

# APPROCHE SIMPLIFIEE DE QUELQUES CONCEPTS AUDIO

Forr, 24août 2021

- A Introduction
- B Simplification de la valeur des composants en simulation
- C Réponse en coïncidence
- D Retard de groupe
- E Polarité et phase
- F Fiches de caractéristiques de filtrages

Cet essai tente de concrétiser par une approche simplifiée quelques concepts et notions en audio qui, pour couramment employés qu'ils soient, sont assez flous dans l'esprit de maints audio-amateurs. Ce que l'auteur comprend assez bien puisqu'il a quelque peu buté dessus avant d'en avoir des images claires et nettes.

La méthode didactique employée est de donner priorité à un exemple avant d'exposer la généralisation dans laquelle il s'inscrit.

Ainsi, par exemple, une idée concrète du retard de groupe est donnée avant que lui soit présentée la formule de son calcul.

Des compléments sont à venir. Toutefois cette petite collection de courts documents n'a pas pour vocation de traiter des sujets en profondeur et encore moins de se transformer en une épaisse encyclopédie labyrinthique.

Pour l'instant, pour cette première mouture, il y est essentiellement question des caractéristiques de filtrages pour haut-parleurs.

Le programme de simulation utilisé est Tina de DesignSoft, de prise en main facile.

Les figures utilisent souvent la langue anglaise car il leur arrive d'avoir à figurer dans des publications dans cette langue.

Remerciements à JCB, Jean-Marc Plantefève et Daniel16, participants au forum Melaudia, pour leurs remarques qui ont conduit à quelques modifications et corrections du texte.

# Simplification de la valeur des composants en simulation

Pour l'instant, cet essai se concentre sur les questions de filtrages pour haut-parleurs. La fréquence de croisement fait appel à la classique normalisation à 1 kHz.

Les filtres d'ordre supérieur à 2 sont décomposés en cellules "élémentaires" d'ordre 1 et 2, reliées entre elles par un amplificateur suiveur de tension "idéal" (impédances des entrées et de sortie respectivement quasi infinies et quasi-nulle).

Faire une simulation de filtres d'ordre très élevé, 8 par exemple, n'a alors rien de rébarbatif.

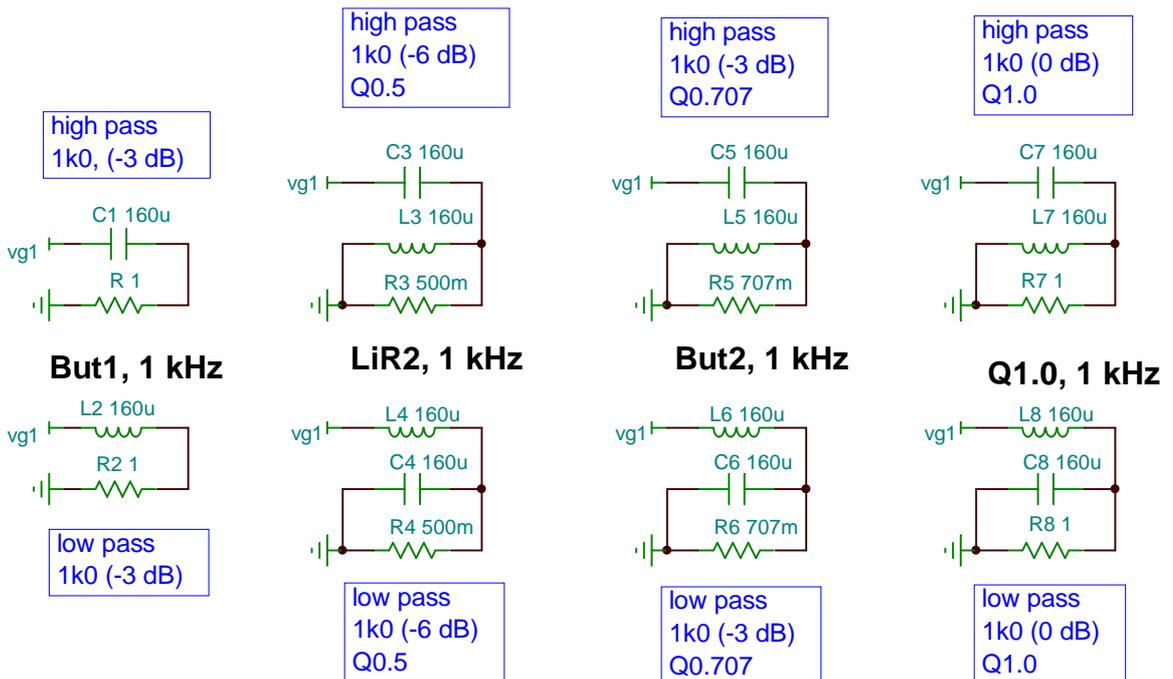
Ces cellules sont bâties avec des capacités, des inductances et des résistances (C, L, Rd) dont les valeurs ne sont pas celles familières aux constructeurs d'enceintes.

La première raison en est que le sujet ne porte que sur des fonctions de transfert et non sur des réalisations. La deuxième raison est que la valeur des composants fictifs adoptés rend simplissimes les calculs à effectuer et en diminue le nombre.

Cette simplification passe par une normalisation à 1  $\Omega$  de l'impédance des composants réactifs à 1 kHz et donc par les mêmes nombres pour les valeurs de la capacité C et de l'inductance L, 159.2  $\mu$ . Ces valeurs sont arrondissables à 160  $\mu$  avec seulement 0.5% d'erreur. C'est ce qui est pratiqué sur les exemples de ce chapitre.

En l'absence de résistance, le circuit LC résonne à ce que l'on appelle la fréquence propre. Le coefficient de surtension des filtres d'ordre 2 construits ainsi avec une capacité et une inductance d'égales impédances est directement défini par la valeur en  $\Omega$  de la charge résistive Rd (R3 à R8 ci-dessous).

signal generator

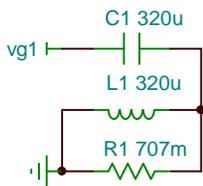


Pour une fréquence autre que 1 kHz, on divise la valeur de la capacité et de l'inductance par la fréquence désirée exprimée en kHz.

Ainsi pour 2 kHz,  $160 \mu / 2 = 80 \mu$   
 pour 500 Hz,  $160 \mu / 0.5 = 320 \mu$

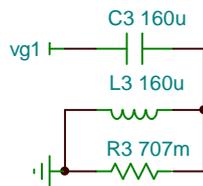
Exemple avec des filtres Butterworth d'ordre 2 :

high pass  
 0k5 (-3 dB)  
 Q0.707



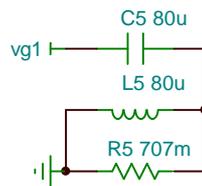
**But2, 500 Hz**

high pass  
 1k0 (-3 dB)  
 Q0.707

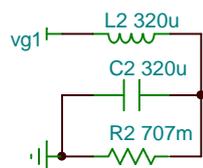


**But2, 1 kHz**

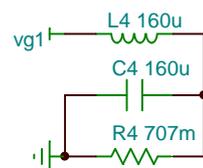
high pass  
 2k0 (-3 dB)  
 Q0.707



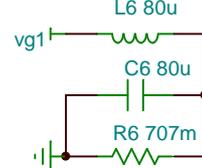
**But2, 2 kHz**



low pass  
 0k5 (-3 dB)  
 Q0.707



low pass  
 1k0 (-3 dB)  
 Q0.707



low pass  
 1k0 (-3 dB)  
 Q0.707



Pour changer la valeur de la résistance de charge  $R_d$  en une plus courante (par exemple dans une application de filtrage passif) tout en conservant la même fréquence de coupure  $f_c$  et le même coefficient de surtension  $Q$ , il faut :

- diviser la capacité  $C$  par  $R_d/Q$
- multiplier l'inductance  $L$  par  $R_d/Q$

Par exemple

$f_c = 1 \text{ kHz}$ ,

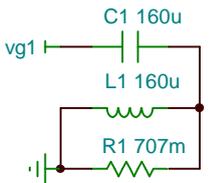
$R_d = 8 \ \Omega$

$Q = 0.707$

$\rightarrow C = 160 \ \mu / (8/0.707) = 14.14 \ \mu\text{F}$

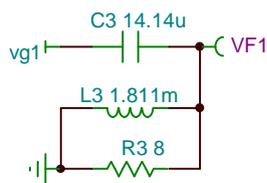
$\rightarrow L = 160 \ \mu \times (8/0.707) = 1.811 \ \text{mH}$

high pass  
1k0 (-3 dB)  
Q0.707  
 $R_d = 0.707 \ \Omega$



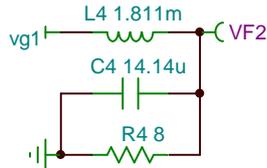
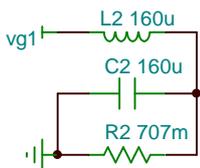
**But2, 1 kHz,  
Q 0.707  
 $R_d = 0.707 \ \Omega$**

high pass  
1k0 (-3 dB)  
Q0.707  
 $R_d = 8 \ \Omega$



**But2, 1 kHz,  
Q 0.707  
 $R_d = 8 \ \Omega$**

low pass  
1k0 (-3 dB)  
Q0.707  
 $R_d = 0.707 \ \Omega$



low pass  
1k0 (-3 dB)  
Q0.707  
 $R_d = 8 \ \Omega$

Les résultats peuvent être vérifiés avec les courbes de réponse en fréquence prélevées sur les sorties par les sondes VF1 et VF2.

