

# Fonctions d'aiguillage pour enceintes électroacoustiques

Evaluation grâce à [LTspice](#)

première édition : 7 octobre 2010  
dernière mise à jour : 17 février 2013

*De grands noms de l'audio ont publié diverses solutions de réseaux de filtrage pour haut-parleurs au "Journal of the Audio Engineering Society" ou JAES.*

*On se propose ici d'utiliser le logiciel de simulation LTspice, maintenant bien connu des passionnés de DIY audio, comme outil didactique et interactif pour mieux appréhender les notions en jeu. Réponses fréquentielle et transitoire de qualité seront en objectifs finaux. Quitte à oublier les réalisations passives voire actives analogiques, pour s'autoriser à viser un traitement numérique du signal.*

Si le mythe du haut-parleur à large-bande peut trouver raison dans quelques sphères audiophiles, quand c'est la haute-fidélité sur toute la gamme musicale qui est visée, un haut-parleur unique ne peut s'en sortir. Coincé entre la nécessité d'être peu directif aux fréquences élevées avec pour cela un diamètre limité, et la nécessité de déplacer du volume d'air aux basses fréquences. La distorsion de fractionnement du cône (voire du bicône) ajoute son grain de sel en haut du spectre. Choisir une reproduction à haut-parleur unique est un compromis moyen. Toutefois, un aiguillage mal emmanché vers des haut-parleurs pourtant bien choisis en fonction de leur voie, peut conduire à un résultat d'écoute plus déplorable qu'avec un seul large-bande correctement mis en œuvre.

Un haut-parleur constitue naturellement un [filtre passe-bande](#) délimité, en bas par sa fréquence de résonance une fois chargé, en haut par la fréquence caractéristique de sa membrane et par l'effet selfique à sa bobine mobile. Que cette fonction de transfert soit intégrée à la fonction d'aiguillage est exigé par plusieurs concepts exposés ici. Si la fonction globale reste une courbe cible, le filtre électrique n'est alors qu'un facteur. Quand le réseau électrique d'aiguillage est suffisamment sélectif et les haut-parleurs à bandes suffisamment larges, cette intégration souvent délicate peut s'effacer. Les non-coaxialité et non-alignement mécaniques des centres émissifs, les dimensions du baffle, peuvent également conditionner le dessin de l'aiguillage.

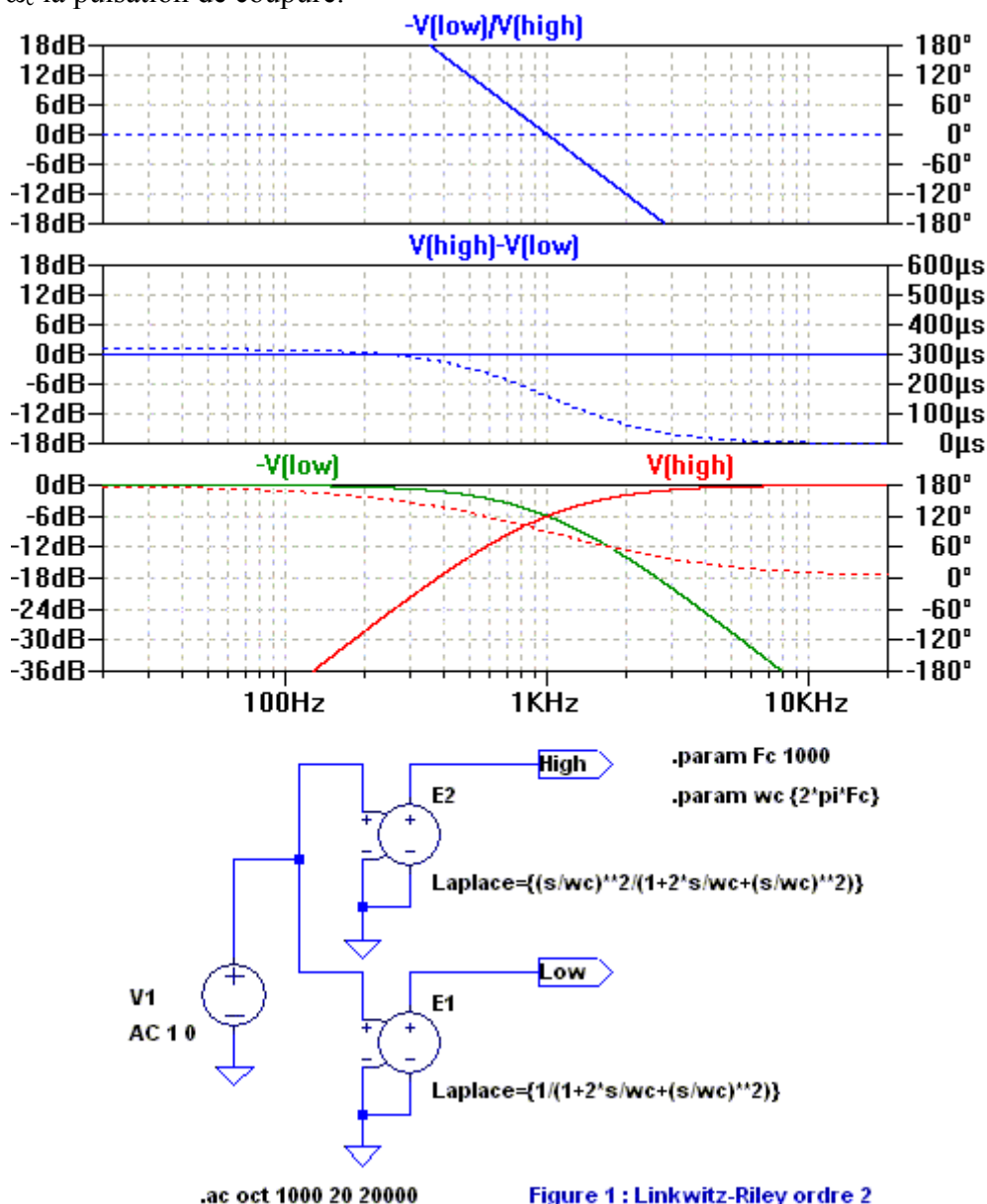
*Les réseaux "All-Pass" puis "Constant-Voltage" seront étudiés en prérequis, en configuration à deux voies. Un aiguilleur "Lipshitz-Vanderkooy" sera davantage tourné vers de l'applicatif, en configuration à trois voies. L'ensemble des figures est tiré d'applications LTspice que l'auteur pourra fournir en fichiers .asc et .plt à qui voudra s'essayer plus rapidement aux diverses options évoquées.*

*La réponse en phase sera ici régulièrement tracée. Un mot sur les systèmes à phase minimale : Ils ont sur leur lieu de Bode une phase directement image des pentes de leur gain. 0dB/oct. donne 0°, -6dB/oct. donne -90°, +6dB/oct. donne +90°, -12dB/oct. donne +180°, etc... Attention toutefois, si les filtres constitutifs d'un système sont à phase minimale, la somme opérée par ce système n'est plus obligatoirement à phase minimale. Cette considération est essentielle pour plus tard interpréter correctement les extrapolations que permettent les logiciels de mesure acoustique à condition que la phase soit bien minimale.*

Les réseaux "All-Pass" sont caractérisés par une sommation du type  $|F_l + F_h| = 1$ .  $F_l$  est la fonction de transfert de la voie grave,  $F_h$  est la fonction de transfert de la voie aigüe. Ils sont décrits par Peter Garde au [JAES de sept 81](#). Le module de la somme est unitaire et donc à 0dB, par contre la phase  $\theta$  est non linéaire en fonction de la fréquence  $f$  ou de la pulsation  $\omega = 2\pi f$ .

