

---

**Octroiraad**



**12 A Terinzagelegging 11 8701332**

**Nederland**

**19 NL**

---

**54** **Systeem voor transmissie van datasignalen met gebruikmaking van beslissingsteruggekoppelde egalisatie.**

**51** Int.Cl<sup>4</sup>.: H04L 25/08, H03H 21/00.

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

**74** Gem.: Ir. P.J.P.G. Simons c.s.  
Internationaal Octroobureau B.V.  
Prof. Holstlaan 6  
5656 AA Eindhoven.

---

**21** Aanvraag Nr. 8701332.

**22** Ingediend 9 juni 1987.

**32** --

**33** --

**31** --

**62** --

---

**43** Ter inzage gelegd 2 januari 1989.

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

---

N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven

'Systeem voor transmissie van datasignalen met gebruikmaking van beslissings-teruggekoppelde egalisatie.'

De uitvinding heeft betrekking op een systeem voor transmissie van datasignalen met gegeven symboolfrequentie  $1/T$  van een datazender naar een data-ontvanger via een kanaal van een transmissiefaciliteit met verscheidene kanalen; waarbij de datazender een datasignaalbron bevat die via een data-  
5 encoder en een zendfilter is aangesloten op genoemd kanaal; waarbij genoemd kanaal een dispersief transmissiekanaal is met een in hoofdzaak minimum-fase karakter, welk transmissiekanaal in het overgedragen datasignaal intersymbool-  
interferentie introduceert alsmede ruis en overspraak van gelijksoortige datasig-  
nalen in de overige kanalen van de transmissiefaciliteit; en waarbij de data-  
10 ontvanger een egalisator van het beslissingsteruggekoppelde type bevat die is voorzien van een voorwaartsfilter aangesloten tussen genoemd kanaal en een eerste ingang van een verschilcircuit, een op de uitgang van het verschilcircuit  
aangesloten datasignaalregenerator die door de uit het overgedragen datasignaal  
teruggewonnen symboolfrequentie  $1/T$  wordt bestuurd, en een terugkoppelfil-  
15 ter aangesloten tussen de uitgang van de datasignaalregenerator en een tweede ingang van het verschilcircuit.

Een dergelijk systeem is bekend uit een artikel 'Berechnung der Schrittfehlerwahrscheinlichkeit bei ternärer Datenübertragung auf Teilnehmer-  
anschlussleitungen unter Berücksichtigung des Nebensprechens' van H. Schenk,  
20 Frequenz, Vol. 38, No. 3, blz. 67-71, 1984, dat handelt over de invloed van kanaaleigenschappen en overspraak op de transmissie van datasignalen via aderen in het bestaande lokale openbare telefoonnetwerk.

Het bestaande analoge lokale openbare telefoonnetwerk zal binnen enkele decades op grote schaal worden gebruikt voor de transmissie van datasig-  
25 nalen en dan een bestanddeel vormen van een geheel digitaal netwerk: het Integrated Services Digital Network (ISDN). In dit ISDN zal een door CCITT en CEPT gestandaardiseerde informatiesnelheid van 144 kbit/s aan elke abonnee ter beschikking staan voor een combinatie van diensten. Te zamen met  
additionele informatie voor synchronisatie van de ontvanger van bijvoorbeeld  
30 8 kbit/s leidt dit tot transmissie van datasignalen met een bitsnelheid van 152 kbit/s via aderen van het bestaande lokale openbare telefoonnetwerk

8701332

die oorspronkelijk ontworpen zijn voor transmissie van analoge signalen met een bandbreedte van ongeveer 4 kHz. Zeker bij deze relatief hoge bitsnelheid zullen de onvolkomenheden van het bestaande lokale openbare telefoonnetwerk zoals lijndemping, overspraak en impulsruis resulteren in verslechtingen van  
5 de transmissiekwaliteit.

Voor het bestrijden van intersymboolinterferentie (ISI) is de beslissingsteruggekoppelde egalisator (DFE) bij uitstek geschikt met het oog op de in hoofdzaak najlende aard van ISI in een ISDN-omgeving, welke aard voortspuit uit het minimum-fase karakter van de aderparen in de telefoonkabels van  
10 het lokale openbare telefoonnet. Ter compensatie van najlende ISI bevat de DFE een terugkoppelfilter dat op basis van een beperkt aantal van  $N$  reeds genomen symboolbeslissingen een replica van deze najlende ISI synthetiseert en deze replica aftrekt van het door een voorwaartsfilter voorbewerkte versie van het ontvangen datasignaal. Dit voorwaartsfilter heeft tot taak het onder-  
15 drukken van alle niet door het terugkoppelfilter compenseerbare verstoringen, met name de buiten de spanne ter lengte  $NT$  van het terugkoppelfilter optredende residuele ISI, overspraak van naburige aderparen en impulsruis. Dit voorwaartsfilter dient een eenvoudige, bij voorkeur niet-adaptieve structuur te bezitten en toch werkzaam te zijn over een breed bereik van omgevingscondi-  
20 ties zoals uiteenlopende kabellengtes, uiteenlopende overspraakniveaus en verschillende overspraaktypes. Verder dient het amplitudeniveau van de door dit voorwaartsfilter onderdrukte overspraak zo weinig mogelijk af te hangen van de altijd aanwezige onderlinge faseverschillen tussen oversprekende en gewenste datasignalen. Tenslotte dient dit voorwaartsfilter hoogfrequente storingen, met  
25 name impulsruis, effectief te onderdrukken. Deze doelstellingen zijn duidelijk pluriform en zelfs gedeeltelijk tegenstrijdig.

De complexiteit van deze ontwerpproblematiek heeft er klaarblijkelijk toe geleid dat in bekende transmissiesystemen min of meer ad hoc oplossingen voor het voorwaartsfilter worden toegepast, en wel met name laagdoor-  
30 latende filters zoals bekend voor lineaire egalisatie (vergelijk bijvoorbeeld het genoemde artikel van Schenk). De dimensionering van dergelijke conventionele voorwaartsfilters komt in wezen neer op een tamelijk delicate balans tussen overspraak en residuele ISI: een beperking van de filterbandbreedte geeft een betere onderdrukking van overspraak ten koste van extra residuele ISI en omgekeerd.  
35 De optimale bandbreedte hangt dus tamelijk sterk af van lokale omgevingscondities, zoals overspraakniveaus, die in lokale openbare telefoonnetwerken moei-

8701332

lijk voorspelbaar en bovendien vaak tijd-afhankelijk zijn. Bovendien wordt bij de dimensionering van zulke voorwaartsfilters geen rekening gehouden met de omstandigheid dat onderlinge faseverschillen tussen oversprekende en gewenste datasignalen een significante invloed kunnen uitoefenen op de momentele transmissiekwaliteit.

De uitvinding beoogt een nieuwe conceptie van het voorwaartsfilter in een systeem van de in de aanhef omschreven soort te verschaffen, welke conceptie het mogelijk maakt om een verbeterde transmissiekwaliteit te verwezenlijken bij gelijkblijvende complexiteit van het terugkoppelfilter dan wel een geringere complexiteit van het terugkoppelfilter te verwezenlijken bij gelijkblijvende transmissiekwaliteit.

Het systeem volgens de uitvinding heeft daartoe het kenmerk dat het voorwaartsfilter een laagdoorlaatfiltersectie bevat met een in hoofdzaak minimum-fase karakter en een amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  die een geprononceerd maximum  $|W(f_m)|$  bezit voor een frequentie  $f_m$  in de nabijheid van de frequentie  $f = 1/((N + 1)T)$ , waarbij  $NT$  de met een aantal van  $N$  opeenvolgende datasymbolen corresponderende geheugenlengte van het terugkoppelfilter is, waarbij de waarde  $|W(f_m)|$  van dit maximum groter is naarmate de geheugenlengte van genoemd kanaal groter is en naarmate het aantal  $N$  kleiner is, en waarbij de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  in hoofdzaak geleidelijk afvalt voor frequenties  $f$  groter dan  $f_m$ .

In de praktijk kan een geschikte waarde  $|W(f_m)|$  van het maximum van  $|W(f)|$  op eenvoudige wijze worden bepaald door  $|W(f_m)|$  vanaf een vaste waarde  $W(0)$  voor de frequentie  $f = 0$  zolang te laten toenemen totdat de effectieve duur van de impulsresponsie van het lineaire gedeelte van de transmissie sectie tussen de uitgang van de datasignaalbron en de uitgang van het voorwaartsfilter kleiner dan of gelijk aan  $(N + 2)T$  is.

Hoewel de uitvinding is voortgekomen uit onderzoeken op het gebied van systemen voor transmissie van datasignalen via aderparen van het lokale openbare telefoonnetwerk met gebruikmaking van lineaire lijncodes zoals NRZ en AMI (Non Return to Zero en Alternate Mark Inversion) en dit type transmissiesystemen hierna ter sprake zal komen, is de uitvinding niet daartoe beperkt, aangezien dezelfde principes ook kunnen worden toegepast voor andersoortige lijncodes zoals ternaire blokcodes van de 4B/3T-klasse en voor transmissiesystemen van andere types zoals gebruikt bij registratie en reproductie van digitale signalen. In dit laatste geval worden de kanalen niet gevormd

8701332

door aderporen in een kabel van het lokale openbare telefoonnetwerk, maar door sporen op een meersporen registratiemedium (zoals magnetische band of optische schijf). De kanalen in deze systemen zijn immers ook dispersieve transmissiekanalen die worden geplaagd door overspraak, en wel overspraak van naburige sporen, en hun overdrachtskarakteristiek kan worden omgevormd tot een minimum-fase karakteristiek met behulp van een geschikt filter dat wordt  
5 aangebracht vóór het voorwaartsfilter.

Uitvoeringsvoorbeelden van de uitvinding en hun voordelen zullen thans nader worden toegelicht aan de hand van de tekening, waarbij:

10           Figuur 1 een basisschema toont van een systeem voor transmissie van datasignalen via aderporen in een kabel van het lokale openbare telefoonnet;

            Figuur 2 een model toont van het systeem van figuur 1 ter beschrijving van de invloed van ISI, overspraak en ruis op de transmissie van het gewenste datasignaal;

15           Figuur 3A, 3B en 3C de impulsresponsies van de lijncoder in de zender van figuur 1 tonen voor een drietal veel toegepaste lijncodes;

            Figuur 4 de amplitude-frequentiekarakteristiek toont van een conventioneel voorwaartsfilter in de ontvanger van figuur 1;

20           Figuur 5A de amplitude-frequentiekarakteristiek toont van een tweetal voorwaartsfilters volgens de uitvinding alsmede de karakteristiek van figuur 4, en figuur 5B een voor nabij-overspraak representatief vermogensspectrum toont;

            Figuur 6A nogmaals de amplitude-frequentiekarakteristieken van figuur 5A toont, figuur 6B de amplitude-frequentiekarakteristiek toont van een  
25 aderpaar in een telefoonkabel, en figuur 6C de amplitude-frequentiekarakteristieken toont van de cascade van de voorwaartsfilters volgens figuur 6A en het aderpaar volgens figuur 6B;

            Figuur 7A en 7B de impulsresponsies tonen van de lijncoder respectievelijk de cascade van lijncoder en aderpaar bij toepassing van de AMI  
30 lijncode en het aderpaar volgens figuur 6B, en figuur 7C en 7D de systeemimpulsresponsies in het geval van figuur 7B tonen bij gebruik van het conventionele filter volgens figuur 4 respectievelijk de nieuwe filters volgens figuur 5A;

            Figuur 8 een voorbeeld toont van een eenvoudige implementatie van een filter volgens de uitvinding; en

35           Figuur 9 een stel grafieken toont ter illustratie van de transmissiekwaliteit haalbaar met een conventioneel filter en met een filter volgens de

uitvinding.

