



MINISTERIE VAN ECONOMISCHE ZAKEN

PUBLIKATIENUMMER : 1007909A3
INDIENINGSNUMMER : 09301458
Internat. klassif. : H03H
Datum van verlening : 14 November 1995

De Minister van Economische Zaken,

Gelet op de wet van 28 Maart 1984 op de uitvindingsoctrooien
inzonderheid artikel 22;
Gelet op het Koninklijk Besluit van 2 December 1986, betreffende het aanvragen,
verlenen en in stand houden van uitvindingsoctrooien, inzonderheid artikel 28;
Gelet op het proces-verbaal opgesteld door de Dienst voor Industriële Eigendom op
24 December 1993 te 10u00

BESLUIT :

ARTIKEL 1.- Er wordt toegekend aan : PHILIPS ELECTRONICS N.V.
Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA EINDHOVEN(NEDERLAND)

vertegenwoordigd door : STEENBEEK L., INTERNATIONAAL OCTROOIBUREAU, P.O. Box 220 -
NL 5600 AE EINDHOVEN.

een uitvindingsoctrooi voor de duur van 20 jaar, onder voorbehoud van de betaling van
de jaartaksen voor : NIET-GEHEELTALLIGE VERTRAGING.

UITVINDER(S) : Nillesen Antonius H.H.J., Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA Eindhoven (NL)

ARTIKEL 2.- Dit octrooi is toegekend zonder voorafgaand onderzoek van zijn
octrooierbaarheid, zonder waarborg voor zijn waarde of van de juistheid van
de beschrijving der uitvinding en op eigen risico van de aanvrager(s).

Brussel, 14 November 1995
BIJ SPECIALE MACHTIGING :

G. DE CUYPERE
Bestuurssecretaris

Niet-geheeltallige vertraging.

De uitvinding heeft betrekking op een werkwijze en inrichting voor het verkrijgen van een niet-geheeltallige vertraging, dat wil zeggen een vertraging van een signaal over een tijdsperiode gelijk aan een deel van een klokperiode.

5 In de niet-voorgepubliceerde Europese octrooiaanvraag nr. 92.201.894.0, ingediend op 26.06.93 (PHN 14.108), samen met daarmee overeenkomende aanvragen hierin opgenomen door verwijzing, is een Variable Phase Delay (variabele fase-
vertraging, VPD) FIR-filter beschreven dat gebruikt kan worden om een tijd-discreet
signaal in de tijd te verschuiven. De fase-verschuiving (Phase Delay) kan daarbij elk
10 willekeurig deel van een bemonsterings-periode T_s zijn. Zo'n variabele vertraging is bijvoorbeeld nodig om het signaal te converteren naar een andere bemonsterings-
frequentie F_s . De overdrachts-functie F_{vpd} van het VPD-filter is:

15 $F_{vpd} = F_0 + \delta * [\delta * F_1 + (1-\delta) * \text{sign} * F_2]$, waarin:
 F_0 = laagdoorlaat-gefilterd (LPF) signaal
 F_1 = $S_n - F_0$ = eerste differentieel signaal
 S_n = nabuur-monster (nearest Sample)
 F_2 = tweede differentieel signaal
 δ = verschuiving t.o.v. het midden van bemonsteringsperiode
20 sign = teken van de verschuiving t.o.v. S_n

Twee uitvoeringsvormen, respectievelijk het VPD10-filter (met 10
vertragingsecties Z^{-1}) en het VPD04-filter (met 4 vertragingsecties) zijn gegeven in
Fig. 1 en 2, tesamen met een daaruit verkregen interpolatie-karakteristiek (versterking
25 G tegen de frequentie in veelvouden van de bemonsteringsfrequentie F_s) bij een
vertraging over $1/8$ ($\delta=1/8$) van een bemonsteringsperiode. De schaduw-gebieden in de
interpolatiekarakteristiek zijn binnen bandbreedtes van $3/8 * F_s$ rond veelvouden van de
bemonsteringsfrequentie F_s . De impuls-responsie van het VPD10-filter, bij conversie
naar een veel hogere bemonsteringsfrequentie (klein increment van delta), is gegeven in
30 Fig. 3, tesamen met de stuur-signalen $\text{sign}(\delta)$ en δ .

Indien men een VPD-filter wil gebruiken voor verticale interpolatie van TV-beelden (bijvoorbeeld in standaard-conversie voor matrix-display) dan heeft men het probleem dat een eenheids-vertraging bestaat uit een lijngeheugen, dat aanzienlijk groter is dan de benodigde optellers en/of vermenigvuldigers. Dat betekent dat men dan het liefst een korte vertraging-keten kiest (bijvoorbeeld VPD04) en desnoods wat meer
5 besteed aan de verdere verwerking. Bovendien zou een verticaal voorfilter ook lijngeheugens vergen zodat men het liefst een interpolatiefilter heeft dat wat 'vlakker' is in de stop-band en dus wat minder hoge pieken vertoont rond veelvoudigen van de transitieband. Zie rond $(N+0.5)*F_s$ in de karakteristiek van Fig. 2.

10 Voor gebruik op audio en composiet-video signalen zou men overal een lagere rimpel willen hebben, vooral in de doorlaatband en op harmonischen daarvan (rond $N*F_s$, waarbij F_s de bemonsteringsfrequentie is).

15 Het is onder meer een doel van de uitvinding om een niet-geheeltallige vertragingsschakeling te bieden die aan ten minste een aantal van de hiervoor genoemde bezwaren en/of wensen tegemoet komt. Daartoe biedt een eerste aspect van de uitvinding een niet-geheeltallige vertragingsschakeling als gedefinieerd in conclusie 1. Een tweede aspect van de uitvinding biedt een werkwijze als gedefinieerd in conclusie
20 6. Voordelige uitvoeringsvormen zijn in de onderconclusies aangegeven.

Deze en andere aspecten van de uitvinding zullen blijken uit en toegelicht worden aan de hand van de hierna beschreven uitvoeringsvormen.

25 In de tekeningen toont:

Fig. 1 een eerste uitvoeringsvorm met interpolatiekarakteristiek van een niet-geheeltallige vertragingsschakeling (VPD-filter) van een reeds beschreven type met
10 vertragingsecties;

Fig. 2 een tweede uitvoeringsvorm met interpolatiekarakteristiek van een
30 niet-geheeltallige vertragingsschakeling (VPD-filter) van een reeds beschreven type met 4 vertragingsecties;

Fig. 3 een aantal signaalvormen die optreden in de eerste uitvoeringsvorm van Fig. 1, als een eenheidsimpuls is toegevoerd samen met vertraging-

regelsignalen voor conversie naar een wezenlijk hogere bemonsteringsfrequentie met kleine toenames van de vertraging δ ;

Fig. 4 overdrachtskarakteristieken (versterking G tegen relatieve frequentie, respectievelijk fase-vertraging PD tegen relatieve frequentie) van een variabel fase-vertragingfilter met ideale sub-filters;

Fig. 5 een eerste uitvoeringsvorm van een variabel fasevertragingfilter volgens de uitvinding met gemultiplexte coëfficiënten in de differentiator D voor het afgeven van het tweede differentiële signaal $F2$;

Fig. 6 een aantal signaalvormen in het tijddomein die optreden in variabele fasevertragingfilters;

Fig. 7 een tweede uitvoeringsvorm van een variabel fasevertragingfilter volgens de uitvinding met B aftakkingen van de vertragingketen;

Fig. 8 een fout in de impulsresponsie van een variabel fasevertragingfilter volgens de uitvinding met 16 vertragingsecties met een eenvoudige en puur quadratische factor $M3$;

Fig. 9 een interpolatiekarakteristiek bij $\delta=1/8$ van een vereenvoudigd variabel fasevertragingfilter volgens de uitvinding met vier vertragingsecties;

Fig. 10 een interpolatiekarakteristiek bij $\delta=1/32$ van het vereenvoudigde variabele fasevertragingfilter volgens de uitvinding met vier vertragingsecties;

Fig. 11 een interpolatiekarakteristiek bij $\delta=1/8$ met een variabel fasevertragingfilter volgens de uitvinding met twaalf vertragingsecties; en

Fig. 12 een fout in de impulsresponsie van het variabele fasevertragingfilter volgens de uitvinding met twaalf vertragingsecties.

25

Het in de niet-voorgepubliceerde Europese octrooiaanvraag nr. 92.201.894.0, ingediend op 26.06.93 (PHN 14.108), samen met daarmee overeenkomende aanvragen hierin opgenomen door verwijzing, beschreven variabele fasevertragingfilter (VPD) vertoont 'ideaal' gedrag bij $\delta=0$ en bij $\delta=1$, onafhankelijk van het gedifferentieerde signaal $F2$. $F_{vpd}(\delta=0) = F0$ en $F_{vpd}(\delta=1) = S_n$. $F0$ en S_n zijn 'ideaal' want beide vertonen lineair fase-gedrag. Immers $F0$ is het resultaat van filteren met symmetrische coëfficiënten en S_n is het ongefilterde signaal. Omdat $F2$ geen invloed heeft bij $\delta=0$ en $\delta=1$, is het beter om $F2$ te optimaliseren voor een andere waarde van δ . Daarvoor beschouwen we de overdrachts-karakteristieken van het VPD-

30

filter bij ideale sub-filters, zoals gegeven in Fig. 4. Een verkleining van de fouten kan men bereiken indien de karakteristieken niet alleen nul worden gemaakt voor $\delta=0$ en $\delta=1$, maar bovendien geminimaliseerd worden voor $\delta=0.5$. Dat kan men bereiken door de differentiator D voor het afgeven van het tweede differentiële signaal F2 te ontwerpen voor $\delta=0.5$ in plaats van voor $\delta=0$.

