



(12) PATENT

(19) NO

(11) 339847

(13) B1

NORGE

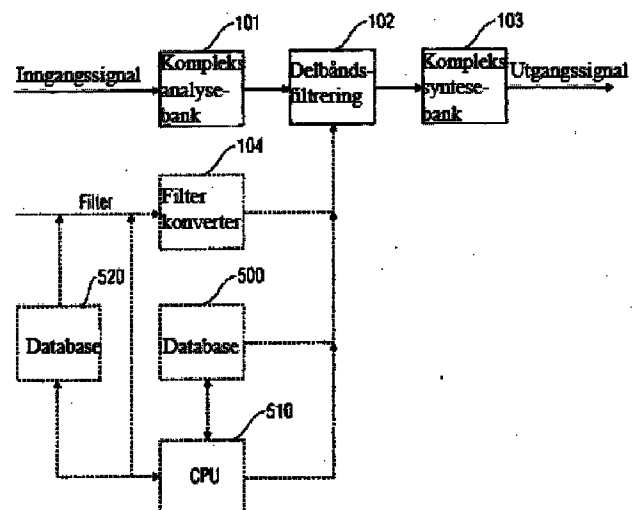
(51) Int Cl.  
G10L 19/02 (2013.01)  
H03H 17/02 (2006.01)

### Patentstyret

(21)	Søknadsnr	20083675	(86)	Int.inng.dag og søknadsnr	2006.09.01 PCT/EP2006/008565
(22)	Inng.dag	2008.08.26	(85)	Videreføringsdag	2008.08.26
(24)	Løpedag	2006.09.01	(30)	Prioritet	2006.01.27, US, 60/762,592 2006.04.10, US, 60/744,559
(41)	Alm.tilgj	2008.08.26			
(45)	Meddelt	2017.02.06			
(73)	Innehaver	Dolby International AB, Apollo Building, 3E, Herikerbergweg 1-35, NL-1101CN AMSTERDAM ZUID-OOST, Nederland			
(72)	Oppfinner	Lars Villemoes, Mandolinvägen 22, SE-17556 JÄRFÄLLA, Sverige			
(74)	Fullmektig	Tandbergs Patentkontor AS, Postboks 1570 Vika, 0118 OSLO, Norge			

(54)	Benevnelse	<b>Effektiv filtrering med en kompleks, modulert filterbank</b>
(56)	Anførte publikasjoner	EP 0531242 A1
(57)	Sammendrag	

Et filterapparat for filtrering av et tidsdomenes inngangssignal for å oppnå et tidsdomenes utgangssignal som er en fremstilling av et tidsdomenes inngangssignal filtrert ved å bruke en filterkarakteristikk med en uensartet amplitude/frekvenskarakteristikk, omfatter en kompleks analysefilterbank for å generere flere komplekse delbåndsignaler for tidsdomenets inngangssignaler, flere mellomfiltre, der minst ett av mellomfiltrene av de flere mellomfiltre har en uensartet amplitude/frekvenskarakteristikk, der de flere mellomfiltre har en kortere pulsrespons sammenlignet med en pulsrespons av et filter med filteregenskapen og der uensartede amplitude/frekvenssegenskap av de flere mellomfiltre sammen representerer den uensartede filterkarakteristikk og en kompleks syntesefilterbank for å syntetisere signalet fra mellomfiltrene for å oppnå tidsdomenets utgangssignal.



Oppfinnelsen angår et filterapparat og en fremgangsmåte for filtrering av et inngangssignal i tidsdomenet, en filtergenerator og en fremgangsmåte for å generere et mellomfilterdefineringsignal, spesielt på området koding, dekodning, manipulering og  
5 filtrering av audiosignaler, dvs. på området HRTF (hoderelatert overføringsfunksjon).

Det har vært vist i [P. Ekstrand, "Bandwidth extension of audio signals by spectral band replication", Proc. 1<sup>st</sup> IEEE Benelux Workshop on Model based Processing and Coding of Audio (MPCA-2002), pp. 53-58, Leuven, Belgium, 2002], at en kompleks-eksponential modellert filterbank er et utmerket verktøy for  
10 spektralinnhyllingsjustering av audiosignaler. En anvendelse av dette trekk er audiokoding basert på spektralbånd replikasjon (SBR). Andre nyttige anvendelser av en kompleks filterbank omfatter frekvensselektivt panning og spatialisering for parametriske stereo, se [E. Schuijers, J. Breebart, H. Purnhagen, J. Engdegård: "Low complexity parametric stereo coding", Proc. 116<sup>th</sup> AES convention, 2004, paper 6073]  
15 og parametriske flerkanalkoding, se [J. Herre et al.: "The reference model architecture for MPEG spatial audio coding", Proc. 118<sup>th</sup> AES convention, 2005, paper 6447]. I disse søknader blir frekvensoppløsning av den komplekse filterbank ytterligere forbedret ved lave frekvenser ved hjelp av underdelbåndsfiltrering. Den kombinerte hybride filterbank oppnår herved frekvensoppløsning som gjør det mulig med  
20 behandling av spatiale instruksjoner ved en spektral oppløsning som nøyte følger den spektrale oppløsning i to kanals audiosystemet.

I enkelte anvendelser er imidlertid oppløsningen i filterbanken fremdeles utilstrekkelig ved at enkle forsterkningsmodifikasjoner i hvert delbånd ikke er tilstrekkelig for å riktig modellere virkningen fra et gitt filter. For tokanals gjengivelse  
25 av flerkanals audio ved hjelp av HRTF (hoderelatert overføringsfunksjon) tilknyttet filtrering, er de intrikate faseegenskapene til filtrene viktig for den oppfattede lyd-kvalitet. Det er naturligvis mulig å bruke faste innhyllingsmetoder basert på DFT (diskret Fourier transformasjon) som etterbehandling i flerkanals gjengivelsen, men hvis gjengivelsesinnretningen som allerede inneholder signaler i delbåndsdometet av  
30 en kompleks eksponential modellert filterbank, vil det være betydelige fordeler med beregningsmessig kompleksitet og algoritmisk integrering ved utførelsen av HRTF-avledet filtrering i delbåndsdometet som skissert i detalj senere. Siden HRTF er forskjellig for hvert individ og de avledede filtre avhenger av den virtuelle kilde og/eller lytterens posisjon som f.eks. kan endres av styresignaler, brukergrensesnitt  
35 eller av andre beskrivelsessignaler, er det også viktig å kunne effektivt konvertere et gitt HRTF-relatert filter til delbåndsdomefiltere.

EP 0531242 A1 omhandler en fremgangsmåte for tilpasset inndeling i delbånd og undertrykke eller sterkt begrense spektral tvetydighet omfattende trinnene å transformere et digitalt kildesignal i minst to adskilte frekvensdelbånd, å behandle

hvert frekvensunderbånd ved å filtrere inkorporere trinnene å definere en global filtreringsprofil, å bestemme et sett av partielle filtreringsprofiler som hver er forbundet med en av delbånd, og å filtrere hver av delbåndene i henhold til den partielle filtreringsprofil som er assosiert med det. Fremgangsmåten omfatter videre å  
5 inverstransformere de filtrerte delbånd, og å levere et rekonstruert filtrert signal, hvor de partielle filtreringsprofilene som er bestemt under bestemmelsestrinnet er begrenset på en slik måte at nevnte rekonstruerte filtrerte signal tilsvare hovedsakelig den direkte filtrering av det digitale kildesignal i henhold til den globale filtrering profilen. Spesielt er disse partielle profilene begrenset på en slik måte at den spektrale tvetydighet  
10 fremdeles er til stede etter at filtrering er i det vesentlige kompensert.

Det er følgelig et formål med oppfinnelsen å tilveiebringe et filterapparat for filtrering av et inngangssignal i tidsdomenet, en fremgangsmåte for filtrering av et inngangssignal i tidsdomenet, som muliggjør en mer effektiv eller mer fleksibel manipulering av et inngangssignal i tidsdomenet som gir bedre kvalitet.

15 Dette formål oppnås ved et filterapparat ifølge krav 1, ved en fremgangsmåte for filtrering av et inngangssignal i tidsdomenet ifølge krav 23, eller av et dataprogram ifølge krav 24.

En utførelse av oppfinnelsen angår et filterapparat for filtrering av et inngangssignal i tidsdomenet for å oppnå et utgangssignal i tidsdomenet som er en  
20 gjengivelse av tidsdomenets inngangssignal filtrert ved å bruke en filterkarakteristikk med en ikke-ensartet amplitude/frekvens karakteristikk som omfatter en kompleks analyse filterbank for å generere flere komplekse delbåndssignaler fra tidsdomenets inngangssignal, flere mellomfiltre, der et mellomfilter er tilveiebrakt for hvert komplekse delbåndssignal, der minst et av mellomfiltrene i de flere mellomfiltrene har  
25 en ikke-ensartet amplitude/frekvens karakteristikk, der de flere mellomfiltre har en kortere pulsrespons sammenlignet med en pulsrespons i et filter med filterkarakteristikken og der den ikke-ensartede amplitude/frekvenskarakteristikk av de flere mellomfiltrene sammen representerer den ikke-ensartede filterkarakteristikk og en kompleks syntese filterbank for syntetisering av signalet fra mellomfiltrene for å oppnå  
30 utgangssignalet i tidsdomenet.

Utførelsene av oppfinnelsen er basert på det funn at en mer effektiv og/eller mer fleksibel filtrering (eller manipulering) av et tidsdomene inngangssignal kan oppnås i delbåndsdometet, og som enkelte ganger også kalles et QMF-domene (kvadratur speilfilter) med en bedre kvalitet sammenlignet med andre  
35 manipuleringssystemer. Gevinsten når det gjelder effektivitet, spesielt beregnings-effektiviteten, er en følge av de kortere pulsresponser i mellomfiltrene sammenlignet med pulsresponsen i et filter med en ikke-ensartet filterkarakteristikk i tidsdomenet og at delbåndssignalene kan behandles uavhengig fra hverandre. På grunn av de kortere pulsresponser, kan en utførelse av et filterapparat behandle hvert komplekse

delbåndssignals utgang individuelt av den komplekse analysefilterbank. Følgelig kan filtreringen utføres parallelt, hvilket øker behandlingen av tidsdomenets inngangssignal dramatisk sammenlignet med manipuleringen av tidsdomenets inngangssignal direkte, på grunn av de kortere pulsresponsen.

5 Utførelser av oppfinnelsen er spesielt gunstig når det kommer til å balansere beregningseffektivitet på den ene side og kvalitet på en annen side. Mens en direkte behandling av tidsdomenets inngangssignal i tidsdomenet kan oppnås ved en innhylling med pulsresponsen av et filter med den ikke-ensartede amplitude/frekvenskarakteristikk som vanligvis fører til svært god kvalitet, krever  
10 innhyllingen en stor beregningseffektivitet på grunn av lengden av pulsresponsen av filteret i tidsdomenet. På den annen side representerer omdanningen av et audiosignal til frekvensdomenet ved å utføre en Fourier-transformasjon en stor ulempe ved at andre manipuleringer som er nødvendig i moderne akustiske systemer ikke effektivt kan utføres i Fourier domenet med høy kvalitet.

15 Ved å bruke flere mellomfiltre som hver har en kortere pulsrespons sammenlignet med en pulsrespons i et filter med filterkarakteristikken til et tilsvarende filter i tidsdomenet hvor minst et har en pulsrespons med minst to ikke-forsvinnende verdier som representerer et svært gunstig kompromiss mellom beregnings-effektiviteten på den ene side og kvaliteten på den andre siden. Som resultatet  
20 representerer utførelsene med de nye filterapparatene et utmerket kompromiss mellom en direkte behandling av tidsdomenets inngangssignal f.eks. ved hjelp av innhyllingen av tidsdomenets inngangssignal med den lengre pulsrespons som indikerer den ikke-ensartede filterkarakteristikk som fører til et enormt beregningsarbeid og bruker en Fourier-transformasjon som fører til flere problemer i den videre behandling av  
25 signalene.

Fordelene med utførelsene av det første aspekt ved oppfinnelsen vises spesielt i sammenheng med FIR-filtre (final impulse response) ettersom hver av mellomfiltrene av de flere mellomfiltre har vesentlig kortere pulsrespons sammenlignet med pulsresponsen fra FIR-filteret i tidsdomenet. Ved parallellbehandling av de forskjellige  
30 delbåndssignaler av den komplekse analysefilterbank, kan følgelig beregnings-effektiviteten da drastisk forbedres. Dette aspekt er især viktig på området med filtre med lang pulsrespons. Et område hvor filtre med svært lang pulsrespons ofte oppstår, er HRTF-relaterte anvendelser (HRTF = head related transfer function), som f.eks. ved nedblanding av flerkanals audiosignaler for hodetelefoner, andre hoderelaterte  
35 høyttalersystemer eller stereolydsystemer.

I mange konkrete anvendelser blir beregningseffektiviteten enda mer effektiv ettersom audiosignaler allerede finnes i det (komplekse) delbånd eller QMF-domenet. I mange konkrete implementeringer, er den komplekse analysefilterbank og den komplekse syntese-filterbank for generering av flere komplekse delbåndssignaler fra

tidsdomenets inngangssignal og for å syntetisere tidsdomenets utgangssignal, allerede til stede.

Når det gjelder det andre aspekt, er utførelsene ifølge oppfinnelsen basert på det funn at en mer fleksibel og mer effektiv filtrering av tidsdomenets inngangssignal med en bedre kvalitet kan oppnås ved å tilveiebringe et mellomfilterdefinisjonssignal som f.eks. kan tilveiebringes til et filterapparat ifølge det første aspekt for å definere dets mellomfiltre.

En betydelig fordel med utførelsen ifølge det andre aspekt ved oppfinnelsen er at et mellomfilterdefinisjonssignal for et sett av mellomfiltre oppnås ved å tilveiebringe en utførelse av den nye filtergenerator med et filterdefinerende signal, f.eks. et pulsresponssignal som indikerer en amplitude/frekvensfilterkarakteristikk av et filter i tidsdomenet eller andre filterdefinisjonssignaler. Følgelig tilveiebringer en utførelse av en filtergenerator et filterdefinisjonssignal for et sett av mellomfiltre for å utføre samme filtrering som et filter i tidsdomenet definert av filterdefinisjonssignalet virtuelt uten å innføre sideeffekter. Som resultat gjør utførelsene av den nye filtergenerator det mulig å oppnå en virtuelle aliasfri ytelse av et vilkårlig filter i delbånddomenet. Ved å utnytte en utførelse av den nye filtergenerator, kan vilkårlige filteregenskaper overføres fra tidsdomenet til delbåndssignaldomenet, f.eks. virtuell aliasfri utjevning, lavpassfilterkarakteristikker, høypassfilterkarakteristikker, båndpassfilterkarakteristikker, båndforkastelsesfilterkarakteristikker, resonansfilterkarakteristikker, sugefilterkarakteristikker eller mer komplekse filterkarakteristikker. Blant de mer komplekse filterkarakteristikker, kan en kombinasjon av flere karakteristikk samt HRTF-relaterte filterkarakteristikker nevnes.

Spesielt i sammenheng med HRTF-relaterte applikasjoner på området flerkanals audiosystemer og andre høykvalitetsapplikasjoner, er det viktig å merke seg at utførelsene av den nye filtergenerator gjør det mulig sannferdig å modellere bruken av et gitt filter i tidsdomenet i delbånddomenet. Den virtuelle aliasfrie ytelse som er spesielt viktig i HRTF-relaterte anvendelser, er gjort mulig ettersom faseegenskapene til et filter i tidsdomenet blir (nesten) perfekt overført til delbånddomenet. Eksempler som viser dette vil bli skissert nedenfor.

Blant fordelene ved utførelsen av det andre aspekt ved oppfinnelsen er spesielt den betydelige gevinst som oppnås ved beregningseffektiviteten. De komplekse modulerte filterbanker i utførelsen av den nye filtergenerator produserer flere delbåndssignal med komplekse verdier som f.eks. mellomfilterdefinisjonssignalet der hvert av de komplekse, verdsatte delbåndssignaler er kortere enn pulsresponssignalet som indikerer amplitude/frekvens filterkarakteristikken i tidsdomenet. Filtergeneratoren produserer følgelig et mellomfilterdefinisjonssignal som omfatter utgangssignaler fra den komplekse modulerte filterbank med dens flere korte delbåndssignal med komplekse verdier som ikke bare muliggjør en rask og effektiv og parallell

beregning når det gjelder filtrering av et tidsdomenes inngangssignal for å oppnå et tidsdomenes utgangssignal i rammearbeidet av en utførelse av et filterapparat men også muliggjør en rask og effektiv og parallell beregning av mellomfilterdefinisjonssignalet selv. Sammenlignet med en direkte anvendelse av pulsrespons-signalet som indikerer amplitude/frekvensfilterkarakteristikken i tidsdomenet ved å innhulle pulsrespons-signalet med tidsdomenets inngangssignal, gjør anvendelsen av en utførelse av en ny filtergenerator ifølge det andre aspekt ved oppfinnelsen det mulig å oppnå en forenklet raskere og mer effektiv beregning som fører til et hørbart forbedret resultat sammenlignet med den mer komplekse innhyllingsmetode.

Videre tilbyr også en utførelse av den nye filtergenerator fordelen med en betydelig forbedret fleksibilitet når det gjelder de mulige filterkarakteristikker som brukes i delbåndsdomenet. Ettersom vilkårlige filterkarakteristikker kan overføres fra tidsdomenet til delbåndsdomenet ved hjelp av en utførelse av den nye filtergenerator, blir en enorm fleksibilitet innført i audiosignalet behandling og manipulering. F.eks. kan en utførelse av den nye filtergenerator levere et mellomfilterdefinisjonssignal som tilsvarer en individuelt endret filterkarakteristikk av et HRTF-relatert filter. På området HRTF, vil dette kunne gi anledning til individuelt å modifisere HRTF-filtre etter behov og etter en persons hørsel. Videre kan kildeposisjonen samt lytteposisjonen i forhold til hverandre og i forhold til et (simulert eller beregnet) miljø (f.eks. en konsertsal, et åpent rom, et stadion) brukes. Dette gir en stor fordel for lytteren med en større fleksibilitet i forhold til de akustiske forhold. En utførelse av den nye filtergenerator tilveiebringer følgelig mulighet virtuelt å svitsje fra et stadion til en konsertsal eller et åpent rom uten å måtte overføre audiosignaler mellom tidsdomenet, delbåndsdomenet og/eller frekvensdomenet. Ved å bruke en utførelse med den nye filtergenerator kan alle disse manipuleringer av audiosignalet utføres inne i delbåndsdomenet med en svært høy kvalitet som omfatningsmessig ikke kan skilles fra en signalbehandling i tidsdomenet, men som tilbyr en enorm beregningsmessig effektivitetsforbedring.

Denne fleksibilitet er ikke bare begrenset til å svitsje fra et miljø til et annet, f.eks. svitsje fra et stadion til en konsertsal og omvendt. En utførelse av den nye filtergenerator gir en mulighet til å endre filterkarakteristikkene av flere mellomfiltre på en kvasikontinuerlig måte. En anvendelse på området av HRTF er en anvendelse av en utførelse av filtergeneratoren og/eller filterapparatet i en hodesporingsapplikasjon hvor f.eks. posisjonen av lytteren i forhold til forskjellige lydkilder varierer på en kvasikontinuerlig måte. Mulige anvendelser omfatter f.eks. simuleringer og dataspill med svært høy kvalitet.

En annen fordel med utførelsen av en filtergenerator, er at anvendelse av en utførelse av en filtergenerator blir mer effektiv når det gjelder minnebruk ettersom et pulsrespons-signal tilveiebrakt den komplekse, modulerte filterbank av filtergeneratoren typisk er et virkelig verdsatt signal mens mellomfilterdefinisjonssignalet er et

komplekst verdsatt signal med omtrent samme totale lengde. Som resultat sparer lagringen av pulsresponssignalene sammenlignet med mellomfilterdefinisjonssignalene (eller filteruttakene av mellomfiltrene) minne i størrelsesorden omtrent 2. På grunn av muligheten til en rask og effektiv parallell beregning, spesielt på området med minnefølsomme applikasjoner som omfatter et stort parameterrom i forhold til de mulige pulsresponssignaler, representerer dette en betydelig fordel.

I en utførelse av den nye filtergenerator, er filtergeneratoren forsynt med et filterdefinisjonssignal som kan f.eks. omfatte filteruttak i et digitalt filter i tidsdomenet eller av en overføringsfunksjon i frekvensdomenet som kan omfatte amplitude/frekvenskarakteristikken og/eller fase/frekvenskarakteristikken til et filter. I dette tilfellet omfatter en utførelse av filtergeneratoren videre en pulsresponssignalgenerator som tilveiebringer det aktuelle pulsresponssignal som indikerer den resulterende amplitude/frekvensfilterkarakteristikk i tidsdomenet til den komplekse, modulerte filterbank i filtergeneratoren. Følgelig vil bruk av en pulsresponssignalgenerator i enkelte utførelser av den nye filtergenerator kunne tilby en enda større fleksibilitet når det gjelder å levere mellomfilterdefinisjonssignalet ettersom ikke bare pulsresponssignalene i form av diskrete tidssignaler kan leveres til en utførelse av filtergeneratoren men også filteruttakene eller frekvensdomenebeskrivelsen av et filter i tidsdomenet kan overføres til delbåndsdometet ved hjelp av en passende utførelse av en filtergenerator.