De toelichting van het onderhavige transmissiesysteem wordt gegeven voor het geval dat aderparen in een kabel van het bestaande lokale openbare telefoonnetwerk de transmissiefaciliteit vormen en de datasignalen binaire 5 datasignalen zijn met een voor ISDN gestandaardiseerde netto informatiesnelheid van 144 kbit/s en een transmissiesnelheid (lijnsnelheid) van 152 kbit/s. Ofschoon het gebruik van het bestaande lokale openbare telefoonnetwerk voor ISDN in de praktijk een vol-duplex transmissie over tweedraadslijnen vereist, 10 blijven de daarmee samenhangende specifieke problemen (zoals de noodzaak van echocompensatie voor een efficiënt gebruik van de beschikbare bandbreedte) in deze toelichting buiten beschouwing. Verder wordt slechts de transmissie in één richting (van abonnee naar lokale centrale) besproken aan de hand van het basisschema van figuur 1, omdat de transmissie in de andere richting (van lokale centrale naar abonnee) in principe op dezelfde wijze plaatsvindt.

15 In het systeem van figuur 1 worden binaire datasignalen met een lijnsnelheid van 152 kbit/s overgedragen van een datazender 1 (bij de abonnee) naar een data-ontvanger 2 (in de lokale centrale) via een aderpaar 3(1) in een telefoonkabel 3 met vele aderparen 3(1) - 3(M). In een ISDN-omgeving zal deze telefoonkabel 3 op elk ogenblik verschillende binaire datasignalen trans- 20 porteren, waarbij de transmissie van al deze datasignalen wordt bestuurd door een gemeenschappelijk kloksignaal met een frequentie  $1/T = 152$  kHz, welk kloksignaal afkomstig is van een (niet getoonde) bron in de lokale centrale.

Datazender 1 bevat een met het gemeenschappelijke kloksignaal gesynchroniseerde datasignaalbron 4 voor het leveren van binaire datasignalen 25 met een symboolfrequentie  $1/T$ . Deze binaire datasignalen worden via een data-encoder 5 en een zendfilter 6 toegevoerd aan aderpaar 3(1), welk aderpaar een dispersief transmissiekanaal is met een in hoofdzaak minimum-fase karakter en aanleiding geeft tot intersymboolinterferentie (ISI) in het overgedragen datasignaal. Daarnaast is het overgedragen datasignaal onderhevig aan verstoringen in 30 de vorm van impulsruis en overspraak van gelijksoortige datasignalen die door de overige aderparen 3(2)-3(M) van telefoonkabel 3 worden getransporteerd. De bij deze overdracht via aderpaar 3(1) ontstane verstoringen worden bestreden in data-ontvanger 2. Hiertoe bevat data-ontvanger 2 een egalisator 7 van het beslissingsteruggekoppelde type die is voorzien van een voorwaartsfilter 8 35 aangesloten tussen aderpaar 3(1) en een eerste ingang van een verschilcircuit 9, een op de uitgang van verschilcircuit 9 aangesloten datasignaalregenerator 10

8701332

die wordt bestuurd door de uit het overgedragen datasignaal met behulp van een klokextractor 11 teruggewonnen symboolfrequentie  $1/T$ , en een terugkoppelfilter 12 aangesloten tussen de uitgang van datasignaalregenerator 10 en een tweede ingang van verschilcircuit 9. De geregenereerde binaire datasignalen worden toegevoerd aan een signaalput 13 die het gehele traject vanaf de ingang van de lokale centrale tot aan de uiteindelijke bestemming representeert.

In zijn basisvorm bevat datasignaalregenerator 10 van figuur 1 een bemonstercircuit 10(1) dat het uitgangssignaal van verschilcircuit 9 elke  $T$  seconden bemonstert en een binair symboolbeslissingscircuit 10(2) met een beslissingsdrempel midden tussen de nominale niveaus van de binaire datasignalen. Op basis van de binaire symboolbeslissingen vormt terugkoppelfilter 12 een compensatiesignaal voor naijlende ISI dat met behulp van verschilcircuit 9 wordt afgetrokken van het uitgangssignaal van voorwaartsfilter 8 ter verkrijging van het ingangssignaal van datasignaalregenerator 10. Dit terugkoppelfilter 12 heeft een causale impulsresponsie en een geheugenlengte  $NT$  die met een aantal van  $N$  opeenvolgende datasymbolen correspondeert, zodat het gevormde compensatiesignaal op elk tijdstip een gewogen combinatie is van  $N$  opeenvolgende reeds genomen binaire symboolbeslissingen. De weegfactoren (coëfficiënten van terugkoppelfilter 12) worden zodanig ingesteld dat het compensatiesignaal een zo goed mogelijke replica is van naijlende ISI. Deze instelling geschiedt in het algemeen op adaptieve wijze met gebruikmaking van bekende algoritmen en technieken, zoals bijvoorbeeld beschreven in het boek 'Digital Communications' van J.G. Proakis, McGraw-Hill, 1983, Hoofdstuk 6, Sectie 6.5, blz. 382-386. Dit is in figuur 1 schematisch aangegeven door de aanwezigheid van een adaptatiecircuit 12(1) dat de in- en uitgangssignalen van datasignaalregenerator 10 ontvangt.

Aangezien het eigenlijke DFE-circuit (9,10,11,12) alleen de naijlende ISI binnen de spanne  $NT$  van terugkoppelfilter 12 kan verwijderen, dient residuale ISI buiten deze spanne  $NT$  alsmede impulsruis en overspraak van naastliggende aderparen 3(2)-3(M) zo goed mogelijk van tevoren te worden onderdrukt met behulp van voorwaartsfilter 8. Uit kostenoverwegingen dient dit voorwaartsfilter 8 een eenvoudige, bij voorkeur niet-adaptieve structuur te bezitten, terwijl het toch werkzaam dient te zijn over een breed bereik van omgevingscondities in het lokale openbare telefoonnetwerk zoals uiteenlopende lengtes van telefoonkabel 3, uiteenlopende en moeilijk voorspelbare overspraakniveaus en verschillende types overspraak, gewoonlijk onderscheiden in nabij-overspraak

- (NEXT) en veraf-overspraak (FEXT), waarbij NEXT meestal domineert in het lokale openbare telefoonnetwerk. In een ISDN-omgeving transporteert telefoonkabel 3 op elk ogenblik verschillende binaire datasignalen, waarbij de transmissie van al deze datasignalen wordt bestuurd door een gemeenschappelijk kloksignaal met een frequentie  $1/T$ . De door overspraak veroorzaakte interferentie tussen deze datasignalen is alleen relevant op de beslissingstijdstippen in de data-ontvanger 2 en bij het bepalen van de invloed van deze interferentie dient rekening gehouden te worden met het cyclostationaire karakter van deze datasignalen dat tot uitdrukking komt in het feit dat eigenschappen van het signaal-ensemble zoals gemiddelde, variantie en autocorrelatie, een periodieke tijd-afhankelijkheid met een periode  $T$  bezitten, vergelijk de artikelen 'The Cyclostationary Nature of Crosstalk Interference from Digital Signals in Multipair Cable', delen I en II, van J.C. Campbell, A.J. Gibbs en B.M. Smith in *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-31, No. 5, blz. 629-637 en 638-649, mei 1983.
- Als gevolg van deze cyclostationariteit kunnen onderlinge faseverschillen tussen oversprekende datasignalen en het gewenste datasignaal grote invloed hebben op de momentele transmissiekwaliteit. Het is dan ook wenselijk dat het amplitudeniveau van de door voorwaartsfilter 8 onderdrukte overspraak zo weinig mogelijk af hangt van deze onderlinge faseverschillen.
- De invloed van ISI, overspraak en ruis op de transmissie van het gewenste datasignaal in het systeem van figuur 1 kan worden beschreven aan de hand van een in figuur 2 weergegeven systeemmodel dat met enige realistische veronderstellingen is afgeleid uit figuur 1. In de figuren 1 en 2 zijn corresponderende elementen met dezelfde verwijzingscijfers aangeduid.
- Het datasignaal op aderpaar 3(1) is onderhevig aan overspraak van vele gelijksoortige datasignalen die via alle overige aderparen 3(2)-3(M) kunnen worden getransporteerd. De geometrie van telefoonkabel 3 heeft echter tot gevolg dat een klein aantal oversprekende datasignalen een relatief grote storende invloed heeft en de overige oversprekende datasignalen slechts een geringe invloed uitoefenen. Het netto-effect van deze laatste categorie kan realistisch worden gemodelleerd als gekleurde, stationaire Gaussische ruis, ook al zijn de samenstellende overspraakcomponenten zelf cyclostationair, vergelijk bijvoorbeeld de genoemde artikelen van Campbell et al.. De sterkste overspraakcomponenten mogen echter niet gemodelleerd worden als stationaire ruis, maar moeten gemodelleerd worden met inachtneming van hun cyclostationaire karakter. In figuur 2 is nu eenvoudigheidshalve slechts de dominante over-



spraakcomponent in rekening gebracht en wel de component afkomstig van het aderpaar 3(2) in telefoonkabel 3 dat met aderpaar 3(1) een zogenaamd dubbel-  
 paar ('quad') vormt, vergelijk het genoemde artikel van Schenk. Verder is be-  
 monstercircuit 10(1) van signaalregenerator 10 in figuur 1 nu ingevoegd vóór de  
 5 ingang van verschilcircuit 9 in figuur 2 ter vereenvoudiging van de beschrijving  
 van de signalen in het DFE-circuit, maar voor de werking van het DFE-circuit  
 is deze wijziging van ondergeschikt belang.

