



PATENTDIREKTORATET
TAASTRUP



(21) Patentansøgning nr.: 0794/84

(51) Int.Cl.⁵

H 04 R 3/04

(22) Indleveringsdag: 20 feb 1984

(41) Alm. tilgængelig: 24 aug 1984

(44) Fremlagt: 29 jan 1990

(86) International ansøgning nr.: -

(30) Prioritet: 23 feb 1983 NL 8300671

(71) Ansøger: N.V. *PHILIPS* GLOEILAMPENFABRIEKEN; Groenewoudseweg 1; Eindhoven, NL

(72) Opfinder: Franciscus Johannes Op de *Beek; NL, Jacob Maria van *Nieuwland; NL

(74) Fuldmægtig: Internationalt Patent-Bureau

(54) System til automatisk udligning ved diskret Fourier-transformation (DFT) eller hurtig Fourier-transformation (FFT).

(56) Fremdragne publikationer

US pat. nr. 4306113

(57) Sammendrag:

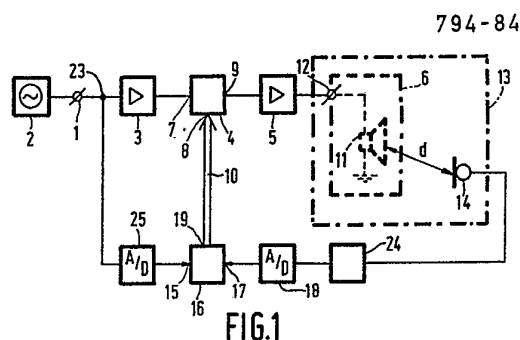
beregne en overføringsfunktion mellem disse to signaler.

Den frekvensanalyserende enhed er fortrinsvis yderligere indrettet til at beregne en koherensfunktion $\gamma_{xy}^2(f)$ mellem de to signaler og til under bestemmelsen af styresignalet at se bort fra værdierne af overføringsfunktionen for de frekvenser f_i , hvor $\gamma_{xy}^2(f)$ er mindre end en bestemt værdi, f.eks. 0,8. Ved hjælp af anlægget opnås en bedre udligning, og forvrængningen af anlæggets udgangssignal er lav.

794-84

Udligningsanlægget (equalizer) omfatter en udligningsenhed (4) til korrigering af frekvenskarakteristikken for et elektrisk signal, der tilføres dens første indgang (7) under indflydelse af et styresignal, som tilføres dens anden indgang (8) gennem ledningen (10) og til afgivelse af et korrigeret elektrisk signal ved dens udgang (9), og en frekvensanalyserende enhed (16) med en første indgang (5) koblet til et punkt på signalvejen mellem indgangsterminalen (1) og den første indgang (7) på udligningsenheden (4), en anden indgang (17) koblet til en føler (14) og en udgang (19) til afgivelse af styresignalet gennem ledningen (10).

Den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til at underkaste de forud digitaliserede indgangssignaler $x(t)$ og $y(t)$, som tilføres dens første og anden indgang en Fourier-transformation, at beregne Fourier-transformerede versioner $F_x(f)$ og $F_y(f)$ af disse to signaler og at



Opfindelsen angår et anlæg til konvertering af et elektrisk signal til et akustisk signal, hvilket anlæg omfatter:

- en indgangsterminal til modtagelse af et elektrisk
5 signal,
- en elektro-akustisk transducerenhed til konvertering af et elektrisk signal til et akustisk signal,
- en udligningsenhed (equalizer) med en første samt en anden indgang og en udgang til korrigerende af frekvens-
10 karakteristikken for et elektrisk signal, der tilføres dens første indgang under styring af et styresignal, som tilføres dens anden indgang, og til afgivelse af det korrigerede elektriske signal ved dens udgang,
- en forstærker, der driver den elektro-akustiske trans-
15 ducerenhed,
- en føler til optagelse af et akustisk signal og til frembringelse af et elektrisk signal, der er et mål for det akustiske signal, og
- en frekvensanalyserende enhed med en første indgang
20 koblet til et punkt på signalvejen mellem indgangsterminalen og den første indgang på udligningsenheden, med en anden indgang koblet til optagelsesmidlet, og en udgang til afgivelse med styresignalet, hvilken udgang er koblet til den anden indgang på udligningsen-
25 heden.

Opfindelsen angår også en frekvensanalyserende enhed til brug i forbindelse med anlægget ifølge opfindelsen. Et anlæg af den i indledningen nævnte type er angivet i GB-patentskrift nr. 2.068.678A. Det kendte anlæg
30 tilsigter automatisk korrektion (udligning) af det akustiske signal, som udstråles fra transducerenheden i et lukket rum (f.eks. et opholdsrum eller en bilkabine), men opfindelsen er dog ikke begrænset til et anlæg til brug i sådanne rum. Som følge af den ikke-flade fre-
35 kvenskarakteristik for nogle af anlæggets komponenter og den akustiske kvalitet for rummet, hvori det akusti-

ske signal udstråles, vil et elektrisk signal, der har en flad frekvenskarakteristik, og som tilføres anlæggets indgangsterminal (f.eks. et støjsignal), blive gengivet forvrænget. Som følge heraf vil føleren (f.eks. en mikrofon) anbragt i dette rum optage et akustisk signal, hvis frekvenskarakteristik ikke længere er flad. Til kompensati-
5 on af denne ikke-flade frekvenskarakteristik er der anbragt en udligningsenhed i kredsløbet mellem indgangsterminalen og transducerenheden. Udligningsenheden er ind-
10 stillet på en frekvenskarakteristik, der er det omvendte af frekvenskarakteristikken for det akustiske signal, der optages af føleren. Indstillingen af udligningsenheden bestemmes af et styresignal, der fås fra en frekvensanalyserende enhed. Denne frekvensanalyserende enhed om-
15 fatter to filterkæder med tredjedelsoktav- eller oktav-filtre. Det signal, der tilføres den første indgang, deles af en af filterkæderne op i et antal frekvensbånd med en bredde på en tredjedel oktav eller en oktav. Det signal, der tilføres den anden indgang, deles af den an-
20 den filterkæde også op i et lignende antal frekvensbånd med en bredde på en tredjedel oktav eller en oktav. For begge signaler bestemmes frekvenseffektindholdet for hver tredjedel oktav eller oktav. Ved sammenligning af frekvenseffektindholdet for modsvarende tredjedel oktaver
25 eller oktaver i begge signaler udledes et korrektionssignal for hver tredjedel oktav eller oktav. Tilsammen danner alle disse korrektionssignaler det styresignal ved hjælp af hvilket udligningsenheden styres.

Det kendte anlæg har imidlertid visse ulemper. For
30 det første giver det ikke altid tilfredsstillende udligning, og for det andet giver det et udgangssignal, som kan være stærkt forvrænget. Dette er meget uensigtsmæssigt.

Den foreliggende opfindelse tilsigter at tilveje-
35 bringe et anlæg, der giver en mere nøjagtig og bedre udligning, og som giver et udgangssignal med en væsentlig mindre forvrængningskomponent. Ifølge opfindelsen er an-

lægget ejendommeligt ved, at den frekvensanalyserende enhed er indrettet til at underkaste de forud digitaliserede indgangssignaler $x(t)$ og $y(t)$, der tilføres dens første og anden indgang, en Fourier-transformation (f. eks. en diskret Fourier-transformation, DFT, eller en hurtig Fourier-transformation, FFT), at tilvejebringe Fourier-transformerede versioner $F_x(f)$ henholdsvis $F_y(f)$ af nævnte signaler, at beregne en overføringsfunktion ud fra de nævnte to versioner, og at bestemme styresignalet ved brugen af information i denne overføringsfunktion, og ved at dens frekvensanalyserende enhed er indrettet til under bestemmelsen af styresignalet, at se bort fra den information, for hvilken der er frekvenser, hvor den kalkulerede overføringsfunktion er upålidelig.

Overføringsfunktionen er enten en kompleks funktion af frekvensen og betegnes da $H_{xy}(f)$ eller en reel funktion af frekvensen, og som betegnes $|H_{xy}(f)|$ og derfor i virkeligheden svarer til den absolutte værdi af den komplekse overføringsfunktion $H_{xy}(f)$. Opfindelsen er baseret på følgende kendsgerninger. Delingen i det kendte anlæg af det hørlige frekvensområde fra f.eks. 20 Hz til 20 kHz, når de to signaler analyseres ved hjælp af tredjedels-oktav- eller oktavfiltre, er ikke tilstrækkelig nøjagtig, især ikke ved højere frekvenser set langs en lineær frekvensskala. Bredden af tredjedelsoktav- og oktavfiltrene forøges, efterhånden som filtrenes midterfrekvens øges. Særlig ved højere frekvenser fører dette til en utilstrækkelig nøjagtig udligning. Ved brugen af Fourier-transformationsteknikken i den frekvensanalyserende enhed ifølge opfindelsen er målinger i meget snævrere bånd mulige. Hvis et akustisk signal fra 20 Hz til 20 kHz skal analyseres, må det samples med en frekvens på mindst 40 kHz. Når det antages, at der tages 1024 sampler pr. måling (ved den hurtige Fourier-transformation benyttes altid 2^n sampler, dvs. 512, eller 1024 eller 2048 osv. sampler,

i det følgende antages antallet af sampler eksempelvis at være 1024), betyder det, at der fås 512 (komplekse) sampler i frekvensområdet fra 0-20 kHz, at der opnås en

5 båndbredde på $\frac{20 \cdot 10^3}{512} \sim 40$ Hz over hele frekvensområdet, dvs. også for de høje frekvenser. Såfremt udligningsenheden er en digitalt virkende udligningsenhed, kan frekvenskarakteristikken fra 20 Hz til 20 kHz indrettes i

10 meget smalle bånd, dvs. for hver 40 Hz i det foreliggende tilfælde. Hvis udligningsenheden er en normal analog filterkæde med f.eks. tredjedelsoktavfiltre, eller hvis udligningsenheden omfatter flere parametriske filtre, må overføringsfunktionens smalbandede information i den

15 frekvensanalyserende enhed konverteres til et styresignal for hvert filter i udligningsenheden. I alle de førnævnte tilfælde kan der ses bort fra noget af den information, der er indeholdt i overføringsfunktionen, hvilket vil fremgå af det følgende. Som følge heraf vil end-

20 og en udligningsenhed med tredjedelsoktav-, oktav- eller parametriske filtre give en bedre udligning.