Ce dernier point conduit à un délai de groupe  $d\theta/d\omega$  non constant. W. Marshall Leach évoque [cette distorsion](#) au JAES de sept. 89 où il considère la différence entre délais de phase et de groupe. Délais [illustrés sur cette fig. 1.1](#) extraite du [JAES de nov. 82](#). En considérant la vitesse du son en mètres par seconde, les délais en secondes rencontrés en électroacoustique peuvent basculer en mètres, ce qui aide à relativiser les décalages. Par exemple :  $300\mu s \times 340m/s = 0,1m$ .

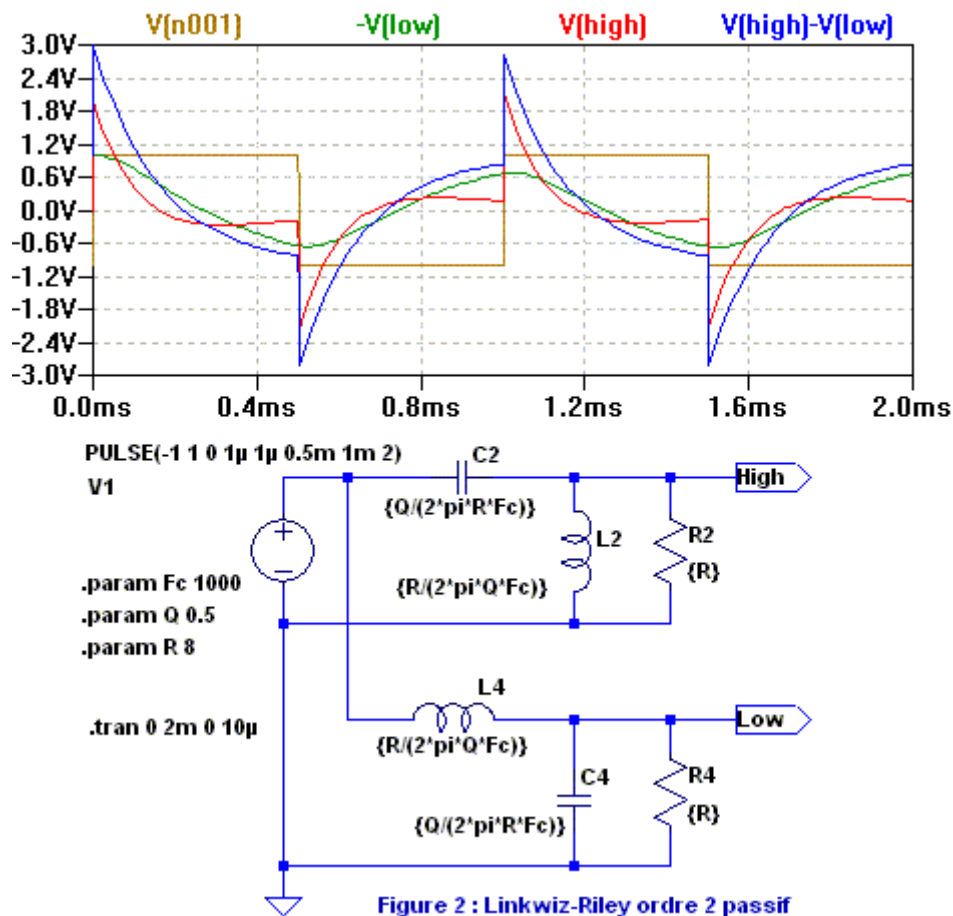
Un réseau de Linkwitz-Riley d'ordre 2 est évalué en figure 1 dans le domaine fréquentiel. Sur le schéma qui est davantage un synoptique, les fonctions passe-bas et passe-haut sont éditées sous forme de polynômes de Laplace, en valeur de générateur de tension commandé. L'opérateur  $s$  est l'équivalent de la variable complexe  $j\omega$ . Dans la littérature, la grandeur normalisée  $s_n$  peut remplacer  $s/\omega_c$ . Avec  $\omega_c$  la pulsation de coupure.



Le graphe du bas annonce les -12dB par octave du second ordre, le -6dB de tout filtre de Linkwitz-Riley à la fréquence de coupure et une phase synchrone entre grave et aigüe. Le graphe central annonce une somme unitaire à condition qu'une des voies soit inversée, ici aux tracés avec  $-V(low)$ .

Le délai de groupe maximum est égal à  $2/\omega_c$ , où la valeur 2 est le facteur de  $s/\omega_c$  ou  $s_n$  au dénominateur du [polynôme](#). Le coefficient d'amortissement  $Q$  de ce second ordre est déduit de ce même facteur :  $Q = 1/2$  ( $Q = 1/\sqrt{2}$  pour un filtre de Butterworth,  $Q = 1/\sqrt{3}$  pour un filtre de Bessel). Le graphe du haut annonce un [diagramme de directivité](#) peu tourmenté puisque la phase relative entre grave et aigu est nulle. Ceci fut déjà exposé dans le Elektor de mai 1987, en référence à [un article de Siegfried Linkwitz](#) au JAES de février 1976.

Ces mêmes filtres mais en schéma passif sont évalués en figure 2 dans le domaine temporel avec un signal carré en entrée. Passif car LTspice peut générer quelques erreurs quand on se sert des polynômes de Laplace en analyse transitoire. On voit parfaitement la conséquence d'un délai de groupe non-constant sur la réponse transitoire de la somme des voies.



Un réseau de Butterworth d'ordre 3 est en figure 3. Il résulte du produit entre une fonction du premier ordre et d'une fonction du second ordre à  $Q = 1$ . Les pentes sont maintenant à -18dB par octave et la coupure comme pour tout Butterworth à -3dB. La somme est unitaire, qu'une des voies soit inversée ou non. Toutefois, le temps de propagation est moins variable quand il y a inversion. Les  $90^\circ$  de déphasage relatif entre les voies annoncent une gigue du diagramme de directivité à la fréquence de coupure.

Le Linkwitz-Riley d'ordre 4 est également un "All-Pass", il est constitué de deux Butterworth d'ordre 2 cascades. Autrement, Dennis A. Bohn (*Rane Corporation*) a publié au [JAES d'octobre 1983](#), un [LR4 constitué d'un filtre à variable d'état](#) facilitant le réglage de la fréquence de coupure au circuit actif.

Ces premiers filtres agencés en configurations à trois ou quatre voies plutôt qu'à deux, ne conduisent plus exactement à un vrai réseau "All-Pass". Une erreur de 0,1dB à 1dB peut se produire suivant [la topologie du réseau](#).

