
Octrooiraad



⑫A **Terinzagelegging** ⑪ **9001016**

Nederland

⑲ NL

⑤4 **Digitale echocompensator met een dubbelspraakdetector.**

⑤1 Int.Cl.⁵: H04B 3/23.

⑦1 Aanvrager: N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven.

⑦4 Gem.: Ir. J.E.M. Galama c.s.
Internationaal Octroobureau B.V.
Prof. Holstlaan 6
5656 AA Eindhoven.

②1 Aanvraag Nr. 9001016.

②2 Ingediend 27 april 1990.

③2 --

③3 --

③1 --

⑥2 --

④3 Ter inzage gelegd 18 november 1991.

De aan dit blad gehechte stukken zijn een afdruk van de oorspronkelijk ingediende beschrijving met conclusie(s) en eventuele tekening(en).

Digitale Echocompensator met een dubbelspraakdetector.

De uitvinding heeft betrekking op een digitale echocompensator met een ontvangpad tussen een ontvangingang en een ontvanguitgang, en een zendpad tussen een zendingang en een zenduitgang, welke echocompensator combinatiemiddelen

5 omvat voor het vormen van een zenduitgangssignaal als het verschil tussen het aan de zendingang aangeboden signaal en een replicasignaal dat dient voor het compenseren van een

additief echosignaal aan de zendingang dat is ontstaan in responsie op een aan de ontvangingang aangeboden

10 ontvangingangssignaal, welke echocompensator tenminste is voorzien van

- eerste transformeermiddelen voor het uitvoeren van en N' -punt DOT op ieder blok m van N' tijd-domein punten van het ontvangingangssignaal;
- 15 -tweede transformeermiddelen voor het uitvoeren van en N' -punt DOT op ieder blok m van N' tijd-domein punten van het zenduitgangssignaal;
- derde transformeermiddelen voor het uitvoeren van een N' -punt IDOT op ieder blok m van N' frequentie-domein punten van
- 20 het replicasignaal;
- een digitaal frequentiedomein blok-adaptieffilter met een bloklengte van N' componenten, waarbij voor elk signaalblok m een aantal van N' frequentie-domein filtercoëfficiënten $W(p;m)$ beschikbaar is met $p = 0, 1, 2, \dots, N'-1$, om in responsie
- 25 op het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal het replicasignaal op te wekken dat een schatting is van het echosignaal;
- adaptatiemiddelen voor het op basis van het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal voor ieder
- 30 blok m bepalen van adaptatiecomponenten voor elk van de filtercoëfficiënten;

900 1016 *

-stuurbare poortmiddelen voor het selectief doorlaten van de adaptatiecomponenten naar het adaptieve digitale filter;
-besturingsmiddelen voor het bepalen van respectieve niveaus van het zenduitgangssignaal en een tweede signaal en voor het
5 in responsie op de aldus bepaalde niveaus opwekken van een stuursignaal voor de poortmiddelen dat op een tevoren bepaalde wijze afhangt van het verschil tussen de desbetreffende niveaus.

Een echocompensator met een dergelijke structuur is bekend
10 uit de Europese octrooiaanvraag 0301627.

De in deze octrooiaanvraag beschreven echocompensator is in het bijzonder ingericht om de door dubbelspraak veroorzaakte storende invloed op de instelling van de echocompensator te voorkomen. Dubbelspraak treedt op wanneer een gewenst uit te
15 zenden signaal en een echosignaal gelijktijdig aan de zendingang worden aangeboden. De superpositie van deze signalen heeft dan tot gevolg dat de instelling van de echocompensator ter compensatie van het echosignaal in sterke mate kan worden ontregeld door het eveneens aanwezige
20 gewenste uit te zenden signaal. Dit betekent dat de door de echocompensator gevormde replica het actuele echosignaal niet meer afdoende compenseert. In bovengenoemde octrooiaanvraag wordt een robuuste oplossing gegeven voor het door dubbelspraak veroorzaakte probleem van een mogelijke
25 ontregeling van de echocompensator. Hiertoe wordt gebruik gemaakt van een combinatie van een tijddomein adaptief filter (TDAF) met een programmeerbaar filtercoëfficiëntengeheugen, welk filter het eigenlijke echocompensatiesignaal vormt, en een digitaal frequentiedomein blok-adaptieffilter (FDAF).
30 Deze filters wekken beide een replicasignaal op en zolang het door het frequentiedomein blok-adaptieffilter gevormde replicasignaal een betere schatting is van het echosignaal dan de door het programmeerbare filter opgewekte replica, worden de filtercoëfficiënten van het frequentiedomein blok-adaptieffilter overgenomen in het programmeerbare filter.
35 Tijdens dubbelspraak wordt de instelling van het frequentiedomein blok-adaptieffilter verstoord en wordt het overnemen van de filtercoëfficiënten met behulp van de

900 1016

poortmiddelen onderbroken. Hierdoor wordt bereikt dat de instelling van het frequentiedomein blok-adaptieffilter de werking van het programmeerbare filter voor de eigenlijke echocompensatie tijdens dubbelspraak niet verstoort.

5 In sommige gevallen kan het bezwaarlijk zijn dat de structuur van de bekende echocompensator nogal complex is en de uitvinding beoogt dan ook voor die gevallen te voorzien in een echocompensator, waarvan de echocompensatie-eigenschappen beter zijn dan die van de bekende echocompensator, maar die
10 toch een wezenlijk eenvoudiger structuur bezit.

Een digitale echocompensator volgens de uitvinding heeft daartoe het kenmerk, dat het tweede signaal het ontvangingangssignaal is, dat de besturings- en poortmiddelen werkzaam zijn in het frequentie-domein en dat voor elk van de
15 N' frequentie-domein punten een eigen stuursignaal wordt bepaald, dat afhankelijk is van de respectieve niveaus van het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal voor het desbetreffende frequentie-domein punt.