Maatregel 1: Dat vereist een differentiator met asymmetrische coëfficiënten in plaats van anti-symmetrisch.

Omdat de fasefout voor een verschuiving van -0.5 tegengesteld is aan de fout voor een verschuiving van $+0.5$, moet de asymmetrie omgekeerd worden voor negatieve verschuivingen.

Maatregel 2: De volgorde van de differentiator-coëfficiënten moet omgekeerd worden met het teken (sign) van de verschuiving δ .

Een blok-schema voor zo'n VPD10-filter volgens de uitvinding is gegeven in Fig. 5, tesamen met de impuls-responsie van de differentiator D bij positief en negatief teken van de verschuiving δ .

Een verdere verbetering is mogelijk door:

Maatregel 3: Toevoegen van extra differentiators, met andere stuurfuncties.

Daarvoor beschouwen we de werking van het VPD-filter in het tijd-domein aan de hand van Fig. 6. In kolommen 1..3 van Fig. 6 zijn weer de signalen weergegeven van bemonsteringsperiodes $n+4$.. $n+6$ van Fig. 3, tesamen met de functies $M1=\delta*\delta$ en $M2=\text{sign}*\delta*(1-\delta)$ waarmee respectievelijk F1 en F2 vermenigvuldigd worden. De factor $\delta*(1-\delta)$ is een periodieke parabool die na vermenigvuldiging met sign sterk lijkt op een sinus met een frequentie gelijk aan de bemonsterings-frequentie, die uiteindelijk gemoduleerd wordt met F2. In kolom 4 is aangegeven dat een verfijnde modulatie van de F2-factor $M2=\text{sign}*\delta*(1-\delta)$ mogelijk is indien andere coëfficiënten gekozen worden bij wisselen van sign. Doordat de F2-factor M2 nul is bij $\delta=0$ en $\delta=1$, kan met behulp van F2 de responsie geoptimaliseerd worden bij $\delta=0.5$ en $\text{sign}=\pm 1$, zonder het resultaat bij $\delta=0$ en $\delta=1$ te beïnvloeden. Dit is natuurlijk niet essentieel, maar wel gemakkelijk bij het ontwerpen. Om nu de responsie te verbeteren bij andere waarden van δ kan men een differentiator toevoegen waarvan het resultaat (F3) vermenigvuldigd wordt met een functie M3 die ongelijk aan nul is op die andere waarden van δ . Gemakkelijk zou het zijn indien die functie nul is op de reeds besproken waarden van

de vertraging δ . Men kan bijvoorbeeld het kwadraat nemen van de absolute waarde van $\delta-0.5$ wat een parabool van verdubbelde frequentie oplevert met nulpunten op $\delta=N/2$. Het is echter eenvoudiger om uit te gaan van de F2-factor en die te vermenigvuldigen met $(\delta-0.5)$. Deze F3-factor M3 en het resultaat van modulatie daarmee is aangegeven in kolom 5 van Fig. 6.

Een verdere verbetering kan men verkrijgen door het toevoegen van nog een differentiator (F4) waarvan het resultaat vermenigvuldigd wordt met de absolute waarde van $(\delta-0.5)$, dat daarna toegevoegd wordt aan F2 en vervolgens mede vermenigvuldigd wordt met de F2-factor. Het differentiële signaal F4 wordt dus vermenigvuldigd met $M4=\text{sign}*\delta*(1-\delta)*\text{abs}(\delta-0.5)$. In kolom 6 van Fig. 6 is een voorbeeld gegeven van de bijdrage van F4, terwijl kolom 7 laat zien dat met de combinatie van F3 en F4 de response voor vier extra waarden van de verschuiving onafhankelijk gekozen kan worden.

15

Maatregel 3b: Neem voor de twee volgende differentiators respectievelijk de stuur-functies $(\delta-0.5)$ en $\text{abs}(\delta-0.5)$ en voeg het resultaat toe aan F2 voor verdere verwerking in de mixer.

Het resulterende blok-schema is gegeven in Fig. 7. Daarin is slechts één differentiator getekend met uitgang Fx. Elke differentiator heeft dezelfde opbouw, echter met andere coëfficiënten C1..CB waarin B gelijk is aan het aantal aftakkingen van de vertragingketen. Gestippeld is aangegeven welke delen men moet toevoegen of verwijderen om de lengte van het VPD-filter volgens de uitvinding te wijzigen.

25

In Fig. 8 wordt getoond dat het resultaat met de eenvoudige F3- en F4-factoren zelfs beter is dan met puur kwadratische stuur-functies. Op veelvoud van $1/8$ maal de bemonsteringsperiode T_s is de fout gelijk aan nul. Voor optimalisatie van de stuur-functies, maar ook indien slechts enkele waarden van delta gebruikt worden kan het een voordeel zijn om de stuurfuncties niet te berekenen, maar te kiezen uit een aantal vaste waarden met behulp van een multiplexer of ROM. Indien bijvoorbeeld een VPD-filter gebruikt wordt voor $4*$ upsampling dan zijn slechts 4 waarden van delta nodig: 0, $\pm 1/2$ en 1. Het complete parametriseren en mengen van de functies reduceert dan tot enkele gemultiplexte optellers.

30

Maatregel 4: Voor optimalisatie kan de stuur-functie gerealiseerd worden door middel van selectie uit een aantal vaste mogelijkheden, door middel van een tabel (ROM) of multiplexer, met de verschuiving als parameter.

Natuurlijk kan verdere verbetering bereikt worden met nog meer
 5 differentiatoren tesamen met hogere-orde stuur-functies, maar de genoemde functies F2..F4, met bijbehorende stuur-functies, blijken al voldoende te zijn om onderdrukkingen van de vervorming te halen van beter dan -60 dB. In principe kunnen de sub-filters ook uitgevoerd worden met oneven lengte bij aangepaste δ enz. Dat voert echter tot minder eenvoudige uitvoeringen.

10 Het optimaliseren van differentiators voor $\delta = 0.5$ enz., hetgeen gemultiplexte aftakkingen van de vertragingsectie vereist, en het toevoegen van extra differentiators met eigen stuur-signalen zijn twee gescheiden maatregelen die elk verbetering kunnen brengen. Dit zal aangetoond worden bij de uitvoeringsvorm van Fig. 9.

15 De uitvoeringsvormen zijn gebaseerd op het schema van Fig. 7. Alleen de coëfficiënten zullen gegeven worden met interpolatie karakteristieken. Bij de lijsten van coëfficiënten is $F_{x\text{div}}$ ($x=0..4$) het getal waardoor de coëfficiënten F_{xc} gedeeld moeten worden. Bij de voorbeelden is dit deeltal een macht van 2 en de coëfficiënten
 20 zijn gegeven als integer. Dat betekent dat de coëfficiënten in de voorbeelden gequantiseerd zijn, wat de voorbeelden geschikt maakt voor directe digitale implementatie.

In Fig. 9 zijn de coëfficiënten en de interpolatie-karakteristiek gegeven
 25 van een VPD04-filter volgens de uitvinding (zonder multiplexer) voor een vertraging δ van 1/8. De coëfficiënten van het laagdoorlaatfilter LPF zijn $F_{0\text{div}}=64$, $F_{0c}=(37,-5)$. De coëfficiënten van de differentiatoren zijn $F_{2\text{div}}=64$, $F_{2c}=(49,49,-8,-8)$, $F_{3\text{div}}=32$, $F_{3c}=(5,5,-3,-3)$. Vergelijking met Fig. 2 toont de aanzienlijke verbetering, vooral op harmonischen van de transitie-band. In dit VPD-filter is alleen
 30 de functie F3 toegevoegd. Immers de coëfficiënten van de differentiators zijn paarsgewijs identiek, zodat de multiplexer van Fig. 5 niet nodig is. Desondanks is de benadering van de gewenste responsie erg goed zoals blijkt uit de interpolatie karakteristiek van Fig. 10 voor een vertraging δ van 1/32.

