

# Forvrængning i Højtalerdelefiltere

## version 2

### 1. Forord

I denne artikel vil det blive vist at alle traditionelle filtre med undtagelse af 1. ordens filteret forvrænger voldsomt på grund af en dårlig fasekarakteristik.

Ved højere ordens filtre er det vigtigt at vælge dem med de bedste egenskaber. I denne artikel bliver de bedste trukket frem i lyset og der bliver givet karakterer til dem så sammenligning er mulig.

Ude i fremtiden øjnes lys, da det er muligt at lave filtre helt uden fasedrejning. Disse Wonder filtre blev opfundet allerede 1971, men har tilsyneladende ikke rigtig fundet anvendelse.

Linkwitz-Riley filtre får et par specielle ord med på vejen, da de er meget anvendte og har nogle gode egenskaber.

Artiklen er ikke nogen konstruktionsartikel, men ved hjælp af oplysninger givet i tabellerne og det medfølgende program kan det lade sig gøre at realisere alle filtre.

### 2. Indledning

I afsnit 3 gennemgås lidt generelt om amplitudekarakteristikker. Hvad de kan bruges til og hvad idealet er.

I afsnit 4 er det fasekarakteristikernes tur til at få lidt kommentarer med på vejen.

I afsnit 5 kommer der lidt generelt om hvordan man simulerer på filtre ved hjælp af PSpice og om hvordan man finder de optimale filtre i blandt de uendelig mange vi kan lave.

I afsnit 5 gennemgås Linkwitz-Riley filtrene og det diskuteres kort om deres berømmelse er berettiget. Dette afsnit indeholder lidt matematik som man kan springe over hvis man ikke er kendt med overføringsfunktioner og Laplace.

Så skulle begreberne gerne være faldet på plads og det er tid til at bruge afsnit 6 til at gennemgå filtrene orden for orden.

Afsnit 7 indeholder transient responser for de bedste filtre af hver orden og det vises at forvrængning ikke er et ukendt fænomen i forbindelse med filtre.

En kort snak om hvordan man vælger sig et filter bringes i afsnit 8, selvom de fleste nok har deres egen filosofi så er der dog nogle facts der er svære at komme uden om. Wonder filtre (også kaldet Constant Voltage) er ikke noget nyt, men at kaste lidt lys over dem er vist ingen skade til.

Når vi nu ved at standard filtrene har meget faseforvrængning stiller man uvilkårligt spørgsmålet - hvor slemt lyder det? Afsnit 11 løfter lidt af sløret og giver henvisninger til hvor man kan læse mere.

Afsnit 9 nærmer sig praksis og indeholder en gennemgang af hvordan man kommer fra de teoretiske betragtninger og til et virkeligt system.

Så er der kun tilbage at konkludere og slutte af for denne gang og det gøres i sidste afsnit - afsnit 12.

### 3. Amplitudekarakteristikker

Indenfor hver orden af filtre findes der et realiserbart filter med ret amplitudekarakteristik. I 1. ordens tilfældet er det "the one and only", i 2. ordens tilfældet er det Linkwitz-Riley filteret, i 3. ordens tilfældet er det Butterworth filteret (uanset fasningen af diskanten) og i 4. orden er det igen Linkwitz-Riley filteret. Mange populære filtre, man kan nævne alle Bessel og Butterworth 2. og 4. orden, har ikke ret amplitude, men den kan rettes lidt, ved at trimme filtrenes overlap. Dette modificerer selvfølgelig også fasen, dog ikke nødvendigvis til det værre.

### 4. Fasekarakteristikker

Der er sagt og skrevet meget om fasekarakteristikker i hi-fi bladene gennem tiden. Noget har været rigtigt og en del har været ret misforstået. Sagen er ellers ret simpel. Er der ingen fasedrejning er vi glade, er der negativ lineær fase har vi en tidsforsinkelse (af stationære sinus signaler) og har vi en ulineær fasekarakteristik kan en del sorteres fra som lineær (tidsforsinkelse) og resten giver forvrængning. Ingen højttalerdelefiltere har negativ lineær fase så det tilfælde behøves vi ikke at filosofere over.

Det er selvfølgelig fasekarakteristikken for det samlede system, det vil sige summen af outputtet fra alle enheder, vi taler om.

Fasekarakteristikkerne for enhederne hver for sig har kun interesse når vi skal se på udstrålingsmønstret. Dog skal det konstateres at hvis enhederne spiller meget ude af fase og summen af deres anstrengelser alligevel skal blive ret amplitudekarakteristik så medfører det at hver enhed skal give et stort output (peak på amplitudekarakteristikken) og dermed vil forvrænge mere end hvis de var helt i fase. Denne situation kan nemt opstå med Wonder filtrene.

Der er stor sammenhæng mellem et filters fase og dets opførsel i tidsdomænet. Dette er heldigt da det er hurtigere og lettere at simulere i frekvensdomænet, mens det er filterets forvrængning i tidsdomænet, der interesserer. Generelt kan siges at har filteret fasedrej har det forvrængning i tidsdomænet, også selvom fasen skulle være lineær.

### 5. Simuleringer generelt

#### 5.1 Testsignal til transientanalyse

Som testsignal til transientanalyserne har jeg valgt et signal bestående af to sinustoner, hvor den anden har den tredobbelte frekvens af den første og 1/3 amplitude. De tekniske kyndige vil kunne identificere dette signal som grundtone og tredje harmonisk i et firkantsignal. Det er et dejligt simpelt signal som det er let at genkende (se *Figur 19* på side 8) og forvrængning er derfor nem at se. Et testsignal skal bestå af mindst to toner for at afsløre faseforvrængning og det valgte er derfor det simplest mulige. Testsignalet skal kun indeholde frekvenser i audioområdet og det vi bruger her placerer sine to frekvenser på hver side af delefrekvensen hvilket gør det så følsomt overfor fasefejl som muligt. Grundtonen ligger ved 600 Hz og den harmoniske ligger ved 1800 Hz, mens delefrekvensen er valgt til 1000 Hz.

Forvrængningen fra et givet system vil som regel være afhængig af testsignalet, og det er da også tilfældet her. Disse simuleringer viser altså kun hvordan filtrene opfører sig med dette testsignal og andre simuleringer med et andet testsignal vil højst sandsynligt give andre resultater. Man skal derfor være uhyre varsom med at drage for

generaliserede slutninger ud fra artiklens transientanalyser som er bedst til at sammenligne de udvalgte filtre.

