



(12) **PATENT**

(19) NO

(11) **314609**

(13) B1

(51) Int Cl⁷

H 04 R 25/00

Patentstyret

(21) Søknadsnr	19995009	(86) Int. inng. dag og søknadsnummer	1998.04.16, PCT/CA98/00329
(22) Inng. dag	1999.10.14	(85) Videreføringsdag	1999.10.14
(24) Løpedag	1998.04.16	(30) Prioritet	1997.04.16, US, 41977
(41) Alm. tilgj.	1999.12.10		1997.04.16, US, 41990
(45) Meddelt dato	2003.04.14		
(71) Patenthaver	DSPFactory Ltd, 80 King Street South, Suite 206, Waterloo, ON N2J 1P5, CA		
(72) Oppfinner	Robert Brennan, Kitchener, ON N2L 5M3, CA		
	Anthony Todd Schneider, Waterloo, ON N2L 5M3, CA		
(74) Fullmektig	Zacco Norway AS, 0106 Oslo		

(54) Benevnelse **Filterbatteristruktur og fremgangsmåte for å filtrere og separere et informasjonssignal i forskjellige bånd, spesielt for audiosignaler i høreapparater**

(56) Anførte publikasjoner Ingen

(57) Sammendrag

Det er angitt en filterbatterioppbygning som innebærer et fleksibelt kompromiss mellom konfliktende formål med hensyn til behandlingsforsinkelse, filterskarphet, minnebruk og innbyrdes båndpåvirkning. Filterbatteriet har et justerbart antall bånd og en stakking som innebærer valgbar forskyvning av båndfrekvenser til en av to diskrete sett av midtfrekvenser. Bredden på båndene og således antall bånd velges i avhengighet av godtagbar forsinkelse, minnebruk og det påkrevde behandlingssted. Den valgbare stakking av båndene gir mulighet for det dobbelte antall potensielle båndkantplasseringer, hvilket er fordelaktig for tilpasning til forskjellige slags hørselstap, spesielt ved lave frekvenser. De samme filterkoeffisienter kan anvendes for analyse og syntese, for der ved å redusere bruk av minne.

Foreliggende oppfinnelse gjelder en filterbatteristruktur og fremgangsmåte for filtrering og oppdeling av et informasjonssignal i flere bånd, særlig for slik filtrering og separering av audiosignaler i høreapparater. Denne oppfinnelse gjelder nærmere
5 bestemt en slik teknikk utført ved bruk av digital signalbehandling i høreapparater. Oppfinnelse gjelder videre, nærmere bestemt, fremgangsmåte og arkitektur for et digitalt filterbatteri for anvendelse i høreapparater.

Hørselstap har vanligvis sammenheng med tap av hørselsfølsomhet som er en funksjon
10 av frekvensen. Den mest vanlige type for følsomhetstap er det tilfellet hvor tapet er en tiltagende funksjon av hørefrekvensen. Følsomheten er vanligvis også en funksjon av talenivået. Kraftige lyder bør således forsterkes i mindre grad enn svake lyder. Det har lenge vært kjent at et høreapparat bør behandle de forskjellige frekvenskomponenter i tale på forskjellig måte for å gjøre dem forståelige for en person med svekket hørsel.

15 Kjente analoge høreapparater bruker forholdsvis enkle metoder for å forandre sin frekvensutforming og sitt dynamiske områdekompresjon for å motvirke tapet i hørselsfølsomhet med hensyn til frekvens og lydnivå. Svensk patent nr. 462 885 B omtaler et programmerbart høreapparat med programmerbart filterbatteri. Filterbatteriet
20 er et digitalt styrt «dobbel-firen»-filter. Ved å variere de programmerbare filterparametre kan dette digitale filterbatteris respons være lavpass, høypass, båndpass eller båndstopp. Midtfrekvenser, filtertype og filterrekkefølge kan alle være omprogrammerbare parametre. Dette filterbatteri utgjør et enkelt kanalfilter og deler ikke opp inngangssignalet i flere frekvensbånd. Det angitte utstyr i svensk patent nr.
25 462 885 B har derfor begrenset behandlingsfleksibilitet.

Oppbygning av digitale høreapparater omfatter tallrike kompromisser mellom behandlingskapasitet, fleksibilitet, effektforbruk og størrelse. Nedsettelse av både brikkestørrelse og effektforbruk til et minimum er viktige oppbygningshensyn å ta for
30 integrerte kretser som skal anvendes i høreapparater. Fullt programmerbare utførelser av digitale høreapparater (hvilke vil si slike apparater som anvender en programvarestyrt digital signalprosessor) gir den beste tilpassbarhet. Ved den nåværende teknologi vil imidlertid en fullt programmerbar digital signalprosessor (DSP) brikke eller kjerne ha et relativt stort effektforbruk. En anvendelsesspesifisert prosessor (vanligvis
35 opprettet ved bruk av anvendelsesspesialiserte integrerte kretser eller ASIC) vil forbruke mindre effekt og kreve mindre brikkeplass enn en full-programmerbar DSP-kjerne for generelle formål og med tilsvarende signalbehandlingsevne, men vil være mindre

fleksibel og tilpassbar. For eksempel US patent nr. 4.852.175 til Kates angir signalbehandlingsutstyr for høreapparater hvori den absolutte støymengde i hver av flere ikke-overlappende frekvensbånd bli anslått. En programmerbar flerfasert signalprosessor utfører alle filtrerings- og behandlingstrinn i apparatet, innbefattet analyse, syntese, 5 støyvurdering og forsterkningsregulering.

Digitale høreapparater arbeider vanligvis med meget lave driftsspenninger (1 volt). Hvis kretser for digitale høreapparater fremstilles ved bruk av vanlig høyterskel (0,6 volt eller større) halvleder-teknologi, vil de ikke være i stand til å arbeide ved høye klokke- 10 hastigheter (> 1 MHz) på grunn av den lille forskjell mellom driftsspenningen og terskelspenningen. Selv om en DSP-kjerne er i stand til å utføre en instruksjon pr. klokkeperiode, vil dette begrense beregningshastigheten til mindre enn 1 million instruksjoner pr. sekund (1 MIPS). Dette er ikke tilstrekkelig høy beregningstakt til å kunne iverksette omfattende behandlingsopplegg, slik som tilpasset støyreduksjon eller 15 flerbånds bred dynamisk områdekompresjon med 16 eller flere bånd. Da ASIC-utførelser er i stand til å overvinne sekvensfunksjonen for en typisk DSP-kjerne og gjør det mulig å foreta beregninger parallelt, kan de gi bedre beregningskapasitet, hvilket vil si høyere beregningstakt, og kan da anvendes for å iverksette beregningsmessig intensive behandlingsstrategier.

20 En hovedulempe ved digitale høreapparater som er bygget opp ved bruk av ASIC er at de er fullstendig dedisert eller «fastkoblede» og mangler den tilpassbarhet som er påkrevet for slike finjusteringer i behandlingsoppleggene som vil finne sted over tid etter hvert som kunnskapene om hørselstap øker. I motsetning til dette kan digitale høreapparater 25 som anvender programmerbare DSP-kjerner omprogrammeres for å iverksette et stort omfang av forskjellige behandlingsstrategier.

Den grunnleggende behandlingsstrategi som anvendes i det store flertall av høreapparater utnytter frekvensspesifisert forsterkning for å kompensere for 30 hørselstapet. Tilpassbare behandlingsopplegg, slik som kompresjon og støyreduksjon utvider dette grunnleggende behandlingsopplegg ved justering av den frekvensspesifikke forsterkning i samsvar med forandringer i inngangssignalforholdene.

Digitale teknikker gir langt større muligheter for slik signalbehandling som vil kunne 35 hjelpe personer med hørselssvekkelse. Oppfinnerne av foreliggende oppfinnelse har erkjent at digitale filterbatterier frembyr en fleksibel ramme for å kunne dele opp inngangssignalet i et antall uavhengige frekvensbånd, med henblikk på separat eller

kombinert signalbehandling. Dette muliggjør større behandlingsfleksibilitet, da båndene kan behandles uavhengig av hverandre for derved å kunne kompensere mer nøyaktig for hørselstap.

- 5 Foreliggende oppfinnelse er videre basert på den erkjennelse at vesentlige fordeler kan oppnås hvis de gode sider ved en full-programmerbar DSP-kjerne kombineres med dediserte maskinvare-tilganger, slik som en ASIC. Nærmere bestemt foreslår foreliggende oppfinnelse utnyttelse av den fastlagte del av behandlingsstrategien i en dedisert ASIC ved bruk av en programmerbar DSP-kjerne eller annen form for
- 10 mikroregulator for å regulere parameterne i det faste behandlingsopplegg. Denne kombinerte utførelse gir forbedret fleksibilitet og behandlingskapasitet, mens det fremdeles oppnås lavt effektforbruk og lite brikke-omfang. Spesielt er det erkjent at signalbehandlingen i et digitalt filterbatteri for hørselsapparater finner sted i to forskjellige behandlingstakter. Høyhastighetsbehandling som behandler
- 15 inngangsstikkprøver i prøvebehandlingstakten anvendes for å dele opp det innkommende signal i flere frekvensbånd. Parameterne i behandlingsstrategien (f.eks. filterbatteriets kanalforsterkninger) blir vanligvis justert i en meget langsommere takt (av størrelsesorden millisekunder) som reaksjon på forandringer i inngangssignalforholdene. Foreliggende oppfinnelse utnytter en dedisert ASIC for å
- 20 iverksette høyhastighets-behandlingen og en programmerbar digital signalprosessor for behandlingen ved lavere hastighet, for derved å oppnå en balanse mellom de motstridende fordringer med hensyn til fleksibilitet, behandlingskapasitet, størrelse og effektforbruk. De dediserte maskinvareressurser ved ASIC kan optimaliseres for å utføre analysen og syntese-filtreringstrinnet i samsvar med foreliggende oppfinnelse.

25

- Ved den foreliggende oppfinnelse tilveiebringes et filterbatteri for filtrering av et informasjonssignal, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av det vedfølgende patentkrav 1, et apparat for bruk som digital hørselshjelp, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av det vedfølgende patentkrav 18, og en fremgangsmåte for å behandle et
- 30 informasjonssignal, kjennetegnet ved de trekk som fremgår av det vedfølgende patentkrav 28.

Ytterligere trekk ved oppfinnelsens filterbatteri fremgår av de vedfølgende uselvstendige patentkravene 2 til og med 17.

35

Ytterligere fordelaktige trekk ved oppfinnelsens apparat for bruk som digital hørselshjelp fremgår av de trekk som er angitt i de vedfølgende uselvstendige patentkravene 19 til og med 27.

- 5 Ytterligere fordelaktige trekk ved oppfinnelsens fremgangsmåte for å behandle et informasjonssignal fremgår av de vedfølgende uselvstendige patentkravene 29 til og med 40.

I henhold til foreliggende oppfinnelse er det således opprettet et filterbatteri for filtrering
 10 av et informasjonssignal, idet filterbatteriet har en oppbygning som omfatter en filteranordning som fastlegger en filter-båndbredde, idet nevnte filteranordning filtrerer nevnte audiosignal og deler opp audiosignalet i flere frekvensbånd-signaler som hver representerer en av flere jevnt fordelte frekvensbånd innenfor nevnte filters båndbredde, hvor nevnte frekvensbånd er stakket på jevn eller odde måte, og frekvensbåndene ligger
 15 inntil hverandre, overlappes eller er adskilt fra hverandre, idet nevnte frekvensbånd-signaler er gjenstand for nedsatt punktprøvingstakt med en desimeringsfaktor, hvor filteranordningen omfatter en valginngang som gjør det mulig å velge minst en av følgende størrelser: (i) antallet frekvensbåndsignaler, (ii) båndvidden av nevnte frekvensbånd, (iii) om nevnte frekvensbånd er stakket på jevn eller odde måte, (iv) om
 20 nevnte frekvensbånd ligger inntil hverandre, overlappes eller er adskilt fra hverandre, og (v) desimeringsfaktoren for nedsatt punktprøvingstakt av nevnte frekvensbåndsignaler.

Det bør forstås at skjønt det er angitt at antall frekvensbånd og deres båndbredde vanligvis vil være parametre som kan justeres ved valginngangen, så er dette ikke alltid
 25 tilfellet. Mer generelt kan filterbatteriet konfigureres slik at det blir mulig å gjøre en eller flere av det digitale filterbatteris vanlige parametre justerbare, og disse parametre kan da omfatte antall bånd, bredden av hvert bånd, om båndene ligger kant i kant mot hverandre, overlapper hverandre eller ligger i avstand fra hverandre, koeffisienter for både analyse- og syntesevinduer, om det foreligger noen sammenheng mellom analyse-
 30 og syntesevinduerne, jevn eller odde staking av båndene, samt graden av overstikkprøving over den kritiske prøvetakingstakt. Detaljer ved disse parametre er angitt nedenfor.

