



NORGE

(12) **UTLEGNINGSSKRIFT**

(19) **NO**

(11) **169689**

(13) **B**

(51) **Int Cl⁵ H 04 R 25/00**

Styret for det industrielle rettsvern

(21) Søknadsnr	894806	(86) Int. inng. dag og søknadsnummer	
(22) Inng. dag	30.11.89	(85) Videreføringsdag	
(24) Løpedag	30.11.89	(30) Prioritet	Ingen
(41) Alm. tilgj.	31.05.91		
(44) Utlegningsdato	13.04.92		

(71) Patentsøker **NHA A/S, Ringsvn. 3, 1321 Stabekk, NO**
(72) Oppfinner **Asbjørn Krokstad, Trondheim, NO**
Tor Audun Ramstad, Saupstad, NO
Jarle Svean, Trondheim, NO
(74) Fullmektig **Onsagers Patentkontor AS, Oslo**

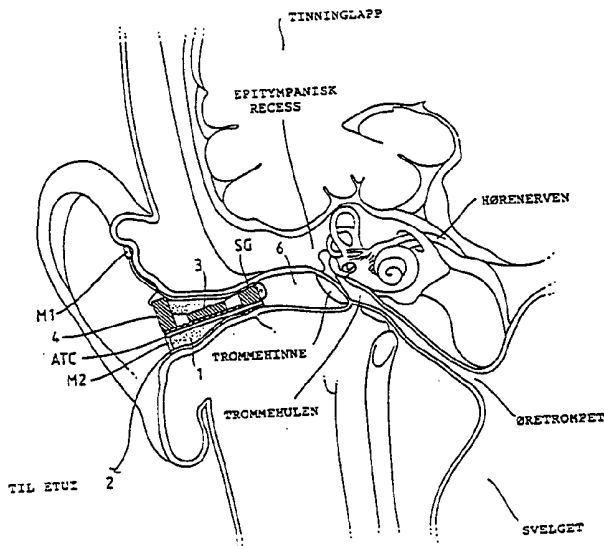
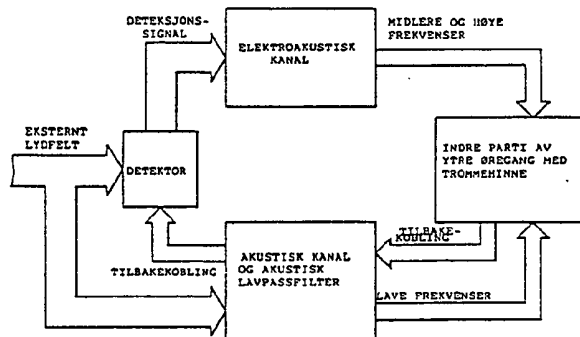
(54) **Benevnelse** **Programmerbart hybrid høreapparat med digital signalbehandling samt frengangsmåte ved deteksjon og signalbehandling i samme.**

(56) **Anførte publikasjoner** Europeisk (EP) patentsøknad, publ. nr. 326905, 335542, 341903.

(57) **Sammendrag**

Et programmerbart hybrid høreapparat med digital signalbehandling omfatter en hoveddel (1) som kan innsettes i den ytre øregang (6). I hoveddelen (1) er det en åpen forbindelse mellom øreåpningen og et indre parti av den ytre øregang (6), slik at det fås en akustisk transmisjonskanal (ATC) med lavpasskarakteristikk og resonant forsterkning. Hoveddelen omfatter dessuten en elektroakustisk transmisjonskanal basert på digital signalbehandling i en signalprocessor (DSP) og med mulighet for å undertrykke et eventuelt gjennom den akustiske transmisjonskanal tilbakekoblet akustisk signal. I en variant er høreapparatet utstyrt med en mikrofon (M1) og det tilbakekoblede signal undertrykkes ved digital filtrering. En annen variant av høreapparatet benytter to mikrofoner (M1, M2), og det tilbakekoblede signal kan da undertrykkes ved utfasing forut for den digitale signalbehandling, mens det i den digitale signalbehandling også inngår kansellering av det tilbakekoblede signal ved høy forsterkning.

En rekke responsfunksjoner er lagret i et minne (RAM2) i en kontroldel (CU) og velges fritt av brukeren med tanke på tilpasning til hørselsfunksjon og lydmiljø. All elektronikk i høreapparatets elektroakustiske kanal er implementert som en monolittisk integrert krets (3) i CMOS-teknikk.



Oppfinnelsen angår et programmerbart hybrid høreapparat med digital signalbehandling i henhold til innledningen av kravene 1, 3 og 5. Oppfinnelsen angår også en fremgangsmåte ved deteksjon og signalbehandling i et programmerbart hybrid høreapparat i henhold til innledningen av krav 13.

Vanligvis er dagens høreapparater basert på analog forsterkning av lyden som fanges opp av øret. Høreapparater av denne art har med bruk av dagens kjente teknikk latt seg miniatyrisere i den grad at de kan settes inn i den ytre øregang og utgjør således såkalte "alt-i-øret"-apparater. Hensynet til utseendet og bekvemmelighet gjør at mange foretrekker apparater av denne art, men bruk av analog forsterkning av lydsignalet kombinert med den kjensgjerning at disse høreapparater samtidig lukker øregangen, gjør det vanskelig optimalt å tilpasse signalet eventuelle forekommende hørselrester hos personen som bruker høreapparatet. De fleste former for aldersbetinget hørsel-svekkelse etterlater en betydelig hørselrest i bestemte frekvensområder. Ved vanlig nevrologisk betinget hørsel-svekkelse forblir gjerne hørselsansen relativt usvekket på de laveste frekvenser. Lukkes øret helt av høreapparatet, må man forsterke lyden på alle frekvenser i det hørbare område. Samtidig er det ved bruk av vanlig analog forsterkning vanskelig å oppnå en optimal responsfunksjon, dvs. en responsfunksjon som på en egnet måte simulerer øregangens akustiske respons ved åpen øregang og uten innskuddsforsterkning. Eventuelle hørselsrester hos brukeren vil føre til at forsterkningen i et allpass-bånd gir opphav til ubehag, f.eks. forsterkes impulsstøy og transiente akustiske signaler i de frekvensbånd hvor øret fortsatt har en tilnærmet normal hørsel. I tillegg har en åpen øregang normalt en resonans på ca. 3 kHz, og denne resonans er et viktig bidrag til hørselsinntrykkets kvalitet, da den faller i området for formantfrekvensene til normal tale og således bidrar til å gi den dens tonale kvaliteter, som er uhyre viktig for oppfatningen av språklyden og dermed for personens evne til å oppfatte tale.

For lettere å tilpasse hørselsignalene optimalt til eventuelle hørselsrester og samtidig optimere høreapparatets responsfunksjon, er det utviklet høreapparater hvor signalbehandlingen skjer digitalt. Responsfunksjonen tilpasses ved filtrering av digitalsignalet med bruk av passende filterkoeffisienter og frekvensresponsen kan således i en viss utstrekning simulere responsfunksjonen hos en normalt hørende person. Er apparatene av den digitale type utført som såkalte alt-i-øret-apparater, oppstår igjen det problem at øregangen lukkes, slik at personens eventuelle hørselrest ikke kan utnyttes. I noen grad kan responskurven modifiseres for å ta hensyn til dette. Nå vil det imidlertid som regel være ønskelig med forskjellige responskurver, slik at høreapparatets forsterkning som en funksjon av frekvensen tilpasses forskjellige akustiske miljøer. Det sier seg selv at det f.eks. ville være adskillig vanskeligere å oppfatte normal tale som er innhyllet i sterk bakgrunnsstøy, og det vil da være naturlig i slike tilfeller å generere en responsfunksjon som legger vekt på forsterkning i området for talesignalets formantfrekvenser, dvs. primært i området fra ca. 1 og opp til ca. 4 kHz. Et annet velkjent problem ved høreapparater, enten de er digitale eller analoge, er akustisk tilbakekobling mellom lydgiver og mikrofon. Selv om høreapparatet er plassert slik at det lukker øregangen og derfor også hindrer utnyttelse av en eventuell hørselrest, hindrer dette ikke tilbakekobling ved høy forsterkning, da lyden fra lydgiveren kan ledes tilbake til mikrofonen enten via høreapparatets materiale eller via vev- og bensubstans i øregangens omgivelser. Det vil derfor være ønskelig å kansellere et slikt tilbakekoblet signal, f.eks. i forbindelse med den digitale signalbehandling i høreapparatet. Samtidig er det også som nevnt, ønskelig å utnytte en eventuell hørselrest på lavere frekvenser, og dette betinger i hvert fall at øregangen i det minste delvis er åpen, fortrinnsvis slik at det dannes en akustisk transmisjonskanal med lavpasskarakteristikk mellom øreåpningen og trommehinnen. Skal en slik kanal benyttes med et høreapparat av typen alt-i-øret, stiller dette store krav til miniatyriseringen av høreapparatet. I tillegg blir

problemet med akustisk tilbakekobling ytterligere aksentuert og må på en eller annen måte elimineres.

Digitale høreapparater av den ovennevnte art er f.eks. kjent fra US-PS nr. 4 471 171 (Köpke et al.), hvor en digital data-prosessor for behandling av digitaliserte audiosignaler er forbundet til en programmerbar hukommelse som lagrer forhåndsbestemte responsfunksjoner i samsvar med brukerens behov eller preferanser og/eller høreapparatets bruk, slik at bruken av høreapparatet direkte kan tilpasses brukerbehovene, samtidig som det er mulighet for å programmere høreapparatet etter hvert som brukerens høreevne eller responskarakteristikker forandrer seg.

US-PS nr. 4 731 850 (Levit et al.) viser likeledes et programmerbart høreapparat med digitale filtre hvor det fra et programmerbart leseminne leveres koeffisienter til et programmerbart filter og en amplitudebegrenser i høreapparatet, slik at dette kan justeres automatisk til et optimalt sett av parameterverdier for talenivå, etterklang og arten av bakgrunnsstøy og samtidig muliggjøre reduksjon av akustisk tilbakekobling, ved at en elektrisk tilbakekoblingsvei i apparatet er tilpasset den akustiske tilbakekoblingsvei både i amplitude og fase, slik at de to tilbakekoblingssignaler kan kanselleres ved subtraksjon.

GB-PS nr. 1 582 821 viser hovedsakelig et høreapparat for digital signalbehandling ved bruk av en programmerbar hukommelse som kan mates med verdier tatt fra et audiometrisk bestemt audiogram.

Endelig er programmerbare høreapparater med digital signalbehandling også kjent fra de europeiske patentsøknader nr. 326905, 335542 og 341903.

Ovennevnte US-PS nr. 4 731 850 viser også et høreapparat med bruk av to eller flere mikrofoner, slik at det veide, summerte utgangssignal fra mikrofonene med en passende faseforskyvning

er lik utgangssignalet fra en frekvensselektiv, direktiv mikrofon. Dette vil kunne redusere virkningen av både støy og etterklang. Kansellering eller undertrykking av akustisk tilbakekobling i høreapparater er forøvrig diskutert i artikkelen "Measurement and Adaptive Suppression of Acoustic Feedback in Hearing Aids" (Bustamante et al.), IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1989, nr. 2, pp. 2017-20. Forfatterne behandler tre metoder til å undertrykke akustisk tilbakekobling, nemlig tidsvarierende forsinkelse, adaptiv invers filtrering og adaptiv tilbakekoblingskansellering, og finner at den siste fremgangsmåte er mest vellykket, da den øker den maksimale forsterkning i høreapparatet med 6-10 dB uten akustisk tilbakekobling.

Forøvrig må det nevnes at det er kjent høreapparater av typen alt-i-øret hvor det has en åpen forbindelse mellom ørepåpningen og det parti av den indre øregang som befinner seg like ved trommehinnen. Hensikten med denne kjente, åpne forbindelse er å oppnå en utjevning av trykkvariasjoner i den ytre øregang ved trommehinnen.

Ingen av de ovennevnte konstruksjoner eller fremgangsmåter gir imidlertid en anvisning på hvordan man skal kunne komme frem til et høreapparat, fortrinnsvis av typen alt-i-øret, som samtidig gir mulighet for å utnytte en lavfrekvent hørselsrest hos brukeren, samtidig som det genereres en responskurve som på en optimal måte simulerer øregangens naturlige responsfunksjon i det frekvensområde som er nødvendig for å reproducere talelyd med høy kvalitet.

Det er derfor en første hensikt med oppfinnelsen å skaffe et høreapparat som tillater utnyttelsen av en hørselsrest i bassområdet, og hvor forsterkning av frekvenser i dette område i det minste oppnås med bruk av en akustisk transmisjonskanal med resonant forsterkning, samtidig som en akustisk tilbakekobling gjennom transmisjonskanalen kanselleres.

En annen hensikt er å skaffe et høreapparat som gir brukeren mulighet til å velge mellom forskjellige responsfunksjoner lagret i høreapparatet, slik at den benyttede responsfunksjon er den som best er tilpasset det akustiske miljø som brukeren for øyeblikket befinner seg i.

En tredje hensikt er å skaffe et høreapparat hvor alle vesentlige komponenter er anordnet i en modul som kan settes inn i den ytre øregang, men samtidig tillater en åpen forbindelse mellom øreåpningen og et indre parti av den ytre øregang for å utnytte en lavfrekvent hørselrest.