In Fig. 11 is de interpolatie karakteristiek voor een vertraging δ van $1/8$ gegeven van een VPD-filter volgens de uitvinding met 12 vertragingsecties en de volgende coëfficiënten. De coëfficiënten van het laagdoorlaatfilter LPF zijn $F0c_{div}=256$, $F0c=(161, -48, 23, -11, 5, -2)$. De coëfficiënten van de differentiatoren zijn $F2c_{div}=256$, $F2c=(180, 185, -25, -33, 8, 15, -5, -7, 3, 4, 0, -3)$, $F3c_{div}=128$, $F3c=(13, 18, -3, -12, -1, 8, 1, -3, 0, 1, -1, 1)$. De coëfficiënten van de sub-filters zijn afgeleid van een interpolatie-filter voor een vertraging $\delta=1/8$ ontworpen met een Kaiser-window met $\beta=4.5$. De fout in de impuls-responsie is gegeven in Fig. 12, waarin de sync-functie golfvorm de overdrachtskarakteristiek is van een Kaiser-window met $\beta=4.5$, en de golfvorm E een 100 maal vergrote fout is. De grootste fouten treden op bij $\delta = 0, 1/4, 1/2$ en $3/4$. Dat zijn fouten die puur veroorzaakt worden door kwantisatie van de coëfficiënten. Ofschoon de coëfficiënten van F4 nul zijn, is toch de onderdrukking nagenoeg 60 dB. Indien dit filter alleen gebruikt zou worden voor '4*upsampling' dan is ook F3 niet nodig. De resterende complexiteit, 11 vertragingsecties en 17 coëfficiënten van 8 bits plus wat optellers voor de mixer, is aanzienlijk minder dan het filter in het IC SAA7220 (upsampling filter voor CD-audio) en bovendien is de onderdrukking nagenoeg 10 dB beter.

Samenvatting: om het fase- en frequentie-gedrag van het VPD-filter te verbeteren worden de volgende maatregelen toegepast:

1. de differentiator wordt veranderd naar niet-lineair fase-gedrag.
2. afhankelijk van het teken van de vertraging wordt de volgorde van coëfficiënten omgekeerd.
3. eventueel worden extra differentiators toegevoegd, met andere stuurfuncties.
4. de stuurfuncties worden eventueel verkregen uit een tabel.

In hoofdzaak worden in een werkwijze voor het vertragen van een digitaal signaal over een selecteerbare fractie (δ) van een bemonsteringsperiode van het digitale signaal, uit het digitale signaal eerste (F1) en tweede (F2) differentiële signalen met onderling verschillende fase-karakteristieken verkregen en vervolgens gecombineerd (MIX) in afhankelijkheid van de selecteerbare fractie (δ) om een in fase aangepast correctiesignaal te verkrijgen. Het product van de selecteerbare fractie (δ) en het correctiesignaal wordt opgeteld bij het digitale signaal voor het verkrijgen van een

over de selecteerbare fractie (δ) vertraagd digitaal signaal. Het tweede differentiële signaal (F2) wordt verkregen met behulp van een differentiator met asymmetrische coëfficiënten om een voor $\delta=0.5$ geoptimaliseerde overdrachtskarakteristiek te verkrijgen.

5 In het algemeen kan het VPD-filter gebruikt worden voor interpolatie, verandering van bemonster frequentie en als variabele vertraging voor tijddiscrete signalen. Specifieke voorbeelden zijn:

- standaard-conversie voor TV (aspectverhouding omzetten tussen 16/9 en 4/3 bij PALplus, LCD- en plasma-displays);
- 10 - line-locked kleuren-decoder werkend op enkel crystal-clock.
- echo-onderdrukking in TV;
- conversie van DVB-audio (diverse audio bron-standaarden in Digital Video Broadcast) naar één bemonster-frequentie.

Opgemerkt zij dat de hiervoor beschreven uitvoeringsvormen de
15 uitvinding toelichten maar niet beperken, en dat ervaren vaklieden in staat zullen zijn om vele alternatieve uitvoeringsvormen te ontwerpen zonder het bereik van de onderstaande conclusies te verlaten.

Conclusies:

1. Een niet-geheeltallige vertragingsschakeling voor het vertragen van een digitaal signaal over een selecteerbare fractie (δ) van een bemonsteringsperiode van genoemd digitaal signaal, omvattende:
 - eerste middelen voor het differentiëren van genoemd digitaal signaal om
5 een eerste differentieel signaal (F1) met een eerste fase-karakteristiek met betrekking tot genoemd digitaal signaal te verkrijgen;
 - tweede middelen voor het differentiëren van genoemd digitaal signaal om
een tweede differentieel signaal (F2) met een tweede fase-karakteristiek met betrekking tot genoemd digitaal signaal te verkrijgen, waarbij genoemde eerste en tweede fase-
10 karakteristieken van elkaar verschillen;
 - middelen voor het combineren (MIX) van genoemde eerste (F1) en tweede (F2) differentieële signalen in afhankelijkheid van genoemde selecteerbare fractie (δ) om een in fase aangepast correctiesignaal te verkrijgen; en
 - middelen voor het optellen van een product van genoemde selecteerbare
15 fractie (δ) en genoemd in fase aangepast correctiesignaal bij genoemd digitaal signaal voor het verkrijgen van genoemd digitaal signaal vertraagd over genoemde selecteerbare fractie (δ) van de bemonsteringsperiode van genoemd digitaal signaal; waarin
genoemde tweede differentieermiddelen een differentiator (D) met
asymmetrische coëfficiënten omvatten.
20
2. Een niet-geheeltallige vertragingsschakeling volgens conclusie 1, waarin een volgorde van differentiator-coëfficiënten van genoemde differentiator afhankelijk is van het teken van genoemde instelbare fractie (δ).
- 25 3. Een niet-geheeltallige vertragingsschakeling volgens conclusie 1, omvattende verdere differentieermiddelen voor het differentiëren van genoemd digitaal signaal om ten minste een verder differentieel signaal (F3) te verkrijgen, waarbij de fase-karakteristieken van genoemde eerste, tweede en verdere differentieermiddelen van elkaar verschillen, en een ingang van genoemde combineermiddelen gekoppeld is met
30 genoemde verdere differentieermiddelen.

4. Een niet-geheeltallige vertragingsschakeling volgens conclusie 3, waarbij genoemde verdere differentieermiddelen middelen omvatten voor het vermenigvuldigen van het tweede differentiële signaal (F2) met genoemde fractie minus de halve bemonsteringsperiode ($\delta-0.5$).
- 5
4. Een niet-geheeltallige vertragingsschakeling volgens conclusie 3, waarbij genoemde verdere differentieermiddelen derde en vierde differentieermiddelen omvatten voor het verkrijgen van derde (F3) en vierde (F4) differentiële signalen waarvan de fase-karakteristieken afhankelijk zijn van genoemde fractie minus de halve bemonsteringsperiode ($\delta-0.5$) respectievelijk de absolute waarde daarvan ($\text{abs}(\delta-0.5)$), en middelen voor het gecombineerd toevoeren van genoemde tweede (F2), derde (F3) en vierde (F4) differentiële signalen aan genoemde ingang van genoemde combineermiddelen.
- 10
5. Een niet-geheeltallige vertragingsschakeling volgens conclusie 3, waarbij genoemde verdere differentieermiddelen geregeld worden met behulp van een geheugenschakeling of multiplexer die gestuurd wordt in afhankelijkheid van genoemde fractie (δ).
- 15
6. Werkwijze voor het vertragen van een digitaal signaal over een selecteerbare fractie (δ) van een bemonsteringsperiode van genoemd digitaal signaal, omvattende de volgende stappen:
- 20
- het differentiëren van genoemd digitaal signaal om een eerste differentieel signaal (F1) met een eerste fase-karakteristiek met betrekking tot genoemd digitaal signaal te verkrijgen;
- 25
- het differentiëren van genoemd digitaal signaal om een tweede differentieel signaal (F2) met een tweede fase-karakteristiek met betrekking tot genoemd digitaal signaal te verkrijgen, waarbij genoemde eerste en tweede fase-karakteristieken van elkaar verschillen;
- 30
- het combineren van genoemde eerste (F1) en tweede (F2) differentiële signalen in afhankelijkheid van genoemde selecteerbare fractie (δ) om een in fase aangepast correctiesignaal te verkrijgen; en
- het optellen van een product van genoemde selecteerbare fractie (δ) en genoemd in fase aangepast correctiesignaal bij genoemd digitaal signaal voor het

verkrijgen van genoemd digitaal signaal vertraagd over genoemde selecteerbare fractie (δ) van de bemonsteringsperiode van genoemd digitaal signaal; waarin

genoemd tweede differentieel signaal (F2) wordt verkregen met behulp van een differentiator met asymmetrische coëfficiënten.