## 5.2 Performance functions

En performance function, på dansk ydelses funktion, er den funktion man bruger til at "måle" en fejlstørrelse. Vi specificerer et ideal og kigger på afvigelsen fra dette. Vi vil i denne artikel kigge på fejl på amplitudekarakteristikken (Fejl1), fejl på fasekarakteristikken (Fejl2) og fejl på transientresponsen (Fejl3). Fejl1 og Fejl2 kombineres også i et indeks kaldet Indeks1.

Fejl1 er ganske simpelt summen af højden på højeste pukkel og dybden af laveste dal på amplitudekarakteristikken.

$$\text{Fejl1} = \max(\text{Vdb}(\text{sum})) - \min(\text{Vdb}(\text{sum}))$$

Fejl2 er forskellen på største og mindste tidsforsinkelse gennem filteret og dermed et mål for afvigelsen fra lineær fase. Fejl2 er afhængig af filterets delefrekvens og når der skal sammenlignes filtre skal de have samme delefrekvens. De værdier for Fejl2, som tabuleres senere er gældende for en delefrekvens på 1 hz og derfor er tallet stort. Ønskes værdien for et 1 khz filter divideres Fejl2 med 1000.

$$\text{Fejl2} = \max(\text{Vg}(\text{sum})) - \min(\text{Vg}(\text{sum}))$$

Indeks1 er fremkommet ved at Fejl1 og Fejl2 vægtes og lægges sammen. Vægtningen er foretaget med udgangspunkt i et 2. ordens Butterworth filter, således at dette opnår et Indeks1 = 100 og Fejl1 og Fejl2 hver bidrager med 50 "points" til indekset.

$$\text{Indeks1} = (50 * (\max(\text{Vdb}(\text{sum})) - \min(\text{Vdb}(\text{sum}))) / 3.01) + (50 * (\max(\text{Vg}(\text{sum})) - \min(\text{Vg}(\text{sum}))) / 0.2716)$$

Fejl3 er en fejl der fortæller noget om filterets transient respons. Der er populært sagt den mængde at filteret går galt i byen i starten af transientresponsen fra testsignalet bliver tilført og til filteret begynder at følge det. Matematisk set er det arealet mellem transientresponsen og tidsaksen (første akse) regnet positivt uanset om det ligger over eller under akse. Tidsrummet der betragtes er fra testsignalet påtrykkes og til den tid filteret tidsforsinker indgangssignalet i steady state.

$$\text{Fejl3} = \max(\text{s}(\text{abs}(\text{V}(\text{sum}))))$$

I PSpice sprog kaldes disse funktioner for goal functions. Med Microsim programmet PSpice Optimizer kan man bruge disse som et mål at optimere efter. Det gøres ved at man gør komponentværdierne variable og søger den værdi hvor performance funktionen har minimum. Hurtigere og nemmere er det at simulere direkte på de generelle overføringsfunktioner så slipper man for at designe alle filtrene og man kan direkte undersøge sammenhængen mellem parameterværdierne (f.eks. Q) og en performance funktion (f.eks. Indeks1).



(f.eks. alle 2.ordens, alle Butterworth, alle Linkwitz-Riley, men ikke Bessel 3./4. orden).

For at få Linkwitz-Riley kabalen til at gå op må vi finde yderligere 180 grader ved fasevending af en af enhederne i anden ordens filteret. Et fjerde ordens filter har i sig selv 360 grader faseforskel mellem bas og diskant. Filtre af ulige orden kan ikke have enheder i fase ved alle frekvenser.

2. ordens filtre lever altså højt på at fasedrejning opnået ved ombytning af to ledninger er det samme som 180 grader fasedrej i et lineært kredsløb. Dette gælder ved stationære sinussignaler, men hvordan det ser ud med musik ved jeg ikke. 4. ordens filtre lever højt på at to perioder, der kommer efter hinanden selvfølgelig er ens for et stationært sinussignal og 360 grader er dermed det samme som 0 grader. Det er de helt sikkert ikke for et musiksignal og at påstå at enhederne spiller ægte i fase vil være lidt af en tilsnigelse.

### 6.1 2. ordens filtre

Overføringsfunktionerne for et 2. ordens filter er for bassen

$$T_B(S) = \frac{\omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2}$$

Og for diskanten

$$T_D(S) = \frac{S^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2}$$

hvor  $\omega_0 = 2\pi f_{dele}$ ,  $S$  er den komplekse Laplace frekvensvariabel og  $Q$  er den parameter, som bestemmer hvilket filter vi har.

Det ses at de to overføringsfunktioner er ens bortset fra tælleren. Forskellen på deres fase må derfor søges i denne. Fasebidraget fra en konstant er 0 grader og fasebidraget fra et nulpunkt i 0 er 90 grader. Forskellen på de to overføringsfunktioners fase er derfor bidraget fra de to nulpunkter i 0 i  $T_D$ . De to nulpunkters bidrag er 180 grader og alle filtre uanset  $Q$  har derfor en fase forskel mellem bas og diskant på 180 grader, som traditionelt modvejes af en fasevending af diskanten for at undgå udfasning ved delefrekvensen..

Det der gør Linkwitz-Riley filteret unikt er at det er det eneste filter med ret amplitudekarakteristik.

### 6.2 4. ordens filtre

4. ordens filtre kan skrives på følgende form for bassen

$$T_B(S) = \frac{\omega_0^4}{S^4 + S^3\omega_0 D + S^2\omega_0^2 E + S\omega_0^3 F + \omega_0^4}$$



Butterworth filter har derfor ikke nødvendigvis den mest rette amplitudekarakteristik og et Bessel har ikke nødvendigvis den mest rette fasekarakteristik. At dette ikke er tilfældet ses tydeligt ved at et 2. ordens Butterworth filter peaker 3 dB ved delefrekvensen og ved at i ingen af de tilfælde i artiklen her hvor der er optimeret efter Fejl2 er resultatet et Bessel filter.

Mange steder ses at der konkluderes ; flad amplitude er godt i audio sammenhæng, vi tager et Butterworth og tre linier længe nede kan man læse at der er en peak på 3 dB. I de sidste 25 år er dette blevet gentaget den ene gang efter den anden på trods af at alle samtidig kendte Linkwitz-Riley filtrene !

Står man foran at skal konstruere en vidunder højtaler mener forfatteren således at det er blandt de filtre, der er repræsenteret her at man skal finde sit filter hvis man ikke vil gå et skridt videre og benytte en af de typer jeg kalder Wonder.