Oppfinnelsen skal beskrives nærmere i det følgende og under henvisning til tegningene, der:

- Fig. 1a viser behandlingen av et digitalt audiosignal ved hjelp av delbåndfiltrering i et system som omfatter en filtergenerator og et filterapparat,
- fig. 1b viser en mulig løsning for en kompleks analysebank,
- fig. 1c viser en mulig løsning for en kompleks syntesefilterbank,
- fig. 1d viser en mulig løsning for en kompleks syntesefilterbank,
- fig. 1e viser et samspill mellom en utførelse av en filtergenerator med flere mellomfiltre av en utførelse av et filterapparat,
- fig. 2 viser behandlingen av et digitalt audiosignal ved hjelp av direkte formfiltrering,
- fig. 3 viser en foretrukket utførelse av et system med en filterkonverter,
- fig. 4 viser en gitt filterpulsrespons,
- fig. 5 viser en pulsrespons oppnådd ved kompleks styrkejustering av delbånd,
- fig. 6 viser størrelsesresponsen av et gitt filter,
- fig. 7 viser størrelsesresponsen av et filter oppnådd ved kompleks styrkejustering av delbånd,
- fig. 8 sammenligner ytelsen av oppfinnelsen med en kompleks styrkejustering av delbånd,

fig. 9 viser en foretrukket utførelse av et filterapparat som omfatter en eventuell utførelse av en filtergenerator og andre komponenter,

fig. 10 viser en filterkarakteristikk sammen med flere frekvensbånd for forskjellige delbånd, og

5 fig. 11 viser en foretrukket utførelse av en filtergenerator.

De nedenfor beskrevne utførelser illustrerer mer prinsippene i oppfinnelsen for effektiv filtrering med en kompleks modulert filterbank. Det vil fremgå at modifikasjoner og variasjoner av anordningene og detaljene beskrevet her, vil fremgå for en fagmann. Det er følgelig hensikten bare å begrense beskrivelsen til omfanget av de søkte patentkrav og ikke av de spesifikke detaljer som er presentert i beskrivelsen og forklaringen av utførelsene her.

I det følgende er gjenstander med samme eller tilsvarende funksjonsegenskaper benevnt med samme referansetegn. Med mindre annet er vist, kan beskrivelsen av gjenstander med tilsvarende eller like funksjonsegenskaper utveksles i forhold til  
15 hverandre.

Fig. 1a viser i form av et system som omfatter utførelse av både et filterapparat og en filtergenerator, behandlingen av et digitalt audiosignal ved hjelp av delbåndsfiltrering ifølge oppfinnelsen. Denne signalbane kan f.eks. være en del av et spatialt audiogjengivelsessystem hvor inngangen er en mottatt audiokanal og utgangen er en komponent av et signal som spilles tilbake til høyre øre. Inngangssignalet (digitalt audiosignal eller tidsdomenets inngangssignal) blir analysert av den komplekse analysebank 101 ved hjelp av filtrering med et sett av  $L$ -analysefiltre etterfulgt av nedsampling av en faktor  $L$ , der  $L$  er en positiv heltall, fortrinnsvis større enn 1. Typisk er faktoren  $L$  en potens av 2, fortrinnsvis  $L = 64$ . Analysefiltrene oppnås vanligvis ved  
25 en kompleks modulering av et prototypfilter  $p(v)$ , der  $v$  er en positiv heltall som indikerer en indeks i en gruppe av data eller en indeks av en verdi i et signal ikke nedsamplet av en faktor  $L$ . Signalet fra filterbanken består av  $L$  delbåndssignaler som blir behandlet av en delbåndsfiltrering 102. Denne delbåndsfiltrering består av en kombinasjon av manipulasjoner, f.eks. delbåndsførsterkningsjustering ifølge de  
30 mottatte styredata og bruk av endelige pulsresponsfiltre som tilføres separat i hvert delbånd. Filteruttakene av delbåndsfiltrene hentes fra en (ny) filterkonverter 104 som utfører en utførelse av en filtergenerator som har inngang et filter beskrevet av direkte formfilteruttak, en frekvensdomenebeskrivelse eller en pulsrespons (signal). Den komplekse syntesebank 103 rekonstruerer et utgangssignal ved hjelp av oppsamling  
35 med en faktor  $L$ , filtrering av  $L$  syntesefiltre, summering av alle resultatene og utstrekning av den virkelige del. Summeringen av alle resultatene og utregning av den virkelige del kan også svitsjes når det gjelder deres rekkefølge som beskrevet i forbindelse med fig. 1c og 1d.

Fig. 1b viser en kompleks analysebank 101 i detalj. Den komplekse analysebank 101 omfatter flere  $L$ -mellomanalysefiltre 120 for hvert delbånd som sendes av den komplekse analysebank 101. Mer nøyaktig blir hver av  $L$ -mellomanalysefiltre 120 koblet parallelt til en node 130 som tidsdomenets inngangssignal som skal behandles, blir tilveiebrakt. Hver av mellomanalysefiltrene 120 er tilpasset for filtrering av inngangssignalet av den komplekse analysebank 101 i forhold til en midtfrekvens av hvert delbånd. Ifølge midtfrekvensen av de forskjellige delbånd, blir hvert delbånd merket med en delbåndsindeks eller indeks  $n$ , hvor  $n$  er en ikke-negativ heltall, typisk i området 0 til  $L-1$ . Mellomanalysefiltrene 120 av den komplekse analysebank 101 kan avledes fra et prototypefilter  $p(v)$  ved en kompleks modulasjon ifølge delbåndsindeksen  $n$  av delbåndet som mellomanalysefilteret 120 blir brukt på. Flere detaljer om den komplekse modulering av et prototypefilter er forklart nedenfor.

Enten direkte ved hjelp av mellomanalysefiltrene 120 eller ved en eventuell nedsampler 140 (vist stiplet på fig. 1b) blir samplingsfrekvensen av signalet fra mellomanalysefilterbanken 120 redusert med en faktor  $L$ . Som nevnt tidligere, er nedsamplene 140 tilført hvert delbåndssignals utgang av de tilsvarende mellomanalysefiltrene 120 valgfrie ettersom, avhengig av den konkrete implementering, nedsamlingen også kan utføres i rammeverket av mellomanalysefiltrene 120. I prinsipp er nedsampling av signalet fra mellomanalysefiltrene 120 ikke påkrevd. Uansett er nærværet av eksplisitt eller implisitt nedsamplere 140 et foretrukket valg ettersom mengden av data tilveiebrakt av den komplekse analysebank 101 alternativt kan løftes med en faktor  $L$  og føre til en betydelig redundans av data.

Fig. 1c viser en mulig løsning for en kompleks syntesebank 103. Den komplekse syntesebank 103 omfatter  $L$  mellomsyntesefiltre som  $L$  delbåndssignaler fra delbåndsfiltreringen 102 blir levert til. Avhengig av den konkrete implementeringen av den komplekse syntesebank 103 før filtreringen i rammeverket av mellomsyntesefiltrene 150, blir delbåndssignalene oppsamlet av  $L$ -oppsamleren 160 som rekonstruerer den samlede frekvens av delbåndssignalene ved å øke samplingsfrekvensen med faktor  $L$ . Med andre ord rekonstruerer den eventuelle oppsamler 160 eller reformerer delbåndssignalene tilveiebrakt til oppsamleren 160 på slik måte at informasjonen i hver av delbåndssignalene blir beholdt mens samplingsfrekvensen blir økt med en faktor  $L$ . Som allerede forklart i forbindelse med fig. 1, blir uansett oppsamleren 160 valgfrie komponenter ettersom oppsamlingen også kan utføres i rammeverket av mellomsyntesefiltrene 150. Følgelig kan trinnet med oppsampling av delbåndssignalene utført av oppsamleren 160 samtidig behandles i rammeverket av mellomsyntesefiltrene 150. Hvis imidlertid nedsamplene 190 verken eksplisitt eller implisitt blir implementert, behøver ikke oppsamlerne 160 å implementeres eksplisitt eller implisitt.

Mellomsyntesefiltrene 150 er koplet via en utgang til en adderingsenhet 170 som summerer de filtrerte delbåndssignalene fra *L*-mellomsyntesefiltrene 150. Adderingsenheten 170 er videre koplet til en virkelig delekstraktor 180 som ekstraherer eller former et riktig verdsatt signal eller snarere et (virkelig verdsatt) tidsdomeneutgangssignal basert på det komplekse verdsatte signal tilveiebrakt av adderingsenheten 170. Den virkelige delekstraktor 180 kan utføre denne oppgave f.eks. ved å ekstrahere den virkelige del av et komplekst verdsatt signal levert av adderingsenheten 170 og ved å beregne den absolutte verdi av det komplekse verdsatte signal levert av adderingsenheten 170 eller ved hjelp av en annen fremgangsmåte som former et virkelig verdsatt utgangssignal basert på et komplekst verdsatt inngangssignal. I tilfellet systemet vist på fig. 1a, er signalet fra den virkelige delekstraktor 180 tidsdomenets utgangssignal ifølge utførelsen av det nye filterapparat.

Den andre mulige løsning for en kompleks syntesebank 103 vist på fig. 1d skiller seg fra den første mulige løsning på fig. 1c bare ved de virkelige delekstraktorer 180 og adderingsenheten 170. Mer nøyaktig blir signalene fra mellomsyntesefiltrene 150 koplet separat fra hvert delbånd til en virkelig delekstraktor 180 som ekstraherer eller former et virkelig verdsatt signal basert på det komplekse verdsatte signal fra mellomsyntesefiltrene 150. Den virkelige delekstraktor 180 blir så koplet til adderingsenheten 170 som oppsummerer *L* virkelig verdsatte signaler avledet fra *L*-filtrerte delbåndssignaler for å forme det virkelige verdsatte utgangssignal levert av adderingsenheten 170 som i tilfellet systemet vist på fig. 1a, er tidsdomenets utgangssignal.

Fig. 1e viser delbåndsfiltreringen 102 og dets samspill med filterkonverteren 104 i detalj. Delbåndsfiltrering 102 omfatter flere mellomfiltre 190, der et mellomfilter 190 er levert for hvert komplekse, verdsatte delbåndssignal levert til delbåndsfiltreringen 102. Følgelig omfatter delbåndsfiltreringen 102 *L* mellomfiltre 190.

Filterkonverteren 104 er koplet til hver av mellomfiltrene 190. Som resultat kan filterkonverteren 104 levere filteruttak for hvert av mellomfiltrene 190 av delbåndsfiltreringen 102. Flere detaljer om filtreringen utført av mellomfiltrene 190 vil bli forklart i det følgende. Følgelig danner filteruttakene levert av de forskjellige mellomfiltre 190 og sendt av filterkonverteren 104 mellomfilterets defineringsignal.

Videre vil det fremgå at utførelsene, løsningene og implementeringene kan omfatte tilleggsforsinkelser og/eller eventuelle forsinkelser for å forsinke enkelte av signalene eller et delsett av signaler som har blitt utelatt på fig. 1a-1e for enkelthets skyld. Også på fig. 2-11, har eventuelle forsinkelser blitt utelatt for enkelthets skyld. Uansett kan forsinkelser eller forsinkelsesenheter omfattes i de viste elementer (f.eks. filtre) eller lagt til som eventuelle elementer i alle utførelser avhengig av deres konkrete implementering.

Fig. 2 viser behandlingen av et digitalt audiosignal ved hjelp av direkte formfiltrering 201. Hvis samme filter blir gitt som inngang til filterkonverteren 104 på fig. 1 og den direkte filtrering 201, blir det et konstruksjonsmål for filterkonverteren 104 at det digitale audiosignal fra 103 blir oppfatningsmessig (eller hørbart) ikke skillbart fra det digitale audiosignal fra den direkte filtrering 201 hvis de digitale audiosignaler til den komplekse analysebank 101 og den direkte filtrering 201 er identiske og behandlingen i den direkte filtrering 102 består av ren stasjonær delbåndfiltrering.

I utførelsen av systemet vist på fig. 1a til fig. 1e, blir filtersignalet til filterkonverteren 104 gitt som et filterdefinisjonssignal som f.eks. kan omfatte filteruttak fra et tilsvarende tidsdomenefilter, en frekvensdomenebeskrivelse (amplitude/frekvens karakteristikk og/eller fase/frekvens karakteristikk) eller et pulsresponsignal av det aktuelle filter.

I tilfellet direkte filtrering 201, kan samme filterdefinisjonssignal i prinsipp bli brukt. Avhengig av den konkrete implementering og filterdefinisjonssignalet, kan filtreringen utføres ved direkte anvendelse av filteruttak i rammeverket av et digitalt filter ved hjelp av en diskret Fourier-transformasjon sammen med en overføringsfunksjon eller en annen frekvensdomenebeskrivelse eller ved hjelp av en innhylling med pulsresponsignalet.

Fig. 3 viser en foretrukket utførelse av en filterkonverter 104 ifølge oppfinnelsen som en utførelse av en filtergenerator. Filteret forutsettes å gis av dets pulsrespons. Ved å betrakte denne pulsrespons som et diskret tidssignal, blir det analysert av en  $L$ -bånd kompleks analyse (filter)-bank 301. Det resulterende delbåndssignal blir så nøyaktig pulsresponsene fra filtrene som brukes separat i hvert delbånd i delbåndfiltreringen 102. I den foretrukne utførelse vist på fig. 3, blir filterdefinisjonssignalet levert til filterkonverteren 104 og dets komplekse analysebank eller komplekse analysefilterbank 301 pulsresponsignalet som indikerer amplitude/frekvenskarakteristikken av et filter som overføres til delbåndsdomenet. Følgelig representerer signalet fra den komplekse analyse (filter)-bank 301 av hvert av  $L$ -delbåndene, pulsresponsen av mellomfiltrene omfattet i delbåndfiltreringen 102.

Den komplekse analysebank 301 avledes i prinsipp fra analysebanken 101, men den har en annen type prototypefilter og en litt forskjellig modulasjonsstruktur, hvis detaljer vil bli skissert i beskrivelsen nedenfor. De samme raske algoritmer som brukes for en implementering av den komplekse analysebank 101 kan brukes igjen for den komplekse analysebank 301 og føre til en svært rask og svært effektiv konverteringsprosess.

Videre kan lengden av prototypefilteret  $q(v)$  konstrueres bare til å være en brøkdel av lengden av prototypefilteret  $p(v)$ . På grunn av nedsamlingen med en faktor  $L$ , blir lengden av delbåndsfiltrene også en faktor på  $L$  mindre enn summen av

lengdene av det gitte tidsdomenefilter og prototypefilteret  $q(v)$ . Beregningsarbeidet blir så redusert sammenlignet med direkte formfiltrering 201 med omtrent en faktor på  $L/4$ . Forskyvningsfaktoren på 4 skyldes erstatningen av den virkelige filtrering med en kompleks filtrering. En annen forskyvning er beregningskostnaden av den komplekse analyse og syntesebankene 101 og 103. For effektive implementeringer er denne kostnad sammenlignbar med kostnaden til temmelig korte FIR-filtre og følgelig ubetydelig, som nevnt tidligere. Videre vil denne forskyvning av reduksjon i beregningskostnader ikke finnes i systemer som allerede bruker disse to filterbankene 101 og 103.

10 Fig. 4 viser et eksempel på en gitt filterpulsrespons 400. Den består av 192 (=  $64 \cdot 3$ ) ikke-null uttak. Med andre ord omfatter pulsresponsen 400 på fig. 4 192 ikke-forsvinnende verdier.

I nærværende søknad er et ikke-forsvinnende uttak eller verdi et uttak eller en verdi som ideelt ikke er lik null. På grunn av implementeringsbegrensninger i rammeverket i denne anvendelse, er uansett en ikke-forsvinnende verdi eller et uttak, et virkelig verdsatt eller komplekst verdsatt uttak eller en verdi med en absolutt verdi som er større enn en bestemt terskel, f.eks.  $10^{-s}$  eller  $2^{-s}$ , der  $s$  er en positiv heltall avhengig av kravene til en konkret implementering. I digitale systemer er denne terskel fortrinnsvis definert i det binære system (basis 2), der heltalln  $s$  har en bestemt verdi avhengig av implementeringsspesifikasjonen. Typisk er verdien 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 14, 16 eller 32.

Pulsresponsen 400 i systemet på fig. 1 kan ikke skilles fra denne gitte pulsrespons ved oppløsningen av bildet i et tilfelle hvor en  $L = 64$  båndfilterbank med et prototypefilter med lengde 640 (=  $64 \cdot 10$ ) blir brukt og et prototypefilter med lengde 192 (=  $64 \cdot 3$ ) blir brukt for filterkonverteren 104 på fig. 3. De tilsvarende mellomdelbåndsfiltre har bare 5 (=  $3+3-1$ ) uttak hver som forklart nedenfor.

Fig. 5 viser pulsresponsen 410 av systemet på fig. 1 med en 64-båndfilterbank i et spesielt tilfelle som tilsvarende gjelder bruk av innhyllingsjustering og utjevning. I dette tilfellet er delbåndsfiltrene eller snarere mellomfiltrene 190 alle bare av et uttak, slik at en konstant, kompleks forsterkning blir tilført hvert delbånd. For hvert delbånd blir tilsvarende forsterkning valgt å være lik den komplekse frekvensrespons av filteret på fig. 4 evaluert ved midtfrekvensen av det bestemte delbånd. Som det fremgår av resultatet, fins det flere preekkotilfeller og det vil være en betydelig oppfatningsmessig forskjell mellom bruken av denne filterrespons sammenlignet med målpulsresponsen 400 på fig. 4.

Fig. 6 viser størrelsesresponsen 420 av filteret på fig. 4. Frekvensskalaen på fig. 6 blir justert til oppløsningen av en 64-bånd filterbank ( $L = 64$ ).

Fig. 7 viser størrelsesresponsen 430 av filteret som ligger under pulsresponsen 410 vist på fig. 5. Som det fremgår fører bruken av bare en forsterkning per delbånd til

dårlig approksimering til den ønskede frekvensrespons. Hovedårsaken til dette er den raske variasjon av målfasespektrumet. Faktisk er denne fremgangsmåte av gjeldende teknikk bedre egnet ved modellering av lineære faseresponser.

Fig. 8 sammenligner til slutt ytelsen av en utførelse ifølge oppfinnelsen og ytelsen av gjeldende teknikk av kompleks styrkejustering av delbånd. Den stiplede kurve er en gjengivelse av målstørrelsesresponsen 420 på fig. 6. Den stiplede kurve 440 er størrelsesresponsen av forskjellen mellom de komplekse frekvensresponser av målfilteret og dets approksimering ved hjelp av den gjeldende fremgangsmåte. Den heltrukne kurve 450 er størrelsesresponsen av forskjellen mellom de komplekse frekvensresponser av målfilteret og dets approksimering ved hjelp av fremgangsmåten ifølge oppfinnelsen hvor parametrene som nevnt ved beskrivelsen på fig. 4. Som det vil fremgå er feilen ved fremgangsmåten av gjeldende teknikk liten bare ved de 64 midtpunktene av filterbankens delbånd mens den nye fremgangsmåte fører til en approksimeringskvalitet i 50 dB-området. Det skal fremheves at dette også er nivået av ytelsen som måles sammenlignet med signalet fra det nye system til utgangen av referansesystemet for et vilkårlig inngangssignal.

Som sammenligning mellom de to kurvene 440 og 450 på fig. 8 viser, gir utførelsen av det nye filterapparat, en utførelse av filtergeneratoren og et system som omfatter begge utførelsene en betydelig fordel i kvalitet ved manipuleringen av et inngangssignal. Den betydelige forskjell i kvaliteten av filtreringen (eller manipuleringen) av inngangssignalet skissert ovenfor, er et resultat av at minst et av mellomfiltrene 190 har en pulsrespons med to eller flere ikke-forsvinnende verdier. Med andre ord omfatter minst et av mellomfiltrene 190 minst to ikke-forsvinnende filteruttak. Videre er det viktig å merke seg at antallet delbånd  $L$  behandlet av en utførelse av et filterapparat er større eller minst lik 2. Uansett blir antallet delbånd  $L$  betydelig mindre enn antallet frekvensbånd som kreves for en sammenlignbar kvalitet ved en Fourier-transformasjonsbasert filtrering sammenlignet med et filter hovedsakelig beskrevet med en amplitude/frekvenskarakteristikk og/eller en fase/frekvenskarakteristikk som overføringsfunksjon av filteret.

På grunn av at impulsresponsen av mellomfiltrene 190 blir vesentlig kortere enn pulsresponsen fra den underliggende filterkarakteristikk i tidsdomenet, kan beregningene for hvert delbånd utføres betydelig raskere. Ettersom de forskjellige delbåndssignaler kan behandles uavhengig, kan både en utførelse av filterapparatet samt en utførelse av filtergeneratoren 104 behandle de respektive inngangssignaler svært effektivt på en rask og parallell måte. Følgelig kan behandlingen av både et digitalt audioinngangssignal samt en pulsrespons som indikerer en filterkarakteristikk utføres svært effektivt på en parallell måte. Som nevnt tidligere kombinerer en utførelse av et nytt filterapparat samt en utførelse av en ny filtergenerator fordelene med både en direkte behandling av audiosignaler i tidsdomenet som førte til svært høy

kvalitet og bruk av en kombinasjon av en Fourier-transformasjon sammen med en overføringsfunksjon i frekvensdomenet en høy effektivitet ettersom hvert frekvensbånd bare blir multiplisert med et (komplekst eller virkelig verdsatt) uttak i behandlingen av signalfiltreringen.

5 På en annen side fører ulempene med både den rene behandling av inngangssignalene i tidsdomenet, som fører til et enormt beregningsarbeid og Fourier-transformasjonen til en betydelig reduksjon og undertrykning til et nivå ved at signalet fra en utførelse av et filterapparat oppfatningsmessig ikke kan skilles fra kvaliteten til en direkte behandling i tidsdomenet.