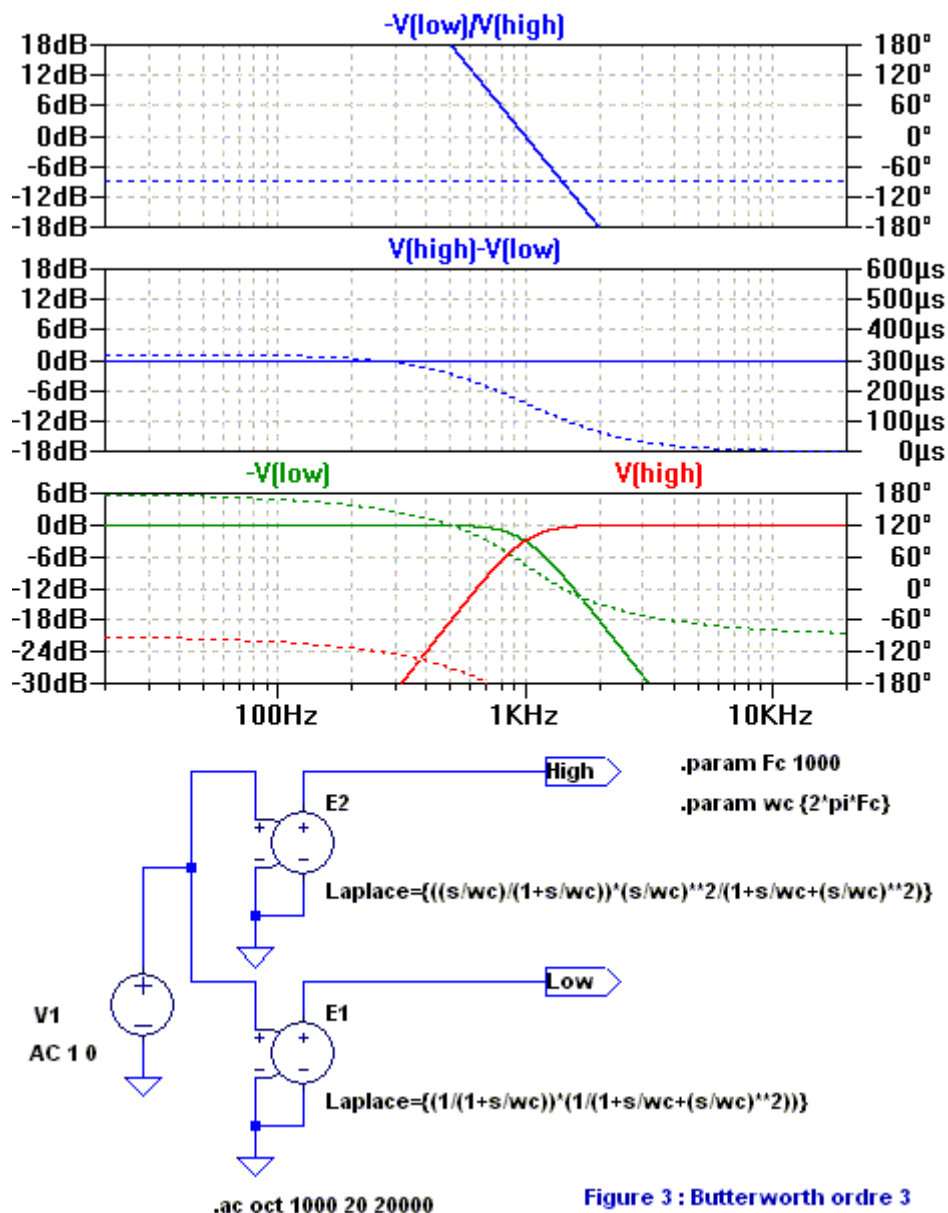


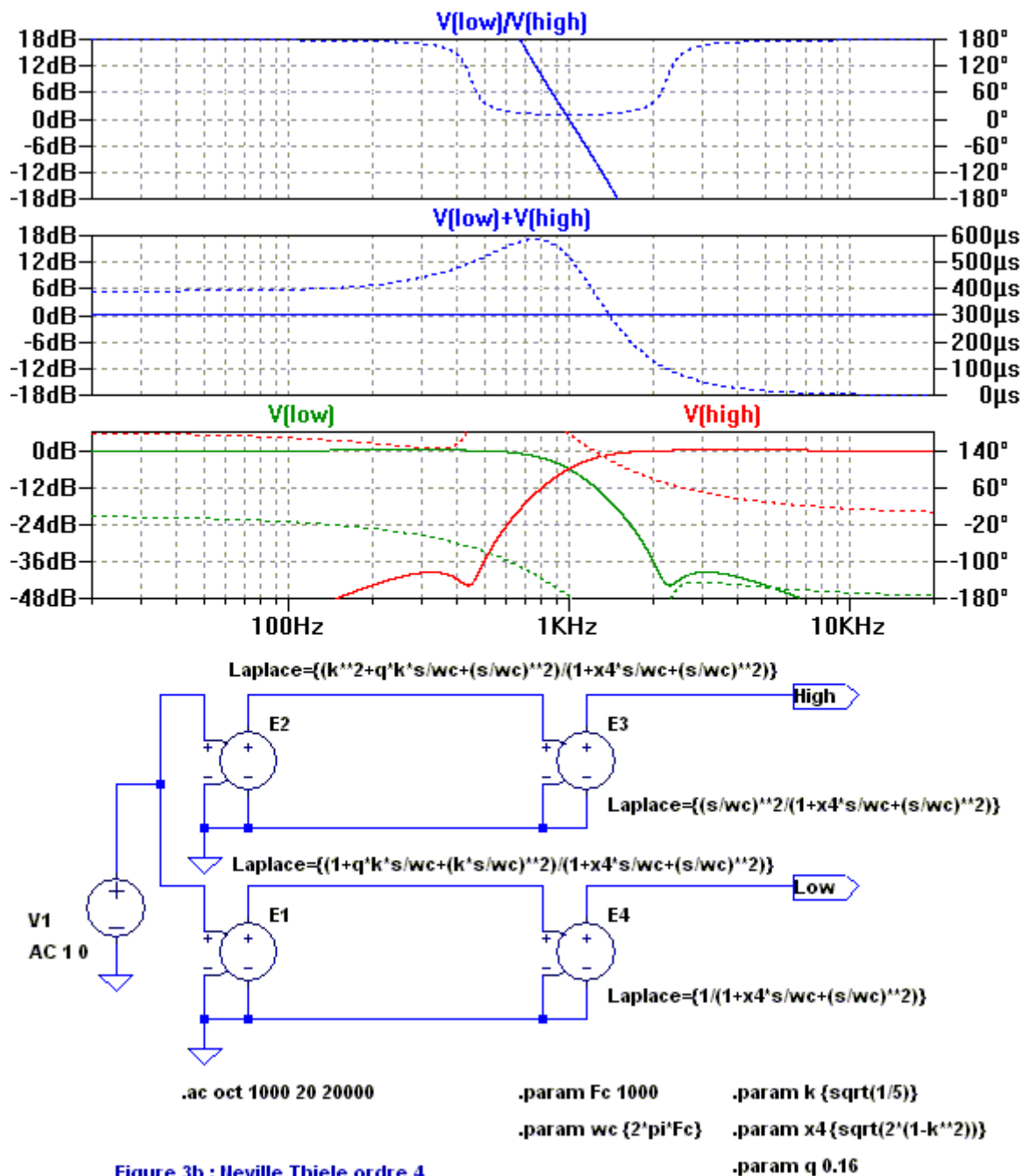
Figure 3 : Butterworth ordre 3

En configuration à trois voies du quatrième ordre (voire quatre voies du sixième ordre), un vrai réseau "All-Pass" est présenté par René Christensen au JAES de janvier 2006. Le document en version pdf est libre d'accès sur le site web de cet acousticien danois. C'est l'occasion parfaite pour le lecteur d'évaluer de nouvelles fonctions de transfert sur son écran 19" avec ce LTspice. Par exemple en jouant sur le facteur  $a = 1/Q$  du chapitre 1 de cet [Engineering Reports](#).