Yderligere tager det kendte anlæg ikke højde for muligheden for, at transducerenheden eller føleren kan være anbragt ved eller nær ved en knudelinie eller et

25 knudepunkt for en eller flere af rummets akustiske egenfrekvenser. Akustiske egenfrekvenser er (akustiske) naturlige resonanser (stående bølger), der kan opstå i et rum, se f.eks. "Eigenmodes in non-rectangular reverberation rooms" af J.M.Nieuwland and G.Weber, afhandling G2

30 forelagt på den 9.Internationale Kongres for Akustik (I.C.A.) i Madrid 4.-9. juli 1977. Knudelinierne eller knudepunkterne er de steder i rummet, hvor det akustiske felt (egenfrekvensen) har et lydtryk lig med nul.

Hvis transducerenheden ikke er anbragt på eller

35 nær ved en knudelinie eller et knudepunkt, og føleren er anbragt på eller nær ved nævnte linie eller knude, frem-

bringes en sådan egenfrekvens af transducerenhedens udgangssignal, men denne egenfrekvens vil ikke (i alt væsentligt) blive optaget af føleren. Hvis transducerenheden imidlertid er anbragt på eller nær ved en knudelinie
5 eller et knudepunkt, frembringes egenfrekvensen ikke, og kan derfor ikke optages uanset følerens beliggenhed. Følgelig vil overføringsfunktionen have en meget lav værdi for resonansfrekvensen svarende til denne egenfrekvens.

Som følge heraf tilfører den frekvensanalyserende
10 enhed et styresignal til udligningsenheden, der sikrer, at tredjedelsoktavfilteret svarende til denne resonansfrekvens yderligere forstærker det elektriske signal i dette frekvensbånd. Det i tredjedelsoktavfilteret af udligningsenheden forstærkede elektriske signal konverteres
15 res da til et akustisk signal, som er forstærket i det pågældende frekvensbånd. Hvis den frekvensanalyserende enhed er indrettet således, at udligningen skal finde sted i ét trin, vil den øjeblikkelige indstilling af udligningsenheden blive ukorrekt, hvilket naturligvis er
20 uønsket.

Hvis anlægget virker ifølge en iterativ udligningsmetode, vil føleren igen ikke eller næppe optage det forstærkede signal i det pågældende frekvensbånd i et næste udligningstrin, således at den frekvensanalyserende enhed
25 igen fører et styresignal til udligningsenheden, der forøger det elektriske signal ved yderligere forstærkning i nævnte tredjedelsoktavfilter. Dette medfører en trinvis forøgelse af forstærkningen. På et vist tidspunkt bliver forstærkningen i det pågældende tredjedelsoktavfilter så
30 stor, at signalerne i dette frekvensområde bliver forvrænget, når de begrænses af effektforsyningen, eller når transducerenheden bliver overbelastet. Dette medfører en stor forvrængning af transducerenhedens udgangssignal, hvilket også er klart uønsket. Et andet problem, som kan
35 opstå, er, at føleren kan være anbragt på et sted i rummet, hvor der kan forekomme ødelæggende interferens mel-

lem et antal af rummets akustiske egenfrekvenser. Dette medfører også, at føleren næppe eller slet ikke optager et signal i et bestemt frekvensbånd, således at overføringsfunktionen i dette bånd får en meget lille værdi.

5 Dette fører igen til en ukorrekt indstilling af udligningsenheden eller til stor forvrængning af det akustiske signal, således som omtalt foran.

For at mindske muligheden for ukorrekt indstilling af udligningsenheden er analyseenheden også indrettet til
10 at se bort fra information i overføringsfunktionen i de frekvensbånd hvor denne funktion er upålidelig, fordi informationen i disse frekvensbånd ikke bidrager til yderligere udligning af frekvenskarakteristikken, men snarere fører til forvrængning eller til ukorrekt udligning.

15 Det skal her bemærkes, at der fra US patentskrift nr. 4.306.113 kendes en frekvensanalyseenhed, der med Fourier-transformation behandler to ankommende digitale signaler for at frembringe et udgående styresignal til en udligningsenhed. Indstillingen af udligningsenheden
20 foretages i et behandlingscenter, hvor der benyttes testresultater fra det lokale, hvori er opstillet det audioanlæg for hvilket der ønskes foretaget udligning. Denne frekvensanalyseenhed er dog ikke indrettet til at se bort fra upålidelig information i overføringsfunktionen, når
25 styresignalet skal frembringes.

Fra NHK laboratories Note nr. 277, aug. 1982, pp 2-16, K. Azuwa m.fl.: "Perceptual effects of amplitude and phase characteristics of loudspeakers", kender man en frekvensanalyseenhed der benytter en Fourier-transfor-
30 tion til at behandle to ankommende digitale signaler for at afgive et styresignal til en udligningsenhed. Formålet med denne laboratorieopstilling var at bestemme i hvilket omfang amplitude- og faseresponsen af en højttaler påvirker lyd gengivelsen. Heller ikke i dette tilfælde er frekvensanalyseenheden indrettet til at se bort fra
35 upålidelig information i overføringsfunktionen.

En måde at se bort fra upålidelig information i overføringsfunktionen er at udnytte den kendsgerning, at overføringsfunktionen i de førnævnte tilfælde har en meget lille værdi i de pågældende frekvensbånd. Dette op-

5 nås på følgende måde. Først bestemmes middelværdien for overføringsfunktionen. Hvis værdien af overføringsfunktionen for en bestemt frekvens f_i er mindre end $\frac{1}{x}$ gange denne middelværdi, hvor x er et tal, der f.eks. er 20 eller større, så ses der bort fra denne værdi af overfø-

10 ringsfunktionen svarende til denne frekvens. Dette betyder, at når der anvendes en digital udligningsenhed, eller når der benyttes en analog filterkæde med f.eks. tredjedelsoktavfiltre, så anvendes værdien af overføringsfunktionen ved den pågældende frekvens f_i ikke til

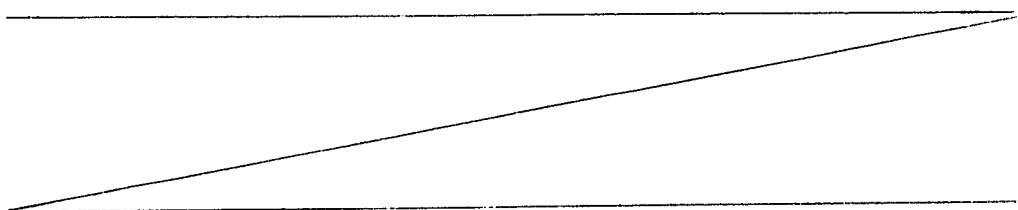
15 frembringelse af et styresignal til det pågældende filter, som svarer til denne frekvens f_i .

Resultatet er, at der både opnås en bedre udligning, og sandsynligheden for at der forekommer forvrængning i udgangssignalet formindskes.

20 En foretrukken udførelsesform for anlægget ifølge opfindelsen er ejendommelig ved, at den frekvensanalyserende enhed også er indrettet til at beregne en koherensfunktion $\gamma_{xy}^2(f)$ mellem de to signaler. Koherensfunktionen $\gamma_{xy}^2(f)$ repræsenterer graden af koherens (eller gra-

25 den af overensstemmelse) mellem de to signaler $x(t)$ og $y(t)$, der tilføres de to indgange på den frekvensanalyserende enhed. Koherensfunktionen har en værdi mellem nul og én. Hvis koherensen mellem de to signaler i et bestemt frekvensbånd er stor, vil koherensfunktionen have en høj

30 værdi i dette frekvensbånd. Hvis koherensen er ringe, vil koherensfunktionen i det pågældende frekvensbånd have en



lille værdi. Hvis koherensfunktionen i et bestemt frekvensbånd er lav henholdsvis høj, så betyder det, at pålideligheden af den beregnede overføringsfunktion er ringe henholdsvis tilfredsstillende i nævnte frekvensbånd.

5 Nogle årsager til en ringe koherens mellem de to signaler $x(t)$ og $y(t)$ og følgelig overføringsfunktionens upålidelighed er allerede nævnt, nemlig hvis transducerenheden eller føleren er anbragt på eller nær ved en knudelinie eller et knudepunkt for en egenfrekvens for rummet, eller hvis føleren er anbragt på et sted i rummet, 10 hvor der forekommer ødelæggende interferens mellem flere egenfrekvenser. De pågældende frekvensbånd giver en overføringsfunktion, som har en meget lille værdi i disse bånd.

15 En anden årsag kan være, at målingen af overføringsfunktionen forstyrres af baggrundsstøj eller andre forstyrrende lyde, f.eks. en vedvarende tone frembragt af en uafhængig lydkilde. I de frekvensbånd, hvor disse forstyrrende lyde forekommer, vil overføringsfunktionen derfor 20 være upålidelig. I almindelighed vil værdien af overføringsfunktionen i disse bånd ikke være meget lille, hvorfor metoden som ovenfor anført med at se bort fra bånd med upålidelig information ikke kan benyttes i det foreliggende tilfælde.

25 Med henblik på at se bort fra alle upålidelige dele af overføringsfunktionen uden hensyn til årsagerne til disse deles upålidelighed, kan der gøres brug af koherensfunktionen $\gamma_{xy}^2(f)$.

I denne henseende er den frekvensanalyserende enhed 30 ved bestemmelsen af styresignalet indrettet til at se bort fra de værdier af overføringsfunktionen for de frekvenser f_1 , hvor koherensfunktionen $\gamma_{xy}^2(f)$ er mindre end en bestemt værdi, f.eks. 0,8. I princippet er værdien 0,8 temmelig vilkårlig. Ved f.eks. en højere værdi er pålideligheden af den ikke-ignorerede del af overføringsfunktionen 35 højere. Det betyder, at hvis ignoreringen sker for værdier af koherensfunktionen mindre end 0,7 eller 0,6,

vil resten af overføringsfunktionen være mindre pålidelig, således at der er tilbøjelighed til, at der forekommer en mindre effektiv udligning.

Desuden kan koherensfunktionen benyttes som test-
5 kriterium for det antal gange, der skal tages gennemsnit, når overføringsfunktionen bestemmes. Det har vist sig, at koherensfunktionen svarende til en overføringsfunktion bestemt ud fra et lille antal målinger (dvs. et lille antal gange 1024 sampler af de to signaler $x(t)$ og $y(t)$,
10 hvilket antal skal være større end eller lig med to) har en lille værdi over hele frekvensområdet. Følgelig er overføringsfunktionen meget upålidelig. Hvis der nu udføres P målinger til bestemmes af P overføringsfunktioner, hvoraf der herefter bestemmes en gennemsnitlig overføringsfunktion, er det klart, at for større værdier af P
15 vil den gennemsnitlige overføringsfunktion blive mere pålidelighed. I middel vil koherensfunktionen svarende til denne overføringsfunktion øges for voksende værdier af P . På et givet tidspunkt vil en yderligere forøgelse af P
20 ikke føre til en (gennemsnitlig) forøgelse af koherensfunktionen. Det betyder, at en yderligere forøgelse af antallet af gennemsnit over en bestemt værdi P^* ikke længere giver en forøgelse af overføringsfunktionens pålidelighed, se "Obtaining good results from an experimental
25 modal survey" af E.L.Peterson og A.L.Klosterman, en teknisk afhandling forelagt på symposiet for The Society of Environmental Engineers i London, England, i 1977. Det er derfor muligt ud fra koherensfunktionen at bestemme det minimale antal gange P^* , hvor der skal dannes gennem-
30 snit til opnåelse af den mest muligt pålidelige overføringsfunktion.