10 Disse to fordelene gir stor fleksibilitet for å filtrere de digitale signaler med varierende filterkarakteristikker. Dette er især viktig på området HRTF ettersom HRTF-relaterte filtre ofte har svært lang pulsrespons. Følgelig gir en utførelse av det nye filterapparat som omfatter en kompleks analysefilterbank 101, flere mellomfiltre 190 i delbåndfiltreringen 102 og en kompleks syntesefilterbank 103, spesielt på  
15 området HRTF-relaterte anvendelser, betydelige beregningsmessige fordeler som skyldes den mulige parallelle behandling av delbåndssignaler.

Utførelse av en filtergenerator og utførelse av systemer som omfatter både et filterapparat og en filtergenerator gir videre fordel med at filtre spesielt kan tilpasses spesifikke miljøer, parametere eller andre spesifikke behov for den aktuelle anvendelse.  
20 Spesielt når det gjelder HRTF-relaterte anvendelser, kan en slik utførelse av et system brukes ved hodesporingsanvendelser hvor flere kilder av støy og lyd samt posisjonen av lytteren kan variere over tid. En slik utførelse av et system omfatter et filterapparat og filtergenerator som følgelig gir en svært effektiv og fleksibel måte å presentere et lydinntrykk i en tredimensjonal anordning av lydkilder i forhold til en varierende  
25 posisjon og innretning av en hypotetisk lytter via hodetelefoner eller andre hoderelaterte lydssystemer (stereolydssystemer).

Som dette siste eksempelet viser, tilbyr en utførelse av det nye filterapparat sammen med en ny filtergenerator ikke bare et svært effektivt system for audiomanipulering med utmerket kvalitet men også en svært fleksibel måte å innføre  
30 endrede lydinntrykk på, på en effektiv måte.

### Komplekse modulerte filterbanker

I det følgende er  $Z(\omega) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} z(v) \exp(-iv\omega)$  den diskrete tids Fourier-transformeringen av et diskret tidssignal  $z(v)$ . Som tidligere er  $v$  et heltall som indikerer  
35 en indeks eller en tidsindeks av et tidssignal mens  $\omega = 2\pi \cdot f$  er den sirkulære frekvens tilknyttet frekvensen  $f$  mens  $\pi$  er det sirkulære tall ( $\pi = 3,1415926\dots$ ) og  $i = j = \sqrt{-1}$  er den tenkte enhet.

Den komplekse eksponensialmodulerte  $L$ -båndfilterbank defineres av et virkelig verdsatt prototypefilter  $p(v)$  av endelig lengde. For beregningene nedenfor vil det forutsettes ved forlengelse med nuller at prototypefilteret defineres for alle heltall  $v$ . Gitt et virkelig verdsatt, diskret tidssignal  $x(v)$ , bruker analysefilterbanken 101, som allerede forklart, de komplekse, modulerte prototypefiltre etterfulgt av nedsampling med faktor  $L$  for å sende delbåndsignalene,

$$c_n(k) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} x(v+kL)p(v) \exp\left(-i \frac{\pi}{L} \left(n + \frac{1}{2}\right)(v + \theta)\right) \quad (1)$$

for hver delbåndsindeks  $n = 0, 1, \dots, L-1$ , og heltall tidsindeksen  $k$ . Tidsindeksen  $k$  skiller seg fra tidsindeksen  $v$  ved at  $k$  refererer til de nedsamlede signaler mens heltalln  $v$  kryper til signaler med full sampelfrekvens.

Gitt komplekse, verdsatte delbåndssignaler  $d_n(k)$ , bruker syntesefilterbanken 103 filtrering etterfulgt av oppsampling med en faktor  $L$  og en virkelig verdi ekstrahering for å sende de virkelige verdsatte signaler som allerede forklart for å oppnå utgangssignalet

$$y(v) = \operatorname{Re} \left\{ 2L \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{L-1} d_n(k) p(v-kL) \exp\left(i \frac{\pi}{L} \left(n + \frac{1}{2}\right)(v - kL + \psi)\right) \right\} \quad (2)$$

I ligningene (1) og (2), representerer  $\theta$  og  $\psi$  (konstant) fasefaktorer for filtrering av det virkelig verdsatte diskrete tidssignal  $x(v)$  til komplekst verdsatt delbåndssignal og for å rekonstruere virkelig verdsatte utgangssignaler  $y(v)$  fra delbåndssignal med komplekse verdier  $d_n(k)$ . Det er godt kjent at et prototypefilter og fastfasefaktorer  $\theta$  og  $\psi$  kan velges for å gi en perfekt rekonstruksjon  $y(v) = x(v)$  i tilfellet hvor  $d_n(k) = c_n(k)$ , dvs. når delbåndssignalene er uendret. I praksis vil den perfekte rekonstruksjonsegenskap være sann opptil en forsinkelse (og/eller en tegnendring), men i beregningene som følger, vil denne detalj bli ignorert ved å bruke et akasalt prototypefilter. Oppfinnelsen gjelder for kvasi-QMF-type konstruksjon som beskrevet i PCT/SE02/00626 "Aliasing reduction using complex exponential modulated filter banks". Her er prototypefilteret symmetrisk  $p(-v) = p(v)$  og dets diskrete tids Fourier-transformasjon  $P(\omega)$  forsvinner vesentlig utenfor intervallet  $|\omega| \leq \pi/L$ . Den perfekte rekonstruksjon erstattes også av en nesten perfekt rekonstruksjonsegenskap. For avledningen som følger vil det forutsettes for enkelthets skyld at både en perfekt rekonstruksjon holder og at  $P(\omega) = 0$  for  $\pi/L < |\omega| \leq \pi$ . Videre forutsettes disse faktorene å oppfylle forholdet at  $\psi - \theta$  er lik et heltallmultiplum av  $4L$ .

I en kritisk samplet filterbank fører endringen av delbåndsignalene før syntese vanligvis til innføring av fremmedelementer. Dette løses her ved en oversampling med en faktor to og bruker komplekse verdsatte signaler. Selv om den totale samplingsraten

av delbåndssignalene er identisk med samplingsraten av det diskrete tidsinngangssignal, blir inngangssignalet sann verdsatt og delbåndsamplene blir komplekst verdsatt. Som nevnt nedenfor åpner fraværet av fremmedelementer døren for en effektiv tidsinvariantsignalbehandling.

5

Delbåndsfiltrering i en kompleks modulert filterbank

Gitt modifikasjonen av delbåndsfiltreringen 102 av hvert delbåndssignal oppnådd ved filtrering av analysesamplene  $c_n(k)$  fra den komplekse analysebank 101 med et filter med pulsrespons  $g_n(k)$  før syntesen (2) utført av den komplekse syntese (filter)-bank 103, blir:

$$d_n(k) = \sum_l g_n(l) c_n(k-l) \quad (3)$$

Elementære beregninger viser at gitte forutsetninger om frekvensresponsen av prototypefilteret, blir den resulterende vekt på det rekonstruerte tidssignal en diskret tidsfiltrering

15

$$Y(\omega) = G(\omega)X(\omega) \quad (4)$$

hvor

$$G(\omega) = \sum_{n=-L}^{L-1} G_n(L\omega) \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \right|^2 \quad (5)$$

20

Her er  $G_n(\omega) = \sum_k g_n(k) \exp(-ik\omega)$  den diskrete tids Fourier-transformering av

filteret brukt i delbåndet  $n$  for  $n \geq 0$  og

$$G_n(\omega) = G_{-1-n}(-\omega)^* \quad \text{for} \quad n < 0. \quad (6)$$

25 hvor \* benevner kompleks konjugering. Merk her at det spesielle tilfellet  $G_n(\omega) = 1$  fører til en  $G(\omega) = 1$  i (5) på grunn av den forutsatte spesielle utforming av prototypen  $p(v)$  som innebærer

$$\sum_{n=-L}^{L-1} \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \right|^2 = 1 \quad (7)$$

30

Et annet interessant tilfelle er  $G_n(\omega) = \exp(-i\omega)$  som fører til  $G(\omega) = \exp(-iL\omega)$ , slik at  $y(v) = x(v-L)$ .

Approksimering av en gitt filterrespons ved delbåndsfiltrering

La  $H(\omega)$  være et gitt filter (f.eks. transformeringsfunksjon) med virkelig verdsatt pulsrespons  $h(v)$ . Disse data anses som sendt til filterkonverteren 104. I betraktning av (5) og (7), blir et trivielt valg for delbåndfiltrene som fører til den ønskede respons  $G(\omega) = H(\omega)$  gitt av

5

$$G_n(\omega) = H(\omega/L), \quad \text{for} \quad |\omega - \pi(n+1/2)| \leq \pi, \quad (8)$$

Ulempen med denne formel er at selv om  $H(\omega)$  er en glatt funksjon av  $\omega$ , vil det periodiserte segment av denne som definert av (8) vise hopp og pulsresponsen av delbåndfiltrene vil være unødvendig lange. Gjeldende bruk av den komplekse kvasi-  
10 QMF-bank for utjevning eller innhyllingsjustering består i å bruke en enkelt forsterkning  $g_n$  i hvert delbånd som fører til transferfunksjonen

$$G(\omega) = \sum_{n=-L}^{L-1} g_n \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \right|^2 \quad (9)$$

med forlengelsen  $g_n = -g_{-1-n}^*$  for  $n < 0$  definert ifølge (6). I betraktning av (7), vil det  
15 oppnås

$$G\left(\frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) = g_n, \quad \text{for} \quad n = 0, 1, \dots, L-1 \quad (10)$$

og transferfunksjonen blir interpolert mellom disse frekvensene. For målfilterresponsene  $H(\omega)$  som varierer langsomt som en funksjon av frekvensen  $\omega$ , blir  
20 en første fremgangsmåte for approksimering av filteret følgelig oppnådd ved å velge

$$G_n(\omega) = H\left(\frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \quad (11)$$

Et eksempel på den resulterende kvaliteten av denne fremgangsmåte er gitt på fig. 5 og 7.

25

Ifølge en utførelse av oppfinnelsen blir en filtergenerator eller en filterkonverter 104 brukt for å lære å konvertere filteret (som definert av dets pulsrespons)  $h(v)$  til mellomdelbåndsfiltre 190 ved hjelp av den andre analysefilterbank 301 som bruker virkelig verdsatt prototypefilter  $q(v)$ ,

30

$$g_n(k) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} h(v+kL)q(v) \exp\left(-i \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)v\right). \quad (12)$$

Når det gjelder Fourier-transformeringer, vil dette leses som

$$G_n(\omega) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} H\left(\frac{\omega + 2\pi i}{L}\right) Q\left(\frac{\omega + 2\pi i}{L} - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right)^* \quad (13)$$

Fordelen med denne fremgangsmåte er at et gitt filter  $h(v)$  effektivt kan transformeres til mellomdelbåndfilterresponser. Hvis  $q(v)$  har  $K_Q \cdot L$  uttak, blir et tidsdomenefilter  $h(v)$  av  $K_H \cdot L$ -uttak konvertert til delbåndsdomenefiltre (12) hvor  $K_H + K_Q - 1$ -uttak, der  $K_H$  og  $K_Q$  er positive heltall. Når det gjelder eksempelnumrene gitt i forbindelse med beskrivelsen av fig. 4, er  $K_H$  og  $K_Q$  lik 3 og med en prototypefilterlengde og en pulsrespons som tilsvarer en lengde på  $3 \cdot 64 = 192$  ( $L = 64$ ) hver. Følgelig har hvert mellomdelbåndfilter 190 en pulsresponslengde på bare  $3 + 3 - 1 = 5$  uttak hver.

10

Utforming av prototypefilteret for filterkonverteren

Innsettelse av (13) i (5) gir

$$G(\omega) = \sum_{i=0}^{L-1} H\left(\omega + \frac{2\pi i}{L}\right) \sum_{n=-L}^{L-1} \frac{1}{L} Q\left(\omega + \frac{2\pi i}{L} - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right)^* \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \right|^2 \quad (14)$$

15

Følgelig for å få betingelsen for  $G(\omega) = H(\omega)$  til å holde er at

$$\sum_{n=-L}^{L-1} \frac{1}{L} Q\left(\omega + \frac{2\pi i}{L} - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right)^* \left| P\left(\omega - \frac{\pi}{L}\left(n + \frac{1}{2}\right)\right) \right|^2 = \delta[l] \quad (15)$$

hvor  $\delta[l] = 1$  for  $l = 0$  og  $\delta[l] = 0$  for  $l \neq 0$ . En enkel løsning på (15) gis av murveggsfilteret

20

$$Q(\omega) = \begin{cases} L, & \text{for } |\omega| \leq \pi/L; \\ 0, & \text{for } \pi/L < |\omega| \leq \pi \end{cases}$$

Dette prototypefilter tilsvarer valget (8) og ulempen med uendelig og langsomt svekkende pulsrespons  $q(v)$ . I stedet forsøker oppfinnelsen å løse (15) omtrent (f.eks. i betydningen minste kvadrat) med et endelig pulsresponsfilter  $q(v)$ . Tidsdomenet tilsvarende (15) er systemet med lineære ligninger for  $n = 0, 1, \dots, L-1$  og for alle heltall  $k$ ,

25

$$\sum_{v=-\infty}^{\infty} p_2(n + vL - 2kL) q(n + vL) = \frac{1}{2L} \delta[k], \quad (16)$$

hvor

30

$$p_2(v) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} p(l) p(l + v) \quad (17)$$

er autokorreleringen av  $p(v)$ . For en gitt støttelengde av systemet med lineære ligninger (16) kan løses i minste kvadrat betydningen for et prototypefilter  $q(v)$ . Det er ønskelig å bruke en støtte som er betydelig kortere enn i det opprinnelige filterbankprototypefilteret  $p(v)$  og i tilfellet hvor det lineære system (16) blir overbestemte. En gitt kvalitet av approksimeringen kan også byttes for andre ønskelige egenskaper via en samlet optimering. Et eksempel på en slik egenskap er en frekvens av lavpasstypen  $Q(\omega)$ .

I det følgende blir bestemmelsen av en flerluke QMF-gjengivelse (delbåndsdomenet) av HRTF-filtrene beskrevet. Filterkonverteringen fra tidsdomenet til det komplekse QMF-delbåndsdomenet utføres av et FIR-filter i filterkonverteren 104 på fig. 1a. Mer nøyaktig skisserer den følgende beskrivelse en fremgangsmåte for å implementere et gitt FIR-filter  $h(v)$  av lengden  $N_h$  i det komplekse QMF-delbåndsdomenet. Prinsippene av virkemåten er vist på fig. 1a i tilfelle et system som også omfatter en utførelse av et nytt filterapparat.

Selve delbåndsfiltreringen utføres av et sett eller flere mellomfiltre 190 inne i delbåndsfiltreringen 102. Mer nøyaktig består delbåndsfiltreringen av separat anvendelse av et komplekst verdsatt FIR-mellomfilter  $g_n(l)$  hvor hvert QMF-delbånd med en indeks  $n = 0, 1, \dots, 63$ . I den følgende beskrivelse vil det med andre ord henvises til utførelser med  $L = 64$  forskjellige delbåndssignaler. Uansett er dette spesifikke antall delbåndssignaler ikke vesentlig og de tilsvarende ligninger vil også bli gitt i en mer generell form.

Et av de viktigste komponentene i systemet vist på fig. 1a, er filterkonverteren 104 som konverterer det gitte tidsdomenets FIR-filter  $h(v)$  til de komplekse delbåndsdomenefiltre  $g_n(l)$ . Filterkonverteren 104 omfatter en kompleks analysebank 304 tilsvarende QMF-analysebanken 101. Prototypefilteret av den komplekse analysefilterbank 301 av filterkonverteren 104  $q(v)$  av lengden 192 ( $= 3 \cdot 64$ ) for det spesifikke tilfellet hvor  $L = 64$  delbåndssignaler blir frembrakt ved å løse minst, i den minste kvadrats betydning, det overbestemte system av ligningen (16). Filterkoeffisientene  $q(v)$  eller snarere forholdene de oppfyller, vil bli beskrevet i detalj for tilfellet hvor  $L = 64$  delbåndssignaler, kommer senere.

For å være mer nøyaktig i den matematiske beskrivelse, blir en forlengelse med nuller i tidsdomenets FIR-filter definert av

$$\tilde{h}(vv) = \begin{cases} h(v) & v = 0, 1, \dots, N_h - 1, \\ 0, & \text{ellers} \end{cases} \quad (18)$$

De resulterende mellomdelbåndsdomenefiltre blir basert på ligning (12) og kan uttrykkes i det generelle tilfellet som

$$g_n(l) = \sum_{v=0}^{N_q-1} \tilde{h}(v + L \cdot (l - l_0)) \cdot q(v) \cdot \exp\left(-i \frac{\pi}{L} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v - v_0)\right) \quad (19)$$

der  $l_0$  og  $v_0$  er forsinkelser,  $l$  er et heltall som indikerer en indeks av filteruttakene og  $N_q (= N_Q)$  er lengden av pulsresponsen av prototypefilteret  $q(v)$ .

Det skal bemerkes at i rammeverket ifølge nærværende anvendelse under en  
5 ligning som er basert på en ligning, skal det forstås å innføre ekstra forsinkelser (se  $l_0$  og  $v_0$ )-faktorer, flere koeffisienter og innføring av en vindusfunksjon eller annen enkel funksjon.

I tilfellet hvor  $L = 64$ , blir uttrykket for delbåndsdomenefiltrene eller mellomfiltrene 190

10

$$g_n(l) = \sum_{v=0}^{191} \tilde{h}(v + 64 \cdot (l - 2)) \cdot q(v) \cdot \exp\left(-i \frac{\pi}{64} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v - 95)\right) \quad (20)$$

Disse delbåndsfiltrene har en lengde  $L_q = K_h + 2$ , der

$$K_h = [N_h / 64] \quad (21)$$

15 og  $N_h$  er lengden av pulsresponsen  $h(v)$  av filterkarakteristikkene som skal overføres til delbåndsdomenet.

I dette tilfellet er heltalln  $n = 0, 1, \dots, 63$  igjen indeksen av et delbånd og  $l = 0, 1, \dots, (K_h + 1)$  er et heltall som indikerer uttak av de resulterende mellomfiltre 190.

Det ekstra tillegget med (-2) i ligning (20) sammenlignet med ligning (12) er  
20 på grunn av at ligning (12) blir utviklet uten å ta hensyn til kasualiteten av filtrene. Virkelige implementeringer vil alltid innføre forsinkelser. Avhengig av den konkrete implementering, kan følgelig tilleggsforsinkelsesenheter eller forsinkelser implementeres i utførelsene på fig. 1a-1e og fig. 2-11 som har blitt utelatt for enkelthets skyld i de nevnte figurer.