Door de maatregelen volgens de uitvinding wordt bereikt, dat
20 alleen in die secties van de echocompensator, die een frequentieband representeren waarin tengevolge van de dubbelspraak een verstoring optreedt, het bijregelen van het frequentiedomein blok-adaptieffilter wordt geblokkeerd, terwijl in de overige secties de bijregeling ter verkrijging
25 van een minimaal foutsignaal gewoon voortgaat. Dit heeft het voordeel, dat wanneer de dubbelspraak is geëindigd, slechts een aantal filtercoëfficiënten een duidelijke afwijking van de voor een optimale foutcorrectie op dat moment gewenste waarde vertonen, terwijl de overige filtercoëfficiënten, van
30 de secties waarin de bijregeling niet geblokkeerd is geweest, reeds de gewenste waarde bezitten. Het is dan ook niet, zoals bij de bekende echocompensator, noodzakelijk te voorzien in middelen om de direct voor het optreden van de dubbelspraak geldende filtercoëfficiënten op te slaan om deze na afloop
35 van de dubbelspraak als nieuwe filtercoëfficiënten te kunnen gebruiken. Dit leidt tot een wezenlijke vereenvoudiging van de echocompensator, ondermeer doordat geen gebruik wordt gemaakt van een een TDAF.

900 1016 ' 1

Opgemerkt wordt dat in het artikel: "Kompensation akustischer Echos in Frequenzteilbänder" van W. Kellerman, in Frequenz vol 39 (1985) no. 7/8, blz 209-215 een voor echocompensatie in een telefoniesysteem bestemd transversaal filter

5 beschreven is, waarbij de te behandelen signalen opgedeeld worden in een aantal frequentiebanden, met elk een eigen transversaal adaptief filter. Dit artikel vermeldt de bij dubbelspraak optredende problemen in het geheel niet. De onderhavige uitvinding ten grondslag liggende principe kan
10 ook met voordeel worden toegepast in een echocompensator van het in het bovenstaand genoemde artikel beschreven type.

De uitvinding voorziet daarom tevens in een digitale echocompensator met een ontvangpad tussen een ontvangingang en een ontvanguitgang, en een zendpad tussen een zendingang en een zenduitgang, welke echocompensator combinatiemiddelen
15 omvat voor het vormen van een zenduitgangssignaal als het verschil tussen het aan de zendingang aangeboden signaal en een replicasignaal dat dient voor het compenseren van een additief echosignaal aan de zendingang dat is ontstaan in
20 responsie op een aan de ontvangingang aangeboden ontvangingangssignaal, welke echocompensator tenminste is voorzien van:

- eerste filtermiddelen voor het transformeren van de frequentieband van het ontvangingangssignaal in Q
25 opeenvolgende frequentiebanden;
- tweede filtermiddelen voor het transformeren van de frequentieband van het zenduitgangssignaal in Q opeenvolgende frequentiebanden;
- derde filtermiddelen voor het samenstellen van een enkele
30 frequentieband uit de Q opeenvolgende frequentiebanden van het replicasignaal;
- een digitaal transversaal adaptieffilter omvattende Q filtersecties waarbij voor iedere frequentieband een aantal filtercoëfficiënten aanwezig is, om in responsie op het
35 ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal voor iedere frequentieband een replicasignaal op te wekken dat een schatting is van het echosignaal voor de desbetreffende frequentieband ;

900 1016

- adaptatiemiddelen voor het op basis van het ontvangingsgangssignaal en het zenduitgangssignaal bepalen van adaptatiecomponenten voor de filtercoëfficiënten van iedere sectie;
- 5 -stuurbare poortmiddelen voor het selectief doorlaten van de adaptatiecomponenten naar het adaptieve digitale filter;
- besturingsmiddelen voor het bepalen van respectieve niveaus van het zenduitgangssignaal en een tweede signaal en voor het in responsie op de aldus bepaalde niveaus opwekken van een
- 10 stuursignaal voor de poortmiddelen dat op een tevoren bepaalde wijze afhangt van het verschil tussen de desbetreffende niveaus, met het kenmerk, dat het tweede signaal het ontvangingsgangssignaal is, en dat de besturings- en poortmiddelen voor elk van de Q
- 15 frequentiebanden een eigen stuursignaal bepalen, dat afhankelijk is van de respectieve niveaus van het ontvangingsgangssignaal en het zenduitgangssignaal voor de desbetreffende frequentieband.
- Daarbij kan dan op een overeenkomstige wijze voor elk van de
- 20 Q frequentiebanden in het tijddomein het genormeerde vermogen van het ontvangingsgangssignaal vergeleken worden met dat van het zenduitgangssignaal, waarbij de aanpassing van de filtercoëfficiënten in de adaptieve filtersectie, die behoort bij een bepaalde frequentieband wordt onderbroken zodra
- 25 blijkt dat het vermogen van het zenduitgangssignaal toeneemt ten opzichte van dat van het ontvangingsgangssignaal, hetgeen, zoals bovenstaand uitgebreid is toegelicht een indicatie is, dat er in die betreffende frequentieband dubbelspraak optreedt.
- 30 De uitvinding zal in het hiernavolgende worden toegelicht onder verwijzing naar de tekening, hierin toont:
- Figuur 1: een schema ter illustratie van de wijze waarop een echocompensator in het algemeen wordt toegepast in een toestel dat dient voor het zenden en ontvangen van
- 35 spraaksignalen;
- Figuur 2: een algemeen schema van een uitvoeringsvorm van een echocompensator volgens de uitvinding;

900 1016 "

Figuur 3: een nader uitgewerkt schema van de echocompensator volgens de uitvinding.

In de figuren zijn gelijke onderdelen aangegeven met gelijke verwijzingscijfers.