En fjerde hensikt er å skaffe et høreapparat hvor en eventuell akustisk tilbakekobling elimineres ved kansellering i et digitalfilter.

En femte hensikt er å skaffe et høreapparat hvor den akustiske tilbakekobling elimineres ved en utfasing av tilbakekoblings-signalet ved bruk av to mikrofoner.

En sjette hensikt er å skaffe et høreapparat hvor de lagrede responsfunksjoner kan omprogrammeres ved at høreapparatet via et grensesnitt forbindes med en datamaskin for innlegging av nye responsfunksjoner.

De fleste av de ovennevnte hensikter og fordeler oppnås med et høreapparat som er kjennetegnet ved de trekk som fremgår av karakteristikken til krav 1 eller krav 3. Samtlige av de ovennevnte trekk og fordeler oppnås med et høreapparat som er kjennetegnet ved de trekk som fremgår av karakteristikken til krav 5.

En fremgangsmåte ved deteksjon og signalbehandling i et høreapparat hovedsakelig av den art som fremgår av krav 5, er kjennetegnet ved de trekk som fremgår av karakteristikken til krav 13.

Ytterligere trekk og fordeler ved høreapparatet i henhold til oppfinnelsen fremgår av de vedføyde uselvstendige krav 2, 4 og 6-12. Ytterligere trekk og fordeler ved fremgangsmåten i henhold til oppfinnelsen fremgår av de vedføyde uselvstendige krav 14-21.

Oppfinnelsen skal forklares nærmere i det følgende under henvisning til noen utførelseseksempler og i forbindelse med den vedføyde tegning.

- Fig. 1a viser et prinsipielt blokkdiagram for et høreapparat i henhold til oppfinnelsen.
- Fig. 1b viser skjematisk en elektrisk ekvivalentkobling for den akustiske kanal på fig. 1a.
- Fig. 2 viser en variant av høreapparatet i henhold til oppfinnelsen.
- Fig. 3 viser en ytterligere variant av høreapparatet i henhold til oppfinnelsen.
- Fig. 4a viser et skjematisk blokkdiagram for et høreapparat i henhold til oppfinnelsen, hvor det er benyttet en mikrofon.
- Fig. 4b viser høreapparatet på fig. 4a med et kanselleringsfilter innsatt i en tilbakekoblingssløyfe.
- Fig. 4c viser høreapparatet på fig. 4a med et kanselleringsfilter innsatt i signalets forovervei.
- Fig. 4d viser høreapparatet på fig. 4a med en effektforsterker i utgangstrinnet.
- Fig. 5a viser et høreapparat i henhold til oppfinnelsen, hvor det er benyttet to mikrofoner.
- Fig. 5b viser en digital signalprosessor benyttet med høreapparatet på fig. 5a.
- Fig. 6a viser tre eksempler på responskurver ved henholdsvis sterk, moderat og liten hørselsvekkelse, foruten lydtrykkresponsen til en øregang uten høreapparat.
- Fig. 6b viser et eksempel på responskurven for et omhyllingssignal og et kvotientsignal generert i den digitale signalprosessor på fig. 5b.

Den prinsipielle utførelse av et høreapparat i henhold til oppfinnelsen er vist skjematisk på fig. 1a. Høreapparatet omfatter henholdsvis en elektroakustisk kanal bestående av en analoginngangsdell, en digital signalprosessor og en analog utgangsdell samt en akustisk transmisjonskanal som samtidig utgjør både et akustisk lavpassfilter og en potensiell akustisk tilbakekoblingsvei. Et eksternt lydfelt detekteres av en detektor, i praksis en mikrofon og gir et deteksjonssignal til en elektroakustisk kanal som igjen leverer akustiske signaler på midlere og høye frekvenser til et indre parti av den ytre øregang og trommehinnen. Det eksterne lydfelt detekteres også ved den akustiske kanal og leverer akustiske signaler på lavfrekvenser til det indre parti av den ytre øregang og trommehinnen. Lydfeltet som genereres i dette indre parti av den ytre øregang, kan tilbakekobles til detektoren via dens akustiske kanal. Slik høreapparatet er utført, kommer også et parti av den indre øregang nær trommehinnen til å utgjøre en aktiv komponent av høreapparatet ved å virke som resonator.

Den akustiske kanal skal forøvrig omtales nærmere i tilknytning til ekvivalentskjemaet på fig. 1b.

Fig. 2 viser en variant av høreapparatet i henhold til oppfinnelsen. Denne variant består av en hoveddel med en akustisk transmisjonskanal ATC som forbinder øreåpningen med et indre parti av den ytre øregang 6 og to mikrofoner M1, M2, hvor den første mikrofon M1 er anordnet på et passende sted i øremuslingen og den annen mikrofon M2 ved munningen av den akustiske transmisjonskanal ATC i øreåpningen og på avstand fra den første mikrofon M1. De elektroniske komponenter som inngår i høreapparatet, er anordnet i en første sekundærdel 2a som her er vist plassert i selve øremuslingen og forbundet med hoveddelen 1, men kan også fordelaktig være anordnet bak øremuslingen. I denne sekundærdel 2a kan passende et batteri 4 for høreapparatet være anordnet. En annen, ikke vist sekundærdel utgjør et etui for høreapparatet.

På en indre ende av hoveddelen 1 er det anordnet en mini-atyrisert lydgiver SG som er vendt mot trommehinnen og som omformer det forsterkede elektriske signal i høreapparatet til et akustisk signal som fanges opp av trommehinnen. Lydgiveren SG må for å få plass inne i øregangen hos et menneske og samtidig også gi mulighet for en åpen akustisk forbindelse, fortrinnsvis ha en diameter som er mindre enn ca. 4,5 mm. Ved høreapparatet i henhold til den foreliggende oppfinnelse benyttes fortrinnsvis en elektrodynamisk lydgiver av den art som er vist i norsk patentsøknad nr. 89 2811. Dette er en elektrodynamisk lydgiver med en diameter på ca. 4 mm, slik at det ikke vil by på problemer å plassere den i øregangen med god klaring til øregangens vegg, da øregangen hos et voksent menneske vanligvis er ca. 7 mm i diameter. Lydgiveren i henhold til den nevnte norske patentsøknad er utført slik at den kan avstemmes for å gjengi øregangens naturlige resonans på ca. 3 kHz. Samtidig blir det i hoveddelen 1 mulig å anordne en åpen forbindelse i form av en akustisk transmisjonskanal ATC med en ekvivalent diameter på inntil 2 mm. Den ekvivalente diameter vil avhenge av den valgte grensefrekvens for den akustiske transmisjonskanal ATC, og jo høyere grensefrekvensen velges, desto større må den ekvivalente diameter være. Ved en grensefrekvens på 1000 Hz er f.eks. diameteren 2 mm, men skal grensefrekvensen være 2000 Hz, blir diameteren 4,8 mm, hvilket imidlertid er urealistisk, men også helt unødvendig. Det normale vil være ekvivalente diameetre på ca. 1 mm eller endog mindre.

På fig. 3 er høreapparatet i henhold til oppfinnelsen vist i en variant med to mikrofoner M1 og M2 og en hoveddel 1 innsatt i den ytre øregang 6 og utført tilsvarende hoveddelen 1 på fig. 2. All elektronikk og dessuten også høreapparatets batteri 4 er anordnet i hoveddelen 1, slik at det er gitt avkall på en sekundærdel anordnet i eller ved øremuslingen. Høreapparatets hoveddel 1 er derimot forbundet med en ikke vist sekundærdel 2 i form av et etui som tjener til oppbevaring av hoveddelen når høreapparatet ikke er i bruk og dessuten kan omfatte eventuelle elektroniske og elektriske hjelpeinnretninger, herunder en

ekstern hukommelse i form av et randomaksesserbart minne RAM1 som forsynes fra et bufferbatteri. I tillegg omfatter den ikke viste sekundærdel 2 også en likeretter og eventuelle plugger og brytere og er innrettet slik at den brukes til oppladning av høreapparatets batteri 4 når hoveddelen 1 er innsatt i etuiet. Hoveddelen 1 kan da f.eks. plugges direkte inn i en veggkontakt via et adapter for oppladning.

De for signalbehandlingen benyttede elektriske og elektroniske komponenter i en variant av høreapparatet i henhold til oppfinnelsen med én mikrofon M1, skal nå omtales nærmere under henvisning til fig. 4a. Samtlige av disse komponenter kan på egnet måte være anordnet i høreapparatets hoveddel 1 eller eventuelt i en første sekundærdel 2a. Mikrofonen M1 er forbundet med en mikrofonforsterker 11 hvis utgang er ført til et antifoldingsfilter 13 med en grensefrekvens på f.eks. 8 kHz. Dette vil da også være den øvre grense for høreapparatets frekvensrespons. Mikrofonen M1 kan f.eks. være en kardioidmikrofon som gir redusert tilbakekobling eller en trykk- eller trykkgradientmikrofon. Trykkmikrofoner har høyest følsomhet. Fordelaktig benyttes imidlertid en elektretmikrofon som kan gjøres meget liten, og det vil da være anordnet en impedansomformer (ikke vist) på mikrofonutgangen foran mikrofonforsterkeren 11. Signalet fra antifoldingsfilteret 13 omformes i en analog/digital-omformer ADC og føres til en digital signalprosessor DSP som omfatter henholdsvis en kompressor 33 koblet foran en utjevner 34. Innganger på kompressoren 33 og utjevneren 34 er forbundet med utganger på en kontrollenhet CU som står i forbindelse med et første randomaksesserbart minne RAM1. Kontrollenheten CU omfatter et annet randomaksesserbart minne RAM2 og er dessuten forbundet med en velger eller et betjeningsorgan i form av en bryter SW, fortrinnsvis en berørings- eller trykkfølsom bryter. Kompressoren 33 og utjevneren 34 utgjør tilsammen en digital signalprosessor DSP. Utgangen på denne er fra utjevneren 34 ført til inngangen på en digital/analog omformer DAC hvis utgang igjen er forbundet med et rekonstruksjonsfilter 14 koblet foran inngangene på en lydgiver SG. For å eliminere en

eventuell akustisk tilbakekobling benyttes et kanselleringsfilter 35 som på fig. 4b er vist innsatt i en tilbakekoblings-sløyfe mellom utgangen på utjevneren 34 og inngangen på kompressoren 33. Kanselleringsfilteret 35 er dessuten forbundet med en ytterligere utgang på kontrollenheten CU. Kanselleringsfilteret 35 kan imidlertid også som vist på fig. 4c, være anordnet i signalets forovervei i digitalprosessen, f.eks. innsatt mellom utgangen på kompressoren 33 og inngangen på utjevneren 34. Både kompressoren 33, utjevneren 34 og kanselleringsfilteret omfatter dessuten hver randomaksesserbare minner RAM3-5.

Mellom rekonstruksjonsfilteret 14 og lydgiveren SG kan det som vist på fig. 4d, være anordnet en effektforsterker for driving av lydgiveren. Mikrofonen M1, kontrollenheten CU og eventuelt effektforsterkeren 15 er alle forbundet med et batteri 4 som fortrinnsvis er anordnet i høreapparatets hoveddel 1.

Fig. 5a viser de elektroniske komponenter for signalbehandling i et høreapparat i henhold til oppfinnelsen som benytter to mikrofoner M1, M2. På figuren er de benyttede mikrofoner M1, M2 vist som elektretmikrofoner, idet mikrofonutgangen er forbundet med impedansomformere 10a, 10b. Hver av mikrofonene M1, M2 danner inngang til henholdsvis den første kanal CH1 og en annen kanal CH2 i høreapparatets analogdel. Hver kanal CH1, CH2 består således av en seriekobling av en impedansomformer 10a, 10b, en mikrofonforsterker 11a, 11b, en kompressor 12a, 12b og et antifoldingsfilter 13a, 13b. Hver kanal CH1, CH2 er ført til henholdsvis en første og en annen inngang på en sampel-og-hold-krets SH. Sampel-og-hold-kretsen SH som omfatter en ikke vist monostabil multivibrator MMV, er forbundet med en analog/digital-omformer ADC som igjen er forbundet med en digital signalprosessor DSP. Et pulskodemodulert utgangssignal fra analog/digital-omformer ADC leveres i den digitale signalprosessor DSP til henholdsvis en første signalvei SP1 og en annen signalvei SP2. Den første signalvei omfatter en seriekobling av en omhyllingskurvegenerator 21 og en annen kompressor 22, mens den annen signalvei SP2 omfatter

en seriekobling av en delekrets 31, en avrundingskrets 32, en tredje kompressor 33, en utjevner 34 og en stabiliserings/kanselleringskrets 36 samt en forkompensator 37. En annen utgang på omhyllingskurvegeneratoren 21 er forbundet med en annen inngang på delekretsen 31. Hver av andre innganger på henholdsvis kompressoren 22, kompressoren 33, utjevneren 34, stabiliserings/kanselleringskretsen 36 og forkompensatoren 37 er forbundet med respektive utganger på en kontrollenhet CU. En første inngang på kontrollenheten CU er forbundet med et eksternt randomaksesserbart minne RAM1 som er anordnet i sekundærdelen 2 og en annen inngang på kontrollenheten CU er forbundet med en syklusgenerator CG som betjenes fra et eksternt betjeningsorgan SW, fortrinnsvis utført som en berøringsfølsom bryter og eksempelvis anordnet på utsiden av hoveddelen 1 i øreåpningen. Strømforsyningen til høreapparatet går via en inngang på kontrollenheten forbundet med batteriet 4 som fortrinnsvis er anordnet i hoveddelen 1. Batteriet 4 forsyner også mikrofonene M1, M2. Kompressoren 22, kompressoren 33, utjevneren 34, stabiliserings/kanselleringskretsen 36 og forkompensatoren 37 har hver anordnet randomaksesserbare minner RAM3-RAM7. Kontrollenheten CU omfatter likeledes et randomaksesserbart minne RAM2. Den første signalvei SP1 er ført fra utgangen på kompressoren 22 til den første inngang på en digital/analog-omformer DAC, mens den annen inngang på digital/analog-omformeren DAC er forbundet med utgangen på forkompensatoren 37. Digital/analog-omformeren DAC omfatter et ytterligere randomaksesserbart minne RAM8. Utgangen på digital/analog-omformeren DAC er ført til et rekonstruksjonsfilter 14 hvis utganger er koblet til inngangsklemmene på lydgiveren SG.