25 Som beskrevet tidligere blir i mange tilfeller systemet med lineære ligninger (16) overbestemt. Følgelig kan den ikke løses eller approksimeres i den minste kvadrat betydning i forhold til prototypefilterkoeffisientene  $q(v)$ . Løsning av systemet med lineære ligninger (16) i den minste kvadrat betydning fører til filteruttaket av prototypefilteret  $q(v)$  for å oppfylle følgende relasjon for heltallne  $v$  fra 0 til 191:

30

$$-0,204 \leq q[0] \leq -0,202$$

$$-0,199 \leq q[1] \leq -0,197$$

$$-0,194 \leq q[2] \leq -0,192$$

$$-0,189 \leq q[3] \leq -0,187$$

35

$$-0,183 \leq q[4] \leq -0,181$$

$$-0,178 \leq q[5] \leq -0,176$$

- 0,172 ≤ q[6] ≤ -0,170
- 0,166 ≤ q[7] ≤ -0,164
- 0,160 ≤ q[8] ≤ -0,158
- 0,154 ≤ q[9] ≤ -0,152
- 5 -0,148 ≤ q[10] ≤ -0,146
- 0,142 ≤ q[11] ≤ -0,140
- 0,135 ≤ q[12] ≤ -0,133
- 0,129 ≤ q[13] ≤ -0,127
- 0,122 ≤ q[14] ≤ -0,120
- 10 -0,116 ≤ q[15] ≤ -0,114
- 0,109 ≤ q[16] ≤ -0,107
- 0,102 ≤ q[17] ≤ -0,100
- 0,096 ≤ q[18] ≤ -0,094
- 0,089 ≤ q[19] ≤ -0,087
- 15 -0,082 ≤ q[20] ≤ -0,080
- 0,075 ≤ q[21] ≤ -0,073
- 0,068 ≤ q[22] ≤ -0,066
- 0,061 ≤ q[23] ≤ -0,059
- 0,054 ≤ q[24] ≤ -0,052
- 20 -0,046 ≤ q[25] ≤ -0,044
- 0,039 ≤ q[26] ≤ -0,037
- 0,032 ≤ q[27] ≤ -0,030
- 0,024 ≤ q[28] ≤ -0,022
- 0,017 ≤ q[29] ≤ -0,015
- 25 -0,009 ≤ q[30] ≤ -0,007
- 0,002 ≤ q[31] ≤ 0,000
- 0,006 ≤ q[32] ≤ 0,008
- 0,014 ≤ q[33] ≤ 0,016
- 0,021 ≤ q[34] ≤ 0,023
- 30 0,029 ≤ q[35] ≤ 0,031
- 0,037 ≤ q[36] ≤ 0,039
- 0,045 ≤ q[37] ≤ 0,047
- 0,054 ≤ q[38] ≤ 0,056
- 0,062 ≤ q[39] ≤ 0,064
- 35 0,070 ≤ q[40] ≤ 0,072
- 0,079 ≤ q[41] ≤ 0,081
- 0,087 ≤ q[42] ≤ 0,089
- 0,096 ≤ q[43] ≤ 0,098
- 0,105 ≤ q[44] ≤ 0,107

- 0,113 ≤ q[45] ≤ 0,115  
0,122 ≤ q[46] ≤ 0,124  
0,132 ≤ q[47] ≤ 0,134  
0,141 ≤ q[48] ≤ 0,143  
5 0,150 ≤ q[49] ≤ 0,152  
0,160 ≤ q[50] ≤ 0,162  
0,170 ≤ q[51] ≤ 0,172  
0,180 ≤ q[52] ≤ 0,182  
0,190 ≤ q[53] ≤ 0,192  
10 0,200 ≤ q[54] ≤ 0,202  
0,210 ≤ q[55] ≤ 0,212  
0,221 ≤ q[56] ≤ 0,223  
0,232 ≤ q[57] ≤ 0,234  
0,243 ≤ q[58] ≤ 0,245  
15 0,254 ≤ q[59] ≤ 0,256  
0,266 ≤ q[60] ≤ 0,268  
0,278 ≤ q[61] ≤ 0,280  
0,290 ≤ q[62] ≤ 0,292  
0,303 ≤ q[63] ≤ 0,305  
20 0,902 ≤ q[64] ≤ 0,904  
0,909 ≤ q[65] ≤ 0,911  
0,917 ≤ q[66] ≤ 0,919  
0,924 ≤ q[67] ≤ 0,926  
0,930 ≤ q[68] ≤ 0,932  
25 0,936 ≤ q[69] ≤ 0,938  
0,942 ≤ q[70] ≤ 0,944  
0,947 ≤ q[71] ≤ 0,949  
0,952 ≤ q[72] ≤ 0,954  
0,957 ≤ q[73] ≤ 0,959  
30 0,961 ≤ q[74] ≤ 0,963  
0,965 ≤ q[75] ≤ 0,967  
0,969 ≤ q[76] ≤ 0,971  
0,972 ≤ q[77] ≤ 0,974  
0,975 ≤ q[78] ≤ 0,977  
35 0,978 ≤ q[79] ≤ 0,980  
0,981 ≤ q[80] ≤ 0,983  
0,984 ≤ q[81] ≤ 0,986  
0,986 ≤ q[82] ≤ 0,988  
0,988 ≤ q[83] ≤ 0,990

- 0,990 ≤ q[84] ≤ 0,992  
0,992 ≤ q[85] ≤ 0,994  
0,993 ≤ q[86] ≤ 0,995  
0,995 ≤ q[87] ≤ 0,997  
5 0,996 ≤ q[88] ≤ 0,998  
0,997 ≤ q[89] ≤ 0,999  
0,998 ≤ q[90] ≤ 1,000  
0,999 ≤ q[91] ≤ 1,001  
0,999 ≤ q[92] ≤ 1,001  
10 1,000 ≤ q[93] ≤ 1,002  
1,000 ≤ q[94] ≤ 1,002  
1,000 ≤ q[95] ≤ 1,002  
1,000 ≤ q[96] ≤ 1,002  
1,000 ≤ q[97] ≤ 1,002  
15 0,999 ≤ q[98] ≤ 1,001  
0,999 ≤ q[99] ≤ 1,001  
0,998 ≤ q[100] ≤ 1,000  
0,997 ≤ q[101] ≤ 0,999  
0,996 ≤ q[102] ≤ 0,998  
20 0,995 ≤ q[103] ≤ 0,997  
0,993 ≤ q[104] ≤ 0,995  
0,992 ≤ q[105] ≤ 0,994  
0,990 ≤ q[106] ≤ 0,992  
0,988 ≤ q[107] ≤ 0,990  
25 0,986 ≤ q[108] ≤ 0,988  
0,984 ≤ q[109] ≤ 0,986  
0,981 ≤ q[110] ≤ 0,983  
0,978 ≤ q[111] ≤ 0,980  
0,975 ≤ q[112] ≤ 0,977  
30 0,972 ≤ q[113] ≤ 0,974  
0,969 ≤ q[114] ≤ 0,971  
0,965 ≤ q[115] ≤ 0,967  
0,961 ≤ q[116] ≤ 0,963  
0,957 ≤ q[117] ≤ 0,959  
35 0,952 ≤ q[118] ≤ 0,954  
0,947 ≤ q[119] ≤ 0,949  
0,942 ≤ q[120] ≤ 0,944  
0,936 ≤ q[121] ≤ 0,938  
0,930 ≤ q[122] ≤ 0,932

- 0,924 ≤ q[123] ≤ 0,926  
0,917 ≤ q[124] ≤ 0,919  
0,909 ≤ q[125] ≤ 0,911  
0,902 ≤ q[126] ≤ 0,904  
5 0,893 ≤ q[127] ≤ 0,895  
0,290 ≤ q[128] ≤ 0,292  
0,278 ≤ q[129] ≤ 0,280  
0,266 ≤ q[130] ≤ 0,268  
0,254 ≤ q[131] ≤ 0,256  
10 0,243 ≤ q[132] ≤ 0,245  
0,232 ≤ q[133] ≤ 0,234  
0,221 ≤ q[134] ≤ 0,223  
0,210 ≤ q[135] ≤ 0,212  
0,200 ≤ q[136] ≤ 0,202  
15 0,190 ≤ q[137] ≤ 0,192  
0,180 ≤ q[138] ≤ 0,182  
0,170 ≤ q[139] ≤ 0,172  
0,160 ≤ q[140] ≤ 0,162  
0,150 ≤ q[141] ≤ 0,152  
20 0,141 ≤ q[142] ≤ 0,143  
0,132 ≤ q[143] ≤ 0,134  
0,122 ≤ q[144] ≤ 0,124  
0,113 ≤ q[145] ≤ 0,115  
0,105 ≤ q[146] ≤ 0,107  
25 0,096 ≤ q[147] ≤ 0,098  
0,087 ≤ q[148] ≤ 0,089  
0,079 ≤ q[149] ≤ 0,081  
0,070 ≤ q[150] ≤ 0,072  
0,062 ≤ q[151] ≤ 0,064  
30 0,054 ≤ q[152] ≤ 0,056  
0,045 ≤ q[153] ≤ 0,047  
0,037 ≤ q[154] ≤ 0,039  
0,029 ≤ q[155] ≤ 0,031  
0,021 ≤ q[156] ≤ 0,023  
35 0,014 ≤ q[157] ≤ 0,016  
0,006 ≤ q[158] ≤ 0,008  
-0,002 ≤ q[159] ≤ 0,000  
-0,009 ≤ q[160] ≤ -0,007  
-0,017 ≤ q[161] ≤ -0,015

$$\begin{aligned}
& -0,024 \leq q[162] \leq -0,022 \\
& -0,032 \leq q[163] \leq -0,030 \\
& -0,039 \leq q[164] \leq -0,037 \\
& -0,046 \leq q[165] \leq -0,044 \\
5 \quad & -0,054 \leq q[166] \leq -0,052 \\
& -0,061 \leq q[167] \leq -0,059 \\
& -0,068 \leq q[168] \leq -0,066 \\
& -0,075 \leq q[169] \leq -0,073 \\
& -0,082 \leq q[170] \leq -0,080 \\
10 \quad & -0,089 \leq q[171] \leq -0,087 \\
& -0,096 \leq q[172] \leq -0,094 \\
& -0,102 \leq q[173] \leq -0,100 \\
& -0,109 \leq q[174] \leq -0,107 \\
& -0,116 \leq q[175] \leq -0,114 \\
15 \quad & -0,122 \leq q[176] \leq -0,120 \\
& -0,129 \leq q[177] \leq -0,127 \\
& -0,135 \leq q[178] \leq -0,133 \\
& -0,142 \leq q[179] \leq -0,140 \\
& -0,148 \leq q[180] \leq -0,146 \\
20 \quad & -0,154 \leq q[181] \leq -0,152 \\
& -0,160 \leq q[182] \leq -0,158 \\
& -0,166 \leq q[183] \leq -0,164 \\
& -0,172 \leq q[184] \leq -0,170 \\
& -0,178 \leq q[185] \leq -0,176 \\
25 \quad & -0,183 \leq q[186] \leq -0,181 \\
& -0,189 \leq q[187] \leq -0,187 \\
& -0,194 \leq q[188] \leq -0,192 \\
& -0,199 \leq q[189] \leq -0,197 \\
& -0,204 \leq q[190] \leq -0,202 \\
30 \quad & -0,209 \leq q[191] \leq -0,207
\end{aligned}$$

For å være mer nøyaktig adlyder filterkoeffisientene  $q(v)$  de følgende forhold:

$$\begin{aligned}
& -0,20294 \leq q[0] \leq -0,20292 \\
35 \quad & -0,19804 \leq q[1] \leq -0,19802 \\
& -0,19295 \leq q[2] \leq -0,19293 \\
& -0,18768 \leq q[3] \leq -0,18766 \\
& -0,18226 \leq q[4] \leq -0,18224 \\
& -0,17668 \leq q[5] \leq -0,17666
\end{aligned}$$

-0,17097 ≤ q[6] ≤ -0,17095  
-0,16514 ≤ q[7] ≤ -0,16512  
-0,15919 ≤ q[8] ≤ -0,15917  
-0,15313 ≤ q[9] ≤ -0,15311  
5 -0,14697 ≤ q[10] ≤ -0,14695  
-0,14071 ≤ q[11] ≤ -0,14069  
-0,13437 ≤ q[12] ≤ -0,13435  
-0,12794 ≤ q[13] ≤ -0,12792  
-0,12144 ≤ q[14] ≤ -0,12142  
10 -0,11486 ≤ q[15] ≤ -0,11484  
-0,10821 ≤ q[16] ≤ -0,10819  
-0,10149 ≤ q[17] ≤ -0,10147  
-0,09471 ≤ q[18] ≤ -0,09469  
-0,08786 ≤ q[19] ≤ -0,08784  
15 -0,08095 ≤ q[20] ≤ -0,08093  
-0,07397 ≤ q[21] ≤ -0,07395  
-0,06694 ≤ q[22] ≤ -0,06692  
-0,05984 ≤ q[23] ≤ -0,05982  
-0,05269 ≤ q[24] ≤ -0,05267  
20 -0,04547 ≤ q[25] ≤ -0,04545  
-0,03819 ≤ q[26] ≤ -0,03817  
-0,03085 ≤ q[27] ≤ -0,03083  
-0,02345 ≤ q[28] ≤ -0,02343  
-0,01598 ≤ q[29] ≤ -0,01596  
25 -0,00845 ≤ q[30] ≤ -0,00843  
-0,00084 ≤ q[31] ≤ -0,00082  
0,00683 ≤ q[32] ≤ 0,00685  
0,01458 ≤ q[33] ≤ 0,01460  
0,02240 ≤ q[34] ≤ 0,02242  
30 0,03030 ≤ q[35] ≤ 0,03032  
0,03828 ≤ q[36] ≤ 0,03830  
0,04635 ≤ q[37] ≤ 0,04637  
0,05451 ≤ q[38] ≤ 0,05453  
0,06275 ≤ q[39] ≤ 0,06277  
35 0,07110 ≤ q[40] ≤ 0,07112  
0,07954 ≤ q[41] ≤ 0,07956  
0,08809 ≤ q[42] ≤ 0,08811  
0,09675 ≤ q[43] ≤ 0,09677  
0,10552 ≤ q[44] ≤ 0,10554

0,11442 ≤ q[45] ≤ 0,11444  
0,12344 ≤ q[46] ≤ 0,12346  
0,13259 ≤ q[47] ≤ 0,13261  
0,14189 ≤ q[48] ≤ 0,14191  
5 0,15132 ≤ q[49] ≤ 0,15134  
0,16091 ≤ q[50] ≤ 0,16093  
0,17066 ≤ q[51] ≤ 0,17068  
0,18058 ≤ q[52] ≤ 0,18060  
0,19067 ≤ q[53] ≤ 0,19069  
10 0,20095 ≤ q[54] ≤ 0,20097  
0,21143 ≤ q[55] ≤ 0,21145  
0,22211 ≤ q[56] ≤ 0,22213  
0,23300 ≤ q[57] ≤ 0,23302  
0,24412 ≤ q[58] ≤ 0,24414  
15 0,25549 ≤ q[59] ≤ 0,25551  
0,26711 ≤ q[60] ≤ 0,26713  
0,27899 ≤ q[61] ≤ 0,27901  
0,29117 ≤ q[62] ≤ 0,29119  
0,30364 ≤ q[63] ≤ 0,30366  
20 0,90252 ≤ q[64] ≤ 0,90254  
0,91035 ≤ q[65] ≤ 0,91037  
0,91769 ≤ q[66] ≤ 0,91771  
0,92457 ≤ q[67] ≤ 0,92459  
0,93101 ≤ q[68] ≤ 0,93103  
25 0,93705 ≤ q[69] ≤ 0,93707  
0,94270 ≤ q[70] ≤ 0,94272  
0,94800 ≤ q[71] ≤ 0,94802  
0,95295 ≤ q[72] ≤ 0,95297  
0,95758 ≤ q[73] ≤ 0,95760  
30 0,96190 ≤ q[74] ≤ 0,96192  
0,96593 ≤ q[75] ≤ 0,96595  
0,96968 ≤ q[76] ≤ 0,96970  
0,97317 ≤ q[77] ≤ 0,97319  
0,97641 ≤ q[78] ≤ 0,97643  
35 0,97940 ≤ q[79] ≤ 0,97942  
0,98217 ≤ q[80] ≤ 0,98219  
0,98472 ≤ q[81] ≤ 0,98474  
0,98706 ≤ q[82] ≤ 0,98708  
0,98919 ≤ q[83] ≤ 0,98921

0,99113 ≤ q[84] ≤ 0,99115  
0,99288 ≤ q[85] ≤ 0,99290  
0,99444 ≤ q[86] ≤ 0,99446  
0,99583 ≤ q[87] ≤ 0,99585  
5 0,99704 ≤ q[88] ≤ 0,99706  
0,99809 ≤ q[89] ≤ 0,99811  
0,99896 ≤ q[90] ≤ 0,99898  
0,99967 ≤ q[91] ≤ 0,99969  
00023 ≤ q[92] ≤ 1,00025  
10 00062 ≤ q[93] ≤ 1,00064  
00086 ≤ q[94] ≤ 1,00088  
00093 ≤ q[95] ≤ 1,00095  
00086 ≤ q[96] ≤ 1,00088  
1,00062 ≤ q[97] ≤ 1,00064  
15 1,00023 ≤ q[98] ≤ 1,00025  
0,99967 ≤ q[99] ≤ 0,99969  
0,99896 ≤ q[100] ≤ 0,99898  
0,99809 ≤ q[101] ≤ 0,99811  
0,99704 ≤ q[102] ≤ 0,99706  
20 0,99583 ≤ q[103] ≤ 0,99585  
0,99444 ≤ q[104] ≤ 0,99446  
0,99288 ≤ q[105] ≤ 0,99290  
0,99113 ≤ q[106] ≤ 0,99115  
0,98919 ≤ q[107] ≤ 0,98921  
25 0,98706 ≤ q[108] ≤ 0,98708  
0,98472 ≤ q[109] ≤ 0,98474  
0,98217 ≤ q[110] ≤ 0,98219  
0,97940 ≤ q[111] ≤ 0,97942  
0,97641 ≤ q[112] ≤ 0,97643  
30 0,97317 ≤ q[113] ≤ 0,97319  
0,96968 ≤ q[114] ≤ 0,96970  
0,96593 ≤ q[115] ≤ 0,96595  
0,96190 ≤ q[116] ≤ 0,96192  
0,95758 ≤ q[117] ≤ 0,95760  
35 0,95295 ≤ q[118] ≤ 0,95297  
0,94800 ≤ q[119] ≤ 0,94802  
0,94270 ≤ q[120] ≤ 0,94272  
0,93705 ≤ q[121] ≤ 0,93707  
0,93101 ≤ q[122] ≤ 0,93103

0,92457 ≤ q[123] ≤ 0,92459  
0,91769 ≤ q[124] ≤ 0,91771  
0,91035 ≤ q[125] ≤ 0,91037  
0,90252 ≤ q[126] ≤ 0,90254  
5 0,89416 ≤ q[127] ≤ 0,89418  
0,29117 ≤ q[128] ≤ 0,29119  
0,27899 ≤ q[129] ≤ 0,27901  
0,26711 ≤ q[130] ≤ 0,26713  
0,25549 ≤ q[131] ≤ 0,25551  
10 0,24412 ≤ q[132] ≤ 0,24414  
0,23300 ≤ q[133] ≤ 0,23302  
0,22211 ≤ q[134] ≤ 0,22213  
0,21143 ≤ q[135] ≤ 0,21145  
0,20095 ≤ q[136] ≤ 0,20097  
15 0,19067 ≤ q[137] ≤ 0,19069  
0,18058 ≤ q[138] ≤ 0,18060  
0,17066 ≤ q[139] ≤ 0,17068  
0,16091 ≤ q[140] ≤ 0,16093  
0,15132 ≤ q[141] ≤ 0,15134  
20 0,14189 ≤ q[142] ≤ 0,14191  
0,13259 ≤ q[143] ≤ 0,13261  
0,12344 ≤ q[144] ≤ 0,12346  
0,11442 ≤ q[145] ≤ 0,11444  
0,10552 ≤ q[146] ≤ 0,10554  
25 0,09675 ≤ q[147] ≤ 0,09677  
0,08809 ≤ q[148] ≤ 0,08811  
0,07954 ≤ q[149] ≤ 0,07956  
0,07110 ≤ q[150] ≤ 0,07112  
0,06275 ≤ q[151] ≤ 0,06277  
30 0,05451 ≤ q[152] ≤ 0,05453  
0,04635 ≤ q[153] ≤ 0,04637  
0,03828 ≤ q[154] ≤ 0,03830  
0,03030 ≤ q[155] ≤ 0,03032  
0,02240 ≤ q[156] ≤ 0,02242  
35 0,01458 ≤ q[157] ≤ 0,01460  
0,00683 ≤ q[158] ≤ 0,00685  
-0,00084 ≤ q[159] ≤ -0,00082  
-0,00845 ≤ q[160] ≤ -0,00843  
-0,01598 ≤ q[161] ≤ -0,01596

$$\begin{aligned}
& -0,02345 \leq q[162] \leq -0,02343 \\
& -0,03085 \leq q[163] \leq -0,03083 \\
& -0,03819 \leq q[164] \leq -0,03817 \\
& -0,04547 \leq q[165] \leq -0,04545 \\
5 \quad & -0,05269 \leq q[166] \leq -0,05267 \\
& -0,05984 \leq q[167] \leq -0,05982 \\
& -0,06694 \leq q[168] \leq -0,06692 \\
& -0,07397 \leq q[169] \leq -0,07395 \\
& -0,08095 \leq q[170] \leq -0,08093 \\
10 \quad & -0,08786 \leq q[171] \leq -0,08784 \\
& -0,09471 \leq q[172] \leq -0,09469 \\
& -0,10149 \leq q[173] \leq -0,10147 \\
& -0,10821 \leq q[174] \leq -0,10819 \\
& -0,11486 \leq q[175] \leq -0,11484 \\
15 \quad & -0,12144 \leq q[176] \leq -0,12142 \\
& -0,12794 \leq q[177] \leq -0,12792 \\
& -0,13437 \leq q[178] \leq -0,13435 \\
& -0,14071 \leq q[179] \leq -0,14069 \\
& -0,14697 \leq q[180] \leq -0,14695 \\
20 \quad & -0,15313 \leq q[181] \leq -0,15311 \\
& -0,15919 \leq q[182] \leq -0,15917 \\
& -0,16514 \leq q[183] \leq -0,16512 \\
& -0,17097 \leq q[184] \leq -0,17095 \\
& -0,17668 \leq q[185] \leq -0,17666 \\
25 \quad & -0,18226 \leq q[186] \leq -0,18224 \\
& -0,18768 \leq q[187] \leq -0,18766 \\
& -0,19295 \leq q[188] \leq -0,19293 \\
& -0,19804 \leq q[189] \leq -0,19802 \\
& -0,20294 \leq q[190] \leq -0,20292 \\
30 \quad & -0,20764 \leq q[191] \leq -0,20762
\end{aligned}$$

