# De la puce à l'oreille

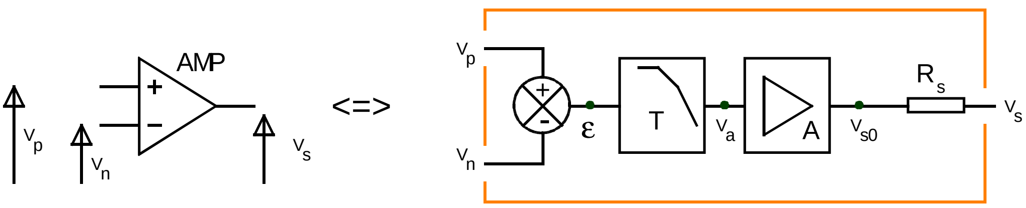
Jean-Claude Bodot

## Influence d'une tension additionnelle et sérielle à la charge , d'un amplificateur.

- première partie -

1- **Introduction**:
Le texte qui suit est destiné à définir, les perturbations qu'occasionne dans un système bouclé, une tension $V_x$ en série avec sa charge, quelle que soit son amplitude et sa fréquence .
Le système bouclé est dans notre cas un amplificateur de puissance dont les caractéristiques en boucle ouverte sont connues ou mesurables.
Afin de ne pas surcharger l'analyse, il est convenu que les impédances d'entrées du modèle sont infinies quelle que soit la fréquence et ne sont jamais sujettes à aucun offset de tension.
Dans le même but, les impédances de sortie et de charge seront considérées purement résistives.
Rien n'empêche le lecteur d'approfondir ce texte en considérant ces éléments sous leur forme complexe.
Le premier modèle utilisé est le plus simple, il ne fait pas apparaître de retard pur dans sa chaine.
Le second modèle inclura ce retard constant indépendamment de la fréquence

2- **Premier modèle utilisé**
En prenant en compte les précédentes restrictions, l'amplificateur analysé peut être représenté sous la forme suivante.




Le schéma de gauche est limité au symbole utilisé pour représenter un amplificateur dont la structure est dite opérationnelle . Celui de droite en représente le schéma fonctionnel restreint, correspondant.

A l'entrée non inverseuse est appliquée la tension $V_p$
A l'entrée inverseuse la tension $V_n$
Ces deux tensions sont appliquées à l'entrée d'un soustracteur effectuant parfaitement l'opération (d'où l'appellation « opérationnel ») pour lequel il est conçu. A sa sortie apparaît une tension :

$$\varepsilon = V_p - V_n \qquad \text{eq-1}$$

Cette tension est appliquée à un filtre représentant le comportement fréquentiel de l'amplificateur et qui délivre la tension:

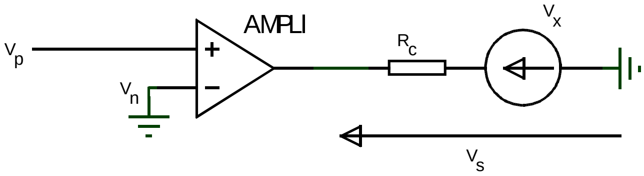
$$V_a = \varepsilon .\ T \qquad \text{eq-2}$$

appliquée à l'entrée de l'amplificateur proprement dit et qui est considéré comme idéal. (Impédance d'entrée infinie, Gain en tension A indépendant de la fréquence , Impédance de sortie nulle). Sa sortie délivre une tension: $V_{s0} = A.V_a = \varepsilon .\ T.A = (V_p - V_n).\ T.\ A$ eq-3

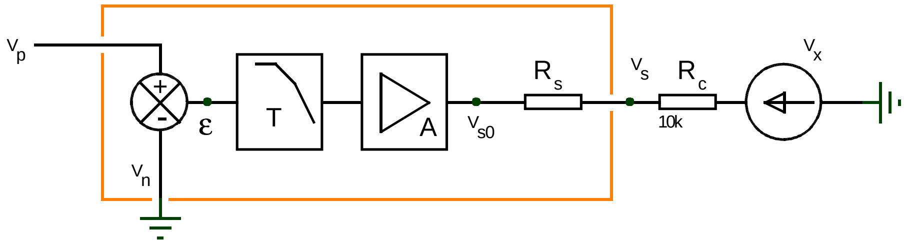
$R_s$ représentant la résistance de sortie de l'amplificateur réel.
Cette structure générale peut être appliquée à une structure non opérationnelle à la condition de poser Vn=0 pour un ampli non inverseur ou Vp=0 dans le cas inverse.

## 2-1 **<u>Fonctionnement en boucle ouverte</u>**

Le schéma d'une telle chaîne peut être représentée ainsi




$R_c$ représente la résistance de charge. Elle ne représente que la partie réelle d'une charge complexe $Z_c$
$V_x$ est la tension perturbatrice. Elle peut être, la force contre électromotrice d'un haut parleur quoiqu'il existe dans ce cas des représentations plus judicieuses
Ce schéma pratique peut être interprété en rapportant le schéma fonctionnel précédemment décrit.
La encore, il sera considéré une tension $V_x$ dont l'amplitude est invariante.




Dans ce montage, La tension de sortie réelle Vs , conformément au théorème de superposition , est

$$V_s=V_{s0} .( R_c/(R_c+R_s)) + V_x.[ R_s/(R_s+R_c)] \qquad \text{eq-4}$$

La tension $V_n$ étant nulle, vis à vis de la seule tension $V_p$,

$$V_s= [V_p. A.T\, R_c/(R_c+R_s)] + [V_x. R_s/ (R_s+R_c)] \qquad \text{eq-5}$$

Elle nous indique que l'influence de $V_x$ sur $V_s$ est directement liée au rapport entre $R_c$ et $R_s$

$$V_s= [V_p. A.T /(1+(R_s/Rc))] + [V_x/ (1+R_c/R_s)] \qquad \text{eq-6}$$

Or, le facteur d'amortissement $K_a$ étant par définition le rapport de la résistance de charge sur la résistance interne de l'amplificateur,

$$K_a=R_c/R_s \qquad \text{eq-7}$$

$$V_s= [V_p. A.T /(1+(1/K_a))] + [V_x/ (1+K_a)] = [V_p. A.T.K_a /(1+K_a)] + [V_x/ (1+K_a)] \qquad \text{eq-8}$$

Ce qui indique que l'influence de $V_x$ sur $V_s$ sera d'autant plus faible que le facteur d'amortissement $K_a$, défini par rapport à la charge, est élevé.
De la même manière, en considérant $V_x$=0, le rapport $V_s/V_p$ =$A_r$ représente le gain réel en tension de l'amplificateur

$$A_r = A/(1+(Rs/Rc)) \qquad \text{eq-9}$$

est inférieur au gain A et fonction de la valeur de la charge $R_c$. Il dépend du facteur d'amortissement

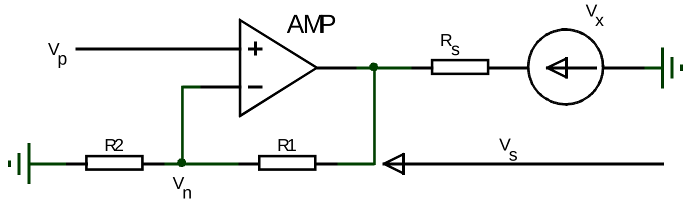
$$A_r=A /( 1+1/K_a ) = A.K_a/(1+K_a ) \qquad \text{eq-10}$$

La tension de sortie devient $V_s= V_p.A_r.T + V_x/(1+K_a)$ eq-11

**<u>Remarque importante</u>**: En boucle ouverte, la *fraction de $V_x$* qui affecte la tension de sortie $V_s$ ne dépend ni du gain ni du comportement fréquentiel de l'amplificateur. Seule sa résistance interne est concernée.