Neville Thiele présente au [JAES de septembre 2000](#), un aiguillage réjecteur (*notch crossover*) mettant en série sur chaque voie un filtre réjecteur d'ordre 2 passe-bas ou passe-haut et un filtre plus conventionnel. Pour la réalisation, des cellules actives de [Sallen and Key](#) sont conseillées, mais des réseaux passifs sont également évoqués.

Les réjections sont décalées d'un facteur  $k$  autour de la fréquence de coupure et autorisent un facteur de qualité  $q$  différent de zéro (ou  $Q=1/q$  différent de l'infini). Suivant l'ordre  $n$  du filtre, un coefficient  $x_n$  est calculé. En figure 3b, se trouve la mise en équations d'un ordre 4 où les filtres conventionnels sont d'ordre 2. Les pentes sont abruptes jusqu'à environ -40dB, les voies sont en phase aux alentours de la coupure, la somme est linéaire à 0dB et le délai de groupe est comparable à un Linkwitz Riley d'ordre 4. Cette méthode d'aiguillage ([NTM](#)) fait l'objet d'un brevet.

Douglas Self présente une réalisation d'ordre 6 à amplificateurs opérationnels dans son ouvrage "[The design of active crossovers](#)" (*notch order 2 + lowpass order 2 + lowpass order 2*).



Les réseaux "*Constant-Voltage*" sont caractérisés par une sommation du type  $F_l + F_h = 1$ . Sans se limiter à la valeur absolue, donc  $1 + 0j$  dans le domaine complexe. Ils sont décrits par Richard Small au [JAES de janvier 1971](#). Le module de la somme reste unitaire et cette fois la phase est nulle sur tout le spectre pour un délai de groupe également nul. Ceci au grand bénéfice de la réponse transitoire. Ces réseaux sont du coup parfois appelés *Transient Perfect Crossover*. Si la phase est non nulle mais linéaire avec la fréquence, le filtre reste un *Constant-Voltage* avec un délai de groupe  $\tau$  constant mais non nul. Dans ce cas  $F_l + F_h = e^{-\tau s}$ .

Le Butterworth de premier ordre (-3dB à la fréquence de coupure) respecte le critère à condition de sommer passe-bas et passe-haut (si on inverse une voie, l'aiguilleur devient *All-Pass*). Mais la faible sélectivité due aux pentes à seulement -6dB par octave le rend fort délicat d'utilisation même sur les meilleurs haut-parleurs.

Ashley et Kaminsky publièrent au [JAES de juin 1971](#) un réseau actif à deux voies de quasi-troisième ordre que l'on retrouve à la figure 9 de la note d'application [AN-346](#) chez *National Semiconductor*. Un schéma qui peut nourrir un bel exercice LTspice.

Le réseau du second ordre de Baekgaard est évalué en figure 4. C'est un deux voies auquel est ajoutée une voie "bouche-trou". Profitons de l'écriture en polynômes pour effectivement constater que la somme des numérateurs est identique au dénominateur commun. Le résultat conduit bien à l'unité parfaite contrairement aux filtres *All-Pass*. En figure 5, une vue passive du filtre de Baekgaard. La réponse impulsionnelle est effectivement idéale. Erik Baekgaard expose le principe au [JAES de mai 1977](#).

Cela fonctionne quelque soit le coefficient d'amortissement Q, [une valeur faible donne davantage de présence à la voie bouche trou](#) qui devient ainsi une voie médium à part entière, mais les pentes des passe-bas et passe-haut tendent alors vers le -6dB par octave peu sélectif.

