire

$k_T = k_m \cdot k_{f(1)} \cdot A_p \cdot k_{f(2)} \cdot k_p \cdot A_{p0} \cdot k_{f(3)} \cdot k_{Dif}$, les gains, atténuation, et coefficients

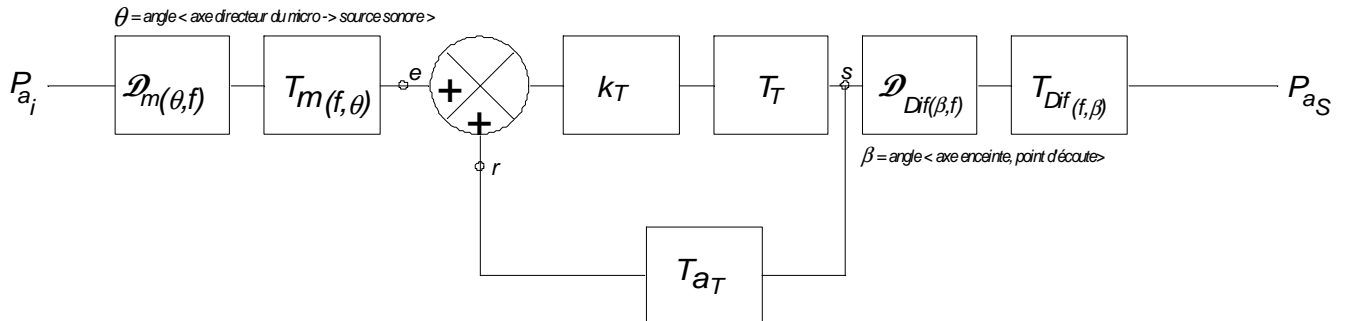
(CEA-96)

$T_T = T_{f(1)} \cdot T_c \cdot T_{f(2)} \cdot T_{pph} \cdot T_{f(3)}$ les transmittances.

(CEA-97)

♦ **Seconde simplification du schéma fonctionnel.**

En conservant le premier regroupement, les éléments de la chaîne de réaction sont regroupés pour aboutir au schéma très simplifié suivant.



Avec:

$$T_{aT} = T_{Dif(f, \alpha)} \cdot D_{Dif(\alpha, f)} \cdot T_a \cdot D_{m(\gamma, f)} \cdot T_m(f, \gamma)$$

(CEA-98)

Les points **e** et **S** sont respectivement les, entrée et sortie, du système bouclé. Ils ne sont pas physiquement accessibles.

De la même manière **r** le point de retour de la boucle est physiquement inaccessible.

♦ **Par la suite....**

L'analyse de la réaction, adaptée à une chaîne de renforcement sonore, va permettre de comprendre les effets du bouclage et se rendre compte des limites, du système et de ses compensations.

Ce sera l'objet du second chapitre de cette belle saga.