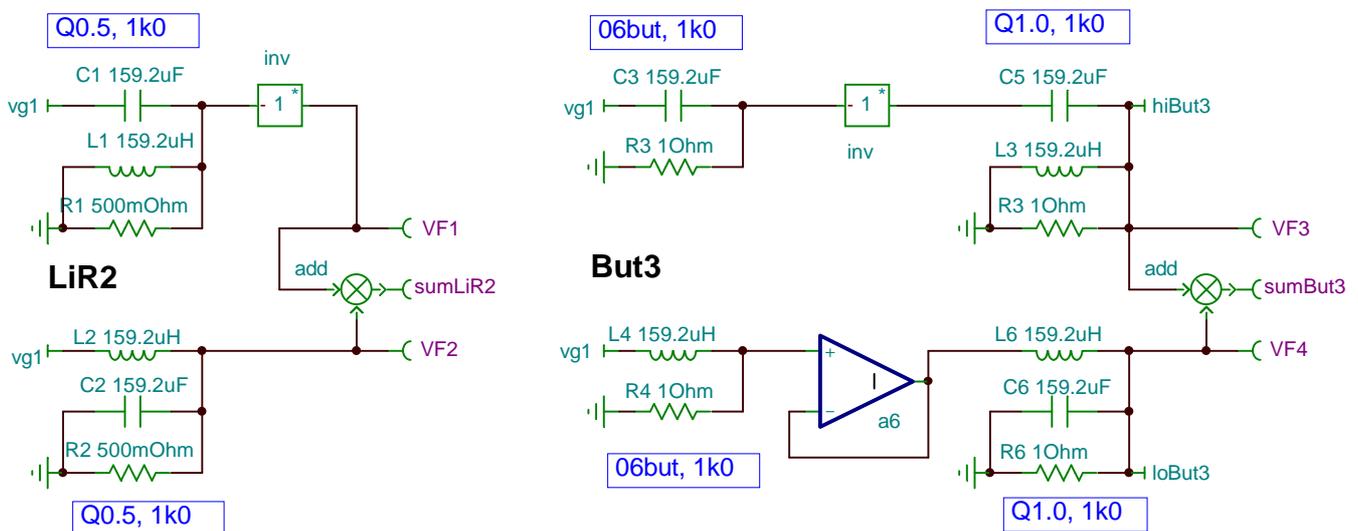
# Réponse en coïncidence

La courbe de réponse en coïncidence, promue par Jean-Michel Le Cléac'h au début du siècle, permet d'apprécier rapidement le comportement en phase des sorties d'un filtrage à plusieurs voies.

Elle s'établit en dressant une courbe de réponse de la somme des signaux issus du filtrage sans prendre en compte les écarts de phase entre eux.

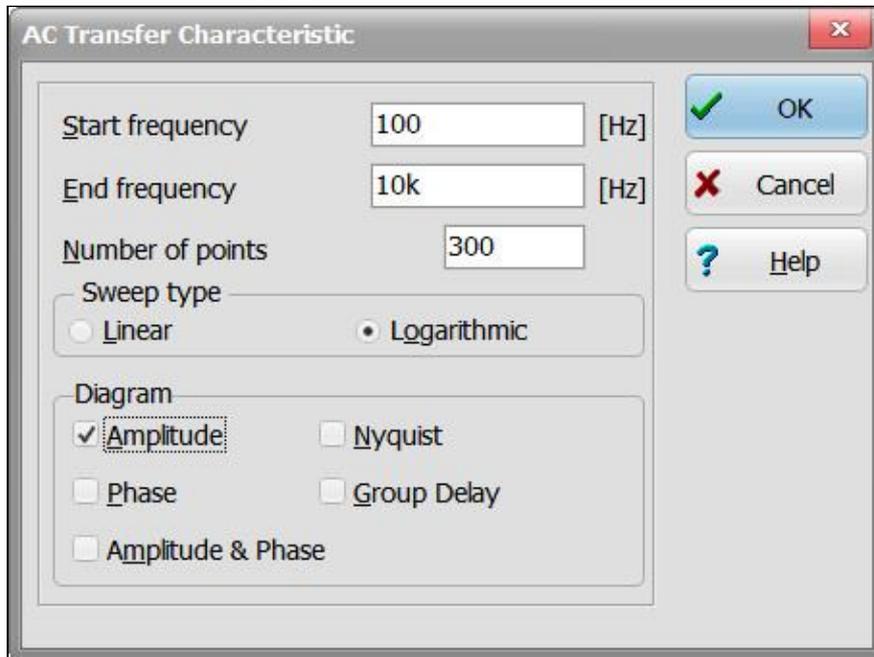
Elle est abordée ici en étudiant deux schémas simulant des filtrages très classiques à fréquence de croisement à 1 kHz :

- ordre 2 Linkwitz-Riley, abrégé LiR2.
- ordre 3 Butterworth, abrégé But3 .



	vg1	générateur de signaux
		établit une connexion entre deux points
	- 1 *	inverseur de polarité ! ! très haute impédance d'entrée
	add	sommateur de tensions ! ! très basse impédance de sortie
	a6	suiveur de tension !
<b>V1</b>		tension de sortie de la voie aigüe
<b>V2</b>		tension de sortie de la voie grave
<b>sum</b>		sum tension de la somme vectorielle de voies

L'analyse en fréquence des circuits se réalise avec cette commande (le mot "amplitude" n'est pas approprié, il est plus exact d'employer celui de "gain", c'est d'ailleurs celui qui figure par défaut sur les graphiques) :

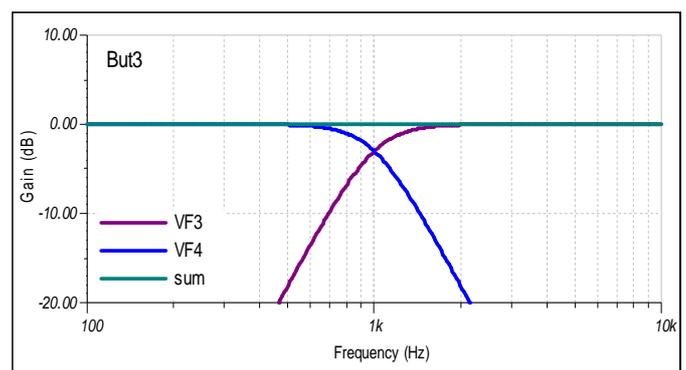
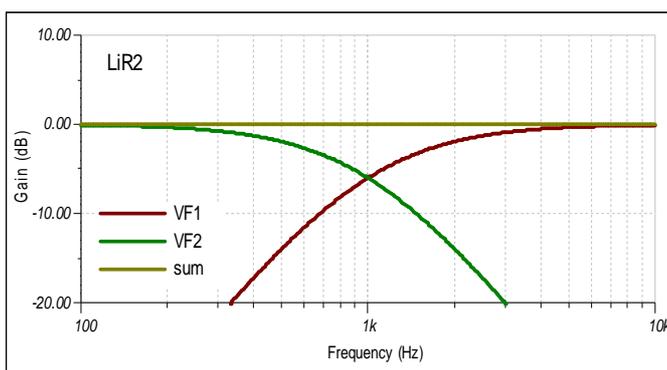


On obtient ainsi les deux graphiques suivants.

La somme des voies de chaque circuit donne une réponse plate.