5 In figuur 1 is een vereenvoudigd blokschema weergegeven van de toepassing van een echocompensator in een telefoontoestel met luidsprekerweergave van een ontvangen spraaksignaal. Een dergelijke echocompensator 1 omvat een ontvangpad 2 met een ontvangingang RI en een ontvanguitgang RO, alsmede een
 10 zendpad 3 met een zendingang SI en een zenduitgang SO. Een ontvangingangssignaal $x(t)$, hierna aangeduid als veraf-signaal, wordt aangeboden aan ontvangingang RI en doorgegeven via ontvangpad 2 naar ontvanguitgang RO, die via een
 ontvangversterker 4 is aangesloten op een luidspreker 5. Bij
 15 afwezigheid van een verafsignaal wekt een microfoon 6 een gewenst uit te zenden signaal op dat via een zendversterker 7 wordt aangeboden aan zendingang SI als zendingangssignaal $s(t)$, hierna aangeduid als nabij-signaal. Dit nabij-signaal $s(t)$ wordt via een zendpad 3 doorgegeven naar zenduitgang SO.
 20 Tussen luidspreker 5 en microfoon 6 is een akoestisch echopad aanwezig dat in figuur 1 symbolisch is aangeduid door een pijl 8. Via dit akoestische echopad 8 kan, indien dit aanwezig is, een veraf-signaal $x(t)$ aan ontvanguitgang RO, via de microfoon 6, een ongewenst additief echosignaal $e(t)$
 25 aan zendingang SI introduceren, zodat aan zendingang SI een somsignaal $z(t) = s(t) + e(t)$ wordt aangeboden. Echocompensator 1 heeft nu als taak dit ongewenste echosignaal $e(t)$ zo goed mogelijk te compenseren. Daartoe bevat echocompensator 1 een filter 9 dat in responsie op veraf-signaal $x(t)$ in ontvangpad
 30 2 een signaal $\hat{e}(t)$ opwekt dat een schatting is van het ongewenste echosignaal $e(t)$. Dit signaal $\hat{e}(t)$ wordt, met behulp van een combinatiecircuit 10, afgetrokken van somsignaal $z(t) = s(t) + e(t)$ aan zendingang SI voor het vormen van een zenduitgangssignaal $r(t)$ dat te schrijven is als

35

$$r(t) = s(t) + [e(t) - \hat{e}(t)]$$

900 1016

Uit deze uitdrukking blijkt dat signaal $r(t)$ aan zenduitgang SO representatief is voor het gewenste uit te zenden signaal $s(t)$ wanneer replicasignaal $\hat{e}(t)$ een betrouwbare schatting is van echosignaal $e(t)$, aangezien dan de tweede term in het

5 rechterlid van deze uitdrukking praktisch gelijk aan nul zal zijn. In het algemeen zal de overdrachtskarakteristiek van het echopad tussen ontvanguitgang RO en zendingang SI met de tijd variëren, waarbij vooral akoestisch echopad 8 grote variaties kan vertonen. Aangezien echosignaal $e(t)$ in goede

10 benadering beschouwd mag worden als de lineaire convolutie van veraf-signaal $x(t)$ met de impulsresponsie $h(t)$ van het echopad tussen ontvanguitgang RO en zendingang SI, zal de met de tijd variërende gedaante van impulsresponsie $h(t)$ leiden tot corresponderende variaties van echosignaal $e(t)$ aan

15 zendingang SI. Filter 9 in echocompensator 1 is daarom uitgevoerd als adaptief filter dat als taak heeft zijn impulsresponsie $w(t)$ zo goed mogelijk gelijk te maken aan impulsresponsie $h(t)$ van echopad RO-SI. De adaptieve instelling van dit filter 9 wordt bestuurd door signaal $r(t)$

20 aan de uitgang van combinatiecircuit 10. Deze adaptieve instelling wordt voortgezet zolang er kruiscorrelatie bestaat tussen stuursignaal $r(t)$ en veraf-signaal $x(t)$. Wanneer uitsluitend veraf-signaal $x(t)$ aanwezig is (en dus nabij-signaal $s(t) = 0$ is), zal adaptief filter 9 een

25 replicasignaal $\hat{e}(t)$ opwekken dat een betrouwbare schatting is van echosignaal $e(t)$. Wanneer echter zowel veraf-signaal $x(t)$ als ook nabij-signaal $s(t)$ aanwezig zijn, ontstaat een situatie die gewoonlijk wordt aangeduid als dubbelspraak ("double talk"). Indien geen passende maatregelen worden

30 genomen, kan de instelling van adaptief filter 9 in sterke mate worden ontregeld tijdens dubbelspraak door de aanwezigheid van nabij-signaal $s(t)$ als storende term in stuursignaal $r(t)$. Deze ontregeling van adaptief filter 9 leidt tot een replicasignaal $\hat{e}(t)$ dat geen betrouwbare

35 schatting meer is van echosignaal $e(t)$, zodat aan zenduitgang SO een signaal $r(t)$ optreedt dat hinderlijk wordt gestoord door een onvoldoende of zelfs onjuist gecompenseerd echosignaal.

900 1016 *

Aangezien de onderhavige uitvinding betrekking heeft op een digitale echocompensator zal in de navolgende beschrijving gebruik gemaakt worden van een tijd-discrete modellering. Een dergelijke modellering kan het eenvoudigst worden verkregen
5 door in het schema van figuur 1 te veronderstellen dat de signalen $x(t)$ en $z(t)$ aan ontvangingang RI en zendingang SI worden toegevoerd via (niet weergegeven) analoog-digitaal converters, de signalen $x(t)$ en $r(t)$ aan ontvanguitgang RO en zenduitgang SO worden ontleend via (niet weergegeven)
10 digitaal-analoog converters en verder alle relevante signalen in echocompensator 1 digitale signalen zijn. Deze digitale signalen worden op conventionele wijze genoteerd, zodat bijvoorbeeld $x(k)$ een gekwantiseerd monster van tijd-continu signaal $x(t)$ op tijdstip $t = kT$ aanduidt, waarbij $1/T$ de
15 bemonsterfrequentie is.

In het geval een echocompensator wordt gebruikt voor het compenseren van sterk autogecorreleerde signalen, zoals spraak, bieden adaptieve frequentiedomein filters het voordeel, dat de convergentie eigenschappen aanzienlijk
20 verbeterd kunnen worden. Door de transformatie naar het frequentiedomein kan namelijk voor elk van de orthogonale frequentiecomponenten de versterkingsfactor op eenvoudige wijze overeenkomstig het vermogen van de desbetreffende frequentiecomponent worden genormeerd. Tevens bestaat in het
25 frequentiedomein de mogelijkheid om de complexiteit van lange filters aanmerkelijk te verminderen door efficiënte Fourier transformaties toe te passen. Hierdoor zijn adaptieve frequentiedomein filters bijzonder aantrekkelijk voor toepassing in akoustische echocompensatoren, omdat daarin het
30 nabootsen van lange impulsresponsies noodzakelijk is. In het hiernavolgende wordt derhalve voor de digitale echocompensator met dubbelspraakdetectie volgens de uitvinding uitgegaan van een digitale echocompensator voorzien van een adaptief frequentiedomein filter.