Selv mer nøyaktig, kan filterkoeffisientene  $q(v)$  uttrykkes av følgende ligninger for heltalln  $v$  i området mellom 0 og 191, der, ifølge kravene og spesifikasjonene av de spesielle implementeringer, prototypefilterkoeffisientene kan avvike fra de følgende ligninger, enten enkeltvis eller fra den maksimalt absolutte verdi, typisk med 10 %, 5 % eller 2 % og fortrinnsvis med 1 % eller 0,1 %:

$$\begin{aligned}
q[0] &= -0,2029343380 \\
q[1] &= -0,1980331588
\end{aligned}$$

q[2] = -0,1929411519  
q[3] = -0,1876744222  
q[4] = -0,1822474011  
q[5] = -0,1766730202  
5 q[6] = -0,1709628636  
q[7] = -0,1651273005  
q[8] = -0,1591756024  
q[9] = -0,1531160455  
q[10] = -0,1469560005  
10 q[11] = -0,1407020132  
q[12] = -0,1343598738  
q[13] = -0,1279346790  
q[14] = -0,1214308876  
q[15] = -0,1148523686  
15 q[16] = -0,1082024454  
q[17] = -0,1014839341  
q[18] = -0,0946991783  
q[19] = -0,0878500799  
q[20] = -0,0809381268  
20 q[21] = -0,0739644174  
q[22] = -0,0669296831  
q[23] = -0,0598343081  
q[24] = -0,0526783466  
q[25] = -0,0454615388  
25 q[26] = -0,0381833249  
q[27] = -0,0308428572  
q[28] = -0,0234390115  
q[29] = -0,0159703957  
q[30] = -0,0084353584  
30 q[31] = -0,0008319956  
q[32] = 0,0068418435  
q[33] = 0,0145885527  
q[34] = 0,0224107648  
q[35] = 0,0303113495  
35 q[36] = 0,0382934126  
q[37] = 0,0463602959  
q[38] = 0,0545155789  
q[39] = 0,0627630810  
q[40] = 0,0711068657

q[41] = 0,0795512453  
q[42] = 0,0881007879  
q[43] = 0,0967603259  
q[44] = 0,1055349658  
5 q[45] = 0,1144301000  
q[46] = 0,1234514222  
q[47] = 0,1326049434  
q[48] = 0,1418970123  
q[49] = 0,1513343370  
10 q[50] = 0,1609240126  
q[51] = 0,1706735517  
q[52] = 0,1805909194  
q[53] = 0,1906845753  
q[54] = 0,2009635191  
15 q[55] = 0,2114373458  
q[56] = 0,2221163080  
q[57] = 0,2330113868  
q[58] = 0,2441343742  
q[59] = 0,2554979664  
20 q[60] = 0,2671158700  
q[61] = 0,2790029236  
q[62] = 0,2911752349  
q[63] = 0,3036503350  
q[64] = 0,9025275713  
25 q[65] = 0,9103585196  
q[66] = 0,9176977825  
q[67] = 0,9245760683  
q[68] = 0,9310214581  
q[69] = 0,9370596739  
30 q[70] = 0,9427143143  
q[71] = 0,9480070606  
q[72] = 0,9529578566  
q[73] = 0,9575850672  
q[74] = 0,9619056158  
35 q[75] = 0,9659351065  
q[76] = 0,9696879297  
q[77] = 0,9731773547  
q[78] = 0,9764156119  
q[79] = 0,9794139640

q[80] = 0,9821827692  
q[81] = 0,9847315377  
q[82] = 0,9870689790  
q[83] = 0,9892030462  
5 q[84] = 0,9911409728  
q[85] = 0,9928893067  
q[86] = 0,9944539395  
q[87] = 0,9958401318  
q[88] = 0,9970525352  
10 q[89] = 0,9980952118  
q[90] = 0,9989716504  
q[91] = 0,9996847806  
q[92] = 1,0002369837  
q[93] = 1,0006301028  
15 q[94] = 1,0008654482  
q[95] = 1,0009438063  
q[96] = 1,0008654482  
q[97] = 1,0006301028  
q[98] = 1,0002369837  
20 q[99] = 0,9996847806  
q[100] = 0,9989716504  
qt101] = 0,9980952118  
q[102] = 0,9970525352  
q[103] = 0,9958401318  
25 q[104] = 0,9944539395  
q[105] = 0,9928893067  
q[106] = 0,9911409728  
q[107] = 0,9892030462  
q[108] = 0,9870689790  
30 q[109] = 0,9847315377  
qt110] = 0,9821827692  
q[111] = 0,9794139640  
q[112] = 0,9764156119  
q[113] = 0,9731773547  
35 q[114] = 0,9696879297  
q[115] = 0,9659351065  
q[116] = 0,9619056158  
q[117] = 0,9575850672  
q[118] = 0,9529578566

q[119] = 0,9480070606  
q[120] = 0,9427143143  
q[121] = 0,9370596739  
q[122] = 0,9310214581  
5 q[123] = 0,9245760683  
q[124] = 0,9176977825  
q[125] = 0,9103585196  
q[126] = 0,9025275713  
q[127] = 0,8941712974  
10 q[128] = 0,2911752349  
q[129] = 0,2790029236  
q[130] = 0,2671158700  
q[131] = 0,2554979664  
q[132] = 0,2441343742  
15 q[133] = 0,2330113868  
q[134] = 0,2221163080  
q[135] = 0,2114373458  
q[136] = 0,2009635191  
q[137] = 0,1906845753  
20 q[138] = 0,1805909194  
q[139] = 0,1706735517  
q[140] = 0,1609240126  
q[141] = 0,1513343370  
q[142] = 0,1418970123  
25 q[143] = 0,1326049434  
q[144] = 0,1234514222  
q[145] = 0,1144301000  
q[146] = 0,1055349658  
q[147] = 0,0967603259  
30 q[148] = 0,0881007879  
q[149] = 0,0795512453  
q[150] = 0,0711068657  
q[151] = 0,0627630810  
q[152] = 0,0545155789  
35 q[153] = 0,0463602959  
q[154] = 0,0382934126  
q[155] = 0,0303113495  
q[156] = 0,0224107648  
q[157] = 0,0145885527

$q[158] = 0,0068418435$   
 $q[159] = -0,0008319956$   
 $q[160] = -0,0084353584$   
 $q[161] = -0,0159703957$   
5  $q[162] = -0,0234390115$   
 $q[163] = -0,0308428572$   
 $q[164] = -0,0381833249$   
 $q[165] = -0,0454615388$   
 $q[166] = -0,0526783466$   
10  $q[167] = -0,0598343081$   
 $q[168] = -0,0669296831$   
 $q[169] = -0,0739644174$   
 $q[170] = -0,0809381268$   
 $q[171] = -0,0878500799$   
15  $q[172] = -0,0946991783$   
 $q[173] = -0,1014839341$   
 $q[174] = -0,1082024454$   
 $q[175] = -0,1148523686$   
 $q[176] = -0,1214308876$   
20  $q[177] = -0,1279346790$   
 $q[178] = -0,1343598738$   
 $q[179] = -0,1407020132$   
 $q[180] = -0,1469560005$   
 $q[181] = -0,1531160455$   
25  $q[182] = -0,1591756024$   
 $q[183] = -0,1651273005$   
 $q[184] = -0,1709628636$   
 $q[185] = -0,1766730202$   
 $q[186] = -0,1822474011$   
30  $q[187] = -0,1876744222$   
 $q[188] = -0,1929411519$   
 $q[189] = -0,1980331588$   
 $q[190] = -0,2029343380$   
 $q[191] = -0,2076267137$

35

Følgelig angår oppfinnelsen anvendelse av et vilkårlig filter på et signal som finnes i transformeringsdomenet av en kompleks eksponential modulert filterbank når denne filterbank er konstruert for å gi en virtuell aliasfri ytelse av operasjoner, som ligning, spektralinnhyllingsjustering, frekvensselektiv panning eller frekvensselektiv

spatialisering av audiosignaler. Oppfinnelsen muliggjør en effektiv transformering av et gitt endelig pulsrespons (FIR)-filter i tidsdomenet til et sett av kortere FIR-filtre som brukes med et filter for hvert delbånd i filterbanken.

Oppfinnelsen beskriver hvordan et gitt diskret tidsdomenefilter konverteres til et sett av delbåndsdomenefiltre. Resultatet er at et gitt filter kan implementeres med stor grad av nøyaktighet i delbåndsdomenet av en kompleks, eksponential modulert filterbank. I en foretrukket utførelse består filterkonverteren av en andre, kompleks eksponential modulert analysefilterbank. For filtre som implementerer en ren forsinkelse, sammenfaller oppfinnelsens fremgangsmåter med PCT/EP2004/004607 "Advanced processing based on a complex-exponential modulated filterbank and adaptive time framing".

Videre omfatter oppfinnelsen følgende trekk:

- En fremgangsmåte for å oppnå en høykvalitetsapproksimering av filtreringen av et diskret tidsinngangssignal med et gitt filter omfattende trinnene:
  - analysere inngangssignalet med en nedsamlet, kompleks analysefilterbank for å oppnå flere delbåndssignaler,
  - filtrere hvert delbåndssignal med et delbåndfilter, der de flere delbåndsfiltre oppnås fra det gitte filter ved hjelp av en filterkonverter,
  - syntetisere et utgangssignal fra de filtrerte delbåndssignaler med en nedsamlet, kompleks syntesefilterbank.
- En fremgangsmåte ifølge ovenstående hvor filterkonverteren består av en nedsamlet, kompleks analysefilterbank.
- Et apparat for å utføre fremgangsmåten for å oppnå høykvalitetsapproksimering av filtreringen av et diskret tidsinngangssignal med et gitt filter omfattende trinnene:
  - analysere inngangssignalet med en nedsamlet, kompleks analysefilterbank for å oppnå flere delbåndssignaler,
  - filtrere hvert delbåndssignal med et delbåndfilter, der de flere delbåndsfiltre oppnås fra det gitte filter ved hjelp av en filterkonverter,
  - syntetisere utgangssignalet fra de filtrerte delbåndssignaler med en nedsamlet, kompleks syntesefilterbank.
- Et dataprogram med instruksjoner for å utføre, ved kjøring på en datamaskin, en fremgangsmåte for å oppnå høykvalitetsapproksimering av filtreringen av et diskret tidsinngangssignal med et gitt filter, idet fremgangsmåten omfatter trinnene:
  - analysere inngangssignalet med en nedsamlet, kompleks analysefilterbank for å oppnå flere delbåndssignaler,
  - filtrere hvert delbåndssignal med et delbåndfilter, der de flere delbåndsfiltre oppnås fra det gitte filter ved hjelp av en filterkonverter,

- syntetisere et utgangssignal fra de filtrerte delbåndssignaler med en nedsamlet, kompleks syntesefilterbank.

#### Tilpasning for virkelige cosinusmodulerte filterbanker

5 Mens ovennevnte avledning er basert på komplekse, modulerte filterbanker, skal det gjøres en bemerkning her for den kritisk samplede virkelige gjengivelse oppnådd ved en cosinusmodulert filterbank som definert ved å ta den virkelige del av delbåndssamplene (1) for en passende fasefaktor  $\theta$ . I dette tilfellet er det ikke lenger aktuelt å bruke innbånds delbåndsfiltreringsmetoden (3) for å oppnå en god  
10 approksimering til et gitt filter. På grunn av forutsetningene foretatt om prototypefilterresponsen, vil imidlertid en generalisering av et flerbåndsfilter av typen

$$d_n(k) = \sum_{r=-1}^1 \sum_l g_n^r(l) c_{n+r}(k-l), \quad (22)$$

være aktuell (med åpenbare modifikasjoner for første og siste delbånd). På grunn av  
15 den kritiske sampling vil det være mye mindre frihet under konstruksjonen av filtermaskin  $g_n^r(l)$ . Det er nødvendig å utføre følgende som vil fremgå for en fagmann. For hver  $m = 0, 1, \dots, L-1$ , brukes det elementære delbåndssignal  $d_n(k) = \delta[n-m]\delta[k]$  som signal til den virkelige syntesebank og filtrere det resulterende utgangssignal  $y(v)$  med filteret  $h(v)$  for å oppnå den filtrerte syntesebølgeform  $z(v)$ . Denne filtrerte  
20 bølgeform blir sendt til den virkelige analysebank. Det resulterende delbåndssignal bærer koeffisienten av maskene  $g_n^r(l)$  for  $n+r=m$ . Noe reduksjon av arbeidet som kreves for filteret oppnås ved å observere at tre tilfeller  $m = 3\kappa + \varepsilon$  for  $\varepsilon = 0, 1, 2$  kan behandles parallelt ved å mate den første syntesebank med alle de tilsvarende elementære delbåndssignaler for hvert tilfelle. Således omfatter den virkelige verdsatte  
25 filterkonverter disse tre virkelige synteser og tre virkelige analysebankoperasjoner. Denne parallelle beregning representerer en implementering som er en avkortning for virkelig verdsatt filterkonverter for tilfellet med QMF-bånd med god sideretningsundertrykkelse.

Fig. 9 viser en utførelse av det nye filterapparat for filtrering av et tidsdomene  
30 inngangssignal av et nytt filterapparat for å oppnå et tidsdomene utgangssignal. Som allerede nevnt i forbindelse med fig. 1a, omfatter filterapparatet på fig. 9 en kompleks analysefilterbank 101, en delbåndsfiltrering 102 og en kompleks syntesefilterbank 103 som sender tidsdomenets utgangssignal.

Mens fig. 1 viser et system som omfatter en utførelse av det nye filterapparat  
35 sammen med en utførelse av en filtergenerator 104, omfatter filterapparatet på fig. 9 bare som en mulighet, en filterkonverter 104 som tilveiebringer delbåndsfiltrering 102 med mellomfilterdefinisjonssignal f.eks. i form av filteruttak eller pulsrespons for hvert av mellomfiltrene 190 i delbåndsfiltreringen 102. Filterapparatet på fig. 9 omfatter

eventuelle tilleggskomponenter som kan tilveiebringe delbåndsfiltreringen 102 med filteruttak for de flere mellomfiltre 190 i delbåndsfiltreringen 102.

Som et eksempel kan filteruttakene også tas fra en eventuell database 500 som er koplet til delbåndsfiltreringen 102. I en utførelse omfatter databasen 500 komplekse, verdsatte filteruttak av mellomfiltrene 190. Databasen kan implementeres som et minne, f.eks. i form av et ikke-flyktig minne eller et flyktig minne, avhengig av den konkrete implementering. Følgelig kan minneløsninger for databasen 500 omfatter ROM (ROM = leseminne), RAM (RAM = vilkårlig aksessminne), flashminne, magnetisk minne, optisk minne eller et annet minnesystem.

10 Avhengig av den konkrete implementering, kan en prosessor eller en CPU (CPU = sentral behandlerenhet) 510 aksessere databasen og tilveiebringe filteruttak til delbåndsfiltreringen 102 eller kan også aksessere databasen for å levere tilsvarende filteruttak til mellomfiltrene av delbåndsfiltreringen 102. Følgelig omfatter en slik utførelse database 500 hvorfra filteruttakene for delbåndsfiltreringen kan tas.

15 I en annen utførelse av det nye filterapparatet som også er vist som et valg på fig. 9, kan CPU 510 direkte beregne filteruttakene. I en slik utførelse aksesseres CPU 510 databasen 500 i samsvar med et sett av parametere tilveiebrakt av brukeren og/eller ifølge et sett av parametere som er basert på andre omstendigheter og lese et eller flere sett av filteruttak for mellomfiltrene av delbåndsfiltreringen 102 og beregne, eventuelt sammen med et interpoleringssystem eller et annet beregningssystem, de ønskede mellomfilteruttak eller levere disse til delbåndsfiltreringen 102. I en annen utførelse leverer CPU 510, eller en annen prosessor eller et datasystem filteruttakene for mellomfiltrene 190 til delbåndsfiltreringen 102 uten å aksessere en database 500. I en slik utførelse beregner CPU 510 eller en annen prosessor filteruttakene og leverer disse til delbåndsfiltreringen 102. Eksempler på en slik utførelse vil bli forklart i forbindelse med fig. 10.

I en annen utførelse som vist på fig. 9, aksesserer CPU 510 en annen database 520 og leser et eller flere filterdefinisjonssignaler (f.eks. i form av pulsresponssignaler tilsvarende filterkarakteristikken i tidsdomenet), beregner et effektivt filterdefinisjonssignal, f.eks. en passende pulsrespons og leverer resultatene av denne beregning til filterkonverteren 104. I denne utførelse forsyner filterkonverteren 104 deretter delbåndsfiltreringen 102 med passende filteruttak for mellomfiltrene 190. I denne utførelse genererer følgelig filterkonverteren 104 de effektive delbåndsfiltre eller mellomfiltrene tilført hver av de enkelte delbåndsfiltre av hvert enkelt delbåndssignal innenfor delbåndsfiltreringen 102 som fører til en filtreringseffekt som hørbart ikke kan skilles fra det tilsvarende filter som brukes i tidsdomenets inngangssignal. Som resultat er denne utførelse også i stand til direkte å beregne filteruttakene via filterkonverteren 104.

Et eksempel kan f.eks. være en innretning som beregner uttakene av mellomfiltrene 190 av delbåndsfiltreringen 102 i samsvar med et sett av parametere, f.eks. som tilveiebrakt av brukeren, der parametergrunlaget er så stort at en effektiv forhåndsbestemmelse av filteruttakene, eventuelt sammen med en type  
5 interpoleringssystem ikke fører til de ønskede resultater.

En mer konkret anvendelse vil f.eks. være på området med en dynamisk sjanse for HRTF-filtre i et domene til å konverteres til delbåndet eller QMF-domenet. Som nevnt tidligere er dette f.eks. relevant i anvendelser som innebærer hodesporing hvor databasen 520 er en HRTF-database som omfatter tidspulsresponsen av HRTF-filtrene.  
10 Ettersom HRTF-filtrene vanligvis har svært lang pulsrespons, er bruken av et slikt system spesielt interessant ettersom uttakene for mellomfiltrene 190 eller QMF-uttakene er komplekse. Lagring av databasen i dette domenet vil grovt sett doble minnekravene sammenlignet med minnekravet for lagring av pulsresponsene i tidsdomenet. Imidlertid kan fordelene med redusert minnekrav også brukes uten en CPU  
15 510 som beregner pulsresponsen levert til filterkonverteren 504. I stedet kan databasen 520 ganske enkelt bli bedt om å sende det tilsvarende definisjonssignal som kan være en pulsrespons i tidsdomenet, til filterkonverteren 104.

På fig. 20 er en amplitude/frekvenskarakteristikk 550 vist i frekvensdomenet. I enkelte anvendelser som forklart tidligere, er filterkoeffisienten eller filteruttakene  
20 mellomfiltre 190 av delbåndsfiltreringen 102 og kan lagres i databasen lik som databasen 500 på fig. 9. Alternativt eller i tillegg, kan filteruttakene av mellomfiltrene i enkelte anvendelser også beregnes av CPU 510 på fig. 9. I tilfellet med en spesiell effektfiltrering eller en lavere kvalitetssignalsbehandling hvor fremmede effekter kan tolereres (i minst i noe utstrekning), kan filteruttakene av mellomfiltrene 190 etter  
25 delbåndsfiltreringen 102 beregnes uten en filterkonverter 104 eller en annen utførelse av en filtergenerator. Mulige anvendelser omfatter spesielt taleoverføring over lavkvalitetsledninger, som telefoner eller små båndradiokommunikasjoner. I slike anvendelser kan følgelig en bestemmelse om filteruttak tilsvarende overføringsfunksjonen 550 på fig. 10 eller en annen amplitude/frekvenskarakteristikk til flere delbånd  
30 560 med forskjellige delbåndsfrekvenser, utføres uten å bruke oppfinnelsens filterkonverter.

Fig. 11 viser en filterkonverter 104 ifølge oppfinnelsen. Som tidligere skissert i forbindelse med fig. 3, omfatter filterkonverteren 104 en kompleks analysefilterbank 301 til hvilken et (virkelig verdsatt) pulsresponsignal som indikerer en  
35 amplitude/frekvensfilterkarakteristikk kan leveres via en inngang 104a og via en eventuell bryter 600. Som skissert tidligere, konverterer den komplekse analysefilterbank 301 pulsresponsignalet til flere delbåndssignal med komplekse verdier og mellomfilterets definisjonssignal ved en utgang 104b av filterkonverteren. Som vist på

fig. 1a og fig. 9, kan utgangen 104b av filterkonverteren 104 kobles til en delbåndfiltrering 102.

Som allerede nevnt tidligere, tilsvarer hvert av de komplekse, verdsatte delbåndssignaler ved den komplekse, modulerte filterbank 301 en pulsrespons for et av mellomfiltrene 190 for et delbåndssignal i delbåndfiltreringen 102 vist på fig. 1a og 9. Typisk blir de komplekse, verdsatte delbåndssignalene betydelig kortere enn pulsresponssignalet av filterkarakteristikken levert ved inngangen 109a i tidsdomenet. Videre omfatter typisk minst et av de komplekse, verdsatte delbåndssignaler ved utgangen 104 minst to forskjellige ikke-forsvinnende verdier. Spesielt skiller det siste trekk signalet fra filterkonverteren 104 ut en enkelt forsterkningsjustering i rammeverket av filtreringen ved å bruke en direkte Fourier-transformeringsprosedyre.

Hvis imidlertid filterkonverteren 104 ikke er forsynt med et pulsresponsignal som indikerer en amplitude/frekvensfilterkarakteristikk, men et filterdefinisjonssignal som omfatter minst enten en amplitude/frekvensfilterkarakteristikk, en fase/frekvensfilterkarakteristikk av filteruttakene i tidsdomenet eller et annet domene av et filter, omfatter filterkonverteren 104 en pulsresponsgenerator 610 for å konvertere filterdefinisjonssignalet til pulsresponssignalet som deretter blir levert via den eventuelle bryter 600 til den komplekse analysefilterbank 301. I en konkret implementering kan f.eks. pulsresponsgeneratoren 610 f.eks. beregne pulsresponssignalet levert til den komplekse analysefilterbank 301 ved å overlige virkelig verdsatte oscillasjoner (Fourier-syntese), der amplitudekarakteristikkene og fasekarakteristikkene av det tiltenkte filter som overføres til det komplekse delbåndsdometet anses definert av definisjonssignalet levert til inngangen 104c. Hvis minst enten en amplitude/frekvenskarakteristikk eller en fase/frekvenskarakteristikk tilføres pulsresponsgeneratoren 610, kan med andre ord et pulsresponsignal beregnes av pulsresponsgeneratoren 610 ved å overlige (harmoniske) oscillasjoner under hensyntagen av amplituden og faserelasjonene som definert av filterdefinisjonssignalet.