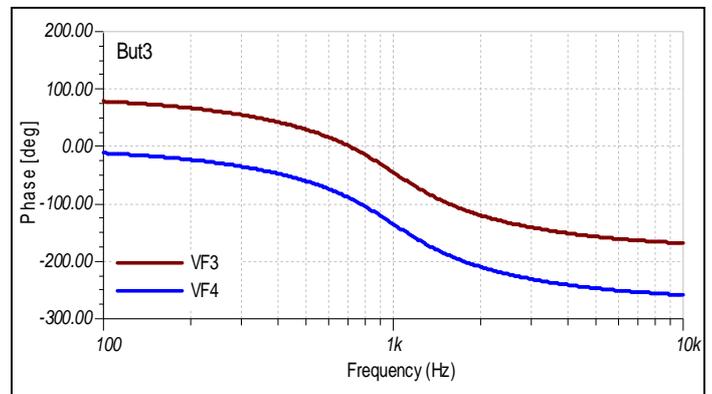
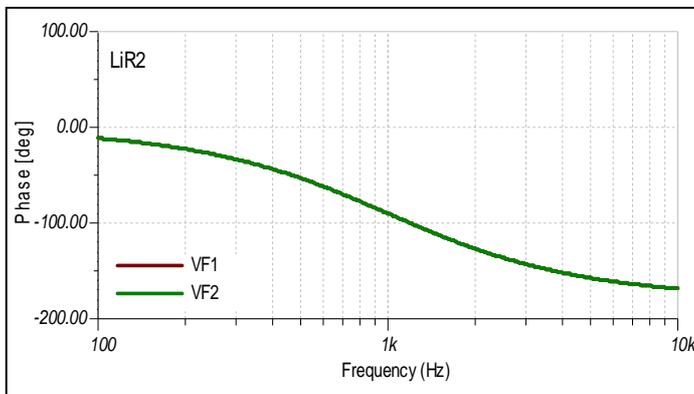
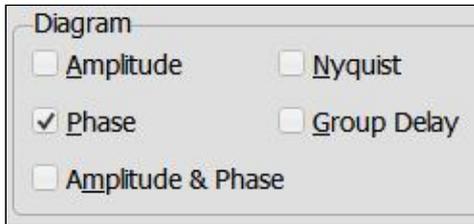
A noter que, pour que leur somme soit plate, les courbes doivent se croiser à la fréquence de croisement des voies à -6 dB pour le LiR2 et à -3 dB pour le But3, 1 kHz ici,

Cela s'explique en regardant les oscillogrammes et les courbes de phase.



Après inversion de polarité de la voie passe-haut de chaque circuit, les courbes de phase présentent un écart :

- nul dans le circuit LiR2 où les traces de VF1 et VF2 se superposent.
- constant, de  $90^\circ$ , dans le circuit But3 où les traces de VF3 et VF4 sont parallèles.

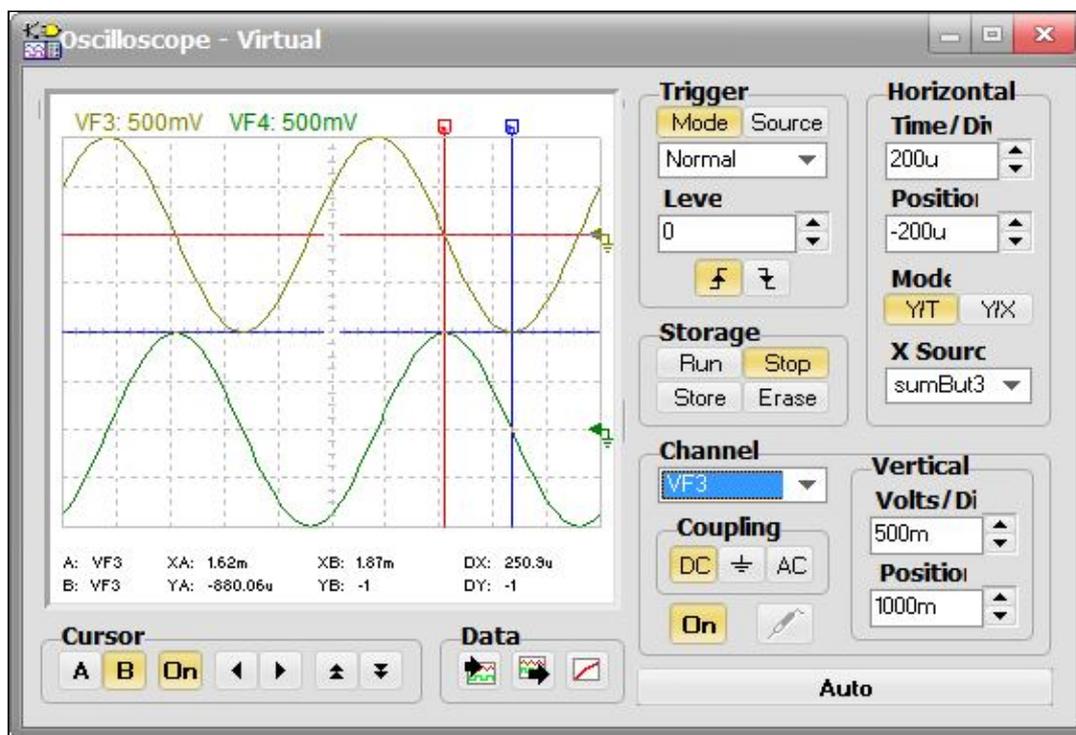


## OSCILLOGRAMMES DE SINUS A 1 kHz

Une petite note avant de s'intéresser à ces oscillogrammes : un signal sinusoïdal est un signal "entretenu" c'est à dire d'amplitude et de fréquence constantes. Au moment précis de son établissement ou de son changement de niveau (par la commande de volume en audio), ce n'est plus un signal sinusoïdal, il se voit affublé d'harmoniques.

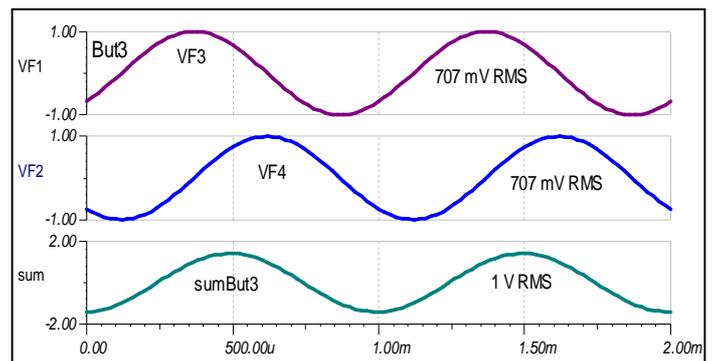
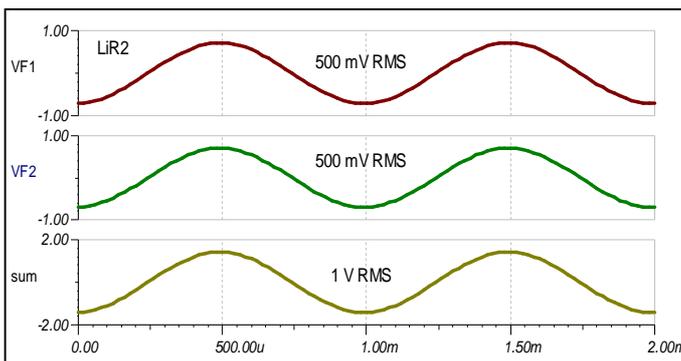
Ci-dessous, l'oscilloscope virtuel du simulateur montre l'écart entre les traces des signaux issues des voies passe-haut et passe-bas du filtrage But3 .

Les curseurs rouge et bleu permettent de l'apprécier, il est d'un quart de cycle soit  $90^\circ$ .



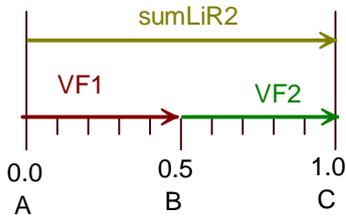
Note : les couleurs de l'affichage sur l'écran de l'oscilloscope ne sont pas modifiables, elles diffèrent de celles utilisées ailleurs pour VF3 et VF4.

Le programme permet de séparer les traces et de retrouver les couleurs initialement choisies

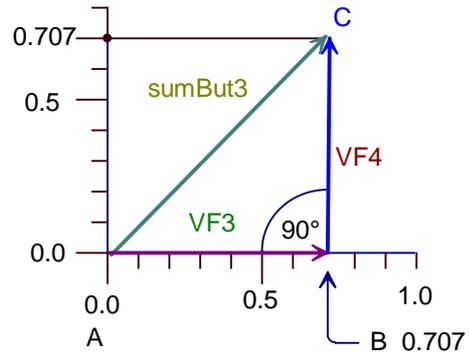


Le premier vecteur qui représente VF1 ou V3 a pour origine le point A. Il est relié au point B, origine du second vecteur qui représente VF2 ou VF4 et dont l'extrémité est le point C. La somme vectorielle de AB et BC est le vecteur AC.