En fremgangsmåte ved deteksjon og signalbehandling skal nå omtales i tilknytning til den variant av høreapparatet som er vist på fig. 4a-c. Et ytre lydfelt detekteres av mikrofonen M1 og forsterkes i mikrofonforsterkeren 11. Utgangssignalet fra mikrofonforsterkeren 11 leveres til antifoldingsfilteret 13 som har en øvre grensefrekvens på 8 kHz. Det filtrerte signal leveres deretter fra antifoldingsfilteret 13 til inngangen på

analog/digital-omformer ADC hvor det samples og omformes til et fortrinnsvis lineært pulskodemodulert signal med 12 bit. Det pulskodemodulerte signal får en dynamisk begrensning i kompressoren 33, f.eks. til et nivå på 60 dB. Det dynamisk begrensede signal leveres til en utjevner 34 i form av et digitalt filternettverk hvis primære funksjon er tonekorreksjon, men som i realiteten muliggjør en rekke funksjoner. Utjevneren 34 kan for det første danne et delefilter eller kryssover mot den akustiske transmisjonskanal ATC, foreta korreksjon for den effektive amplituderespons hos lydgiveren SG, korrigere en eventuell faseforvrengning i delefrekvensområdet, foreta en tilpasning mot brukerens hørselrest og eventuelt også en frekvensavhengig kompresjon. En digital versjon av kryssover-funksjonen kan realiseres på flere måter, enklest som et komplementærfilter. Tonekorreksjonen i utjevneren 34 kan realiseres på flere måter, men det enkleste og foretrukkede er bruk av en parametrisk korreksjon ved hjelp av IIR-filtre. En hørselrest i lavfrekvensområdet, f.eks. under 200 Hz, tas vare på via den åpne akustiske transmisjonsvei fra øreåpningen og til den indre øregang.

Denne akustiske transmisjonskanal ATC fungerer som et lavpassfilter hvis karakteristikker i realiteten avhenger av kanalens volum og volumet av partiet av den indre øregang 6 som befinner seg mellom hoveddelen 1 og trommehinnen. Samtidig virker den akustiske transmisjonskanal ATC sammen med det indre parti av den indre øregang 6 som en akustisk resonator og gir en resonant akustisk forsterkning på frekvensene i transmisjonskanalens passbånd. Utgangssignalet fra utjevneren 34 leveres til digital/analog-omformer DAC og omformes til et analogt utgangssignal s_r som glattes i rekonstruksjonsfilteret 14. Utgangssignalet fra rekonstruksjonsfilteret 14 leveres til inngangsklemmene på lydgiveren SG hvis akustiske utgangssignal hovedsakelig reproducerer det detekterte eksterne lydfelt ved mikrofonen M1. Imidlertid vil dette akustiske utgangssignal s_r tilbakekobles via den akustiske transmisjonskanal ATC og addere seg til det detekterte eksterne lydfelt. Ved høye forsterkninger, f.eks. over 55 dB, vil det derfor være nødvendig å

kansellere dette tilbakekoblede signal, hvilket fortrinnsvis skjer ved bruk av et kanselleringsfilter 35 i den digitale signalprosessor DSP. Kanselleringen skjer rent digitalt i kanselleringsfilteret 35 som kan være anordnet på forskjellige måter i den digitale signalprosessor, f.eks. i en tilbakekoblingssløyfe mellom utgangen fra utjevneren 34 og inngangen på kompressoren 33 som vist på fig. 4b, eller i signalets forovervei, f.eks. mellom utgangen på kompressoren 33 og inngangen på utjevneren 34 som vist på fig. 4c.

En fremgangsmåte ved deteksjon og signalbehandling i henhold til oppfinnelsen ved bruk av et høreapparat med to mikrofoner skal nå beskrives nærmere under henvisning til fig. 5a og 5b. Den første mikrofon M1, som fortrinnsvis er en elektretmikrofon, er anordnet på et passende sted i øremuslingen, mens den annen mikrofon M2, som likeledes er en elektretmikrofon, er plassert nær munningen av den akustiske transmisjonskanal ATC i øreåpningen. Begge mikrofonene M1, M2 vil detektere et ytre lydfelt med et nivå som avhenger av mikrofonenes følsomhet og vil dessuten i tillegg også detektere et eventuelt, gjennom den akustiske transmisjonskanal ATC tilbakekoblet akustisk signal. Da mikrofonen M1 er anordnet på avstand fra den akustiske transmisjonskanals munning, vil det tilbakekoblede akustiske signal være noe svekket ved mikrofonen M1 i forhold til det nivå det har ved mikrofonen M2. Mikrofonen M2 er derfor gitt en tilsvarende lavere følsomhet enn mikrofonen M1, slik at det tilbakekoblede akustiske signal detekteres med tilnærmet samme nivå i de to mikrofoner. Utgangssignalet s_1 fra mikrofonen M1 leveres til den første kanal CH1 via impedansomformerer 10a og forsterkes i mikrofonforsterkeren 11a for deretter å leveres til den første kompressor 12a som reduserer signalets dynamikk til ca. 60 dB, ifall det forsterkede mikrofonsignal har et høyere nivå enn dette. Antifoldingsfilteret 13a gir signalet s_1 en øvre grensefrekvens på 8 kHz og virker dermed som en båndbegrenser, hvorefter signalet S_1 føres til en første inngang på sampel-og-hold-kretsen SH. På samme måte leveres mikrofonsignalet s_2 fra mikrofonen M2 gjennom tilsvarende komponenter i den annen kanal CH2, nemlig impedansomformerer

10b, mikrofonforsterkeren 11b, kompressoren 12b og antifoldingsfilteret 13b og til en annen inngang på sampel-og-hold-kretsen SH med lik båndsbegrensning. Ved hjelp av en ikke vist monostabil multivibrator MVM forsinkes nå signalet s_2 på kanalen CH2 med et tidsrom Δt som svarer til gangtidsforskjellen for lydbølgene mellom mikrofonene M2 og M1, slik at det fås en utfasing av det tilbakekoblede akustiske signal. Det kombinerte og tilbakekoblingskompenserte signal samples fortrinnsvis med en frekvens på 16 kHz, og det vil således ses at den forsinkede sampling i realiteten utgjør et allpassfilter som fjerner det tilbakekoblede akustiske signal. Det samplede signal s_0 leveres til analog/digital-omformerens ADC som omformer signalet til et fortrinnsvis lineært pulskodemodulert spektralsignal $s(t)$ med f.eks. 12 bit. Dette pulskodemodulerte signal $s(t)$ leveres til omhyllingskurvegeneratoren 21 som genererer omhyllningen i form av et signal $e(t)$ hvis båndbredde er begrenset til 30 Hz, og som fortrinnsvis har en lengde på 4 eller 6 bit. Det pulskodemodulerte utgangssignal $s(t)$ fra analog/digital-omformerens ADC leveres også til en inngang på delekretsen 31 som via en annen inngang får tilført omhyllingssignalet $e(t)$ fra omhyllingskurvegeneratoren 21. I delekretsen 31 utføres divisjonen $s(t)/e(t) = f(t)$, idet $s(t)$ representerer utgangssignalet fra analog/digital-omformerens ADC. Etter delingen avrundes kvotientsignalet $f(t)$ i en avrundingskrets 32, slik at det blir på fortrinnsvis 8 bit, eventuelt 6 bit. Omhyllingssignalet $e(t)$ representerer således amplitudekomponenten av spektralsignalet $s(t)$, mens kvotientsignalet $f(t)$ representerer frekvenskomponentene av spektralsignalet $s(t)$. Frekvensresponsen for henholdsvis $e(t)$ og $f(t)$ er forøvrig vist på fig. 6b.

Den digitale signalprosesser DSP leveres nå omhyllingssignalet $e(t)$ fra omhyllingskurvegeneratoren 21 til kompressoren 22, hvor det komprimeres ytterligere, f.eks. til 30 dB, idet $e(t)$ jo som nevnt allerede på forhånd er komprimert til 60 dB. Det komprimerte omhyllingssignal $e(t)$ leveres deretter videre på signalveien SP1 til en første inngang på digital/analog-omformerens DAC.

Kvotientsignalet blir fra avrundingskretsen 32 ført videre til kompressoren 33 hvor dets frekvensrespons modifiseres og hvor det foretas en ytterligere kompresjon av signalet. Det komprimerte og responsmodifiserte kvotientsignal leveres deretter til utjevneren 34. Utjevneren 34 fungerer som et digitalt tonekorreksjonsledd og skaffer en optimal frekvensresponskurve for signalet $f(t)$. Realisert som et digitalt filter muliggjør dessuten utjevneren 34 samtidig korreksjon av både fase og amplitude for signalet $f(t)$.

Den nedre grensefrekvens for signalet $f(t)$ blir kryssoverfrekvensen mot den akustiske transmisjonskanal ATC og vil derfor være bestemt av dennes øvre grensefrekvens. Kryssoverfunksjonen kan forøvrig fordelaktig realiseres enten i kompressoren 33 eller i utjevneren 34.

Valget av filterkoeffisienter i kompressoren 33 og utjevneren 34 resulterer i fluktuasjoner i kvotientsignalet $f(t)$, men disse kan fordelaktig fjernes i stabiliserings/kanselleringskretsen 36 som er anordnet etter utjevneren 34. Normalt vil spektralsignalet $s(t)$ kunne forsterkes med 35 dB uten bruk av kansellering av et eventuelt tilbakekoblet akustisk signal. Ved bruk av en to-mikrofonteknikk i henhold til oppfinnelsen vinner man ytterligere 20 dB, slik at forsterkningen totalt blir 55 dB. En høyere forsterkning krever imidlertid at eventuelle frekvenskomponenter av det tilbakekoblede akustiske signal kanselleres. Nå er den totale forsterkning bestemt av den valgte responsfunksjon for høreapparatet og kansellering er derfor bare påkrevet dersom responsfunksjonen gir en forsterkning på over 55 dB. I slike tilfeller blir derfor en eventuell rest av det tilbakekoblede akustiske signal i $f(t)$ kansellert i tilknytning til stabiliseringen av den optimale frekvensresponskurve i stabiliserings/kanselleringskretsen 37. Kanselleringen kan skje på forskjellige måter som er velkjente for fagfolk, men som tidligere nevnt er adaptiv tilbakekoblingskansellering funnet å være særlig hensiktsmessig og

muliggjør en ytterligere forsterkning på ca. 10 dB uten at akustisk tilbakekobling får noen negativ innvirkning.

Etter stabiliseringen og en eventuell kansellering leveres kvotientsignalet $f(t)$ til forkompensatoren 37 for å kompensere eventuelle ulineariteter i kvotientsignalet $f(t)$. Forkompensasjon omfatter spesielt kompensasjon av forvrengning generert i analog/digital-omformer ADC samt forkompensasjon av forvrengning generert av digital/analog-omformer DAC eller lyd-giveren SG. Det skal i den forbindelse bemerkes at linearitetsproblemer ved analog/digital-omforming og vice versa er vel kjent i teknikken, og det vil derfor være nødvendig med en kompensasjon av ulinearitet dersom det ikke benyttes høylineære omformere. Da graden av ulinearitet frembragt av omformerne ADC og DAC samt lydgiveren SG som regel lar seg bestemme på forhånd, kan kompensasjonen av ulinearitet skje ved at kompensasjonsverdiene tas fra en lagret tabell i forkompensatoren 37. Det kompenserte kvotientsignal leveres så til en annen inngang på digital/analog-omformer DAC. I digital/analog-omformer DAC blir utgangsnivået for spektralsignalet $s(t)$ avstemt, idet avstemningen foretas i henhold til den for den ønskede responsfunksjon valgte forsterkning. Avstemningen kan skje digitalt som en aritmetisk operasjon på omhyllingssignalet $e(t)$, f.eks. ved at forsterkningen bestemmes ved oppslag i en lagret tabell. Deretter blir omhyllingssignalet $e(t)$ omformet til et pulsbreddemodulert signal med samplingfrekvens ved at omhyllingssignalet $e(t)$ modulerer samplingssignalet. Tilsvarende blir det kompenserte kvotientsignal $f(t)$ deretter omformet til et pulshøydemodulert signal med samplingfrekvens ved at $f(t)$ modulerer samplingsignalet.