2-2 **Fonctionnement en boucle fermée**

Le schéma de principe




Dans lequel on se rend compte que: $V_n = V_s.\ R_2/(R_1+R_2) = \beta.V_s$ eq-12

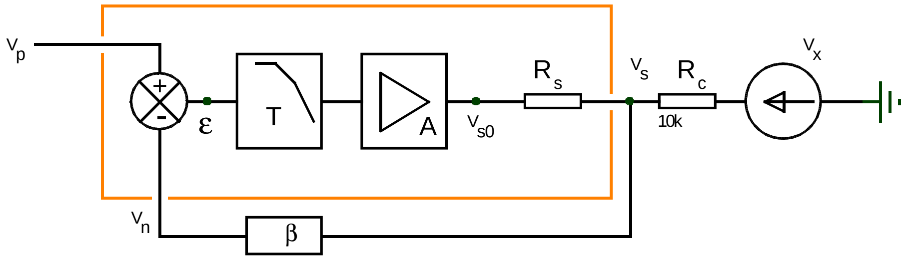
Cette condition n'est valide qu'a la condition de convenir que le courant

$$I_b= V_s/(R_1+R_2) \qquad \text{eq-13}$$

circulant dans le circuit de retour est négligeable vis à vis du courant

$$I_s= (V_{s0} -V_x)/(R_s+R_c). \qquad \text{eq-14}$$

C'est l'hypothèse réductrice qui sera prise en compte. Elle est conforme à de nombreux cas pratiques.
Ce schéma peut être représenté sous sa forme fonctionnelle.




La tension $V_s= [V_{s0}.R_c/(R_c+R_s)] + [Vx.\ R_s\ /R_c+Rs]$conforme à eq-4 et qui permet d'extraire $V_{s0}$

$$V_{s0}= V_s(1+R_s/R_c) -Vx.R_s/R_c \qquad \text{eq-15}$$

La tension $V_{s0} =(V_p-V_n).\ T.\ A$ conforme à eq-3

permet de poser $V_s(1+R_s/R_c) -Vx.R_s/R_c = (V_p-V_n).\ T.\ A$ eq-16

de plus $V_n= \beta.V_s$ , identique à eq-12 permet de compléter la précédente équation

$$V_s(1+R_s/R_c) -Vx.R_s/R_c = (V_p-\beta.V_s).\ T.\ A \qquad \text{eq-17}$$

Après avoir ordonné les termes

$$V_s.[(1+R_s/R_c))+ \beta.T.A] - V_x.R_s/R_c = V_p.T.A \qquad \text{eq-18}$$

En introduisant **le facteur d'amortissement $K_a$ de l'amplificateur en boucle ouverte,**

$$V_s.[(1+K_a)/K_a)+ \beta.T.A] - V_x/K_a = V_p.T.A \qquad \text{eq-19}$$

$$V_s.[(1+K_a)/K_a)+ \beta.T.A] = V_p.T.A + V_x/K_a \qquad \text{eq-20}$$

et ainsi la tension de sortie $V_s=(V_p.T.A + V_x/K_a )/ [(1+K_a)/K_a)+ \beta.T.A]$ eq-21

ou encore $V_s=\left[V_p.T.A\ /\ ((1+K_a)/K_a)+ \beta.T.A\ )\right] + \left[V_x/\ [(1+K_a)+ \beta.T.A\right]$ **eq-22**

Cette formule montre que le signal $V_p$ est amplifié d'un facteur :

$$k_{amp}= T.A\ /\ ((1+K_a)/K_a)+ \beta.T.A\ ) = 1/[((1+K_a)/K_a.T.A) + \beta] \qquad \text{eq-23}$$

et le signal $V_x$ amorti d'un facteur de de perturbation

$$k_{per}= \quad 1/\ 1+K_a + \beta.T.A \qquad \text{eq-24}$$

L' **eq-22** peut se formuler $V_s= V_p.k_{Amp} + V_x.k_{per}$ eq-25

ou encore $V_s= V_p.k_{Amp}\ (\ 1+ V_x.k_{per}\ /\ V_p.k_{Amp})$ eq-26

afin de relativiser sur l'influence des deux facteurs d'une part et du rapport entre les deux tensions $V_p$ et $V_x$ .

En considérant que $V_p$ est le signal à reproduire avec un minimum d'incidence de $V_x$, cette condition est remplie si le terme $V_x.k_{per} / V_p.k_{Amp}$ est bien inférieur à 1

$$(V_x / V_p).( k_{per} / k_{Amp}) \ll 1 \quad \text{ou} \quad (k_{Amp} / k_{per}) \gg (V_x/V_p) \qquad \text{eq-27}$$

Il est possible de conclure de la même manière en effectuant l'analyse pour chacun des signaux.

2-2-1 **En posant $V_x$=0 et $V_p$ non nulle**

La tension de sortie

$$V_s=\left[V_p.T.A / ((1+K_a)/K_a)+ \beta.T.A \right] \Leftrightarrow V_s/V_p = T.A / ((1+K_a)/K_a))+ \beta.T.A ) \qquad \text{eq-28}$$

$$V_s/V_p = 1 / ((1+K_a)/T.A.K_a)+ \beta ) \qquad \text{eq-29}$$

Si le terme $(1+K_a)/T.A.K_a \ll \beta \Leftrightarrow (1+K_a) \ll T.A.K_a. \beta$ . alors

$$V_s/V_p= 1/ \beta = 1 + (R_1/R_2 ) = A_b \qquad \text{eq-30}$$

Formule bien connue pour déterminer le gain d'un ampli opérationnel non inverseur et bouclé à l'aide d'un pont diviseur potentiométrique. Appelons $A_b$ ce gain

$$V_s/V_p = (1/\beta ).[ 1/ (1+ (1+K_a)/T.A.K_a.. \beta)] = A_b/(1+ ((1+K_a)/T.A.K_a.. \beta)) \qquad \text{eq-31}$$

Ce dernier est de la forme $V_s/V_p = A_b. R_c/(R_{sp}+R_c)$ eq-32

avec Rsp la résistance interne, de l'ampli bouclé, et vue par la charge.

Transformée ainsi $V_s/V_p = A_b. /(1+(R_{sp}/R_c))$ eq-33

montre par identification que le facteur d'amortissement $K_b$ de l'ampli bouclé est

$$K_b= R_c/R_{sp} = K_a..T.A. \beta/(1+K_a) =(K_a/1+K_a).T.A/A_b \qquad \text{eq-34}$$

Soit encore $K_b= R_c . T.A/(A_b.(R_c+R_s))$ eq-35

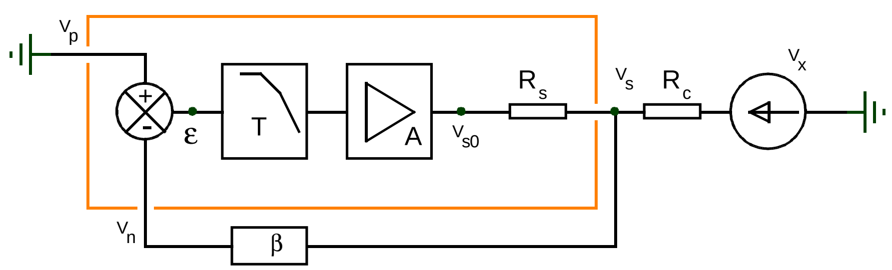
Dans laquelle T la transmittance est une grandeur complexe et par voie de conséquence $K_b$ l'est aussi.