### **7.1 1. ordens filter**

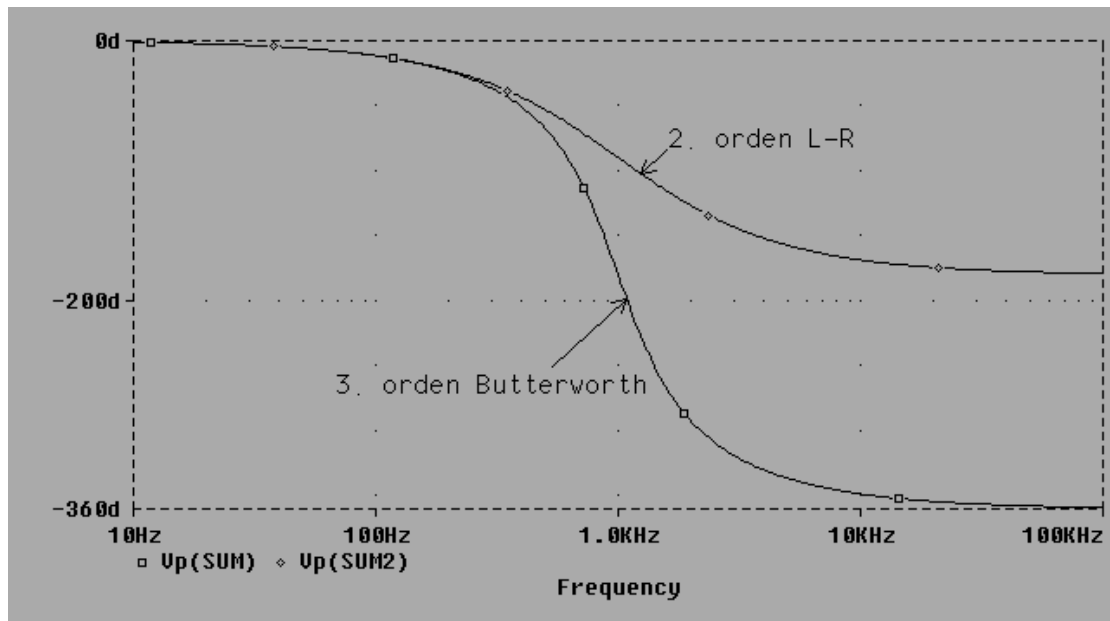
Dette filters høj- og lav-pasdel summerer perfekt op til et 1 tal. Det vil sige at amplitudekarakteristikken er ret og der ingen fasedrejning er. Filteret er derfor ideelt og uden forvrængning. At det ikke ruller så skarpt af gør det imidlertid mindre attraktivt sammen med enheder, der bryder kraftigt op uden for deres egentlige arbejdsområde.

1. ordens filteret benævnes tit Butterworth eller Bessel, da det opfylder både hr. Butterworth og hr. Bessels krav, men der findes altså kun et filter.

Enhederne spiller 90 grader ude af fase ved alle frekvenser og dette medfører at udstrålingsmønsteret ikke er symmetrisk omkring aksen. Dette gælder i et bredt område omkring delefrekvensen hvor enhederne bidrager næsten lige meget til det samlede output.

### **7.2 2. ordens filter**

2. ordens filteret har et dårligt ry og guderne må vide hvorfor. Linkwitz-Riley (Q = 0,5) versionen har ret amplitudekarakteristik og fasekarakteristikken er ikke værre end for filtrene med højere orden. Det eneste man skal huske er at filteret kræver at diskanten fasevendes. Denne fasevending er efterhånden i litteraturen blevet til flosklen om at "2. ordens filteret har problematiske faseforhold" (kilde (2)+(5)) Jeg tror det dårlige ry er opstået fordi folk har brugt Butterworth filteret som er et ret dårligt filter i denne sammenhæng. Det har blandt andet et løft på 3 dB ved delefrekvensen, som ganske vist kan nedbringes til 0,6 dB ved at justere filtersektionernes overlap, men dette gøres traditionelt ikke.



**Figur 1** Fasekarakteristikker for 2. orden Linkwitz-Riley og 3. orden Butterworth.

Her ses tydeligt at myten om 2. ordens filterets problematiske faseforhold ikke har meget med virkeligheden af gøre. Vel er fasen ikke lineær, men det er den heller ikke for nogen andre højere ordens filtre. 3. ordens filteret har tværtimod den dobbelte fasedrejning ved alle frekvenser, hvis diskanten er monteret i fase.

I kilde (5) kan man på side 5-2 læse følgende om fasevending af diskanten i 2.ordens Butterworth filteret; *This does eliminate the hole, but it creates a new problem of severe phase shifting at the crossover point which Ashley also demonstrated to be audible, making consideration of 3rd order Butterworth filters necessary.* 20 linier senere på siden om 3. ordens filteret; *Examination of the phase characteristics shows that there is a gradual phase shift from  $0^0$  to  $-360^0$  as the frequency is swept through the filter sections, being  $-180^0$  at  $\omega_0$  .... Ashley demonstrated that the ear cannot detect this gradual phase shift, when it is not accompanied by ripple in the magnitude characteristic.*

Her påstås altså at hvis fasedrej er skadeligt er det dobbelte ikke hørbart !! Denne kilde er ikke den eneste, der jokker i spinaten. Samme usandhed gentages bevistløst i Kilde (2) og (8).





Alt i alt fås større skarphed i bytte for flere komponenter og afkald på Linkwitz-Riley udstrålingskarakteristik.

| A | B | X | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|---|---|---|-------|--------|-------|---------|
| 2 | 2 | 1 | 0     | 0.6821 | 59.4u | 125.6   |

*Figur 6 Optimeret efter Indeks1.*

| A | B | X | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|---|---|---|-------|--------|-------|---------|
| 2 | 2 | 1 | 0     | 0.6821 | 59.4u | 125.6   |

*Figur 7 Optimeret efter Fejl1.*

| A     | B     | X | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|-------|-------|---|-------|--------|-------|---------|
| 2.578 | 3.496 | 1 | 8.53  | 0.5287 | 50.1u | 239.1   |

*Figur 8 Optimeret efter Fejl2.*

Dette filter skal undgås da amplitudekarakteristikken er meget dårlig.

| A | B | X | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|---|---|---|-------|--------|-------|---------|
| 2 | 2 | 1 | 0     | 0.3122 | 40.4u | 57.47   |

*Figur 9 Optimeret efter Indeks1. Fasevendt diskant.*

| A | B | X | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|---|---|---|-------|--------|-------|---------|
| 2 | 2 | 1 | 0     | 0.3122 | 40.4u | 57.47   |

*Figur 10 Optimeret efter Fejl1. Fasevendt diskant.*

| A     | B     | X      | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|-------|-------|--------|-------|--------|-------|---------|
| 1.913 | 1.757 | 0.9548 | 2.51  | 0.2614 | 46.8u | 89.82   |

*Figur 11 Optimeret efter Fejl2. Fasevendt diskant.*

#### 7.4 4. ordens filter

4. ordens Linkwitz-Riley filteret regnes for at være toppen af poppen bl.a. i kilde (2).