35 In figuur 2 is de algemene structuur van een frequentie-domein blok-adaptief filter 9 zeer schematisch weergegeven. In de figuren 2 en 3 duiden signaalpaden met dubbele lijnen paden in het frequentie-domein aan, via welke

9001016

paden blokken frequentie-domeinpunten worden overgedragen, en signaalpaden met enkele lijnen paden in het tijd-domein. Transformaties vanuit het tijd-domein naar het frequentie-domein en vice-versa vinden plaats met behulp van Discrete Orthogonale Transformaties (DOT's) respectievelijk hun inversen (IDOT's). Illustratief voor dergelijke transformaties is de Discrete Fourier Transformatie (DFT) en haar inverse (IDFT), die op grote schaal worden toegepast, en bijvoorbeeld uitgebreid beschreven zijn in een artikel "A Unified Approach to Time- and Frequency-Domain Realization of FIR Adaptive Digital Filters" van G.A. Clark e.a., gepubliceerd in IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-31, No. 5, oktober 1983, blz. 1073-1083, en in een artikel "Unconstrained Frequency-Domain Adaptive Filter" van D. Mansour e.a., gepubliceerd in IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-30, No. 5, oktober 1982, blz. 726-734. Uit praktische overwegingen van rekenkundige complexiteit en toelaatbare signaalvertragingen hebben deze DOT's een eindige bloklengte N' en in de literatuur staan dergelijke transformaties bekend als N' -punt DOT's, waarbij "punt" zowel naar discrete tijd-domein component als naar een discrete frequentie-domein component kan verwijzen. Met betrekking tot de bloklengte N' wordt het volgende opgemerkt. FDAF 9 dient een replica-signaal $\hat{e}(k)$ op te wekken dat een goede schatting is van echosignaal $e(k)$. Echosignaal $e(k)$ mag op zijn beurt beschouwd worden als een lineaire convolutie van veraf-signaal $x(k)$ met impulsresponsie $h(i)$ van echopad 8 met $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Het behoeft dan geen verder betoog dat FDAF 9 eveneens een impulsresponsie met een lengte N dient te bezitten voor het opwekken van replica-signaal $\hat{e}(k)$ als lineaire convolutie van veraf-signaal $x(k)$ met de impulsresponsie van FDAF 9. De daartoe vereiste operaties worden in FDAF 9 uitgevoerd op blokken van N' punten in het frequentie-domein, en het is algemeen bekend dat deze operaties corresponderen met een circulaire convolutie in het tijd-domein, waarbij de periode gelijk is aan de bloklengte N' . De gewenste lineaire convolutie kan dan worden verkregen

9001016

door het toepassen van een geschikte segmentering van de tijd-domein signalen die bij de N' -punt DOT's zijn betrokken, waarbij de meest gangbare segmenteringsprocedures de overlap-bewaar methode en de overlap-optel methode zijn. Het
5 voorgaande houdt in dat in het algemeen de bloklengte N' van de DOT's groter is dan de gewenste lengte N van de impulsresponsie van FDAF 9. In het reeds vermelde artikel van Clark e.a. is aangegeven dat voor de meest efficiënte implementatie van FDAF 9 met een impulsresponsie ter lengte N
10 gebruik gemaakt wordt van DFT's met een bloklengte $N' = 2N$ en van een segmentering van tijd-domein signalen in blokken van $N' = 2N$ punten waarbij elk blok het voorgaande blok overlapt over N punten. Voor grote waarden van N , bijvoorbeeld $N = 1000$ tot $N = 2000$ in het hier beschouwde geval van
15 akoestische echopaden 8, kan de rekenkundige complexiteit toch aanzienlijk worden verminderd door gebruik te maken van efficiënte implementaties van de DFT's die bekend staan als "Fast Fourier Transform" (FFT), waardoor het aantal rekenkundige bewerkingen per N punten van replica-sig-
20 $\hat{e}(k)$ in de orde van grootte van $N \log N$ ligt. Dergelijke rekenkundig efficiënte implementaties zijn ook bekend voor ander typen DOT's dan de DFT, maar ter wille van de eenvoud zal in de navolgende beschrijving steeds worden aangenomen dat de N' -punt DOT een N' -punt DFT is met $N' = 2N$. Verder
25 zullen frequentie-domein signalen genoteerd worden met hoofdletters om op eenvoudige wijze onderscheid te maken tussen frequentie-domein en tijd-domein signalen, waarbij de tijd-domein signalen evenals in het voorgaande genoteerd worden met kleine letter. Tenslotte wordt de verdere
30 beschrijving gericht op de toepassing van de overlap-bewaar methode als segmenteringsprocedure van de tijd-domein signalen.

De in figuur 2 getoonde FDAF 9 bevat een filtergedeelte 11 en een adaptatieprocessor 12. Filtergedeelte 11 en
35 adaptatieprocessor 12 werken in het frequentie-domein, zodat een drietal domein-transformaties dienen te worden uitgevoerd, en wel

9001016 "

- met behulp van transformeermiddelen 13 en bijbehorende
segmenteermiddelen : een $2N$ -punt DOT om elk blok van $2N$
tijd-domein punten van veraf-signaal $x(k)$ te
transformeren in een blok van $2N$ frequentie-domein
5 punten, die voor een blok met bloknummer m worden
genoteerd als $X(p;m)$ met $p = 0, 1, 2, \dots, 2N-1$;
- met behulp van transformeermiddelen 14 en bijbehorende
segmenteermiddelen : een $2N$ -punt IDOT om elk blok van $2N$
frequentie-domein punten $E(p;m)$ te transformeren in een
10 blok van N tijd-domein punten van replica-signaal $\hat{e}(k)$;
- met behulp van transformeermiddelen 15 en bijbehorende
segmenteermiddelen : een $2N$ -punt DOT om elk blok van
 N -tijd-domein punten van foutsignaal $r(k)$ na aanvulling
tot een blok van $2N$ tijd-domein punten te transformeren
15 tot een blok van $2N$ frequentie-domein punten $R(p;m)$.