Son module est $|K_b|= R_c. |T|.A/(A_b.(R_c+R_s))$ eq-36

Le facteur d'amortissement de l'amplificateur bouclé dépend donc, de la réserve gain A/Ab, du comportement fréquentiel (via T) et du facteur d'amortissement $K_a$ , de l'ampli en boucle ouverte.

2-3-2 **En posant $V_p$=0 et $V_x$ non nulle**

Le schéma d'évaluation devient




Le rapport $V_s/V_x=1/[(1+K_a)+ \beta.T.A \right] = ( 1/ \beta ) .1/( T.A + ((1+K_a)/\beta))$ eq-37

$$V_s/V_x= A_b/ ( T.A + ((1+K_a)/\beta)) . \qquad \text{eq-38}$$

Cette dernière expression, fait apparaître l'importance du gain, et le comportement fréquentiel en boucle ouverte, sur l'affaiblissement de la tension perturbatrice.

$$V_s/V_x= (A_b/T.A).\left[1/ (1 + (1+Ka)/T.A.\beta)\right] = (A_b/T.A) (K_p/(K_a+K_p)) \qquad \text{eq-39}$$

Un développement utilisant les rapports de résistances de $K_a$ et $K_p$ permet de montrer que

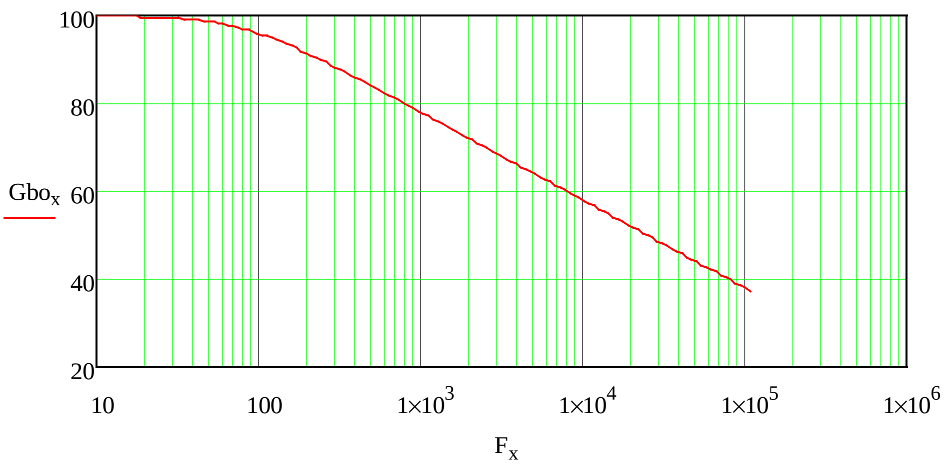
$$K_p/(K_a+K_p)= R_s/(R_s+R_{sp}) \qquad \text{eq-40}$$

L'affaiblissement est donc avant tout inversement proportionnel au gain de boucle et de la fréquence à travers la transmittance T :

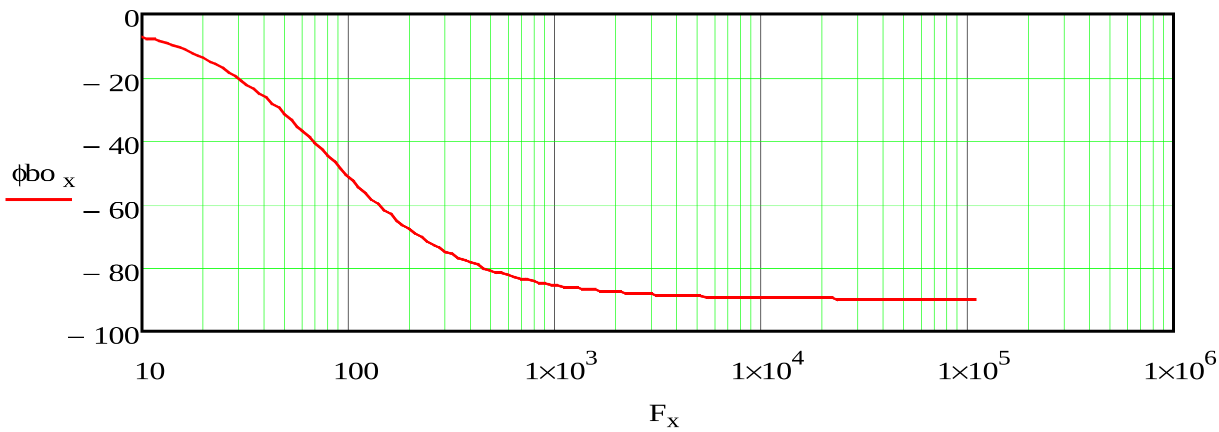
$$T.A.\beta = T.A/A_b. \qquad \text{eq-41}$$

En analysant le circuit, l'affaiblissement primaire de $V_x$ est effectué par le pont potentiométrique constitué de $R_C$ et $R_s$ (élément de la boucle ouverte) suivi de l'action réductrice de $\beta$ , le tout injecté sur la borne inverseuse de l'amplificateur ce qui permet la réjection partielle de $V_x$ grace aux effets de la contre réaction.

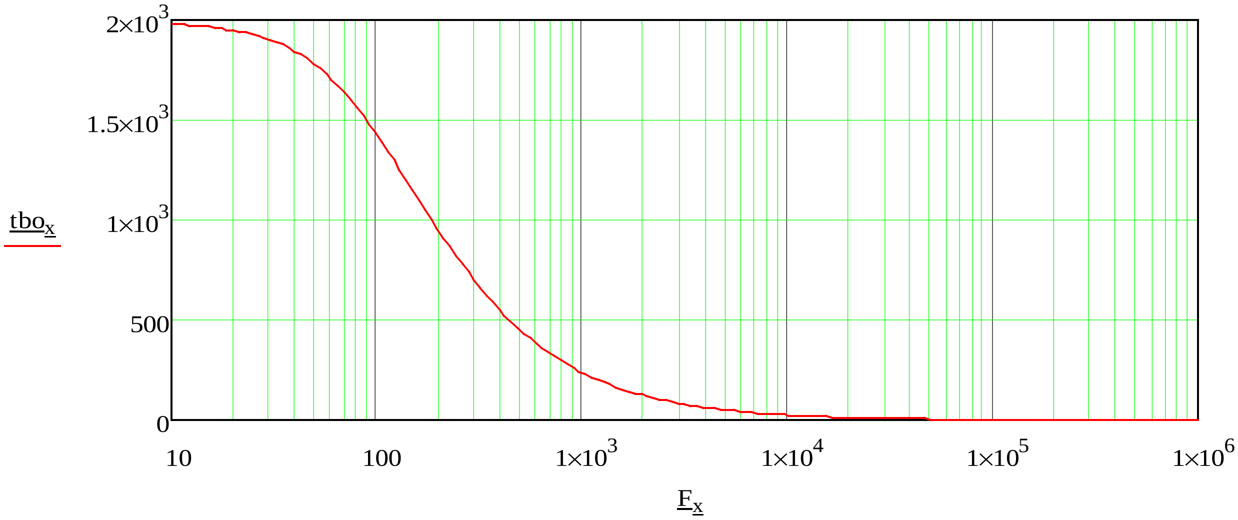
2-3-3 **Dans une structure amplificatrice à liaison directe et à grand gain en BO** ,
aux fréquences basses, l'action de T est négligeable (T=1). Dans ce cas, seul le produit du gain A par $\beta$ est pris en compte . Il est constant. Or si A est bien supérieur à $1/\beta$ , $A.\beta = A/A_b$ montre que ***la réjection maximale dépend principalement de la marge de gain définie dans ce rapport*** $A/A_b$.
Aux fréquences élevées du spectre audio, L'action de T n'est souvent plus négligeable ce qui rend la réjection moins efficace. D'autant qu'il faut prendre en compte le rapport $V_x/V_p$.
Dans le meilleur cas, la transmittance T peut être assimilée à un filtre passe bas du premier ordre.
Un tel filtre est caractérisé par sa fréquence de coupure et sa pente de décroissance de 6dB/Octave.
Afin de fixer les idées, un ampli opérationnel courant a un gain en tension en boucle ouverte typique de $10^5$ (100dB)
Le LM3886, amplificateur de puissance, à ses caractéristiques de gain énoncés et une fréquence de coupure de 80Hz . A 10kHz son gain est de 58 dB.
Le module de son gain $G_{bo}$ en fonction de la fréquence évolue conformément au graphe:



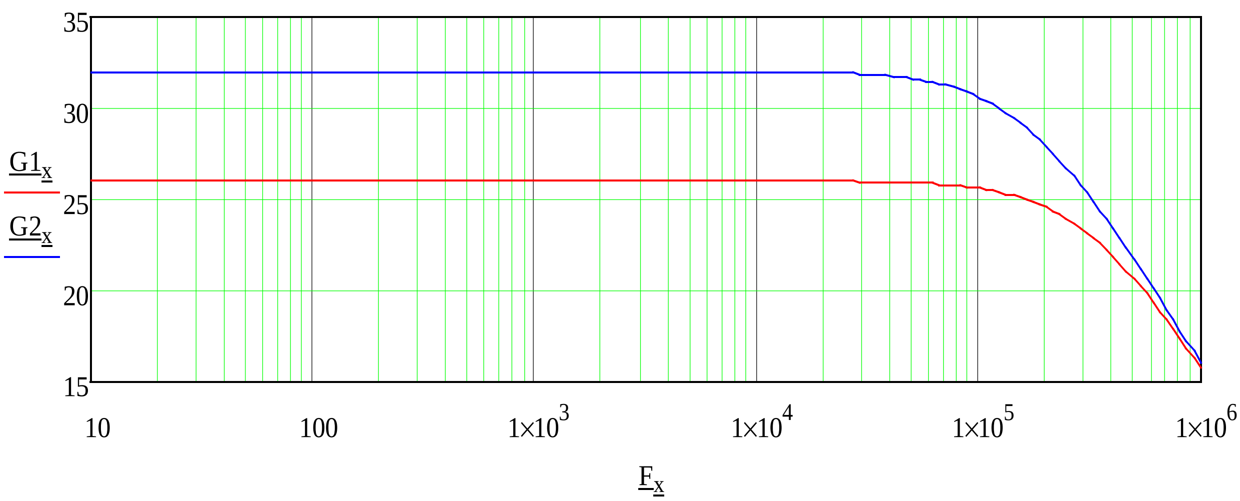

Sa phase $\Phi_{bo}$, vis à vis du signal d'entrée, varie suivant le graphe suivant



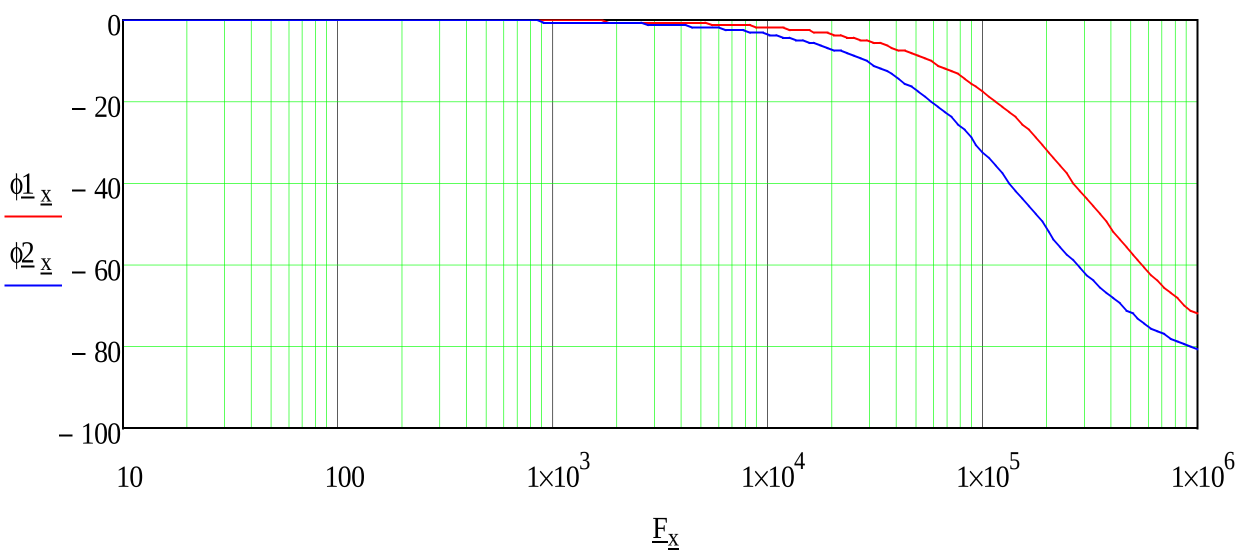
Il lui correspond un temps de propagation  exprimé en $\mu s$



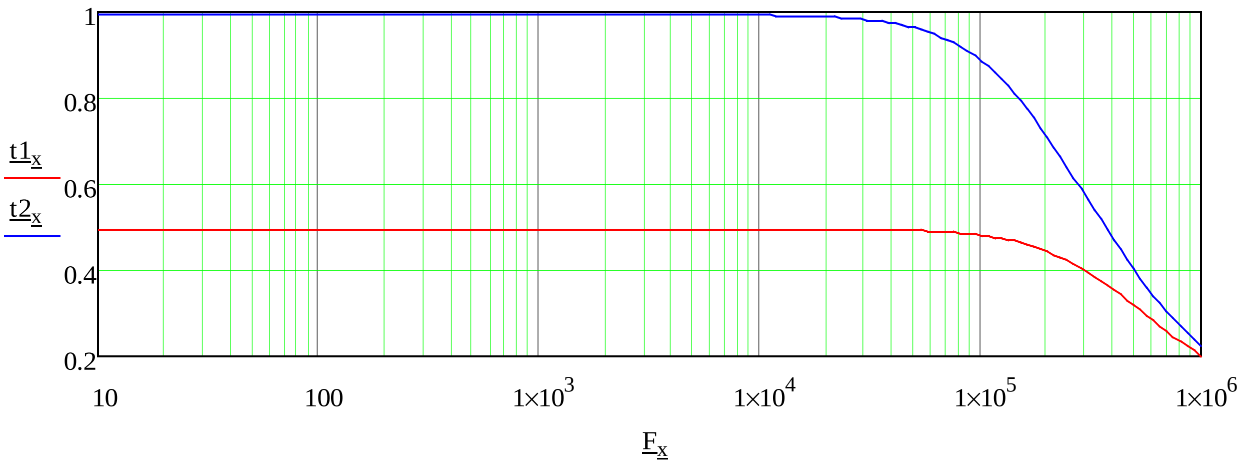

En le bouclant d'une part pour obtenir un module de gain de 20 soit $G_1$=26 dB (tracé rouge)et d'autre part pour obtenir un gain de 40 soit $G_2$=36dB(tracé bleu) ,




Pour chacun de ces deux cas, l'argument (la phase $\Phi_1$ et la phase $\Phi_2$) exprimé en degrés varie suivant ce graphe.