Valginngangen klargjør fortrinnsvis minst ett av det foreliggende antall frekvensbånd,
 35 samt klargjør om nevnte frekvensbånd skal stakkes på jevn eller odde måte, idet antall frekvensbånd er lik N, og filteranordningen omfatter (a) en første analysefilterbatteri-innretning for å dele opp nevnte signal i et antall N separate frekvensbåndsignaler, (b)

- behandlingsutstyr for å motta og behandle hver av nevnte adskilte frekvensbåndsignaler for å frembringe N separat behandlede frekvensbåndsignaler, og (c) en andre, syntesefilterbatteriinnretning for å motta og på nytt kombinere de N separate behandlede frekvensbåndsignaler til et enkelt utgangssignal, hvor både den første,
- 5 analysefilterbatteriinnretning og den andre, syntesefilterbankinnretning er forbundet med valginngangen for å gjøre det mulig å velge antall bånd og båndbredden for hvert frekvensbånd, idet behandlingsutstyret er koblet mellom den første, analysefilterbankinnretning og den andre, syntesefilterbankinnretning.
- 10 I et annet aspekt av foreliggende oppfinnelse omfatter filterbatteriet en dedisert, anvendelsesspesifisert integrert krets (ASIC), hvor nevnte ASIC omfatter det første analysefilterbatteri og det andre syntesefilterbatteri, samt en programmerbar digital signalprosessor for å regulere antall frekvensbånd og båndbredden for hvert slikt bånd, idet nevnte digitale signalprosessor er utstyrt med valginngangen.
- 15 Filterbanken kan være innrettet for å motta et enkelt monoauralt informasjonssignal, hvor nevnte omformingsutstyr genererer ikke-negative frekvensbåndsignaler og negative frekvensbåndsignaler, idet nevnte negative frekvensbåndsignaler kan utledes fra de ikke-negative frekvensbånd-signaler, og nevnte behandlingsutstyr bare behandler de ikke-
- 20 negative frekvensbåndsignaler. Alternativt er den innrettet for å filtrere et audiosignal som omfatter et første og et andre reelt monoauralt informasjonssignal, som kombineres til et sammensatt stereosignal, og hvor nevnte omformerutstyr genererer N kombinerte frekvensbåndsignaler, og hvor nevnte behandlingsutstyr omfatter: (a) kanal-separeringsutstyr for å dele opp de N kombinerte frekvensbåndsignaler i N
- 25 frekvensbåndsignaler som tilsvarer nevnte første informasjonssignal samt de N frekvensbåndsignaler som tilsvarer nevnte andre informasjonssignal, idet hver av nevnte N frekvensbåndsignaler omfatter ikke-negative og negative frekvensbåndsignaler, (b) en første uavhengig kanalbehandlingsinnretning som er koblet til kanalsepareringsutstyret for å motta og behandle hver av de adskilte frekvensbåndsignaler for nevnte første
- 30 informasjonssignal for derved å frembringe et første sett av N adskilte behandlede frekvensbåndsignaler, (c) en andre uavhengig kanalbehandlingsinnretning som er koblet til kanalsepareringsutstyret for å motta og behandle hver av nevnte separate frekvensbåndsignaler for nevnte andre informasjonssignal for derved å frembringe et andre sett av N adskilte og behandlede frekvensbåndsignaler, og (d) kanalkombinasjons-
- 35 utstyr for å kombinere nevnte første sett av N behandlede og adskilte frekvensbåndsignaler samt nevnte andre sett av N behandlede og adskilte frekvensbåndsignaler.

I samsvar med et annet aspekt av foreliggende oppfinnelse er det frembrakt et apparat for bruk i et digitalt høreapparat, idet apparatet omfatter: en dedisert, anvendelsesspesifikk integrert krets, som omfatter analysefilterutstyr for å dele opp et signal i flere forskjellige frekvensbåndsignaler innenfor forskjellige frekvensbånd, og syntesefilterutstyr for å rekombinere frekvensbåndsignalene til å danne et utgangssignal, en programmerbar digital signalprosessor, samt multipliseringsutstyr koblet til den programmerbare digitale signalprosessor samt til den anvendelsesspesifikke integrerte krets, hvor multiplikasjonsutstyret multipliserer hver bånd med en ønsket forsterkning, og hvor forsterkningen for hvert bånd styres av den programmerbare digitale signalprosessor.

I samsvar med et ytterligere aspekt av foreliggende oppfinnelse er det frembrakt en fremgangsmåte for behandling av et informasjonssignal for selektivt å modifisere forskjellige frekvensbånd, idet metoden omfatter følgende prosessstrinn: (1) fastleggelse av en filterfrekvens-båndvidde som skal analyseres, (2) oppdeling av filterbåndbredden i flere jevnt fordelte bånd, idet nevnte frekvensbånd er stakket på jevn eller odde måte og nevnte frekvensbånd ligger kant i kant med hverandre, overlapper hverandre eller adskilt fra hverandre, (3) filtrering av informasjonssignalet for å dele opp signaler i flere frekvensbånd-signaler, som hver representerer ett av nevnte jevnt fordelte filterbånd, idet nevnte frekvensbåndsignaler gjøres til gjenstand for nedsatt punktp prøvingstakt ved en desimeringsfaktor, (4) behandling av frekvensbåndsignalene, (5) rekombinering av signalene i de enkelte bånd til å danne et utgangssignal, og (6) opprettelse av en inngang for å muliggjøre valg av minst en av følgende størrelser: (i) antall frekvensbåndsignaler, (ii) båndbredden av nevnte frekvensbånd, (iii) om nevnte frekvensbånd skal være stakket på jevn eller odde måte, (iv) om nevnte frekvensbånd ligger kant i kant, overlapper hverandre eller ligger i avstand fra hverandre, og (v) desimeringsfaktor for nedsatt utvalgsprøving av nevnte frekvensbåndsignaler. Fortrinnsvis omfatter trinn (4) innstilling av en forsterkning for hvert frekvensbånd samt multiplisering av hvert frekvensbåndsignal med vedkommende innstilte forsterkning. Fremgangsmåten omfatter også fortrinnsvis følgende: (a) i trinn (3) oppdeles nevnte signal i N separate frekvensbåndsignaler, (b) i trinn (4) behandles hvert av nevnte separate frekvensbåndsignaler på en slik måte at det frembringes N adskilte, behandlede frekvensbåndsignaler, (c) i trinn (5) kombineres de N separate og behandlede frekvensbåndsignaler på nytt til å danne utgangssignalet, og (d) det velges enten antall frekvensbånd eller om nevnte frekvensbånd er stakket på jevn eller odde måte.

I en utførelse omfatter fremgangsmåten overføring av informasjonssignalet inn i frekvens-omenet, opprettelse av N adskilte frekvensbåndsignaler i frekvens-omenet, samt utførelse av en invers transformasjon av de N separate, behandlede frekvensbåndsignaler inn i utgangssignalet i tids-omenet.

5

I en variant av oppfinnelsen blir signalet filtrert til å frembringe flere jevnt stakkede bånd, slik som beskrevet i Crochier, R E. og Rabiner, L.R., *Multirate Digital Signal Processing*, (Prentice-Hall, 1988), som herved tas inn som referanse. Alternativt kan signalet filtreres til å frembringe flere odde-stakkede bånd. Dette har den fordel at båndkanten plassering kan velges, og den teknikk gir det dobbelte antall potensielle båndkanter. Båndkantene kan velges i avhengighet av de spesielle egenskaper ved en persons hørselssvikt. Ved en ytterligere utførelsesvariant av oppfinnelsen kan andre parametre på et digitalt filterbatteri gjøres justerbare enten hver for seg eller i kombinasjon.

15

For en bedre forståelse av foreliggende oppfinnelse og for klarere å vise hvorledes den kan bringes til utførelse, vil det nå som eksempel bli henvist til de vedføyde tegninger, som viser en foretrukket utførelse av foreliggende oppfinnelse, og hvorpå:

20 Figur 1 viser skjematisk et blokkskjema for en ASIC-databaneprosessor og en programmerbar DSP-enhet i samsvar den foreliggende oppfinnelse,

Figurene 2a og 2b viser skjematisk stakkingsarrangementer for jevne og odde ensartede filterbatterier,

25

Figurene 2c og 2d viser simulerte stakkingsarrangementer for jevne og odde ensartede filterbatterier og angir typiske filter-karakteristikker,

Figurene 3 og 3a viser detaljer ved filterbatteri-analysestrukturen for monoaural
30 behandling og stereobehandling, og

Figur 4 viser detaljer ved filterbatteriets syntesestruktur.

På tegningene er det vist at apparatet i henhold til foreliggende oppfinnelse har en
35 mikrofon 10, en første inngang som er forbundet med en for-forsterker 12, som i sin tur er forbundet med en analog/digital (A/D)-omformer 14. På kjent måte gjør dette det mulig for et akustisk signal, f.eks. et audiobånd-signal, å mottas av mikrofonen, samt bli

for-forsterket og omformet til en digital uttrykksform i A/D-omformeren 14. En sekundær inngang 11 (som også kan omfatte en mikrofon) kan også være koblet til en for-forsterker 13, som i sin tur er forbundet med en analog/digital (A/D)-omformer 15. Skjønt figur 1 viser et audio-inngangssignal eller flere slike signaler, er foreliggende oppfinnelsesgjenstand ikke begrenset til bruk ved slike signaler og kan motta andre informasjonssignaler, slik som et seismologisk signal, på sin inngangsside. I forbindelse med foreliggende oppfinnelse beskriver uttrykket monoaurale utførelser som behandler en digital strøm, mens uttrykket stereo angir utførelser som behandler to digitale strømmer. Teoretisk, og i samsvar med Nyquists prøveuttak-teori, og forutsatt at det på et signal tas utvalgsprøver i en takt som er minst det dobbelte av inngangssignalets båndbredde, vil det foreligge tilstrekkelig informasjonsinnhold til å rekonstruere signalet. Denne minste punktpøvingstakt som er påkrevet for rekonstruksjon, er vanligvis omtalt som Nyquist-takten.

Utgangen fra A/D-omformeren 14 (og i det tilfellet det foreligger en sekundær inngang, også utgangene fra A/D-omformeren 15) er koblet til en anvendelsesspesifikk, integrert krets (ASIC) 16 for et filterbatteri, slik som vist i figur 1, eller alternativt direkte til en programmerbar DSP enhet 18 over en synkron serieport. Ytterligere A/D-omformere (ikke vist) kan være anordnet for å tillate digital behandling av flere separate inngangssignaler. Ytterligere inngangssignaler kan blandes sammen i det analoge domenet før digitalisering ved hjelp av disse A/D-omformere. Blanding kan også utføres i det digitale domenet ved bruk av den programmerbare DSP for signalbehandling i et monoauralt filterbatteri. Utgangen fra filterbatteriet ASIC 16 er forbundet med en digital/analog (D/A)-omformer 20. Denne omformer 20 er i sin tur forbundet gjennom en effektførsterker 22 til en høreapparat-mottager 24. Det filtrerte signal blir således på kjent måte omformert tilbake til et analogt signal, forsterket og tilført mottageren 24.

Utgangen fra A/D-omformeren 14, og eventuelt andre A/D-omformere som foreligger, kan i stedet for å være koblet til ASIC 16 som vist, være tilsluttet til den programmerbare DSP 18 over en synkron serieport. På lignende måte kan D/A-omformeren 20 på utgangssiden alternativt være forbundet med den programmerbare DSP 18.

Innenfor filterbatteriet ASIC 16 kan det være et analysefilterbatteri 26 som spalter eller deler opp den digitale uttrykksform for inngangssignalet eller -signalene i flere separate sammensatte bånd 1-N. Som vist i figur 1, multipliseres hvert av disse bånd med en

ønsket forsterker i en tilordnet multiplikator 28. Når det gjelder monoaural behandling, så vil de negative frekvensbånd være komplekse konjugerte versjoner av de positive frekvensbånd. Som en følge av dette, vil de negative frekvensbånd være implisitt kjent og behøver da ikke å behandles. Utgangene fra multiplikatorene 28 er da forbundet med inngangene for et syntese-filterbatteri 30 hvori disse utganger kombineres på nytt for å danne et fullstendig digitalt uttrykk for signalet.

Ved stereobehandling gjelder ikke den kompleks-konjugerte symmetriegenskap. I dette tilfellet er de N utgangsbåndene entydige og representerer frekvensinnhold i to reelle signaler. Som angitt nedenfor og vist i figur 3, må båndutgangene først behandles for å skille innholdet i de to signaler fra hverandre i to signaler i frekvensdomenet før forsterker-multiplikasjonstrinnet utføres. De to frekvensseparerte signaler er kompleks-konjugert symmetriske og har samme redundanseegenskaper som beskrevet tidligere for monoaural behandling. Multiplikatorutstyret 28 må derfor utføre to sett forsterknings-multiplikasjoner for den ikke-redundante (dvs. positiv frekvens) del av hvert signal. Etter multiplikasjonen blir signalene kombinert til et monoauralt signal, og videre behandling er identisk med det monoaurale tilfellet.

For å redusere data og behandlingsfordringer, blir båndutgangene fra analyse-filterbatteriet 26 gjenstand for nedsatt punktprøving eller desimert. Teoretisk er det mulig å beholde signalinformasjonsinnholdet med en desimeringsfaktor så høy som N , tilsvarende den kritiske punktprøving i Nyquist-takt. Dette skriver seg fra det forhold at båndbredden av de N enkelte båndutganger for analyse-filterbatteriet 26 er redusert med en faktor på N i forhold til inngangssignalet. Det ble imidlertid funnet at maksimal desimering, skjønt en lettet beregningsbehovene, skapte alvorlig aliaseringsforvrengning, i det tilfellet forsterkningene for inntilliggende bånd var meget forskjellige. Da en slik forvrengning forårsaker ikke godtagbar nedbrytning av inngangssignalet, ble det anvendt en mindre grad av desimering. I en foretrukket utførelse blir båndutgangene overpunkt-prøvet med en faktor på OS ganger den teoretisk minste punktprøvingstakt. Faktoren OS representerer et kompromiss eller avveining, idet større verdier gir mindre forvrengning på bekostning av større beregningsmengder (og således større effektforbruk). Faktoren OS gjøres fortrinnsvis til en parameter som kan programmeres av DSP.