In het hoofdsignaalpad van figuur 2 levert datasignaalbron 4 een  
 binaire datareeks  $a_k$  met  $a_k \in \{-1, +1\}$ . Door middel van een data-encoder 5  
 10 wordt deze datareeks  $a_k$  omgezet in een lijnsignaal

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k c(t - kT), \quad (1)$$

waarbij  $c(t)$  de impulsresponsie van data-encoder 5 is. Ter vereenvoudiging van  
 de analyse is in figuur 2 verondersteld dat bewerkingen zoals differentiële code-  
 15 ring of niet-lineaire precodering in datasignaalbron 4 hebben plaatsgevonden,  
 zodat data-encoder 5 als lineaire encoder (lijncoder) mag worden beschouwd.  
 Op de resultaten van de analyse heeft deze veronderstelling geen relevante in-  
 vloed. Ter illustratie toont figuur 3 de gedaante van impulsresponsie  $c(t)$  van  
 lijncoder 5 voor een drietal veel toegepaste lijncodes, en wel voor AMI (Alter-  
 20 nate Mark Inversion) in figuur 3A, voor NRZ (Non-Return to Zero) in figuur 3B  
 en voor Bi-Phase in figuur 3C. Na transmissie via zendfilter 6 en aderpaar 3(1)  
 met een gecombineerde impulsresponsie  $h(t)$  en voorwaartsfilter 8 met een im-  
 pulsresponsie  $w(t)$  treedt aan de ingang van bemonstercircuit 10(1) een signaal  
 25  $z(t)$  op dat voldoet aan

$$z(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k (c * h * w)(t - kT) + d(t), \quad (2)$$

waarbij het symbool '\*' de lineaire convolutie-operator aanduidt en waarbij  
 $(c * h * w)(t)$  de systeem-impulsresponsie van het hoofdsignaalpad van figuur  
 30 2 representeert. In formule (2) beschrijft de term  $d(t)$  de invloed van addi-  
 tieve verstoringen in de vorm van impulsruis (thermische ruis kan gewoonlijk  
 worden verwaarloosd in lokale openbare telefoonnetwerken) en overspraak van  
 naastliggende aderparen 3(2)-3(M).

De cyclostationaire overspraakcomponent van storingsterm  $d(t)$  is  
 35 afkomstig van aderpaar 3(2) dat met aderpaar 3(1) een dubbelpaar ('quad')  
 vormt. Op aderpaar 3(2) is een datazender van gelijke opbouw als datazender

1 in figuur 1 aangesloten, waarbij een datasignaalbron 14 een datareeks  $b_k$  met  $b_k \in \{-1, +1\}$  levert aan een lijncoder 15 met eveneens een impulsresponsie  $c(t)$ , en het aldus verkregen lijnsignaal

$$s'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k c(t - kT) \quad (3)$$

5

via een zendfilter 16 wordt toegevoerd aan aderpaar 3(2). De koppeling van aderpaar 3(2) met aderpaar 3(1) is in figuur 2 vertolkt door een koppelpad 17 dat via een sommatoren 18 aan de ingang van voorwaartsfilter 8 is aangesloten op aderpaar 3(1), waarbij de combinatie van zendfilter 16 en koppelpad 17 een impulsresponsie  $g(t)$  heeft. De overige overspraakcomponenten en de impulsruis worden in figuur 2 vertolkt door een ruisbron 19 die een stationair ruissignaal  $n(t)$  levert aan sommatoren 18. De storingsterm  $d(t)$  in formule (2) wordt dan gegeven door

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k (c * g * w)(t - \tau - kT) + (n * w)(t), \quad (4)$$

15

waarbij de vertraging  $\tau$  het faseverschil tussen het dominerende oversprekende datasignaal en het gewenste datasignaal aanduidt, welk faseverschil een grote invloed kan hebben op de momentele transmissiekwaliteit.

Ter verkrijging van schattingen  $\tilde{a}_k$  van het oorspronkelijke datasignaal  $a_k$  wordt het uitgangssignaal  $z(t)$  van voorwaartsfilter 8 bemonsterd op de tijdstippen  $t = t_0 + kT$ , en vindt bestrijding van najlende ISI plaats door terugkoppelfilter 12 te voorzien van een geschikte impulsresponsie  $p_k$ , waarvoor geldt

$$p_k = \begin{cases} (c * h * w)(t_0 + kT), & k \in \{1, \dots, N\}, \\ 0, & k \notin \{1, \dots, N\}, \end{cases} \quad (5)$$

25

en door aan dit terugkoppelfilter 12 de symboolbeslissingen  $\hat{a}_k$  toe te voeren die door symboolbeslissingscircuit 10(2) gevormd worden. Vanwege de eindige spanne ter lengte  $NT$  van terugkoppelfilter 12 wordt zijn uitgangssignaal op enig tijdstip  $k$  uitsluitend bepaald door reeds genomen symboolbeslissingen  $\hat{a}_{k-i}$  met  $i \in \{1, \dots, N\}$ . Onder normale bedrijfsomstandigheden zijn deze symboolbeslissingen correct, dit wil zeggen

30

$$\hat{a}_{k-i} = a_{k-i}, \quad i \in \{1, \dots, N\}, \quad (6)$$

zodat alle najlende ISI binnen de spanne ter lengte  $NT$  van terugkoppelfilter 12 wordt verwijderd uit de bemonsterde versie  $z(t_0 + kT)$  van het uitgangssignaal  $z(t)$  van voorwaartsfilter 8.

35

8701332

Op grond van de voorgaande formules ontstaat aan de ingang van symboolbeslissingscircuit 10(2) een schatting  $\tilde{a}_k$  van het oorspronkelijke data-sigitaal  $a_k$  waarvoor geldt

$$\begin{aligned}
 5 \quad \tilde{a}_k = & a_k(c * h * w)(t_0) + \sum_{\substack{i = -\infty \\ i \notin \{1, \dots, N\}}}^{\infty} a_{k-i}(c * h * w)(t_0 + iT) \\
 & + \sum_{i = -\infty}^{\infty} b_{k-i}(c * g * w)(t_0 - \tau + iT) + (n * w)(t_0 + kT). \quad (7)
 \end{aligned}$$

Formule (7) toont aan dat de schatting  $\tilde{a}_k$  van het oorspronkelijke datasigitaal  $a_k$  bestaat uit de gewenste signaalcomponent  $a_k(c * h * w)(t_0)$  en verder uit verstoringstermen die respectievelijk residuele ISI, gefilterde overspraak en gefilterde ruis representeren. De verstoringstermen vallen uiteen in een cyclostationaire categorie (residuele ISI en gefilterde overspraak, tweede en derde term in het rechterlid van formule (7)) en een stationaire categorie (gefilterde ruis, vierde term in formule (7)), waarbij eerstgenoemde categorie gewoonlijk domineert in de praktijk. Het is nu de taak van voorwaartsfilter 8 de gecombineerde invloed van beide categoriën van verstoringstermen te minimaliseren.

Zoals in het voorgaande is verduidelijkt, zijn de eisen aan voorwaartsfilter 8 pluriform en zelfs gedeeltelijk tegenstrijdig. De complexiteit van dit eisenpakket heeft er klaarblijkelijk toe geleid dat in conventionele systemen gebruik wordt gemaakt van min of meer ad hoc oplossingen voor voorwaartsfilter 8 in de vorm van eenvoudige types laagdoorlaatfilters met een nagenoeg vlakke amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  in de doorlaatband zoals die bekend zijn voor lineaire egalisatie. Om dit te illustreren toont figuur 4 de vorm van  $|W(f)|$  op logaritmische schaal wanneer voor een transmissiesnelheid van 152 kbit/s gebruik gemaakt wordt van een voorwaartsfilter 8 volgens het genoemde artikel van Schenk (zie vergelijking (6) aldaar met de op blz. 71 gegeven waarde  $r = 0.5$ ). Door de keuze van de afsnijfrequentie van dit voorwaartsfilter 8 is getracht het gecombineerde effect van overspraak en residuele ISI te minimaliseren. Een dergelijke dimensionering leidt echter tot een tamelijk kritische balans tussen overspraak en residuele ISI. Immers, een beperking van de filterbandbreedte geeft een betere onderdrukking van overspraak (die zich sterker manifesteert bij hogere frequenties), maar door de met deze beperking gepaard gaande vergroting van de effectieve duur van de systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  treedt extra residuele ISI op, en omgekeerd. De optimale bandbreedte van dit conventionele voorwaartsfilter 8 hangt dus tamelijk sterk af van de lokale omge-

vingscondities, zoals kabellengtes, overspraakniveaus en overspraaktypes, welke condities in lokale openbare telefoonnetwerken sterk kunnen variëren.

De uitvinding verschaft nu een geheel andere conceptie van voorwaartsfilter 8. Bij een spanne van terugkoppelfilter 12 ter lengte  $NT$  bevat  
 5 voorwaartsfilter 8 volgens deze conceptie een laagdoorlaatfiltersectie met een in hoofdzaak minimum-fase karakter en een amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  die, in tegenstelling tot het conventioneel hoofdzakelijk vlakke verloop in de doorlaatband, een geprononceerd maximum bezit voor een frequentie  $f_m$  in de nabijheid van de frequentie  $f = 1/((N+1)T)$  en voor frequenties  $f$  groter  
 10 dan  $f_m$  in hoofdzaak geleidelijk afvalt, waarbij de waarde  $|W(f_m)|$  van dit maximum groter is naarmate de fysieke lengte  $L$  van aderpaar 3(1) in telefoonkabel 3 groter is en naarmate de geheugenlengte  $NT$  kleiner is.

In de praktijk kan een geschikte waarde  $|W(f_m)|$  op eenvoudige wijze bepaald worden door, bij gegeven waarden van  $L$  en  $NT$ , deze waarde  $|W(f_m)|$   
 15 vanaf de vaste waarde  $W(0)$  bij frequentie  $f = 0$  zolang te laten toenemen totdat de effectieve duur van de systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  van het lineaire gedeelte van de transmissiesectie tussen de uitgang van datasignaalbron 4 in datazender 1 en de uitgang van voorwaartsfilter 8 in data-ontvanger 2 kleiner dan of gelijk aan  $(N+2)T$  is. Een zo kleine effectieve duur is uiteraard niet  
 20 haalbaar indien een onpraktisch kleine waarde voor  $NT$  met bijvoorbeeld  $N < 5$  gekozen wordt.