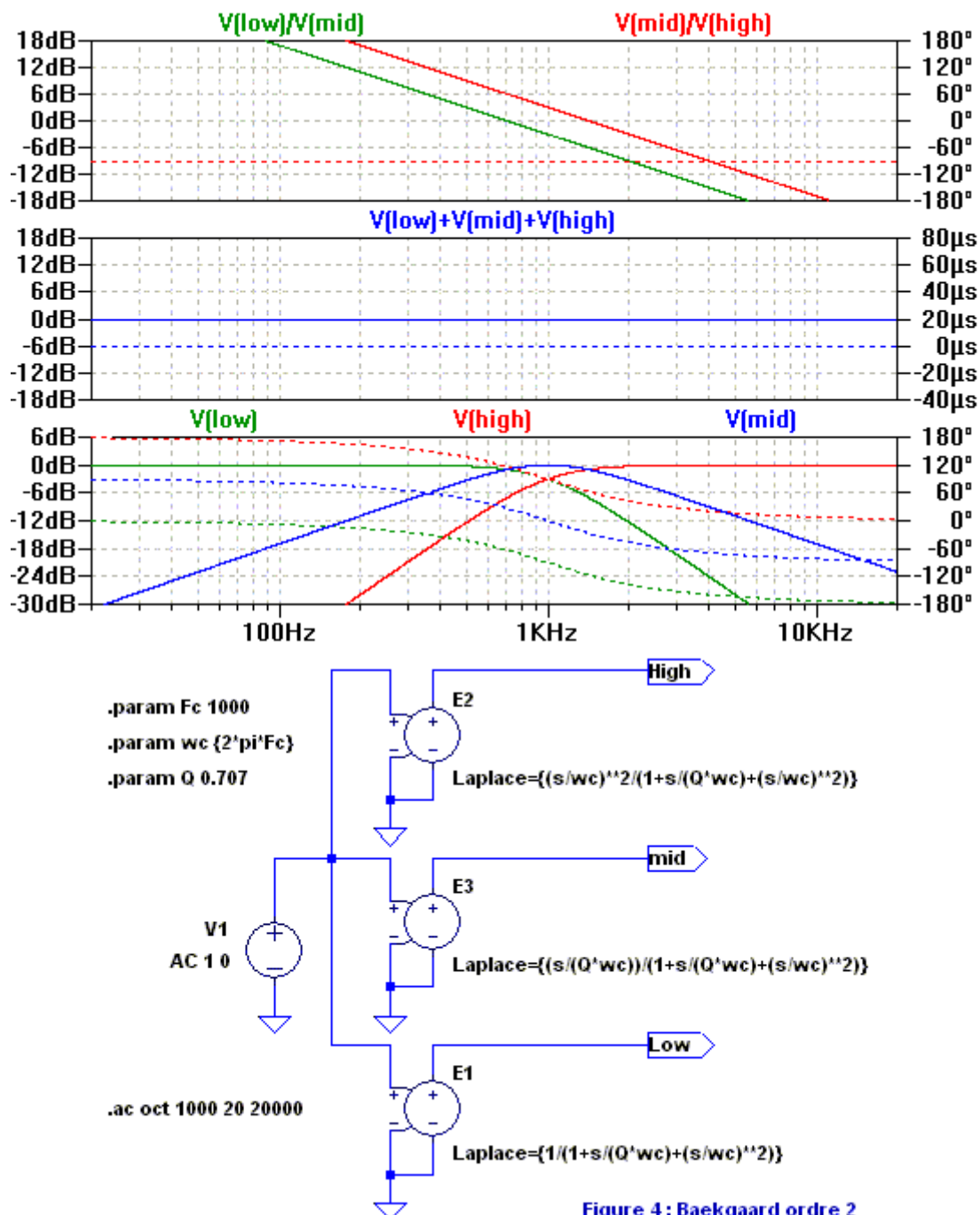
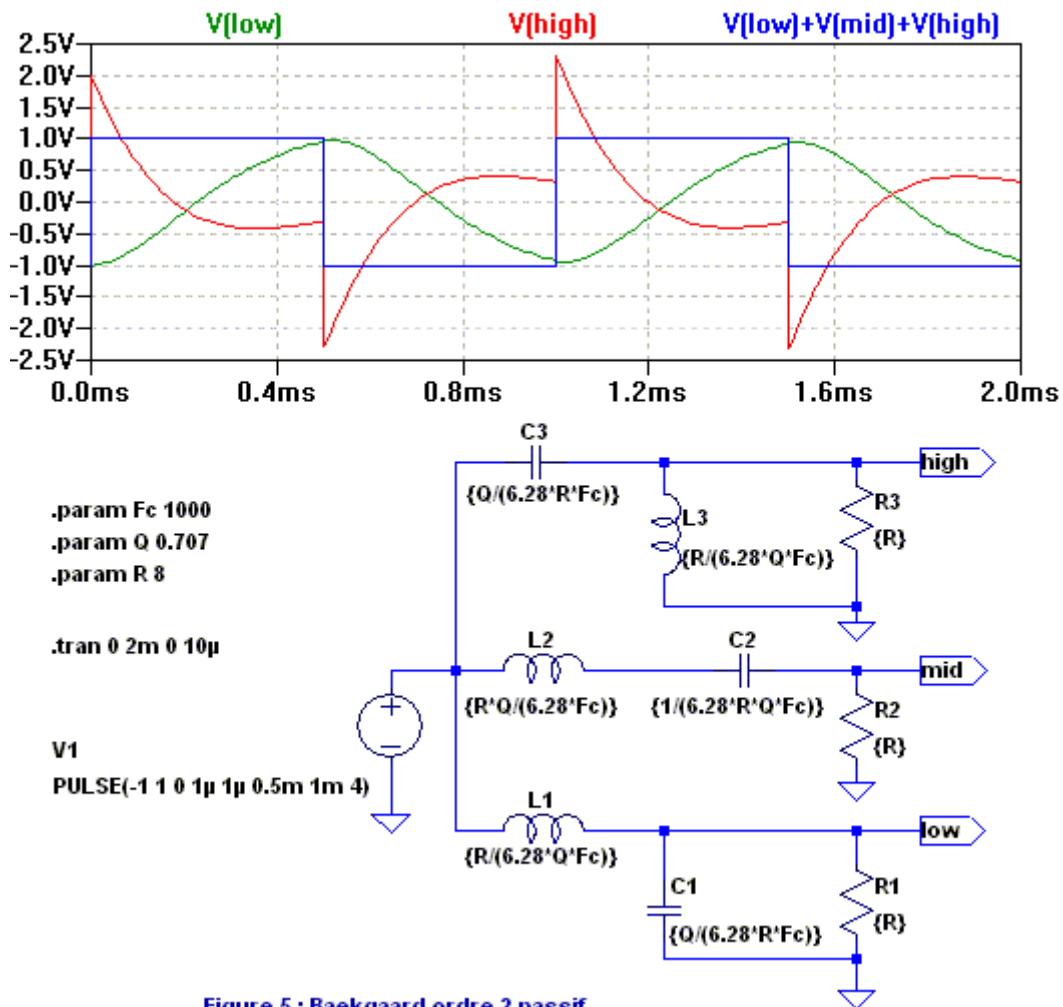


Figure 4: Baekgaard ordre 2

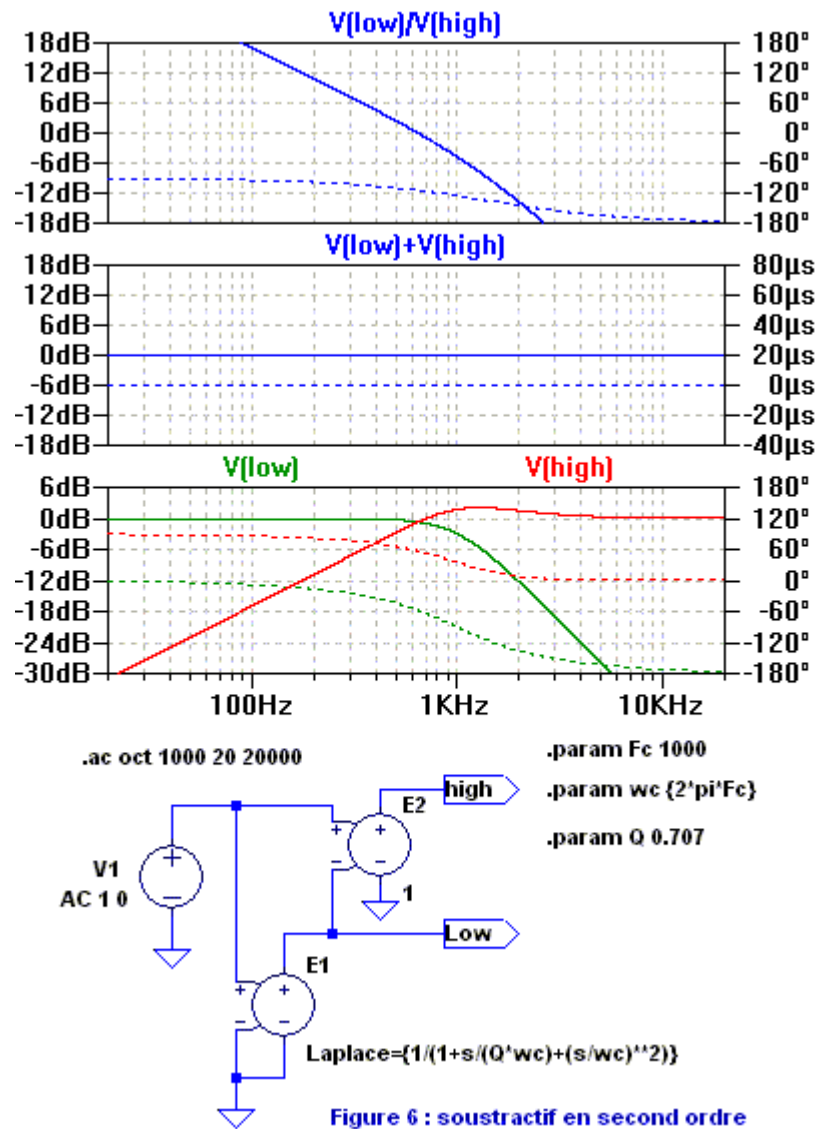




Le filtre soustractif à base d'une cellule noyau passe-bas de second ordre de la figure 6 conduit également vers le *Constant-Voltage*. Toutefois, le très important déphasage relatif entre les deux voies rend le rayonnement des haut-parleurs non-concentriques chaotique. Sans compter la surtension et la faible pente à la voie aigüe dérivée du filtre.