Herudover giver brugen af koherensfunktionen mulighed for udligning under normal anvendelse af anlægget. Det signal, som tilføres anlægget (f.eks. et musikstykke)
35 tjener da som det indgangssignal, der tilføres den første indgang på den frekvensanalyserende enhed, og det (musik)signal, der optages af føleren, tjener da som et

indgangssignal, der tilføres den anden indgang på den frekvensanalyserende enhed. Såfremt musikpassagen ikke har noget effektindhold i et bestemt frekvensbånd, vil overføringsfunktion i dette frekvensbånd naturligvis være meget upålidelig, og bør derfor ikke benyttes til udligning i dette frekvensbånd. Her kan koherensfunktionen atter udnyttes. Koherensfunktionen i dette frekvensbånd vil vise sig at have en meget lav værdi, således at informationen, der er indeholdt i overføringsfunktionen i nævnte frekvensbånd, automatisk negligeres ved bestemmelsen af styresignalet til udligningsenheden.

Det skal bemærkes, at teorien for og den praktiske anvendelse af den hurtige Fourier-transformationsteknik i og for sig er kendt, se f.eks. a) "Application of B&K Equipment to Frequency Analysis" af R.B.Randall, en publikation fra Brüel og Kjær fra september 1977, specielt kapitlerne 2, 5 og 6, b) "Random data: Analysis and Measurement Procedures" af J.S.Bendat og A.G.Piersol; Wiley-Interscience 1971, specielt kapitlerne 5 og 6, og c) "Effective Measurements for Structural Dynamics Testing", Part 1 af K.A.Ramsey, Sound and Vibration, November 1975, siderne 24-35.

Desuden har automatisk udligning under anvendelse af det diskrete frekvensområde også været benyttet ved datatransmission over telefonlinier, se IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-19, No.1, Jan. 1973, siderne 59-68. Brugen af den (hurtige) Fourier-transformationsteknik i et frekvensanalyserende anlæg ifølge opfindelsen og de fordele og muligheder, der herved kan opnås for den (automatiske) udligning i et rum, er imidlertid endnu ikke kendt.

Et anlæg ifølge opfindelsen er yderligere ejendommeligt ved, at frekvensenheden er indrettet således, at den før anvendelsen af Fourier-transformationen forsinke det signal, der tilføres dens første indgang, i forhold til det signal, der tilføres dens anden indgang, med et tidsinterval, som i det mindste svarer til udbre-

delsesforsinkelsen for det akustiske udgangssignal fra transducerenheden til føleren ad den optimale vej. Det pågældende tidsinterval kan bestemmes ud fra enten en målt impulsrespons $h(\tau)$ for rummet, hvori anlægget udstråler sit akustiske signal, eller ud fra en krydskorrelationsfunktion $R_{xy}(\tau)$ for de to signaler $x(t)$ og $y(t)$.

Såfremt impulsresponsen anvendes, må der tilføres et impulsformet testsignal til transducerenheden, før anlægget benyttes normalt. Føleren kan da optage rummets respons - dvs. impulsresponsen $h(\tau)$ - for dette testsignal. Det nævnte tidsinterval kan tages som den tid, der forløber mellem det øjeblik, hvor testsignalet tilføres transducerenheden, og det øjeblik, hvor føleren optager et signal for første gang, eller den tid, der forløber ellem det øjeblik, hvor testsignalet tilføres transducerenheden, og det øjeblik, hvor der forekommer et absolut maksimum for impulsresponsen. Ofte, men ikke altid, vil disse to tidsintervaller være ens.

Bestemmelsen af det pågældende tidsinterval ved krydskorrelation frembyder den fordel, at dette kan foregå under normal brug af anlægget. Ud fra signalerne $x(t)$ og $y(t)$, som da bruges (f.eks. normale musiksignaler, der gengives af anlægget) kan krydskorrelationsfunktionen udledes ved hjælp af Fourier-teknik. Det pågældende tidsinterval opnås nu ved at tage den værdi τ , for hvilken den absolutte værdi af krydskorrelationsfunktionen har et maksimum (nemlig det højeste maksimum). Længden af tidsintervallet, som er opnået ved de forskellige metoder, svarer nu til udbredelsesforsinkelsen for de akustiske bølger mellem transducerenheden og føleren. Hvis transducerenheden og føleren i alt væsentligt vender mod hinanden, svarer denne optimale vej til den korteste vej (afstand) mellem dem. Når de ikke er rettet direkte mod hinanden, kan den optimale vej fra transducerenheden til føleren gå via en (refleksion fra en) væg i rummet.

Såfremt det første signal nu forsinkes med nævnte tidsinterval τ , kan der opnås en bedre overensstemmelse

mellem de to signaler $x(t)$ og $y(t)$. Som følge heraf vil koherensfunktionen blive bedre (koherensfunktionen er da større end f.eks. 0,8 i større frekvensområder), og den beregnede overføringsfunktion vil også blive bedre. Følgelig vil udligningen også blive bedre.

Den frekvensanalyserende enhed vil fortrinsvis også være indrettet til at begrænse længden af de to signaler ved hjælp af et tidsvindue efter, at det signal, der er tilført dens første indgang, er forsinket, og før Fourier-transformationen udføres, idet længden af tidsvinduet stort set svarer til det tidsinterval, inden for hvilket føleren optager det direkte akustiske udgangssignal fra transducerenheden og flere tidlige reflektioner af det akustiske signal fra transducerenheden. Dette er baseret på den kendsgerning, at lydindtrykket for en lytter, der modtager et akustisk (stereo)signal via transducerenheden, i hovedsagen afhænger af den direkte lyd og de såkaldte tidlige reflektioner. Disse er de reflektioner, som når lytteren maksimalt 40 til 50 ms efter ankomsten af den direkte lyd. Derfor må længden af tidsvinduet maksimalt være 40 til 50 ms, men det kan være kortere, afhængigt af henfaldet som funktion af tiden for det signal, der modtages af føleren. Også i dette tilfælde kan impulsresponsen $h(\tau)$ anvendes. Hvis f.eks. amplituden for impulsresponsen er faldet til det halve (eller en anden del, f.eks. en tredjedel) af den maksimale amplitude (som er amplituden for den direkte lyd på ankomsttidspunktet), bestemmer dette tidspunkt slutningen på tidsvinduet.

Den krydskorrelationsfunktion $R_{xy}(\tau)$, der er omtalt foran, kan også benyttes til bestemmelse af nævnte tidsvindues længde. Hver reflektion er et relativt maksimum på kurven for den numeriske værdi af krydskorrelationsfunktionen $|R_x(\tau)|$. Længden af tidsvinduet svarer til tidsintervallet $\tau_1 - \tau_0$, hvor τ_0 er værdien af τ , for hvilken $|R_{xy}|$ har et absolut maksimum (forårsaget af den direkte lyd), og τ_1 er den højeste værdi af τ , for hvilken

et relativt maksimum af $|R_{xy}|$ endnu har en værdi, der er lig med halvdelen (eller en anden del. f.eks. en tredjedel) af nævnte absolutte maksimum.

- Opfindelsen angår også anlæg til gengivelse af et stereofonisk signal. I denne henseende er anlægget yderligere ejendommeligt ved, at det til konverteringen af et stereofonisk signal til et akustisk signal omfatter
- en anden indgangsterminal til modtagelse af et andet elektrisk indgangssignal,
 - 10 - en anden elektro-akustisk transducerenhed til konvertering af det andet elektriske indgangssignal til et andet akustisk udgangssignal,
 - en anden forstærker, der driver den anden elektro-akustiske transducerenhed og ved, at udligningsenheden
 - 15 yderligere har en tredje samt fjerde indgang og en anden udgang og er indrettet til at korrigere frekvenskarakteristikken for det andet signal, der tilføres dens tredje indgang under indflydelse af et andet styresignal, der tilføres dens fjerde indgang, og som afgiver det korrigerede andet elektriske signal ved dens
 - 20 anden udgang, at den frekvensanalyserende enhed har en tredje indgang koblet til et punkt på signalvejen mellem den anden indgangsterminal og udligningsenhedens tredje indgang, og en anden udgang for tilførsel af
 - 25 det andet styresignal, hvilken anden udgang er koblet til den fjerde indgang på den frekvensanalyserende enhed, at den frekvensanalyserende enhed endvidere er indrettet til
 - at udføre en Fourier-transformation på det forud digitaliserede indgangssignal $z(t)$, som tilføres dens tredje indgang,
 - 30 - at tilvejebringe en Fourier-transformeret version $F_z(f)$ af dette signal $z(t)$,
 - at beregne en anden overføringsfunktion af nævnte
 - 35 transformererede versioner af de to signaler $z(t)$ og $y(t)$,
 - at bestemme det andet styresignal ved benyttelsen af informationen i denne anden overføringsfunktion,

- at beregne partielle koherensfunktioner $\gamma_{xy \cdot z}^2(f)$ mellem signalerne $x(t)$ og $y(t)$ og $\gamma_{zy \cdot x}^2(f)$ mellem signalerne $z(t)$ og $y(t)$, og er indrettet til under bestemmelsen af henholdsvis det første og andet styresignal
- 5 at se bort fra værdien af henholdsvis den første og anden overføringsfunktion for de frekvenser f_{i_1} , for hvilke den partielle koherensfunktion $\gamma_{xy \cdot z}^2(f)$ henholdsvis $\gamma_{zy \cdot x}^2(f)$ har en værdi, der er mindre end en bestemt fast færdi, og hvor nævnte faste værdi for-
- 10 trinsvis ligger mellem 0,7 og 1,0.

Gennem nævnte første indgangsterminal kan f.eks. det venstresidede signal tilføres anlægget, og gennem den anden indgangsterminal kan det højresidede signal tilføres anlægget. Da føleren optager et akustisk signal

15 fra både nævnte første og anden transducerenhed, må de partielle koherensfunktioner nu beregnes til bestemmelsen af pålideligheden for de beregnede overføringsfunktioner (og følgelig til bestemmelse af hvilke frekvensbånd i overføringsfunktionerne, der skal ses bort fra,

20 eller som ikke skal ses bort fra ved bestemmelsen af det første og andet styresignal). Teorien om partielle koherensfunktioner er i og for sig kendt, se (b), kapitel 5.4. Imidlertid er anvendelsen af partielle koherensfunktioner i anlæg ifølge opfindelsen ikke kendt.