For å redusere beregningsomfanget anvendes en tidsfoldingsstruktur som vist i det transformasjonsbaserte filterbatteri i figur 3 og som beskrevet mer detaljert nedenfor. Ved å påføre en vindusfunksjon, som også omtales som en lavpassfilter-prototyp, på

innkomningssignalet, blir det resulterende signal brutt ned i segmenter, stakket og addert sammen til et nytt signal. Dette signal er reelt for monoaurale anvendelser samt kompleks for stereo-anvendelser. Utgangen fra analyse-filterbatteriet er den (jevne eller odde) direkte Fourier-transformasjon (DFT) av dette segmentsignal. (DFT iverksettes normalt med en rask Fourier-transformasjonsalgoritme). For stereoanvendelse må det anvendes en kompleks DFT, mens det for monoaurale anvendelser kan anvendes en reell inngangs-DFT for øket effektivitet. Som det vil være kjent for fagkyndige på området, er den odde DFT en utvidelse av den like eller regulære DFT, slik som beskrevet i Bellanger, M., *Digital Processing of Signals*, (John Wiley and Sons, 1984), som herved tas inn her som referanse. I den foretrukne utførelse omfatter således foreliggende oppfinnelsesgjenstand et transformasjonsbasert filterbatteri hvori påvirkningen fra DFT er som en modulator eller gjentager av frekvensresponsen for lavpassfilterprototypen (hvilket vil si vindusfunksjonen), slik at den faktiske Fourier-transformasjon av vindussignalet i tids-domenet eller flere slike signaler fører til en rekke jevnt fordelte frekvensbånd som utgjør utgang fra analyse-filterbatteriet. Tidsfoldings-strukturen i henhold til foreliggende oppfinnelse tillater videre at antallet frekvensbånd og deres båndbredde gjøres programmerbare. Ved å gjøre dette reduserer tidsfoldings-strukturen omfanget av DFT fra vindusstørrelse til segmentstørrelse, samt reduserer kompleksiteten når det ønskede antall filterbånd er mindre enn vindusstørrelsen. Denne teknikk er vist generelt for et filterbatteri av vindusstørrelse L og DFT-størrelse N i figur 3. Totalt er det her N fullstendige frekvensbånd som omfatter både ikke-negative og negative frekvensbånd, representert ved N frekvensbåndsignaler. For monoaurale anvendelser kan disse bånd (hvilket vil si båndsignalene) behandles direkte. Ved stereo-anvendelse blir frekvensinnholdet i de to inngangssignalstrømmer først adskilt, slik som vist i figur 3a. Som tidligere angitt, er i det monoaurale tilfellet de negative frekvensbånd overflødige da de kan nøyaktig utledes fra de positive frekvensbånd (da disse bånd er kompleks konjugerte versjoner av hverandre). Som det vil være åpenbart for fagkyndige på området, kan da alternativt de positive frekvensbånd, hvilket vil si de positive frekvensbåndsignaler, utledes fra de ikke-positive frekvensbånd, hvilket vil si de ikke-positive frekvensbåndsignaler. Effektivt foreligger det derfor $N/2$ ikke-negative komplekse frekvensbånd med en normalisert bredde $2\pi/N$ for odde stakking, mens det foreligger $N/2 - 1$ ikke-negative komplekse frekvensbånd av bredde $2\pi/N$ samt 2 ikke-negative reelle frekvensbånd av bredde π/N for jevn stakking. Dette er anskueliggjort i figur 2a for $N = 8$.

Som vist i figur 2a, er utgangen for hver filterbatteri-kanal båndbegrenset til $2\pi/N$, og hver båndutgang kan desimeres med faktoren R (hvilket vil si at dens punktprøvingstakt

er redusert ved bare å beholde hver R-te punktprøve) uten noe teoretisk tap av gjengivelseskvalitet hvis $R \leq N$. Som nevnt tidligere, er det ikke mulig å desimere dette filterbatteri maksimalt (hvilket vil si å ha punktprøvingsavstander R på inngangssiden lik DFT-størrelsen N), og samtidig oppnå brukbare resultater når kraftig håndtering av frekvensinnholdet er påkrevet, slik som i høreapparater. Desimeringsfaktoren, som er N for kritisk punktprøving, vil da følgelig være nedsatt med en faktor på OS. Dette oppnås ved å forskyve inngangspunktprøvene med $R = N/OS$ i stedet for med N. Dette er fordelaktig for å redusere gruppeforsinkelsen, da behandlingsventetiden (hvilket vil si den forsinkelse som frembringes ved FIFO-forskyvningen) er redusert med faktoren OS.

Denne økning i bånd-punktprøvingstakten letter aliasing-fordringene på analysefilteret. Videre blir spektralavbildningene skjøvet ytterligere fra hverandre, hvilket reduserer fordringene til avbildningsavvisning på syntesefilteret. Ved å senke fordringene til disse filtre ytterligere, reduseres forsinkelse (da disse filtre da kan være enklere, hvilket vil si av lavere orden). Skjønt maksimal over-punktprøving, hvilket vil si $OS = N$, gir grunnlag for optimal rekonstruksjon av inngangssignalet eller flere sådanne signaler, resulterer dette vanligvis i en beregningsbelastning som ikke kan godtas.

I figur 3 er det vist at analyse-filterbatteriet 26 med overlapptillegg omfatter en inngang 50 for R punktprøver. På kjent måte vil den nøyaktige størrelse eller ordlengde av hver punktprøve avhengig av den påkrevde nøyaktighet, enten det er en fastpunkt- eller flytendepunktutførelse, etc. Inngangen 50 er forbundet med en multiplikasjonsenhet 52 som også har en inngang forbundet med en sirkulær $\pm$ -sekvensinngang 54 med en lengde på $2 \cdot OS$ punktprøver. Denne sirkulære sekvensinngang 54, som kan genereres ved hjelp av et skiftregister, har en rekke innganger for odde stakking av filterbåndene samt innganger for jevn stakking av filterbåndene.

Ved den jevne filterbatteri-struktur blir i multiplikasjonsenheten 52 hver blokk av R inngangspunktprøver multiplisert med +1, slik at de forblir uforandret. For den jevne DFT, som har basis-funksjoner som ender med det samme tegn (hvilket vil si at de er kontinuerlige) er ingen modulasjon påkrevet for å oppnå kontinuerlige basisfunksjoner.

For den odde filterbatteristruktur blir de første OS-blokker av R inngangspunktprøver multiplisert med +1 og de neste OS-blokker med -1. De påfølgende OS-blokker med +1, etc. Da den odde DFT har basisfunksjoner som ender med motsatt fortegn (hvilket vil si at de ikke er kontinuerlige), tjener denne modulasjon til å frembringe kontinuerlige basisfunksjoner.

Utgangen fra multiplikasjonsenheten 52 er forbundet med en første buffer 56 som inneholder L punktprøver, og er angitt ved $X(1:L)$. Disse punktprøver er oppdelt i enkeltstående segmenter 57, som hver inneholder R punktprøver. Bufferen 56 er dimensjonert slik at L -punktprøvene utgjør en ønsket vinduslengde. Jo større

5 vinduslengden L er, jo mer selektivt vil hver kanal bli på bekostning av ytterligere forsinkelse. Bufferen 56 er koblet til en andre multipliseringsenhet 58, sammen med en vindusfunksjon 60 som er betegnet med $W(1:L)$. Modulasjonsegenskapene for den raske Fourier-transformasjonsprosedyre skaper et fullstendig jevnt fordelt filterbatteri ved å gjenta frekvensresponsen for vindusfunksjonen (også henvist til som lavpassfilter-

10 prototypen) med likt fordelte frekvensintervaller. Det er nødvendig å opprette denne vindusfunksjon på korrekt måte for å frembringe en ønsket passbånd- og stoppbånd-respons for filterbåndet og derved redusere hørbar aliaseringsforvrengning.

Vindusfunksjonen (som er en lavpassfilter-prototyp) tilfredsstiller ideelt fordringene for

15 et godt M -bånd filter, hvilket vil si et godt lavpassfilter som har nullpunkter for hvert intervall av N punktprøver. Andre vindusfunksjoner kan også anvendes. Se Vaidyanathan, P.P. «Multirate Digital Filters, Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications: A Tutorial», Proc. IEEE, bind 78, nr. 1, s. 56 - 93 (januar 1990), som herved tas inn her ved denne referanse. Det vil erkjennes av fagkyndige på området at

20 dette filter kan utformes som en vindusdannende sinusfunksjon eller ved å bruke egenfiltre (se Vaidyanathan, P.P., og Nguyen, T.Q., «Eigenfilters: A New approach to least-squares FIR filter design and applications including Nyquist filters», *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, bind 40, nr. 4 (desember 1994), s. 11 - 23). Vindusfunksjonskoeffisienter er generert av den programmerbare DSP eller generert og lagret i ikke-

25 flyktig minne. Et generelt vindu er typisk lagret i ikke-flyktig minne, men for de parametriske vindusklasser som er basert på sinusfunksjonen, behøver ikke vindusfunksjonen å lagres da den kan beregnes ved igangsetting av utstyret ved bruk av bare noen få parametre.

30 Utgangen fra den andre multipliseringsenhet 58 er forbundet med en andre utgangsbuffer 62. Denne utgangsbuffer 62 har atter de samme L punktprøver, som er anordnet i segmenter 64. Segmentene inneholder her N punktprøver. I en typisk utførelse kan L være lik 32 og antallet kanaler er 16 (for en odde DFT/odde stakking) eller 17 for en jevn (DFT/jevn stakking - på grunn av de to halvbånd). For tilstrekkelig

35 selektivitet med båndaliaserings-reduksjon større enn 55 dB, kan en vinduslengde L på 256 punktprøver anvendes (vinduslengden L er innsnevret til å være et multiplum av N , og i en foretrukket utførelse også et multiplum av 2^N for å oppnå forenklede

beregningsforhold), mens over-punktprøvningsfaktoren OS bør være 2 eller større. Hvis for eksempel OS er lik 2, vil dette føre til R lik 16 (hvilket vil si N/OS). Som nevnt tidligere for monoaurale anvendelser, er punktprøvene reelle, mens punktprøvene er komplekse ved stereo-anvendelser.

5

Segmentene er adskilt og som angitt nedenfor bufferen 62, blir de enkelte segmenter lagt til hverandre for å frembringe tidsfoldingen med tidsaliaseringsprosessen, og derved redusere antallet nødvendige beregninger ved behandling av inngangssignalet eller -signalene. Detaljene ved tidsfoldingsstrinnet er beskrevet i Crochiere, R.E. og Rabiner, L.R., *Multirate Digital Signal Processing, supra*. Ideelt fører ikke tidsfoldingsstrinnet til noe som helst informasjonstap, og i praktiske utførelser kan ethvert resulterende tap gjøres ubetydelig. Addisjonen utføres og addisjonsresultatet tilføres den sirkulære skiftsekvenser 66, som fortrinnsvis utgjøres av et sirkulært skiftregister, slik som vist i figur 3. Dette skiftregister 66 inneholder N punktprøver og forskyver prøvene med R punktprøver (hvor $R = N/OS$) av gangen.

15

Det tidsaliaserte, stakkede og summerte totalresultat utsettes så for en odde FFT eller en jevn FFT, alt etter behovet, av FFT-enheten 68 (som vist i figur 3 for monoaurale anvendelser) eller av FFT-enheten 68' (som vist i figur 3a for stereo-anvendelser) for å frembringe DFT. Den DFT som frembringes av 68 er en N-punkters transformering med reelle innganger (monoaural), og den DFT som frembringes av 68' er en N-punkters transformering med komplekse innganger (stereo). For monoaurale anvendelser blir de ikke-negative frekvenskomponenter av DFT-utgangen fra FFT-enheten 68, og et sett forsterkningsverdier $G(1:N/2)$ for odde stakking (eller $G(1:N/2 + 1)$ for jevn stakking) fra en multiplikator-resursenhet 70 forbundet med en multipliseringsenhet 72. Dette gir en utgang 74 på $U(1:N/2)$ for odde stakking (eller $U(1:N/2 + 1)$ for jevn stakking) som er kompleks, hvilket vil si med størrelse og fase, på kjent måte.

25

Som vist i figur 3a, må for stereo-anvendelser de to kanaler først, hvilket vil si før multipliseringstrinnet, bli separert i et stereokanal-separeringstrinn som er angitt ved 75. For nærmere forklaring betrakt det tilfellet hvor det foreligger to reelle signaler x_1 og x_2 i tids-omenet og som er blitt kombinert til et enkelt komplekssignal $x_1 + jx_2$, hvor x_1 og x_2 er punktprøvevektorer som har en lengde på N punktprøver i frekvens-omenet. Da filterbatteriets funksjon er lineær, er den resulterende utgang fra analysefilterbatteriet $X_1 + jX_2$, hvor X_1 og X_2 også har en lengde på N punktprøver. Frekvensinformasjon i de to kanaler X_1 og X_2 kan adskilles ved bruk av de

35

foreliggende symmetriforhold i N båndutgangene (hvilket vil si at det første kanalspektrum har et symmetrisk reelt parti og et anti-symmetrisk imaginært parti, mens den andre kanal har et anti-symmetrisk reelt parti og et symmetrisk imaginært parti). Som en følge av dette, er det bare velkjente prosesser som er nødvendige for å separere
 5 de to kanaler: se B.P. Flannery, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, *Numerical Recipes in C*, (Cambridge University Press; 1991), kapittel 12.

Etter separeringen blir de ikke-negative frekvenskomponenter i disse datastrømmer hver multiplisert med et separat sett av forsterkningsverdier fra multiplikator-ressursene
 10 henholdsvis 70A og 70B (multiplikator-ressursene 70A og 70B representerer typisk den adskilte behandling av venstre og høyre kanal, og inneholder hver $N/2$ verdier for odde stakking eller $N/2 + 1$ verdier for jevn stakking). Etter multipliseringstrinnene i 72A og 72B, blir de to kanaler kombinert i et kanalkombineringsstrinn angitt ved 78, og som frembringer en utgang 74 i det monoaurale tilfellet. Kombinasjonstrinnet 78 utfører
 15 ganske enkelt en summering punkt for punkt av de to strømmer i frekvens-domenet.

Sammenlignet med figur 1, er multipliseringsenheten 72 i figur 3 og 72A og 72B i figur 3a ekvivalente med de viste multipliseringsenheter 28 i figur 1.

20 Det skal nå henvises til figur 4, som viser det tilsvarende syntese-filterbatteri. Her er inngangen vist ved 80 for kompleks representasjon av signalet i frekvens-domenet, nemlig $U(1:N/2)$ for odde stakking eller $U(1:N/2 + 1)$ for jevn stakking). Dette omformes til tids-domenet ved en invers DFT, som atter er odde eller jevn, alt etter det som er påkrevet, og som iverksettes ved den inverse FFT (IFFT)-algoritmeenhet 82. På
 25 kjent måte frembringer IFFT-enheten 82 en reell utgangsverdi.

Tilsvarende den sirkulære skift-sekvenser 66, inneholder en sirkulær inngangs-skiftsekvenser 84, som kan omfatte et skiftregister, N punktprøver og forskyver disse punktprøver sirkulært i trinn som utgjør avtagende multipler av R punktprøver (hvor $R = N/OS$) av gangen. Denne forskyvning omgjør den forskyvning som er utført av 66.
 30

N -punktprøveutgangen for den sirkulære skift-sekvenser 84, $Z'(1:N)$, gjentas og sammenkjedes i den grad det er nødvendig for å danne en L_{DF} punktprøvesekvens i inngangsbufferen 86, hvor DF representerer syntese-vinducts desimeringsfaktor (bør
 35 ikke sammenblandes med analyse-filterbatteriets desimeringsfaktor R i tids-domenet). Som det vil bli omtalt nedenfor, er parameteren DF mindre eller lik OS når syntesevinducts funksjon er basert på en desimert versjon av analysefunksjonen, ellers

er DF lik 1. Dette gjentakelses- og sammenkjedningstrinn er den inverse prosess av det tidligere beskrevne aliaseringstrinn. Som vist i figur 4, er denne inngangsbuffer vist som $L/DF \cdot N$ -punktprøvesegmenter som er blitt periodisk strukket ut fra den sirkulære skift-sekvenser 84. Det er mulig for $L/DF \cdot N$ å være en ikke-heltallig brøk. For store desimeringsfaktorer, DF, for syntesevinduer, kan $L/DF \cdot N$ også være mindre enn 1 og i slike tilfeller blir inngangsbufferen 86 kortere enn N punktprøver og vil da bare omfatte det sentrale parti av $Z'(1:N)$.