De details van de bij de segmentering toegepaste
overlap-bewaarsmethode zullen nog worden toegelicht aan de
hand van figuur 3. Filtergedeelte 11 van FDAF 9 bevat een
geheugen 11(1) voor het opslaan van de $2N$ frequentie-domein
20 filtercoëfficiënten $W(p;m)$ van blok m , een combinatiecircuit
11(2) voor het sommeren van het uitgangssignaal van het
geheugen 11(1) en het uitgangssignaal van de
adaptatieprocessor 12 en een circuit 11(3) voor het
vermenigvuldigen van elk frequentie-domein punt $X(p;m)$ met
25 een bijbehorende frequentie-domein filtercoëfficiënt $W(p;m)$
voor het vormen van producten $X(p;m)W(p;m)$ die de $2N$
frequentie-domein $E(p;m)$ representeren. Adaptatieprocessor 12
is ingericht om in responsie op de $2N$ frequentie-domein
punten $X(p;m)$ en $R(p;m)$ bloksgewijs een adaptatie signaal voor
30 de frequentie-domein filtercoëfficiënten $W(p;m)$ te
verschaffen, welke geadapteerde filtercoëfficiënten in
geheugen 11(1) worden opgeslagen.

Zoals bovenstaand reeds is beschreven kan in het geval van
dubbelspraak de instelling van de filtercoëfficiënten in het
35 filtercoëfficiënt geheugen 11(1) sterk verstoord raken en
daarom wordt het toevoeren van het adaptatie-signaal vanuit
een adaptatieprocessor 12 aan een filtergedeelte 11 steeds
door poortmiddelen 17 onderbroken, zodra met behulp van een

comparator 16 voor een frequentie-domein component een dubbelspraak situatie wordt gedetecteerd. Overeenkomstig de uitvinding is de uit de poortmiddelen 17 en de comparator 16 bestaande dubbelspraakdetector eveneens in het frequentie-
5 domein geïmplementeerd, zodat voor iedere frequentie-domeincomponent een eigen dubbelspraak detector beschikbaar is. Daardoor kan er voor gezorgd worden dat tijdens dubbelspraak alleen de adaptatie van die filtercoëfficiënt wordt onderbroken, die behoren bij frequentie-domeinpunten
10 waarbij dubbelspraak optreedt.

Omdat spraak voor de meeste stemhebbende klanken een discreet lijnenspectrum heeft, zal waarschijnlijk slechts een beperkt aantal frequentie-domeinpunten door de dubbelspraak verstoord worden. De dubbelspraak detectie per frequentie-domeinpunt
15 volgens de uitvinding heeft daarom het voordeel, dat, wanneer de dubbelspraaksituatie na verloop van tijd is geëindigd, slechts een beperkt aantal van de filtercoëfficiënten in het filtercoëfficiënt geheugen 11(1) gedurende de tijdsduur van de dubbelspraak niet adaptief is bijgesteld, zodat voor dit
20 beperkte aantal filtercoëfficiënten een relatief grote adaptieve bijregeling nodig kan zijn. De overige filtercoëfficiënten zullen tijdens de gehele duur van de dubbelspraaksituatie, of ten minste gedurende een gedeelte daarvan op normale wijze adaptief bijgesteld zijn, zodat de
25 verstoring van het replicasignaal t.g.v. de dubbelspraak minimaal is. Een verder voordeel is dat, zoals onderstaand nader zal worden toegelicht, bij de dubbelspraak detectie volgens de uitvinding op een efficiënte wijze gebruik kan worden gemaakt van de in de FDAF reeds aanwezige
30 vermogensregeling.

Om te voorkomen dat verscheidene filtercoëfficiënten tengevolge van de dubbelspraak reeds ontregeld zijn voordat de poortmiddelen 17 een verdere ontregeling blokkeren, is het gewenst, dat de comparator 16 snel kan reageren op een
35 plotselinge sterke verandering in het zenduitgangssignaal, hetgeen, naar is gebleken, een zekere indicatie is dat er dubbelspraak optreedt.

900 1016

Figuur 3 toont meer gedetailleerd de opbouw van de adaptatie processor 12 en van het circuit voor het opwekken van de ingangssignalen voor de comparator 16. In figuur 3 is tevens expliciet aangegeven dat de N' DOT een efficiënte

5 implementatie is van een N'-punt DFT met $N' = 2N$, die bekend staat als een 2N-punt FFT, en waarin de segmenteermiddelen gescheiden van de transformatiemiddelen zijn getoond om hun functie goed te kunnen beschrijven.

De opbouw van de adaptatieprocessor is in wezen gelijk aan
10 die welke beschreven is in de eerder genoemde Europese octrooiaanvraag 03011627.

In figuur 3 wordt veraf-sigitaal $x(k)$ toegevoerd aan segmenteermiddelen 13(1) om met behulp van serie-parallel conversie te worden opgedeeld in blokken met 2N punten,
15 waarbij elk blok zijn voorgaande blok overlapt met N punten, zoals symbolisch in de figuur is weergegeven. De punten van een blok met bloknummer m worden genoteerd als $x(i;m)$ met $i = 1, 2, \dots, 2N-1$. Met behulp van transformeermiddelen 13 voor het uitvoeren van een 2N-punt FFT worden de 2N punten $x(i;m)$
20 getransformeerd in 2N punten $X(p;m)$ met $p = 1, 2, \dots, 2N-1$ in het frequentie-domein. In vermenigvuldigcircuit 11(3) wordt elk punt $X(p;m)$ vermenigvuldigd met een bijbehorende filtercoëfficiënt $W(p;m)$ uit geheugen 11(1) voor het vormen van producten $X(p;m)W(p;m)$, die 2N punten $E(p;m)$
25 representeren. Met behulp van transformeermiddelen 14 voor het uitvoeren van een 2N-punt IFFT worden deze 2N punten $E(p;m)$ getransformeerd in 2N punten $\hat{e}(i;m)$ in het tijd-domein. Aangezien de filtercoëfficiënten $W(p;m)$ te beschouwen zijn als punten van een 2N-punt DFT uitgevoerd op
30 tijd-domein filtercoëfficiënten $w(i;m)$ die waarden van impulsresponsie $w(i)$ tijdens blok m representeren, correspondeert de vermenigvuldiging in circuit 11(2) met een tijd-domein circulaire convolutie van veraf-sigitaalvector $\mathbf{x}(m)$ tijdens blok m met impulsresponsie $w(i)$ tijdens blok m .
35 De gewenste replicasigitaalvector $\hat{\mathbf{e}}(m)$ is echter de lineaire convolutie van veraf-sigitaal $x(k)$ met impulsresponsie $w(i)$. Overeenkomstig de overlap-bewaar methode wordt dit gewenste replicasigitaal $\hat{e}(k)$ nu verkregen door de 2N punten $\hat{e}(i;m)$ van

deze circulaire convolutie voor elk blok m toe te voeren aan segmenteermiddelen 14(1), waarin met behulp van parallel-serie conversie de eerste N punten $\hat{e}(i;m)$ met $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ worden geëcarteerd en de laatste N punten $\hat{e}(i;m)$ met $i = N, N+1, N+2, \dots, 2N-1$ als replicasignaal $\hat{e}(k)$ worden doorgegeven, zoals symbolisch is weergegeven in figuur 3.