**Réponse en fréquence à 1 kHz**



LiR2  
 vecteurs AB et BC en ligne  
 $sumLiR2 = VF1 + VF2$   
 $= 0.5 + 0.5$   
 $= 1$

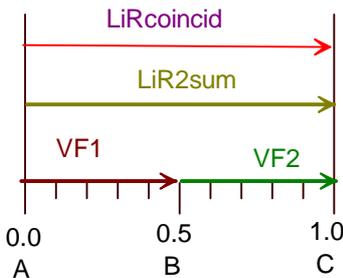


But3  
 vecteurs AB et BC à 90°  
 $sumBut3 = (VF3^2 + VF4^2)^{0.5}$   
 $= (0.707^2 + 0.707^2)^{0.5}$   
 $= 1$

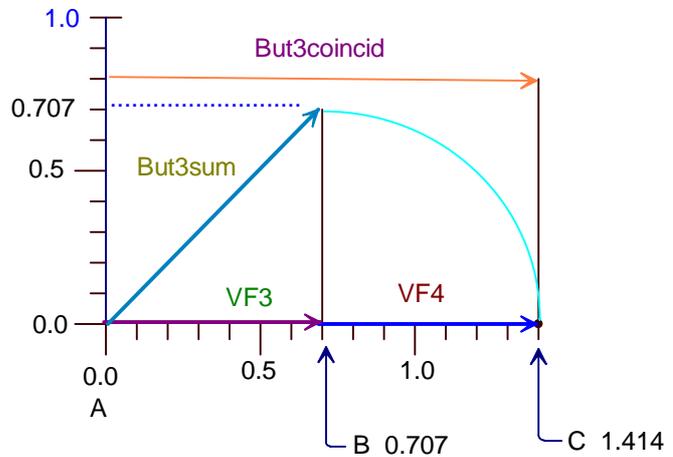
V1 et V2 sont en phase (vecteurs AB et BC en ligne) et s'ajoutent simplement pour donner sumLiR2.

Pour que sumBut3 donne le même niveau que sumLiR2 à la fréquence de croisement de 1 kHz, VF3 et VF4 doivent, à cause de leur écart de phase, être 1.414 fois plus élevées de (+3 dB).

**Réponse en coïncidence à 1 kHz**



LiR2coincid = VF1 + VF2  
 $= 0.5 + 0.5$   
 $= 1$



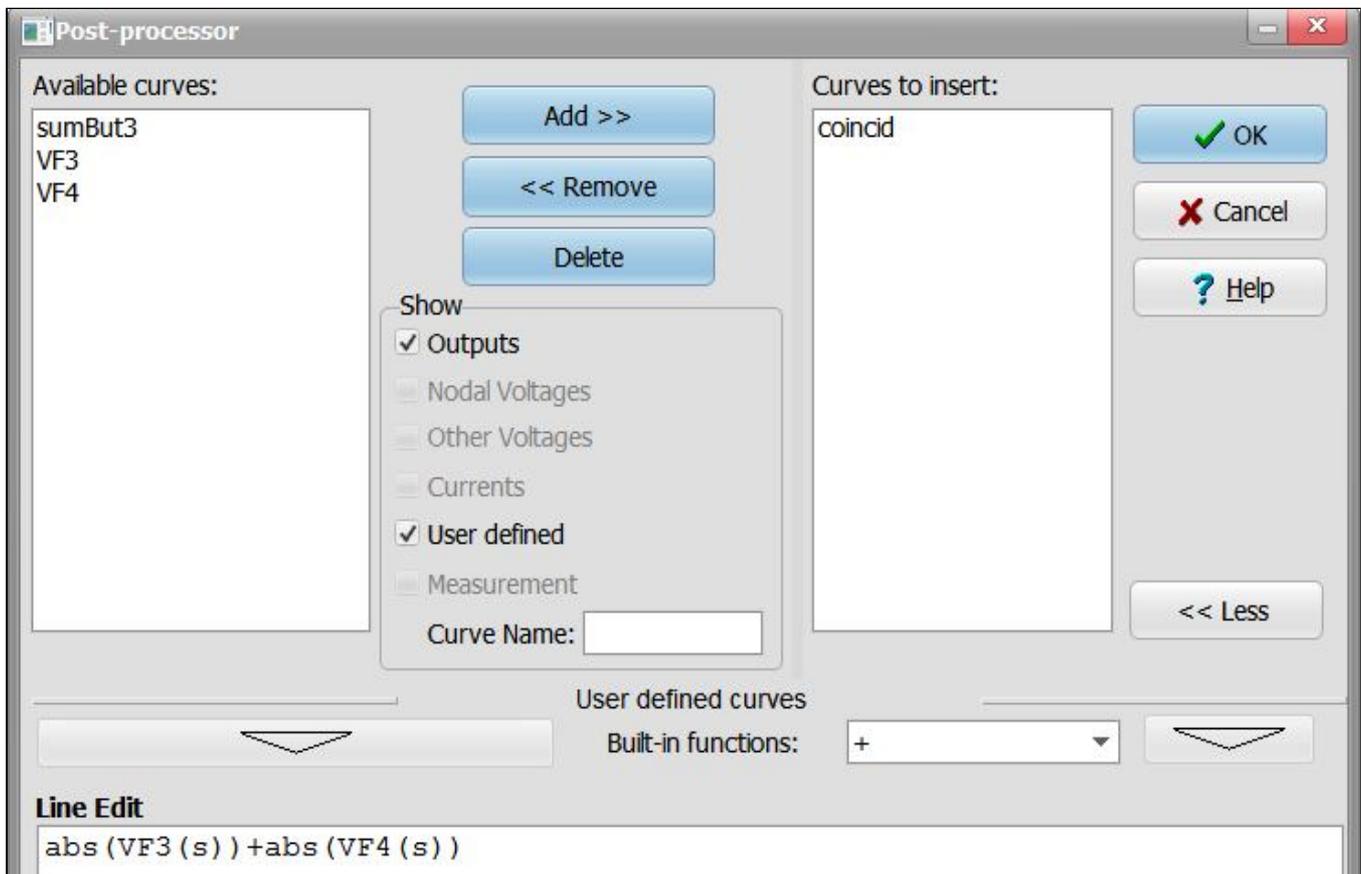
But3coincid = VF3 + VF4  
 $= 0.707 + 0.707$   
 $= 1.414$

La réponse en coïncidence s'obtient en omettant de prendre en compte le déphasage entre les deux vecteurs (en ramenant BC dans l'axe de AB pour But3)

A 1 kHz, la réponse en coïncidence du LiR2 est égale à celle de la somme alors que celle du But3 est de 1.4141 fois celle de la somme, soit +3 dB.

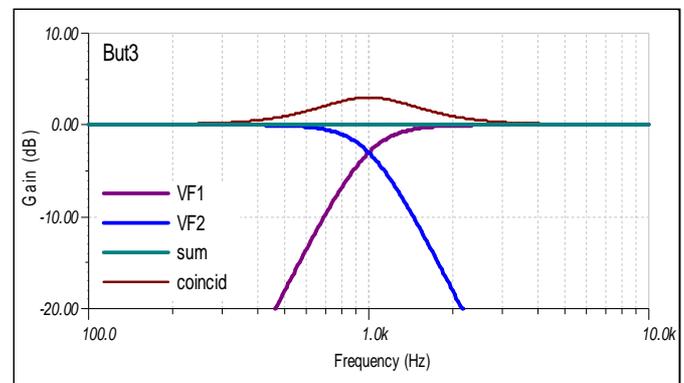
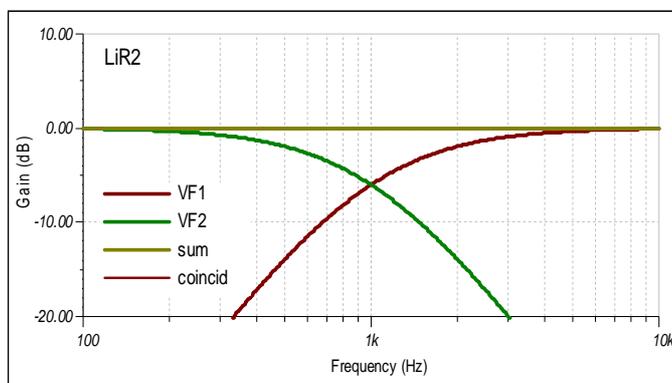
Le processus pour la fréquence de croisement a été décortiqué, refaire le calcul à d'autres fréquences serait fastidieux, le programme de simulation va s'en charger.

Le mode "post-processor" du logiciel permet un traitement sur des résultats après les avoir relevés. On peut ainsi supprimer l'influence des écarts de phase sur des courbes de réponse en fréquence pour obtenir des courbes en coincidence (la méthode illustrée ci-dessous m'a été communiquée par Dada du regretté forum Audax).