Utgangen for bufferen 86 er koblet til en multipliseringsenhet 88. Denne multipliseringsenheten 88 har en annen inngang for et syntesevindu 89 som er angitt som $W(1:DF:L)$. Vinduet 89 som har en lengde på L/DF punktprøver fjerner uønskede spektralbilder. Analysevinduet har en avskjæringsfrekvens på π/N og syntesevinduet har en avskjæringsfrekvens $\pi/R = OS \cdot \pi/N$. Denne sistnevnte kan være basert på det desimerte analysevindu ved å sette $DF \leq OS$, hvis «droppet» (eller svekkingen) i analysefilteret ved dets avskjæringsfrekvens dividert med DF, hvilket vil si ved $\pi/N \cdot DF$, ikke er vesentlig, da dette representerer svekkingen i syntesevinduet ved π/N . I et slikt tilfelle genereres syntesevinduet funksjon ved desimering av analysevinduet koeffisienter med en faktor på $DF \leq OS$. Denne begrensning (nemlig ved at syntesevinduet er basert på analysevinduet) er å foretrekke for minne-begrensede anvendelser og kan med fordel fjernes, hvis tilstrekkelig minnekapasitet er tilgjengelig. Som tidligere angitt, tilsvarer L antall punktprøver som inneholdes i bufferen 56 i analyse-filterbatteriet (figur 3), mens DF representerer syntesevinduet desimeringsfaktor, hvor for DF lik 2, annenhver punktprøve blir slettet. På lignende måte som for analysevinduet funksjon, er syntesevinduet funksjon $W(1:DF:L)$ (denne betegnelse angir en vektor som er utledet fra en vektor W til start på indeks 1 og valg av hver DF-te punktprøve som ikke overstiger indeks L) ideelt et godt M-båndfilter, hvilket vil si et godt lavpassfilter som har nullpunkter i hvert intervall av N/DF -punktprøvene. Som ved analysevinduet, kan også andre vindusfunksjoner anvendes. Utgangen for multipliseringsenheten 88 er forbundet med en summeringsenhet 90. Denne summeringsenhet 90 har en utgangsenhet koblet til en utgangsbuffer 92. Bufferen 92 har en inngang ved sin ene ende for ytterligere punktprøver og en ytterligere punktprøve-inngang 94, slik at utgangsbufferen 92 gjør tjeneste som et skiftregister som forskyver R punktprøver hver gang en ny inngangsblokk mottas.

Utgangen for summeringsenheten 90 avgis til bufferen 92. Som angitt ved piler, blir innholdet i bufferen 92 periodisk forskjøvet mot venstre med R punktprøver. Dette oppnås ved å tilføre R nullverdier til høyre ende av bufferen 92, slik som vist. Etter

denne forskyvningen blir innholdet i bufferen 92 lagt til produktet av $W(1:DF:L)$ og den periodisk utvidede buffer 86. Resultatet lagres i bufferen 92 som inneholder L/DF punktprøver (eller tilsvarende $L/DF \cdot N$ N-punktprøvesegmenter). Som forklart tidligere, kan bufferen 92 være mindre enn en N-punktprøve i lengde for store syntesevindu-desimeringsfaktorer, DF.

Det må erkjennes at utgangen fra bufferen 92 ved dens venstre ende er et signal som faktisk er blitt addert $L/(DF \cdot R)$ ganger, slik at det omfatter partier av signaler som er addert sammen.

10

På grunn av at koeffisienter for vindusfunksjonen $W(1:L)$, lengden av vinduet L, og syntesevinduet desimeringsfaktor DF alle er programmerbare parametere (ved hjelp av DSP-enheten 18), så er det i henhold til foreliggende oppfinnelse muligheter for et valgbart antall kanaler, og et valgbart område av båndbredder. Som en ytterligere fordel, tillater det valgbare jevn/odde-stakkingstrekk båndet å forskyves samlet med en halv kanals båndbredde, uten øket forsinkelse. I henhold til foreliggende oppfinnelse er det således mulig å velge antall kanaler eller bånd, samt bredden av disse bånd.

R punktprøver av gangen tas fra bufferen 82 og sendes til en multipliseringsenhet 96. Som speilbilde av den sirkulære $\pm$ tegn-sekvenserinngang 54, er det en annen sirkulær $\pm$ tegn-sekvensinngang 98, som atter har en rekke multipliseringsfaktorer på +1 eller -1, alt ettersom det utføres en odde eller en jevn DFT. Dette trinn opphever nøyaktig det modulasjonstrinn som utføres i analysetrinnet.

Etter multiplikasjon i enheten 96 med de korrekte faktorer, foreligger det R punktprøver på utgangen 100, slik som angitt ved $Y(1:R)$. Disse punktprøver overføres til D/A omformer 20.

Denne resyntese-prosedyre i tillegg til genereringen av korrekt signal i båndet, frembringer uønskede spektralbilder, som når de over-punktprøves av OS, blir adskilt OS ganger lengre fra hverandre enn ved kritisk punktprøving. Syntesevinduet utfører den funksjon som går ut på å fjerne disse bilder på lignende måte som analysevinduet funksjon for å forhindre aliasing. Da disse vindusfunksjoner er beslektet, så vil det når det er liten lagringskapasitet, være fordelaktig å bruke et syntesevindu som er beslektet med analysevinduet for det formål å spare lagringskapasitet. Vanligvis kan rekonstruksjonsvinduet hensiktsmessig være syntesevinduet desimert med DF, nemlig syntesevinduet desimeringsfaktor.

35

Som angitt ved 32, er det opprettet forbindelser med en programmerbar DSP 18 for å tillate denne DSP å iverksette en bestemt behandlingsstrategi. Den programmerbare DSP 18 omfatter en prosessormodul 34 som omfatter et flyktig minne 36. Prosessoren 34 er i tillegg forbundet med et ikke-flyktig minne 38 som er utstyrt med en ladepumpe 40.

Som det vil bli angitt i detalj nedenfor, er det anordnet forskjellige kommunikasjonsporter, nemlig en 16 bit inngangs-/utgangsport 42, en synkron serieport 44 og et programmerende grensesnitt 46.

De frekvensbåndsignaler som mottas av DSP 18 representerer frekvensinnholdet i de forskjellige bånd og anvendes av den digitale signalprosessor 34 for å bestemme forsterkningsjusteringer, slik at en ønsket behandlingsstrategi kan iverksettes. Forsterkningene beregnes basert på frekvensbåndsignalenes særtrekk, og avgis derpå til multiplikatorene 28. Skjønt de enkelte multiplikatorer 28 er vist som allerede angitt, kan disse i praksis erstattes av en eller flere multiplikator-ressurser som deles av filterbatteri-båndene. Dette kan være fordelaktig da det reduserer den behandlingsmengde som kreves av DSP, nemlig ved å redusere forsterkningens oppdateringstakt, samt ved å tillate at ytterligere beregninger utføres av den mer effektive ASIC. På denne måte blir også minne-fordringene redusert og DSP-enheten kan forbli lengre tid i søvn-modus.

Prosessoren 34 kan være slik at den fastlegger når forsterkningsjusteringer er påkrevet. Når forsterkningsjusteringer ikke er påkrevet, kan hele den programmerbare DSP-enhet 18 omkobles til en laveffekts- eller ventemodus, for derved å redusere effektforbruket og således forlenge batteriets levetid.

I en annen utførelsesvariant av oppfinnelsen som ikke er vist, er multiplikatorene 28 utelatt fra ASIC. Utgangene fra analyse-filterbatteriet 26 vil da bli tilført til den digitale signalprosessor 34, som både vil kunne beregne de påkrevde forsterkninger og påføre dem på signalene for de forskjellige bånd. De således modifiserte båndsignaler vil så bli ført tilbake til ASIC samt derpå til syntese-filterbatteriet 30. Dette vil kunne oppnås ved hjelp av et delt minne-grensesnitt, slik det vil bli beskrevet nedenfor.

Kommunikasjonen mellom ASIC 16 og den programmerbare DSP 18 finner fortrinnsvis sted over et delt minne-grensesnitt. ASIC 16 og DSP 18 kan samtidig ha tilgang til

dette delte minne, med den eneste begrensning at begge innretninger ikke samtidig kan foreta innskrivning i samme minnested.

Både ASIC 16 og den programmerbare DSP 18 krever ikke-flyktig minne for lagring av
5 filterkoeffisienter, algoritme-parametre og programmer, slik som angitt ved 38. Minnet 38 kan enten være et elektrisk slettbart og programmerbart leselager (EEPROM) eller et hurtig-lager som det kan utleses fra eller innskrives i ved hjelp av prosessoren 34, etter behov. På grunn av at det er meget vanskelig å oppnå pålitelig drift for store batterier (f.eks. 8 kbyte) av EEPROM- eller hurtig-lagre ved lav tilførselsspenning (1 volt), er det
10 anordnet en ladningspumpe 40 for å øke tilførselsspenningen for det ikke-flyktige minnet til enhver tid det er nødvendig å lese ut fra eller skrive inn i dette ikke-flyktige minnet.

Det ikke-flyktige minnet 38 og dets tilordnede ladningspumpe 40 vil bare bli satt igang når hele apparatet eller høreutstyret «starter opp», og deretter vil det bli koblet ut
15 (nedsatt effekt) for å redusere effektforbruket.

Program- og parameterinformasjon overføres til digitalsignalprosessoren 34 over den dobbelttrettede programmeringsgrensesnitt-forbindelse 46 som forbinder den med et programmeringsgrensesnitt. Det vil således erkjennes at enten
20 programmeringsgrensesnittets forbindelse 46 eller audioforbindelsen gjennom mikrofonen 10 (og eventuelt en andre mikrofon for stereo-utførelse), for det syntetiske audiobåndsignal, utgjør en valginngang som gjør det mulig å velge antall frekvensbånd, bredden av hvert bånd, jevn eller odde stakking, samt andre parametre. Dette grensesnitt mottar programmer og parameter-informasjon fra en personlig datamaskin
25 eller dedisert programmerer over en dobbelttrettet trådforbindelse eller trådløs forbindelse. Når det er forbundet med et tråddoppsett programmeringsgrensesnitt, så vil effekt bli tilført det ikke-flyktige minnet over dette grensesnitt, og dette vil i ytterligere grad øke levetiden for høreapparatets batteri. Som angitt i detalj i en samtidig løpende søknad som er samtidig inngitt fra søkerne, kan et spesielt syntetisert audiobåndsignal
30 også brukes for å programmere høreapparatet med digitalt filterbatteri.

Den synkrone serieport 44 er påført DSP-enheten 18 på en slik måte at en ytterligere analog/digital-omformer kan inngå i behandlingsopplegg som krever to inngangskanaler (f.eks. stråleforming - stråleforming er en teknikk for hørselshjelp som gjør det mulig for
35 et høreapparat med minst to mikrofoner å fokusere på en bestemt lydkilde).

Den programmerbare DSP 34 gir også en tilpassbar fremgangsmåte for å tilslutte og utspørre bruker-regulator. En 16-bit bred parallell port er anordnet for tilkobling av brukerkontroller, slik som brytere, volumregulatorer (akselkodet type) samt for ytterligere utvidelse. Med disse tilganger under programvare-kontroll fra DSP-enheten

5 18 blir en tilpassbarhet mulig som ikke ville være tilgjengelig med en trådoppsettet ASIC-utførelse.

Det er vesentlig å sikre påliteligheten for hørelapparatets digitale filterbatteri under vanskelige driftsomgivelser. Feilkontroll eller feilsøking og korreksjon kan da anvendes

10 på data som er lagret i det ikke-flyktige minnet. Til enhver tid det er slått på, vil hørelapparatet også utføre en selvprøve på det flyktige minnet og undersøke signalbanen ved å påføre et digitalt inngangssignal og bekrefte at det forventede utgangssignal genereres. Endelig anvendes en vakthund-tidsenhet for å sikre utstyrets stabilitet. I en forut bestemt tidstakt genererer denne tidsenhet en avbrytelse hvor det må foretas

15 service-arbeide, eller også vil utstyret i sin helhet bli tilbakestilt. I det tilfellet utstyret må tilbakestilles, frembringer hørelapparatet med digitalt filterbatteri en hørbar anvisning for å varsle brukeren.

Et antall underbånds-kodede (dvs. digitalt komprimerte) audiosignaler kan lagres i det

20 ikke-flyktige minnet 38, samt overføres til det flyktige minnet (RAM) 36 for å tilbakespilles i sann tid for hørelapparatets bruker. Denne underbåndskoding kan være som beskrevet i kapitlene 11 og 12 i Jayant, N.S. og Noll, P., Digital Coding of Waveforms (Prentice-Hall; 1984) som tas inn her med denne referanse. Disse signaler anvendes for å frembringe en hørbar anvisning om hørelapparatets drift. Underbånds-

25 koding av audiosignaler reduserer den lagring (ikke-flyktig minne) som er nødvendig, og den gjør effektivt bruk av det eksisterende syntesefilterbatteri og programmerbare DSP, idet de anvendes som underbånds signaldekoder.

I samsvar med foreliggende oppfinnelse består den digitale behandlingskrets således av

30 et analysefilterbatteri som deler opp det digitale uttrykk for inngangssignalet i tids-domenet i flere frekvensbånd, utstyr for å kommunisere denne informasjon til og fra en programmerbar DSP, samt et syntesefilterbatteri som på nytt kombinerer båndet for å generere et digitalt utgangssignal i tids-domenet.