Mulige anvendelser av begge utførelser av filterapparatet og filtergeneratoren og spesielt på området med kvalitetsaudiokoding og dekoding

Nylig utviklinger av audiokoding har tilveiebrakt en anordning for å oppnå et flerkanalssignalinntrykk over stereohodetelefoner. Dette utføres vanligvis ved nedmiksing av et flerkanalssignal til stereo ved å bruke det opprinnelige flerkanalssignal og HRTF-filtre. Det har vist seg i forbindelse med gjeldende teknikk at den parametriske flerkanal audiodekoder kan kombineres med en tokenals nedmiksealgoritme som gjør det mulig å avgi et flerkanal signal og hodetelefoner uten behov for først å gjenskape flerkanalssignalet fra det overførte nedmiksedde signal og deretter nedmikse dette igjen ved hjelp av HRTF-filtre. Imidlertid krever dette at parametrene for å gjenskape flerkanalssignalet (f.eks. IID, CLD-parametre) blir

kombinert med HRTF-filtre som i sin tur krever parameterisering av HRTF-filtre. Dette kravet til parameterisering av HRTF-filtre medfører en stor begrensning i systemet siden HRTF-filtre kan være lange og således svært vanskelig riktig å modulere med en parametrisk fremgangsmåte. Denne begrensning gjør det umulig å bruke lange HRTF-filtre for kombinerte, parametriske flerkanal- og tokanal nedmiksedekodere. Den viktige algoritmiske komponent som kreves for å oppnå en riktig kombinerings-  
 5 av flerkanalparametere og HRTF-filtre er å få adgang til en gjengivelse av de gitte HRTF-filtre i delbåndsdomenet med de spatiale parametere. Dette er nøyaktig det som tilbys av utførelsen ifølge oppfinnelsen. Etter at denne gjengivelse blir mulig, kan  
 10 HRTF-filtrene kombineres til  $2N$ -filtre som funksjon av den parametriske flerkanal gjengivelse. Dette gir en betydelig fordel ved beregningskompleksitet sammenlignet med fremgangsmåten som først gjenskaper  $M$ -kanalene og deretter bruker  $M$ -filtrering.

Et eksempel på en annen anvendelse av fremgangsmåten brukt gjennom utførelsen av oppfinnelsen, er den effektive kompenseringen for ikke-perfekt  
 15 lydgjengivende innretninger for audioinnhold kodet i MPEG HE-AAC-formatet [ISO/IEC 14496-3:2001/AMD1:2003]. Slike avanserte filtreringstrinn som eventuelt omfatter krysstalekansellering, kan brukes direkte i delbåndsdomenet før tidsdomene-syntesen.

Andre utviklinger i audiokodingen har ført til fremgangsmåter for å gjenskape  
 20 flerkanalgjengivelse av et audiosignal basert på et stereo (eller mono)-signal og tilsvarende styredata. Disse fremgangsmåtene skiller seg vesentlig fra en eldre matrisebasert løsning, som f.eks. Dolby Prologic, siden tilleggsstyredata blir overført for å styre gjenskapelsen og som også kalles oppmiksing av surround-kanalene basert på de overførte mono- eller stereokanaler.

Følgelig gjenskaper en slik parametrisk flerkanal audiodekoder, f.eks. MPEG-surround  $N$ -kanaler basert på  $M$  overførte kanaler, der  $M > N$  og ekstra styredata. Disse ekstra styredata representerer en betydelig lavere datarate enn det som kreves for overføring av alle  $N$ -kanaler og gjør kodingen svært effektiv samtidig som det sikres kompatibilitet med begge  $M$ -kanalinnretningene og  $N$ -kanalinnretningene. [J. Breebaart et al. "MPEG spatial audio coding / MPEG Surround: overview and current status",  
 30 Proc. 119th AES convention, New York, USA, October 2005, Preprint 6447].

Disse parametriske surround kodefremgangsmåtene omfatter vanligvis en parameterisering av surroundsignalet basert på kanalnivåforskjell (CLD) og interkanal-sammenheng/krysskorrelering (ICC). Disse parametrene beskriver effektforhold og  
 35 korrelering mellom kanalparene i oppmikseprosessen. Videre blir kanalprediksjonskoeffisienter (CPC) også brukt ved gjeldende teknikk for å predikere eller forutsi mellom- eller utgangskanaler under oppmikseprosedyren.

Avhengig av bestemte implementeringskrav til fremgangsmåtene ifølge oppfinnelsen, kan de nye fremgangsmåtene implementeres i maskinvare eller i

programvare. Implementeringen kan utføres ved å bruke et digitalt lagringsmedium eller især en disk, CD eller en DVD med et elektronisk lesbart styresignal som samvirker med et programmerbart datasystem ved at en utførelse av de nye fremgangsmåtene kan utføres. Generelt er følgelig en utførelse av oppfinnelsen et  
5 dataprogramprodukt med en programkode lagret på en maskinlesbar bærer, idet programkoden kan brukes for å utføre de nye fremgangsmåter når programproduktet kjøres på en datamaskin eller fra en prosessor. Med andre ord er utførelsen av fremgangsmåten ifølge oppfinnelsen følgelig et dataprogram med en programkode for å utføre minst en av de nye fremgangsmåtene når dataprogrammet kjøres på en  
10 datamaskin.

Selv om det foregående har især blitt vist og beskrevet under henvisning til bestemte utførelser, vil det fremgå for en fagmann at forskjellige andre utførelser i form av detaljer kan utføres uten at dens ånd eller omfang fravikes. Det skal imidlertid fremgå at forskjellige endringer kan utføres i forskjellige utførelser uten at det bredere  
15 konsept som beskrevet her og som forstås av kravene som følger, fravikes.

P a t e n t k r a v

1. Filterapparat for filtrering av et inngangssignal i tidsdomenet for å oppnå et utgangssignal i tidsdomenet som er en fremstilling av tidsdomenets inngangssignal  
5 filtrert ved å bruke en filterkarakteristikk med en ikke-ensartet amplitude/frekvenskarakteristikk, omfattende:

en kompleks analysefilterbank (101) for å generere  $L$  komplekse delbåndssignaler fra tidsdomenets inngangssignal,

10 flere mellomfiltre (190) som hvert har en endelig pulsrespons omfattende  $(K_H + K_Q - 1)$  filteruttak, der et mellomfilter er tilveiebrakt for hvert komplekst delbåndssignal,

en kompleks syntesefilterbank (103) for syntetisering av signalet fra mellomfiltrene (190) for å oppnå tidsdomenets utgangssignal,

15 en filteruttaksgenerator (104) som omfatter en kompleks modulert filterbank (301) basert på et prototypefilter omfattende  $K_Q \cdot L$  uttak for filtrering av et endelig pulsresponsignal som indikerer amplitude/frekvensfilterkarakteristikken i tidsdomenet og omfatter  $K_H \cdot L$  filteruttak for å oppnå  $L$  delbåndssignal med komplekse verdier som et mellomfilterdefinisjonssignal,

20 der hvert delbåndssignal med komplekse verdier av den komplekse modulerte filterbank av filteruttaksgeneratoren tilsvarer en pulsrespons for et mellomfilter (190) som omfatter  $(K_H + K_Q - 1)$  filteruttak,

der minst et av delbåndssignaler med kompleks verdi av den komplekse modulerte filterbank av filteruttaksgeneratoren omfatter minst to forskjellige ikke-forsvinnende verdier,

25 der hvert delbåndssignal med komplekse verdier av den modulerte filterbank av filteruttaksgeneratoren omfatter  $(K_H + K_Q - 1)$  filteruttak som er kortere enn pulsresponssignalet omfattende  $K_H \cdot L$  filteruttak levert til filteruttaksgeneratoren,

der flere mellomfiltre kan motta mellomfilterdefinisjonssignalet fra filteruttaksgeneratoren (104),

30 der hvert mellomfilter (190) av de flere mellomfiltre har en pulsrespons avhengig av mellomfilterets definisjonssignal,

der minst et av mellomfiltrene (190) av de flere mellomfiltre (190) har en ikke-ensartet amplitude/frekvenskarakteristikk,

35 der den ikke-ensartede amplitude/frekvenskarakteristikk av de flere mellomfiltre som representerer den ikke-ensartede filterkarakteristikk, og

der  $L$ ,  $K_Q$  og  $K_H$  er positive heltall.

2. Filterapparat ifølge krav 1, **karakterisert ved** at minst et av mellomfiltrene (190) har en lavpassfilterkarakteristikk, en høypassfilterkarakteristikk, en båndpass-

filterkarakteristikk, en båndsperrfilterkarakteristikk eller en smalbåndfilterkarakteristikk.

3. Filterapparat ifølge krav et av de foregående krav, **karakterisert ved at mellomfiltrene (190) av de flere mellomfiltre (190) er endelig pulsresponsfiltre.**

5 4. Filterapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved at de flere mellomfiltre (190) kan motta mellomfilterdefinisjonssignalet fra en database (500) eller fra en prosessor (510).**

10 5. Filterapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved at den komplekse analysefilterbank (101) kan sende  $L$  komplekse delbåndssignaler, der de flere mellomfiltre (190) omfatter  $L$  mellomfiltre (190), der den komplekse syntesefilterbank (103) kan syntetisere signalet fra  $L$  mellomfiltre (190) og der  $L$  er en positiv heltall som er større enn 1.**

15 6. Filterapparat ifølge krav 5, **karakterisert ved at den komplekse analysefilterbank (101), de flere mellomfiltre (190) og den komplekse syntesefilterbank (103) kan ha  $L = 64$ .**

7. Filterapparat ifølge et av kravene 5 eller 6, **karakterisert ved at de flere mellomfiltre (190) kan filtrere de komplekse delbåndsfiltrene basert på ligningen**

$$d_n(k) = \sum_l g_n(l) c_n(k-l) \quad (3)$$

20 der  $n$  er et heltall i området 0 til  $(L-1)$  som indikerer en indeks av delbåndssignalene, der  $L$  og  $k$  er et heltall, der  $d_n(k)$  er signalet fra mellomfilteret (190) av delbåndssignalet med indeksen  $n$ , der  $c_n(k)$  er delbåndssignalet med indeksen  $n$  og der  $g_n(l)$  er pulsresponsen av mellomfilteret (190) for delbåndssignalet med indeksen  $n$ .

25 8. Filterapparat ifølge et av kravene 5-7, **karakterisert ved at mellomfilteret (190) med en indeks  $n$  har en pulsrespons  $g_n(k)$  som er basert på ligningen**

$$g_n(k) = \sum_{v=-\infty}^{\infty} h(v+kL) q(v) \exp\left(-i \frac{\pi}{L} \left(n + \frac{1}{2}\right) v\right) \quad (12)$$

30 hvor  $n$  er et heltall i området 0 til  $(L-1)$  som indikerer indeksen av delbåndssignalet, der  $k$  og  $v$  er heltall, der  $h(v)$  er responsen av et filter med filteregenskapen, der  $\pi = 3,1415926\dots$  er det sirkulære tall, der  $i = \sqrt{-1}$  er den komplekse enhet og der  $q(v)$  er filteruttak av et prototypefilter med reell verdi.

9. Filterapparat ifølge et av kravene 5-8, **karakterisert ved at minst et av mellomfiltrene (190) med en indeks  $n$  har en pulsrespons  $g_n(k)$  som er basert på ligningen**

35

$$g_n(l) = \sum_{v=0}^{191} \tilde{h}(v+64 \cdot (l-2)) \cdot q(v) \cdot \exp\left(-i \frac{\pi}{64} \left(n + \frac{1}{2}\right) (v-95)\right) \quad (20)$$

der

$$\tilde{h}(\nu) = \begin{cases} h(\nu) & \nu = 0, 1, \dots, N_h - 1, \\ 0, & \text{ellers} \end{cases} \quad (18)$$

der  $N_h$  er lengden av pulsresponsen  $h(\nu)$  av et filter med filterkarakteristikken, der  $\pi = 3,1415926\dots$  er det sirkulære tall, der  $i = \sqrt{-1}$  er den komplekse enhet og der  $q(\nu)$  er filteruttak av et prototypefilter med reelle verdier.

10. Filterapparat ifølge et av kravene 5-9, karakterisert ved at mellomfiltrene (190) er tilpasset slik at prototypefilteruttakene  $q(\nu)$  oppfylles for heltall  $\nu$  fra 0 til 191 forholdene:

10

$$-0,204 \leq q[0] \leq -0,202$$

$$-0,199 \leq q[1] \leq -0,197$$

$$-0,194 \leq q[2] \leq -0,192$$

$$-0,189 \leq q[3] \leq -0,187$$

15

$$-0,183 \leq q[4] \leq -0,181$$

$$-0,178 \leq q[5] \leq -0,176$$

$$-0,172 \leq q[6] \leq -0,170$$

$$-0,166 \leq q[7] \leq -0,164$$

$$-0,160 \leq q[8] \leq -0,158$$

20

$$-0,154 \leq q[9] \leq -0,152$$

$$-0,148 \leq q[10] \leq -0,146$$

$$-0,142 \leq q[11] \leq -0,140$$

$$-0,135 \leq q[12] \leq -0,133$$

$$-0,129 \leq q[13] \leq -0,127$$

25

$$-0,122 \leq q[14] \leq -0,120$$

$$-0,116 \leq q[15] \leq -0,114$$

$$-0,109 \leq q[16] \leq -0,107$$

$$-0,102 \leq q[17] \leq -0,100$$

$$-0,096 \leq q[18] \leq -0,094$$

30

$$-0,089 \leq q[19] \leq -0,087$$

$$-0,082 \leq q[20] \leq -0,080$$

$$-0,075 \leq q[21] \leq -0,073$$

$$-0,068 \leq q[22] \leq -0,066$$

$$-0,061 \leq q[23] \leq -0,059$$

35

$$-0,054 \leq q[24] \leq -0,052$$

$$-0,046 \leq q[25] \leq -0,044$$

$$-0,039 \leq q[26] \leq -0,037$$

- 0,032 ≤ q[27] ≤ -0,030  
-0,024 ≤ q[28] ≤ -0,022  
-0,017 ≤ q[29] ≤ -0,015  
-0,009 ≤ q[30] ≤ -0,007  
5 -0,002 ≤ q[31] ≤ 0,000  
0,006 ≤ q[32] ≤ 0,008  
0,014 ≤ q[33] ≤ 0,016  
0,021 ≤ q[34] ≤ 0,023  
0,029 ≤ q[35] ≤ 0,031  
10 0,037 ≤ q[36] ≤ 0,039  
0,045 ≤ q[37] ≤ 0,047  
0,054 ≤ q[38] ≤ 0,056  
0,062 ≤ q[39] ≤ 0,064  
0,070 ≤ q[40] ≤ 0,072  
15 0,079 ≤ q[41] ≤ 0,081  
0,087 ≤ q[42] ≤ 0,089  
0,096 ≤ q[43] ≤ 0,098  
0,105 ≤ q[44] ≤ 0,107  
0,113 ≤ q[45] ≤ 0,115  
20 0,122 ≤ q[46] ≤ 0,124  
0,132 ≤ q[47] ≤ 0,134  
0,141 ≤ q[48] ≤ 0,143  
0,150 ≤ q[49] ≤ 0,152  
0,160 ≤ q[50] ≤ 0,162  
25 0,170 ≤ qt51] ≤ 0,172  
0,180 ≤ q[52] ≤ 0,182  
0,190 ≤ q[53] ≤ 0,192  
0,200 ≤ q[54] ≤ 0,202  
0,210 ≤ q[55] ≤ 0,212  
30 0,221 ≤ q[56] ≤ 0,223  
0,232 ≤ q[57] ≤ 0,234  
0,243 ≤ q[58] ≤ 0,245  
0,254 ≤ q[59] ≤ 0,256  
0,266 ≤ q[60] ≤ 0,268  
35 0,278 ≤ q[61] ≤ 0,280  
0,290 ≤ q[62] ≤ 0,292  
0,303 ≤ q[63] ≤ 0,305  
0,902 ≤ q[64] ≤ 0,904  
0,909 ≤ q[65] ≤ 0,911

- 0,917 ≤ q[66] ≤ 0,919  
0,924 ≤ q[67] ≤ 0,926  
0,930 ≤ q[68] ≤ 0,932  
0,936 ≤ q[69] ≤ 0,938  
5 0,942 ≤ q[70] ≤ 0,944  
0,947 ≤ q[71] ≤ 0,949  
0,952 ≤ q[72] ≤ 0,954  
0,957 ≤ q[73] ≤ 0,959  
0,961 ≤ q[74] ≤ 0,963  
10 0,965 ≤ q[75] ≤ 0,967  
0,969 ≤ q[76] ≤ 0,971  
0,972 ≤ q[77] ≤ 0,974  
0,975 ≤ q[78] ≤ 0,977  
0,978 ≤ q[79] ≤ 0,980  
15 0,981 ≤ q[80] ≤ 0,983  
0,984 ≤ q[81] ≤ 0,986  
0,986 ≤ q[82] ≤ 0,988  
0,988 ≤ q[83] ≤ 0,990  
0,990 ≤ q[84] ≤ 0,992  
20 0,992 ≤ q[85] ≤ 0,994  
0,993 ≤ q[86] ≤ 0,995  
0,995 ≤ q[87] ≤ 0,997  
0,996 ≤ q[88] ≤ 0,998  
0,997 ≤ q[89] ≤ 0,999  
25 0,998 ≤ q[90] ≤ 1,000  
0,999 ≤ q[91] ≤ 1,001  
0,999 ≤ q[92] ≤ 1,001  
1,000 ≤ q[93] ≤ 1,002  
1,000 ≤ q[94] ≤ 1,002  
30 1,000 ≤ q[95] ≤ 1,002  
1,000 ≤ q[96] ≤ 1,002  
1,000 ≤ q[97] ≤ 1,002  
0,999 ≤ q[98] ≤ 1,001  
0,999 ≤ q[99] ≤ 1,001  
35 0,998 ≤ q[100] ≤ 1,000  
0,997 ≤ q[101] ≤ 0,999  
0,996 ≤ q[102] ≤ 0,998  
0,995 ≤ q[103] ≤ 0,997  
0,993 ≤ q[104] ≤ 0,995

- 0,992 ≤ q[105] ≤ 0,994  
0,990 ≤ q[106] ≤ 0,992  
0,988 ≤ q[107] ≤ 0,990  
0,986 ≤ q[108] ≤ 0,988  
5 0,984 ≤ q[109] ≤ 0,986  
0,981 ≤ q[110] ≤ 0,983  
0,978 ≤ q[111] ≤ 0,980  
0,975 ≤ q[112] ≤ 0,977  
0,972 ≤ q[113] ≤ 0,974  
10 0,969 ≤ q[114] ≤ 0,971  
0,965 ≤ q[115] ≤ 0,967  
0,961 ≤ q[116] ≤ 0,963  
0,957 ≤ q[117] ≤ 0,959  
0,952 ≤ q[118] ≤ 0,954  
15 0,947 ≤ q[119] ≤ 0,949  
0,942 ≤ q[120] ≤ 0,944  
0,936 ≤ q[121] ≤ 0,938  
0,930 ≤ q[122] ≤ 0,932  
0,924 ≤ q[123] ≤ 0,926  
20 0,917 ≤ q[124] ≤ 0,919  
0,909 ≤ q[125] ≤ 0,911  
0,902 ≤ q[126] ≤ 0,904  
0,893 ≤ q[127] ≤ 0,895  
0,290 ≤ q[128] ≤ 0,292  
25 0,278 ≤ q[129] ≤ 0,280  
0,266 ≤ q[130] ≤ 0,268  
0,254 ≤ q[131] ≤ 0,256  
0,243 ≤ q[132] ≤ 0,245  
0,232 ≤ q[133] ≤ 0,234  
30 0,221 ≤ q[134] ≤ 0,223  
0,210 ≤ q[135] ≤ 0,212  
0,200 ≤ q[136] ≤ 0,202  
0,190 ≤ q[137] ≤ 0,192  
0,180 ≤ q[138] ≤ 0,182  
35 0,170 ≤ q[139] ≤ 0,172  
0,160 ≤ q[140] ≤ 0,162  
0,150 ≤ q[141] ≤ 0,152  
0,141 ≤ q[142] ≤ 0,143  
0,132 ≤ q[143] ≤ 0,134