25 Det er indlysende, at de procedurer, som er anført i de foregående, med henblik på forsinkelse af et signal i forhold til et andet og til begrænsning af signalernes længde ved hjælp af et tidsvindue, også kan anvendes ved den stereofoniske version af anlægget.

30 Opfindelsen forklares nærmere i det følgende med henvisning til tegningerne, hvor

- fig. 1 viser en udførelsesform for opfindelsen.
- fig. 2 viser et rum med to egenfrekvenser,
- fig. 3a viser en overføringsfunktion $|H_{xy}(f)|$ og
- 35 fig. 3b viser en koherensfunktion $\gamma_{xy}^2(f)$ som funktion af frekvensen,
- fig. 4a viser en del af overføringsfunktionen i
- fig. 3a og

fig. 4b viser resultatet af konverteringen af informationen indeholdt i overføringsfunktionen i fig. 4a til bredere frekvensbånd,

fig. 5 viser en anden placering af transducerenheden og føleren i et rum,

fig. 6 viser impulsresponsen $h(\tau)$ i et rum, og

fig. 7 viser en udførelsesform ifølge opfindelsen til gengivelse af et stereofonisk signal.

De dele, der på tegningen vises med de samme henvisningsbetegnelser, har de samme funktioner.

Fig. 1 viser et anlæg med en indgangsterminal 1 til modtagelse af et elektrisk indgangssignal fra en signalkilde 2. Signalkilden 2 kan afgive et monofonisk signal som angivet i fig. 1, men kan alternativt afgive et stereofonisk signal. Sidstnævnte tilfælde er vist mere detaljeret i fig. 7. Gennem en forforstærker 3 er indgangsterminalen 1 forbundet til en første indgang 7 på en udligningsenhed 4, der også har en anden indgang 8 samt en udgang 9. Udligningsenheden er indrettet til at korrigere frekvenskarakteristikken for et elektrisk signal, der tilføres dens første indgang 7 under indflydelse af et styresignal, som føres til den anden indgang 8 gennem ledningen 10, og til at afgive det korrigerede elektriske signal ved sin udgang 9. Udgangen 9 på udligningsenheden 4 er forbundet til en transducerenhed 6 gennem en forstærker 5. Transducerenheden 6 kan omfatte en eller flere højttalere 11. Transducerenheden 6 er beregnet til at konvertere et elektrisk signal, der føres til dens indgang 12, til et akustisk signal, der udstråles i et rum 13. I rummet 13 er anbragt en føler 14 i form af en mikrofon til optagelse af det akustiske signal i rummet 13 og til at frembringe et elektrisk signal, der er et mål for dette akustiske signal. Et punkt 23 på signalvejen mellem indgangsterminalen 1 og udligningsenheden 4's første indgang 7 er forbundet til en første indgang 15 på en frekvensanalyserende enhed 16 gennem en analog/digital konverter 25.

Udgangen på mikrofonen 14 er forbundet til en anden indgang 17 på den frekvensanalyserende enhed 16 gennem en forforstærker eller en automatisk forstærkningsregulering 24 og en analog/digital konverter 18. Hensigten med komponenten 24 er at forstærke signalet fra mikrofonen, således at dens signalniveau er kompatibelt med måleområdet for A/D konverteren 14. Hvis komponenten 24 er en forforstærker, må dens forstærkning styres af den frekvensanalyserende enhed 16. Hvis komponenten 24 er en automatisk forstærkningsreguleringskreds, skal den virke meget langsomt. Forstærkningen ved automatisk forstærkningsregulering må ikke ændre sig under perioden for en måling (svarende til tiden for en datablok på f. eks. 1024 sampler). Den frekvensanalyserende enhed 16 har endvidere en udgang 19 for tilførsel af et styresignal til udligningsenheden 4's anden indgang 8 gennem ledningen 10. Den frekvensanalyserende enhed 16 er indrettet til at underkaste indgangssignalerne $x(t)$ og $y(t)$, der er digitaliserede af analog/digital konverterne 15 og 18 og derefter tilført dens første indgang 15 og dens anden indgang 17, en Fourier-transformation (DFT eller FFT) til frembringelse af de Fourier-transformerede versioner $F_x(f)$ og $F_y(f)$ af de to signaler, at beregne overføringsfunktionen ud fra de to versioner og at bestemme styresignalet ud fra den information, der er indeholdt i nævnte overføringsfunktion.

Overføringsfunktionen $H_{xy}(f)$ beregnes fortrinsvis ved hjælp af følgende formel:

$$H_{xy}(f) = - \frac{G_{xy}(f)}{G_x(f)} = \frac{F_x^*(f) F_y(f)}{F_x^*(f) F_x(f)} \quad (1)$$

se (b) kapitel 5.2, siderne 145 og 147 og formel (5.29). I denne formel er $F_x^*(f)$ den kompleks-konjugerede funktion af $F_x(f)$, $G_{xy}(f)$ det (komplekse) krydsspektrum for 35 signalerne $x(t)$ og $y(t)$, og $G_x(f)$ autospektret (en reel funktion) af signalerne $x(t)$ og $y(t)$. Da $G_{xy}(f)$ er en

kompleks funktion, er overføringsfunktionen $H_{xy}(f)$ også en kompleks funktion af frekvensen. Den overføringsfunktion, der er udledt af signalerne $x(t)$ og $y(t)$ er ikke altid pålidelig. Dette kan have følgende årsager:

- 5 (i) Transducerenheden er anbragt på eller nær ved en knudelinie eller et knudepunkt for en af rummet 13's egenfrekvenser.
- (ii) Mikrofonen er anbragt på eller nær ved en knudelinie eller et knudepunkt for en af rummet 13's
- 10 egenfrekvenser.
- (iii) Mikrofonen er anbragt et sted i rummet 13, hvor der forekommer ødelæggende interferens mellem flere egenfrekvenser.
- (iv) Målingen af overføringsfunktionen forringes af
- 15 baggrundsstøj (et tilfældigt signal).
- (v) Målingen af overføringsfunktionen forstyrres af et kontinuerligt ikke-tilfældigt signal, såsom et kontinuerlig tone.
- (vi) Forskellige andre årsager.

20 De første tre årsager er kendetegnet ved en meget lav værdi af overføringsfunktionen i det pågældende frekvensbånd. Dette forklares med henvisning til fig. 2 og fig. 3a. I fig. 2 er mikrofonen anbragt nøjagtigt på en knudelinie eller i et knudepunkt for en egenfrekvens i

25 rummet 13.

Fig. 2 viser to akustiske egenfrekvenser (eller stående bølger) 20 og 21, der kan forekomme i rummet 13's længderetning og som frembringes af udgangssignalet fra højttaleren 11. Lydtrykkets amplitude er afsat i den

30 lodrette retning. Egenfrekvensen 20 har en resonansfrekvens f_1 , der er lig med en tredjedel af resonansfrekvensen for egenfrekvensen 21. Mikrofonen 14 er anbragt nøjagtigt i et knudepunkt for de to egenfrekvenser. På dette sted har begge egenfrekvenser et lydtryk lig med

35 nul. Mikrofonen 14 vil ikke optage noget signalindhold fra de tilsvarende resonansfrekvenser. Dette er vist i fig. 3a. Det samme gælder for det tilfælde, hvor trans-

ducerenheden er anbragt på eller nær ved en knudelinie eller et knudepunkt, dvs. i fig. 2 på det sted, hvor mikrofonen 14 var anbragt, og som nu er anbragt et andet sted. De to egenfrekvenser vil da ikke blive frembragt.

- 5 Det foregående gælder også, hvis der forekommer ødelæggende interferens mellem et antal egenfrekvenser på mikrofonens beliggenhed.

I fig. 3a viser kurven 30 overføringsfunktionen $|H_{xy}(f)|$. Denne overføringsfunktion svarer til den absolute værdi af den (komplekse) overføringsfunktion $H_{xy}(f)$. Overføringsfunktionen $|H_{xy}(f)|$ er altså en reel funktion af frekvensen. Da der benyttes samplede signaler til beregning af en overføringsfunktion ved hjælp af en Fourier-transformation, omfatter den beregnede overføringsfunktion altså også sampler, som angivet ved 31, og den kontinuerlige kurve 30 opnås ikke. Frekvensen Δf mellem to sampler er lig med

$$20 \quad \Delta f = \frac{f_m}{\frac{1}{2}N} = \frac{\frac{1}{2}f_s}{\frac{1}{2}N} = \frac{f_s}{N} \quad (2)$$

hvor f_m er overføringsfunktionens øvre grænse (dvs. f. eks. 20 kHz), f_s er samplerfrekvensen, og N antallet af
 25 sampler for en måling, jf. (c) i kapitlet "The transfer and coherence functions". Derfor omfatter overføringsfunktionen $\frac{N}{2}$ sampler mellem $f = 0$ og $f = f_m$. Som det ses, har overføringsfunktionen en meget lav værdi omkring og ved frekvenserne f_1 og f_2 . Som anført i indledningen vil
 30 det kendte anlæg forsøge at korrigere dette, hvilket i sidste instans resulterer i en ukorrekt indstilling af anlægget (i det tilfælde, hvor der foretages én udligning) eller (i tilfældet, hvor anlægget fungerer i overensstemmelse med en iterativ metode), i at forstærkningen
 35 bliver for stor, og at anlæggets akustiske udgangssignal bliver alvorligt forvrænget. Dette er uønsket. Ifølge opfindelsen skal der ses bort fra informationen i overføringsfunktionen omkring og ved frekvenserne f_1 og f_2

ved bestemmelsen af styresignalet til udligningsenheden
4.