En avstemning av utgangsnivået til spektralsignalet $s(t)$ kan også skje ved at det pulsbreddemodulerte omhyllingssignal $e(t)$ multipliseres med en valgbar faktor k . Den ønskede forsterkning for en gitt responsfunksjon er da bestemt ved verdien av k . I forbindelse med avstemningen av spektralsignalets utgangsnivå vil det også være mulig å kompensere en eventuell reduksjon i høreapparatets batterispenning. Dette skjer i så fall via

kontrollenheden CU og kompensasjonen kan typisk være 1 bit for spenningsfall på over 10% dersom den skjer i tilknytning til det digitale signal $e(t)$ eller ved en tilsvarende korreksjon av faktoren k dersom kompensasjon for spenningsfallet foretas i tilknytning til det pulsbreddemodulerte signal $e(t)$. Kompensasjonsverdien må imidlertid være tilpasset den absolutte verdi av $e(t)$.

Det prosesserte spektralsignal $s(t)$, som svarer til en gitt responsfunksjon, blir nå generert ved å multiplisere det pulsbreddemodulerte signal $e(t)$ med det pulshøydemodulerte signal $f(t)$. Produktet $s(t) = e(t) f(t)$ omformes deretter til det analoge utgangssignal s_r som glattes i et rekonstruksjonsfilter 14 og leveres til lydgiveren SG for omforming til et akustisk utgangssignal som hovedsakelig reproducerer det eksterne lydfelt detektert ved mikrofonene M1, M2 fratrukket et eventuelt detektert tilbakekoblet akustisk signal. Hva angår digital/analog-omformer DAC, vil det ses at bruk av et pulsbreddemodulert signal som kan begrenses til et konstant lavt nivå, ikke vil medføre annet enn svitsjetap i transistorer. Ved å utføre omformer DAC som en høyeffektsomformer kan høreapparatet utføres uten bruk av en effektforsterker for lydgiveren SG. Dersom det hadde vært nødvendig å benytte en effektforsterker, kunne den i såfall fortrinnsvis vært realisert som en pulsbreddemodulert forsterker i klasse D og styrt direkte av digitalsignalet. Ved den her foretrukne utførelse driver imidlertid som nevnt digital/analog-omformer DAC lydgiveren SG direkte og har også den egenskap at kolektortap i utgangstransistorer er vesentlig redusert ved at det pulshøydemodulerte signal $f(t)$ kommer etter det pulsbreddemodulerte signal $e(t)$.

Anordningen av den akustiske transmisjonskanal ATC i høreapparatets hoveddel 1 fremgår av fig. 2 og 3. I den foretrukne utførelsesform utgjør kanalen ATC et første ordens lavpassfilter hvis grensefrekvens er gitt av kanalens akustiske impedans og ekvivalente diameter for en konstant lengde av kanalen. Det vil forøvrig være innlysende at kanalen også kan

bestå av flere mindre, gjennomgående hull. Er lengden av kanalen f.eks. 1 cm, vil den ekvivalente diameter for en grensefrekvens på 1000 Hz være 2 mm, som tidligere nevnt. Av praktiske grunner er den akustiske transmisjonskanal ATC utført som et første ordens lavpassfilter, da en utførelse i form av høyere ordens filter er vanskelig å realisere pga. høreapparatets dimensjoner. Det tilnærmede elektriske ekvivalent-skjema for den akustiske transmisjonskanal ATC er vist på fig. 1b. Det ses at den akustiske transmisjonskanal sammen med volumet av det nevnte parti av den indre øregang 6 og trommehinne-impedansen kan representeres av et RLC-nettverk, med en kondensator i parallell. Trommehinneimpedansen har en vesentlig innflytelse på alle transmisjonsveier, nemlig akustisk gjennom transmisjonskanalen og elektroakustisk ved tilbakekobling over lydgiveren. Den akustiske transmisjonskanal ATC virker sammen med det nevnte parti av øregangen 6 også som en resonant forsterker, idet volumet av det nevnte parti utgjør den resonante kavitet. For en ekvivalent diameter av kanalen på 2 mm og en lengde på 10 mm vil den maksimale forsterkning typisk være i størrelsesorden ca. 38 dB. En økning av den ekvivalente diameter og dermed også av det akustiske filters grensefrekvens reduserer forsterkningen. Er frekvensområdet for hørselresten i bassområdet lite, kreves en tilsvarende større forsterkning i den elektroakustiske kanal. Dette vil medføre et høyere effektforbruk og derfor kreve et større batteri. Reduksjonen i den akustiske kanals diameter vil i et slikt tilfelle imidlertid gi en større plass til rådighet for batteriet 4 i høreapparatets hoveddel 1, mens en hørselrest i et større frekvensområde riktignok vil kreve en større ekvivalent diameter, men også et tilsvarende mindre batteri. Sagt med andre ord fås det en kanal med liten ekvivalent-diameter ved stor hørselsvekkelse som krever et tilsvarende større batteri, mens det ved en mindre hørselsvekkelse som krever et tilsvarende mindre batteri, fås en kanal med forholdsvis større ekvivalentdiameter.

Kompressoren 22, kompressoren 33, utjevneren 34, stabiliserings/kanselleringskretsen 36 og forkompensatoren 37 i den

digitale signalprosessor DSP er hver forsynt med hukommelser i form av randomaksesserbare minner RAM3-7. Også digital/analog-omformerer DAC omfatter en hukommelse i form av et randomaksesserbart minne RAM8. Fordelaktig er dessuten ihvertfall kompressoren 33, utjevneren 34 og stabiliserings/kanselleringskretsen 36 utført som et integrert filternettverk. Transferfunksjonene til de enkelte filtre kan nå endres ved at disse tilføres forskjellige sett av filterkoeffisienter, et sett av filterkoeffisienter for hvert enkelt filter, nemlig de nevnte komponenter 22, 32, 33, 34 og 36, idet de for hvert filter separate filterkoeffisienter som inngår i koeffisientsettet, lagres i de tilordnede randomaksesserbare minner RAM3-RAM6. Hver enkelt sett av filterkoeffisienter representerer således en bestemt responsfunksjon for høreapparatet sammen med sett av kompensasjonsverdier som lagres i det til forkompensatoren 37 tilordnede minne RAM7 og forsterkningsparametre som lagres i det til digital/analog-omformerer DAC tilordnede minne RAM8. Samtlige parametre, herunder filterkoeffisientene, som er nødvendig for å generere en bestemt responsfunksjon, lagres i minnet RAM2 i kontrollenheten CU og dessuten i det eksterne randomaksesserbare minne RAM8 som er anordnet i høreapparatets sekundærdel 2 eller etui og utgjør en reservehukommelse. Vanligvis vil brukeren bli tilbudt en meny av flere responsfunksjoner med et tilsvarende antall lagrede parametersett. Menystyringen er anordnet i kontrollenheten CU og kalles kontinuerlig og syklisk ved hjelp av en syklusgenerator CG forbundet med kontrollenheten og tilknyttet et betjeningsorgan i form av en trykk- eller berøringsfølsom bryter SW som fordelaktig kan være anordnet i øreåpningen på utsiden av høreapparatets hoveddel 1. Brukeren vil ved lett berøring av betjeningsorganet hente et nytt parametersett for en bestemt responsfunksjon fra minnet RAM2 i høreapparatets kontrolldel og legge den inn i den digitale signalprosessor DSP. Suksessiv berøring av betjeningsorganet SW henter opp menyens samtlige responsfunksjoner i rekkefølge, og brukeren kan derfor med noen få berøringer hurtig finne frem til den responsfunksjon som best svarer til vedkommendes akustiske miljø og ønsket forsterkning.

En typisk meny av responsfunksjoner kan omfatte f.eks. fem slike. Hver av responsfunksjonene er tilpasset brukerens hørsel og optimert for et bestemt, eksternt, akustisk miljø. Den individuelle tilpasning av høreapparatet for den enkelte bruker vil således medføre bestemmelse av parametre for de ønskede responsfunksjoner på basis av audiometriske undersøkelser av personen og bruk av akustiske parametre som representerer bestemte eksterne, akustiske miljøer, samt ved valg av ekvivalent diameter for den akustiske transmisjonskanal ATC, idet dennes parametre er bestemt av hørselresten hos brukeren.

Høreapparatet kan lett omprogrammeres for å tilpasses endrede bruksbetingelser og forandring av hørselen hos brukeren eller til hørselen hos en annen bruker. Omprogrammering skjer ved at det randomaksesserbare minne RAM1 i etuiet eller sekundærdelen 2 via et grensesnitt IF av typen RS232 kobles til en datamaskin, eksempelvis en personlig datamaskin som er forbundet med et audiometersystem. Audiometriske måleprosedyrer som i forbindelse med en datamaskin kan benyttes til å omprogrammere digitale høreapparater, er kjent innen teknikken, og det skal i denne forbindelse bl.a. vises til DE-OS nr. 27 35 024, US-PS nr. 3 808 354, PCT søknad nr. WO85/00509 samt artikkelen "A general-purpose hearing aid prescription, simulation and testing system (Jemisen et al.), IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1989, nr. 2, pp. 1989-92.

Optimeringen av de enkelte responsfunksjoner foretas ved å tilpasse forsterkningen til lydnivået, slik at støy reduseres og ved at den veide frekvensrespons er optimert slik at den gir best mulig signal/støyforhold ved lave nivåer. Primært er derfor responskurven optimert ved en nivåstyrt frekvensveining. Eksempler på responskurver som svarer til bestemte responsfunksjoner er vist på fig. 6a. Tre forskjellige responsfunksjoner er her representert ved grafer betegnet henholdsvis med I, II og III. Den øvre graf Ia, IIa, IIIa gir responsen for den elektroakustiske kanal og den nedre graf Ib, IIb, IIIb for den tilsvarende akustiske transmisjonskanal. Responsfunksjonen I er

optimal ved sterk hørselsvekkelse, mens II er tilpasset en moderat hørselsvekkelse og III en liten hørselsvekkelse. IV viser kurven for lydtrykkresponsen til øregangen uten bruk av høreapparat. Det ses at hørselresten, slik den fremgår av den nedre graf i hvert tilfelle, har et lite frekvensomfang ved sterk hørselsvekkelse og en tilsvarende lav grensefrekvens for det akustiske lavpassfilter. Ved at brukeren tilbys forskjellige responsfunksjoner tilpasset det eksterne akustiske miljø, kan den responsfunksjon som gir tilnærmet normal hørestyrke og et optimalt subjektivt hørselinstrykk, velges. De enkelte responsfunksjoner har forskjellig forsterkning, og ved å velge en passende responsfunksjon vil brukeren også kunne unngå problemet med "recruitment", det fenomen at personer med nevrogene hørseltap ofte får nær normal hørestyrke når signalnivået ligger over høreterskelen. Lydgiveren vil drives med en effekt som svarer til forsterkningen, og typisk kan det genererte lydtryknivå være ca. 120 dB ved sterk hørselsvekkelse og f.eks. ca. 100 dB ved en mer moderat hørselsvekkelse.

I henhold til oppfinnelsen er det innenfor rammen av kravene således skaffet et programmerbart høreapparat med digital signalbehandling, som er hybrid i den forstand at det er basert på en kombinasjon av henholdsvis digital og akustisk filtrering for å ta vare på en eventuell lavfrekvent hørselrest hos brukeren. All elektronikk i høreapparatets elektroakustiske kanal, dvs. den analoge inngangsdelen, den digitale signalprosessor DSP, kontroll delen CP samt den analoge utgangsdelen er implementert som en monolittisk VLSI-krets i CMOS-teknikk.

Et høreapparat av denne art, som er utstyrt med bare én mikrofon, vil kunne gi en forsterkning på 35 dB uten kansellering, og ved bruk av kansellering i den digitale signalprosessor vinnes ytterligere 10 dB, slik at den totale forsterkning blir 45 dB. Ved bruk av et høreapparat i henhold til oppfinnelsen med to mikrofoner og utfasing av et akustisk tilbakekoblet signal vinnes 20 dB, slik at forsterkningen totalt blir på 55 dB. Ved forsterkning utover dette er det

nødvendig med en ytterligere kansellering av tilbakekoblings-signalet, og det kan da vinnes ytterligere 10 dB, slik at den totalt oppnåelige forsterkning i dette tilfelle blir 65 dB, altså en forbedring på 20 dB i forhold til en-mikrofonteknikken. Ved moderate forsterkninger vil således det tilbakekoblede akustiske signal praktisk talt helt undertrykkes ved bruk av forsinket sampling i sampel-og-hold-kretsen SH. Forøvrig vil også et tilbakekoblingssignal kunne undertrykkes ved å forandre faserelasjonene mellom dette og det direkte signal i den digitale signalprosessor, men det ville da være nødvendig med en analog/digital-omformer for hver kanal CH1, CH2, og bruken av forsinket sampling er derfor å foretrekke. Ved å redusere forsterkningen vil naturligvis det tilbakekoblede signal trivielt alltid undertrykkes, mens det ved høye forsterkninger, dvs. ved den foreliggende oppfinnelse over 55 dB, dessuten benyttes kansellering i et av filtrene i den digitale signalprosessor, i dette tilfelle stabilisering/kanselleringskretsen 36. Bare de responsfunksjoner som har en forsterkning over 55 dB, vil således ha innlagt koeffisienter for kansellering.