- 0,122 ≤ q[144] ≤ 0,124  
0,113 ≤ q[145] ≤ 0,115  
0,105 ≤ q[146] ≤ 0,107  
0,096 ≤ q[147] ≤ 0,098  
5 0,087 ≤ q[148] ≤ 0,089  
0,079 ≤ q[149] ≤ 0,081  
0,070 ≤ q[150] ≤ 0,072  
0,062 ≤ q[151] ≤ 0,064  
0,054 ≤ q[152] ≤ 0,056  
10 0,045 ≤ q[153] ≤ 0,047  
0,037 ≤ q[154] ≤ 0,039  
0,029 ≤ q[155] ≤ 0,031  
0,021 ≤ q[156] ≤ 0,023  
0,014 ≤ q[157] ≤ 0,016  
15 0,006 ≤ q[158] ≤ 0,008  
-0,002 ≤ q[159] ≤ 0,000  
-0,009 ≤ q[160] ≤ -0,007  
-0,017 ≤ q[161] ≤ -0,015  
-0,024 ≤ q[162] ≤ -0,022  
20 -0,032 ≤ q[163] ≤ -0,030  
-0,039 ≤ q[164] ≤ -0,037  
-0,046 ≤ q[165] ≤ -0,044  
-0,054 ≤ q[166] ≤ -0,052  
-0,061 ≤ q[167] ≤ -0,059  
25 -0,068 ≤ q[168] ≤ -0,066  
-0,075 ≤ q[169] ≤ -0,073  
-0,082 ≤ q[170] ≤ -0,080  
-0,089 ≤ q[171] ≤ -0,087  
-0,096 ≤ q[172] ≤ -0,094  
30 -0,102 ≤ q[173] ≤ -0,100  
-0,109 ≤ q[174] ≤ -0,107  
-0,116 ≤ q[175] ≤ -0,114  
-0,122 ≤ q[176] ≤ -0,120  
-0,129 ≤ q[177] ≤ -0,127  
35 -0,135 ≤ q[178] ≤ -0,133  
-0,142 ≤ q[179] ≤ -0,140  
-0,148 ≤ q[180] ≤ -0,146  
-0,154 ≤ q[181] ≤ -0,152  
-0,160 ≤ q[182] ≤ -0,158

$$-0,166 \leq q[183] \leq -0,164$$

$$-0,172 \leq q[184] \leq -0,170$$

$$-0,178 \leq q[185] \leq -0,176$$

$$-0,183 \leq q[186] \leq -0,181$$

$$5 \quad -0,189 \leq q[187] \leq -0,187$$

$$-0,194 \leq q[188] \leq -0,192$$

$$-0,199 \leq q[189] \leq -0,197$$

$$-0,204 \leq q[190] \leq -0,202$$

$$-0,209 \leq q[191] \leq -0,207$$

10

11. Filterapparat ifølge ett av kravene 8 – 10, karakterisert ved at mellomfiltrene (190) er tilpasset slik at prototypefilteruttakene  $q(v)$  tilfredstiller for heltall  $v$  fra 0 til 191 følgende forhold:

$$15 \quad -0,20294 \leq q[0] \leq -0,20292$$

$$-0,19804 \leq q[1] \leq -0,19802$$

$$-0,19295 \leq q[2] \leq -0,19293$$

$$-0,18768 \leq q[3] \leq -0,18766$$

$$-0,18226 \leq q[4] \leq -0,18224$$

$$20 \quad -0,17668 \leq q[5] \leq -0,17666$$

$$-0,17097 \leq q[6] \leq -0,17095$$

$$-0,16514 \leq q[7] \leq -0,16512$$

$$-0,15919 \leq q[8] \leq -0,15917$$

$$-0,15313 \leq q[9] \leq -0,15311$$

$$25 \quad -0,14697 \leq q[10] \leq -0,14695$$

$$-0,14071 \leq q[H] \leq -0,14069$$

$$-0,13437 \leq q[12] \leq -0,13435$$

$$-0,12794 \leq q[13] \leq -0,12792$$

$$-0,12144 \leq q[14] \leq -0,12142$$

$$30 \quad -0,11486 \leq q[15] \leq -0,11484$$

$$-0,10821 \leq q[16] \leq -0,10819$$

$$-0,10149 \leq q[17] \leq -0,10147$$

$$-0,09471 \leq q[18] \leq -0,09469$$

$$-0,08786 \leq q[19] \leq -0,08784$$

$$35 \quad -0,08095 \leq q[20] \leq -0,08093$$

$$-0,07397 \leq q[21] \leq -0,07395$$

$$-0,06694 \leq q[22] \leq -0,06692$$

$$-0,05984 \leq q[23] \leq -0,05982$$

$$-0,05269 \leq q[24] \leq -0,05267$$

-0,04547 ≤ q[25] ≤ -0,04545  
-0,03819 ≤ q[26] ≤ -0,03817  
-0,03085 ≤ q[27] ≤ -0,03083  
-0,02345 ≤ q[28] ≤ -0,02343  
5 -0,01598 ≤ q[29] ≤ -0,01596  
-0,00845 ≤ q[30] ≤ -0,00843  
-0,00084 ≤ q[31] ≤ -0,00082  
0,00683 ≤ q[32] ≤ 0,00685  
0,01458 ≤ q[33] ≤ 0,01460  
10 0,02240 ≤ q[34] ≤ 0,02242  
0,03030 ≤ q[35] ≤ 0,03032  
0,03828 ≤ q[36] ≤ 0,03830  
0,04635 ≤ q[37] ≤ 0,04637  
0,05451 ≤ q[38] ≤ 0,05453  
15 0,06275 ≤ q[39] ≤ 0,06277  
0,07110 ≤ q[40] ≤ 0,07112  
0,07954 ≤ q[41] ≤ 0,07956  
0,08809 ≤ q[42] ≤ 0,08811  
0,09675 ≤ q[43] ≤ 0,09677  
20 0,10552 ≤ q[44] ≤ 0,10554  
0,11442 ≤ q[45] ≤ 0,11444  
0,12344 ≤ q[46] ≤ 0,12346  
0,13259 ≤ q[47] ≤ 0,13261  
0,14189 ≤ q[48] ≤ 0,14191  
25 0,15132 ≤ q[49] ≤ 0,15134  
0,16091 ≤ q[50] ≤ 0,16093  
0,17066 ≤ q[51] ≤ 0,17068  
0,18058 ≤ q[52] ≤ 0,18060  
0,19067 ≤ q[53] ≤ 0,19069  
30 0,20095 ≤ q[54] ≤ 0,20097  
0,21143 ≤ q[55] ≤ 0,21145  
0,22211 ≤ q[56] ≤ 0,22213  
0,23300 ≤ q[57] ≤ 0,23302  
0,24412 ≤ q[58] ≤ 0,24414  
35 0,25549 ≤ q[59] ≤ 0,25551  
0,26711 ≤ q[60] ≤ 0,26713  
0,27899 ≤ q[61] ≤ 0,27901  
0,29117 ≤ q[62] ≤ 0,29119  
0,30364 ≤ q[63] ≤ 0,30366

0,90252 ≤ q[64] ≤ 0,90254  
0,91035 ≤ q[65] ≤ 0,91037  
0,91769 ≤ q[66] ≤ 0,91771  
0,92457 ≤ q[67] ≤ 0,92459  
5 0,93101 ≤ q[68] ≤ 0,93103  
0,93705 ≤ q[69] ≤ 0,93707  
0,94270 ≤ q[70] ≤ 0,94272  
0,94800 ≤ q[71] ≤ 0,94802  
0,95295 ≤ q[72] ≤ 0,95297  
10 0,95758 ≤ q[73] ≤ 0,95760  
0,96190 ≤ q[74] ≤ 0,96192  
0,96593 ≤ q[75] ≤ 0,96595  
0,96968 ≤ q[76] ≤ 0,96970  
0,97317 ≤ q[77] ≤ 0,97319  
15 0,97641 ≤ q[78] ≤ 0,97643  
0,97940 ≤ q[79] ≤ 0,97942  
0,98217 ≤ q[80] ≤ 0,98219  
0,98472 ≤ q[81] ≤ 0,98474  
0,98706 ≤ q[82] ≤ 0,98708  
20 0,98919 ≤ q[83] ≤ 0,98921  
0,99113 ≤ q[84] ≤ 0,99115  
0,99288 ≤ q[85] ≤ 0,99290  
0,99444 ≤ q[86] ≤ 0,99446  
0,99583 ≤ q[87] ≤ 0,99585  
25 0,99704 ≤ q[88] ≤ 0,99706  
0,99809 ≤ q[89] ≤ 0,99811  
0,99896 ≤ q[90] ≤ 0,99898  
0,99967 ≤ q[91] ≤ 0,99969  
00023 ≤ q[92] ≤ 1,00025  
30 00062 ≤ q[93] ≤ 1,00064  
00086 ≤ q[94] ≤ 1,00088  
00093 ≤ q[95] ≤ 1,00095  
00086 ≤ q[96] ≤ 1,00088  
1,00062 ≤ q[97] ≤ 1,00064  
35 1,00023 ≤ q[98] ≤ 1,00025  
0,99967 ≤ q[99] ≤ 0,99969  
0,99896 ≤ q[100] ≤ 0,99898  
0,99809 ≤ q[101] ≤ 0,99811  
0,99704 ≤ q[102] ≤ 0,99706

0,99583 ≤ q[103] ≤ 0,99585  
0,99444 ≤ q[104] ≤ 0,99446  
0,99288 ≤ q[105] ≤ 0,99290  
0,99113 ≤ q[106] ≤ 0,99115  
5 0,98919 ≤ q[107] ≤ 0,98921  
0,98706 ≤ q[108] ≤ 0,98708  
0,98472 ≤ q[109] ≤ 0,98474  
0,98217 ≤ q[110] ≤ 0,98219  
0,97940 ≤ q[111] ≤ 0,97942  
10 0,97641 ≤ q[112] ≤ 0,97643  
0,97317 ≤ q[113] ≤ 0,97319  
0,96968 ≤ q[114] ≤ 0,96970  
0,96593 ≤ q[115] ≤ 0,96595  
0,96190 ≤ q[116] ≤ 0,96192  
15 0,95758 ≤ q[117] ≤ 0,95760  
0,95295 ≤ q[118] ≤ 0,95297  
0,94800 ≤ q[119] ≤ 0,94802  
0,94270 ≤ q[120] ≤ 0,94272  
0,93705 ≤ q[121] ≤ 0,93707  
20 0,93101 ≤ q[122] ≤ 0,93103  
0,92457 ≤ q[123] ≤ 0,92459  
0,91769 ≤ q[124] ≤ 0,91771  
0,91035 ≤ q[125] ≤ 0,91037  
0,90252 ≤ q[126] ≤ 0,90254  
25 0,89416 ≤ q[127] ≤ 0,89418  
0,29117 ≤ q[128] ≤ 0,29119  
0,27899 ≤ q[129] ≤ 0,27901  
0,26711 ≤ q[130] ≤ 0,26713  
0,25549 ≤ q[131] ≤ 0,25551  
30 0,24412 ≤ q[132] ≤ 0,24414  
0,23300 ≤ q[133] ≤ 0,23302  
0,22211 ≤ q[134] ≤ 0,22213  
0,21143 ≤ q[135] ≤ 0,21145  
0,20095 ≤ q[136] ≤ 0,20097  
35 0,19067 ≤ q[137] ≤ 0,19069  
0,18058 ≤ q[138] ≤ 0,18060  
0,17066 ≤ q[139] ≤ 0,17068  
0,16091 ≤ q[140] ≤ 0,16093  
0,15132 ≤ q[141] ≤ 0,15134

0,14189 ≤ q[142] ≤ 0,14191  
0,13259 ≤ q[143] ≤ 0,13261  
0,12344 ≤ q[144] ≤ 0,12346  
0,11442 ≤ q[145] ≤ 0,11444  
5 0,10552 ≤ q[146] ≤ 0,10554  
0,09675 ≤ q[147] ≤ 0,09677  
0,08809 ≤ q[148] ≤ 0,08811  
0,07954 ≤ q[149] ≤ 0,07956  
0,07110 ≤ q[150] ≤ 0,07112  
10 0,06275 ≤ q[151] ≤ 0,06277  
0,05451 ≤ q[152] ≤ 0,05453  
0,04635 ≤ q[153] ≤ 0,04637  
0,03828 ≤ q[154] ≤ 0,03830  
0,03030 ≤ q[155] ≤ 0,03032  
15 0,02240 ≤ q[156] ≤ 0,02242  
0,01458 ≤ q[157] ≤ 0,01460  
0,00683 ≤ q[158] ≤ 0,00685  
-0,00084 ≤ q[159] ≤ -0,00082  
-0,00845 ≤ q[160] ≤ -0,00843  
20 -0,01598 ≤ q[161] ≤ -0,01596  
-0,02345 ≤ q[162] ≤ -0,02343  
-0,03085 ≤ q[163] ≤ -0,03083  
-0,03819 ≤ q[164] ≤ -0,03817  
-0,04547 ≤ q[165] ≤ -0,04545  
25 -0,05269 ≤ q[166] ≤ -0,05267  
-0,05984 ≤ q[167] ≤ -0,05982  
-0,06694 ≤ q[168] ≤ -0,06692  
-0,07397 ≤ q[169] ≤ -0,07395  
-0,08095 ≤ q[170] ≤ -0,08093  
30 -0,08786 ≤ q[171] ≤ -0,08784  
-0,09471 ≤ q[172] ≤ -0,09469  
-0,10149 ≤ q[173] ≤ -0,10147  
-0,10821 ≤ q[174] ≤ -0,10819  
-0,11486 ≤ q[175] ≤ -0,11484  
35 -0,12144 ≤ q[176] ≤ -0,12142  
-0,12794 ≤ q[177] ≤ -0,12792  
-0,13437 ≤ q[178] ≤ -0,13435  
-0,14071 ≤ q[179] ≤ -0,14069  
-0,14697 ≤ q[180] ≤ -0,14695

$$\begin{aligned}
& -0,15313 \leq q[181] \leq -0,15311 \\
& -0,15919 \leq q[182] \leq -0,15917 \\
& -0,16514 \leq q[183] \leq -0,16512 \\
& -0,17097 \leq q[184] \leq -0,17095 \\
5 \quad & -0,17668 \leq q[185] \leq -0,17666 \\
& -0,18226 \leq q[186] \leq -0,18224 \\
& -0,18768 \leq q[187] \leq -0,18766 \\
& -0,19295 \leq q[188] \leq -0,19293 \\
& -0,19804 \leq q[189] \leq -0,19802 \\
10 \quad & -0,20294 \leq q[190] \leq -0,20292 \\
& -0,20764 \leq q[191] \leq -0,20762
\end{aligned}$$

12. Filterapparat ifølge ett av kravene 8 – 10, karakterisert ved at mellomfiltrene (190) er tilpasset slik at de reelle verdisatte prototypefilterkoeffisienter  $q(v)$  for heltall  $v$  i området fra 0 til 191 er gitt ved:

$$\begin{aligned}
& q[0] = -0,2029343380 \\
& q[1] = -0,1980331588 \\
& q[2] = -0,1929411519 \\
20 \quad & q[3] = -0,1876744222 \\
& q[4] = -0,1822474011 \\
& q[5] = -0,1766730202 \\
& q[6] = -0,1709628636 \\
& q[7] = -0,1651273005 \\
25 \quad & q[8] = -0,1591756024 \\
& q[9] = -0,1531160455 \\
& q[10] = -0,1469560005 \\
& q[11] = -0,1407020132 \\
& q[12] = -0,1343598738 \\
30 \quad & q[13] = -0,1279346790 \\
& q[14] = -0,1214308876 \\
& q[15] = -0,1148523686 \\
& q[16] = -0,1082024454 \\
& q[17] = -0,1014839341 \\
35 \quad & q[18] = -0,0946991783 \\
& q[19] = -0,0878500799 \\
& q[20] = -0,0809381268 \\
& q[21] = -0,0739644174 \\
& q[22] = -0,0669296831
\end{aligned}$$

q[23] = -0,0598343081  
q[24] = -0,0526783466  
q[25] = -0,0454615388  
q[26] = -0,0381833249  
5 q[27] = -0,0308428572  
q[28] = -0,0234390115  
q[29] = -0,0159703957  
q[30] = -0,0084353584  
q[31] = -0,0008319956  
10 q[32] = 0,0068418435  
q[33] = 0,0145885527  
q[34] = 0,0224107648  
q[35] = 0,0303113495  
q[36] = 0,0382934126  
15 q[37] = 0,0463602959  
q[38] = 0,0545155789  
q[39] = 0,0627630810  
q[40] = 0,0711068657  
q[41] = 0,0795512453  
20 q[42] = 0,0881007879  
q[43] = 0,0967603259  
q[44] = 0,1055349658  
q[45] = 0,1144301000  
q[46] = 0,1234514222  
25 q[47] = 0,1326049434  
q[48] = 0,1418970123  
q[49] = 0,1513343370  
q[50] = 0,1609240126  
q[51] = 0,1706735517  
30 q[52] = 0,1805909194  
q[53] = 0,1906845753  
q[54] = 0,2009635191  
q[55] = 0,2114373458  
q[56] = 0,2221163080  
35 q[57] = 0,2330113868  
q[58] = 0,2441343742  
q[59] = 0,2554979664  
q[60] = 0,2671158700  
q[61] = 0,2790029236

q[62] = 0,2911752349  
q[63] = 0,3036503350  
q[64] = 0,9025275713  
q[65] = 0,9103585196  
5 q[66] = 0,9176977825  
q[67] = 0,9245760683  
q[68] = 0,9310214581  
q[69] = 0,9370596739  
q[70] = 0,9427143143  
10 q[71] = 0,9480070606  
q[72] = 0,9529578566  
q[73] = 0,9575850672  
q[74] = 0,9619056158  
q[75} = 0,9659351065  
15 q[76] = 0,9696879297  
q[77] = 0,9731773547  
q[78] = 0,9764156119  
q[79] = 0,9794139640  
q[80] = 0,9821827692  
20 q[81] = 0,9847315377  
q[82] = 0,9870689790  
q[83] = 0,9892030462  
q[84] = 0,9911409728  
q[85] = 0,9928893067  
25 q[86] = 0,9944539395  
q[87] = 0,9958401318  
q[88] = 0,9970525352  
q[89] = 0,9980952118  
q[90] = 0,9989716504  
30 q[91] = 0,9996847806  
q[92] = 1,0002369837  
q[93] = 1,0006301028  
q[94] = 1,0008654482  
q[95] = 1,0009438063  
35 q[96] = 1,0008654482  
q[97] = 1,0006301028  
q[98] = 1,0002369837  
q[99] = 0,9996847806  
q[100] = 0,9989716504

qt101] = 0,9980952118  
q[102] = 0,9970525352  
q[103] = 0,9958401318  
q[104] = 0,9944539395  
5 q[105] = 0,9928893067  
q[106] = 0,9911409728  
q[107] = 0,9892030462  
q[108] = 0,9870689790  
q[109] = 0,9847315377  
10 qt110] = 0,9821827692  
q[111] = 0,9794139640  
q[112] = 0,9764156119  
q[113] = 0,9731773547  
q[114] = 0,9696879297  
15 q[115] = 0,9659351065  
q[116] = 0,9619056158  
q[117] = 0,9575850672  
q[118] = 0,9529578566  
q[119] = 0,9480070606  
20 q[120] = 0,9427143143  
q[121] = 0,9370596739  
q[122] = 0,9310214581  
q[123] = 0,9245760683  
q[124] = 0,9176977825  
25 q[125] = 0,9103585196  
q[126] = 0,9025275713  
q[127] = 0,8941712974  
q[128] = 0,2911752349  
q[129] = 0,2790029236  
30 q[130] = 0,2671158700  
q[131] = 0,2554979664  
q[132] = 0,2441343742  
q[133] = 0,2330113868  
q[134] = 0,2221163080  
35 q[135] = 0,2114373458  
q[136] = 0,2009635191  
q[137] = 0,1906845753  
q[138] = 0,1805909194  
q[139] = 0,1706735517

q[140] = 0,1609240126  
q[141] = 0,1513343370  
q[142] = 0,1418970123  
q[143] = 0,1326049434  
5 q[144] = 0,1234514222  
q[145] = 0,1144301000  
q[146] = 0,1055349658  
q[147] = 0,0967603259  
q[148] = 0,0881007879  
10 q[149] = 0,0795512453  
q[150] = 0,0711068657  
q[151] = 0,0627630810  
q[152] = 0,0545155789  
q[153] = 0,0463602959  
15 q[154] = 0,0382934126  
q[155] = 0,0303113495  
q[156] = 0,0224107648  
q[157] = 0,0145885527  
q[158] = 0,0068418435  
20 q[159] = -0,0008319956  
q[160] = -0,0084353584  
q[161] = -0,0159703957  
q[162] = -0,0234390115  
q[163] = -0,0308428572  
25 q[164] = -0,0381833249  
q[165] = -0,0454615388  
q[166] = -0,0526783466  
q[167] = -0,0598343081  
q[168] = -0,0669296831  
30 q[169] = -0,0739644174  
q[170] = -0,0809381268  
q[171] = -0,0878500799  
q[172] = -0,0946991783  
q[173] = -0,1014839341  
35 q[174] = -0,1082024454  
q[175] = -0,1148523686  
q[176] = -0,1214308876  
q[177] = -0,1279346790  
q[178] = -0,1343598738

$$q[179] = -0,1407020132$$

$$q[180] = -0,1469560005$$

$$q[181] = -0,1531160455$$

$$q[182] = -0,1591756024$$

$$5 \quad q[183] = -0,1651273005$$

$$q[184] = -0,1709628636$$

$$q[185] = -0,1766730202$$

$$q[186] = -0,1822474011$$

$$q[187] = -0,1876744222$$

$$10 \quad q[188] = -0,1929411519$$

$$q[189] = -0,1980331588$$

$$q[190] = -0,2029343380$$

$$q[191] = -0,2076267137$$

15           13. Filterapparat ifølge ett av de foregående krav, **karakterisert ved at filterkarakteristikken er basert på en HRTF-filterkarakteristikk.**

          14. Filterapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved at den komplekse analysefilterbank (101) omfatter en nedsampler (140) for hvert delbåndssignals utgang av den komplekse analysefilterbank (101).**

20           15. Filterapparat ifølge krav 14, **karakterisert ved at den komplekse analysefilterbank (101) er tilpasset til å sende  $L$  komplekse delbåndssignaler, der  $L$  er en positiv heltall som er større enn 1 og der hver av nedsampleren (140) er tilpasset for å nedsample delbåndssignalene med en faktor  $L$ .**

25           16. Filterapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved at den komplekse analysefilterbank (101) omfatter et komplekst modulert filter for hvert komplekse delbåndssignal basert på et prototypefilter.**

          17. Filterapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved at den komplekse syntesefilterbank (103) omfatter en oppsampler (160) for hvert av delbåndssignalene.**

30           18. Filterapparat ifølge krav 17, **karakterisert ved at den komplekse syntesefilterbank (103) kan syntetisere  $L$  signaler av mellomfiltrene for å oppnå tidsdomenets utgangssignal, der  $L$  er en positiv heltall som er større enn 1, der den komplekse syntesefilterbank (103) omfatter  $L$  oppsampler (160) og der hver av oppsampleren (160) er tilpasset for å oppsamle signalet fra mellomfiltrene (190) med**  
35 **en faktor  $L$ .**

          19. Filterapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved at den komplekse syntesefilterbank (103) omfatter for hvert delbåndssignal, et mellomsyntesefilter, der den komplekse syntesefilterbank (103) omfatter en virkelig delekstraktor (180) for hvert signal fra mellomsyntesefiltrene (150) og der den**

komplekse syntesefilterbank (103) videre omfatter en adderingsenhet (170) for å addere signalet fra hvert av en reell delekstraktor (180) for å oppnå tidsdomenets utgangssignal.