En mulighed for at opnå dette er at se bort fra de
sampler i overføringsfunktionen, der har værdier mindre
5 end $\frac{1}{x}$ gange middelværdien H_m for overføringsfunktionen,
dvs. $H_n \cdot H_m$ kan bestemmes ved at tage summen af værdierne
af alle sampler 31 i overføringsfunktionen $|H_{xy}(f)|$ og
derefter dividere denne sum med antallet af sampler
(hvilket er $\frac{1}{2} N$). Det er indlysende, at et antal sampler
10 i frekvensbåndet omkring f_1 og f_2 har en værdi mindre
end H_n og derfor vil blive udeladt. Virkningen af årsag
(iv) på pålideligheden af den målte overføringsfunktion
kan formindskes eller endog elimineres ved at bestemme
overføringsfunktionen P_1 gange og derefter bestemme den
15 gennemsnitlige overføringsfunktion. Støjliggende kompo-
santer i interferenssignalet (årsag (iv)) udelukkes der-
ved. Indflydelsen af årsagerne (v) og (vi) fremgår ikke
direkte af formen for overføringsfunktionen. Derfor kan
de resulterende upålidelige frekvensbånd i overførings-
20 funktionen ikke bestemmes eller ignoreres ved ovennævnte
metode. En bedre metode til bestemmelse og påfølgende
ignorering af de upålidelige frekvensbånd i overførings-
funktionen er at udnytte koherensfunktionen $\gamma_{xy}^2(f)$.
Denne metode virker rigtigt, uafhængigt af årsagen til
25 upålideligheden i overføringsfunktionen. I fig. 3b re-
præsenterer kurven 32 koherensfunktionen beregnet efter
følgende formel:

$$30 \quad \gamma_{xy}^2(f) = \frac{|G_{xy}(f)|^2}{G_x(f)G_y(f)} \quad (3)$$

se (b), kapitel 5.2, side 145, formel (5.30). I denne
formel er $|G_{xy}(f)|^2$ kvadratet på den numeriske værdi af
35 det krydsspektrum, der er beregnet ved at multiplicere
krydsspektret med det kompleks-konjugerede krydsspektrum,
og $G_y(f)$ er autospektret (en reel funktion) af signalet

$y(t)$. Da alle led i (3) er reelle, er $y_{xy}^2(f)$ også reel og opfylder følgende betingelse:

$$0 \leq y_{xy}^2(f) \leq 1 \quad (4)$$

5

se (b), kapitel 5.2, side 142, formel (5.24). På samme måde som for overføringsfunktionen opnås den kontinuerlige kurve 32 ikke, men der er kun $\frac{1}{2}N$ sampler (eller værdier) mellem $f = 0$ og $f = f_m$. Derfor gælder også, at
 10 $\Delta f = f_m / \frac{1}{2}Nm$ jf. også (c) i kapitlet "The transfer and coherens functions".

Koherensfunktionen er et mål for pålideligheden af den beregnede overføringsfunktion. Hvis koherensfunktionen i et bestemt frekvensbånd har en høj værdi (f.eks.
 15 $> 0,8$), så er pålideligheden af overføringsfunktionen i dette bånd tilfredsstillende. Såfremt koherensfunktionen har en lavere værdi, vil overføringsfunktionen være mindre pålidelig. Fig. 3b viser tydeligt, at koherensfunktionen har en lav værdi i frekvensbåndene omkring f_1 og
 20 f_2 . I disse bånd er overføringsfunktionen $|H_{xy}(f)|$ derfor upålidelig. Hvis der således i overføringsfunktionen ses bort fra de sampler ved disse frekvenser, hvor koherensfunktionen har en værdi mindre end 0,8, vil der kun blive bevaret pålidelig information i overføringsfunktionen,
 25 onen, og den kan benyttes til bestemmelse af styresignalet til udligningsenheden 4. Det er klart, at i dette tilfælde vil frekvensbånd omkring f_1 og f_2 også blive ignoreret.

Desuden er det åbenbart, at der også vil blive set
 30 bort fra et frekvensbånd ved $f = 0$ og over $f = f_3$. Dette kan skyldes de årsager, der er nævnt under (v) og (vi). Eksempler på forskellige andre årsager er:

- frekvensindholdet i signalet $x(t)$ kan være begrænset til f.eks. frekvenser under f_3 . Informationen i $|H_{xy}(f)|$
 35 for frekvenser over f_3 er da ikke pålidelig og må ikke anvendes til udligning,

- ved meget lave frekvenser fra $f = 0$ til omkring 100 Hz, hvilket er den nedre grænse for det frekvensområde, hvori transduceren virker, kan transduceren ikke gengive signaler. I dette frekvensområde er overføringsfunktionens information derfor også upålidelig, hvorfor der skal ses bort fra den.

Den videre beregning, hvor informationen i overføringsfunktionen anvendes, er som følger. Frekvensområdet for overføringsfunktionen $|H_{xy}(f)|$ fra $f = 0$ til $f = f_1$ deles først op i et antal frekvensbånd. Hvert frekvensbånd svarer til frekvensbåndet for et tilsvarende filter i udligningsenheden. Hvis frekvensudligningsenheden f. eks. indeholder tredjedels-oktavfiltre, så er frekvensaksen i fig. 3a delt op i frekvensbånd med en bredde på en tredjedel oktav. Dette er vist i fig. 4a, som viser tre frekvensbånd T_{i-1} , T_i og T_{i+1} svarende til tre (tredjedel oktav) filtre med en båndbredde på $b(i-1)$, $b(i)$ og $b(i+1)$ Hz.

Samplerne (værdierne) af overføringsfunktionen $|H_{xy}(f)|$ er betegnet $a(n)$. Derfor er

$$|H_{xy}(n\Delta f)| = a(n)$$

gældende, idet n går fra 0 til $\frac{N}{2}$.

- For hvert frekvensbånd i er effektindholdet $E(i)$ nu bestemt som følger:

$$E(i) = \left\{ \frac{1}{n_h - n_1 + 1} \sum_{n_1}^{n_h} a^2(n) \right\} b(i) \quad (5)$$

hvor n_1 er sekvensnummeret på samplet inden for frekvensbåndet i med det laveste sekvensnummer, og n_h er sekvensnummeret på samplet inden for frekvensbåndet i med det højeste sekvensnummer.

I formel (5) udføres normalisering ved at opdele antallet af sampler, som er $n_h - n_1 + 1$, inden for fre-

kvensbåndet i . At se bort fra en eller flere sampler har følgende virkning på beregningen af $E(i)$ i formlen (5):

- For hvert $a(n)$ i frekvensbåndet i , for hvilket
 5 den tilhørende værdi $\gamma_{xy}^2(n)$ af koherensfunktionen er mindre end (f.eks.) 0,8
- tages værdien nul for den pågældende $a(n)$ og
 - kvantiteten $n_h - n_l + 1$ dekrementeres med én i beregningen af $E(i)$ i overensstemmelse med formlen (5). For
- 10 hvert frekvensbånd giver dette en værdi $E(i)$. Som eksempel er et antal værdier vist i søjler svarende til et antal værdier af i i fig. 4b.

Derefter kan et middeleffektindhold E_{gem} bestemmes. Dette opnås ved at tage summen af alle værdier $E(i)$ og
 15 dividere denne sum med antallet af værdier. Imidlertid bestemmes E_{gem} fortrinsvis ved hjælp af følgende formel:

$$E_{\text{gem}} = \frac{E_{\text{max}} + E_{\text{min}}}{2},$$

20

hvor E_{max} er det maksimale effektindhold, og E_{min} er det minimale effektindhold, der findes for frekvensbåndet i . Fig. 4b viser, at frekvensbåndet $i+1$ har det største, og frekvensbåndet $i-2$ har det laveste effektindhold. For-

25 skellene $E(i) - E_{\text{gem}}$ er et mål for området, hvor frekvenskarakteristikken ikke er flad. I fig. 4b er disse forskelle angivet ved skraverede zoner. Ved udnyttelsen af disse forskelle tilfører den frekvensanalyserende enhed 16 nu et styresignal $S(i)$ for hvert (tredjedel ok-

30 tav) filter til udligningsenheden 4 svarende til det tilhørende frekvensbånd i i overføringsfunktionen.

Styresignalet $S(i)$ forholder sig nu til effektindholdet af det tilsvarende frekvensbånd i som følger:

35

$$S(i) (:) = \alpha \left\{ E(i) - E_{\text{gem}} \right\} = -\alpha \left\{ E(i) - \frac{E_{\text{max}} + E_{\text{min}}}{2} \right\} \quad (6)$$

For en engangsudligning er $\alpha = 1$, og for en iterativ udligning er α mindre end én, f.eks. 0,9. Det følger af formel (6), at under indflydelse af styresignalet $S(i)$ vil forstærkningen i et filter i i udligningsenheden

5 svarende til et frekvensbånd i overføringsfunktionen med et effektindhold $E(i)$ større end E_{gem} (som for frekvensbåndet, der er betegnet med $i+1$ i fig. 4b) og mindre end E_{gem} (som for frekvensbåndet $i-1$), blive formindsket henholdsvis forøget. I tilfældet med en engangsudligning

10 opnås den korrekte forstærkningsindstilling af filtrene i udligningsenheden da med det samme. Hvis den iterative udligning benyttes, gentages den ovennævnte procedure, indtil den korrekte indstilling af udligningsenheden er opnået.

15 En forbedring af den ovenfor beskrevne udligningsmetode kan opnås ved - før de signaler, der tilføres indgangene 15 og 17 på den frekvensanalyserende enhed 16, underkastes Fourier-transformation - at forsinke det signal, der tilføres indgangen 15 med et tidsinterval,

20 som stort set svarer til udbredelsesforsinkelsen for det akustiske signal fra transducerenheden 6 til mikrofonen 14 ad den optimale vej. I eksemplet i fig. 1 svarer det til den korteste vej mellem højttaleren 11 og mikrofonen 14. Tidsintervallet er da lig med d/c , hvor

25 d er længden af nævnte korteste vej, og c er udbredelseshastigheden for de akustiske bølger i luft.

Fig. 5 viser en anbringelse af en højttaler 11 og en mikrofon 14, hvor den optimale vej mellem de to komponenter går via en refleksion fra væggen i rummet

30 13. Signalet ved indgang 17 når da denne indgang 17 med en forsinkelse i forhold til det signal, som tilføres indgangen 15, hvilken forsinkelse skyldes udbredelsesforsinkelsen mellem transducerenheden 6 og mikrofonen 14. Til opnåelse af at de rette signaler anvendes i

35 den frekvensanalyserende enhed til bestemmelse af overføringsfunktionen, må der indføres en korrektion for nævnte udbredelsesforsinkelse, hvilket kan opnås ved at

forsinke signalet ved indgangen 15 med samme tidsinterval. Længden af dette tidsinterval kan bestemmes enten ud fra en impulsrespons $h(\tau)$ for rummet eller ved en krydskorrelationsfunktion $R_{xy}(\tau)$ mellem de to signaler
 5 $x(t)$ og $y(t)$.

Fig. 6 viser den absolutte værdi af responsen i et rum 13 over for et impulsformet signal, der frembringes i rummet ved hjælp af transducerenheden til tidspunktet $\tau = 0$. Denne respons eller impulsrespons $h(\tau)$ viser tydeligt, at de akustiske signaler når mikrofonen forsinket
 10 med en vis tid τ_0 . Denne tid τ_0 er den nødvendige længde for tidsintervallet. Imidlertid er det også muligt at tage værdien τ'_0 svarende til det øjeblik, hvor impulsresponsen når sin maksimale amplitude. Nævnte tidsforsinkelse kan også udledes af krydskorrelationsfunktionen $R_{xy}(\tau)$. Dette er mere hensigtsmæssigt, fordi der ikke kræves et særligt testsignal, men der kan gøres direkte brug af signalerne $x(t)$ og $y(t)$. Krydskorrelationsfunktionen fås ved at udføre en invers Fourier-transfor-
 15 mation på kryds-spektret $G_{xy}(f)$, se (a), kapitel 6.5. Krydskorrelationsfunktionen kan opnås på enkel måde, fordi krydsspektret alligevel skal bestemmes til beregning af overføringsfunktionen $H_{xy}(f)$, se formel (1). Kurven for den absolutte værdi af krydskorrelationsfunktionen, dvs. $|R_{xy}(\tau)|$ udviser et antal maksima, af hvilke det
 20 første, når man går fra $\tau = 0$ til en højere værdi af τ , har den højeste værdi. Den værdi af τ , hvor dette maksimum forekommer, er da den nævnte tidsforsinkelse τ_0 .