Figuur 5A toont de op deze wijze verkregen vorm van  $|W(f)|$  op logaritmische schaal in het geval dat binaire datasignalen van 152 kbit/s met behulp van een AMI-lijncode worden overgedragen over een aderpaar 3(1) van  
 25 een veel toegepast type (aderdoorsnede 0.4 mm, capaciteit 46 nF/km) met een lengte  $L = 4$  km, en verder terugkoppelfilter 12 een impulsresponsie met een duur  $NT = 5T$  bezit ( $N=5$ ). Dit beschouwde geval is indicatief voor de slechtst denkbare situatie die zich in de praktijk bij transmissiesystemen voor ISDN kan voordoen. Ter vergelijking is tevens de vorm van  $|W(f)|$  voor een conventioneel  
 30 voorwaartsfilter 8 weergegeven (zie figuur 4), en wel door een streeplijn en op een zodanige schaal dat in beide gevallen op het optimale bemonsteringstijdstip (dus bij een optimale waarde van  $t_0$  voor detectie van datasymbool  $a_k$  op tijdstip  $t_0 + kT$ ) de amplitude van de gewenste signaalcomponent  $a_k(c * h * w)(t_0)$  in het rechterlid van formule (7) dezelfde waarde heeft.

35 Om de verbeterde onderdrukking van overspraak te illustreren toont figuur 5B een voor nabij-overspraak (NEXT) representatief vermogensspec-

trum, met een geprononceerd maximum voor een frequentie nabij de Nyquist-frequentie  $f = 1/(2T)$ . Ten koste van een duidelijk grotere waarde voor frequenties  $f$  nabij  $f = 1/((N + 1)T) = 1/(6T)$  heeft de amplitude-frequentie karakteristiek  $|W(f)|$  van het nieuwe voorwaartsfilter (getrokken lijn in figuur 5A) een duidelijk kleinere waarde dan die van het conventionele voorwaartsfilter (streeplijn in figuur 5A) voor frequenties nabij de Nyquist-frequentie  $f = 1/(2T)$ . Hoewel de zwakke spectrale overspraakcomponenten (met een frequentie  $f$  nabij  $f = 1/((N + 1)T) = 1/(6T)$ ) op deze wijze worden versterkt, wordt het belangrijkste gedeelte van het overspraak spectrum rond de Nyquistfrequentie  $f = 1/(2T)$  op deze wijze juist beter verzwakt dan bij het conventionele voorwaartsfilter. Aldus wordt netto een significant betere onderdrukking van overspraak bereikt.

Deze betere onderdrukking van overspraak gaat bovendien gepaard met een vergroting van de bandbreedte van de cascade van zendfilter 6, aderpaar 3(1) en voorwaartsfilter 8, zoals nu zal worden toegelicht aan de hand van figuur 6. Hierin toont figuur 6A nogmaals de amplitude-frequentiekarakteristieken  $|W(f)|$  van figuur 5A, terwijl figuur 6B de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|H(f)|$  toont van de cascade van zendfilter 6 en aderpaar 3(1) van het reeds vermelde type met een lengte  $L = 4$  km in het niet ongebruikelijke geval dat zendfilter 6 afwezig is. Korthedshalve zal de invloed van zendfilter 6 in het navolgende buiten beschouwing blijven.

Aangezien de conventionele karakteristiek  $|W(f)|$  volgens figuur 6A voor frequenties tot aan ongeveer de Nyquist-frequentie  $1/(2T)$  in hoofdzaak vlak verloopt, zal de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|H(f)W(f)|$  van de cascade van aderpaar 3(1) en dit conventionele voorwaartsfilter 8 voor deze frequenties voornamelijk bepaald worden door de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|H(f)|$  van dit aderpaar 3(1). Dit leidt tot een zeer smalbandig karakter van  $|H(f)W(f)|$ , zoals ook blijkt uit figuur 6C, waarin  $|H(f)W(f)|$  is weergegeven door een streeplijn, en waarin de  $-3$  dB-bandbreedte in dit geval ongeveer  $0.04/T$  bedraagt. Daarentegen heeft het nieuwe filter volgens de getrokken lijn in figuur 5A een geprononceerd maximum van  $|W(f)|$  voor een frequentie  $f_m$  nabij  $f = 1/((N + 1)T) = 1/(6T)$ . Het stijgende verloop van  $|W(f)|$  tot aan de frequentie  $f_m$  zorgt voor een compensatie van het dalende verloop van  $|H(f)|$  van aderpaar 3(1), zodat de cascade van aderpaar 3(1) en het nieuwe voorwaartsfilter 8 een veel minder snel variërende amplitude-frequentiekarakteristiek  $|H(f)W(f)|$  bezit tot aan deze frequentie  $f_m$ . Dit leidt tot een aanmerke-

lijk breedbandiger karakter van  $|H(f)W(f)|$ , zoals ook blijkt uit figuur 6C, waarin deze karakteristiek  $|H(f)W(f)|$  is weergegeven door een getrokken lijn, en waarin de  $-3$  dB-bandbreedte in dit geval ongeveer  $1/((N+1)T) = 1/(6T)$  bedraagt, hetgeen een verbetering met ongeveer een factor 4 betekent. Het

5 hoeft geen betoog dat deze aanmerkelijke bandbreedte-vergroting leidt tot een eveneens aanmerkelijke verkorting van de impulsresponsie  $(h * w)(t)$  van de cascade van aderpaar 3(1) en voorwaartsfilter 8. Meer in het bijzonder vormt de inverse  $(N+1)T = 6T$  van de genoemde bandbreedte een eerste orde benadering voor de effectieve duur van deze impulsresponsie  $(h * w)(t)$ . Om-

10 dat de impulsresponsie  $c(t)$  van data-encoder 5 zich blijktens figuur 3 over 1 of ten hoogste 2 symboolintervallen  $T$  uitstrekt, zal de systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  zich daarom over een duur van ongeveer  $(N+2)$  symboolintervallen  $T$  uitstrekken, hetgeen aanmerkelijk minder is dan in het conventionele geval. Dit zal worden geïllustreerd aan de hand van figuur 7, waarbij figuur 7A de im-

15 pulsresponsie  $c(t)$  van data-encoder 5 toont bij toepassing van de AMI lijncode (zie ook figuur 3A), figuur 7B de impulsresponsie  $(c * h)(t)$  van de cascade van data-encoder 5 en aderpaar 3(1) van het eerder genoemde type, figuur 7C de hierbij behorende systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  bij toepassing van het conventionele voorwaartsfilter volgens figuur 5A (streeplijn), en figuur 7D de

20 overeenkomstige systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  bij toepassing van het nieuwe voorwaartsfilter volgens figuur 5A (getrokken lijn). Zoals duidelijk blijkt uit de figuren 7C en 7D is de effectieve duur van de systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  bij toepassing van het nieuwe voorwaartsfilter (figuur 7D) aanzien-

25 7C).

Op grond van formule (5) biedt deze aanmerkelijke verkorting de aantrekkelijke mogelijkheid om de geheugenlengte  $NT$  van terugkoppelfilter 12 sterk te verkleinen, waardoor een eenvoudiger implementatie mogelijk is. Zoals in de figuren 7C respectievelijk 7D schematisch is aangegeven volstaat in het

30 onderhavige voorbeeld voor het nieuwe voorwaartsfilter 8 een waarde  $NT = 5T$  in plaats van de waarde  $NT \geq 12T$  die bij het conventionele voorwaartsfilter 8 benodigd is. Een dergelijke kleine waarde  $NT = 5T$  biedt het bijkomende praktische voordeel dat terugkoppelfilter 12 kan worden uitgevoerd als een uiterst simpel tabel-opzoekfilter, dat voor  $NT = 5T$  enkele orden van grootte minder

35 complex is dan voor  $NT \geq 12T$ .

De reeds eerder beschreven uitruil tussen onderdrukking van over-

spraak en onderdrukking van residuele ISI bij het conventionele voorwaartsfilter 8 is bij een voorwaartsfilter 8 volgens de uitvinding niet langer kritisch, omdat het dimensioneren van dit voorwaartsfilter 8 voor het bereiken van een vrijwel verwaarloosbare residuele ISI automatisch blijkt te leiden tot een stelselmatig  
5 betere onderdrukking van overspraak. In het onderhavige voorbeeld wordt aldus bij een geringere complexiteit van terugkoppelfilter 12 een verbeterde transmissiekwaliteit bereikt.

Op grond van de voorgaande uiteenzetting is eenvoudig in te zien op welke wijze het verloop van de geschetste filterkarakteristiek afhangt van de  
10 fysieke lengte  $L$  van aderpaar 3(1) en de geheugenlengte  $NT$  van terugkoppelfilter 12. Dit zal worden toegelicht aan de hand van de reeds besproken figuur 6.

Een toename van de fysieke lengte  $L$  van aderpaar 3(1) zal leiden tot een smalbandiger amplitude-frequentiekarakteristiek  $|H(f)|$  dan getoond  
15 in figuur 6B. Ter verkrijging van een systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  met een gelijkblijvende effectieve duur van  $N + 2$  symboolintervallen  $T$  dient  $|H(f)W(f)|$  nagenoeg dezelfde -3 dB-bandbreedte  $1/((N + 1)T)$  te bezitten als in figuur 6C. Dit is slechts mogelijk door het sneller dalende verloop van  $|H(f)|$  te compenseren door een overeenkomstig sneller stijgend verloop van  $|W(f)|$  tot  
20 aan de frequentie  $f_m$ , waarvan de ligging niet is veranderd. Dit leidt tot een grotere waarde van het maximum  $|W(f_m)|$  van  $|W(f)|$  dan getoond in figuur 6A. In de praktijk is een geschikte vaste dimensionering van voorwaartsfilter 8 te bepalen door uit te gaan van de ongunstigste praktijksituatie, die zich  
25 voordoet bij de grootst mogelijke fysieke lengte  $L$  van aderpaar 3(1), waarbij het ontvangen datasignaal immers het sterkst verzwakt is en daarom het meest gestoord. Bij kleinere fysieke lengten  $L$  is de dimensionering van voorwaartsfilter 8 dan welliswaar niet geheel optimaal, maar de hierdoor veroorzaakte verslechtering van de transmissiekwaliteit zal ruimschoots gecompenseerd worden door de verbetering ten gevolge van de geringere verzwakking van het ontvangen  
30 datasignaal.

Voor een vaste fysieke lengte  $L$  van aderpaar 3(1) is eveneens eenvoudig in te zien op welke wijze de waarde van het maximum  $|W(f_m)|$  en de frequentie  $f_m$  waarbij dit maximum optreedt afhangen van de geheugenlengte  $NT$  van terugkoppelfilter 12. Een grotere geheugenlengte  $NT$  dan de in  
35 figuur 6A gebruikte waarde  $NT = 5T$  staat toe dat de systeem-impulsresponsie  $(c * h * w)(t)$  zich over een grotere effectieve lengte  $(N + 2)T$  uitstrekt, hetgeen

betekent dat de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|H(f)W(f)|$  een kleinere -3 dB-bandbreedte  $1/((N+1)T)$  mag bezitten. Dit houdt in dat het dalende verloop van  $|H(f)|$  slechts over een kleiner frequentiegebied hoeft te worden gecompenseerd door een overeenkomstig stijgend verloop van  $|W(f)|$ , zodat  
 5 zowel de waarde  $|W(f_m)|$  van het maximum van  $|W(f)|$  als de frequentie  $f_m$  waarbij dit maximum optreedt kleiner worden. In omgekeerde richting is het met de eenvoudige karakteristiek van het nieuwe voorwaartsfilter 8 in figuur 6A uiteraard niet mogelijk om het verloop van  $|H(f)|$  afdoende te blijven compenseren over een aanmerkelijk breder frequentiegebied dan in figuur 6, zodat  
 10 in de praktijk geen kleinere waarde voor  $NT$  dan ongeveer  $5T$  haalbaar zal zijn.