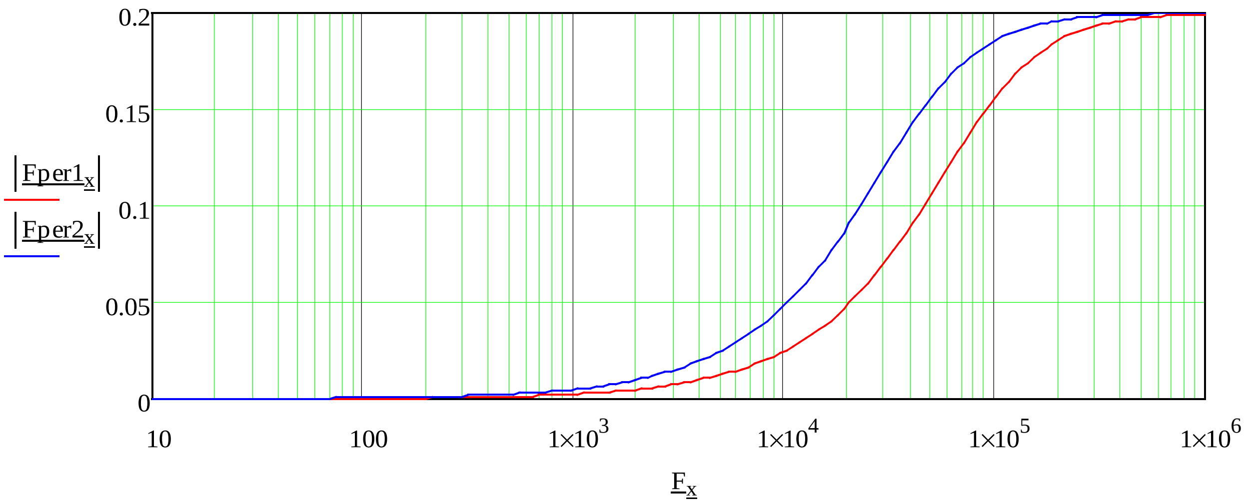


Il leur correspond un temps $t_1$ et $t_2$ de propagation exprimé en $\mu s$

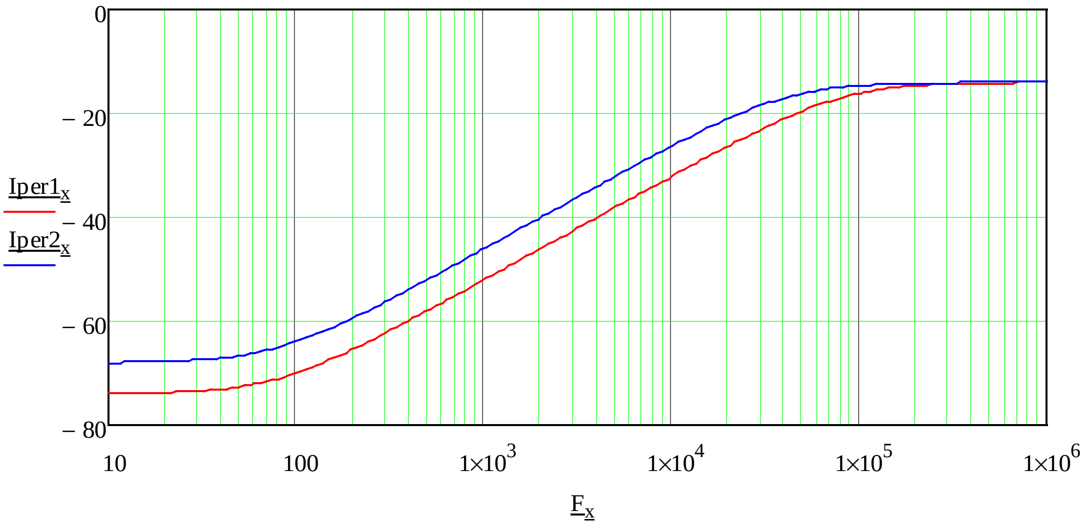



Ce graphe fait appraitre une constance de ce temps jusqu'à 70kHz pour l'ampli de 26 dB et 10kHz pour celui dont le gain est de 32dB.

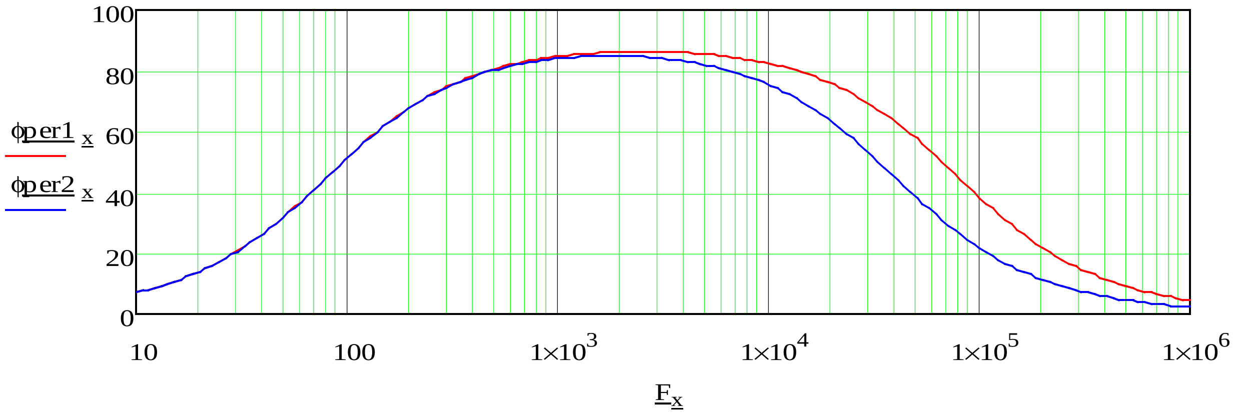
La tension additionnelle Vx est elle affaiblit . Son taux de perturbation $F_{per1}$ ou $F_{per2}$ vis à vis de Vs



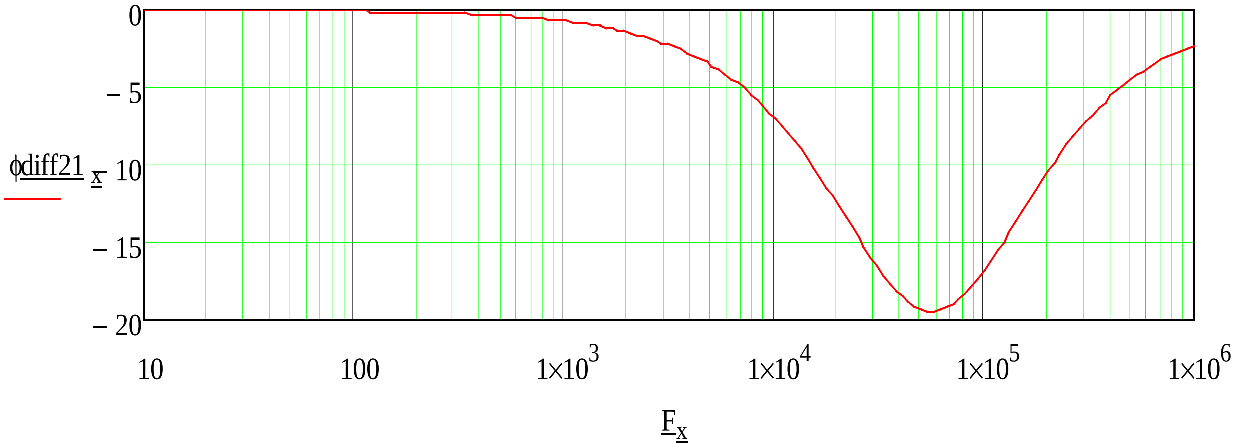

Il lui correspond à chacun un indice de perturbation $I_{per1}$=20.log($F_{per1}$) et $I_{per2}$=20.log($F_{per2}$)