Voor de bloksgewijze adaptatie van de frequentie-domein filter-coëfficiënten $W(p;m)$ wordt gebruik gemaakt van een bekend adaptatie-algoritme, bijvoorbeeld een "complex least mean-square" (complex LMS) algoritme. Overeenkomstig dit laatste algoritme worden de filtercoëfficiënten $W(p;m)$ gewijzigd zolang er correlatie bestaat tussen veraf-signaal $x(k)$ en foutsignaal $r(k)$. Aangezien adaptatieprocessor 12 in het frequentie-domein werkt, wordt dit foutsignaal $r(k)$ overeenkomstig de overlap-bewaar methode toegevoerd aan segmenteermiddelen 15(1) om met behulp van serie-parallel conversie te worden opgedeeld in blokken met $2N$ punten, waarbij elk blok zijn voorgaande blok overlapt met N punten en aan de eerste N punten $r(i;m)$ met $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ de waarde nul wordt opgedrongen, zoals symbolisch is weergegeven in figuur 3. Met behulp van transformeermiddelen 15 voor het uitvoeren van een $2N$ -punt FFT worden deze $2N$ punten $r(i;m)$ getransformeerd naar het frequentie-domein in $2N$ punten $R(p;m)$.

Elk van de $2N$ punten $R(p;m)$ wordt in een vermenigvuldigcircuit 20 vermenigvuldigd met een factor $2\mu(p;m)$, welke de versterkingsfactor in het adaptatie-algoritme bepaalt, zodat een product $2\mu(p;m)R(p;m)$ wordt gevormd.

De $2N$ punten $X(p;m)$ van elk blok m worden toegevoerd aan conjugeermiddelen 18 voor het vormen van de toegevoegd complexe waarde $X^*(p;m)$ van elk punt $X(p;m)$. In een vermenigvuldigcircuit 19 wordt elk geconjugeerd punt $X^*(p;m)$ vermenigvuldigd met het uitgangssignaal van vermenigvuldigcircuit 20 voor het bijbehorende punt $R(p;m)$ voor het vormen van producten

$$A(p;m) = 2\mu(p;m)X^*(p;m)R(p;m)$$

9001016

die corresponderen met de tijd-domein circulaire correlatie tussen veraf-sigitaal $x(k)$ en foutsigitaal $r(k)$ tijdens blok m , waarbij het product $A(p;m)$ de modificatie van filtercoëfficiënt $W(p;m)$ bepaalt. Deze modificaties $A(p;m)$ worden, indien de poortmiddelen 17 niet geactiveerd zijn, hetgeen, zoals onderstaand zal worden toegelicht, het geval is zolang er geen dubbelspraak voor de betreffende frequentie-domeincomponent optreedt, toegevoerd aan het circuit dat gevormd wordt door geheugen 11(1) voor het opslaan van de filtercoëfficiënten $W(p;m)$ van blok m en een opteller 11(2) voor het vormen van de som van elke coëfficiënt $W(p;m)$ en zijn bijbehorende modificatie $A(p;m)$, welke som wordt opgeslagen in geheugen 11(1) om de filtercoëfficiënten $W(p;m+1)$ voor het volgende blok $(m+1)$ te verschaffen. Het adaptatie-algoritme kan dus worden geschreven als

$$W(p;m+1) = W(p;m) + 2\mu(p;m) X^*(p;m) R(p;m)$$

De $2N$ filtercoëfficiënten $W(p;m)$ in geheugen 11(1) staan aldus beschikbaar voor de vermenigvuldigingen in circuit 11(2).

Wanneer de veraf-signalen $x(k)$ niet of slechts zwak zijn gecorreleerd, kan versterkingsfactor $\mu(p;m)$ voor elke filtercoëfficiënt $W(p;m)$ een zelfde constante waarde α bezitten die onafhankelijk is van bloknummer m (deze constante α staat bekend als de adaptatiefactor van het algoritme). Voor sterk (auto)gecorreleerde veraf-signalen $x(k)$ zoals spraak, kan de convergentiesnelheid van het FDAF op een eenvoudige wijze aanzienlijk worden vergroot door het decorreleren van veraf-signalen $x(k)$, hetgeen, zoals op zichzelf bekend is, kan worden bewerkstelligd door het normaliseren van hun vermogensspectrum; zie bijvoorbeeld blz. 36 van het artikel "Echo Cancellation Algorithms" van C.W.K. Gritton en D.W. Lin, gepubliceerd in IEEE ASSP Magazine, april 1984, blz. 30-38. Aangezien in het FDAF de frequentie-domein componenten $X(p;m)$ reeds ter beschikking staan, kan een dergelijke normalisatie op eenvoudige wijze worden uitgevoerd met behulp van normeermiddelen 23, waarin de adaptatiefactor α wordt gedeeld door het vermogen $[X(p;m)]^2$ van punt $X(p;m)$, dat is

9001016

gevormd in kwadrateerketen 21, en dat de vermogenswaarde van overeenkomstige punten uit voorafgaande blokken is afgevlakt met behulp van een eenvoudige laagdoorlaatfilter 22, waarvan de bandbreedte zodanig wordt gekozen dat het convergentie gedrag van het gehele systeem in hoofdzaak wordt bepaald door de tijdconstante van het adaptieve filter. Het 5
 10
 15
 20
 25
 30
 35

uitgangssignaal van de normeermiddelen 23 kan dan als versterkingsfactor $\mu(p;m)$ worden gebruikt voor de vermenigvuldiging met $2\mu(p;m)$ in circuit 20.