35 Et digitalt hørelapparat, eller faktisk et hvilket som helst hørelapparat, vil ha ujevne frekvensbånd som gir høy oppløsning i frekvens bare når dette er påkrevet. Dette vil nedsette antall bånd til et minimum, samtidig som det muliggjør modifisering av

forsterkning eller andre parametre bare når det er påkrevet innenfor frekvensspekteret. Den mest effektive opprettelse av flerkansfilteret, hvor utførelsen er basert på kjente transformasjoner, slik som Fourier-transformasjon, har imidlertid jevn fordeling. Dette skriver seg naturlig fra det forhold at jevn punktprøvning i tid avbildes som jevn
 5 fordeling i frekvens. Foreliggende oppfinnelse innebærer således en flerkans filterutførelse med jevn fordeling.

De antall bånd, hvilket vil si graden av frekvensoppløsning, som kreves av et høreapparat avhenger av dets anvendelse. For frekvensgang-justering ved lave
 10 frekvenser bør et digitalt høreapparat være i stand til justering i frekvenstrinn på 250 Hz. Denne finjustering gjør det mulig å nøyaktig innstille de lavfrekvente forsterkningsmål ved de audiometriske frekvenser (de standardfrekvenser hvorved hørselegenskapene blir målt).

15 Den punktprøvningstakt som her anvendes av digitale høreapparater har sammenheng med den ønskede utgangsbåndbredde. Da tale vanligvis har lite energiinnhold over 5 kHz og dekking av dette frekvensområdet hører til ytterst forståelig tale, ble det valgt en punktprøvningstakt på 16 kHz som tilsvarer en båndbredde på 8 kHz for å tillate en sikkerhetsmargin. Med en tilsvarende økning i effektforbruk, kan det imidlertid vise seg
 20 at en punktprøvningstakt på 24 kHz eller utover dette kan være ønskelig for å oppnå høyere gjengivelsespålitelighet. Den minste punktprøvningstakt som er påkrevet for å oppnå en ønsket utgangsbåndbredde bør velges for å nedsette effektforbruket til et minimum. Tilstrekkelig frekvensdekning og -oppløsning oppnås ved å bruke 16 bånd som hver har en bredde på 500 Hz. Dette krever i sin tur en 32-punkters diskret Fourier-
 25 transformasjon. Skjønt båndene har en bredde på 500 Hz i denne typiske utførelse, kan båndkantene justeres i fellesskap i trinn på 250 Hz. Dette oppnås ved bruk av DFT med jevn eller odde stakking.

Komprimeringsutstyr som gjør forsøk på å avbilde variasjoner i inngangssignalnivå til
 30 mindre variasjoner i utgangsnivå, utnytter typisk to eller flere bånd, slik at høynivålyder i ett bånd ikke reduserer forsterkningen i andre bånd og derved ødelegger oppfattelsen av tale. Det finner sted adskillig diskusjon angående antall bånd som bør opprettes for et ideelt kompresjonssystem, under den antagelse at det er mulig å oppnå et slikt perfekt og ideelt opplegg. For tiden synes det å være enighet om at to bånd er bedre enn ett,
 35 men at mindre enn to bånd ikke fører til forbedrede taleoppfattelsesterskler. Visse resultater og oppfatninger gir imidlertid tvil angående tidligere resultater og metoder som har vært anvendt for å evaluere flerkans kompresjonssystemer.

Med opplegg for å redusere støy er det imidlertid ønskelig å ha et stort antall bånd, slik at bare de deler av spekteret hvor det er støy kan dempes, uten at dette påvirker deler av spekteret som er uten støy. For å skille tale fra støy bør filterne ha liten båndbredde for å unngå å fjerne taleharmoniske. For den nevnte båndbredde på 8 kHz vil 128 bånd gi båndbredder på 62,5 Hz, hvilket vil være tilstrekkelig for å unngå dette problem.

Det foreligger mange mulige kompromisser mellom antall bånd, båndenes kvalitet, filterbatteri-forsinkelse og effektforbruk. Generelt fører økning av filterbatteribåndets antall eller kvalitet til øket forsinkelse og effektforbruk. For en fast forsinkelsesverdi er det omvendt sammenheng med antallet bånd og båndets kvalitet. På den ene side vil 128 kanaler være ønskelig for fleksibel sekvenstilpasning for produkter som kan tolerere en høyere forsinkelse. Dette større antall bånd er nødvendig for å oppnå de beste resultater med støyreduksjon og algoritmer får redusert tilbakekobling.

På den annen side vil 16 høykvalitetskanaler være mer egnet for ekstrem sekvensrespons-håndtering. Skjønt antallet bånd er redusert, kan innbyrdes påvirkning mellom båndene være meget lavere enn ved utførelsen med 128 kanaler. Dette trekk er nødvendig i utstyr som er utført for tilpasning til sterkt varierende hørseltap eller andre typer tap av hørsel hvor filterbatteri-forsterkningene varierer over et bredt dynamisk område i forhold til hverandre. I samsvar med foreliggende oppfinnelse danner filterbatteriene 28, 30 et antall bånd som utgjør en programmerbar parameter. Ut i fra omtalen ovenfor, ligger antallet bånd vanligvis innenfor området 16 - 128.

En ytterligere økning i lavfrekvensoppløsning (hvilket vil si flere kanaler) kan oppnås ved ytterligere behandling av utgangspunktprøver fra analysefilterbatteriet. Denne behandling frembringer ytterligere systemforsinkelser, da ytterligere punktprøver først må oppsamles før behandlingen. Denne teknikk kan være godtagbar ved lave frekvenser og for visse anvendelser.

For anvendelser som krever lav behandlingsforsinkelse og høye frekvenser, vil det omvendte av denne teknikk kunne brukes. Innledende behandling utføres da på færre bånd og senker derved behandlingsforsinkelsen samt øker båndbredden av de enkelte filterbånd. Påfølgende behandling blir vanligvis utført på lavere frekvensbånd for å øke frekvensoppløsningen på bekostning av lavfrekvensforsinkelse, hvilket innebærer at de lavere frekvensbånd blir ytterligere oppdelt for å gi smalere bånd og høyere oppløsning.

Vanligvis foreligger det to grunnleggende typer filterbatterier, nemlig med endelig pulsrespons (FIR) og uendelig pulsrespons (IIR). FIR-filterbatterier blir vanligvis foretrukket, fordi de oppviser bedre adferd ved fastpunkt-implementeringer, er lettere å utføre samt har konstant forsinkelse. Frekvensbåndene i et filterbatteri kan være ikke-overlappende, lett overlappende eller ha vesentlig overlapping. For hørselshjelp-anvendelser er svakt overlappende utførelser å foretrekke, da disse opprettholder all informasjon i frekvens-området, samtidig som de gir mindre innbyrdes påvirkning mellom tilstøtende bånd. Ideelt burde båndene være utført for å ligge nøyaktig kant i kant mot hverandre uten noen overlapping. Dette vil imidlertid kreve filtre av meget høy orden og med så stor forsinkelse at det ikke kan godtas, slik at det i praksis anvendes lavordens filtre (128 til 512 punkter) og som innebærer lett overlappende utførelser.

Som omtalt tidligere, er det opprettet jevn fordeling av båndene da de i dette tilfellet kan opprettes ved bruk av hurtige transformasjoner i frekvens-området, f.eks. enten en FFT-transformasjon eller en diskret cosinus-transformasjon, hvilket vil kreve mindre beregning enn utførelser i tids-området.

To typer kanalstakkingsarrangementer er kjent for uniforme filterbatterier, slik som vist i figur 2. For jevn stakking (figur 2a) er $n=0$ kanalen sentrert ved $\omega = 0$ og midtpunktene for båndene befinner seg ved normaliserte frekvenser $\omega_n = 2n\pi/N$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$.

For et odde stakkingsarrangement (figur 2b) er $n=0$ kanalen sentrert ved $\omega = \pi/N$ og båndfrekvensene befinner seg ved $\omega_n = 2n\pi/N + \pi/N$, $n = 0, 1, \dots, N - 1$. Disse jevne og odde stakkingsarrangementer er vist henholdsvis i figur 2a og 2b. For audiobehandlings-anvendelser foretrekkes vanligvis odde stakking fremfor jevn stakking, fordi den dekker hele inngangssignalets båndbredde mellom 0 frekvens og Nyquist-frekvensen i lik grad uten noen halvbånd. Frekvensbåndet (nullfrekvens til punktprøvningsstakten) i figurene 2a, 2b er vist normalisert for å dekke et spenn på 2π .

Muligheten for å velge enten jevn eller odde stakking er en betraktelig fordel, da den fordobler antallet anvendbare båndkanter. Båndkanten plassering kan da velges. Båndkantene kan velges i avhengighet av de særegne forhold med en persons hørselstap. I figur 2 er det ved en stiple linje vist et typisk inngangsspektrum for 0 til π (den normaliserte Nyquist-frekvens) og som er asymmetrisk omkring $f = \pi$ på grunn av at signalet punktprøves i en takt på 2π . Figurene 2c og 2d viser også odde og jevnt

stakkingsarrangement. De viser også faktisk eller karakteristisk frekvensgang for hvert filter.

Skjønt den foretrukne utførelse av oppfinnelsen er beskrevet, vil det forstås at mange
5 variasjoner er mulig innenfor oppfinnelsens ramme.

Visse typer hørseltap fører til bratt avgrensede tapspartier eller andre typer tap som vil variere betraktelig over frekvensspekteret, og som i sin tur vil kreve at filterbatteri-
forsterkningene varierer over et bredt dynamisk område i forhold til hverandre. I et slikt
10 tilfelle vil det være fordelaktig å opprette en viss annen frekvensavhengig forsterkning i et fast filter før inngangen til analyse-filterbatteriet 26. Dette kan danne et samarbeids-
arrangement, hvori det faste filter eller for-filteret gir en grov justering av frekvensgangen. Dette overlater da til analyse-filterbatteriet å frembringe en dynamisk
finjustering, og problemene med sterkt varierende forsterkninger i tilstøtende filterbånd
15 kan da unngås.

Filterbatteri-oppbygningen i henhold til foreliggende oppfinnelse oppretter således en naturlig struktur for generering av rene toner ved midtfrekvensen for hvert filterbånd.
Da disse toner treffer de fleste audiometriske frekvenser som anvendes for å måle
20 hørseltap, kan filterbatteriet programmeres for å avgi rene toner. Med disse rene toner kan høreapparatet anvendes direkte for å fastslå hørseltap, og derved erstatte det audiometer som vanligvis anvendes, hvilket vil gjøre hørselprøven mer nøyaktig og realistisk.

25 I tillegg til eller i stedet for det ovenfor nevnte for-filter, kan det være et ytterligere behov for frekvensregulering innenfor et bånd, hvilket alternativt kan karakteriseres som en oppdeling av et bånd i et antall underbånd. For å frembringe denne
filtreringsfleksibilitet, samt for å opprettholde best mulig signal/støyforhold, og for å bibeholde den enkle, jevnt fordelte båndstruktur som er omtalt ovenfor, kan et etterfilter
30 legges til etter syntese-filterbatteriet 30.

Det kan forekomme tilfeller som innebærer tilpasning til alvorlige hørseltap og som krever vesentlige grader av høyfrekvensforsterkning. I denne situasjon og hvis
forsterkningen frembringes i filterbatteriene, så kan hørselapparatet bli akustisk ustabilt.
35 Etter-filteret kan her gjøre tjeneste som et smalbåndsfiler for da bare å fjerne det smale bånd av svingningsfrekvenser, mens resten av filterbåndet etterlates urørt. Alternativt kan dette også oppnås i selve filterbatteriet.

P a t e n t k r a v

1.

Filterbatteri for filtrering av et informasjonssignal, idet filterbatteriet i sin oppbygning
 5 omfatter en filterinnretning som fastlegger en filterbåndbredde, hvor nevnte
 filterinnretning filtrerer nevnte audiosignal og deler opp dette audiosignal i flere
 frekvensbånd-signaler som hver representerer et av flere jevnt fordelte frekvensbånd
 innenfor nevnte filterbåndbredde, k a r a k t e r i s e r t v e d a t
 frekvensbåndene er stakket på jevn eller odde måte og nevnte frekvensbånd ligger kant i
 10 kant med hverandre, overlapper hverandre eller befinner seg i avstand fra hverandre,
 nevnte frekvensbåndsignaler er gjenstand for nedsatt punktp prøvningstakt med en
 desimeringsfaktor, og hvor filterinnretningen omfatter en valginngang som tillater
 valgmuligheter innenfor minst en av de følgende parametre:

- (i) antall frekvensbåndsignaler,
- 15 (ii) båndbredden av nevnte frekvensbånd,
- (iii) om nevnte frekvensbånd er stakket på jevn eller odde måte,
- (iv) om nevnte frekvensbånd ligger kant i kant med hverandre, overlapper hverandre
 eller befinner seg i avstand fra hverandre, og
- (v) desimeringsfaktoren for nedsatt punktp prøvningstakt for nevnte
 20 frekvensbåndsignaler.

2.

Filterbatteri som angitt i krav 1, og hvor valginngangen gjør det mulig å velge minst ett
 av det mulige antall frekvensbånd samt om frekvensbåndet skal være stakket på jevn
 25 eller odde måte, idet nevnte antall frekvensbånd settes lik N, og filterinnretningen
 omfatter:

- (a) en første analyse-filterbatteriinnretning for å dele opp nevnte signal i et antall N
 adskilte frekvensbånd-signaler;
- 30 (b) behandlingsutstyr for å motta og behandle hver av nevnte adskilte frekvensbånd-
 signaler for å frembringe N forskjellige behandlede frekvensbåndsignaler; og
- (c) en andre, syntese-filterbatteriinnretning for å motta og kombinere på nytt de N
 adskilte forskjellige frekvensbåndsignaler til et enkelt utgangssignal, hvor både
 den første, analysefilterbatteriinnretning og den andre, syntesefilterbatteri-
 35 innretning er forbundet med valginngangen, mens behandlingsutstyret er koblet
 mellom den første analysefilterbatteriinnretning og den andre syntesefilterbatteri-
 innretning.

3.

Filterbatteri som angitt i krav 2, og som omfatter en anvendelsesspesifikk integrert krets (ASIC) for dedisert anvendelse, idet nevnte ASIC omfatter det første analyse- og det
 5 andre syntese-filterbatteri, samt en programmerbar digital signalprosessor for å regulere antallet frekvensbånd og båndbredden på hvert slikt frekvensbånd, idet nevnte digitale signal-prosessor er utstyrt med valginngangen.

4.