C'est ainsi que l'on peut faire apparaître sur les graphiques précédents la courbe de réponse en coincidence en même temps que la courbe de réponse en fréquence.

Sur celui du LiR2, les deux sont confondues. Sur celui du But3, elles se distinguent nettement, celle en coincidence est grevée d'une bosse de 3 dB.



La valeur d'un écart de phase est ainsi transposée en une valeur de niveau.

## LA NOTION DE RETARD DE GROUPE

En étudiant minutieusement le comportement temporel de la sortie d'un filtre ou de la sommation des voies d'une enceinte, on constate que la réponse des filtres d'ordre supérieur à 1 présente un temps de propagation qui varie avec la fréquence.

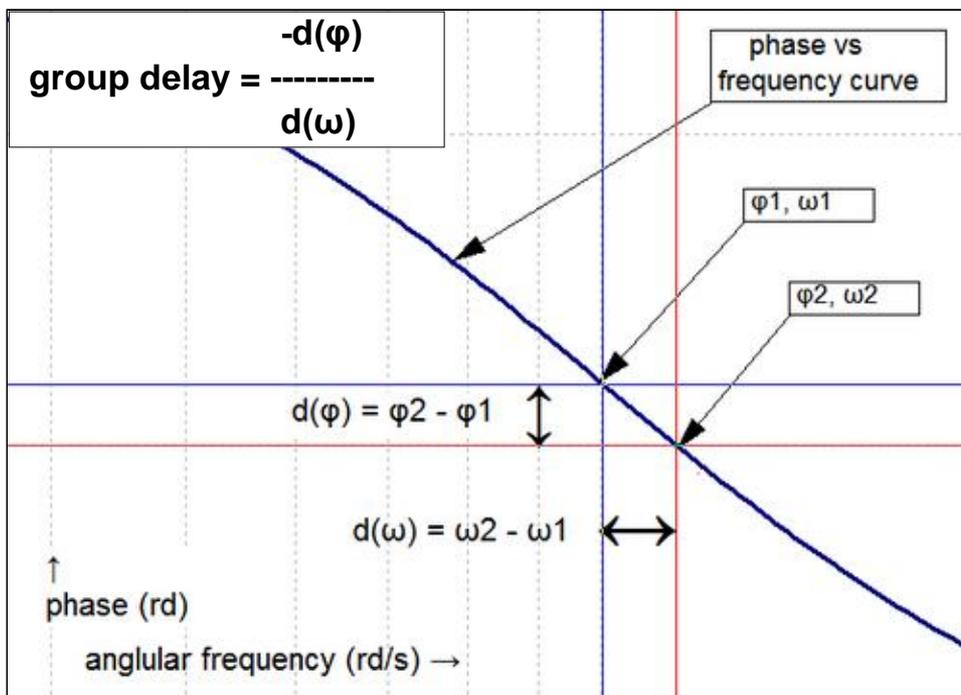
Pour l'auditeur, cela se traduit par un déplacement en profondeur du plan d'émission sonore. Le plus souvent, c'est dans la zone des graves que le signal montre un retard sensible.

Ce retard est qualifié de "temps de propagation de groupe", plus brièvement "retard de groupe" et "group delay" en anglais.

Il se calcule pour une zone réduite de fréquences, ce que montre la portion du graphique ci-dessous où apparaît l'évolution de la phase (en ordonnée) en fonction de la fréquence (en abscisse).

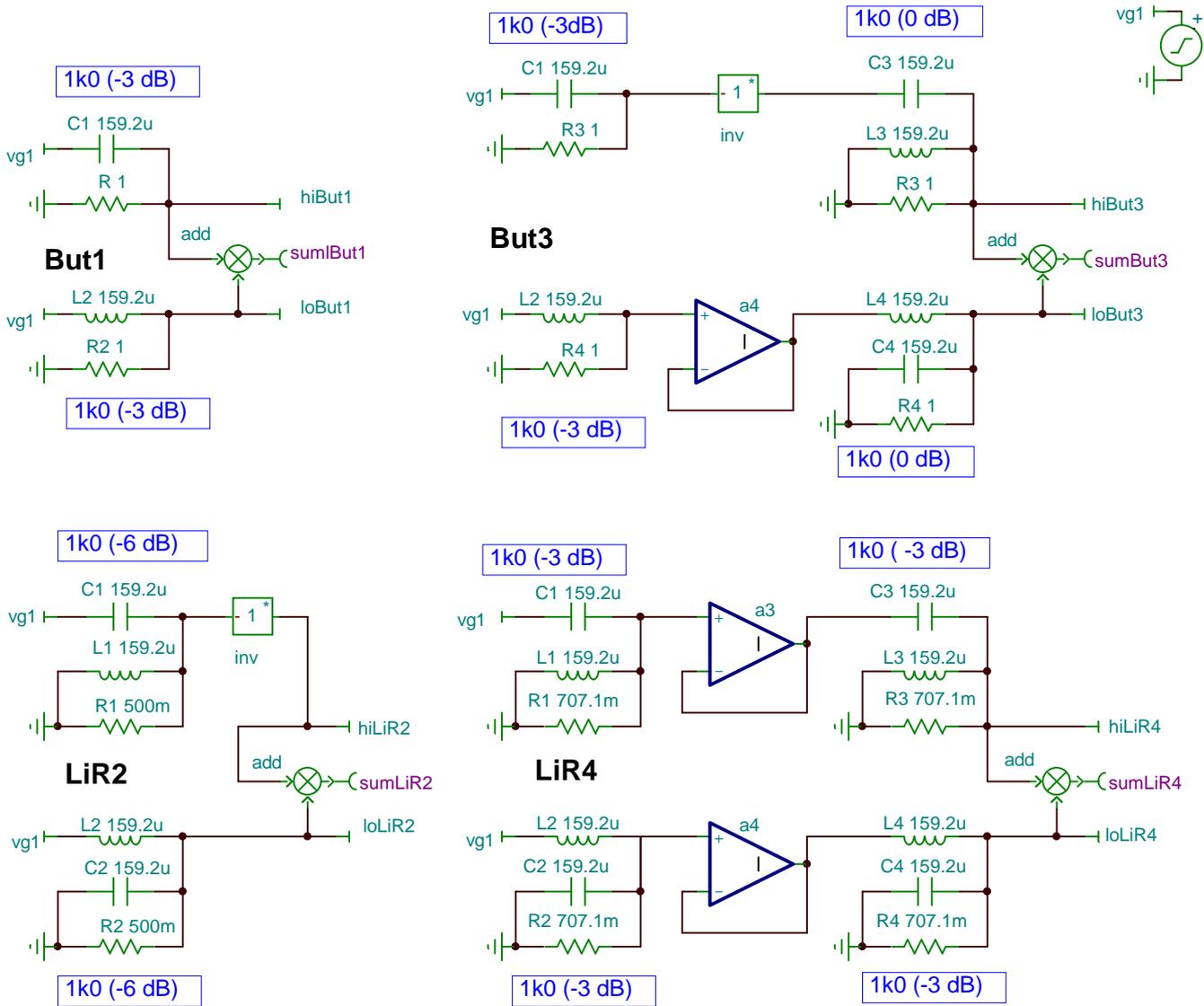
Le retard de groupe dans cette zone fait appel au rapport entre la variation de phase en radians (rd) et la variation correspondante de fréquence angulaire, en radians par seconde (rd/s). Il s'exprime en fractions de seconde, rd présent à la fois au numérateur et au dénominateur s'annulant. Un retard ne pouvant être négatif, on utilise l'opposé du rapport.