Kansellering av tilbakekoblet signal kan skje digitalt ved hjelp av flere i teknikken kjente metoder. Prinsipielt skjer kansellering under betingelsen av at signalet gjennom filteret skal være det samme med og uten tilbakekobling. Ved bredbåndskansellering er det teoretisk mulig å oppnå 20 dB, mens det ved høreapparatet i henhold til oppfinnelsen er foretrukket en form for adaptiv kansellering, da dette gjør det mulig å ta hensyn til den frekvensavhengige trommehinneimpedans. Det kan i den forbindelse synes rimelig å regne med en oppnåelig vinning på ca. 10 dB ved bruk av adaptiv kansellering, dvs. at den maksimale, stabile forsterkning for høreapparatet kan økes til 65 dB uten tap av talekvalitet.

I lys av det ovenstående vil det ses at det således i henhold til oppfinnelsen tilveiebringes et hybrid høreapparat av typen alt-i-øret som muliggjør et lydtryknivå på over 120 dB ved trommehinnen og med liten forvrengning over et frekvensområde

som strekker seg fra ca. 60 til 8 000 Hz, dvs. over 7 oktaver, og med et forhold mellom signalnivået og kvantiseringsstøynivået ved analog/digital-omforming på over 70 dB, da det benyttes effektivt 12 biter pr. sampel ved kvantiseringen. En passende analog komprimering forut for kvantiseringen sikrer et effektivt lineært dynamikkområde på over 90 dB. Resultatet er således et høreapparat som på en optimal måte kan tilpasses de fleste former for aldersbetingede og nevrogene hørselstap og gir brukeren en fullstendig adekvat gjengivelse av eksterne lydfelt som f.eks. representerer tale og musikk, og hvor det er lagt særlig vekt på å beholde lydens tonale kvaliteter ved å sikre en optimal gjengivelse av frekvensbåndet for formantene i f.eks. talelyd.

PATENTKRAV

1. Programmerbart hybrid høreapparat med digital signalbehandling, som omfatter en hoveddel (1) og to sekundærdeler (2a,2b) forbundet med hoveddelen samt et batteri (4), hvor hoveddelen (1), fortrinnsvis i form av en øreplugg, kan innsettes i hovedsakelig den ytre øregang (6) hos en person og har anordnet en mikrofon (M1) og en lydgiver (SG), hvor den første sekundærdel (2a) er anordnet i eller bak øremuslingen og innrettet til å motta elektriske og elektroniske komponenter, hvor den annen sekundærdel (2b) er et etui innrettet til å romme hoveddelen (1) og den første sekundærdel (2a) når høreapparatet ikke er i bruk, samt eventuelle elektroniske og elektriske hjelpeinnretninger såsom en ekstern hukommelse i form av et randomaksesserbart minne (RAM1), et bufferbatteri, en likeretter og eventuelle plugger og brytere, og hvor høreapparatet innbefatter fortrinnsvis en i hoveddelen (1) anordnet åpen forbindelse mellom øreåpningen og et indre parti av den ytre øregang (6), hvor høreapparatet dessuten omfatter en analoginngangsdel med en mikrofonforsterker (11) og et antifoldingsfilter (13), en digital signalprosessor (DSP) med en kompressor (33) og en utjevner (34) samt en analogutgangsdel med et rekonstruksjonsfilter (14), hvor mikrofonen (M1) er forbundet med mikrofonforsterkerens (11) inngang, den analoge inngangsdel er forbundet med den digitale signalprosessor (DSP) via en analog/digital-omformer (ADC), den digitale signalprosessor (DSP) er forbundet med den analoge utgangsdel via en digital/analog-omformer (DAC), og rekonstruksjonsfilterets (14) utganger er forbundet med lydgiverens (SG) klemmer, k a r a k t e r i s e r t v e d at den åpne forbindelse utgjør en akustisk transmisjonskanal (ATC) med lavpasskarakteristikk og resonant forsterkning, at kompressoren (33) og utjevneren (34) hver innbefatter randomaksessbare minner (RAM3, RAM), at hver av andre innganger på henholdsvis kompressoren (33 og utjevneren (34) er forbundet med respektive utganger på en

kontrollenhet (CU) som innbefatter et randomaksesserbart minne (RAM2),
at den første inngang på kontrollenheten (CU) er forbundet med det eksterne randomaksesserbare minne (RAM1) og en annen inngang med et eksternt betjeningsorgan (SW) for menystyrt valg blant en rekke i kontrollenhetens minne (RAM2) forhåndslagrede responsfunksjoner for høreapparatet, idet de samme responsfunksjoner også er lagret i det eksterne minne (RAM1) som utgjør en reserve for kontrollenhetens minne (RAM2), og dessuten er tilkoblet et grensesnitt (IF).

2. Høreapparat i henhold til krav 1, k a r a k t e r i - s e r t v e d at det ved den akustiske transmisjonskanals (ATC) munning i øreåpningen er anordnet en ytterligere mikrofon (M2), idet begge mikrofonene (M1,M2) er innbyrdes adskilt med en bestemt avstand og har forskjellig følsomhet, at hver av mikrofonene (M1,M2) er forbundet med henholdsvis en første og annen kanal (CH1,CH2) i analoginngangsdelen, og at hver kanal omfatter en mikrofonforsterker (11) og et antifoldingsfilter (13) og er forbundet med hver sin inngang på en sampel-og-hold-krets (SH) som er forbundet med den digitale signalprosessor (DSP) via analog/digital-omformer (ADC), at den første sekundærdel (2a) omfatter en eller flere av de følgende komponenter:

den analoge inngangsdelen, den digitale signalprosessor (DSP), kontrollenheten (CU), den analoge utgangsdelen og fortrinnsvis også batteriet (4), idet den analoge inngangsdelen, den digitale signalprosessor (DSP), kontrollenheten (CU) og den analoge utgangsdelen fortrinnsvis er implementert som en monolittisk integrert krets (3).

3. Programmerbart hybrid høreapparat med digital signalbehandling, som omfatter en hoveddel (1) og en sekundærdel (2) forbundet med hoveddelen, hvor hoveddelen (1), fortrinnsvis i form av en øreplugg, kan innsettes i hovedsakelig den ytre øregang (6) hos en person og har anordnet en mikrofon (M1), en lyd giver (SG) og fortrinnsvis også et batteri (4), hvor sekundærdelen (2) er et etui innrettet til å romme hoveddelen

(1) når høreapparatet ikke er i bruk, samt eventuelle elektroniske og elektriske hjelpeinnretninger såsom en ekstern hukommelse i form av et randomaksesserbart minne (RAM1), et bufferbatteri, en likeretter og eventuelle plugger og brytere, og hvor høreapparatet innbefatter en fortrinnsvis i hoveddelen (1) anordnet åpen forbindelse mellom øreåpningen og et indre parti av den ytre øregang (6), hvor hoveddelen (1) dessuten omfatter en analoginngangsdell med en mikrofonforsterker (11) og et antifoldingsfilter (13), en digital signalprosessor (DSP) med en kompressor (33) og en utjevner (34), samt en analogutgangsdell med et rekonstruksjonsfilter (14), hvor mikrofonen (M1) er forbundet med mikrofonforsterkerens (11) inngang, den analoge inngangsdell er forbundet med den digitale signalprosessor (DSP) via en analog/digital-omformer (ADC), den digitale signalprosessor (DSP) er forbundet med den analoge utgangsdell via en digital/analog-omformer (DAC), og rekonstruksjonsfilterets (14) utganger er forbundet med lyd-giverens (SG) klemmer, k a r a k t e r i s e r t v e d at den åpne forbindelse utgjør en akustisk transmisjonskanal (ATC) med lavpasskarakteristikk og resonant forsterkning, at kompressoren (33) og utjevneren (34) hver innbefatter randomaksesserbare minner (RAM3, RAM4), at hver av andre innganger på henholdsvis kompressoren (33) og utjevneren (34) er forbundet med respektive utganger på en kontrollenhet (CU) som innbefatter et randomaksesserbart minne (RAM2), og at den første inngang på kontrollenheten (CU) er forbundet med det eksterne randomaksessbare minne (RAM1), og en annen inngang med et eksternt betjeningsorgan (SW) for menystyrt valg blant en rekke i kontrollenhetens minne (RAM2) forhåndslagrede responsfunksjoner for høreapparatet, idet de samme responsfunksjoner også er lagret i det eksterne minne (RAM1) som utgjør en reserve for kontrollenhetens minne (RAM2) og dessuten er tilkoblet et grensesnitt (IF).

4. Høreapparat i henhold til krav 3, k a r a k t e r i - s e r t v e d at den digitale signalprosessor (DSP)

omfatter et kanselleringsfilter (35) innsatt i foroverveien for utgangssignalet fra analog/digital-omformer (ADC) eller i en tilbakekoblingssløyfe mellom utgangen på utjevneren (34) og den første inngang på kompressoren (33), idet en annen inngang på kanselleringsfilteret (35) er forbundet med en ytterligere utgang på kontrollenheten (CU), og at kanselleringsfilteret (35) dessuten innbefatter et randomaksesserbart minne (RAM5), at den analoge utgangsdelen dessuten omfatter en effektforsterker (15) for å drive lydgiveren (SG), idet effektforsterkerens inngang er forbundet med utgangen på rekonstruksjonsfilteret (14) og dens utganger med lydgiverens (SG) klemmer, at lydgiveren (SG) fortrinnsvis er en elektrodynamisk lydgiver, og at den analoge inngangsdelen, den digitale signalprosessor (DSP), kontrollenheten (CU) og den analoge utgangsdelen fordelaktig er implementert som en monolittisk integrert krets (3), fortrinnsvis i CMOS-teknikk.

5. Programmerbart hybrid høreapparat med digital signalbehandling, som omfatter en hoveddel (1) og en sekundærdel (2) forbundet med hoveddelen, hvor hoveddelen (1), fortrinnsvis i form av en øreplugg, kan innsettes i hovedsakelig den ytre øregang (6) hos en person og har anordnet to mikrofoner (M1, M2), en lydgiver (SG) og fortrinnsvis også et batteri (4), hvor sekundærdelen (2) er et etui innrettet til å romme hoveddelen (1) når høreapparatet ikke er i drift, samt eventuelle elektroniske og elektriske hjelpeinnretninger såsom en ekstern hukommelse i form av et randomaksesserbart minne (RAM1), et bufferbatteri, en likeretter og eventuelle plugger og brytere, og hvor høreapparatet innbefatter en fortrinnsvis i hoveddelen (1) anordnet åpen forbindelse mellom øreåpningen og et indre parti av den ytre øregang (6),
k a r a k t e r i s e r t v e d
at den åpne forbindelse utgjør en akustisk transmisjonskanal (ATC) med lavpasskarakteristikk og resonant forsterkning, at første mikrofon (M1) som er elektrisk forbundet med hoveddelen (1), er anordnet på et egnet sted i øremuslingen og på avstand fra den akustiske transmisjonskanals (ATC) munning i øreåpningen,

at en annen mikrofon (M2) som har lavere følsomhet enn den første mikrofon (M1), idet forskjellen i følsomhet er tilpasset avstanden mellom mikrofonene (M1,M2), er anordnet ved den akustiske transmisjonskanals (ATC) munning i øreåpningen, at hoveddelen (1) omfatter en analoginngangsdelen med en første kanal (CH1) forbundet med utgangen på den første mikrofon (M1), og en annen kanal (CH2) forbundet med utgangen på den annen mikrofon (M2), idet hver kanal (CH1,CH2) er forbundet med henholdsvis en første og en annen inngang på en sampel-og-hold-krets (SH),

at hver kanal (CH1,CH2) omfatter henholdsvis en mikrofonforsterker (11a,11b), en første kompressor (12a,12b) og et antifoldingsfilter (13a,13b) koblet i serie,

at hoveddelen (1) omfatter en digital signalprosessor (DSP) forbundet med utgangen på den analoge inngangsdelen via en analog/digital-omformer (ADC),

at den digitale signalprosessor (DSP) omfatter en første signalvei (SP1) bestående av en seriekobling av en omhyllingskurvegenerator (21) og en annen kompressor (22), en annen signalvei (SP2) bestående av en seriekobling av en divisjonskrets (31) med en annen inngang forbundet med en annen utgang på omhyllingskurvegeneratoren (21), en avrundingskrets (32), en tredje kompressor (33), en utjevner (34), en stabiliserings- og kanselleringskrets (36) samt en forkompensasjonskrets (37), idet den annen kompressor (22), den tredje kompressor (33), utjevneren (34), stabiliserings- og kanselleringskretsen (36) samt forkompensasjonskretsen (37) hver innbefatter et randomaksesserbart minne (RAM3-7),

at hver signalvei (SP1,SP2) er ført til henholdsvis første og andre innganger på en digital/analog-omformer (DAC),

at andre innganger på henholdsvis den annen kompressor (22), den tredje kompressor (33), utjevneren og stabiliserings- og kanselleringskretsen (36) samt forkompensasjonskretsen (37) er forbundet med respektive utganger på en kontrollenhet (CU) hvis første inngang er forbundet med det eksterne randomaksesserbare minne (RAM1) og annen inngang med en syklusgenerator (CG) koblet til et eksternt betjeningsorgan (SW) for menystyrt valg blant en rekke i et i kontrollenheten (CU) innbefattet

randomaksesserbart minne (RAM2) forhåndslagrede responsfunksjoner for høreapparatet, idet de samme responsfunksjoner også er lagret i det eksterne minne (RAM1) som utgjør en reserve for kontrollenhetens minne (RAM2) og dessuten er tilkoblet et grensesnitt (IF), fortrinnsvis av type RS232, og at hoveddelen (1) omfatter en analogutgangsdelen hvis inngang er forbundet med utgangen på digital/analog-omformeren (DAC), idet den analoge utgangsdelen omfatter et rekonstruksjonsfilter (14) hvis utganger er forbundet med lyd giverens (SG) klemmer.