Dans le *Elektor* de septembre 1987, fut décrite une solution de filtre soustractif compensant la phase relative grâce à l'intégration de filtres passe-tout, pour un diagramme de directivité maîtrisé. Mais cela nous fait revenir à une configuration *All-Pass* à délai de groupe non constant. Pourtant, le prétexte de l'article était la description au [JAES de janvier 1983](#) d'un filtre à phase linéaire, par Stanley Lipshitz et John Vanderkooy. Mais il y avait à l'époque un souci de taille : comment réaliser les délais purs qui servaient le concept ? Aujourd'hui, le traitement numérique du signal à portée de main, permet d'envisager une mise en œuvre conjointe de ces délais purs, des cellules de filtrage et des soustracteurs.

Contrairement aux autres réseaux de cet article, ces trois *crossover* soustractifs (sans délai, avec passe-tout ou avec délai) délivrent des réponses asymétriques en amplitude. En raison de fonctions de transfert du type  $1/(1+2.s+s^2)$  et  $(2.s+s^2)/(1+2.s+s^2)$  plutôt que du type  $(1+s)/(1+2.s+s^2)$  et  $(s+s^2)/(1+2.s+s^2)$  pour les *crossover* symétriques.



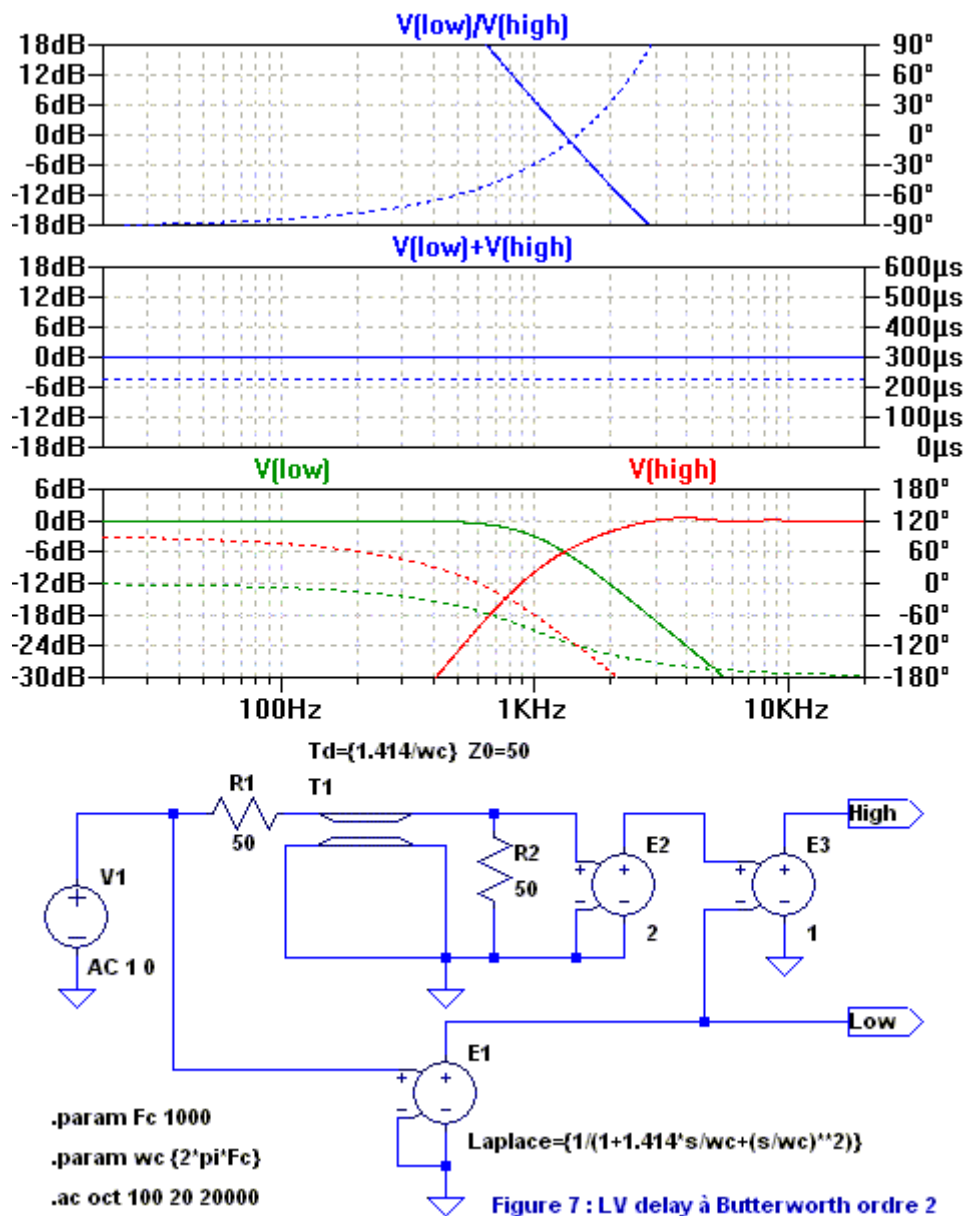
Ce réseau à délai de Lipshitz-Vanderkooy est décrit en figure 7. Le délai pur est parfaitement simulé ici par la ligne de transmission sans perte T1 où le respect du principe d'adaptation d'impédance  $R1=R2=Z0$  est nécessaire à la non-dégradation du signal. D'où ensuite une correction de gain par un facteur 2 en E2 puisque  $Z0=0$  n'est pas accepté. La valeur du délai est de  $a_1/\omega c$ , délai de groupe du filtre noyau E1 quand la fréquence tend vers zéro.  $a_1$  est le coefficient de rang 1 au dénominateur de la fonction de transfert.

Ce filtre fonctionne quelque soit l'ordre du filtre noyau et quelque soit l'alignement, Butterworth, Linkwitz, Bessel, ou tout autre... De quoi multiplier les essais et nourrir ses soirs d'hiver !