1/10 *κ*

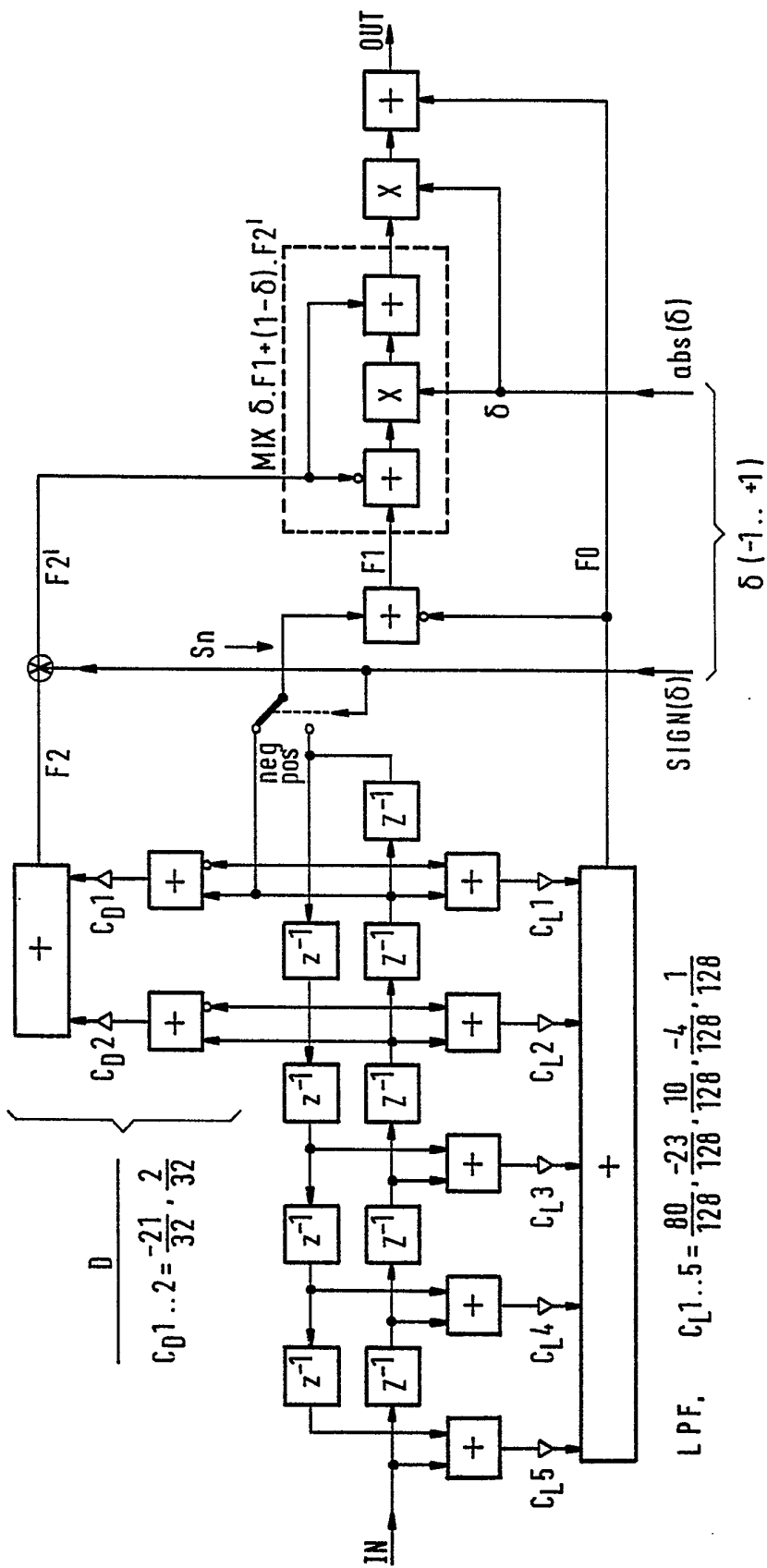


FIG. 1A

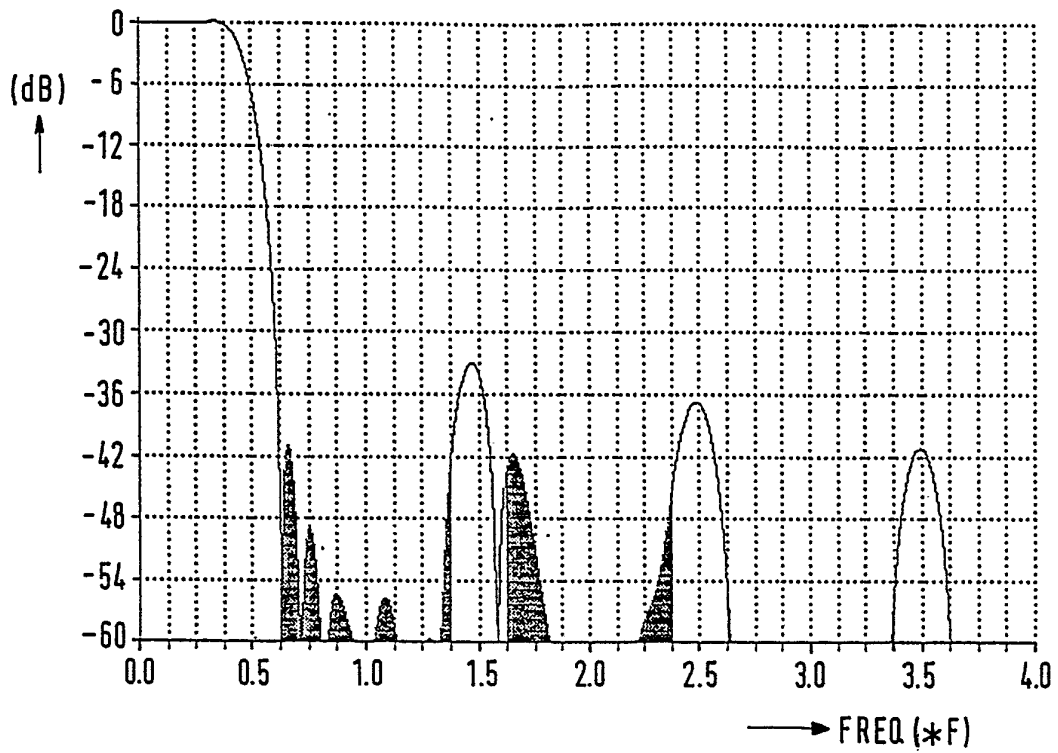
2/10¹³

FIG.1B

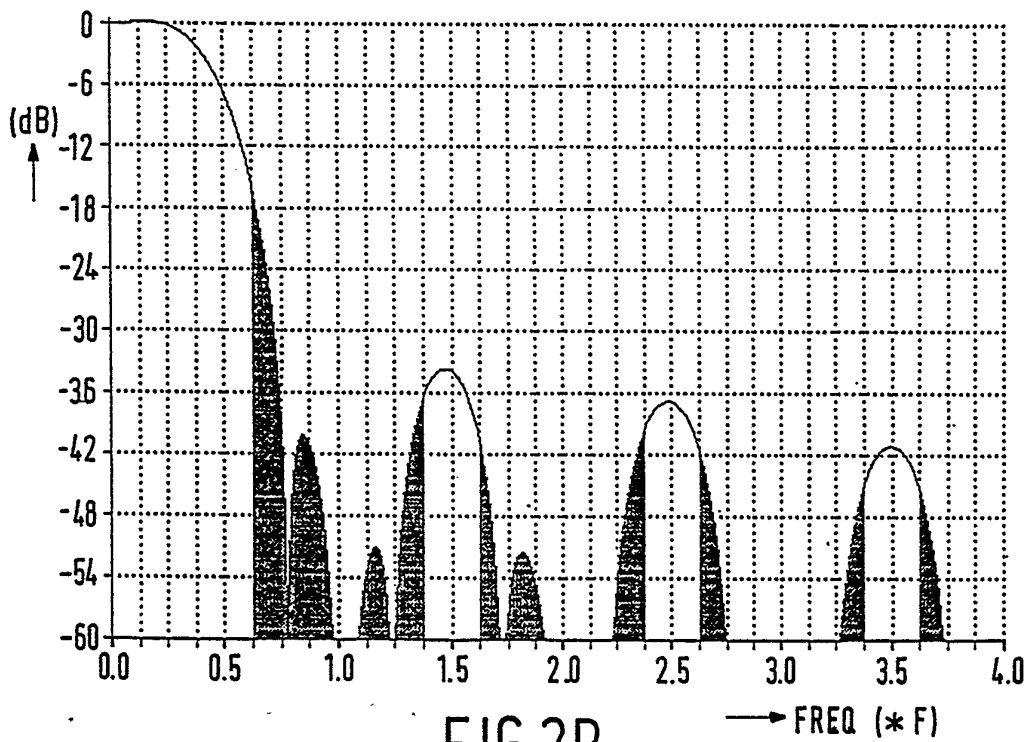


FIG.2B

3/10 14