6. Høreapparat i henhold til krav 5, k a r a k t e r i - s e r t v e d at mikrofonene (M1,M2) er elektretmikrofoner som hver ved sine utganger via impedansomformere (10a,10b) er forbundet med inngangen på mikroforsterkeren (11a,11b) i henholdsvis den første (CH1) og annen kanal (CH2), at antifoldingsfilteret (12a,12b) fortrinnsvis har en grensefrekvens på 8 kHz, at sampel-og-hold-kretsen (SH) innbefatter en monostabil multivibrator, og at den tredje kompressor (33), utjevneren (34) og stabiliserings- og kanselleringskretsen (36) fortrinnsvis utgjør et integrert filternettverk.

7. Høreapparat i henhold til krav 5, k a r a k t e r i - s e r t v e d at digital/analog-omformeren (DAC) er en multipliserende omformer, og at digital/analog-omformeren (DAC) omfatter en anordning til avstemning av utgangssignalnivået, idet anordningen innbefatter et randomaksesserbart minne (RAM8) forbundet med en femte utgang på kontrolldelen (CU).

8. Høreapparat i henhold til krav 5, k a r a k t e r i - s e r t v e d at lyd giveren (SG) er en elektrodynamisk lyd giver.

9. Høreapparat i henhold til krav 5, k a r a k t e r i - s e r t v e d at den akustiske transmisjonskanal (ATC) utgjør et førsteordens akustisk filter, og

at den akustiske transmisjonskanal (ATC) i samvirke med det indre parti av den ytre øregang (6) utgjør en resonant akustisk forsterker, idet den akustiske transmisjonskanal (ATC) er dannet av en boring i høreapparatets hoveddel (1) og fortrinnsvis har en ekvivalent diameter på 1-2 mm.

10. Høreapparat i henhold til krav 5, k a r a k t e r i - s e r t v e d at hoveddelen (1) er innkapslet i et adapter (5) for innsetting i den ytre øregang (6), idet adapteret (5) gir en individuell tilpasning til øregangens form, og at den første mikrofon (M1) er mekanisk forbundet med hoveddelen (1) eller dens adapter (5).

11. Høreapparat i henhold til krav 5 k a r a k t e r i - s e r t v e d at batteriet (4) er festet på hoveddelens (1) utside ved siden av transmisjonskanalens (ATC) munning i øreåpningen, og at batteriet (4) fortrinnsvis er et oppladbart batteri.

12. Høreapparat i henhold til krav 5, k a r a k t e r i - s e r t v e d at den analoge inngangsdelen, den digitale signalprosessor (DSP), den analoge utgangsdelen, syklusgeneratoren (CG) og kontrollenheten (CU) er implementert som en monolittisk integrert krets (3), fortrinnsvis i CMOS-teknikk.

13. Fremgangsmåte ved deteksjon og signalbehandling i programmerbart hybrid høreapparat med en hoveddel (1) og en sekundærdel (2), hvor hoveddelen, fortrinnsvis i form av en øreplugg, kan innsettes i hovedsakelig den ytre øregang (6) hos en person og har anordnet to mikrofoner (M1,M2) og en lydgiver (SG) og fortrinnsvis også et batteri (4), og hvor høreapparatet innbefatter en fortrinnsvis i hoveddelen (1) anordnet åpen forbindelse mellom øreåpningen og et indre parti av den ytre øregang (6), k a r a k t e r i s e r t v e d at den åpne forbindelse tilpasses personens hørsel for å danne en akustisk transmisjonskanal med en lavpasskarakteristikk, idet transmisjonskanalen virker som en resonant akustisk

forsterker i et frekvensområde hvis øvre grensefrekvens fortrinnsvis er 150-200 Hz,

og at fremgangsmåten omfatter trinn for

a) å detektere et ytre lydfelt samt et gjennom transmisjonskanalen tilbakekoblet akustisk signal fra lydgiveren med de to mikrofoner anordnet på avstand fra hverandre, idet den første mikrofon er anordnet på et passende sted i øremuslingen og den annen mikrofon ved transmisjonskanalens munning i øreåpningen,

b) å kompensere svekkingen av det tilbakekoblede akustiske signal under forplantningen mellom transmisjonskanalens munning og den første mikrofon ved at den annen mikrofon gis en lavere følsomhet enn den første, idet følsomhetsforskjellen er proporsjonal med svekkingen,

c) å generere to mikrofonsignaler s_1, s_2 som leveres til henholdsvis en første og en annen kanal,

d) å forsterke hvert av de genererte mikrofonsignaler s_1, s_2 i en mikrofonforsterker i den respektive kanal,

e) å komprimere hvert av de forsterkede mikrofonsignalers s_1, s_2 dynamikk til 60 db eller mindre i hver kanal,

f) å filtrere hvert av de komprimerte mikrofonsignaler s_1, s_2 i et lavpassfilter i hver kanal, idet filterets grensefrekvens fortrinnsvis er 8 kHz,

g) å sample de filtrerte mikrofonsignaler s_1, s_2 med en samplingfrekvens på minst to ganger lavpassfilterets grensefrekvens, fortrinnsvis 16 kHz, idet samplingen av det annet filtrerte mikrofonsignal s_2 forsinkes med et tidsrom Δt svarende til gangtidsforskjellen for det tilbakekoblede akustiske signal mellom mikrofonene, slik at det genereres et tilbakekoblingskompensert spektralsignal s_0 ,

h) å omforme spektralsignalet s_0 til et digitalt spektralsignal $s(t)$, fortrinnsvis med 12 bit,

i) å generere et omhyllingssignal $e(t)$ for $s(t)$ som et båndbegrenset signal, fortrinnsvis med 4-6 bit og båndbredde mindre enn ca. 50 Hz, fortrinnsvis 30 Hz, og deretter å generere et kvotientsignal $f(t)$ med båndbredde 150-8000 Hz ved å utføre divisjonen $s(t)/e(t) = f(t)$, hvorefter hvert av signalene $e(t)$ og $f(t)$ leveres til henholdsvis en første og en annen signalvei,

idet $e(t)$ representerer amplitudekomponenten og $f(t)$ frekvenskomponenten av spektralsignalet $s(t)$,

j) å komprimere omhyllingsignalet $e(t)$, fortrinnsvis til ca. 30 db, i en kompressor i form av et filter i den første signalvei,

k) å avrunde kvotientsignalet $f(t)$, fortrinnsvis til 6 eller 8 bit,

l) å filtrere kvotientsignalet $f(t)$ i et filternettverk i den annen signalvei, idet filtreringen omfatter å komprimere $f(t)$ og modifisere dets frekvensresponskurve, å generere en optimal frekvensresponskurve for $f(t)$ med samtidig korreksjon av både dets fase og amplitude samt å stabilisere den genererte, optimale frekvensresponskurve ved å fjerne fluktuasjoner forårsaket ved bruk av forhåndsbestemte filterkoeffisienter i filternettverket,

m) å kansellere en eventuell rest av det tilbakekoblede akustiske signal i $f(t)$ i tilknytning til stabiliseringen av den optimale frekvensresponskurve,

n) å kompensere ulineariteter på det filtrerte kvotientsignal $f(t)$, idet kompensasjonen av ulinearitet fortrinnsvis skjer ved bruk av en i en kompensasjonskrets lagret tabell,

o) å omforme omhyllingssignalet $e(t)$ til et pulsbreddemodulert signal med samplingfrekvens,

p) å omforme det kompenserte kvotientsignal $f(t)$ til et pulshøydemodulert signal med samplingfrekvens, og

q) å multiplisere det pulsbreddemodulerte signal $e(t)$ med det pulshøydemodulerte signal $f(t)$ for å generere det prosesserte spektralsignal $s(t)$, hvorefter produktet $s(t) = e(t) f(t)$ omformes til et analogt utgangssignal s_r som glattes og leveres til en lydgiver for omforming til et akustisk utgangssignal som hovedsakelig reproducerer det eksterne lydfelt detektert ved mikrofonene (M_1, M_2).

14. Fremgangsmåte i henhold til krav 13,

k a r a k t e r i s e r t v e d at det omformede produkt $e(t) f(t)$ gis et effektnivå som er tilstrekkelig til at det analoge utgangssignal kan drive en elektrodynamisk lydgiver uten ytterligere forsterkning.

15. Fremgangsmåte i henhold til krav 13, k a r a k t e r i - s e r t v e d at kvotientsignalet $f(t)$ komprimeres til 6 bit, og at kvotientsignalet $f(t)$ fortrinnsvis gis en nedre grensefrekvens tilpasset den akustiske transmisjonskanals øvre grensefrekvens.

16. Fremgangsmåte i henhold til krav 13, k a r a k t e r i - s e r t v e d at kompensasjonen av ulineariteter i det filtrerte kvotientsignal $f(t)$ spesielt omfatter å forkompensere forvrengning av henholdsvis det analoge utgangssignal s_r som genereres ved omforming av det digitale spektralsignal $s(t)$ eller dets komponenter $e(t)$ og $f(t)$, og det akustiske utgangssignal fra lydgiveren.

17. Fremgangsmåte i henhold til krav 13, k a r a k t e r i - s e r t v e d at spektralsignalets $s(t)$ utgangsnivå avstemmes, idet avstemningen enten skjer digitalt som en aritmetisk operasjon på omhyllingssignalet $e(t)$, fortrinnsvis ved oppslag i en lagret tabell umiddelbart før det omformes til et pulsbreddemodulert signal, eller ved å multiplisere det pulsbreddemodulerte omhyllingssignal $e(t)$ med en valgbar faktor k umiddelbart før multiplikasjonen $e(t) f(t) = s(t)$ finner sted, idet et eventuelt fall i batterispenningen fortrinnsvis kompenseres i forbindelse med avstemningen av spektralsignalets $s(t)$ utgangsnivå.

18. Fremgangsmåte i henhold til krav 13, k a r a k t e r i - s e r t v e d at filternettverket implementeres med separate filtre for henholdsvis komprimering, utjevning og stabilisering/kansellering, og at filternettverkets transferfunksjon kan endres ved å tilføre de enkelte filtre forskjellige sett av filterkoeffisienter, slik at transferfunksjonen for det enkelte filter endres, slik at det til en bestemt transferfunksjon for henholdsvis filternettverket i den første signalvei og kompressoren i den annen signalvei svarer en forhåndsbestemt responsfunksjon for høreapparatet, idet responsfunksjonene genereres ved å tilføre de enkelte filtre forhåndsbestemte sett av filterkoeffisienter lagret i et

randomaksesserbart minne innbefattet i en kontrollenhet som er forbundet med filternettverket, og at antallet forhåndsbestemte responsfunksjoner er minst 5, idet en ønsket responsfunksjon velges ved hjelp av et eksternt betjeningsorgan via en syklusgenerator forbundet med kontrollenheten.

19. Fremgangsmåte i henhold til krav 18, k a r a k t e r i s e r t v e d at minst én forhåndsbestemt responsfunksjon innebærer kansellering av det tilbakekoblede akustiske signal i tilknytning til stabiliseringen av det utjevnede kvotient-signal $f(t)$, fortrinnsvis slik at den eller de forhåndsbestemte responsfunksjoner innbefatter adaptiv kansellering av det tilbakekoblede akustiske signal, og dessuten fortrinnsvis slik at den eller de forhåndsbestemte responsfunksjoner bare innebærer kansellering av det tilbakekoblede akustiske signal dersom responsfunksjonen gir en forsterkning på over 55 db.

20. Fremgangsmåte i henhold til krav 18, k a r a k t e r i s e r t v e d at de forhåndsbestemte responsfunksjoner dessuten innebærer forkompensasjon av forvrengning i henholdsvis av det analoge utgangssignal s_r og det akustiske utgangssignal fra lyd giveren, samt avstemning av utgangsnivået til spektralsignalet $s(t)$, idet kompensasjons- og avstemningsparametrene fortrinnsvis fås ved oppslag i tabeller lagret i respektive randomaksesserbare minner.