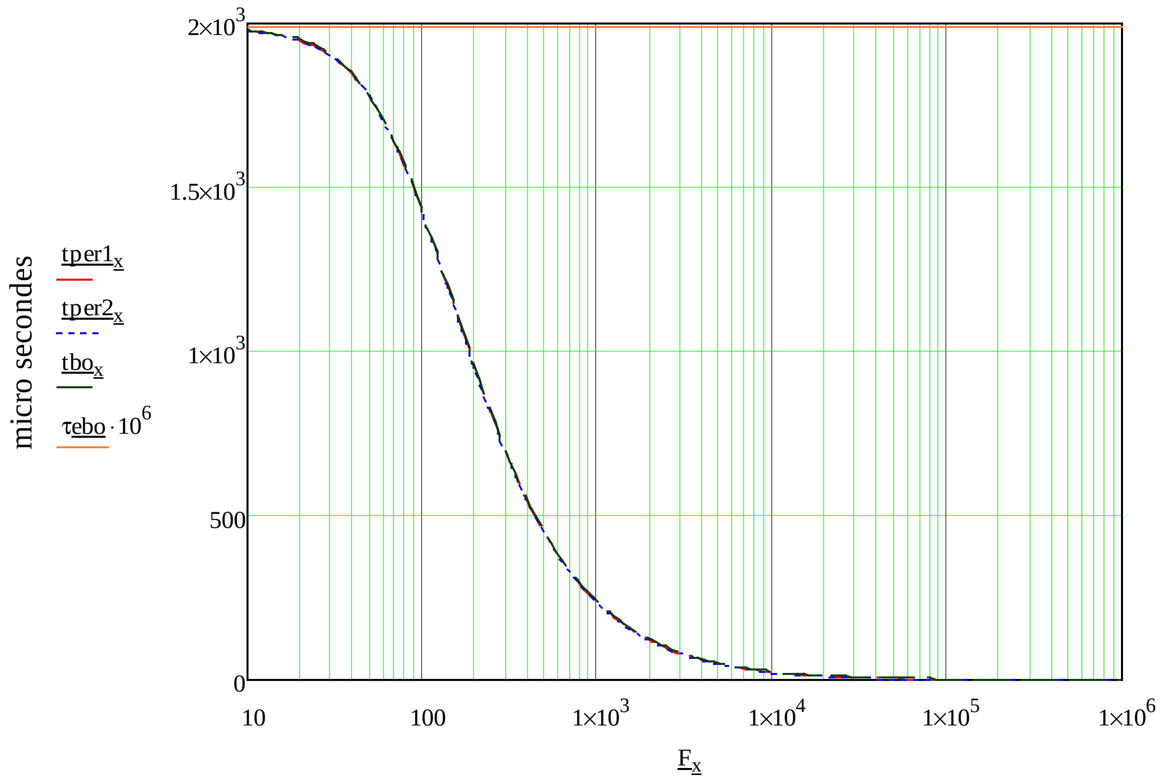
et une phase relative $\Phi_{per1}$ et $\Phi_{Per2}$




qui permet de montrer l'écart de phase du à la différence entre les gains,

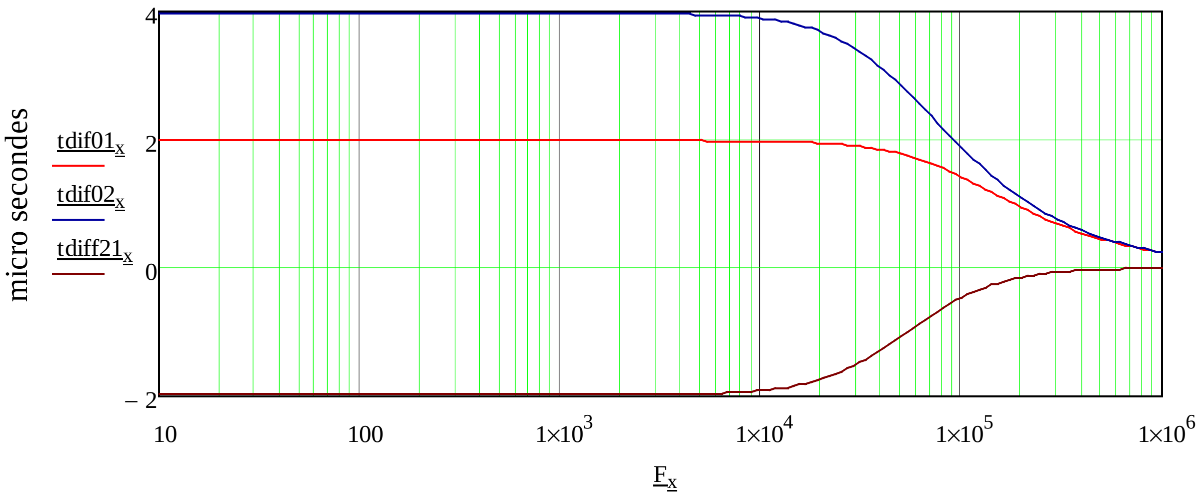



et les temps de propagation $t_{per1}$ et $t_{per\ 2}$ de Vx en fonction des deux gains et de la fréquence.



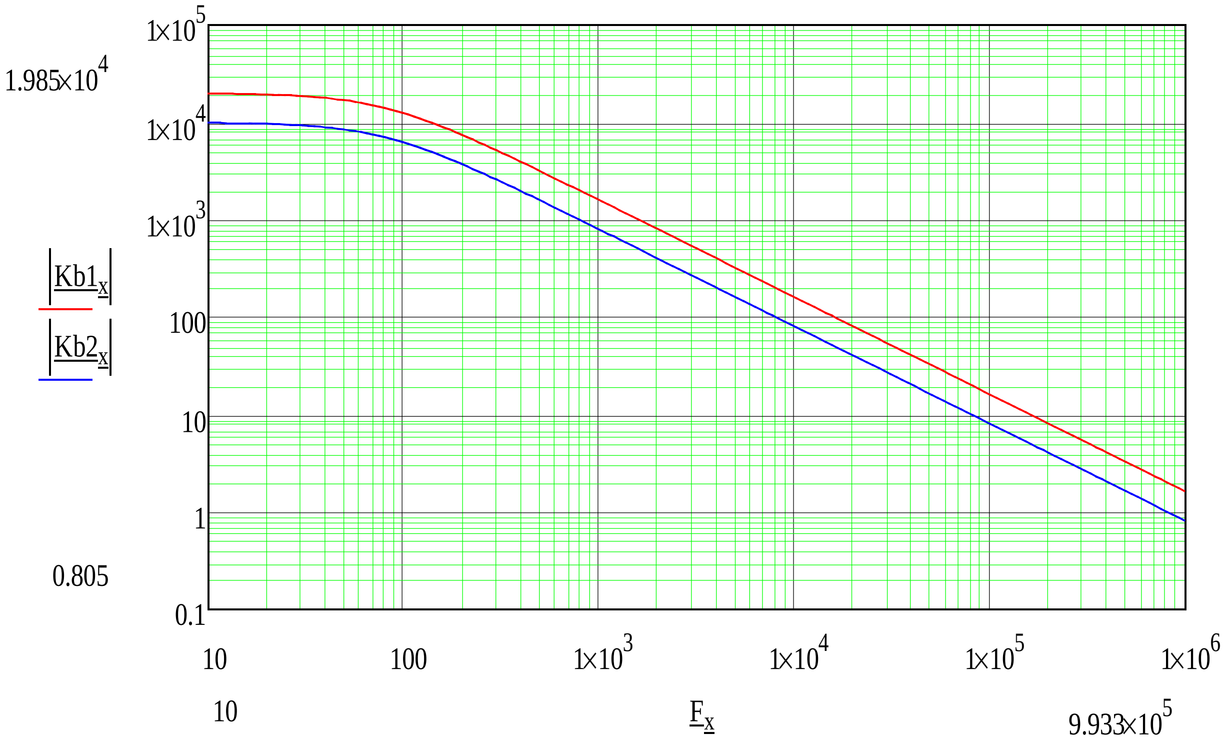

Est adjoint à ce graphe, la constante de temps de l'ampli en boucle ouverte (droite horizontale orange), et le temps de propagation en BO de l'ampli.