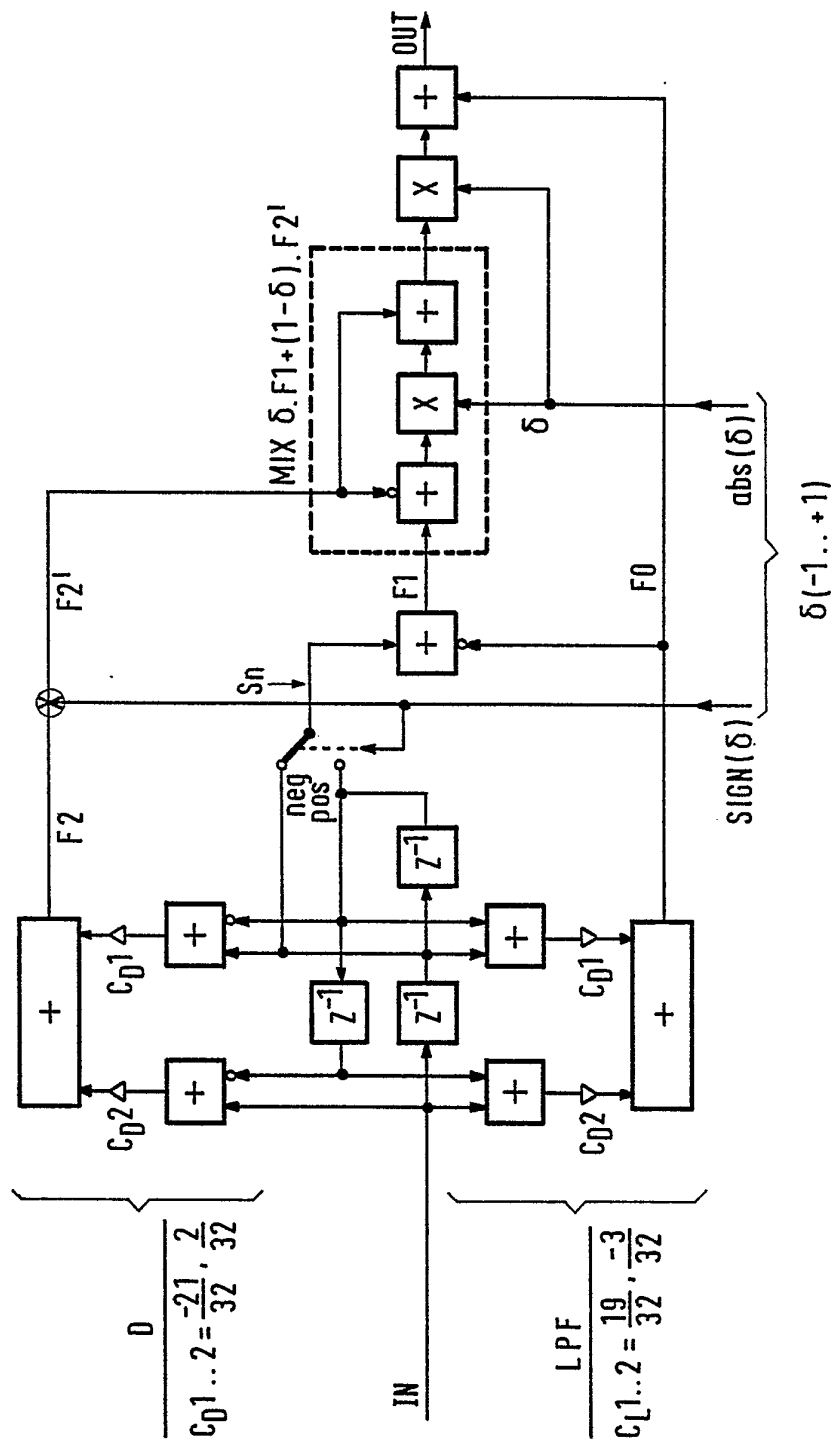


FIG. 2A

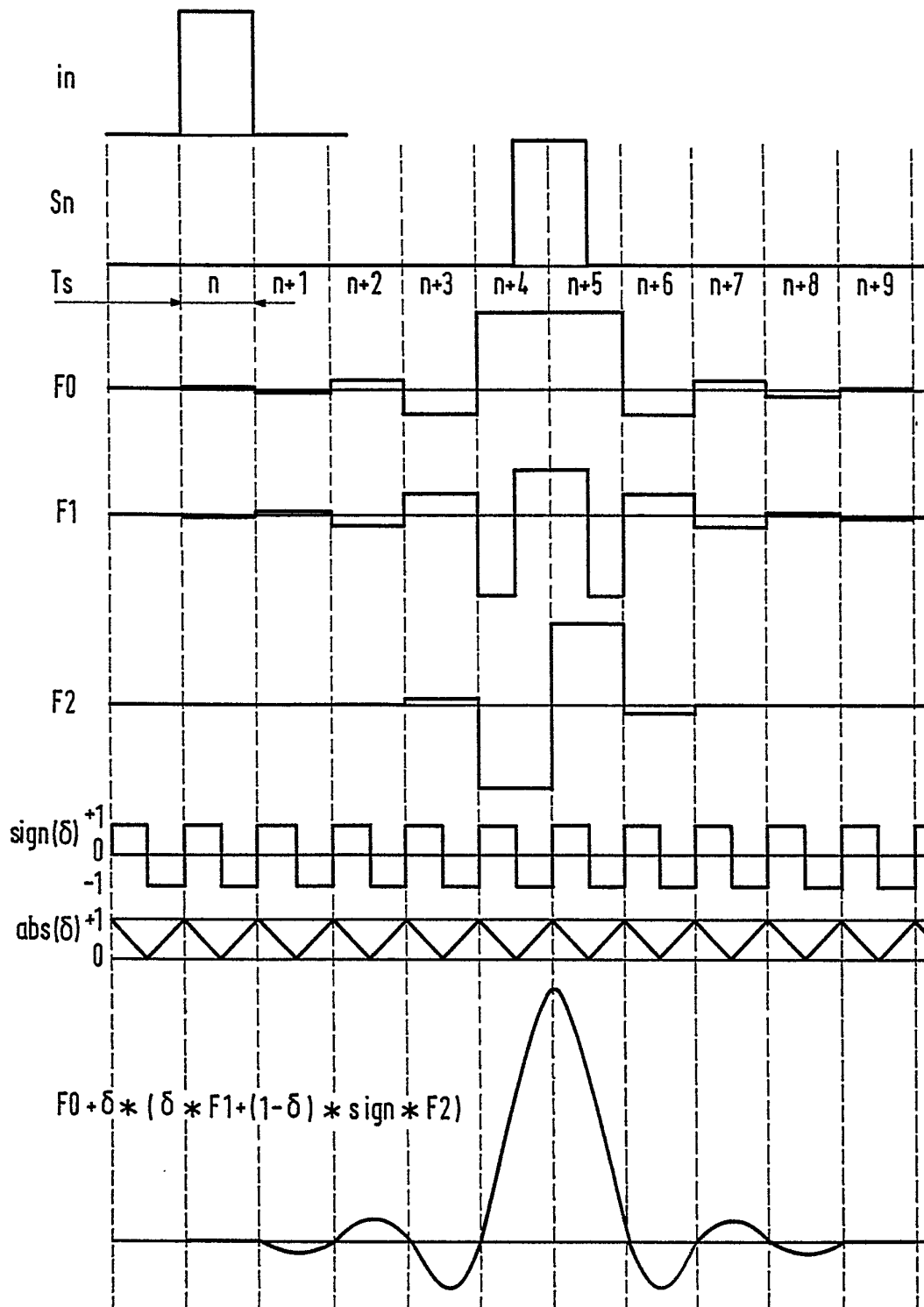
4/10¹⁵

FIG.3

5/10 AG

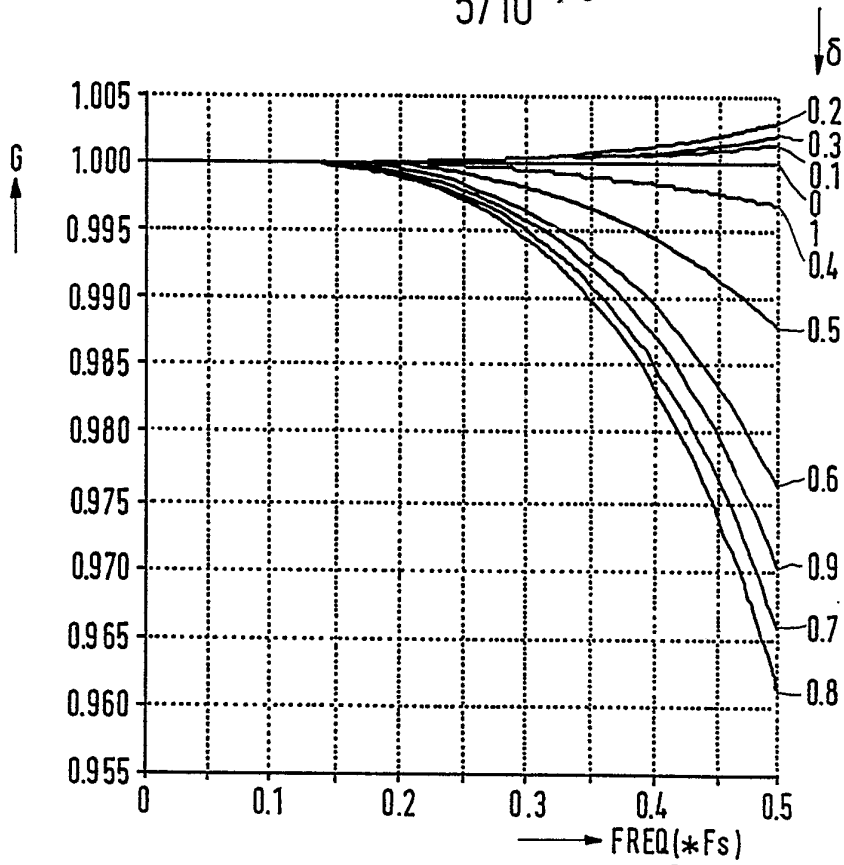


FIG.4A

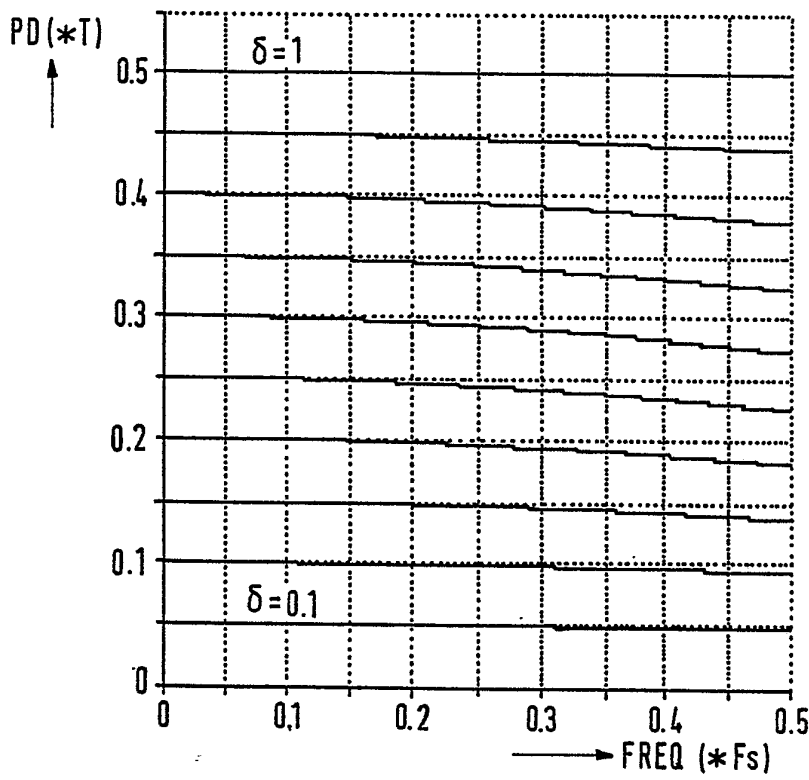