10 Filterbatteri som angitt i krav 3, og hvor nevnte behandlingsutstyr omfatter en multiplikatorinnretning for å multiplisere hver av frekvensbåndsignalene med en innstillbar forsterkning for å frembringe de N adskilte og behandlede frekvensbåndsignaler.

15 5.

Filterbatteri som angitt i krav 4, og hvor den første analyse-filterbatteriinnretning omfatter transformeringsmidler for å transformere audiosignalet inn i frekvens-omenet, idet de N adskilte frekvensbåndsignaler foreligger i frekvens-omenet, og den andre syntese-filterbatteriinnretning omfatter midler for invers transformering for å
 20 transformere de N adskilte frekvensbåndsignaler tilbake til det eneste utgangssignal i tids-omenet.

6.

Filterbatteri som angitt i krav 5, og som er innrettet for å motta et enkelt reelt mono-auralt informasjonssignal, hvor nevnte transformeringsmidler genererer ikke-negative
 25 frekvensbåndsignaler og negative frekvensbåndsignaler, hvor nevnte negative frekvensbåndsignaler utledes fra de ikke-negative frekvensbåndsignaler, og nevnte behandlingsutstyr bare behandler nevnte ikke-negative frekvensbåndsignaler.

30 7.

Filterbatteri som angitt i krav 5, og hvor filterbatteriet er innrettet for å filtrere et audiosignal som omfatter et første og et andre reelt monoauralt informasjonssignal som kombineres til et komplett stereosignal, og hvor nevnte transformeringsmidler genererer N kombinerte frekvensbåndsignaler, og hvor nevnte behandlingsutstyr omfatter:

35

(a) midler for kanalseparering for å dele opp de N kombinerte frekvensbåndsignaler i de N frekvensbåndsignaler som tilsvarer nevnte første informasjonssignal og de

- N frekvensbåndssignaler som tilsvarer nevnte andre informasjonssignal, hvor hver av nevnte N frekvensbåndssignaler omfatter ikke-negative og negative frekvensbåndssignaler;
- (b) et første uavhengige kanalbehandlingsmiddel forbundet med
 5 kanalsepareringsmidlene for å motta og behandle hvert av nevnte adskilte frekvensbåndssignaler i nevnte første informasjonssignal for å frembringe et første sett av N adskilte og behandlede frekvensbåndssignaler,
 - (c) et andre uavhengig kanalbehandlingsmiddel som er forbundet med
 10 kanalsepareringsmidlene for å motta og behandle hvert av nevnte adskilte frekvensbåndssignaler i nevnte andre informasjonssignal for å frembringe et andre sett av N adskilte og behandlede frekvensbåndssignaler, og
 - (d) kanalkombinasjonsmidler som er koblet til de første og andre uavhengige kanalbehandlingsmidler for å kombinere nevnte første sett av N behandlede og adskilte frekvensbåndssignaler og nevnte andre sett av N behandlede og adskilte
 15 frekvensbåndssignaler.

8.

Filterbatteri som angitt i krav 7, og hvor nevnte første og andre uavhengige kanalbehandlingsmiddel her bare behandler de ikke-negative frekvensbåndssignaler i det
 20 tilsvarende informasjonssignal, idet de negative frekvensbåndssignaler kan utledes fra de ikke-negative frekvensbåndssignaler.

9.

Filterbatteri som angitt i krav 4, og hvor multiplikatorinnretningen omfatter en eller
 25 flere dediserte multiplikatorstilganger som inngår i den anvendelsesspesifikke integrerte krets.

10.

Filterbatteri som angitt i krav 4, og hvor multiplikatorinnretningen omfatter en
 30 multiplikatorstilgang frembrakt i den programmerbare digitale signalprosessor.

11.

Filterbatteri som angitt i krav 1, og som omfatter et delt minne-grensesnitt, for å danne grensesnitt med en programmerbar digital signalprosessor.

12.

Filterbatteri som angitt i krav 3, og hvor den første analyse-filterbatteriinnretning, behandlingsutstyret og den andre syntese-filterbatteriinnretning anvender digital signalbehandling, den første analyse-filterbatteriinnretning er innrettet for å motta på inngangssiden en digital punktprøve-strøm og den andre syntese-filterbatteriinnretning frembringer på utgangssiden en digital datastrøm som utgangssignal, hvor filterbatterikretsen omfatter en analog/digital omformerinnretning som er forbundet med nevnte første analyse-filterbatteri for å motta et opprinnelig analogt signal, samt for å omforme dette analoge signal til en inngående digital punktprøve-strøm ved en innledende inngangs-punktprøvningstakt og som utgjør nevnte informasjonssignal til analyse-filterbatteriet, samt en digital/analog-omformerinnretning forbundet med nevnte andre syntese-filterbatteri for å omforme den digitale datastrøm på utgangssiden til å danne en analog versjon av nevnte eneste utgangssignal.

13.

Filterbatteri som angitt i krav 12, og hvor den første analyse-filterbatteriinnretning omfatter:

- (a) en blokkeringsinnretning for å motta den innkommende digitale punktprøve-strøm og blokkere et første antall R , hvor $R \leq N$, av de digitale punktprøver for derved å frembringe en blokkert inngående digital punktprøvestrøm, hvor forholdet N/R tilsvarer en over-punktprøvningsfaktor,
- (b) en analyse-vindusinnretning for å påføre en analyse-vindusfunksjon på den inngående digitale punktprøvestrøm for derved å frembringe en vindusbestemt blokkert digital punktprøvestrøm, idet nevnte analysevindusfunksjon er fastlagt med et sett av analyse-vinduskoeffisienter,
- (c) tidsfoldingsutstyr for overlapping og tillegg av blokker av nevnte vindusbestemte blokkerte digitale punktprøvestrøm, hvor hver av nevnte blokker omfatter N digitale punktprøver, for å frembringe en summert blokk av N digitale punktprøver, og
- (d) en innretning for diskret transformasjon og for å motta nevnte summerte blokk av N digitale punktprøver og for å omforme signalet til et diskret signal i frekvens-omenet med N komponenter, hvor disse N komponenter tilsvarer de N frekvensbåndsignaler.

14.

Filterbatteri som angitt i krav 13, og hvor den andre syntesefilterbatteriinnretning omfatter:

- 5 (a) utstyr for diskret invers transformasjon og for å motta nevnte N behandlede frekvensbåndsignaler samt for å utføre en invers transformasjon for å danne en blokk på N digitale punktprøver,
- (b) utstyr for gjentakelse og kjededannelse med det formål å gjenta og kjededanne nevnte behandlede blokk på N digitale punktprøver for derved å opprette en
- 10 (c) en syntesevindusinnretning for å påføre en syntesevindusfunksjon på nevnte utvidede blokk på N digitale punktprøver for derved å opprette en vindusbestemt periodisk utvidet blokk på N digitale punktprøver, hvor nevnte syntesevindusfunksjon er fastlagt ved et sett av syntesevinduskoeffisienter, og
- 15 (d) en summeringsbufferinnretning for å motta nevnte vindusbestemte periodisk utvidede blokk på N digitale punktprøver, og for å addere nevnte vindusbestemte periodisk utvidede punktprøver til bufferens forskjøvede innhold hver gang en ny vindusbestemt periodisk utvidet punktprøve mottas, for derved å frembringe et behandlet informasjonssignal.

20

15.

Filterbatteri som angitt i krav 14, og hvor nevnte syntese-vindusfunksjon er basert på en desimert versjon av nevnte analysevindusfunksjon.

25 16.

Filterbatteri som angitt i krav 13 eller 14, og hvor den programmerbare digitale signalprosessor er i stand til å variere nevnte over-punktprøvningsfaktor og hvori denne over-punktprøvningsfaktor er minst lik 2.

30 17.

Filterbatteri som angitt i krav 13, 14 eller 15, og hvor den programmerbare digitale signalprosessor er i stand til å variere nevnte analyse-vinduskoeffisienter og nevnte syntesevinduskoeffisienter.

35 18.

Apparat for bruk som digital hørselshjelp, k a r a k t e r i s e r t v e d a t apparatet omfatter:

en dedisert anvendelsesspesifikk integrert krets som omfatter en analysefilterinnretning for å dele opp et signal i flere forskjellige frekvensbåndsignaler innenfor forskjellige frekvensbånd, samt en syntesefilterinnretning for på nytt å kombinere
5 frekvensbåndsignalene til et utgangssignal,

en programmerbar digital signalprosessor, og

en multipliseringsinnretning forbundet med den programmerbare digitale
10 signalprosessor og med den anvendelsesspesifikke integrerte krets, idet multipliseringsinnretningen multipliserer hvert bånd med en ønsket forsterkning, og hvor forsterkningen for hvert bånd styres av den programmerbare digitale signalprosessor.

15 19.

Apparat som angitt i krav 18, og hvor multipliseringsinnretningen er anordnet på den anvendelsesspesifikke integrerte krets.

20.

20 Apparat som angitt i krav 19, og hvor multipliseringsinnretningen omfatter en enkelt multiplikator som er delt mellom frekvensbåndene.

21.

Apparat som angitt i krav 18, og hvor multipliseringsinnretningen omfatter en
25 multiplikator-akkumulator, som omfatter et delt minnegrensesnitt mellom den anvendelsesspesifikke integrerte krets og den programmerbare digitale signalprosessor, for å opprette datatransmisjon mellom den anvendelsesspesifikke integrerte krets og den programmerbare digitale signalprosessor.

30 22.

Apparat som angitt i krav 18, og hvor den programmerbare digitale signalprosessor omfatter effektreguleringsutstyr, som muliggjør nedsatt effektilførsel til den programmerbare digitale signalprosessor mellom forsterkningsberegningene for derved å redusere effektforbruket.

35

23.

Apparat som angitt i krav 18, og hvor den programmerbare digitale signalprosessor omfatter en programmerbar prosessor som er utstyrt med flyktig minne for den programmerbare digitale signalprosessor, et ikke-flyktig minne og effektilførselsutstyr som sikrer pålitelig innskriving i og utlesning fra minnene.

24.

Apparat som angitt i krav 23, og hvor effektilførselsutstyret omfatter en ladningspumpe koblet til det ikke-flyktige minnet, og hvor effektilførselsutstyret omfatter midler for nedsatt effektilførsel til ladningspumpen og det ikke-flyktige minnet under programvare-styring, etter den innledende oppstartning av den programmerbare digitale signalprosessor og innlasting av program- og parameterdata i det flyktige minnet.

25.

Apparat som angitt i krav 23, og som omfatter underbånds-kodede audiosignaler som er lagret i det ikke-flyktige minnet, hvor disse audiosignaler kan dekodes av syntese-filterbatteriet og den programmerbare digitale signalprosessor for å avgi audiosignaler til en bruker.

26.

Apparat som angitt i et hvilket som helst av kravene 18, 21 eller 23, og som omfatter:

en første for-forsterker forbundet med en første inngang,

en andre for-forsterker koblet til en andre inngang, idet minst en av nevnte første og andre inngang omfatter en mikrofon,

en første analog/digital-omformer forbundet med den første for-forsterker,

en andre analog/digital-omformer forbundet med den andre for-forsterker, hvor hver av nevnte første og nevnte andre analog/digital-omformer er koblet til en synkron serieport på enten den programmerbare digitale signalprosessor eller den anvendelsesspesifikke integrerte krets,

en digital/analog-omformer forbundet med samme programmerbare digitale signalprosessor eller anvendelsesspesifikke integrerte krets som de nevnte analog/digital-omformere,

en effektforsterker forbundet med den digital/analog-omformer, og

en mottaker koblet til effektforsterkerens utgang.

5

27.

Apparat som angitt i krav 18, og hvor analysefilterinnretningen omfatter en første analyse-filterbatteriinnretning for å dele opp nevnte signal i N adskilte frekvensbåndsignaler, og syntesefilterinnretningen omfatter en andre syntese-
 10 filterbatteriinnretning for å motta og kombinere på nytt de N adskilte og behandlede frekvensbåndsignaler til et enkelt utgangssignal, og hvor apparatet omfatter en valginngang både koblet til den første analyse-filterbatteriinnretning og den andre syntese-filterbatteriinnretning, for å muliggjøre valg av antall bånd og båndvidde for hvert frekvensbånd.

15

28.

Fremgangsmåte for å behandle et informasjonssignal for selektivt å modifisere forskjellige frekvensbånd, k a r a k t e r i s e r t v e d a t fremgangsmåten omfatter følgende prosessstrinn:

20

- (1) bestemmelse av en filter-frekvensbåndvidde som skal analyseres,
- (2) oppdeling av filterbåndbredden i flere jevnt fordelte bånd, hvor nevnte frekvensbånd er stakket enten på jevn eller odde måte og nevnte frekvensbånd ligger kant-i-kant med hverandre, overlapper hverandre eller ligger i avstand fra
 25 hverandre,
- (3) filtrering av informasjonssignaler for å dele signalet opp i flere frekvensbåndsignaler, som hver representerer et av nevnte jevnt fordelte bånd, idet nevnte frekvensbåndsignaler gjøres til gjenstand for redusert punktprøvingstakt med en desimeringsfaktor,
- 30 (4) behandling av frekvensbåndsignalene,
- (5) rekombinering av de enkelte båndsignaler til å danne et utgangssignal, og
- (6) opprettelse av en inngang for å muliggjøre valg med hensyn til minst en av følgende parametre:
 - (i) antall frekvensbåndsignaler,
 - 35 (ii) båndvidden av nevnte frekvensbåndsignaler,
 - (iii) om nevnte frekvensbånd skal stakkes på jevn eller odde måte,

- (iv) om nevnte frekvensbånd skal ligge kant-i-kant, overlappe hverandre eller ligge i avstand fra hverandre, og
- (v) desimeringsfaktor for den nedsatte punktprøvingstakt for nevnte frekvensbåndsignaler.

5

29.

Fremgangsmåte som angitt i krav 28, og hvor trinn (4) omfatter innstilling av en forsterkning på hvert frekvensbånd, samt multiplisering av hvert frekvensbåndsignal med vedkommende innstilte forsterkning.

10

30.

Fremgangsmåte som angitt i krav 28, og hvor fremgangsmåten videre omfatter:

- (a) i trinn (3) oppdeling av nevnte signal i N forskjellige frekvensbåndsignaler,
- 15 (b) i trinn (4) behandling av hver av nevnte forskjellige frekvensbåndsignaler for å opprette N forskjellige behandlede frekvensbåndsignaler,
- (c) i trinn (5) kombinerings av de N forskjellige behandlede frekvensbåndsignaler på nytt for å danne utgangssignalet, og
- (d) valg av enten antall frekvensbånd eller om frekvensbåndet skal være stakket på
- 20 jevn eller oddet måte.