Tout laisse penser que les trois courbes sont confondues.
En fait il existe une imfime différence entre les trois temps de propagation que le graphisme ne fait pas appraitre.
Le tracé suivant fait appraitre ces différences.



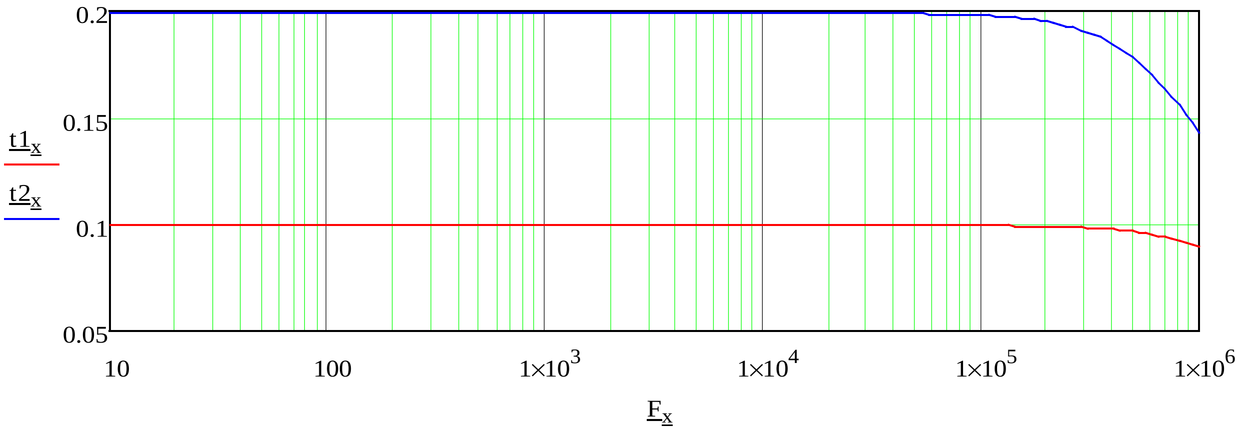

- Tdif01 (tracé rouge) est le différentiel de temps de propagation entre celui en BO et l'ampli bouclé pour un gain de 26dB
- Tdif02 (tracé bleu) est le différentiel de temps de propagation entre celui en BO et l'ampli bouclé pour un gain de 32dB
- Tdif21 (tracé brun) est le différentiel de temps de propagation entre l'ampli bouclé pour 32dB et l'ampli bouclé pour 26 dB.

Dans les mêmes conditions de gain, l'évolution du facteur d'amortissement en fonction de la fréquences est résumé sur ce graphique

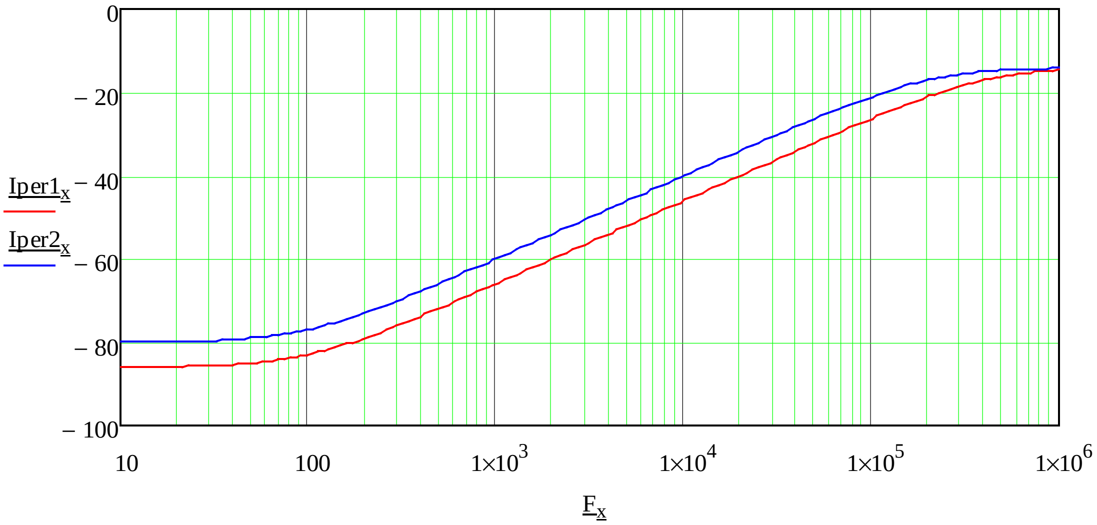


A remarquer son affaiblissement dans un rapport 10 par décade,  au delà de la fréquence de coupure en BO de l'ampli.

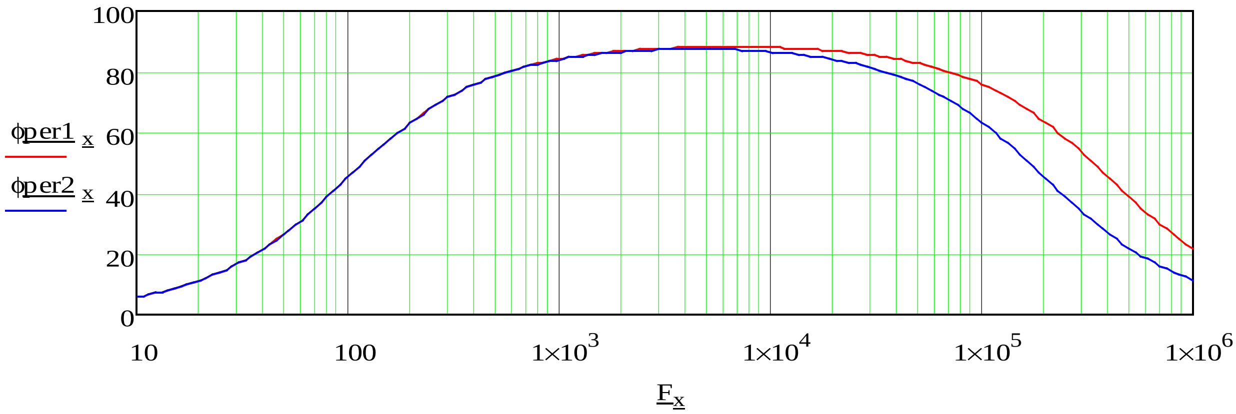
Le LME49830 est donné pour un gain de tensions continues  G=112 dB soit A=400000, et une fréquence de coupure en boucle ouverte de 100Hz . A 10kHz son gain conjugué aux effets de sa transmittance n'excèdera pas 72dB.  Bouclé de telle manière que son gain soit de 26,5 dB , le taux de réjection d'une tension $V_x$ sera de 45,5dB, ce qui correspond à un facteur de 200.  Ce module apporte toutes les garanties de réjection à la fréquence considérée et sur une large dynamique de variation de $V_x$.
Son temps de propagation de groupe