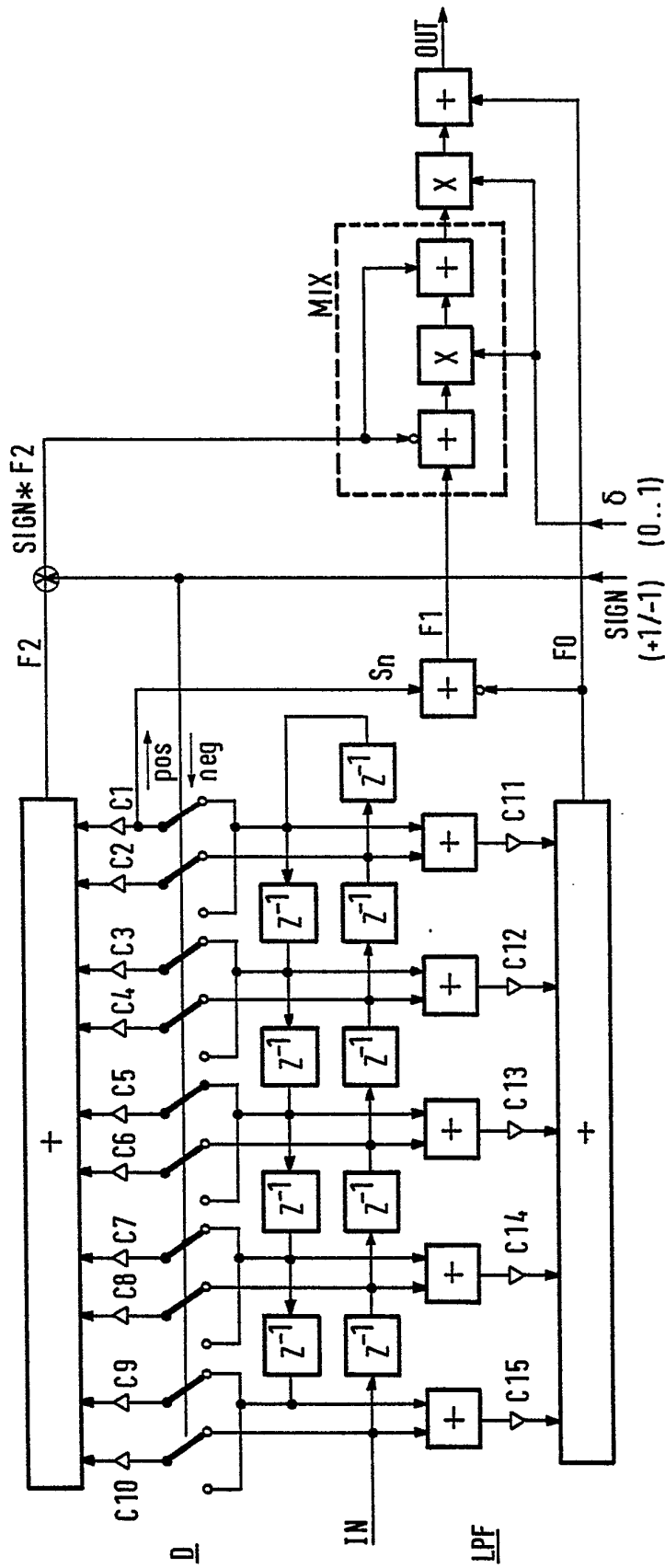


FIG.4B

6/10 *Ar*



$D: \begin{cases} SIGN = pos : C10, C8, C6, C4, C2, C1, C3, C5, C7, C9 \\ SIGN = neg : C9, C7, C5, C3, C1, C2, C4, C6, C8, C10 \end{cases}$