Voor het detecteren van dubbelspraak voor elk van de $2N$ frequentiecomponenten p , wordt op een identieke wijze een versterkingsfactor $v(p;m)$ bepaald, die genormeerd is overeenkomstig het vermogen in de frequentiecomponent $R(p;m)$. Dit wordt uitgevoerd met behulp van normeermiddelen 27, waarin de adaptatiefactor α wordt gedeeld door het vermogen $[R(p;m)]^2$ van punt $R(p;m)$, dat is gevormd in kwadrateerketen 25, en dat bloksgewijs is afgevlakt met behulp van een eenvoudige laagdoorlaatfilter 26. Het uitgangssignaal van de normeermiddelen 27 kan dan als versterkingsfactor $v(p;m)$ worden gebruikt voor de vermenigvuldiging met het uitgangssignaal $[R(p;m)]^2$ van keten 25 in vermenigvuldigketen 28.

Het uitgangssignaal $v(p;m) \cdot [R(p;m)]^2$ van keten 28 wordt in een vergelijkingsketen 16 vergeleken met het uitgangssignaal $\mu(p;m) \cdot [X(p;m)]^2$ van vermenigvuldigcircuit 24. Wanneer immers tijdens dubbelspraak de frequentiecomponent $R(p;m)$ wordt verstoord, zal het vermogen in $R(p;m)$ toenemen en geldt:

$$v(p;m) \cdot [R(p;m)]^2 > \mu(p;m) \cdot [X(p;m)]^2$$

Indien aan deze voorwaarde wordt voldaan geeft de keten 16 een uitgangssignaal af voor het activeren van de poortmiddelen 17, opdat deze de overdracht van adaptatiecomponenten $A(p;m)$ vanuit vermenigvuldigketen 19 naar sommeerketen 11(2) onderbreken.

Op de bovenbeschreven wijze wordt slechts in een beperkt aantal van de $2N$ regelcircuits voor de adaptatiefactoren de regeling van die adaptatiefactoren onderbroken, namelijk slechts in die regelcircuits die behoren bij een frequentiecomponent waarvoor dubbelspraak wordt gedetecteerd.

Het zal iedere deskundige na lezing van het voorgaande en het
bovenstaand genoemde artikel van W. Kellerman direct
duidelijk zijn op welke wijze het principe van de onderhavige
uitvinding kan worden geïmplementeerd in een echocompensator
5 van het in genoemd artikel beschreven type.
Opgemerkt wordt nog dat het bovenstaand voor transformatie
naar het frequentiedomein beschreven uitvoeringsvoorbeeld met
voordeel kan worden gecombineerd met de echocompensator die
bekend is uit de Europese octrooiaanvraag 0301627 en waarin
10 een combinatie van een FDAF en een TDAF wordt toegepast. De
door een dergelijke combinatie gevormde echocompensator heeft
dan zowel het voordeel van een perfecte echocompensatie in
het geval van dubbelspraak, als het voordeel dat de aan de
aanwezigheid van een FDAF inherente vertraging kan worden
15 vermeden.

900 1016

CONCLUSIES

1. Digitale echocompensator met een ontvangpad tussen een ontvangingang en een ontvanguitgang, en een zendpad tussen een zendingang en een zenduitgang, welke echocompensator combinatiemiddelen omvat voor het vormen van een
- 5 zenduitgangssignaal als het verschil tussen het aan de zendingang aangeboden signaal en een replicasignaal dat dient voor het compenseren van een additief echosignaal aan de zendingang dat is ontstaan in responsie op een aan de ontvangingang aangeboden ontvangingangssignaal, welke
- 10 echocompensator tenminste is voorzien van
- eerste transformeermiddelen voor het uitvoeren van en N' -punt DOT op ieder blok m van N' tijd-domein punten van het ontvangingangssignaal;
 - tweede transformeermiddelen voor het uitvoeren van en N' -punt DOT op ieder blok m van N' tijd-domein punten van het zenduitgangssignaal;
 - derde transformeermiddelen voor het uitvoeren van een N' -punt IDOT op ieder blok m van N' frequentie-domein punten van het replicasignaal;
- 20 - een digitaal frequentiedomein blok-adaptiefilter met een bloklengte van N' componenten, waarbij voor elk signaalblok m een aantal van N' frequentie-domein filtercoëfficiënten $W(p;m)$ beschikbaar is met $p = 0, 1, 2, \dots, N'-1$, om in responsie op het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal het
- 25 replicasignaal op te wekken dat een schatting is van het echosignaal;
- adaptatiemiddelen voor het op basis van het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal voor ieder blok m bepalen van adaptatiecomponenten voor elk van de
- 30 filtercoëfficiënten
- stuurbare poortmiddelen voor het selectief doorlaten van de adaptatiecomponenten naar het adaptieve digitale filter;
 - besturingsmiddelen voor het bepalen van respectieve niveaus van het zenduitgangssignaal en een tweede signaal en voor het

9001016

in responsie op de aldus bepaalde niveaus opwekken van een stuursignaal voor de poortmiddelen dat op een tevoren bepaalde wijze afhangt van het verschil tussen de desbetreffende niveaus,

5 met het kenmerk, dat het tweede signaal het ontvangingangssignaal is, dat de besturings- en poortmiddelen werkzaam zijn in het frequentie-domein en dat voor elk van de N' frequentie-domein punten een eigen stuursignaal wordt bepaald, dat afhankelijk is van de respectieve niveaus van

10 het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal voor het desbetreffende frequentie-domein punt.

2. Digitale echocompensator met een ontvangpad tussen een ontvangingang en een ontvanguitgang, en een zendpad tussen

15 een zendingang en een zenduitgang, welke echocompensator combinatiemiddelen omvat voor het vormen van een zenduitgangssignaal als het verschil tussen het aan de zendingang aangeboden signaal en een replicasignaal dat dient voor het compenseren van een additief echosignaal aan de

20 zendingang dat is ontstaan in responsie op een aan de ontvangingang aangeboden ontvangingangssignaal, welke echocompensator tenminste is voorzien van:

- eerste filtermiddelen voor het transformeren van de frequentieband van het ontvangingangssignaal in Q
- 25 opeenvolgende frequentiebanden;
- tweede filtermiddelen voor het transformeren van de frequentieband van het zenduitgangssignaal in Q opeenvolgende frequentiebanden;
- derde filtermiddelen voor het samenstellen van een enkele
- 30 frequentieband uit de Q opeenvolgende frequentiebanden van het replicasignaal;
- een digitaal transversaal adaptieffilter omvattende Q filtersecties waarbij voor iedere frequentieband een aantal filtercoëfficiënten aanwezig is, om in responsie op het
- 35 ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal voor iedere frequentieband een replicasignaal op te wekken dat een schatting is van het echosignaal voor de desbetreffende frequentieband ;