Ved forsinkelse af det signal $x(t)$, som tilføres
 30 den første indgang 15 på den frekvensanalyserende enhed 16 med nævnte udbredelsesforsinkelse, benyttes til beregningen af overføringsfunktionen datarammer for de to signaler, som svarer bedre i tid til hinanden. Dette giver en bedre (mere pålidelig) overføringsfunktion. Følgelig vil større frekvensbånd have en koherensfunktion, der
 35 er større end eller lig med (f.eks.) 0,8, således at mindre information i overføringsfunktionen behøver at blive ignoreret.

En yderligere forbedring af den ovenfor beskrevne udligning kan opnås, hvis længden af de to signaler, før Fourier-transformationen af de to signaler og efter forsinkelsen af det signal, som tilføres den første indgang

5 15, begrænses ved hjælp af et tidsvindue, hvor længden af tidsvinduet stort set svarer til det tidsinterval, inden for hvilket mikrofonen 14 modtager det direkte akustiske signal fra transducerenheden (dvs. når det direkte signal ankommer til mikrofonen efter at være startet til tiden τ_0) og et antal tidlige refleksioner fra

10 dette signal er optaget. Disse refleksioner viser sig i impulsresponsen $h(\tau)$ og i krydskorrelationsfunktionen $|R_{xy}(\tau)|$ som et antal relative maksima for længere tidsintervaller τ efter τ_0 (se fig. 6).

15 Kriteriet for bestemmelsen af hvilke refleksioner, der skal betragtes som tidlige refleksioner, kan være, at de fleksioner tages i betragtning, for hvilke det tilsvarende (relative) maksimum har en værdi, som er større end eller lig med f.eks. en tredjedel af det absolutte

20 maksimum i øjeblikket τ'_0 . I fig. 6 svarer dette til værdien τ_1 . τ_1 kan udledes fra krydskorrelationsfunktionen på lignende måde. Det ses tydeligt i fig. 6, at tidsvinduet $\tau_1 - \tau_0$ er mindre end længden af datarammen på N (= 1024) sampler, som kræves for beregning af overføringsfunktionen. Længden af datarammen for N (= 1024)

25 sampler er lig med τ_m . For at overføringsfunktionen til trods herfor kan bestemmes, suppleres de tidsbegrænsede signaler med nuller (såkaldt "nuludfyldning"), indtil datarammerne får en længde på τ_m .

30 Denne reduktion af signallængden er hensigtsmæssig, fordi opfattelsen hos en lytter, der modtager et akustisk (stereo)signal, hovedsagelig afhænger af den direkte lyd og de såkaldte tidlige refleksioner. Disse er refleksioner, som når lytteren op til et maksimum på 40 til 50 ms

35 efter ankomsten af den direkte lyd. Dette betyder, at $\tau_1 - \tau_0$ har en maksimal værdi på 40 til 50 ms.

Hvis signalkilden 2 afgiver et digitalt signal, må der anbringes en digital/analog konverter før eller efter udligningsenheden 3 (afhængig af udligningsenhedens kredsløbskonstruktion), og analog/digital konverteren 25 og forstærkeren 3 kan da undværes.

Det er allerede anført, at for en samplefrekvens på 40 kHz, der er minimumsfrekvensen, som er nødvendig til analysering af et akustisk signal på 20 Hz til 20 kHz, og med 1024 sampler pr.måling, opnås en båndbredde på 40 Hz. For frekvenser over f.eks. omtrent 250 Hz er denne båndbredde mindre end båndbredden for den tilsvarende tredjedel oktav i dette område, hvilket følgelig giver en forbedring i sammenligning med målinger ved hjælp af tredjedelsoktavfiltre. For frekvenser under 250 Hz er situationen den omvendte. For at muliggøre målinger i bånd, som er smallere end disse tredjedels-oktavfiltres, deles frekvensområdet til 20 kHz op i to dele. En del fra 0 Hz til f.eks. 250 Hz og en anden del fra 250 Hz til 20 kHz. Ved at sample hver del med en særskilt samplefrekvens, tage 1024 sampler for begge målinger og gennemføre de to målinger til opnåelse af overføringsfunktionen over hele frekvensområdet, kan den ønskede frekvensopløsning opnås over hele frekvensområdet, altså også for de lave frekvenser.

Fig. 7 viser en udførelsesform for anlægget ifølge opfindelsen, ved hjælp af hvilken et stereofonisk signal kan gengives. Anlægget har derfor en anden indgangsterminal 41 til modtagelse af et andet elektrisk indgangssignal, som afgives af kilden 2, en anden elektro-akustisk transducerenhed 46 til konvertering af det andet elektriske signal til et andet akustisk udgangssignal, og en anden forstærker 45, som driver den anden transducerenhed 46. Yderligere er udligningsenheden 4 forsynet med en tredje samt fjerde indgang henholdsvis 47 og 48, og en anden udgang 49, og enheden er indrettet til at korrigere frekvenskarakteristikken for det andet elektriske signal, der tilføres dens tredje indgang under ind-

flydelse af et andet styresignal 50, som tilføres dens fjerde indgang 48, og til at afgive det korrigerede andet elektriske signal ved dens anden udgang 49. Den frekvensanalyserende enhed 16' har også en tredje indgang 55 koblet til et punkt på signalvejen mellem den anden indgangsterminal 41 og den tredje indgang 47 på udligningsenheden, og en anden udgang 59 til afgivelse af det andet styresignal 50, hvilken anden udgang 59 er koblet til den fjerde indgang på udligningsenheden.

Den frekvensanalyserende enhed 16' er indrettet til at underkaste de forud digitaliserede indgangssignaler $x(t)$, $y(t)$ og $z(t)$, som tilføres dens første, anden og tredje indgang henholdsvis 15, 17 og 55, en Fourier-transformation, at tilvejebringe Fourier-transformerede versioner $F_x(f)$, $F_y(f)$ og $F_z(f)$ af disse signaler, at beregne en første og anden overføringsfunktion $H_{xy}(f)$ og $H_{zy}(f)$ henholdsvis mellem signalerne $x(t)$ og $y(t)$ og mellem signalerne $z(t)$ og $y(t)$, og at beregne partielle koherensfunktioner $\gamma_{xy \cdot z}^2(f)$ for signalerne $x(t)$ og $y(t)$ og $\gamma_{zy \cdot x}^2(f)$ for signalerne $z(t)$ og $y(t)$. Da kilden 2 er en analog signalkilde, er to analog/digital konvertere 25 og 54 anbragt før indgangene 15 henholdsvis 55 på den frekvensanalyserende enhed 16'.

Den frekvensanalyserende enhed 16' virker således, at der ved bestemmelsen af det første og andet styresignal henholdsvis 10 og 50 ses bort fra de værdier af overføringsfunktionerne $|H_{xy}|$ og $|H_{zy}|$ for de frekvenser f_i , for hvilke de tilhørende partielle koherensfunktioner henholdsvis $\gamma_{xy \cdot z}^2(f)$ og $\gamma_{zy \cdot x}^2(f)$ har en værdi, som er mindre end en bestemt fast værdi, f.eks. 0,8.

Da mikrofonen 14 modtager begge de akustiske signaler fra transducerenheden 6 og fra transducerenheden 46, er det nødvendigt at beregne partielle koherensfunktioner, fordi en beregning og udnyttelse af koherensfunktionerne som ovenfor anført ikke er tilstrækkelig. Den partielle koherensfunktion bestemmer graden af overensstemmelse mellem to signaler i et system med to eller

flere indgange og en udgang og har også funktionsværdier mellem 0 og 1, se (b), kapitel 5.4. I modsætning til udførelsesformen i fig. 1, hvor koherensfunktionen anvendes til at se bort fra den upålidelige information i overføringsfunktionen, anvendes der nu de partielle koherensfunktioner. Metoden, der er angivet med henvisning til fig. 1, og hvori der ses bort fra informationen i overføringsfunktionen for den værdi, som er mindre end $\frac{1}{x}$ gange overføringsfunktionens middelværdi, kan ikke længere
10 benyttes i dette tilfælde.

Den pålidelige information i overføringsfunktionerne $|H_{xy}|$ behandles til styresignalerne 10 og 50 på samme måde som angivet for udførelsesformen i fig. 1. De to styresignaler 10 og 50 føres til udligningsenheden
15 4, der omfatter to udligningsfilterkæder. Den ene filterkæde er forbundet mellem indgang 7 og udgang 9 og er betegnet 56. Denne filterkæde modtager styresignalet 10. Den anden filterkæde 57, der er forbundet mellem indgang 47 og udgang 49, modtager styresignalet 50. På denne
20 måde kan begge kanaler i et stereosignal korrigeres hver for sig.

Det er klart, at hvis kilden 2 er en digital signalkilde, kan de to analog/digital konvertere 25 og 54 undværes. Afhængigt af om udligningsenheden 4 er en
25 analog eller digital udligningsenhed må yderligere to digital/analog konvertere anbringes før henholdsvis efter udligningsenheden, en i hver af kanalerne fra 1 til 12 og fra 41 til 52.

Det er desuden klart, at den forsinkelsesprocedure,
30 der allerede er angivet med henvisning til fig. 1 og 5, og hvor de signaler, som føres til indgangene 15 henholdsvis 55, før Fourier-transformationen foretages, forsinkes med et tidsinterval svarende til udbredelsesforsinkelsen af de to signaler fra transducerenheden 6
35 henholdsvis 46 til mikrofonen 14, igen må anvendes. Det samme gælder proceduren med at begrænse længden af signalerne $x(t)$, $y(t)$ og $z(t)$ ved hjælp af et tidsvindue, hvilket også er angivet med henvisning til fig. 1.

Det skal bemærkes, at mange af den frekvensanalyserende enheds funktioner kan opnås f.eks. ved anvendelse af en mikroprocessor.