## CALCUL DU RETARD DE GROUPE

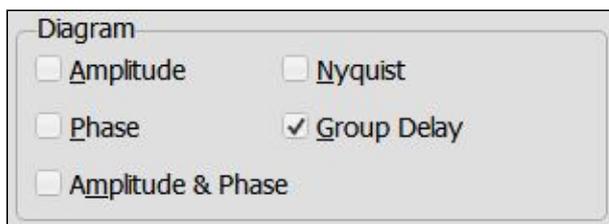


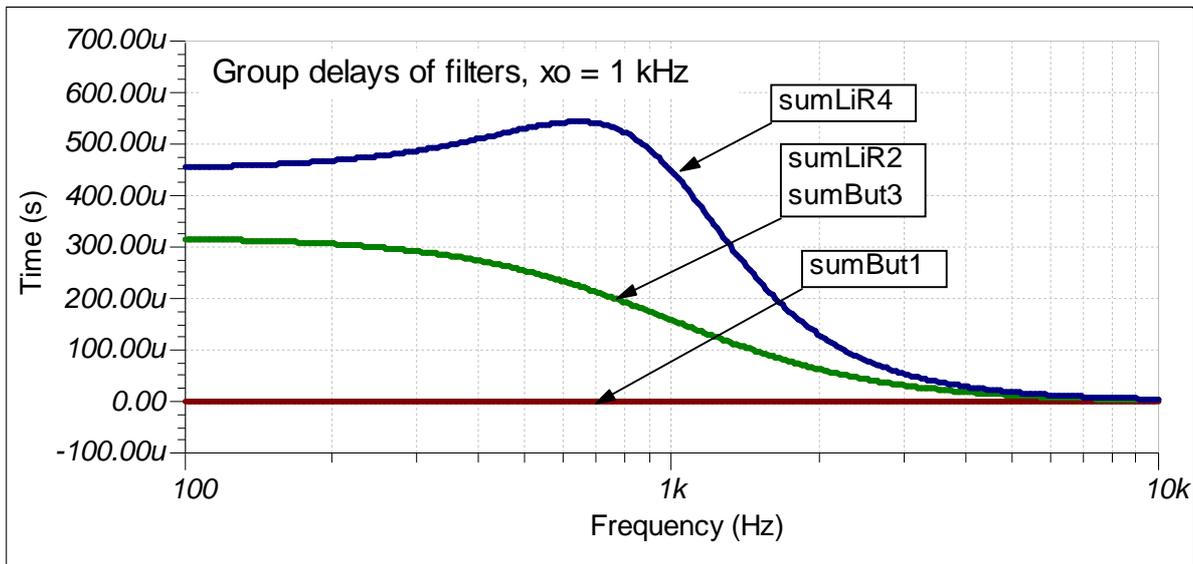
$\phi$  phase (rd)       $1 \text{ rd} = 360^\circ/2\pi = 57.3^\circ$   
 $\omega$  angular frequency (rd/s)       $\omega = 2\pi \times \text{frequency}$

Ces quatre schémas représentent des filtres Butterworth d'ordre 1, Linkwitz-Riley d'ordre 2, Butterworth d'ordre 3 et Linkwitz-Riley d'ordre 4 (respectivement abrégés But1, LiR2, But3 et LiR4).



Le simulateur permet d'obtenir directement, à partir de son tableau de commande des caractéristiques de transfert, des courbes de retard de groupe en fonction de la fréquence.





Les courbes de retard de groupe des filtrages précédents sont réunies ici sur une figure commune.

Pour le LiR4, le retard de groupe présente une importante variation, qui culmine avec  $543 \mu\text{s}$  à  $646$  Hz et n'est plus que de  $130 \mu\text{s}$  à  $2$  kHz.

L'écart temporel entre ces deux fréquences est donc de  $413 \mu\text{s}$ , ce qui représente pour un auditeur face à une enceinte utilisant un tel filtrage une position du plan d'émission à  $646$  Hz de  $142$  mm en arrière de celle à  $2$  kHz.

Ceci devrait donner au lecteur une idée très concrète de l'effet acoustique que produit sur la majorité des enceintes la variation de leur retard de groupe avec la fréquence : une position non fixe du plan d'émission.

Il revient à l'auditeur pointilleux de déterminer si c'est perceptible ou non.

§

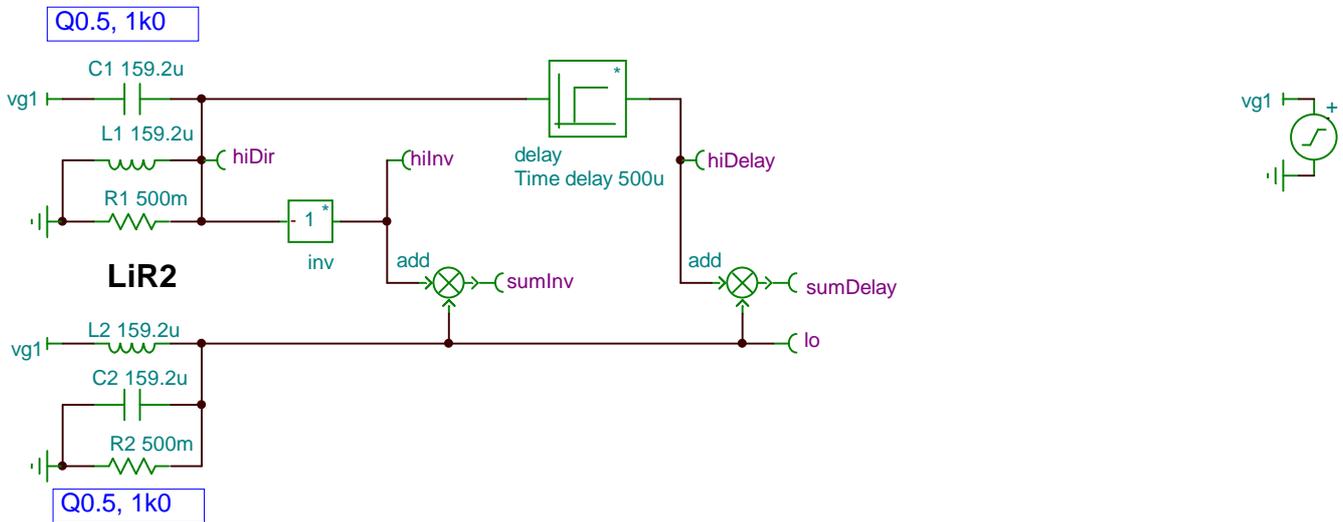
# Inversion de polarité et retard de phase de 180°

Une inversion de polarité n'équivaut pas à un retard de phase de 180°.

L'exemple suivant le démontre avec un filtrage Linkwitz-Riley d'ordre 2 à deux voies et fréquence de croisement à 1 kHz (-6 dB). Ce filtrage est bien connu pour demander l'inversion de polarité de l'une des voies afin d'obtenir une réponse en fréquence plane. Sans inversion, cette dernière présente une crevasse à sa fréquence de croisement.

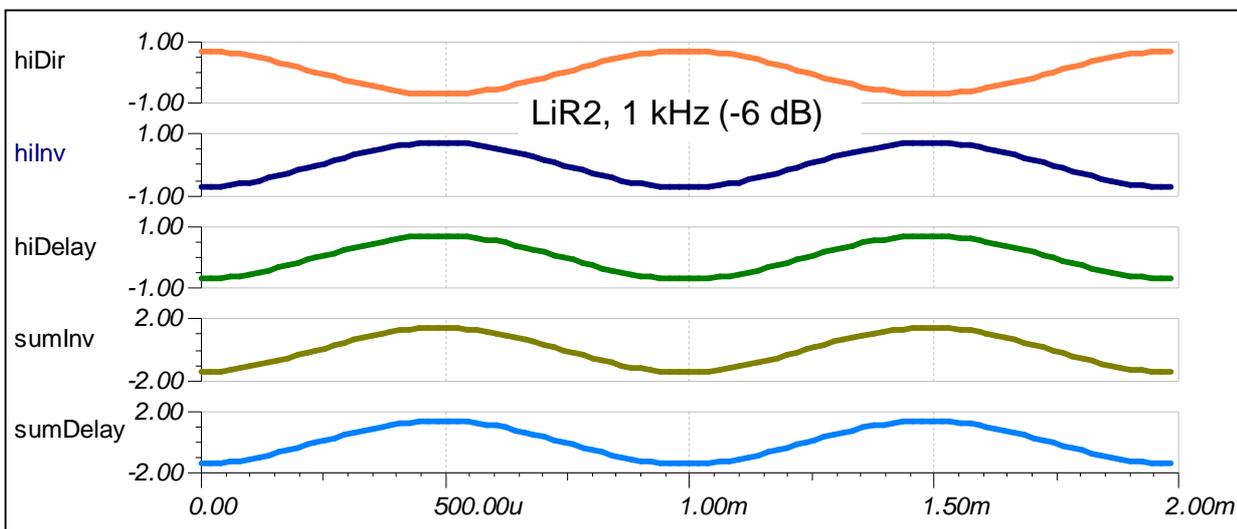
## FILTRE LIR2 ET OSCILLOGRAMMES A 1 kHz

hiDir	↔ signal de la sortie du filtre passif passe-haut.
hiInv	↔ signal inverse de hiDir.
hiDelay	↔ signal hiDir après application d'un retard de 500 µs, ce qui équivaut à un retard de phase de 180° à 1 kHz.
lo	↔ signal à la sortie du filtre pass-bas.



hiInv et hiDelay sont identiques, inverses de hiDir mais de même amplitude.