Ter verkrijging van de aantrekkelijke eigenschappen van voorwaartsfilter 8 kan de geschetste overdrachtskarakteristiek  $W(f)$  bovendien op eenvoudige wijze worden gerealiseerd, zoals nu zal worden uiteengezet. Het blijkt namelijk mogelijk om de overdrachtsfunctie  $W(f)$  met goede benadering te  
 15 beschrijven als een tweede orde karakteristiek van de vorm

$$W(f) = W(0) \frac{1 + j\alpha(f/f_0)}{1 + j2\beta(f/f_0) - (f/f_0)^2}, \quad (8)$$

waarbij  $W(0)$  een reële schaalfactor is,  $f_0$  bepalend is voor de plaats  $f_m$  van het maximum  $|W(f_m)|$  van  $|W(f)|$ ,  $\alpha$  in hoofdzaak bepalend is voor de waarde van  
 20 dit maximum, en een geschikte waarde van  $\beta$  ongeveer 0.5 à 0.8 bedraagt, zodat  $W(f)$  complex geconjugeerde polen heeft. Om te bewerkstelligen dat  $W(f)$  een minimum-fase karakteristiek is dient  $\alpha$  positief te zijn. Zulks is wenselijk omdat dan ook de overdrachtskarakteristiek van het hoofdsignaalpad in figuur 2 in  
 25 hoofdzaak minimum-fase is, en het is algemeen bekend dat minimum-fase systemen bij uitstek geschikt zijn voor toepassing van beslissingsteruggekoppelde egalisatie.

In het voorbeeld van figuur 5A met  $1/T = 152$  kHz heeft de geschetste amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  betrekking op een overdrachtsfunctie  $W(f)$  volgens formule (8) met de waarde  $f_0T = 0.155$ ,  $\alpha = 2.67$  en  
 30  $\beta = 0.55$ .

De overdrachtskarakteristiek volgens formule (8) kan op eenvoudige wijze worden gerealiseerd door een tweede orde actief filter met twee operationele versterkers zoals beschreven in een artikel 'A New Class of Second-Order RC-Active Filters with two Operational Amplifiers' van N. Fliège, Nachrichtentech. Z., Vol. 26, blz. 279-282, June 1973. Een voorbeeld van een dergelijke  
 35 realisatie is weergegeven in figuur 8. Het filter in figuur 8 bevat twee opera-



tionele versterkers  $A_1$  en  $A_2$ , waarvan de inverterende ingangen met elkaar zijn verbonden. De filter-ingang is via een weerstand  $R_1$  aangesloten op de niet-inverterende ingang van versterker  $A_1$ , waarvan de uitgang via een weerstand  $R_2$  is teruggekoppeld naar zijn inverterende ingang. De uitgang van versterker  $A_1$  vormt de filter-uitgang die via een condensator  $C$  is aangesloten op de niet-inverterende ingang van versterker  $A_2$ , waarvan de uitgang via een weerstand  $R_3$  is teruggekoppeld naar zijn inverterende ingang en tevens via een weerstand  $R_2$  is aangesloten op de niet-inverterende ingang van versterker  $A_1$ . Verder is een condensator  $C$  aangesloten tussen de niet-inverterende ingang van versterker  $A_1$  en aarde en is een weerstand  $R_3$  aangesloten tussen de niet-inverterende ingang van versterker  $A_2$  en aarde. Voor ideale operationele versterkers  $A_1$  en  $A_2$  kan worden afgeleid dat de overdrachtskarakteristiek van het filter in figuur 8 wordt gegeven door formule (8) wanneer voldaan is aan de betrekkingen  $2\pi f_0 = 1/(R_2 C)$ ,  $\alpha = R_3/R_2$ ,  $2\beta = R_2/R_1$  en  $W(0) = R_2^2/(R_1 R_3)$ . De voor figuur 5A karakteristieke waarden  $f_0 T = 0.155$ ,  $\alpha = 2.67$  en  $\beta = 0.55$  kunnen aldus worden gerealiseerd door voor  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  en  $C$  de waarden 51.1 k $\Omega$ , 56.2 k $\Omega$ , 150 k $\Omega$  en 120 pF te kiezen. Naast de in figuur 8 getoonde uitvoeringsvorm van voorwaartsfilter 8 zijn uiteraard nog talloze andere uitvoeringsvormen mogelijk.

Met behoud van de bereikte onderdrukking van residuele ISI en overspraak kan dit nieuwe voorwaartsfilter 8 bovendien zo worden ingericht dat een nog betere onderdrukking van hoogfrequente stoorcomponenten wordt bewerkstelligd. In een voorkeursuitvoering wordt het reeds beschreven voorwaartsfilter 8 daartoe uitgebreid met een tweede laagdoorlaatfiltersectie met een overdrachtskarakteristiek die in hoofdzaak constant is voor frequenties tot aan ongeveer de Nyquist-frequentie  $1/(2T)$  en een amplitude-frequentiekarakteristiek die met een voorgeschreven helling van bijvoorbeeld 18 of 24 dB per octaaf daalt voor hogere frequenties. Zoals algemeen bekend, is een dergelijke karakteristiek te verwezenlijken met behulp van klassieke filtertypen zoals Butterworth- en Thomson-filters, waarbij in de praktijk een derde of vierde orde filter in het algemeen tot een adequate onderdrukking van hoogfrequente stoorcomponenten zal leiden. Aangezien deze tweede filtersectie een hoofdzakelijk constante overdracht heeft voor frequenties lager dan ongeveer de Nyquist-frequentie  $1/(2T)$ , zal het gedrag van voorwaartsfilter 8 in dit frequentie-gebied hoofdzakelijk bepaald worden door de uitvoerig besproken eerste filtersectie. Daardoor zal de bereikte onderdrukking van residuele ISI nagenoeg ongewijzigd blijven, ter-

wijl de bereikte onderdrukking van overspraak zelfs nog verbeterd zal worden. Dit kan eenvoudig worden geïllustreerd aan de hand van de figuren 5, 6 en 7. Voor het geval van een tweede filtersectie in de vorm van een derde orde Thomson filter met een afsnijfrequentie van  $f=0.55/T$  (-3 dB-punt) tonen de figuren 5A en 6A de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  van voorwaartsfilter 8 met deze beide filtersecties door een punt-streeplijn voor zover deze afwijkt van de vorm van  $|W(f)|$  voor de eerste filtersectie (getrokken lijn). Uit figuur 5A blijkt dat het belangrijkste gedeelte van het overspraakspectrum van figuur 5B rond de Nyquistfrequentie  $f = 1/(2T)$  duidelijk beter wordt onderdrukt door 10 toevoeging van de tweede filtersectie. Daarentegen blijkt uit figuur 6C dat de toevoeging van de tweede filtersectie geen enkele praktische invloed heeft op de vorm van de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|H(f)W(f)|$  van de cascade van aderpaar 3(1) en voorwaartsfilter 8 voor frequenties beneden  $f = 1/(4T)$ . Na de reeds gegeven toelichting van figuur 6 behoeft het geen verder betoog dat 15 dan eveneens de onderdrukking van residuele ISI praktisch ongewijzigd blijft. Dit wordt bevestigd door het feit dat de systeem-impulsresponsie  $(c*h*w)(t)$  in het geval van voorwaartsfilter 8 met beide filtersecties in de praktijk nagenoeg niet verschilt van die in figuur 7D voor het geval van voorwaartsfilter 8 met 20 alleen de eerste filtersectie.

Ter illustratie van de merites van de uitvinding toont figuur 9 een stel grafieken welke door meting aan een tweetal praktische systemen zijn verkregen, en wel voor een systeem met een conventioneel voorwaartsfilter 8 volgens figuur 4 in combinatie met een terugkoppelfilter 12 met  $NT = 12T$  (streeplijn) en een 25 systeem met een nieuw voorwaartsfilter 8 in combinatie met een aanmerkelijk eenvoudiger terugkoppelfilter 12 met  $NT = 5T$  (getrokken lijn); dit nieuwe voorwaartsfilter 8 bevat een eerste filtersectie volgens figuur 8 en de daarvoor aangegeven componentwaarden die leiden tot de getrokken karakteristiek van figuur 5A, en een tweede filtersectie in de vorm van het reeds genoemde derde 30 orde Thomson filter die voor de cascade van beide secties en voor frequenties boven ongeveer  $f = 1/(4T)$  leidt tot de punt-streep karakteristiek in figuur 5A. In beide systemen is gebruik gemaakt van de AMI-lijncode en een aderpaar 3(1) van het eerder genoemde type met een lengte  $L=4$  km, terwijl via aderpaar 3(2), dat met aderpaar 3(1) een dubbelpaar ('quad') vormt, nabij-overspraak (NEXT) wordt geïntroduceerd met een vast gemiddeld vermogensniveau aan 35 de ingang van voorwaartsfilter 8 van -10 dB ten opzichte van het ontvangen gewenste datasignaal. Daarnaast wordt aan de ingang van voorwaartsfilter 8

witte Gaussische ruis geïnjecteerd met een instelbaar vermogensniveau. De grafieken van figuur 9 tonen de gemeten bitfoutenkans (BER) als functie van de signaal-ruisverhouding (SNR) aan de ingang van voorwaartsfilter 8, in de situatie van het ongunstigst denkbare faseverschil  $\tau$  tussen gewenste datasig-

5 naalcomponent en overspraakcomponent. Voor waarden van SNR die behoren bij bitfoutenkansen van  $10^{-4}$  of kleiner blijkt uit figuur 9 dat toepassing van het voorwaartsfilter 8 volgens de uitvinding tot een vele malen kleinere bit-

10 foutenkans leidt dan haalbaar met behulp van het conventionele voorwaartsfilter 8. Verdere metingen bevestigen dat de met behulp van het conventionele voor-

15 waartsfilter 8 gerealiseerde transmissiekwaliteit inderdaad aanmerkelijk sterker afhangt van het genoemde faseverschil  $\tau$  tussen de gewenste datasignaalcomponent en de overspraakcomponent dan de met behulp van het nieuwe voorwaartsfilter 8 gerealiseerde transmissiekwaliteit. Zoals reeds eerder is vermeld, gaat de aldus bereikte algehele verbetering van het prestatieniveau van de ontvanger 2

in figuur 1 vergezeld van een aanmerkelijke vereenvoudiging van terugkoppelfilter 12, en daarmee van het eigenlijke DFE-circuit (9,10,11,12).