31.

Fremgangsmåte som angitt i krav 30, og som omfatter omforming av informasjonssignaler til frekvens-omenet, slik at det dannes N separate

25 frekvensbåndsignaler i frekvens-omenet, samt utførelse av en invers transformasjon av de N separate og behandlede frekvensbåndsignaler til et utgangssignal i tids-omenet.

32.

Fremgangsmåte som angitt i krav 31, og som omfatter generering av ikke-negative

30 frekvensbåndsignaler og negative frekvensbåndsignaler, idet de negative frekvensbåndsignaler kan utledes fra ikke-negative frekvensbåndsignaler, og behandling av bare nevnte ikke-negative frekvensbåndsignaler i trinn (4).

33.

35 Fremgangsmåte som angitt i krav 32, og som omfatter:

- (a) mottagelse av et informasjonssignal som omfatter første og andre reelle monoaurale informasjonssignaler kombinert til et kompleks stereosignal, og ved

omforming av informasjonssignalet til frekvens-domenet, generering av N kombinerte frekvensbåndsignaler,

- (b) oppdeling av de N kombinerte frekvensbåndsignaler i de N frekvensbåndsignaler som tilsvarer nevnte første informasjonssignal og de frekvensbåndsignaler som tilsvarer nevnte andre informasjonssignal, idet hvert sett av nevnte N frekvensbåndsignaler omfatter ikke-negative og negative frekvensbåndsignaler,
- (c) behandling av hvert av nevnte separate frekvensbåndsignaler i nevnte første informasjonssignal for å frembringe et første sett av N separate og behandlede frekvensbåndsignaler,
- (d) behandling av hvert av nevnte separate frekvensbåndsignaler i nevnte andre informasjonssignal for å frembringe et andre sett av N separate og behandlede frekvensbåndsignaler, og
- (e) kombinerings av nevnte første sett av N behandlede og separate frekvensbåndsignaler og nevnte andre sett av N behandlede og separate frekvensbåndsignaler.

34.

Fremgangsmåte som angitt i krav 33, og som for hvert av nevnte første og andre informasjonssignaler omfatter behandling av bare de ikke-negative frekvensbåndsignaler i det tilsvarende informasjonssignal.

35.

Fremgangsmåte som angitt i krav 31, og hvor fremgangsmåten utføres ved digital signalbehandling og fremgangsmåten omfatter:

føring av et opprinnelig analogt signal gjennom en analog/digital-omformerinnretning for å omforme det analoge signal til en inngående digital punktprøve-strøm med en innledende inngangs-punktprøvingstakt slik at nevnte informasjonssignal dannes, og hvor utgangssignalet etter invers transformering omfatter en digital utgangsdatastrøm, og utførelse av en digital/analog-omforming av den digitale utgangsdatastrøm til å danne en analog versjon av utgangssignalet.

36.

Fremgangsmåte som angitt i krav 35, og hvor det trinn som går ut på transformering av informasjonssignalet til frekvens-domenet omfatter:

- (a) blokkoppdeling av den inngående digitale punktprøvestrøm i blokker på R punktprøver, hvor $R \leq N$, for å frembringe en blokkoppdelt innkommende digital punktprøvestrøm, idet forholdet N/R tilsvarer en over-punktprøvingsfaktor,
- (b) påføring av en analyse-vindusfunksjon på den inngående digitale punktprøvestrøm for å opprette en vindusblokkoppdelt digital punktprøvestrøm, hvor nevnte analyse-vindusfunksjon defineres ved et sett av analyse-vinduskoeffisienter,
- (c) overlapping og tillegg av blokker på nevnte vindusblokkdelte digitale punktprøvestrøm, hvor hver av blokkene omfatter N digitale punktprøver, for å opprette en summert blokk på N digitale punktprøver, og
- 10 (d) omforming av signalet til et diskret signal i frekvens-domenet og med N komponenter, hvor de N komponenter tilsvarer de N frekvensbåndsignaler.

37.

15 Fremgangsmåte som angitt i krav 36, og hvor det trinn som går ut på å utføre en invers transformasjon av de N separate og behandlede frekvensbåndsignaler omfatter:

- (a) utførelse av en invers transformasjon for å danne en blokk på N digitale punktprøver,
- (b) gjentakelse og kjededannelse av nevnte behandlede blokk på N digitale punktprøver for å frembringe en periodisk utvidet blokk på N digitale punktprøver,
- 20 (c) påføring av en syntese-vindusfunksjon på nevnte utvidede blokk på N digitale punktprøver for å opprette en vindusbestemt periodisk utvidet blokk på N digitale punktprøver, hvor nevnte syntese-vindusfunksjon er definert ved et sett av syntesevinduskoeffisienter,
- 25 (d) tilførsel av nevnte vindusbestemte periodisk utvidede blokker på N punktprøver til en summeringsbuffer, og
- (e) hver gang en ny vindusbestemt periodisk utvidet punktprøve mottas, forskyvning av innholdet i summeringsbufferen med R punktprøver fra den ene ende av summeringsbufferen mot bufferens andre ende, slik at det opprettes nullområder for påfylling av de R tomme punktprøver ved den ene ende av bufferen, samt
- 30 føring av de forskjøvede R punktprøver ut av bufferens andre ende til en utgang for å frembringe et behandlet informasjonssignal.

35 38.

Fremgangsmåte som angitt i krav 37, og som omfatter dannelse av syntese-vindusfunksjonen ved desimring av analyse-vindusfunksjonen.

39.

Fremgangsmåte som angitt i krav 36 eller 37, og hvor over-punktprøvingsfaktoren kan varieres og minst er lik 2.

5

40.

Fremgangsmåte som angitt i krav 37, og hvor analyse-vinduskoeffisientene og syntese-vinduskoeffisientene kan varieres.

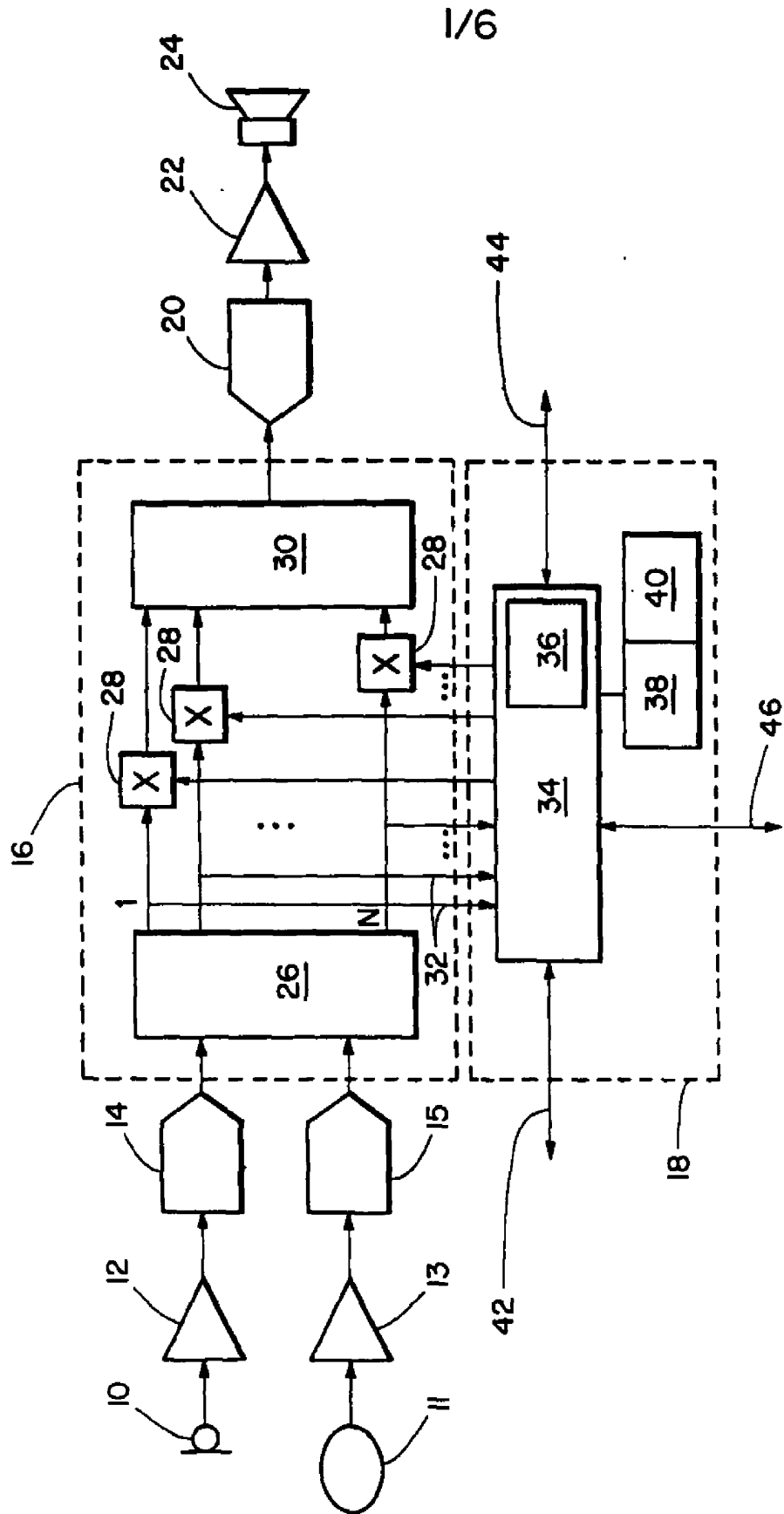
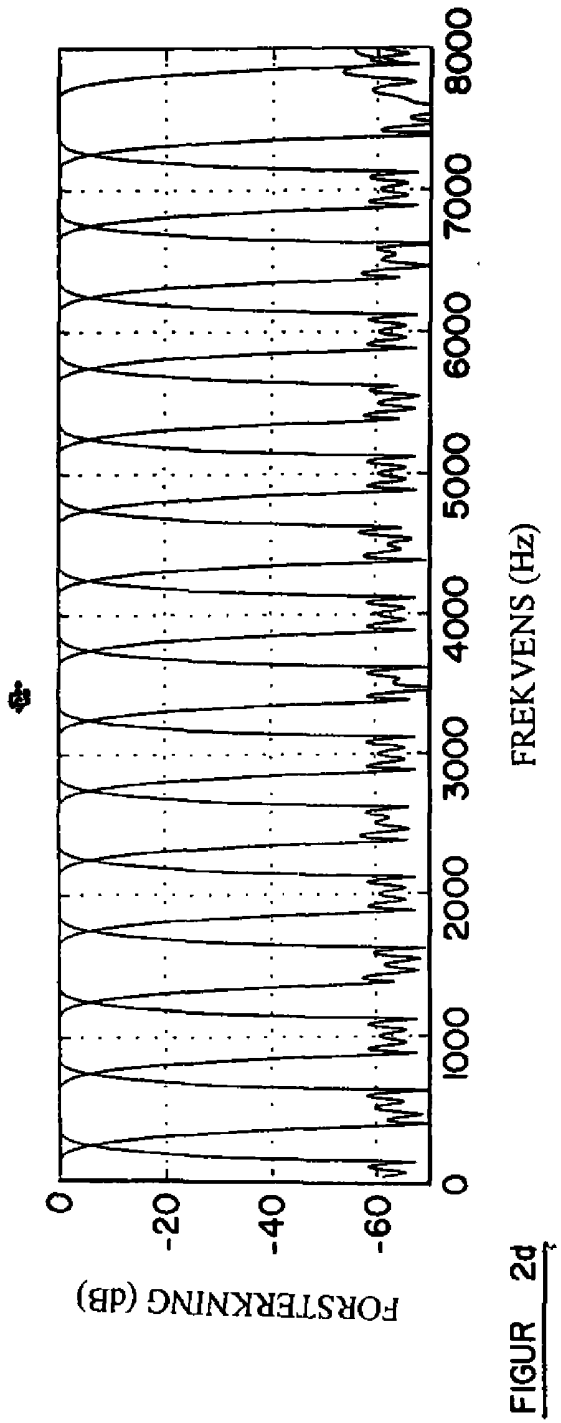
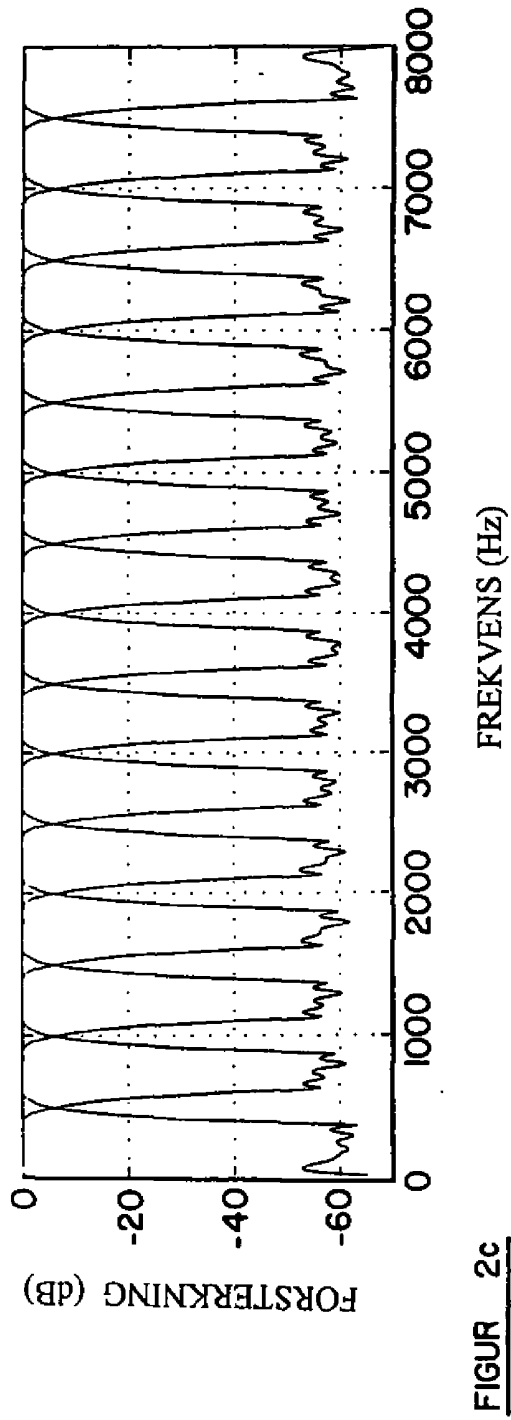
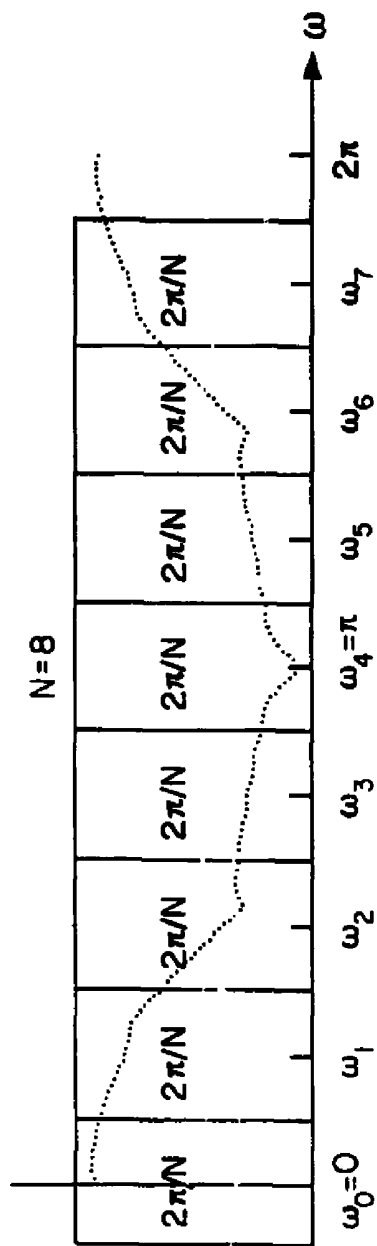
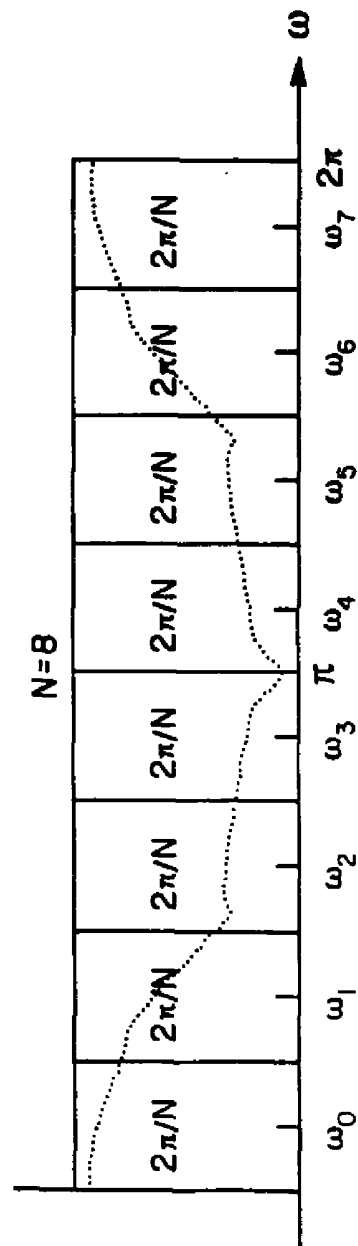