For filteret taler; stor skarphed, ret amplitudekarakteristik. Imod taler; Voldsom

ulinear fase drejning og dårligste transient respons af filtrene i denne artikel.

Skarpheden kan det være man har brug for og så er valget nemt, så må man bare leve med at filteret er det dårligste af alle standard filtre til at gengive musik uforvrænget.

Er man villig til at give afkald på en smule dæmpning og acceptere 0,11 dB ripple på amplitudekarakteristikken er DKC optimal Fejl1 filteret med fasevendt diskant et langt bedre valg. Dette filter har et af de laveste Indeks1 af alle standard filtre.

Transient responsen udklassificerer også Linkwitz-Riley filteret og er faktisk i klasse med de bedste.

| D | E | F | X | Fejl1 | Fejl2 | Fejl3 | Indeks1 |
|---|---|---|---|-------|-------|-------|---------|
|---|---|---|---|-------|-------|-------|---------|

|       |   |       |   |   |        |       |     |
|-------|---|-------|---|---|--------|-------|-----|
| 2.827 | 4 | 2.827 | 1 | 0 | 0.5436 | 71.6u | 100 |
|-------|---|-------|---|---|--------|-------|-----|

*Figur 12 Optimeret efter Indeks1.*

| D     | E | F     | X | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|-------|---|-------|---|-------|--------|-------|---------|
| 2.827 | 4 | 2.827 | 1 | 0     | 0.5436 | 71.6u | 100     |

*Figur 13 Optimeret efter Fejl1.*

| D     | E     | F     | X    | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|-------|-------|-------|------|-------|--------|-------|---------|
| 2.657 | 4.088 | 2.962 | 1.03 | 0.965 | 0.5127 | 68.9u | 110.4   |

*Figur 14 Optimeret efter Fejl2.*

At fasevende diskanten med et 4. ordens filter må siges at være lidt utraditionelt. Hvis udgangspunktet er et velafstemt Linkwitz-Riley filter og man bare vender diskanten og ikke gør andet så får man et rædsomt filter. Med et Linkwitz-Riley spiller enhederne jo i fase ved alle frekvenser inkl. delefrekvensen. Vendes fasen så på diskanten spiller enhederne i modfase og outputtet ved delefrekvensen falder til 0 på grund af denne udfasning. Alt denne uorden kan man imidlertid rette op på ved at justere på filterparametrene (D,E,F) og overlappet (X) mellem bas og diskant og resultatet er et filter med langt bedre faseegenskaber end Linkwitz-Riley filteret. Som det ses af tabellerne scorer Linkwitz-Riley et indeks1 på 100 og bedste fasevendte filter er under 60. Det er en forbedring der er til at føle på, især når den er gratis. Filterets ulempe er at det dæmper lidt mindre uden for gennemgangsområdet (omkring delefrekvensen). Det ruller ligeså skarpt af, men er flyttet op i frekvens for bassens vedkommende og tilsvarende ned for diskanten. At det er flyttet ses af at X er forskellig fra 1.

| D     | E     | F     | X      | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|-------|-------|-------|--------|-------|--------|-------|---------|
| 3.066 | 4.249 | 2.647 | 0.7266 | 0.11  | 0.3119 | 45.9u | 59.27   |

*Figur 15 Optimeret efter Indeks1. Fasevendt diskant.*

| D     | E     | F     | X      | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|-------|-------|-------|--------|-------|--------|-------|---------|
| 3.066 | 4.249 | 2.646 | 0.7266 | 0.11  | 0.3119 | 45.9u | 59.27   |

*Figur 16 Optimeret efter Fejl1. Fasevendt diskant.*

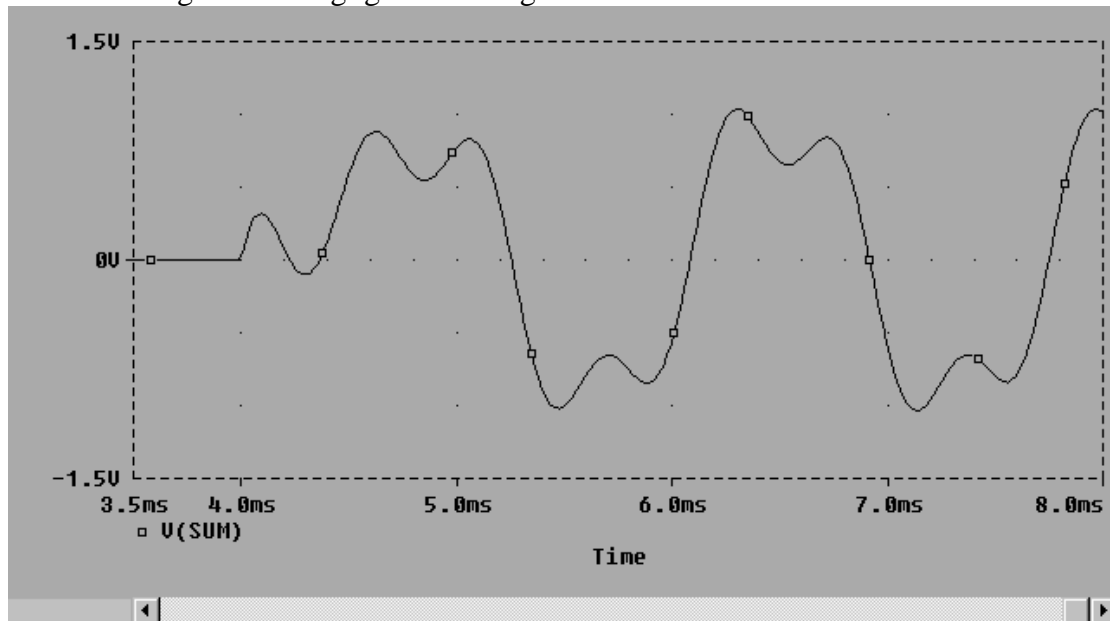
| D     | E     | F     | X      | Fejl1 | Fejl2  | Fejl3 | Indeks1 |
|-------|-------|-------|--------|-------|--------|-------|---------|
| 4.284 | 3.902 | 2.546 | 0.6926 | 2.21  | 0.2813 | 46.3u | 88.51   |