**CONCLUSIES:**

1.           Systeem voor transmissie van datasignalen met gegeven symboolfrequentie  $1/T$  van een datazender naar een data-ontvanger via een kanaal van een transmissiefaciliteit met verscheidene kanalen; waarbij de datazender een datasignaalbron bevat die via een data-encoder en een zendfilter is aangesloten op genoemd kanaal; waarbij genoemd kanaal een dispersief transmissiekanaal is met een in hoofdzaak minimum-fase karakter, welk transmissiekanaal in het overgedragen datasignaal intersymboolinterferentie introduceert alsmede ruis en overspraak van gelijksoortige datasignalen in de overige kanalen van de transmissiefaciliteit; en waarbij de data-ontvanger een egalisator van het beslissings-teruggekoppelde type bevat die is voorzien van een voorwaartsfilter aangesloten tussen genoemd kanaal en een eerste ingang van een verschilcircuit, een op de uitgang van het verschilcircuit aangesloten datasignaalregenerator die door de uit het overgedragen datasignaal teruggewonnen symboolfrequentie  $1/T$  wordt bestuurd, en een terugkoppelfilter aangesloten tussen de uitgang van de datasignaalregenerator en een tweede ingang van het verschilcircuit, met het kenmerk, dat het voorwaartsfilter een laagdoorlaatfiltersectie bevat met een in hoofdzaak minimum-fase karakter en een amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  die een geprononceerd maximum  $|W(f_m)|$  bezit voor een frequentie  $f_m$  in de nabijheid van de frequentie  $f = 1/((N + 1)T)$ , waarbij  $NT$  de met een aantal van  $N$  opeenvolgende datasymbolen corresponderende geheugenlengte van het terugkoppelfilter is, waarbij de waarde  $|W(f_m)|$  van dit maximum groter is naarmate de geheugenlengte van genoemd kanaal groter is en naarmate het aantal  $N$  kleiner is, en waarbij de amplitude-frequentiekarakteristiek  $|W(f)|$  in hoofdzaak geleidelijk afvalt voor frequenties  $f$  groter dan  $f_m$ .
2.           Systeem volgens conclusie 1, met het kenmerk, dat de waarde  $|W(f_m)|$  van het maximum van  $|W(f)|$  wordt bepaald door  $|W(f_m)|$  vanaf een vaste waarde  $W(0)$  voor de frequentie  $f = 0$  zolang te laten toenemen totdat de effectieve duur van de impulsresponsie van het lineaire gedeelte van de transmissiesectie tussen de uitgang van de datasignaalbron en de uitgang van het voorwaartsfilter kleiner dan of gelijk aan  $(N + 2)T$  is.
3.           Systeem volgens conclusie 1 of 2, met het kenmerk, dat het voorwaartsfilter een tweede laagdoorlaatfiltersectie bevat met een overdrachtskarakteristiek die in hoofdzaak constant is voor frequenties tot aan ongeveer de Nyquist-frequentie  $f = 1/(2T)$  en een amplitude-frequentiekarakteristiek die met een voorgeschreven helling daalt voor hogere frequenties.

8701332

4.           Systeem volgens conclusie 1 of 2, met het kenmerk, dat de laagdoorlaatfiltersectie een tweede orde overdrachtsfunctie  $W(f)$  bezit van de vorm

$$W(f) = W(0) \frac{1 + j\alpha(f/f_0)}{1 + j2\beta(f/f_0) - (f/f_0)^2}, \quad (9)$$

5

waarbij  $W(0)$  een reële schaalfactor is,  $f_0$  bepalend is voor de plaats  $f_m$  van het maximum  $|W(f_m)|$  van  $|W(f)|$ ,  $\alpha$  positief is en in hoofdzaak bepalend is voor de waarde van dit maximum, en de waarde van  $\beta$  ongeveer 0.5 à 0.8 bedraagt.