21. Fremgangsmåte i henhold til krav 18, k a r a k t e r i s e r t v e d at de enkelte filtre realiseres som programmerbare filtre med hvert sitt randomaksesserbart minne, idet en omprogrammering skjer ved at det i kontrollenheten anordnede randomaksesserbare minne som er forbundet med de enkelte filteres randomaksesserbare minner, tilføres et eller flere nye sett av filterkoeffisienter svarende til en eller flere endrede responsfunksjoner, at kontrollenhetens randomaksesserbare minne tilføres et eller flere av de nye sett av filterkoeffisienter fra et i sekundærdelen anordnet randomaksesserbart minne som utgjør en reserve for kontrollenhetens minne og dessuten er tilkoblet et grensesnitt som kan forbindes med en ekstern

datamaskin, fortrinnsvis en personlig datamaskin, for forhåndsbestemmelse eller beregning av nye sett av filterkoeffisienter, og at de forhåndsbestemte sett av filterkoeffisienter som genererer en bestemt responsfunksjon, bestemmes på basis av audiometriske undersøkelser av personen og akustiske parametre som representerer et spesifikt eksternt akustisk miljø, idet resultatet av de nevnte undersøkelser og de akustiske parametre evalueres ved hjelp av den eksterne datamaskin.

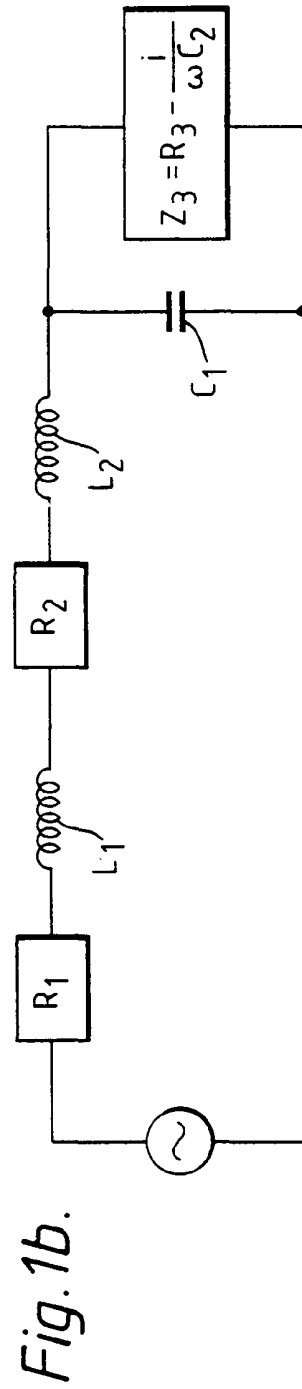
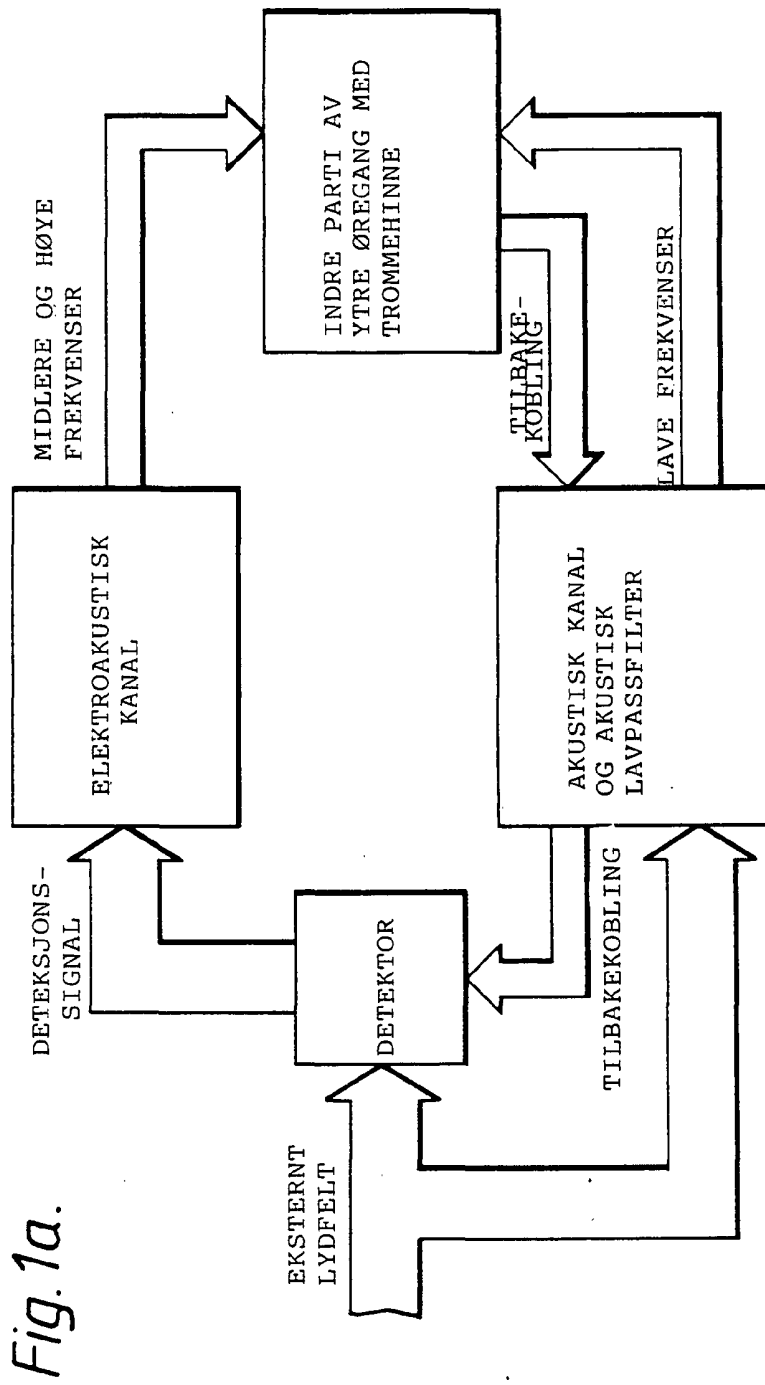


Fig.2.

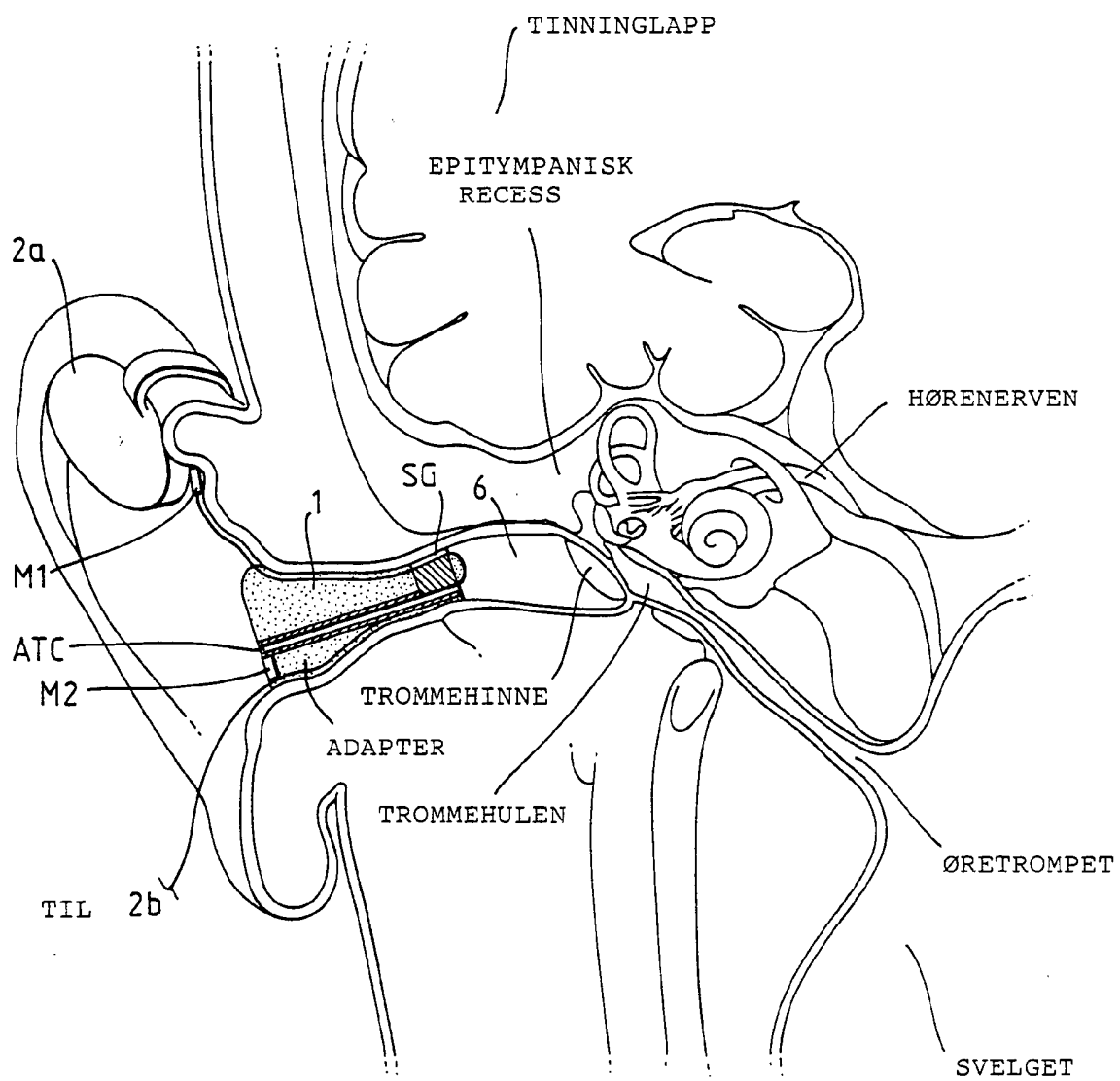


Fig. 3.

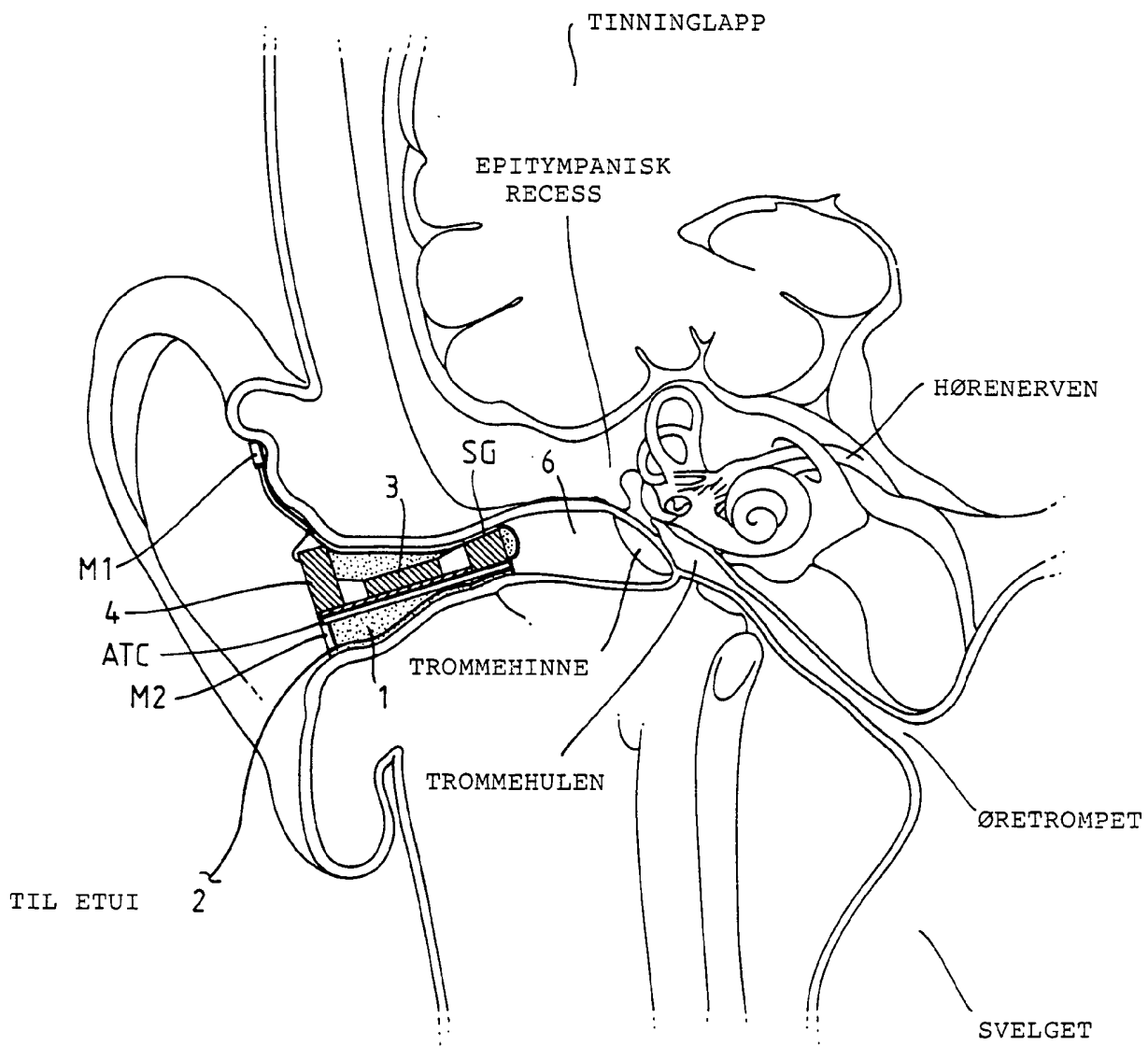


Fig. 4a.