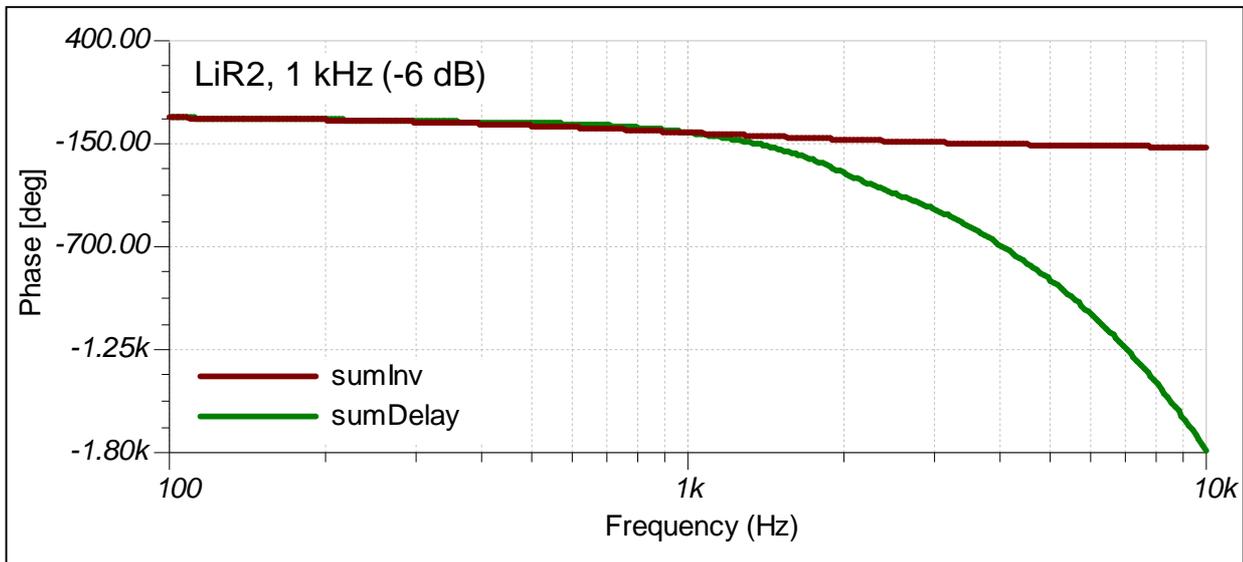
sumInv et sumDelay, d'amplitude double des précédentes, sont les sommes des voies à la fréquence de croisement.



## REPONSE EN PHASE DES SOMMES sumInv ET sumDelay

L'évolution de la phase entre 100 Hz et 10 kHz est :

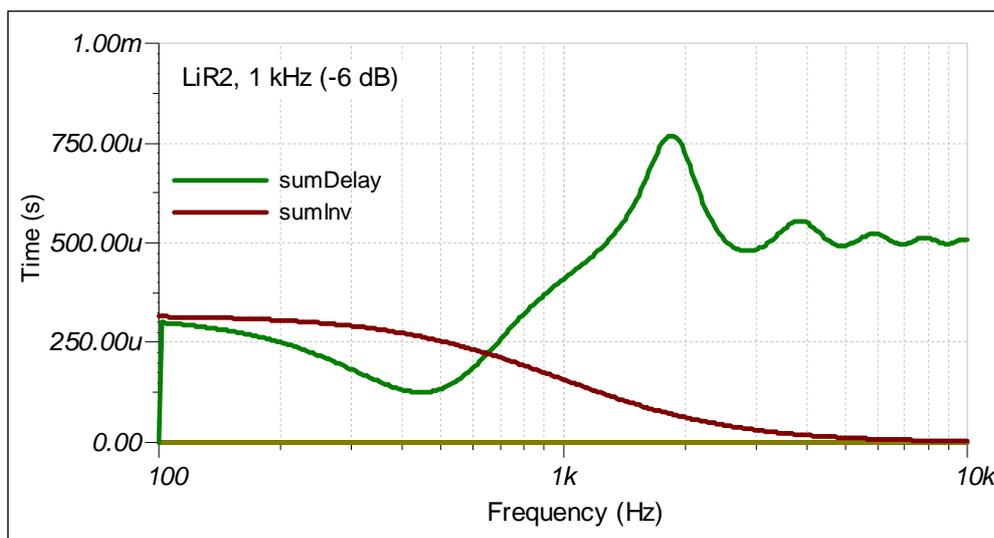
- pour sumInv, légèrement inférieure à  $180^\circ$ .
- pour sumDelay, avec son retard introduit dans la voie passe-haut 500  $\mu\text{s}$ , de  $1800^\circ$ .



## REPONSE EN RETARD DE GROUPE DES SOMMES sumInv ET sumDelay

Idéalement, le retard de groupe devrait être constant dans toute la bande audio. Pratiquement, on vise à ce que l'amplitude de sa courbe soit faible et régulière.

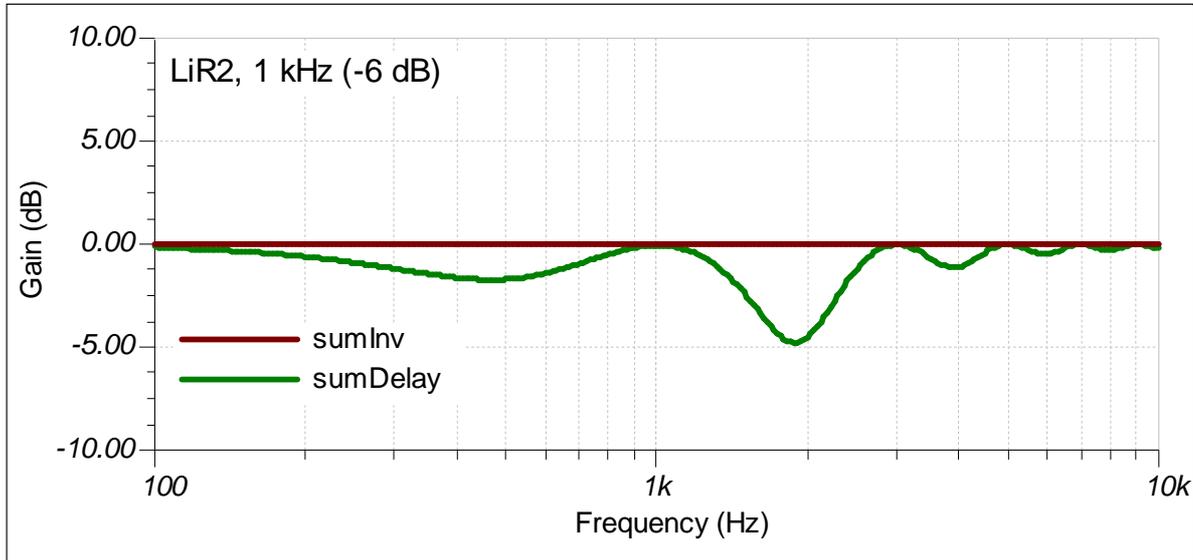
sumInv présente une courbe de variation régulière de 315  $\mu\text{s}$  d'amplitude, tout au contraire de celle de sumDelay, cahotique et dont l'amplitude est de 643  $\mu\text{s}$ .



## REPONSE EN FREQUENCE DES SOMMES sumInv ET sumDelay

Les sommes des voies passe-haut et passe-bas, chacune à -6 dB à 1 kHz, donnent toutes deux une réponse à 0 dB à 1 kHz.

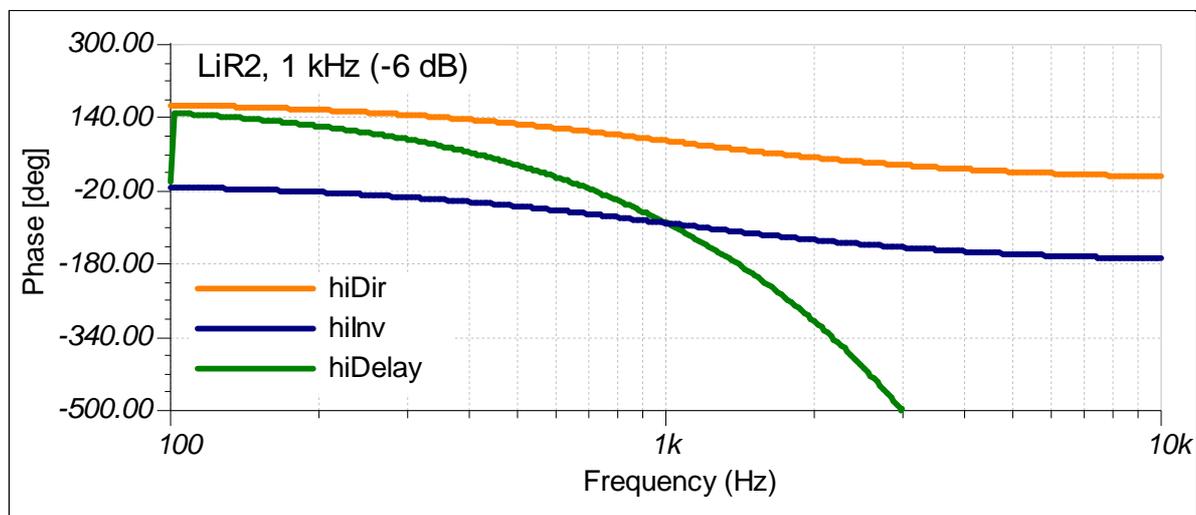
Ailleurs, la courbe de réponse de sumInv (à polarité de la voie aigüe inversée) reste plate alors que celle de sumDelay (à retard de 500  $\mu$ s dans la voie passe-haut) est très irrégulière.