8701332

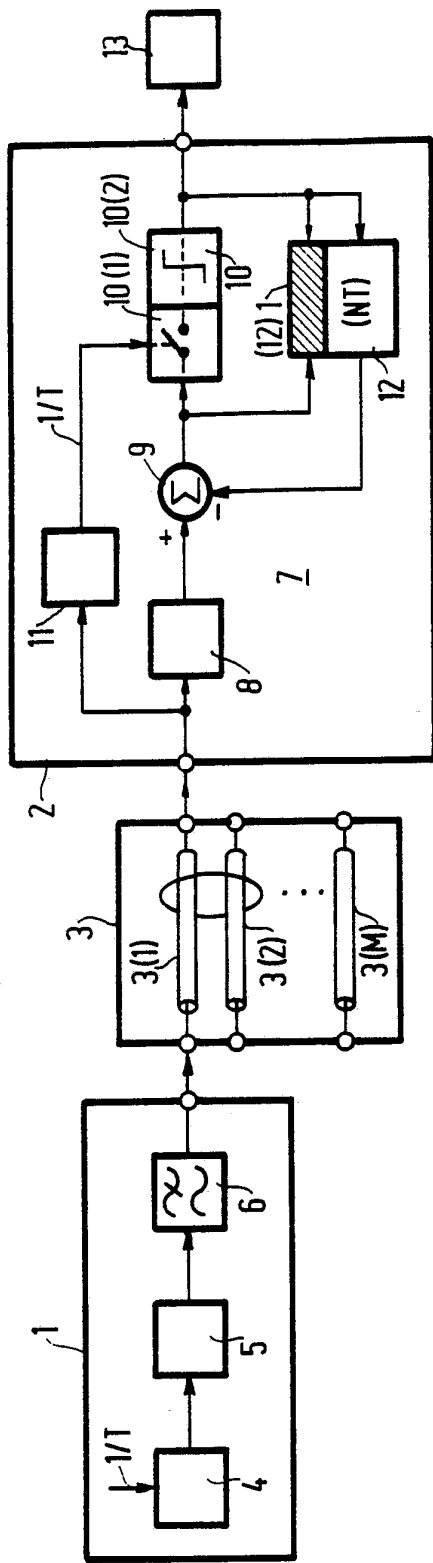


FIG. 1

1/6

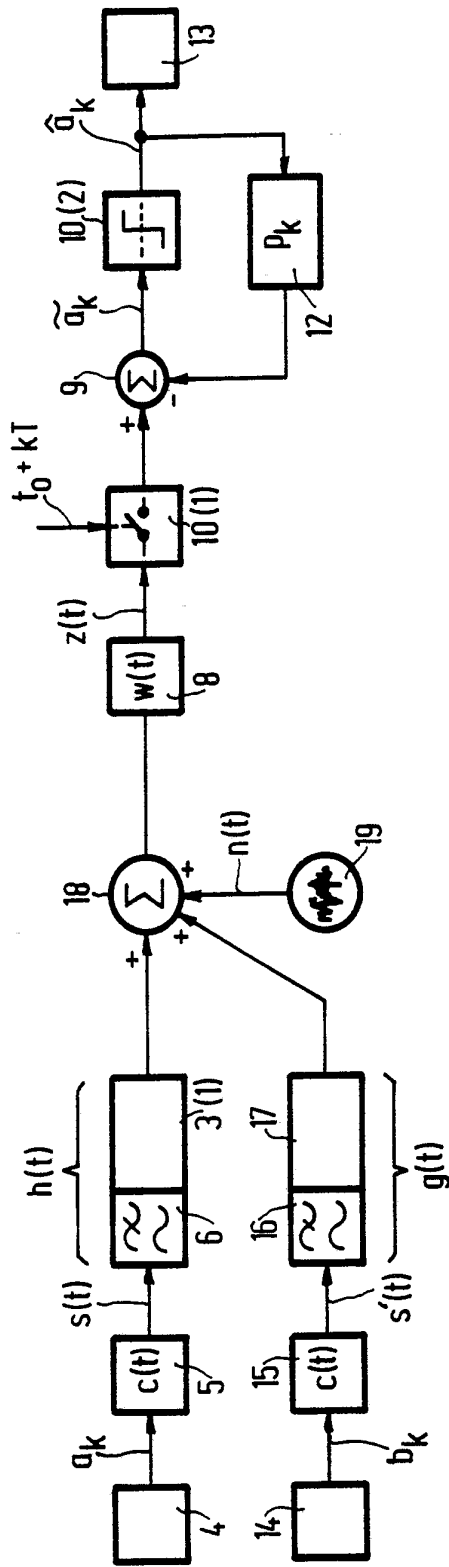


FIG. 2

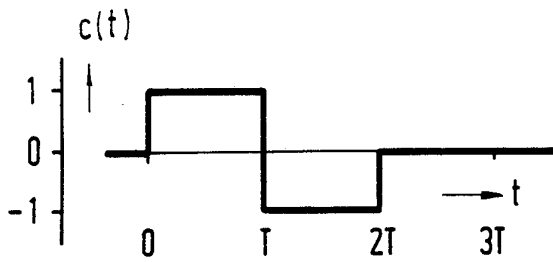


FIG. 3A



FIG. 3B

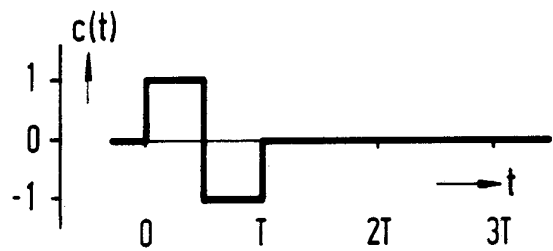


FIG. 3C

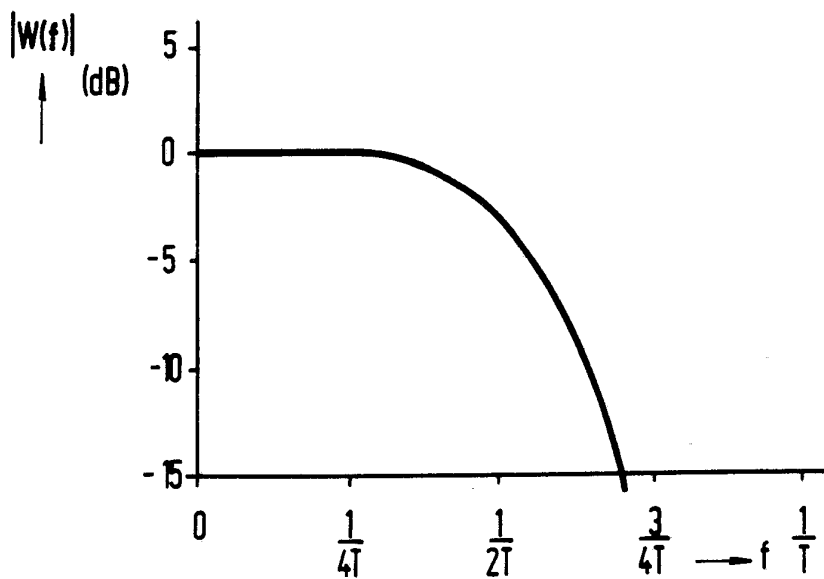


FIG. 4

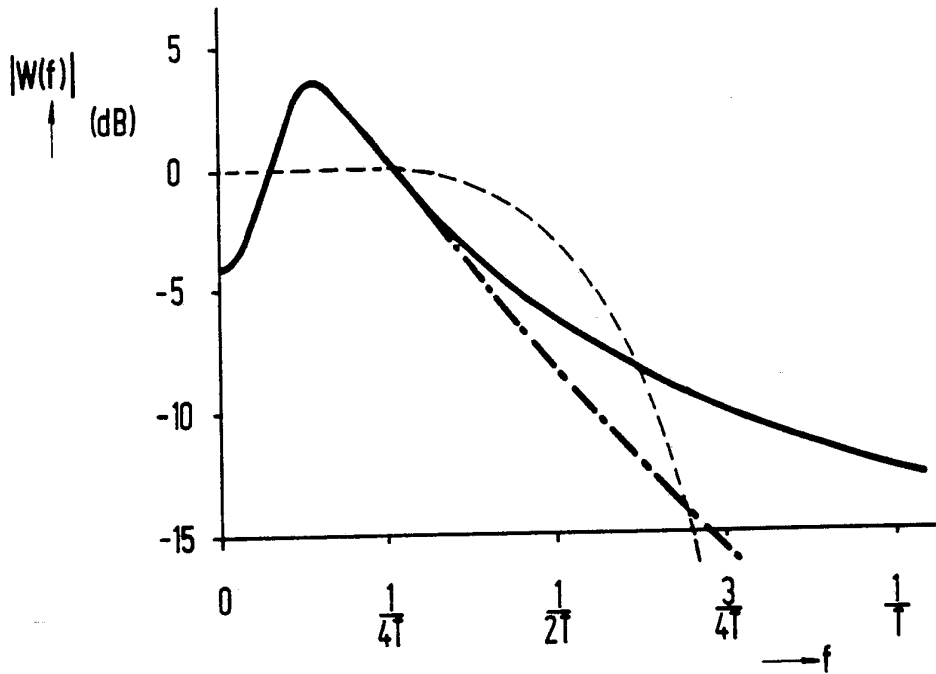


FIG. 5A

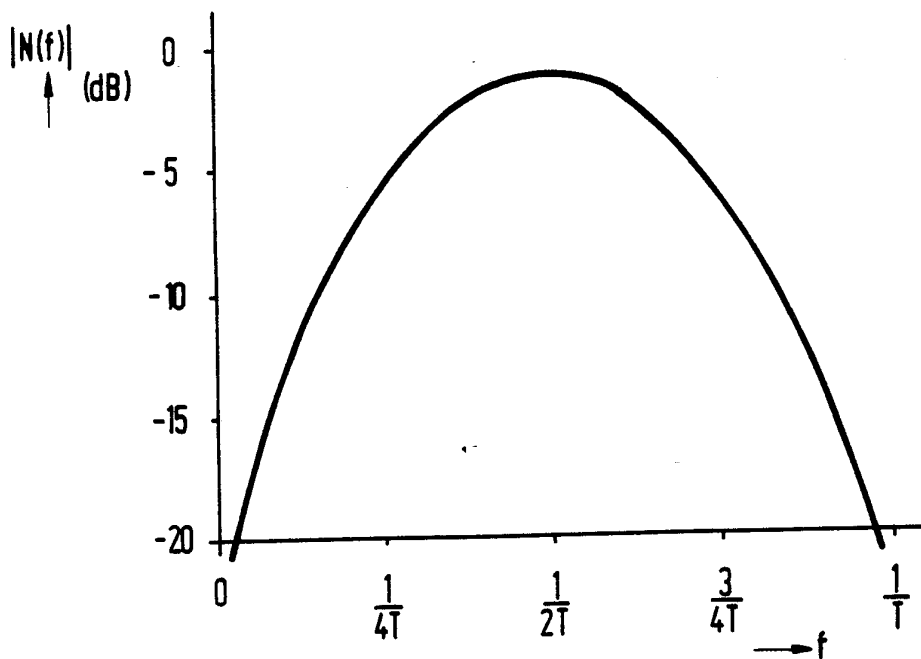


FIG. 5B



4/6

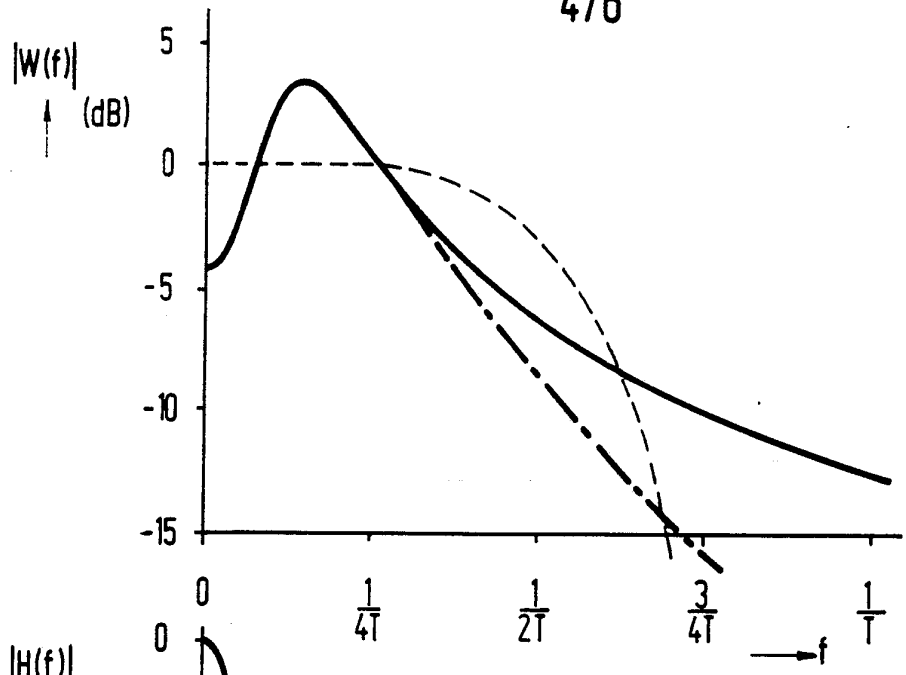


FIG. 6A