Le graphe du haut montre un déphasage relatif nul à la fréquence de recoupement et modéré aux alentours. Le graphe central confirme qu'il s'agit bien d'un filtre *Constant-Voltage*. Le graphe du bas montre la fonction bien connue du filtre passe-bas de Butterworth d'ordre 2 et la fonction dérivée passe-haut.

Au passage, la ligne de transmission sans perte de LTspice peut également servir à simuler le décalage des centres émissifs aux haut-parleurs.





Toujours Lipshitz et Vanderkooy, dans un [JAES de 1985](#), définissent une solution utilisant une égalisation. De telle sorte qu'avec  $F_l + F_h$  différent de 1 et donc quittant le *All-Pass* à phase non minimum, une correction à phase minimum de chaque voie par  $1 / (F_l + F_h)$  amène également à un *Constant-Voltage*. Ce réseau est décrit en figure 8 avec en E1 :  $1/(1+F_h/F_l)$  et en E2 :  $1/(1+F_l/F_h)$ .

$F_l$  et  $F_h$  sont des filtres passe-bas et passe-haut du second ordre mais avec des fréquences de coupure décalées de la fréquence visée, puisque respectivement multipliée et divisée, d'un facteur *gamma*. Suivant ce facteur et suivant le coefficient d'amortissement  $Q$ , on modèle la courbe. [John Kreskovsky](#) publia deux applications dans la revue [AudioXpress](#), l'une passive en mai 2001, l'autre active en décembre 2002.

Avec  $Q=0,4$  et  $\gamma=2$  (valeurs retenues par John dans son second article), on obtient des pentes à -12dB par octave et un recoupement à 0dB. Gain et phase globale confirment le *Constant-Voltage* mais, la phase relative est importante et la mise en réseau acoustique non coaxial est problématique. En augmentant  $Q$  et diminuant  $\gamma$ , la simulation fréquentielle peut nous amener à des résultats pigeonnants où les pentes deviennent abruptes et le déphasage relatif nul au croisement. Mais c'est sans compter une sévère instabilité pourtant révélée par une [étude des pôles du filtre](#) après mise en dénominateur commun des sections passe-bas et passe-haut.

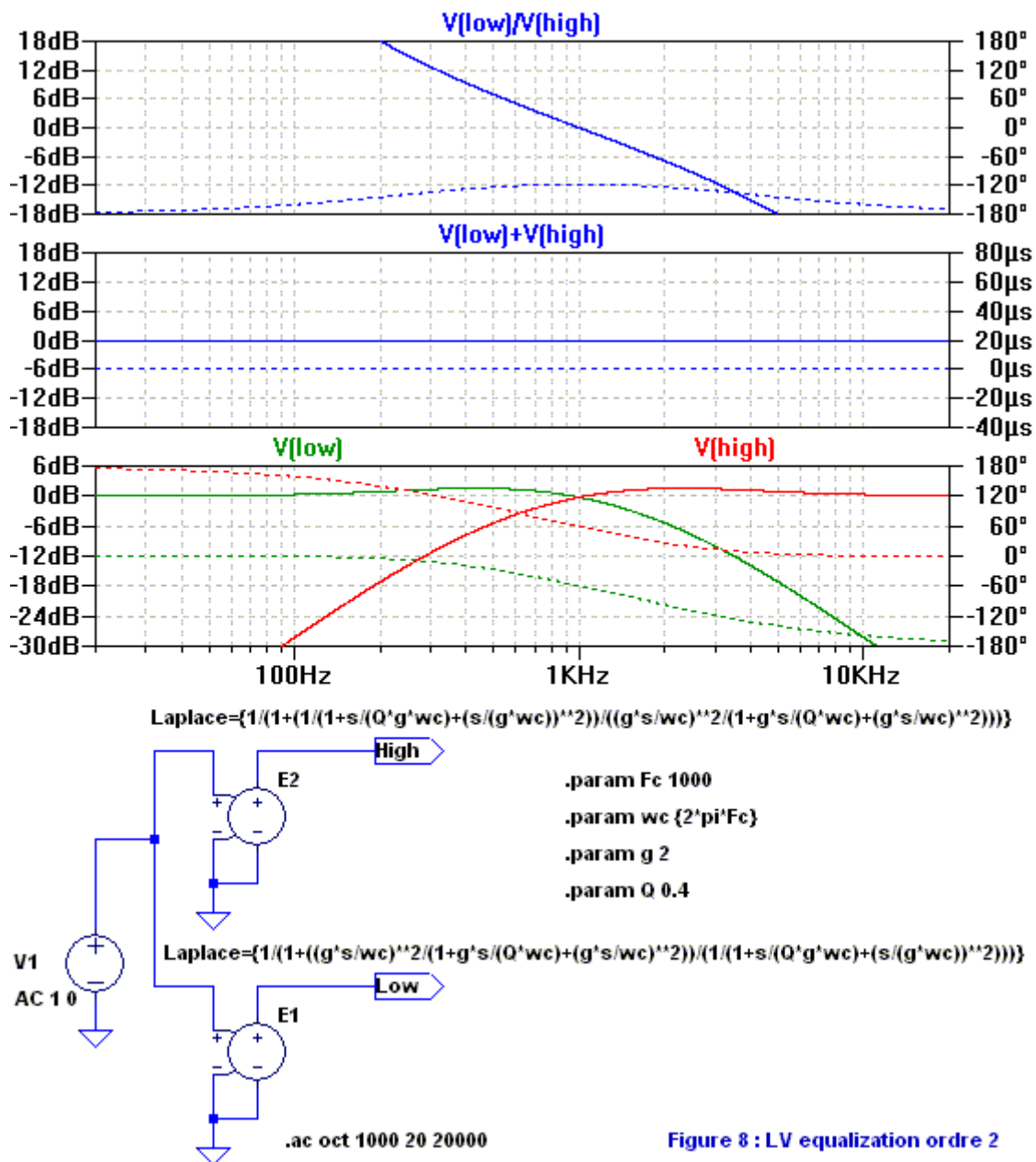


Figure 8 : LV equalization ordre 2

*Après tout cela, on ne peut que constater que le filtre aiguilleur idéal, même mathématiquement est encore loin d'être acquis !*

Toutefois, après de multiples simulations, le filtre soustractif à délai de Lipshitz et Vanderkooy semble être le plus prometteur à condition de s'intéresser à l'implantation d'un filtre noyau de Bessel d'ordre élevé. Pour le meilleur compromis entre pentes abruptes et phase relative faible. Voyons une configuration à trois voies d'ordre 6, représentée en figure 9. La somme est parfaitement unitaire, le délai de groupe est constant et la phase relative est nulle à chaque croisement et aux alentours.

L'asymétrie des pentes poussent à décaler les fréquence de coupure vers le haut. En considérant qu'une atténuation de 24dB permet d'oublier les hors-bandes aux transducteurs, les réponses linéaires aux haut-parleurs peuvent être limitées, pour le grave à 630Hz, pour le médium de 105Hz à 6300Hz et pour l'aigu à 1070Hz. Chez les bons constructeurs de haut-parleurs, comme [Scan-Speak](#), [SB Acoustics](#), [Seas](#) ou [Wavecor](#), on peut s'approcher de ce qui est demandé ici.