5

P A T E N T K R A V

1. Anlæg til konvertering af et elektrisk signal til et akustisk signal, og omfattende:

- en indgangsterminal (1) til modtagelse af et elektrisk indgangssignal,
- 10 - en elektro-akustisk transducerenhed (6) til konvertering af et elektrisk signal til et akustisk udgangssignal,
- en udligningsenhed (4) med en første (7) samt en anden indgang (8) og en udgang (9) til korrigering af frekvenskarakteristiken for et elektrisk signal, der tilføres dens første
- 15 indgang (7), og som afgiver det korrigerede signal ved sin udgang (9),
- en forstærker (5), som driver den elektro-akustiske transducerenhed (6),
- en føler (14) til optagelse af et akustisk signal og til
- 20 frembringelse af et elektrisk signal, der er et mål for det akustiske signal, og
- en frekvensanalyserende enhed (16) med en første indgang (15) koblet til et punkt (23) på signalvejen mellem indgangsterminalen og den første indgang (7) på udligningsenheden
- 25 (4), en anden indgang (17) koblet til føleren (14), og en udgang (19) til afgivelse af styresignalet (10), hvilken udgang (19) er koblet til den anden indgang (8) på udligningsenheden (4),

k e n d e t e g n e t ved, at den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til at underkaste de forud digitalise-

- 30 rede indgangssignaler $x(t)$ og $y(t)$, der tilføres dens første (15) og anden indgang (17), en Fourier-transformation (f. eks. en diskret Fourier-transformation, DFT, eller en hurtig Fourier-transformation, FFT), at tilvejebringe Fourier-transformerede versioner $F_x(f)$ henholdsvis $F_y(f)$
- 35 af nævnte signaler, at beregne en overføringsfunktion ud fra de nævnte to versioner, og at bestemme styresignalet (10)

ved brugen af information i denne overføringsfunktion, og ved at den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til under bestemmelsen af styresignalet (10), at se bort fra den information i overføringsfunktionen, for
 5 hvilken der er frekvenser, hvor den kalkulerede overføringsfunktion er upålidelig.

2. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til under bestemmelsen af styresignalet (10) at se bort
 10 fra værdien af overføringsfunktionen for de frekvenser f_i , hvor værdierne af overføringsfunktionen er mindre end $\frac{1}{x}$ gange middelværdien af denne overføringsfunktion, hvor x er et tal, som fx er 20 eller større.

3. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at den frekvensanalyserende enhed (16) **desuden er indrettet til at beregne en koherensfunktion $\gamma_{xy}^2(f)$ mellem de to signaler.**

4. Anlæg ifølge krav 3, k e n d e t e g n e t ved, at den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til
 20 under bestemmelsen af styresignalet (10) at se bort fra værdierne af overføringsfunktionen for de frekvenser f_i , hvor koherensfunktionen $\gamma_{xy}^2(f)$ er mindre end en bestemt værdi, fx 0,8.

5. Anlæg ifølge krav 1, 2, 3 eller 4, k e n d e t e g n e t ved, at den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til før Fourier-transformationen, at forsinke det signal, der tilføres dens første indgang (15), i forhold til det signal, der tilføres dens anden indgang (17), med et tidsinterval, der i det
 30 mindste svarer til udbredelsesforsinkelsen for det akustiske udgangssignal fra transducerenheden (6) til føleren (14) ad den optimale vej (d).

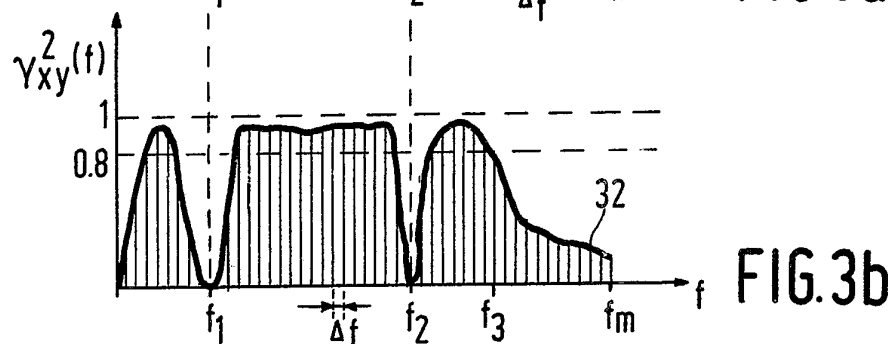
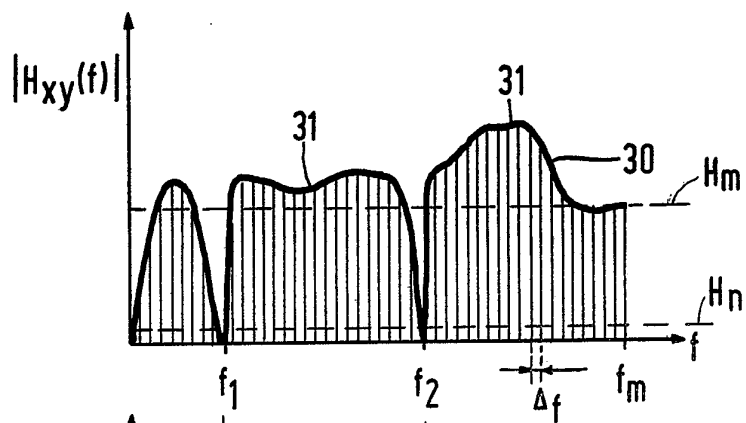
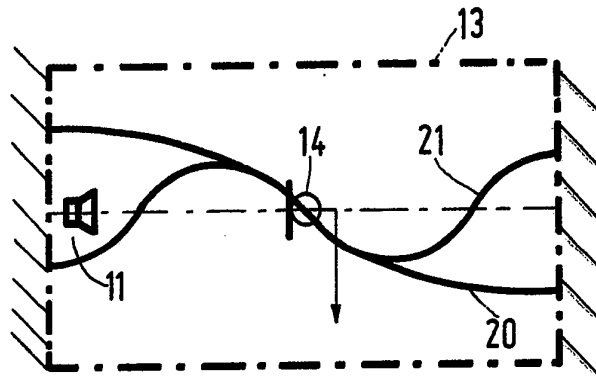
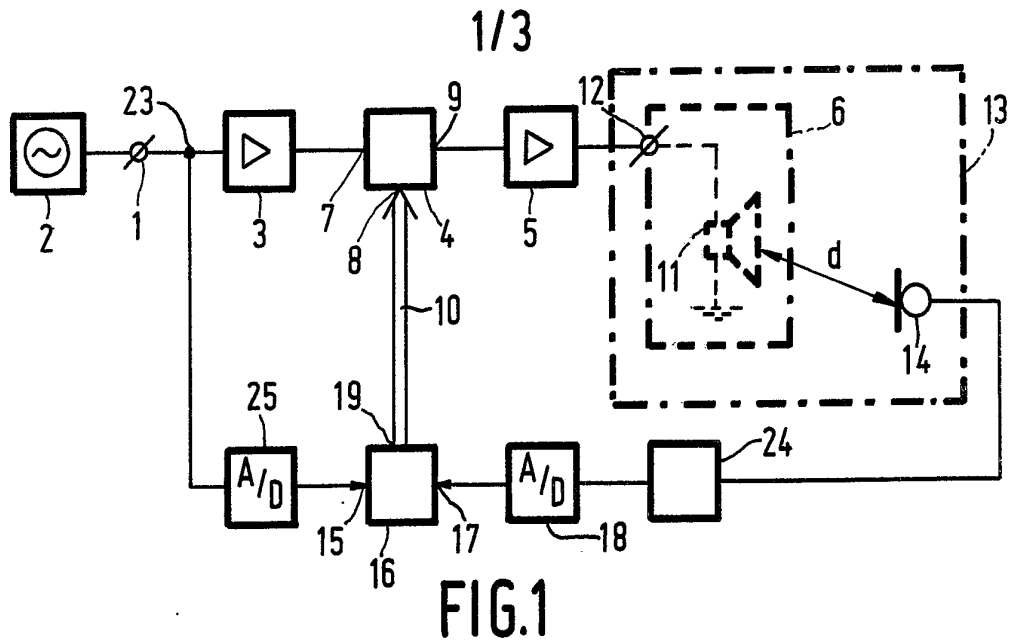
6. Anlæg ifølge krav 5, k e n d e t e g n e t ved, at den frekvensanalyserende enhed (16) yderligere er indrettet til at begrænse længden af de to
 35 signaler ved hjælp af et tidsvindue, efter at det signal, der tilføres dens første (15) indgang, er blevet

forsinket, og før Fourier-transformationen udføres, hvor længden af tidsvinduet i alt væsentligt svarer til det tidsinterval, inden for hvilket føleren (14) optager det direkte akustiske udgangssignal fra transducerenheden (6) og flere tidlige refleksioner af det akustiske udgangssignal fra transducerenheden (6).

7. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at anlægget til konvertering af et stereofonisk signal til et akustisk signal har en anden indgangsterminal (41) til modtagelse af et andet elektrisk indgangssignal,
- en anden elektro-akustisk transducerenhed (46) til konvertering af det andet elektriske indgangssignal til et andet akustisk udgangssignal,
 - 15 - en anden forstærker (45), der driver den anden elektro-akustiske enhed (46), at udligningsenheden (4) yderligere har en tredje (47) samt en fjerde indgang (48) og en anden udgang (49) og er indrettet til at korrigere frekvenskarakteristikken for det andet
 - 20 elektriske signal, der tilføres dens tredje indgang (47) under styring fra et andet styresignal (50), som tilføres dens fjerde indgang (48), og til at afgive det korrigerede andet elektriske signal ved sin anden udgang (49),
 - 25 at den frekvensanalyserende enhed (16') har en tredje indgang (55) koblet til et punkt på signalvejen mellem den anden indgangsterminal (41) og den tredje indgang (47) på udligningsenheden (4) og en anden udgang (59) til afgivelse af det andet styresignal (50),
 - 30 hvilken anden udgang (59) er koblet til den fjerde indgang (48) på udligningsenheden (4), at den frekvensanalyserende enhed (16') derudover er indrettet til
 - at udføre en Fourier-transformation af det forud digitaliserede indgangssignal $z(t)$, der tilføres dens tredje indgang (55),
 - 35 - at tilvejebringe en Fourier-transformeret version $F_z(f)$ af dette signal $z(t)$,

- at beregne en anden overføringsfunktion ud fra nævnte transformerede versioner af de to signaler $z(t)$ og $y(t)$,
- at bestemme det andet styresignal (50) ved brugen af informationen i denne anden overføringsfunktion,
- at beregne partielle koherensfunktioner $\gamma_{xy.z}^2(f)$ mellem signalerne $x(t)$ og $y(t)$ og $\gamma_{zy.x}^2(f)$ mellem signalerne $z(t)$ og $y(t)$, og er indrettet til ved bestemmelsen af det første (10) henholdsvis det andet styresignal (50) at se bort fra værdien af henholdsvis den første og anden overføringsfunktion for de frekvenser f_i , ved hvilke den partielle koherensfunktion $\gamma_{xy.z}^2(f)$ henholdsvis $\gamma_{zy.x}^2(f)$ har en værdi, der er mindre end en bestemt fast værdi, hvor denne faste værdi fortrinsvis ligger mellem 0,7 og 1,0.