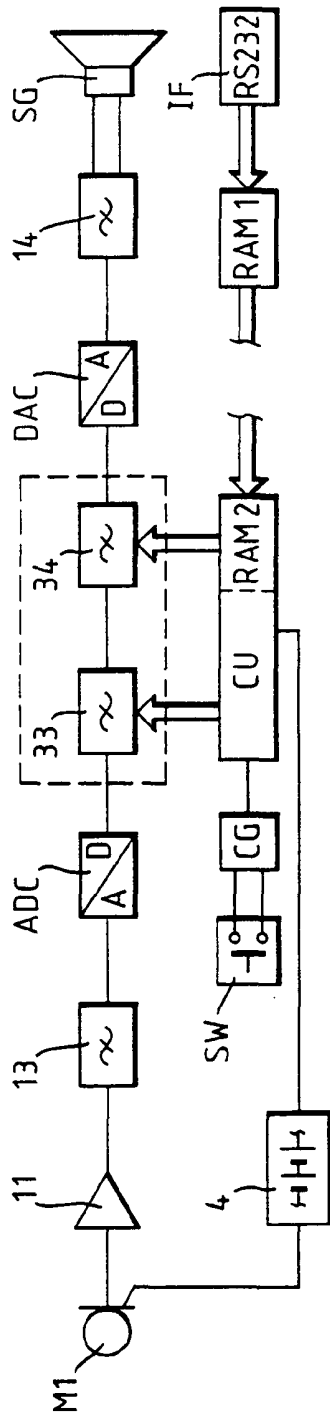


Fig. 4b.

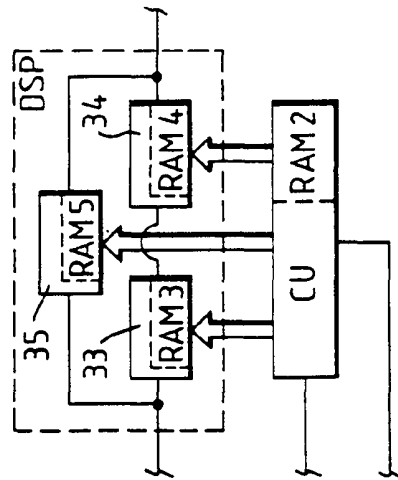


Fig. 4c.

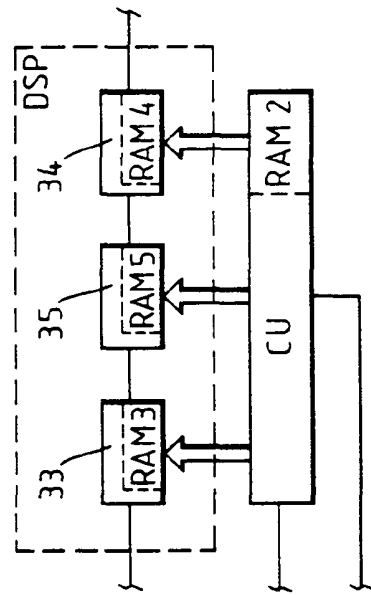


Fig. 4d.

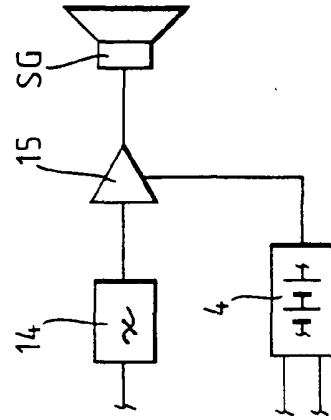


Fig. 5a.

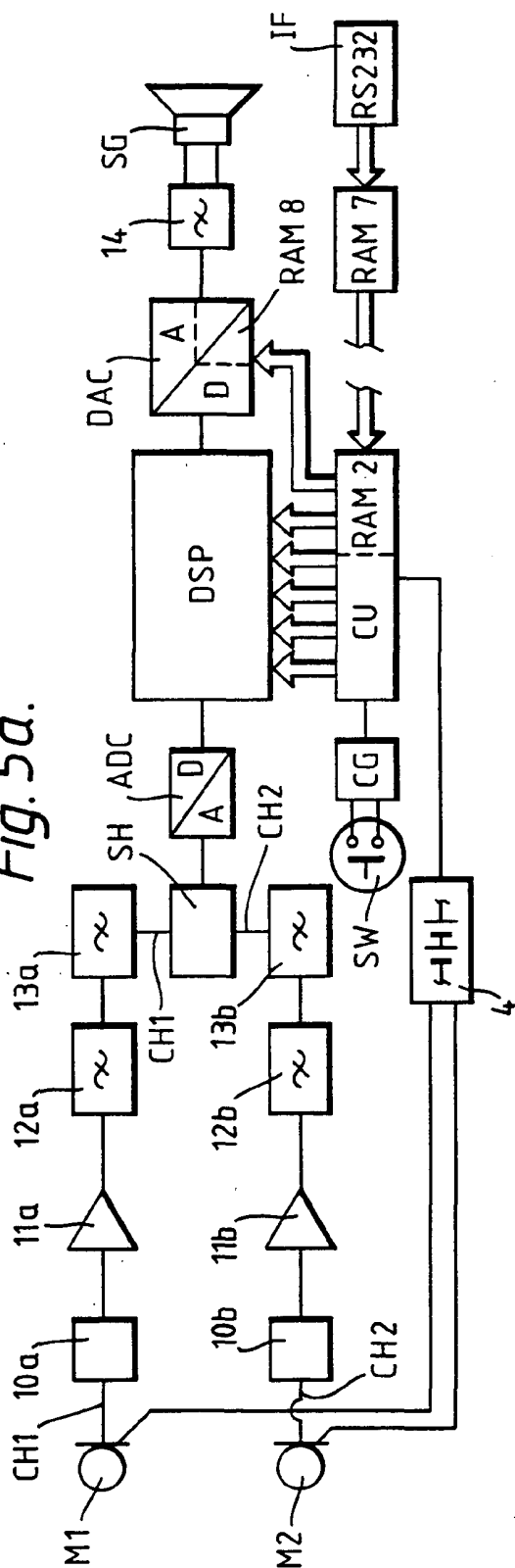


Fig. 5b.

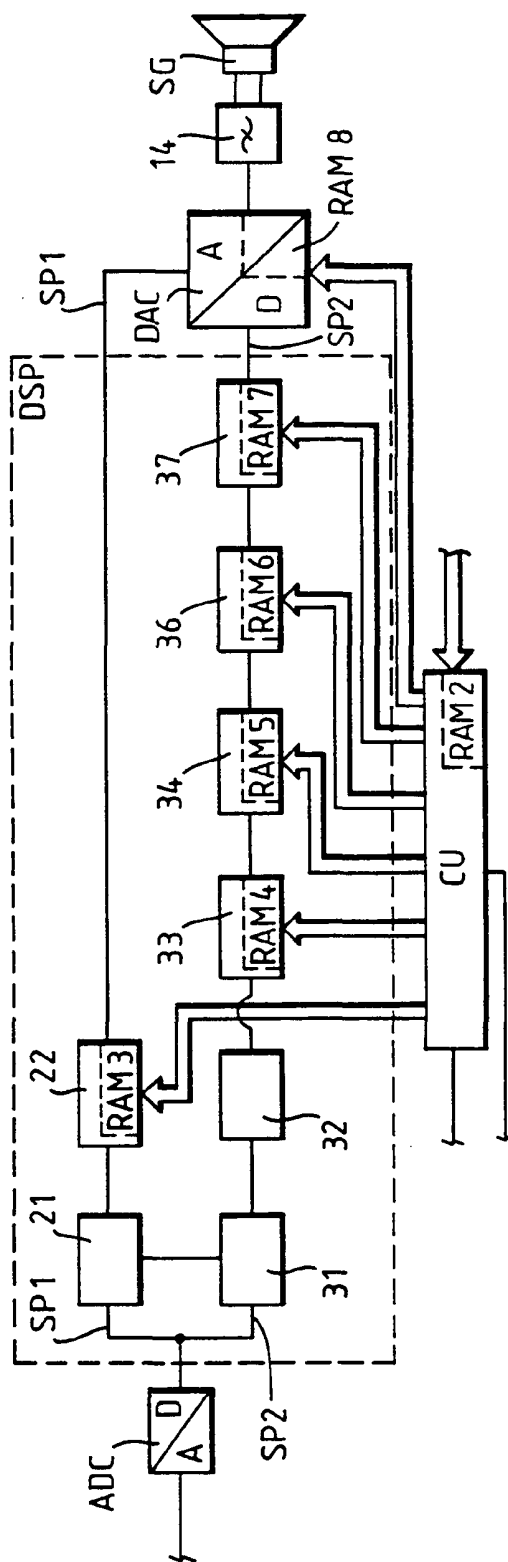
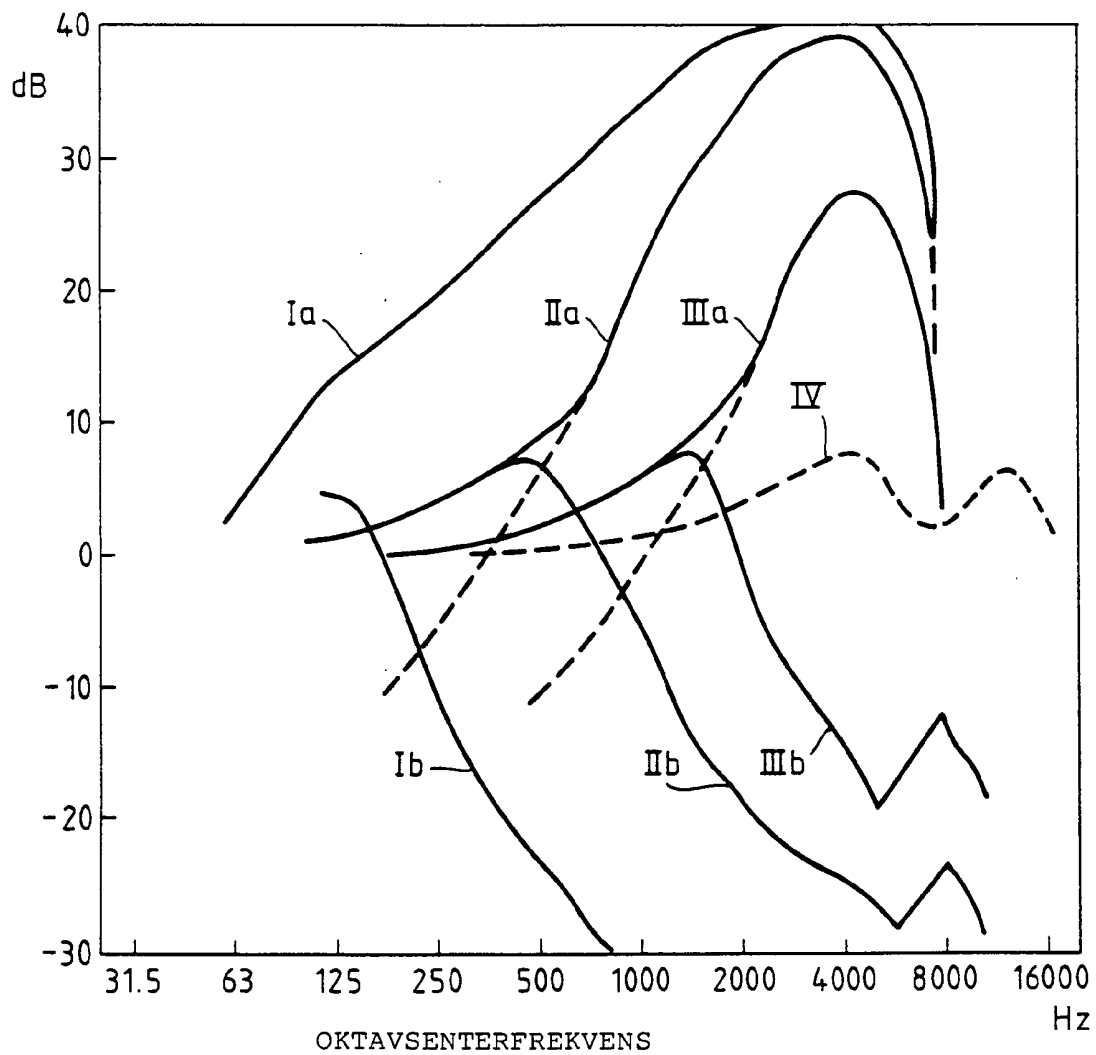


Fig. 6a.



Ia,b STERK HØRSELSVEKKELSE; ØVRE: TOTAL, NEDRE:
AKUSTISK KANAL

IIa,b MODERAT // // // // //

IIIa,b SVAK // // // // //

IV LYDTRYKKRESPONS TIL ØREGANG UTEN HØREAPPARAT

Fig.6b.