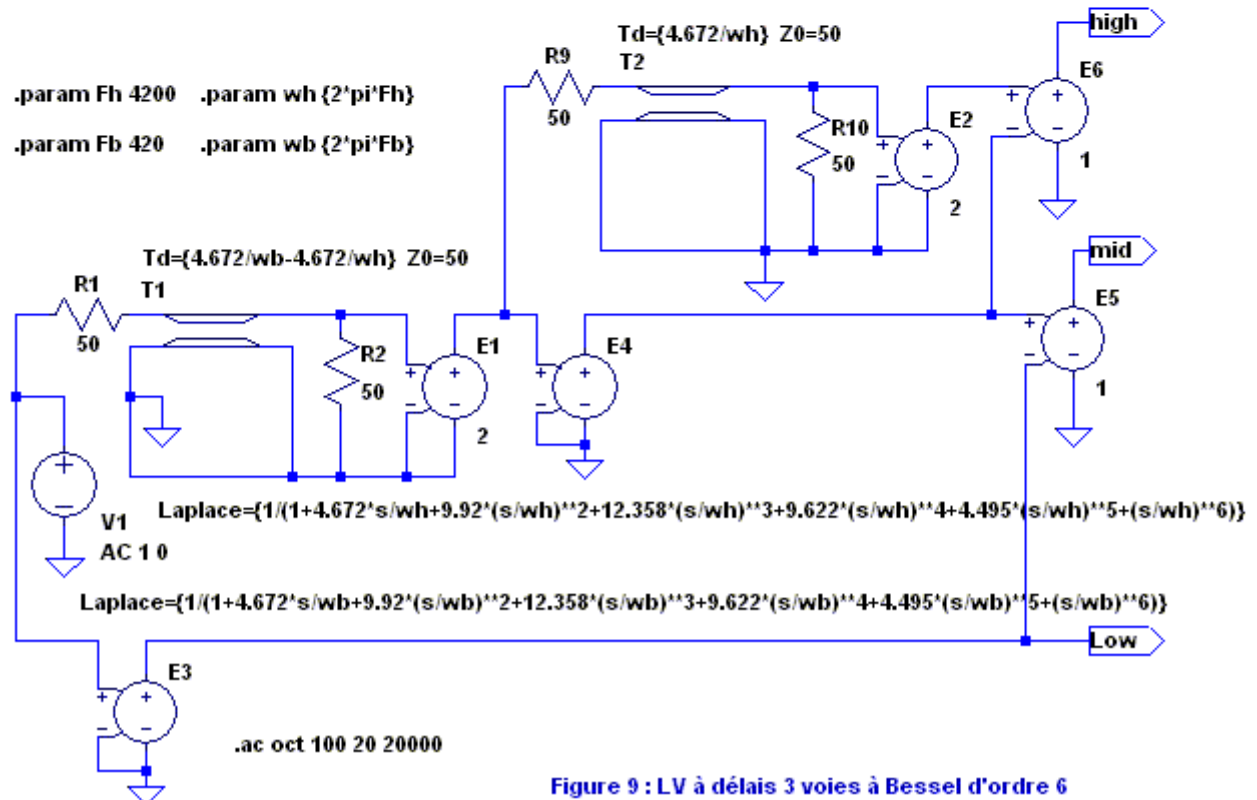
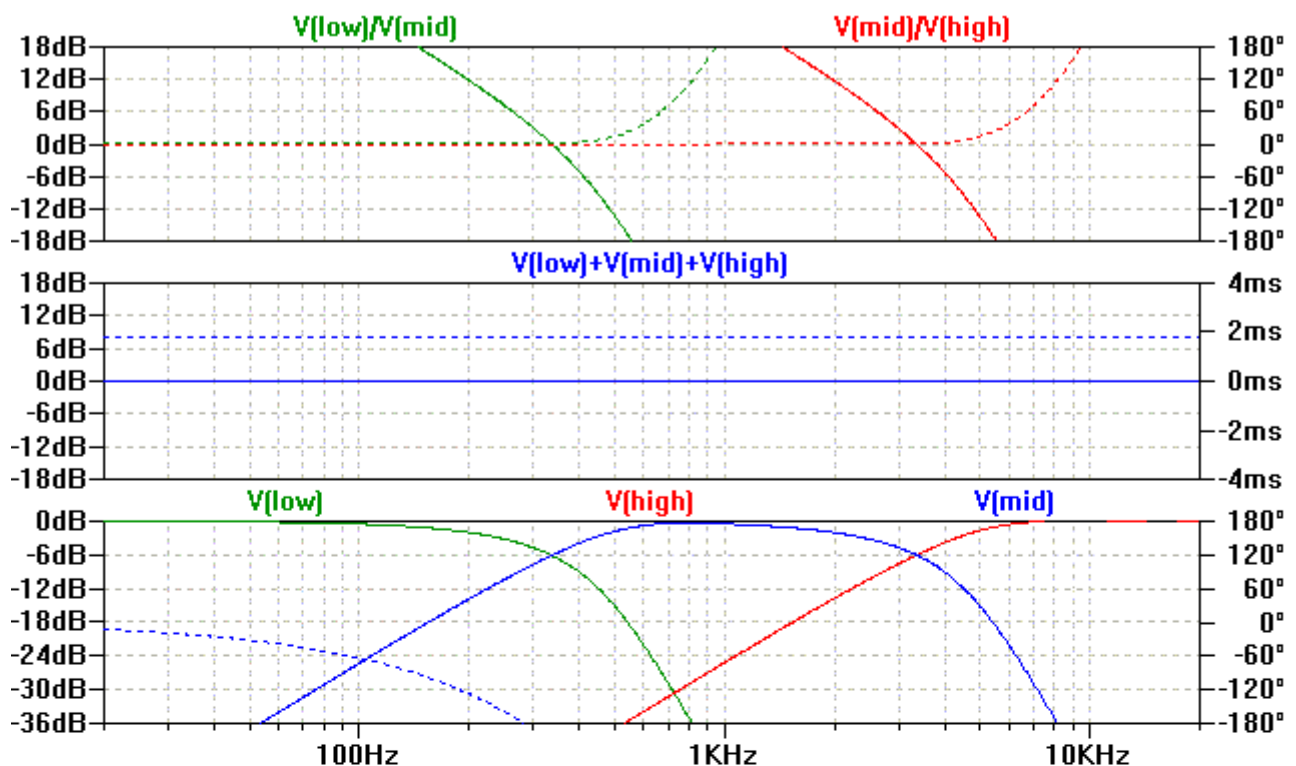


Figure 9 : LV à délais 3 voies à Bessel d'ordre 6

Il est étonnant que ce dernier concept parfaitement réalisable en technologie numérique IIR (*infinite impulse response*) ne fasse pas partie des configurations proposées par les appareils de la trempe du bien connu DCX2496 de chez Behringer, qui reste malheureusement cantonné aux sempiternels Butterworth et Linkwitz-Riley de nos anciens filtres passifs.

Jean-Marc Plantefève.

<http://www.aes.org/>

<http://jm.plantefeve.pagesperso-orange.fr/>

<http://www.linkwitzlab.com/crossovers.htm>