8. Frekvensanalyseenhed (16) til brug i et anlæg ifølge ethvert af de foregående krav, og omfattende en første indgang (15) for modtagelse af et første digitaliseret signal, en anden indgang (17) for modtagelse af et andet digitaliseret signal, og en udgang (19) til afgivelse af et styresignal (10) til styring af en udligningsenhed (4), ~~k e n d e t e g n e t~~ ved, at den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til at underkaste de forud digitaliserede indgangssignaler $x(t)$ og $y(t)$, der tilføres dens første (15) og anden indgang (17), en Fourier-transformation (fx en diskret Fourier-transformation, DFT, eller en hurtig Fourier-transformation, (FFT), at tilvejebringe Fourier-transformerede versioner $F_x(f)$ henholdsvis $F_y(f)$ af nævnte signaler, at beregne en overføringsfunktion ud fra de nævnte to versioner, og at bestemme styresignalet (10) ved brugen af informationen i denne overføringsfunktion, og ved at den frekvensanalyserende enhed (16) er indrettet til under bestemmelse af styresignalet (10), at se bort fra den information i overføringsfunktionen, for hvilken der er frekvenser, hvor den kalkulerede overføringsfunktion er upålidelig.



2/3

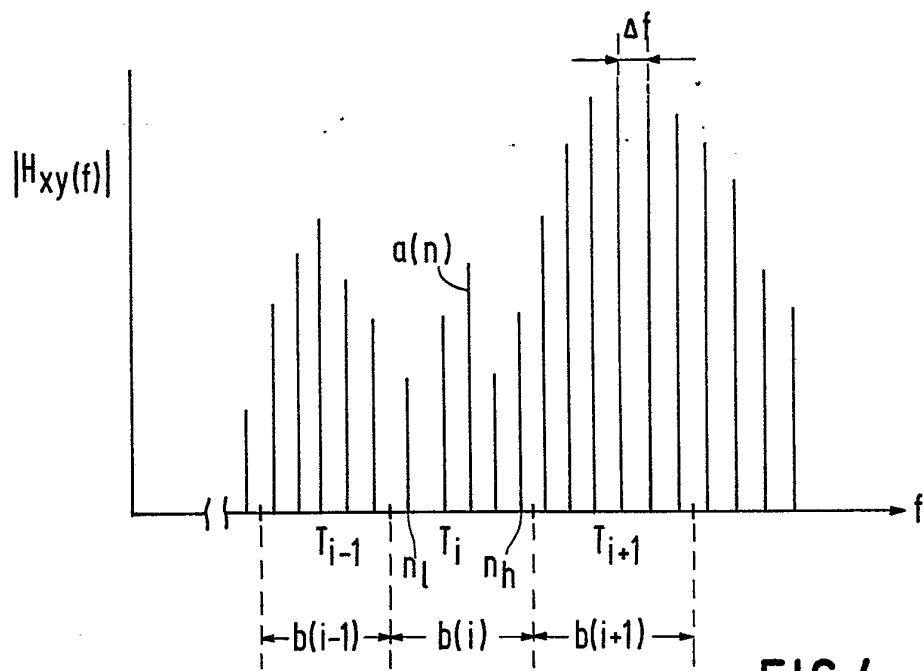


FIG. 4a

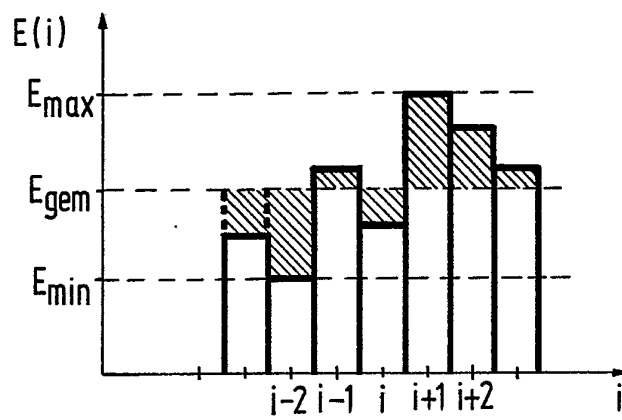


FIG. 4b

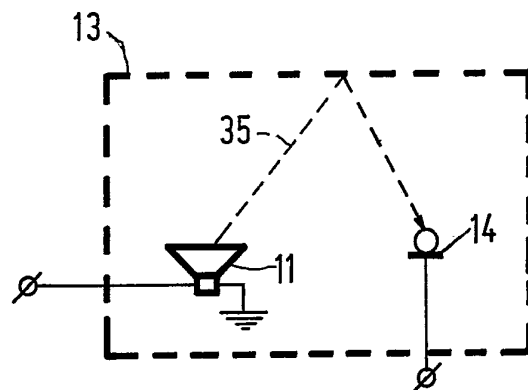


FIG. 5

3/3

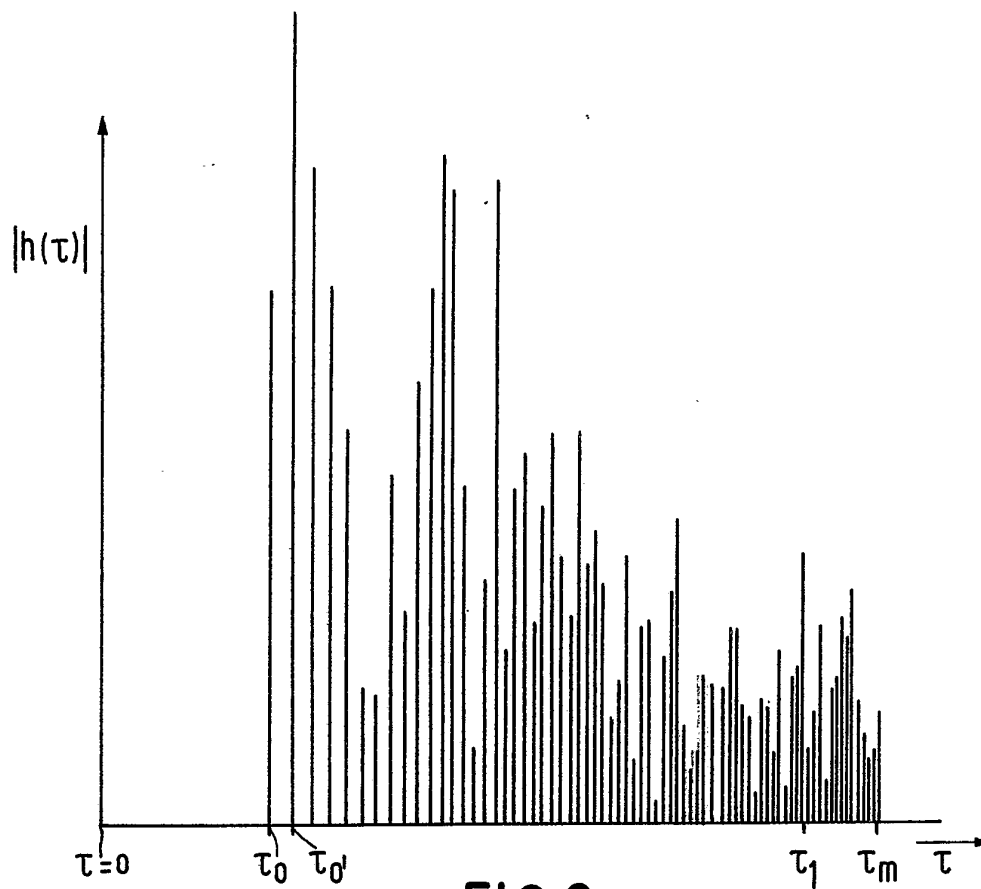


FIG. 6

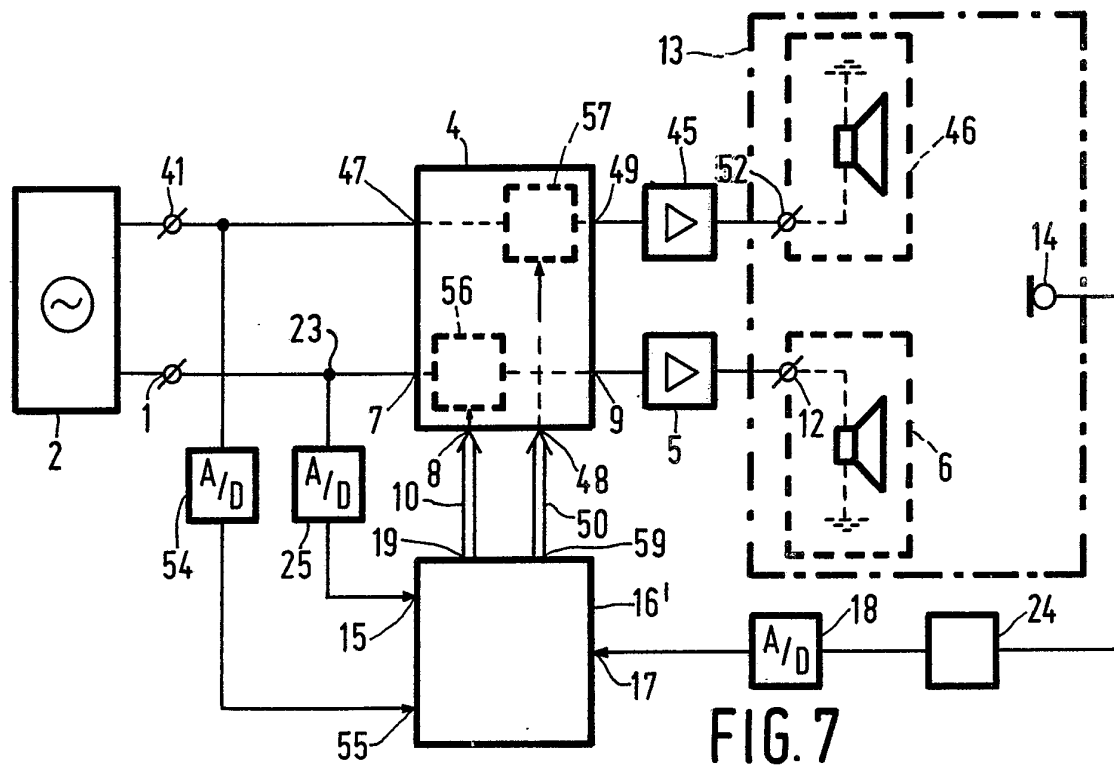


FIG. 7