FIG.5

7/10 18

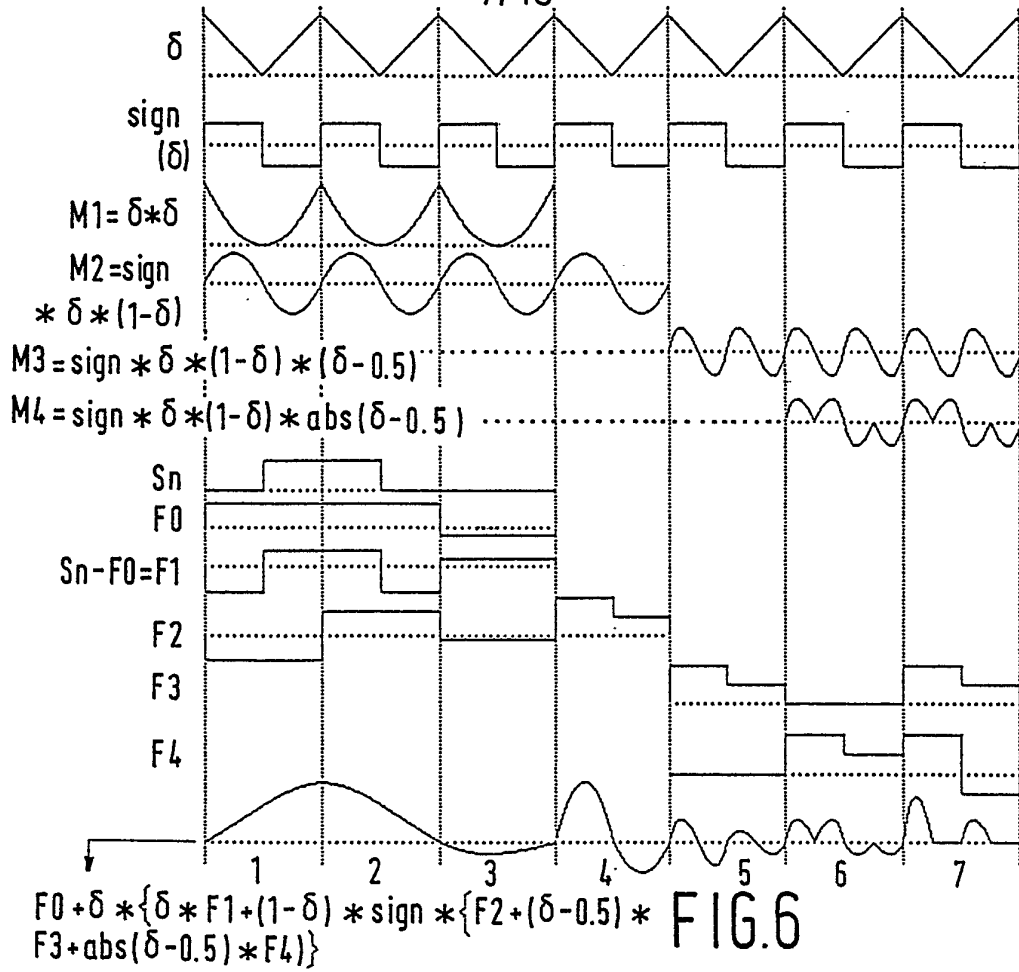


FIG.6

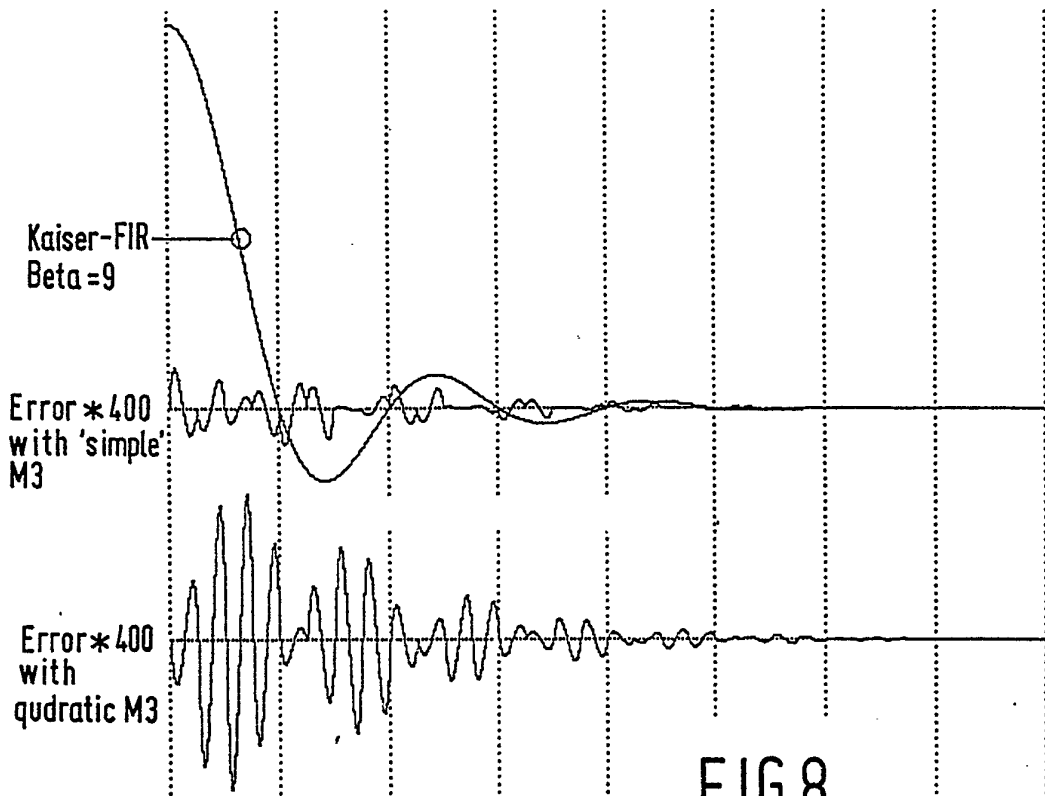


FIG.8

8/10 19

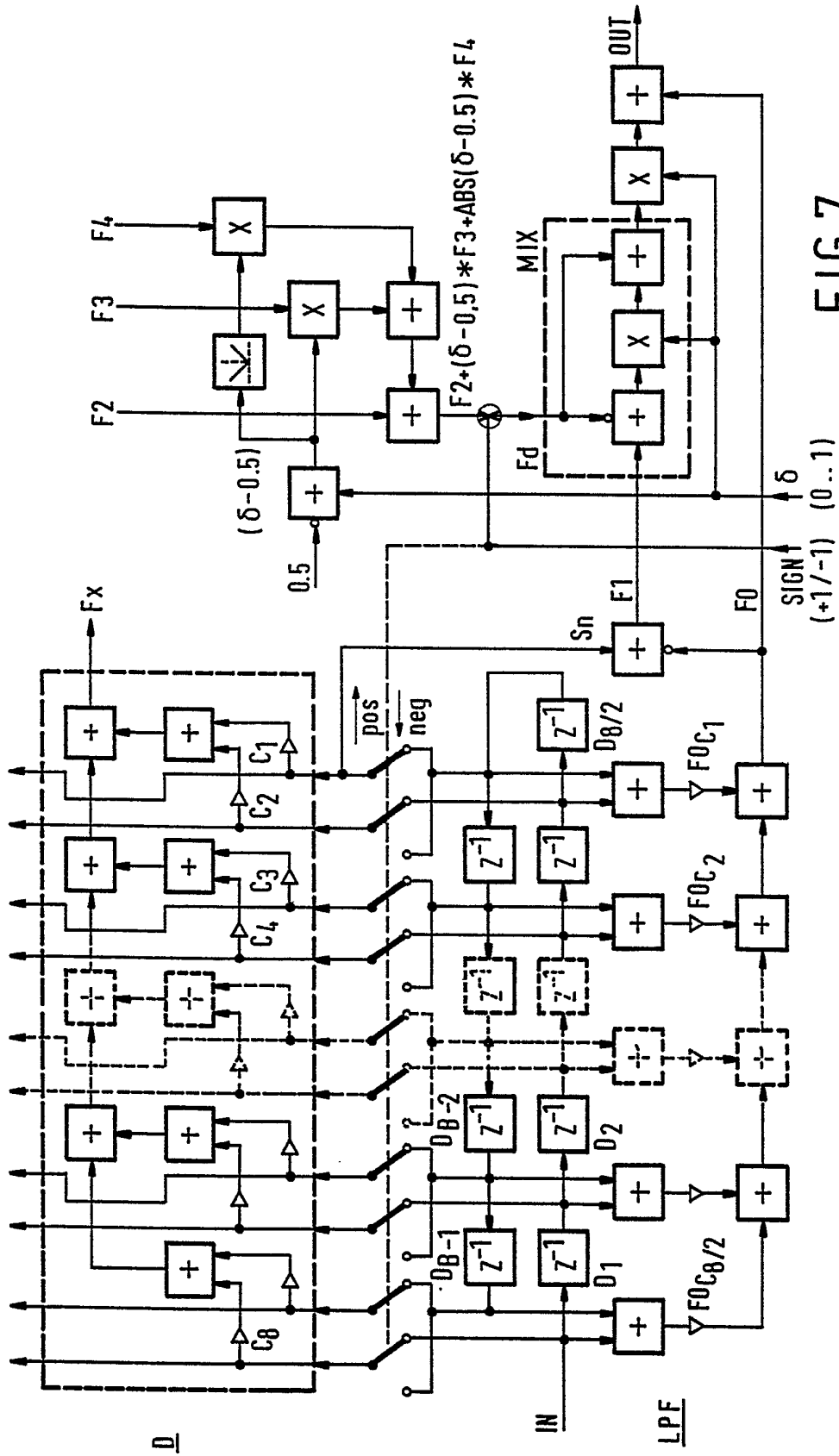


FIG. 7

9/10 20

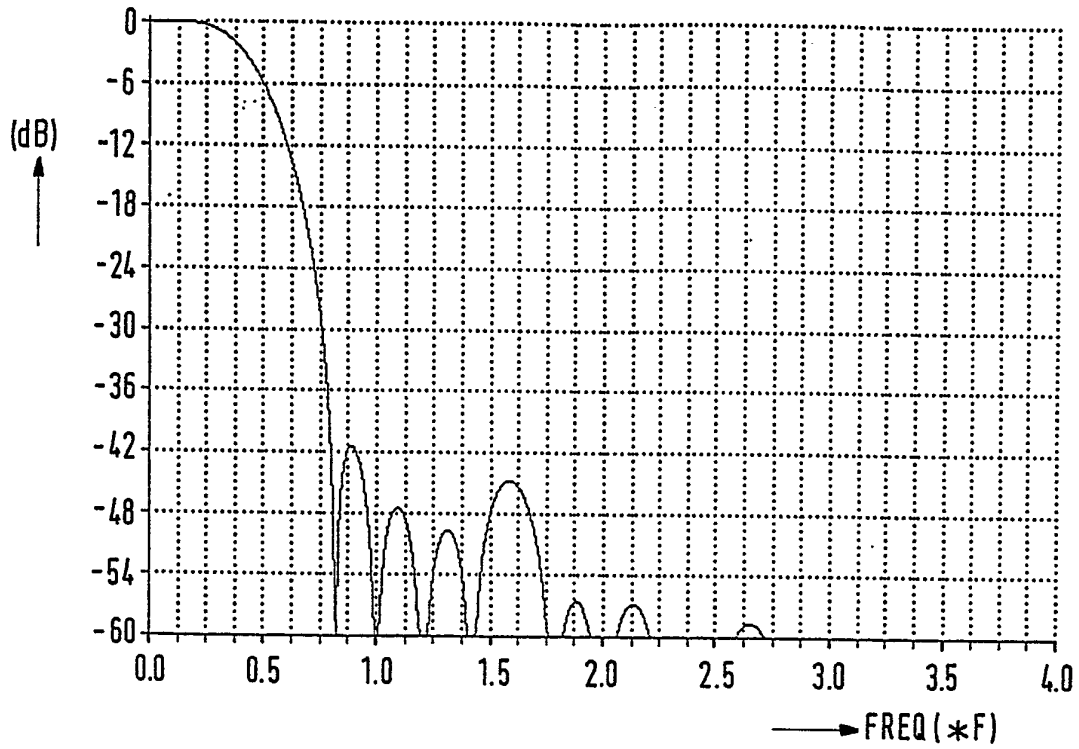


FIG.9

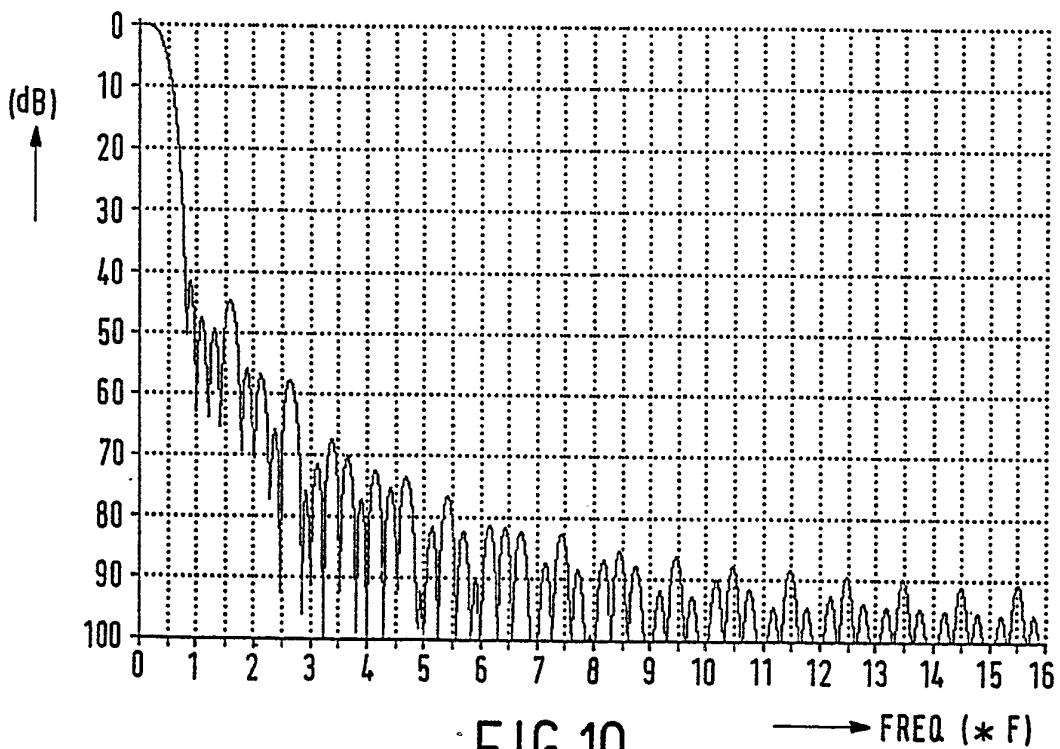


FIG.10

10/10 21

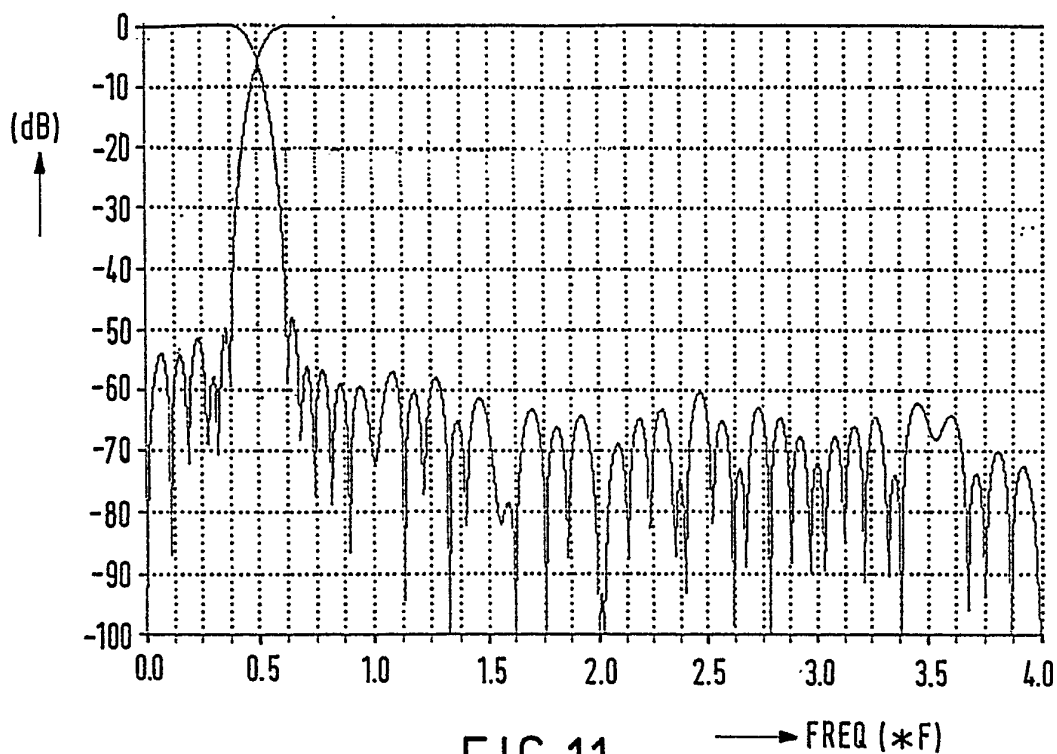


FIG.11

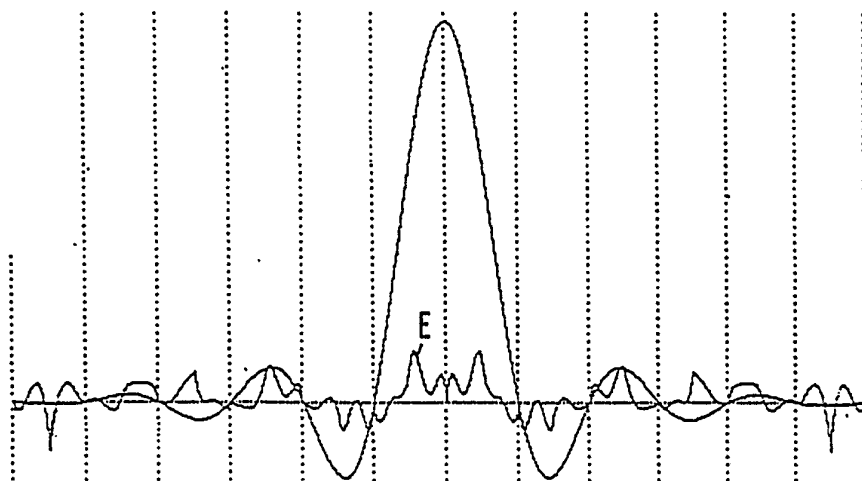


FIG.12



Europees
Octrooibureau

VERSLAG BETREFFENDE HET ONDERZOEK

opgesteld krachtens artikel 21 § 1 en 2
van de Belgische wet op de uitvindingsoctrooien
van 28 maart 1984

Nummer van de
nationale aanvraag:

BO 4874
BE 9301458

| VAN BELANG ZIJNDE LITERATUUR | | | |
|---|--|--|--|
| Categorie | Vermelding van literatuur met aanduiding voor zover nodig, van speciaal van belang zijnde tekstgedeelten of tekeningen | Van belang voor conclusie(s)Nr.: | CLASSIFICATIE VAN DE AANVRAAG (Int.Cl.5) |
| A | DE-A-35 44 865 (RCA) 19 December 1984 * het gehele document * ----- | 1 | H03H17/00 |
| | | | ONDERZOCHE GEBIEDEN VAN DE TECHNIEK (Int.Cl.5) |
| | | | H03H |
| | | Datum waarop het onderzoek werd voltooid | Vonrondzoeker |
| | | 31 Augustus 1994 | Coppieters, C |
| CATEGORIE VAN DE VERMELDE LITERATUUR X : op zichzelf van bijzonder belang Y : van bijzonder belang in samenhang met andere documenten van dezelfde categorie A : achtergrond van de stand van de techniek O : verwijzend naar niet op schrift gestelde stand van de techniek P : literatuur gepubliceerd tussen voorrangs- en indieningsdatum T : niet tijdig gepubliceerde literatuur over theorie of principe ten grondslag