20. Filterapparat ifølge et av kravene 1-18, **karakterisert ved** at den  
 5 komplekse syntesefilterbank (103) omfatter et mellomsyntesefilter (150) for hvert av delbåndssignalene fra mellomfiltrene (190), der den komplekse syntesefilterbank (103) videre omfatter en adderingsenhet (170) for å oppsummere signalene fra hvert mellomsyntesefilter (150) og der den komplekse syntesefilterbank (103) videre omfatter en reell delekstraktor (180) for å ekstrahere et signal med reell verdi som  
 10 tidsdomenets utgangssignal fra utgangen av adderingsenheten 170.

21. Filterapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved** at filterapparatet videre omfatter en forsterkningsjusterer for minst et delbåndssignal eller for minst en signalutgang av mellomfilteret (190) for å justere styrken.

22. Filtreringsapparat ifølge et av de foregående krav, **karakterisert ved** at  
 15 filtreringsapparatet videre omfatter et ytterligere mellomfilter for filtrering av minst et av de delbåndssignal med komplekse verdier eller for filtrering av minst et av signalene fra et av mellomfiltrene (190).

23. Fremgangsmåte for å filtrere et tidsdomenes inngangssignal for å oppnå et tidsdomenes utgangssignal som er en fremstilling av et tidsdomenes inngangssignal  
 20 filtrert ved å bruke en filterkarakteristikk med en ikke-ensartet amplitude/frekvenskarakteristikk, omfattende trinnene:

å filtrere et endelig pulsresponsignal omfattende  $K_H \cdot L$  filteruttak og som indikerer filterkarakteristikken av den ikke-ensartede amplitude/frekvenskarakteristikk basert på et prototypefilter omfattende  $K_Q \cdot L$  uttak for å oppnå  $L$  delbåndssignaler med  
 25 komplekse verdier som et mellomfilterdefinisjonssignal,

der hvert delbåndssignal med komplekse verdier av mellomfilterets definisjonssignal omfatter en filterpulsrespons for et delbånd omfattende  $(K_H + K_Q - 1)$  filteruttak, der minst et av delbåndssignalene med komplekse verdier av mellomfilterdefinisjonssignalet omfatter minst to forskjellige ikke-forsvinnende verdier og

30 der minst ett av delbåndssignalene med komplekse verdier til mellomfilterdefinisjonssignalet tilsvarer en ikke-ensartet amplitude/frekvenskarakteristikk,

å analysere tidsdomenets inngangssignal for å oppnå  $L$  komplekse delbåndssignaler,

35 å filtrere hvert av de analyserte, komplekse delbåndssignaler,

der minst et av de komplekse delbåndssignaler blir filtrert ved å bruke en ikke-ensartet amplitude/frekvenskarakteristikk,

der hvert av de komplekse delbåndssignaler blir filtrert basert på en filterpulsrespons av filterdefinisjonssignaler,

der filterpulsresponsene av filterdefinisjonssignalet omfattende  $(K_H + K_Q - 1)$  filteruttak hver er kortere enn pulsresponsen av et filter med filterkarakteristikken omfattende  $K_H \cdot L$  og

5 der den ikke-ensartede amplitude/frekvenskarakteristikk av pulsresponsene brukt for filtrering av de flere delbåndssignaler sammen representerer den ikke-ensartede filterkarakteristikk og å syntetisere fra utgangen av filtreringen av de analyserte, komplekse delbåndssignaler, tidsdomenets utgangssignal,

der  $L$ ,  $K_Q$  og  $K_H$  er positive heltall.

10 24. Dataprogram for å utføre, ved kjøring på en datamaskin, en fremgangsmåte ifølge krav 23.

FIG 1a

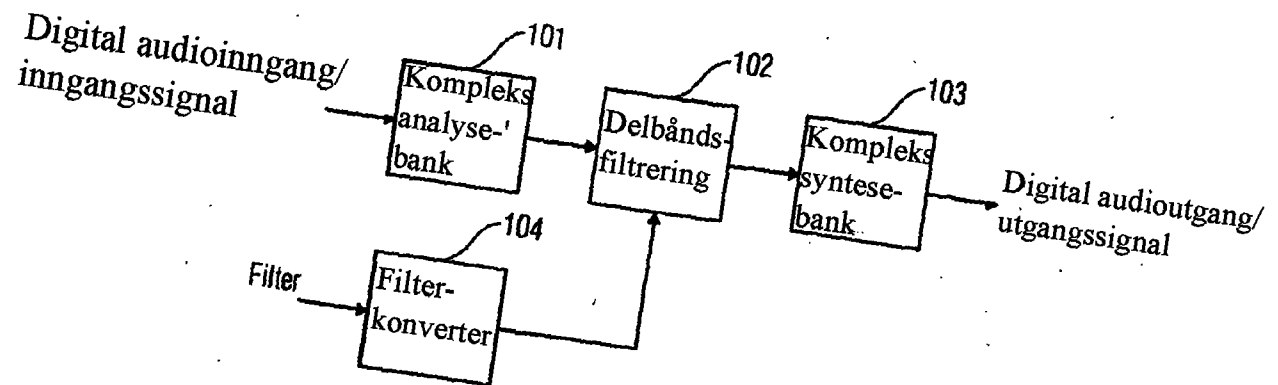


FIG 1b

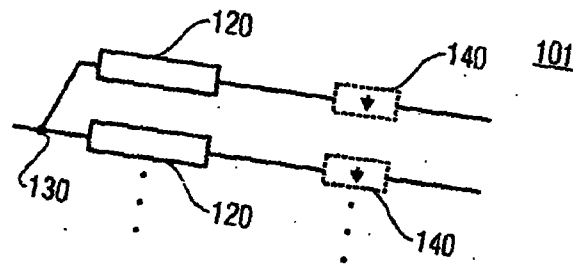


FIG 1c

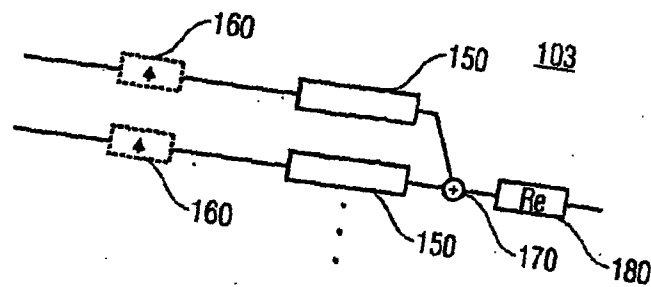


FIG 1d

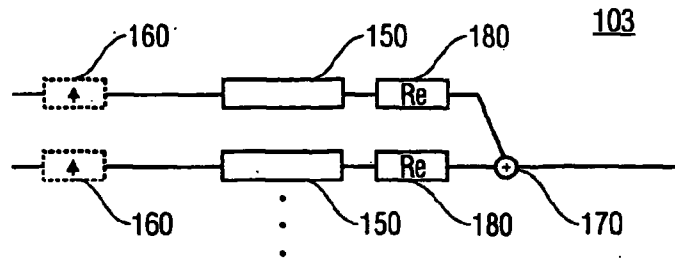


FIG 1e

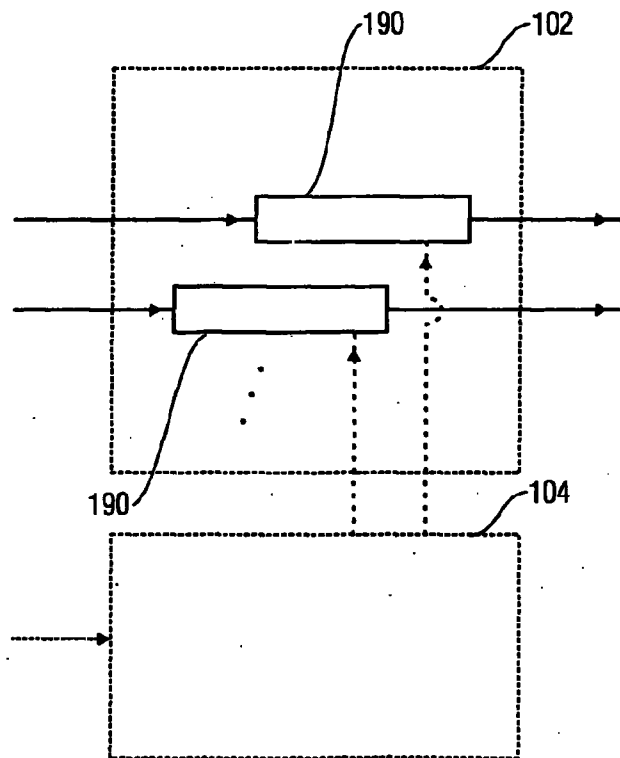


FIG 2

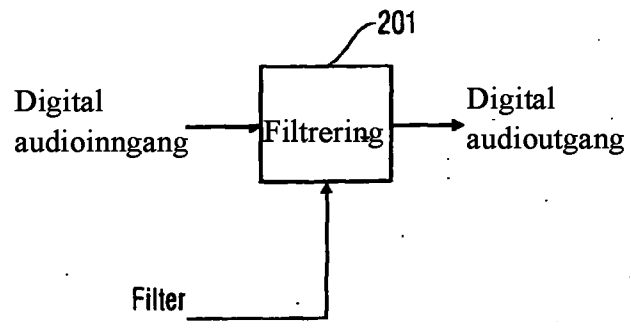


FIG 3

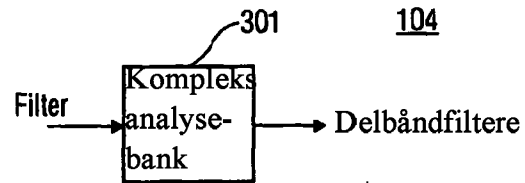


FIG 4

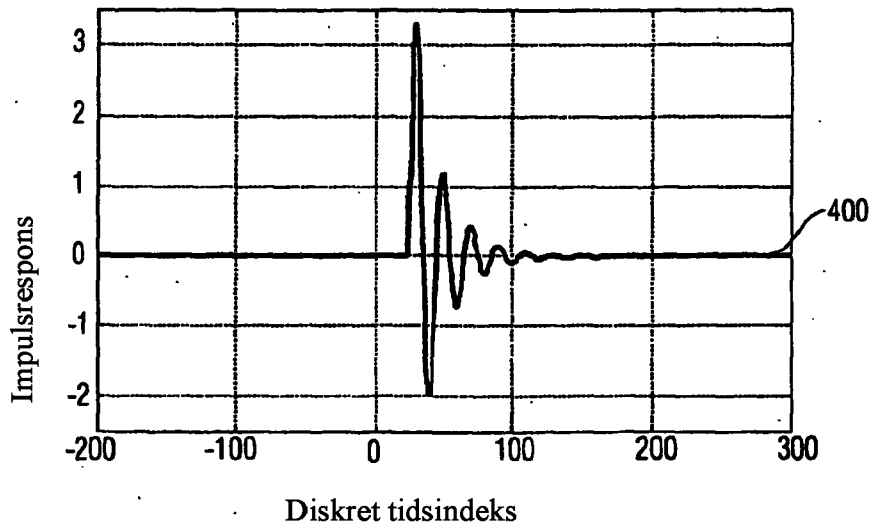


FIG 5

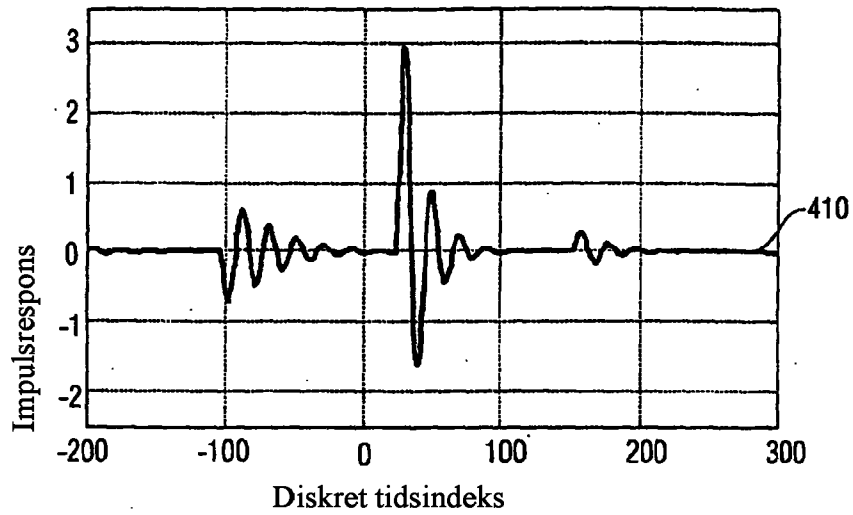


FIG 6

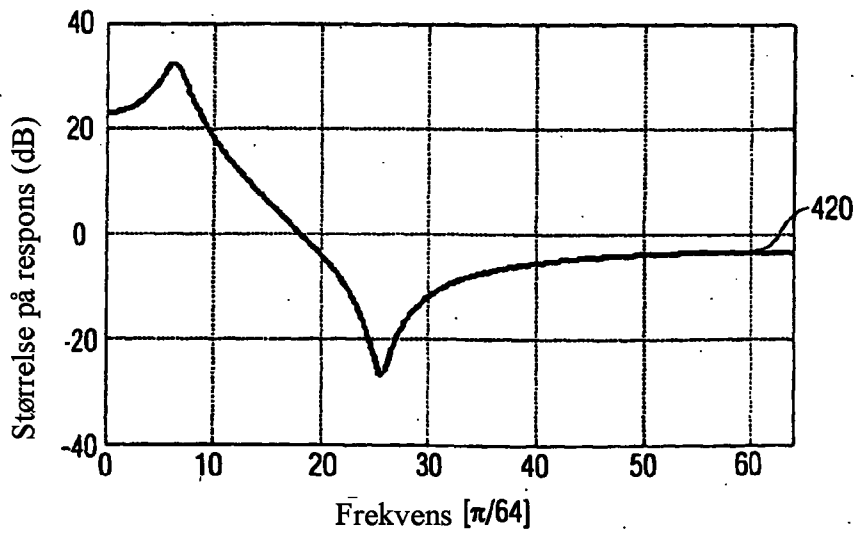


FIG 7

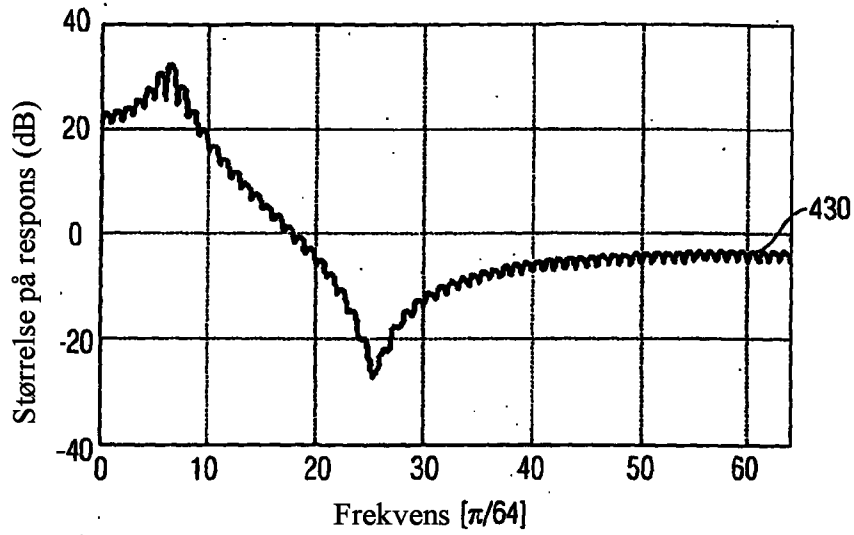


FIG 8

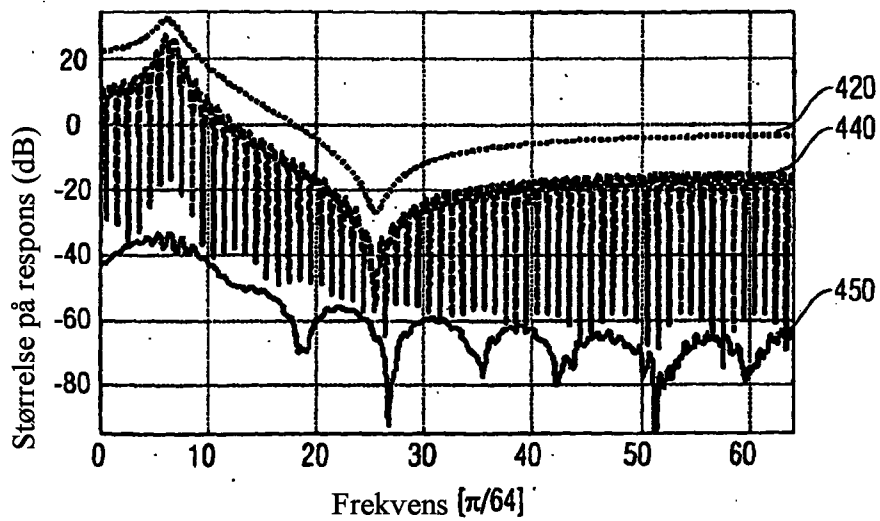


FIG 9

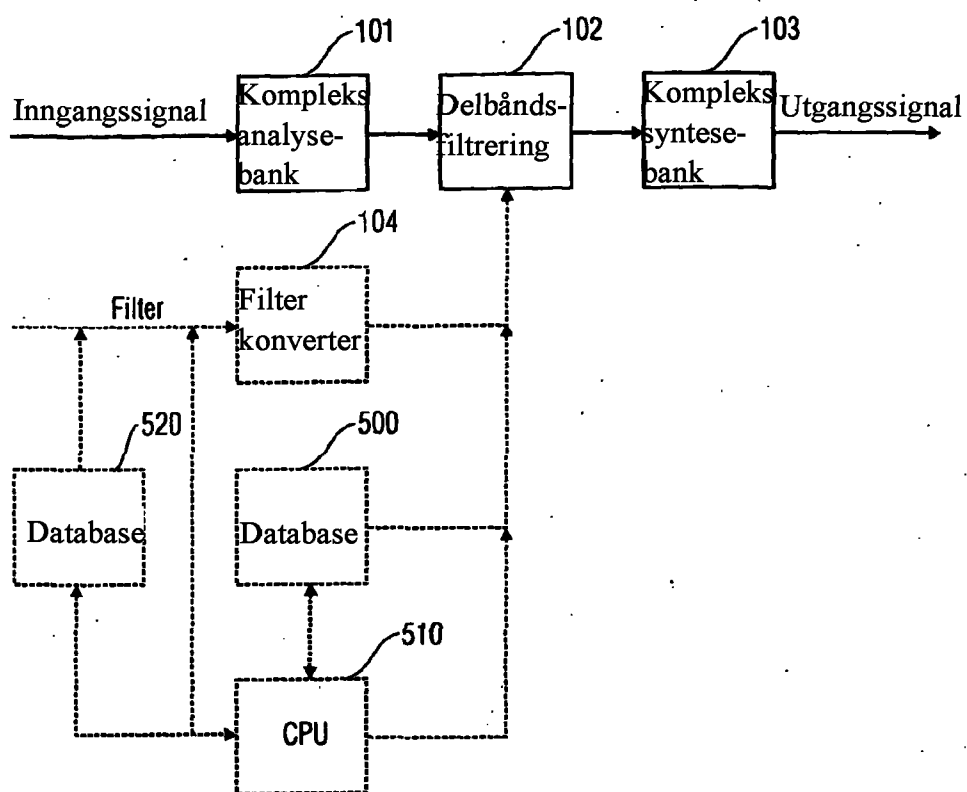


FIG 10

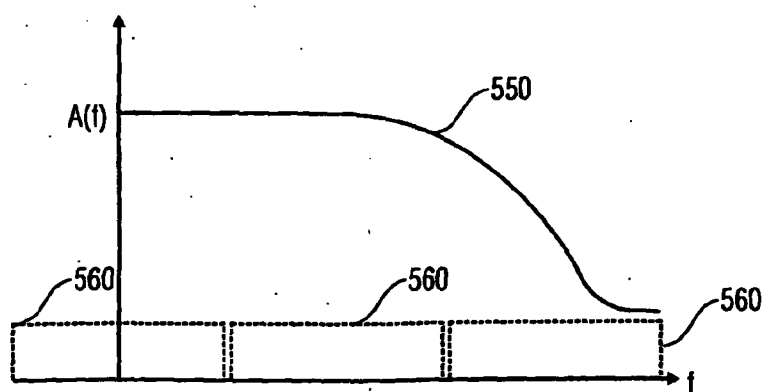


FIG 11