*Figur 17 Optimeret efter Fejl2. Fasevendt diskant.*

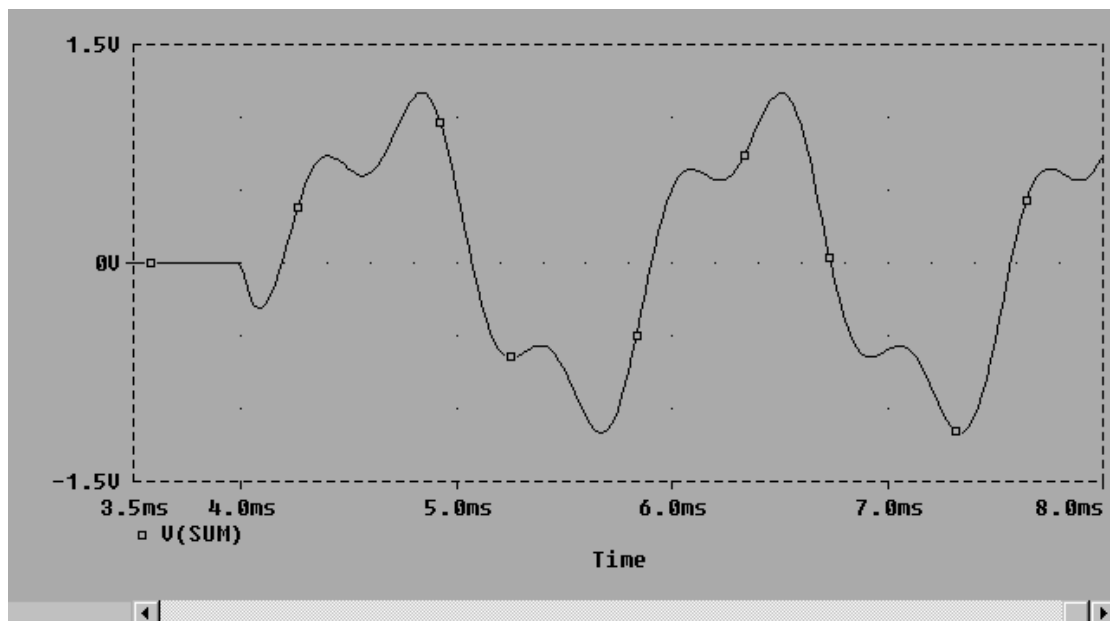




Her ses at vi ikke får meget ud af at justere fasekarakteristikken. Den kan simpelthen ikke blive så god at det rigtigt forslår noget.

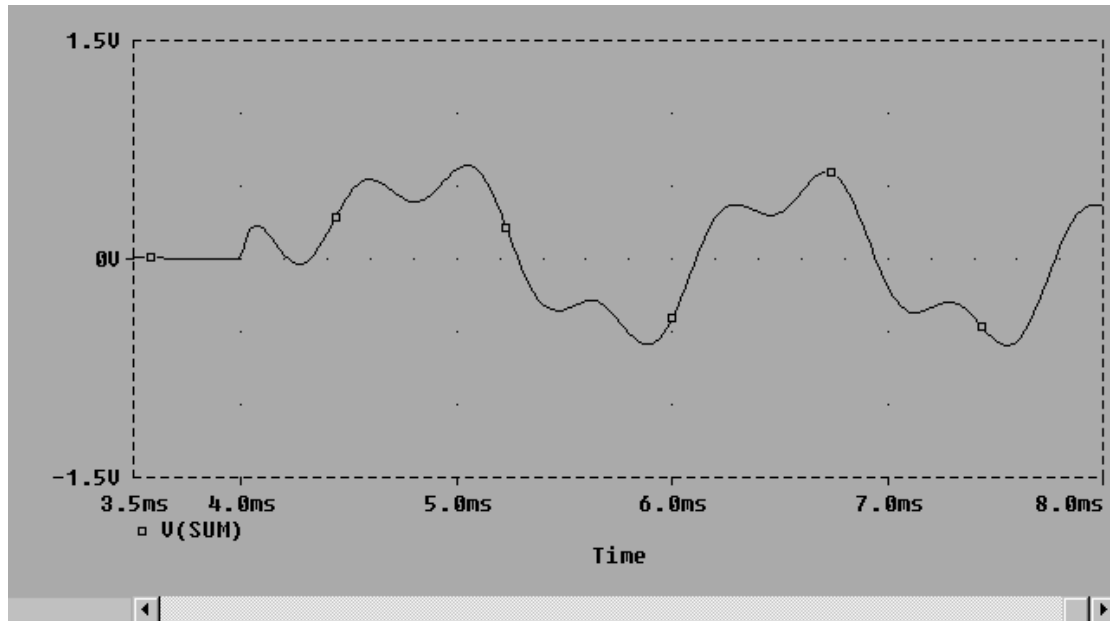


*Figur 22 Transientrespons for 3. ordens Butterworth.*



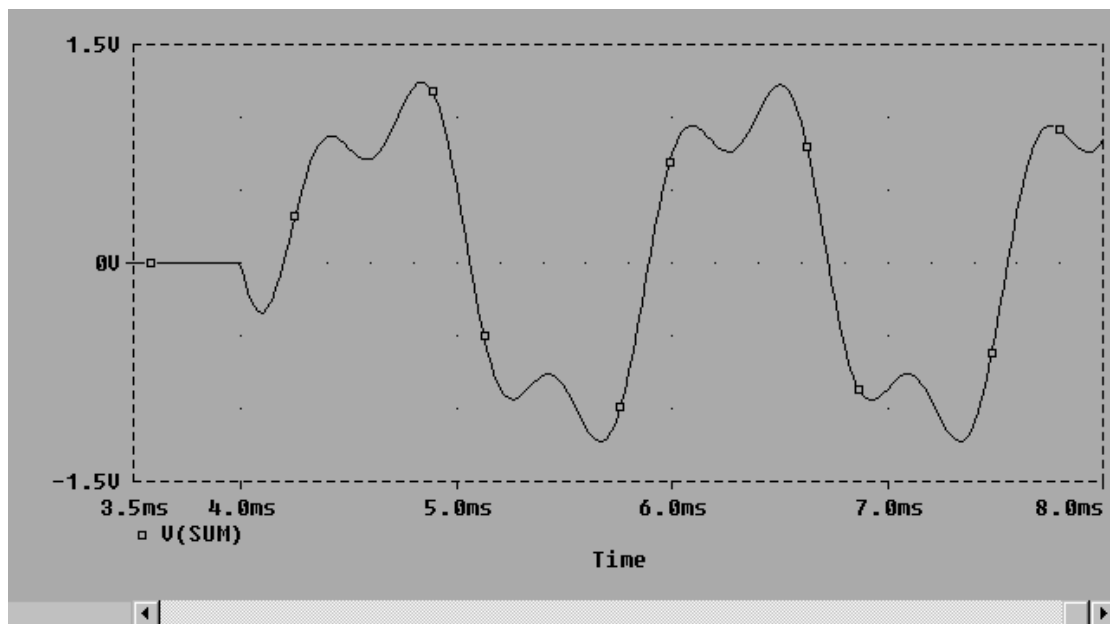
*Figur 23 Transientrespons for 3. orden Butterworth med fasevendt diskant.*