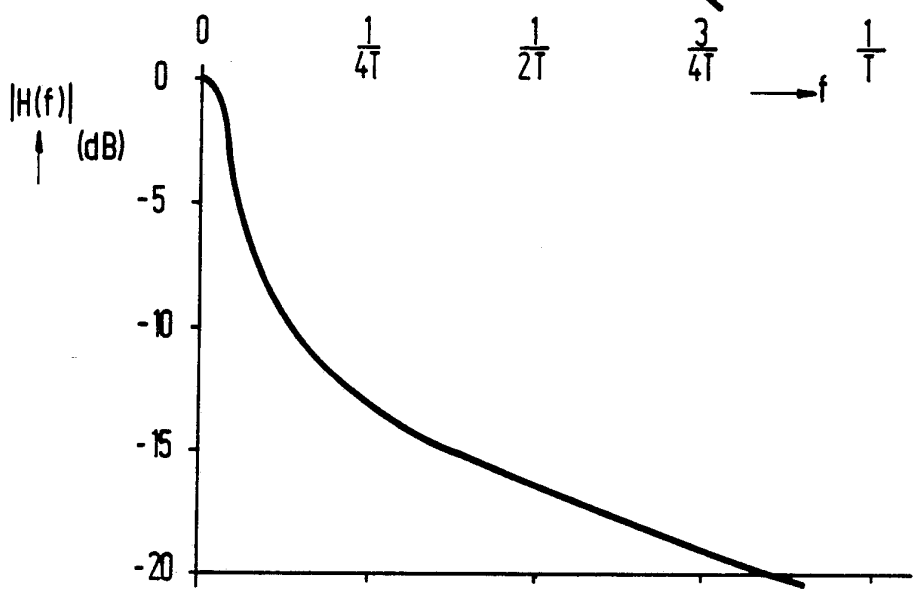


FIG. 6B

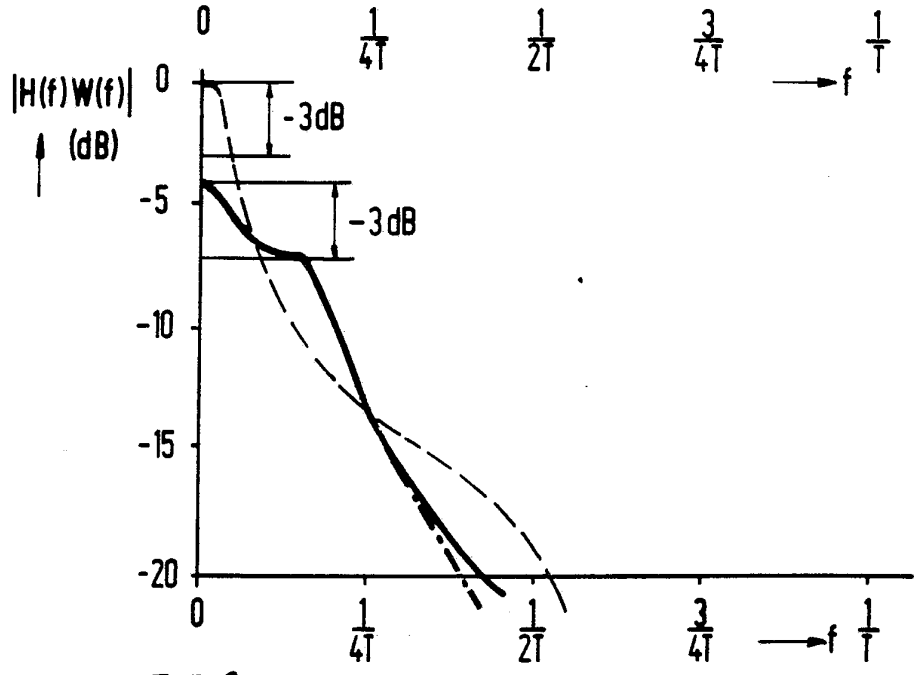
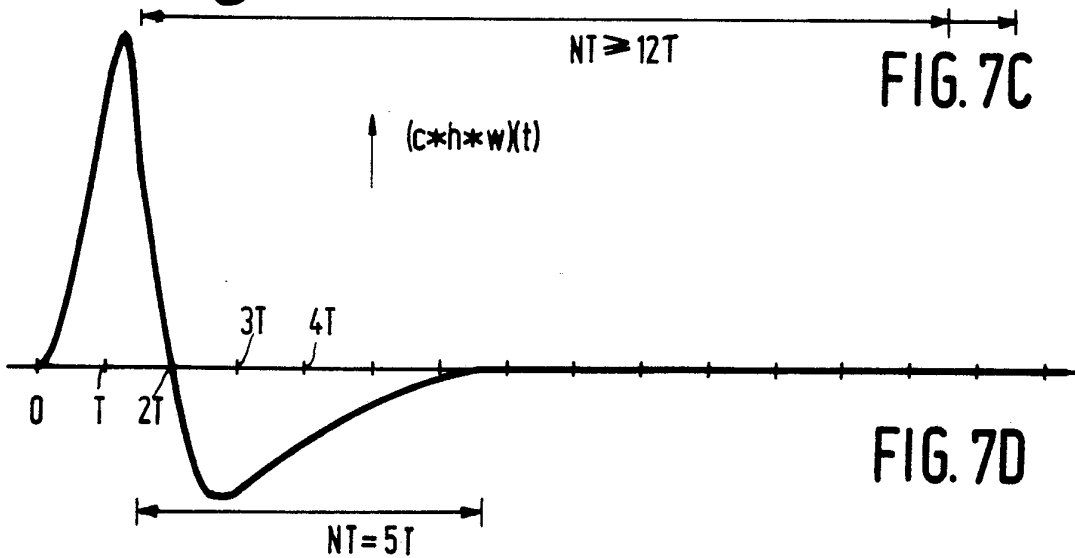
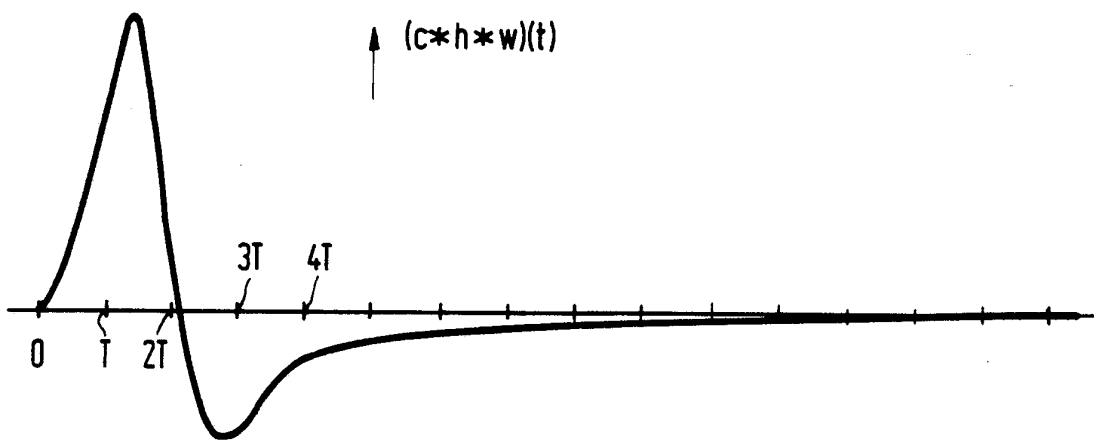
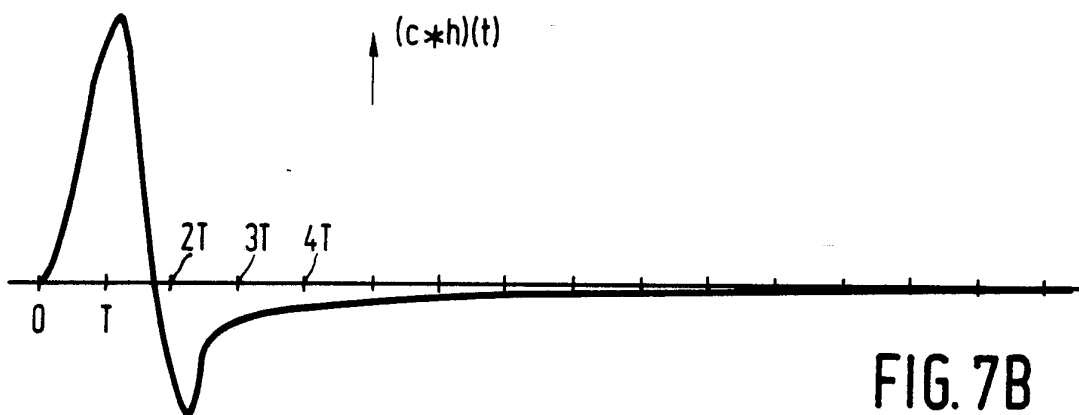
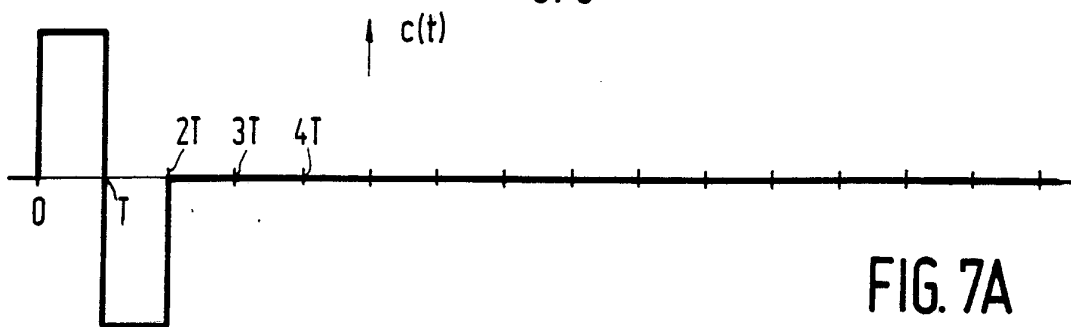


FIG. 6C

8701332

5/6



8701332

5-VI-PHN12038

6/6

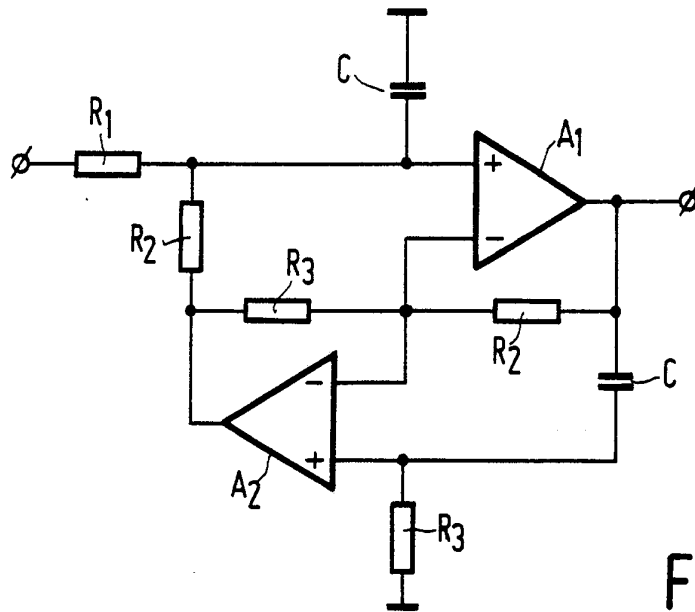


FIG. 8

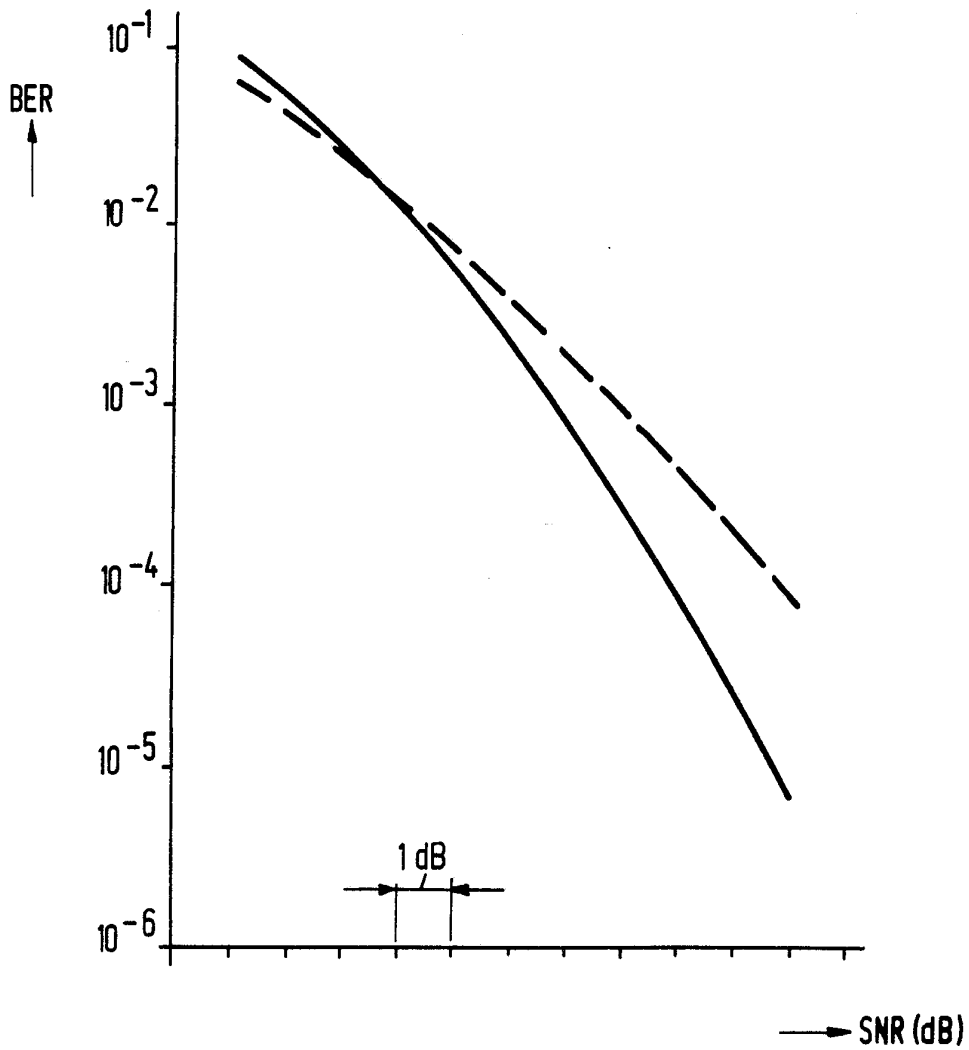


FIG. 9

8701332

6-VI-PHM 12038