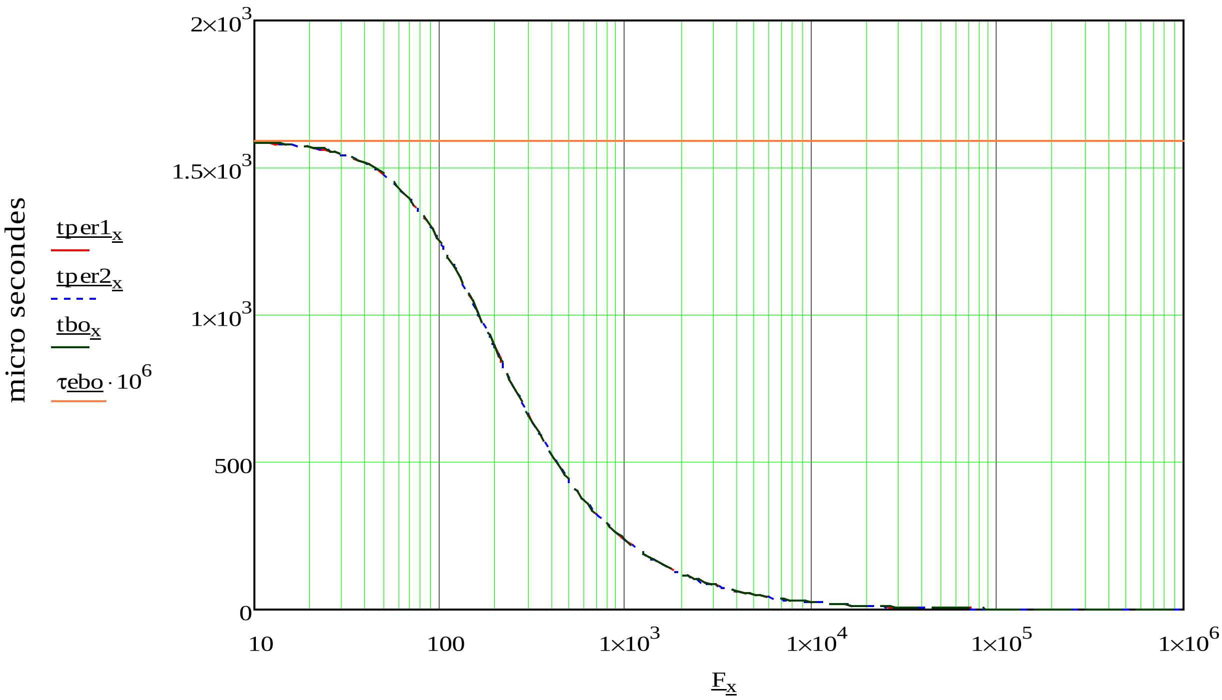

L'évolution de l'indice d'affaiblissement d'une tension Vx



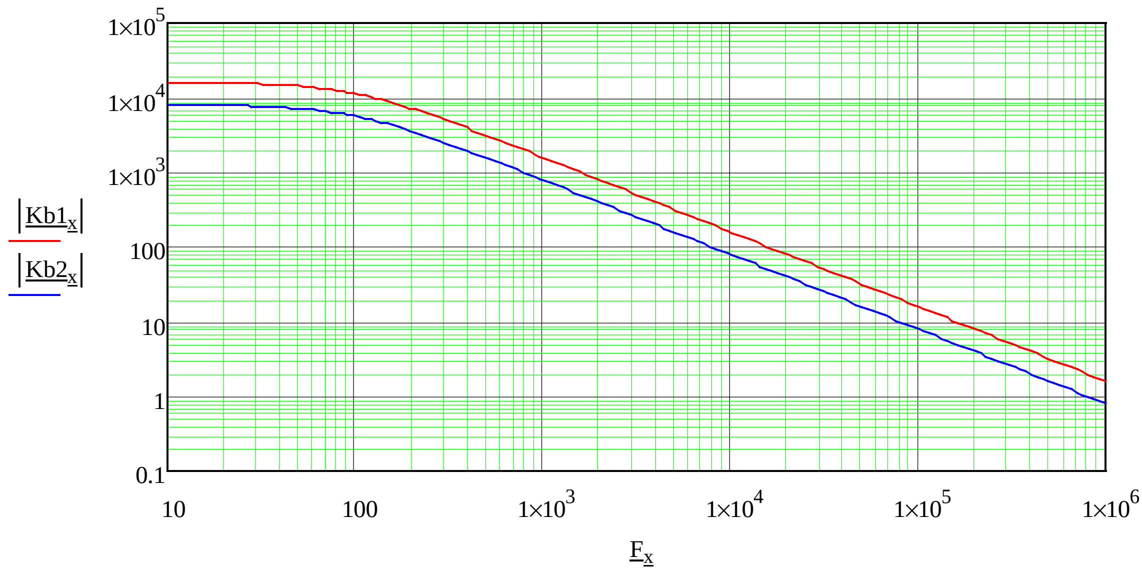

Sa phase




et le temps de propagation, de cette dernière



et les facteurs d'amortissements respectifs $K_{b1}$ et $K_{b2}$




2-3-4 **Dans le cas inverse,**
Le cas le plus critique étant celui ou l'amplificateur possède un transformateur de sortie traversé à son primaire par un courant d'anode ,de collecteur ou de drain.
La fonction de transfert d'un transformateur montre un affaiblissement aux deux extrémité du spectre qu'il reproduit. Il est même fréquent qu'une résonance à la fréquence de coupure haute.
Il possède donc une transmittance basse équivalente à celle d'un filtre passe haut du 1° ordre, et d'une transmittance aux fréquences hautes la transmittance d'un passe bas du second ordre.
Le rapport de transformation n du transformateur est le rapport du nombre de spires $N_s$ du secondaire sur le nombre $N_p$ de spires du primaire. $n=N_s/N_p$.
Dans la pratique il vaut entre 1/15 =0,067 et 1/50=0,02.
Le célèbre TU101 de chez Audax a une impédance primaire de 8kΩ et des secondaires adaptés aux charges de 4, 8 et 16 Ohms
La charge étant connectée au secondaire elle voit une résistance de sortie de boucle ouverte

$$R_s = n^2.\rho.$$

Dans laquelle ρ est la résistance interne de l'élément amplificateur. Elle est élevée dans le cas d'un tube pentode. 40kΩ pour une EL84(6BQ5), 15kΩ pour une EL34, Pour les triodes, elle est de 1,7kΩ pour une 845 et de 670 Ω pour une AD1(2A3).
Le célèbre TU101 de chez Audax a une impédance primaire de 8kΩ et des secondaires adaptés aux charges de 4,8 et 16 Ohms
Le rapport de transformation entre sa sortie en 8Ω et le primaire est donc de 1/31,6.
Dans ce type de structure, il est infiniment rare que leur gain en boucle ouverte excède $10^3$.
La résistance de sortie non négligeable, le gain limité , en boucle ouverte , et la transmittance dominante du transformateur montrent que , la réjection de $V_x$ risque d'être sommaire. Ce phénomène se faisant d'autant plus sentir aux extrémités du spectre. La condition de l'inéquation **eq-27** est très difficile à assurer, principalement dans les zones ou la transmittance n'est pas unitaire.

Tout cela peut être exprimé par la réduction du facteur d'amortissement (eq-36), en fonction de la fréquence, autrement dit par la résistance $R_{sp}$ qui tend vers $R_s$ lorsque la fréquence s'écarte de(s) fréquence(s) caractéristique(s) de la transmittance en boucle ouverte.
$R_{sp}$ égale $R_s$ lorsque $|T_o|.A/A_b=1$ soit $|T_o|= A_b/A$

Si les amplificateurs à semi conducteurs modernes, permettent, grace à la contre réaction, d'obtenir

une bonne réjection de $V_x$, il peut ne pas en être de même avec les amplis plus anciens ou ceux utilisant des transformateurs de sortie.
L'analyse doit être faites cas par cas.