Fasevending af diskanten med et tredje ordens Butterworth filter giver bedre transient egenskaber, men dårligere steady state respons. Hvad der lyder bedst vil afhænge af musikkens karakter. Noget meget dynamisk musik vil lyde bedst med fasevendt diskant. Musik bestående af toner, der kun langsomt ændrer amplitude og frekvens vil tilnærmelsesvist kunne karakteriseres som stationært og det vil lyde bedst med ikke fasevendt diskant.

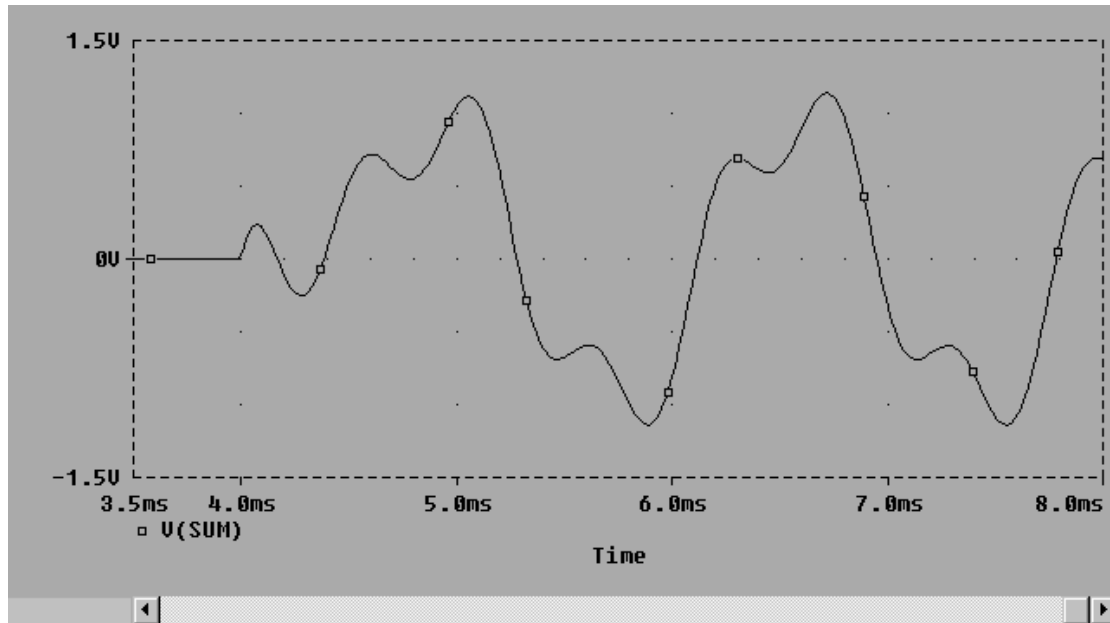


*Figur 24* Transientrespons for 3. ordens optimal fase.

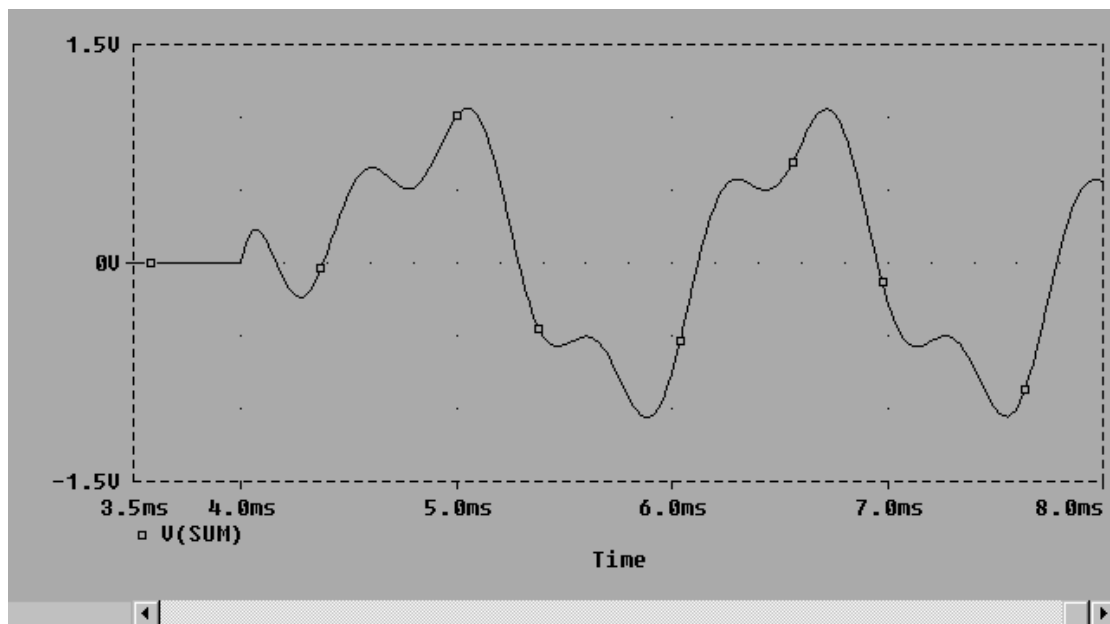
Her er outputtet alt for lavt på grund af den dårlige amplitudekarakteristik.



*Figur 25* Transientrespons for 3. ordens optimal fase med fasevendt diskant.



*Figur 26* Transientrespons for 4. ordens Linkwitz-Riley.



*Figur 27* Transientrespons for 4. ordens optimal fase.





testsignalets frekvensers placering i forhold til gruppedelayets (tidsforsinkelsens) forløb.

Linkwitz-Riley's krav om at enhederne skal spille i fase for at udstrålingsmønsteret skal være symmetrisk om akse kan man også overveje om man vil leve op til.

## 10. Wonder filtre

Disse filtre er i litteraturen kendt under navnet "Constant Voltage". Dette navn signalerer udelukkende ret amplitudekarakteristik og det er der jo mange filtre, der har. Skal vi lefle for det engelske var et bedre navn "Zero Phase" eller helt præcist "Zero Phase - Constant Voltage". Wonder er nu nemmere at sige.