FIGURE 1





FIGUR 2a



FIGUR 2b

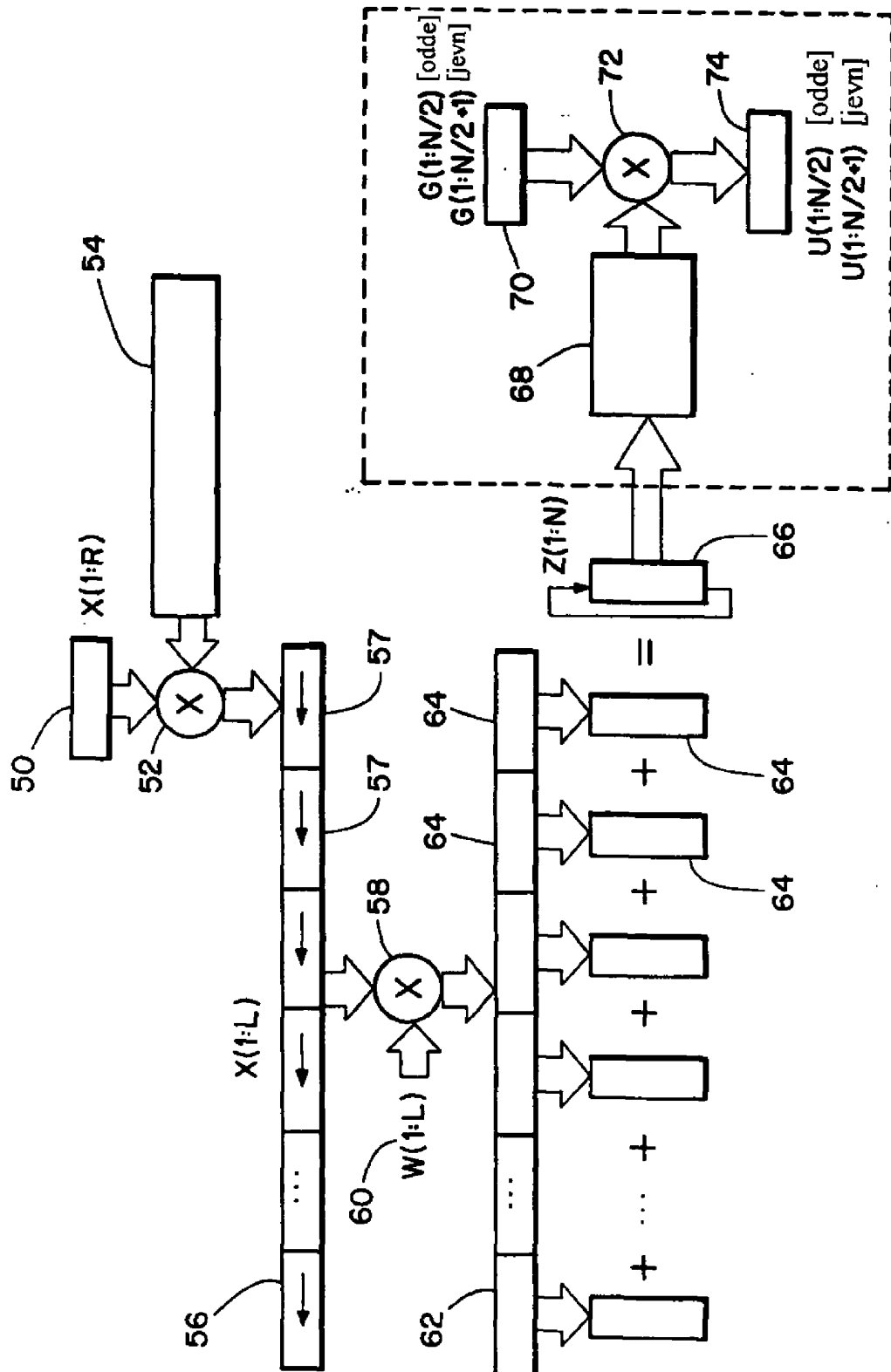


FIGURE 3

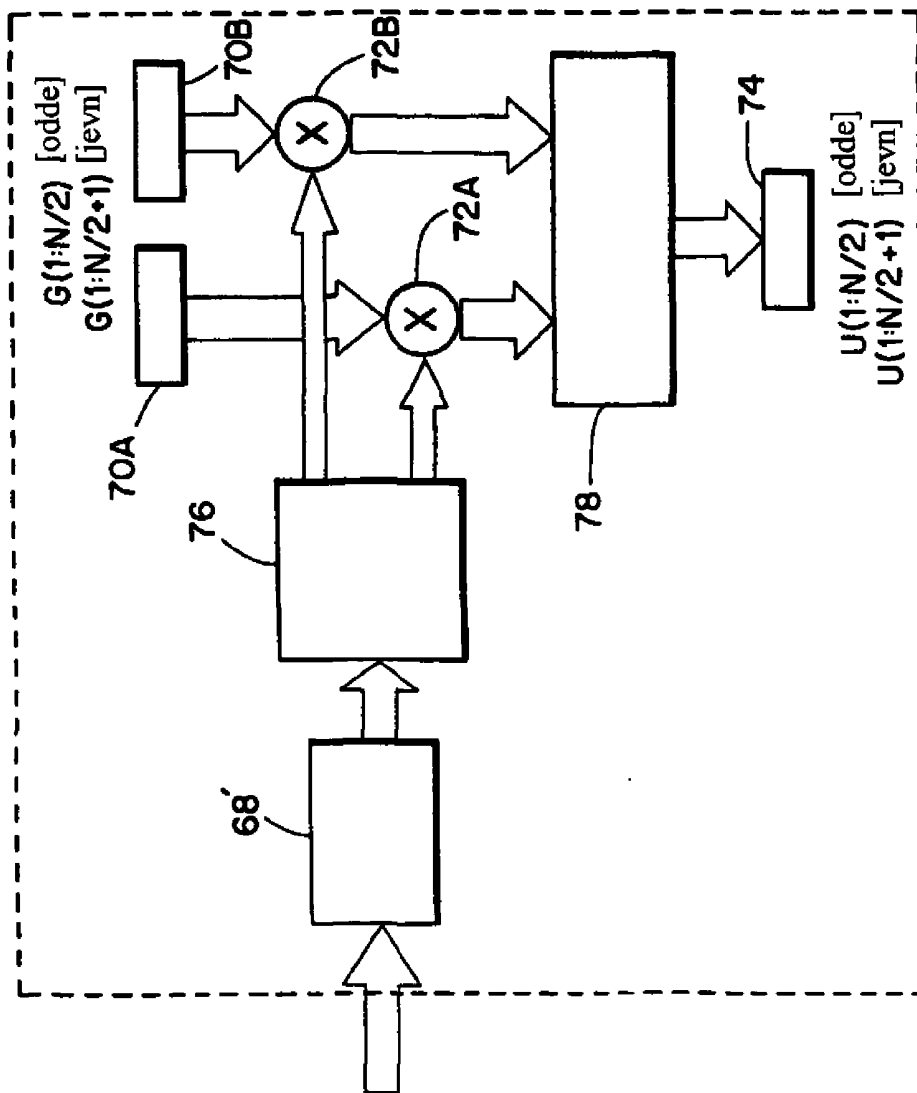


FIGURE 3a

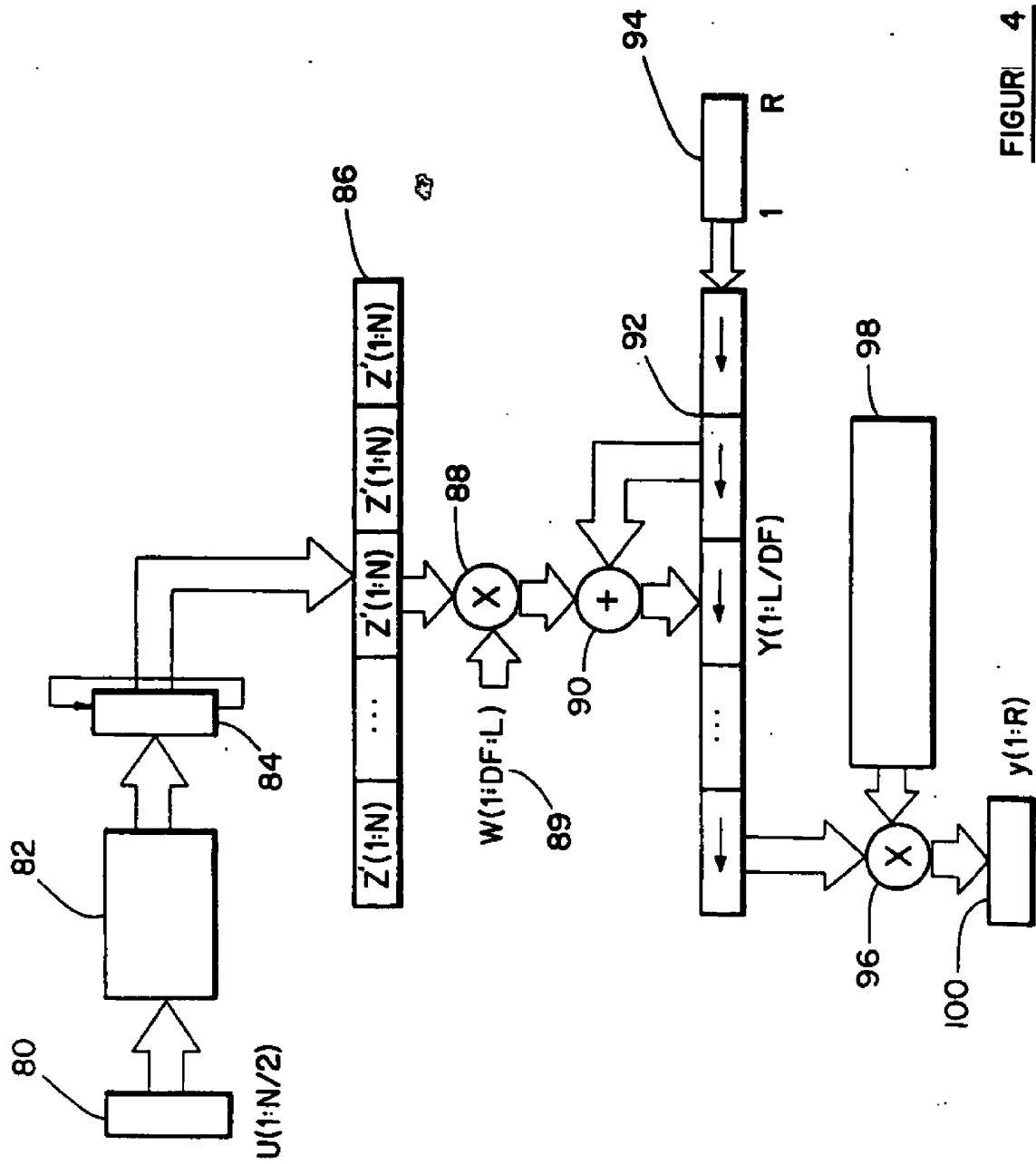


FIGURE 4