900 1016

- adaptatiemiddelen voor het op basis van het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal bepalen van adaptatiecomponenten voor de filtercoëfficiënten van iedere sectie;
- 5 -stuurbare poortmiddelen voor het selectief doorlaten van de adaptatiecomponenten naar het adaptieve digitale filter;
- besturingsmiddelen voor het bepalen van respectieve niveaus van het zenduitgangssignaal en een tweede signaal en voor het in responsie op de aldus bepaalde niveaus opwekken van een
- 10 stuursignaal voor de poortmiddelen dat op een tevoren bepaalde wijze afhangt van het verschil tussen de desbetreffende niveaus, met het kenmerk, dat het tweede signaal het ontvangingangssignaal is, en dat de besturings- en poortmiddelen voor elk van de Q
- 15 frequentiebanden een eigen stuursignaal bepalen, dat afhankelijk is van de respectieve niveaus van het ontvangingangssignaal en het zenduitgangssignaal voor de desbetreffende frequentieband.
- 20 3. Digitale echocompensator volgens conclusie 1 of 2, waarbij de adaptatiemiddelen zijn voorzien van middelen voor het bepalen van het vermogen van het getransformeerde ontvangingangssignaal en van middelen voor het bepalen van een overeenkomstig het gemiddelde vermogen van het
- 25 ontvangingangssignaal genormeerde adaptatiefactor, met het kenmerk, dat voorzien is in een vermenigvuldigketen voor het vermenigvuldigen van het vermogen van het getransformeerde ontvangingangssignaal en de adaptatiefactor, dat tevens is voorzien in middelen voor het bepalen van het vermogen van
- 30 het getransformeerde zenduitgangssignaal en van middelen voor het bepalen van een overeenkomstig het gemiddelde vermogen van het zenduitgangssignaal genormeerde versterkingsfactor en in een vermenigvuldigketen voor het vermenigvuldigen van het kwadraat van het getransformeerde zenduitgangssignaal en de
- 35 versterkingsfactor en dat de uitgangssignalen van de beide vermenigvuldigketens als ingangssignalen gekoppeld zijn met ingangen van de besturingsmiddelen, die een comparator omvatten voor het vergelijken van de beide ingangssignalen.

9001016

4. Digitale echocompensator volgens conclusie 3 als onderdeel van een telefoontoestel met luidsprekerweergave.

5

900 1016

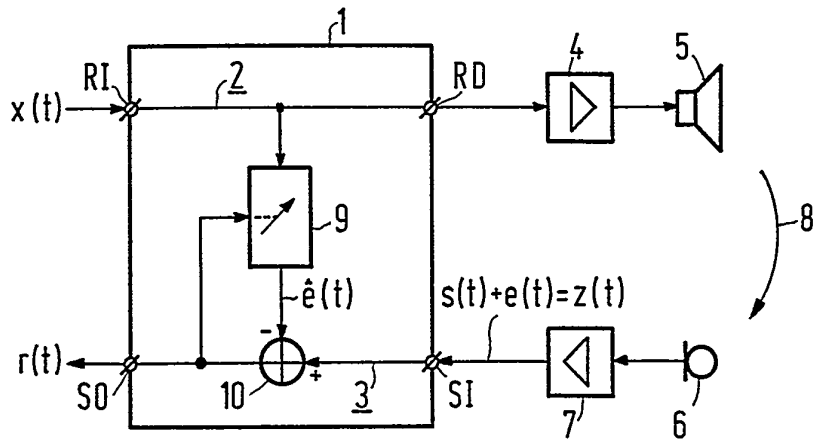


FIG. 1

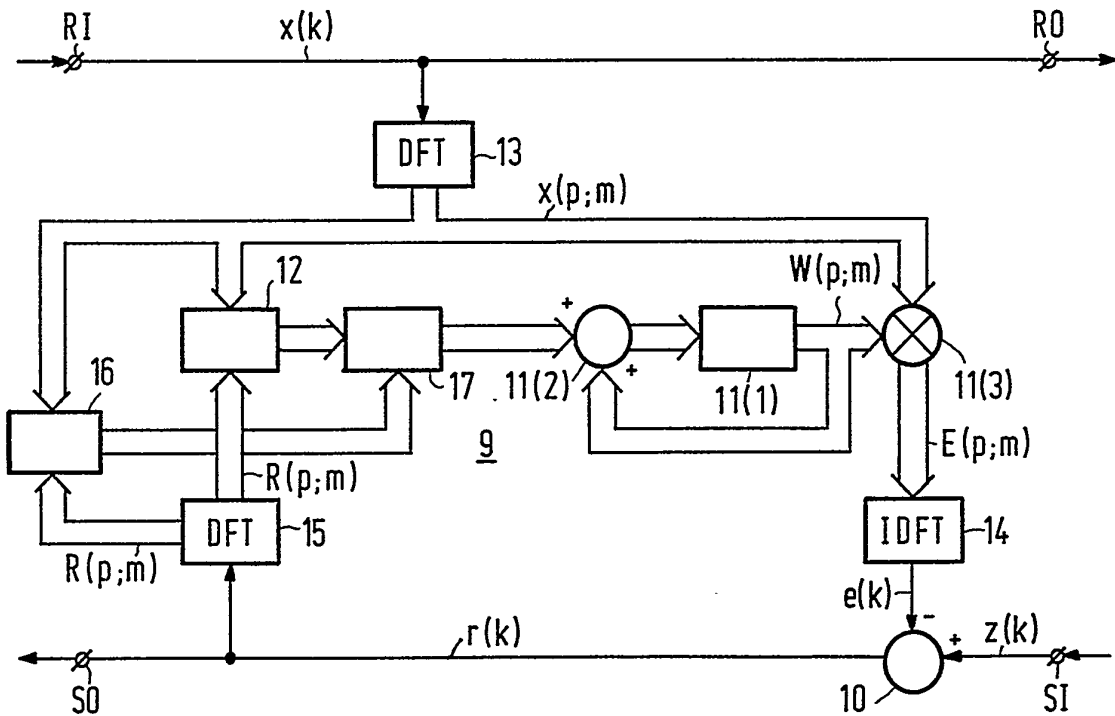


FIG. 2