Disse filtre er ligeså ideelle som 1. ordens filteret og har i tillæg større afskæring. Som aktive asymmetriske filtre er de nemmere og billigere at implementere end standard filtre. (kilde (10)). Denne nærmest geniale løsning er en direkte implementation af at når summen af output fra bas og diskant skal være 1, er det ene output lig med input minus det andet. Matematisk udtrykt således

$$T_{Bas}(S) + T_{Diskant}(S) = 1$$

Summen af bassens og diskantens overføringsfunktion er 1. Dette kan også skrives som

$$\frac{V_{outbas}}{V_{in}} + \frac{V_{outdiskant}}{V_{in}} = 1$$

Som kan omskrives til

$$V_{outbas} + V_{outdiskant} = V_{in}$$

Dette kan skrives både som

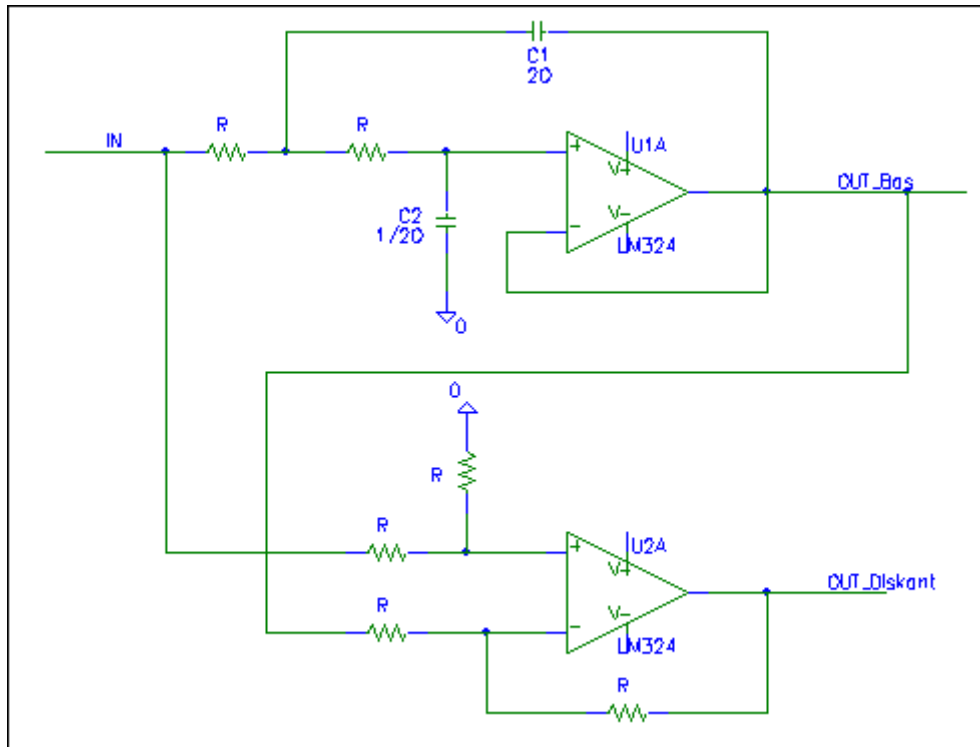
$$V_{outbas} = V_{in} - V_{outdiskant}$$