## REPONSE EN PHASE DES VOIES PASSE-HAUT hiDir ET hiDelay

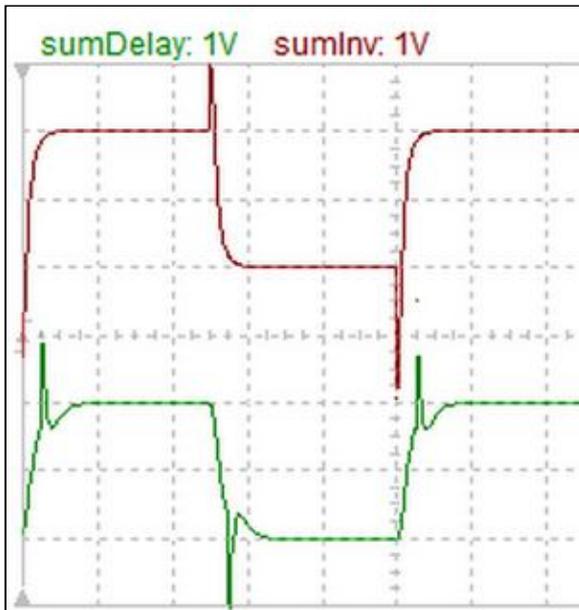
L'écart de phase entre hiDir et hiInv est constant, de  $180^\circ$  sur la base passante. C'est dû à l'inversion de polarité de hiInv, il ne s'agit pas d'un retard de phase. La variation de phase de hiInv est de  $90^\circ$  entre 1 et 10 kHz.

Par contre le retard temporel constant de 500  $\mu$ s appliqué pour hiDelay entraîne une variation de phase d'autant plus rapide que la fréquence est élevée. La variation de phase de hiDelay est de  $1700^\circ$  entre 1 et 10 kHz.

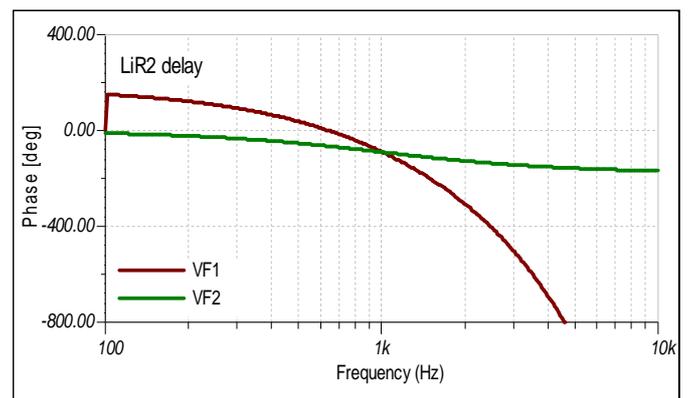
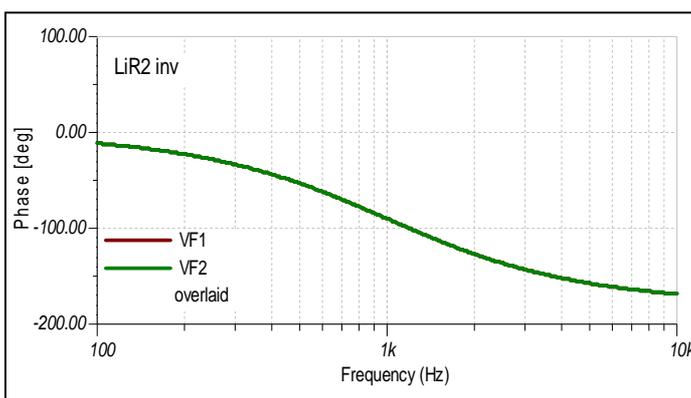


Il est parfois reproché à la configuration liée à sumInv que sa reproduction de signaux carrés (à 100 Hz ici) donne deux fronts de montée opposés. Il en est parfois un peu trop rapidement déduit que les membranes des haut-parleurs ont alors des mouvements opposés, ce qui ne peut être que néfaste à une reproduction sonore de qualité et justifierait l'adoption de la configuration "à retard" de à sumDelay qui ne présente pas ce "défaut", pic et front de montée allant dans le même sens.

Mauvaises analyses !



S'il n'y a pas d'écart de phase entre les voies, les émissions des haut-parleurs ont des mouvements dans le même sens. Les courbes de réponse en phase montrent que c'est le cas de celles liées à sumInv qui sont confondues (écart de phase parfaitement nul). Tout au contraire de celle liées à sumDelay qui divergent fortement.



Ceux qui adhèrent à l'idée que la configuration sumInv entraîne des mouvements contraires des membranes devront chercher ailleurs une explication à la forme des fronts d'attaque à double sens tel qu'en présente le très classique filtrage Linkwitz-Riley d'ordre 2.

## Fiches de caractéristiques des filtrages

Cette page n'est incluse ici que provisoirement.

Ces fiches propres à l'auteur sont très pratiques pour des comparaisons.

Elles réunissent les caractéristiques principales des filtrages :

les variations ("ripples") des réponses en fréquence dans l'axe des haut-parleurs, en coincidence et en retard de groupe. Pour les deux voies ("channels") :

hi ↔ niveaux sur la partie atténuée du passe-haut à une octave en dessous de fx et à la fréquence où le niveau est atténué de 20 dB .

fx ↔ fréquence et niveau au croisement des voies.

hi ↔ niveaux sur la partie atténuée du passe-bas à une octave en dessus de fx et à la fréquence où le niveau est atténué de 20 dB.

inv hi ↔ indique que la voie passe-haut est inversée.

lo~hi ↔ différence de phase entre la courbe du passe-bas et la courbe du passe-haut aux fréquences précédentes.

```
+-----+
! 0006_BUT, 1 kHz (-3 dB) !
! ..... !
! sum ripples : !
! axis          0.0 dB !
! coincid       3.0 dB !
! group delay   0 µs !
+ - - - - - +
! channels : !
!   Hz      gain  lo~hi !
! hi  100   -20.0 dB  90° !
!   500    -7.0 dB   90° !
! xo 1k00   -3.0 dB   90° !
!   2k00   -7.0 dB   90° !
! lo 10k0   -20.0 dB  90° !
+-----+
```

```
+-----+
! 0012_LiR, 1 kHz (-6 dB) !
! ..... !
! sum ripples : !
! axis          0.0 dB !
! coincid       0.0 dB !
! group delay   297 µs !
+ - - - - - +
! channels (inv hi) : !
!   Hz      gain  lo~hi !
! hi  333   -20.0 dB  0° !
!   500   -14.0 dB  0° !
! fx 1k00   -6.0 dB  0° !
!   2k00  -14.0 dB  0° !
! lo 3k00  -20.0 dB  0° !
+-----+
```

```
+-----+
! 0018_BUT 1 kHz (-3 dB) !
! ..... !
! sum ripples : !
! axis          0.0 dB !
! coincid       3.0 dB !
! group delay   312 µs !
+ - - - - - +
! channels (inv hi) : !
!   Hz      gain  lo~hi !
! hi  426   -20.0 dB  90° !
!   500   -18.1 dB  90° !
! fx 1k00   -3.0 dB  90° !
!   2k00  -18.1 dB  90° !
! lo 2k14  -20.0 dB  90° !
+-----+
```

```
+-----+
! 0024_LIR, 1 kHz (-6 dB) !
! ..... !
! sum ripples : !
! axis          0.0 dB !
! coincid       0.0 dB !
! group delay   514 µs !
+ - - - - - +
! channels : !
!   Hz      gain  lo~hi !
! hi  500   -24.6 dB  0° !
!   575   -20.0 dB  0° !
! fx 1k00   -6.0 dB  0° !
!   1k73  -20.0 dB  0° !
! li 2k00  -24.6 dB  0° !
+-----+
```