liggend aan de uitvinding E : eerdere octrooipublicatie maar gepubliceerd op of na indieningsdatum D : in de aanvraag genoemd L : om andere redenen vermelde literatuur & : lid van dezelfde octrooifamilie, corresponderende literatuur | | | |

2

FOB FORM 02.81 (P04C47)

**AANHANGSEL BEHORENDE BIJ HET RAPPORT BETREFFENDE
HET ONDERZOEK NAAR DE STAND VAN DE TECHNIEK,
UITGEVOERD IN DE BELGISCHE OCTROOIAANVRAGE NR.**

BO 4874
BE 9301458

Het aanhangsel bevat een opgave van elders gepubliceerde octrooiaanvragen of octrooien (zogenaamde leden van dezelfde octrooifamilie), die overeenkomen met octrooischriften genoemd in het rapport.

De opgave is samengesteld aan de hand van gegevens uit het computerbestand van het Europees Octrooibureau per
De juistheid en volledigheid van deze opgave wordt noch door het Europees Octrooibureau, noch door de Octrooiraad gegarandeerd ;
de gegevens worden verstrekt voor informatiedoeleinden.

31-08-1994

| In het rapport genoemd octrooigeschrift | Datum van publicatie | Overeenkomend(e) geschrift(en) | Datum van publicatie |
|--|-------------------------|-----------------------------------|-------------------------|
| DE-A-3544865 | 19-06-86 | US-A- 4694414 | 15-09-87 |
| | | AT-A, B 364485 | 15-11-93 |
| | | AU-B- 583566 | 04-05-89 |
| | | AU-A- 5115585 | 26-06-86 |
| | | CA-A- 1249640 | 31-01-89 |
| | | FI-B- 91467 | 15-03-94 |
| | | FR-A- 2575009 | 20-06-86 |
| | | GB-A- 2169163 | 02-07-86 |
| | | JP-A- 61150409 | 09-07-86 |
| | | KR-B- 9405380 | 17-06-94 |
| | | SE-B- 467181 | 01-06-92 |
| | | SE-A- 8505840 | 20-06-86 |