og som

$$V_{outdiskant} = V_{in} - V_{outbas}$$

~~~~~

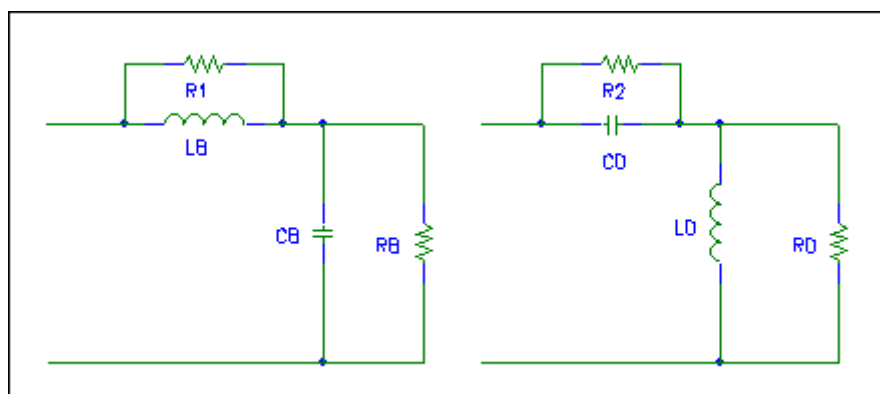
Nedenstående figur viser en implementation af den sidste ligning.



**Figur 30** Diagram for aktivt asymmetrisk Wonder filter.

Dette er kun et eksempel ud af uendelig mange. Uanset hvilket filter man indsætter øverst vil resultatet blive et asymmetrisk Wonder filter med 1. ordens afrulning i diskanten. Det viste eksempel har et 2. ordens basfilter implementeret som et Sallen and Key design 2 (kilde (3) s. 174). Realiseres et sådant filter med kvalitets op amps som AD797 har man et billigt super filter underforstået at man kan leve med asymmetrien.

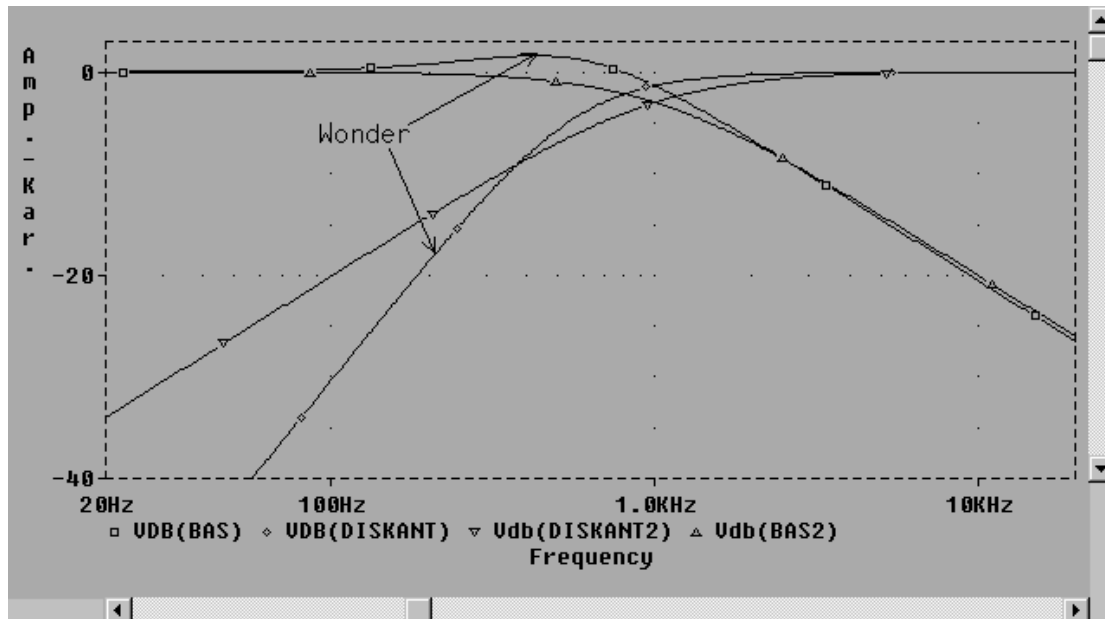
Som et andet eksempel vil vi her kort gennemgå det passive 2. ordens Wonder filter. Generelt om det kan siges at det dæmper mindre end et standard 2. ordens filter, er forvrængningsfrit og koster to ekstra modstande.



**Figur 31** Diagram for 2. ordens passivt Wonderfilter.

Det har den samme design parameter som et standard filter, nemlig  $Q$ , men i tillæg er der en parameter  $P$ , som bestemmer graden af asymmetri. Hvis  $P$  er 0,5 er filteret symmetrisk og vælges yderligere  $Q = 0,5$  så har vi samme overføringsfunktion som et

1. ordens filter og så var det jo lidt simplere at vælge et sådant. Ved at skrue op for  $Q$  kan vi få større dæmpning mod til gengæld at få pukler på bassens og diskantens amplitudekarakteristikker. Den samlede amplitudekarakteristik er dog altid ret. Det rigtig interessante er når  $P$  går mod 0 eller 1. Nu bliver filteret asymmetrisk med 1. ordens afskæring i den ene sektion og 2.ordens i den anden. I disse situationer har vi altså fået skarpere afrulning i bas/diskant mod et merforbrug af en spole, en kondensator og to modstande sammenlignet med første ordens filteret og filteret er stadig forvrængningsfrit.



**Figur 32** Amplitudekarakteristikker for 1. orden og 2.orden Wonder  $P=0,99$ ,  $Q=0,6$ .

Her ses at et 1 khz Wonderfilter kan give 10 dB mere dæmpning ved 100 hz end et 1. ordens filter.

## 11. Hørbarhed af faseforvrængning

På universiteterne har der igennem tiderne været lavet mange undersøgelser af hørbarheden af faseforvrængning (f.eks. kilde (9)). Efter min mening har de været temmelig kiksede. Det har været noget med mærkelige testsignaler, små kuglehøjtalere der hang i loftet i et lydødt rum, test personer som bliver betalt for testen og som derfor er uinteresserede og ukoncentrerede osv. Det har som regel også været med stationære testsignaler. Konklusioner har været at der skulle virkelig store doser forvrængning til for det kunne høres. Jeg tror ikke på det, men har endnu ikke selv fået kørt nogle A/B-tests. Her er et oplagt emne for de aktive hi-fi klubber. Find et aktivt stereo filter. Summer outputtet fra bas- og diskant-delen med en summationsforstærker. Nu står i med et signal som er lig med filterets fejl (forvrængning, støj, fase- og amplitude-fejl) og intet andet. Kør en seriøs A/B-test på situationen. Hvis resultatet er at det dejlige aktive 4. ordens Linkwitz-Riley filter lyder skidt så prøv at ændre overføringsfunktionen til en af de andre der er foreslået her. Det koster næsten intet at ændre overføringsfunktion på et aktivt filter. Der skal bare lidt andre komponent værdier til.

Man kan også specielbygge et filter med ret amplitudekarakteristik og en ønsket fasekarakteristik. Et sådant filter kaldes logisk nok for et allpass filter.

## 12. Praksis

For at lette konstruktionen af vellydende delefiltere følger der med denne artikel en diskette med et lille Windows program. Dette program gør det muligt at beregne alle de kendte filtertyper, af-arter med valgfri parameterverdier (Q,A,B,D,E,F,X) og nogle af Wonder typerne.

## 13. Konklusion

Hvor stor betydning faseforvrængning i delefilteret og dermed dårlige transientegenskaber har for en højtalers vellyd eller mangel på samme vides ikke med sikkerhed. Det koster imidlertid intet at rette op på skavankerne og hvorfor så lade være ?

Traditionelle filtre laver transient fejl på mange % og her er anvist procedurer for design af filtre med langt mindre fejl. Det er forfatterens håb at disse filtre vil blive modtaget vel af entusiasterne.

## 14. Litteraturliste

- (1) Active Crossover networks for noncoincident drivers : Siegfried H. Linkwitz, Journal of the audio engineering society jan/feb 1976.
- (2) Højtaler selvbyg ? Sådan ! : Dansk Audio teknik. 1989 Niels Nørby.
- (3) Analog filter design : M.E. van Valkenburg.
- (4) Electronic filter design handbook : Arthur B. Williams & Fred J. Taylor.
- (5) Audio Handbook : National.
- (6) Active and passive analog filter design : Lawrence P. Huelsman.
- (7) Constant-Voltage Crossover Network Design : R.H. Small JAES vol. 19 jan. 1971.
- (8) Crossover networks made simple : Bill Telemaki, Electronics world July/August 1996.
- (9) Detection of Phase Shifts in Harmonically Related Tones : JAES september 1976 vol. 24.
- (10) Operational Amplifier Implementation of Ideal Electronic Crossover Networks : JAES vol. 19 jan. 1971.
- (11) Design of Second Order Wonder Filters : D. K. Christensen.

## 15. Appendix 1 - Hitliste over standard filtre

(+) betyder at diskanten er monteret i fase og (-) betyder at diskanten er fasevendt.

|   | Name                              | Indeks1 |
|---|-----------------------------------|---------|
| 1 | 1.orden (+)                       | 0.0     |
| 2 | 2.orden Linkwitz-Riley (-)        | 58.6    |
| 3 | 3.orden Butterworth (-)           | 58.6    |
| 4 | 2.orden optimeret Gauss (-)       | 58.7    |
| 5 | 2.orden optimeret Bessel (-)      | 59.1    |
| 6 | 4. orden DKC6 opt. indeks1        | 59.2    |
| 7 | 2.orden optimeret Butterworth (-) | 65.6    |

