



⑫ A **Terinzagelegging** ⑪ **8502122**

Nederland

⑲ NL

- ⑤4 **Lineair nietrecursief filter.**
- ⑤1 Int.Cl⁸: H03H 17/06, H04L 27/14.
- ⑦1 Aanvrager: ANT Nachrichtentechnik GmbH te Backnang, Bondsrepubliek Duitsland.
- ⑦4 Gem.: Ir. G.F. van der Beek c.s.
NEDERLANDSCH OCTROOIBUREAU
Joh. de Wittlaan 15
2517 JR 's-Gravenhage.

- ②1 Aanvraag Nr. 8502122.
- ②2 Ingediend 24 juli 1985.
- ③2 Voorrang vanaf 25 juli 1984.
- ③3 Land van voorrang: Bondsrepubliek Duitsland (DE).
- ③1 Nummer van de voorrangsaanvraag: P 3427349 .
- ⑥2 - -

- ④3 Ter inzage gelegd 17 februari 1986.

De aan dit blad gehechte afdruk van de beschrijving met conclusie(s) en eventuele tekening(en) bevat afwijkingen ten opzichte van de oorspronkelijk ingediende stukken; deze laatste kunnen bij de Octrooiraad op verzoek worden ingezien.

Lineair nietrecursief filter

De uitvinding heeft betrekking op een lineair digitaal filter, dat nietrecursief is en als gevolg daarvan door een pulsanwoord van eindige lengte gekarakteriseerd kan worden, in het bijzonder voor het filteren van signalen waarbij herhaaldelijk dezelfde waarden achter elkaar optreden. Dergelijke signalen ontstaan bijvoorbeeld door aftasting van een analoog signaal met trapfunctieverloop.

Een toepassingsgebied is bijvoorbeeld de demodulatie van frequentiegesleutelde signalen (FSK-modulatie) met behulp van een nuldoorgangsdiscriminator. Hierbij wordt bij elke nuldoorgang van het FSK-sig-
naal een rechthoekige puls opgewekt die in het meest eenvoudige geval een voorgegeven lengte in de tijd heeft. Door nuldoorgangsdiscriminatoren van hogere orde toe te passen verkrijgt men steilere statische demodulatorkarakteristieken, waarbij de lengten van de pulsen afhangen van de tijdafstand tussen de nuldoorgangen, zoals uit het artikel
"Auswertung frequenzmodulierter Signale mit Nulldurchgangsdiskriminatoren", FREQUENZ 32, (1978), blz. 227-232 van Dr. G. Ruopp bekend is. Het nuttige signaal, dat direkt aan een drempelwaardebeslisser toegevoerd kan worden, verkrijgt men door filtering van de binaire pulsreeks met een laagdoorlaatfilter. Door een tijdcontinue filtertechniek toe te passen worden dergelijke laagdoorlaatfilters als passieve LCR-filters of actieve RC-filters gerealiseerd, die het wezenlijke nadeel hebben dat zij vaak (om tolerantieredenen en als gevolg van de vereiste grote weerstands- en capaciteitswaarden) niet volledig op een halfgeleiderchip geïntegreerd kunnen worden. Bij toepassing van aftaststelsels moet als gevolg van de niet-verwaarloosbare hoogfrequente spectraaldelen of een tijdcontinu voorfilter (anti-aliasingfilter) aangebracht of een toereikend hoge aftastfrequentie gekozen worden. Bij de tegenwoordig steeds meer toegepaste SC-filters (switched capacitor filter) treden als gevolg van de analoge werking offsetproblemen op. Ook kan onder bepaalde omstandigheden de vereiste hoge aftastsnelheid niet bereikt worden; alles bij elkaar wanneer beperkingen voor wat betreft de stroombehoefte bestaan (soms bij voeding van een modem uit de batterij van de centrale). Wanneer men aan de toepassing van digitale filters met hoge aftastsnelheid denkt, dan komt eerst een nietrecursief filter in aanmerking, daar in het beschouwde geval van het filteren van een binair signaal - in tegenstelling tot het recursieve filter - een "echte" vermenigvuldiging vermeden kan worden en in plaats daarvan slechts een waardering met 0 of 1 vereist is. Aan de andere kant neemt bij de ge-

bruikelijke vorm van het nietrecursieve filter, het transversale filter zoals dat bijvoorbeeld in "Digitale Verarbeitung analoger Signale", R. Oldenbourg Verlag, München-Wien 1979 van Samuel Stearns beschreven is, het aantal geheugencellen en daardoor ook het aantal per tijdeenh
 5 heid uit te voeren rekenbewerkingen toe evenredig met het produkt van aftastfrequentie en door het stelsel vastgelegde duur van het pulsaantwoord en bereikt snel niet-realistische hoge waarden.

Aan de uitvinding lag daarom de opgave ten grondslag om een digitaal nietrecursief filter voor het filteren van signalen, waarbij herhaaldelijk dezelfde aftastwaarden op elkaar volgend optreden, aan te
 10 geven dat een volledige integratie op een halfgeleiderchip met geringe kosten mogelijk maakt.

Dit wordt bij een filter van de in de aanhef genoemde soort volgens de uitvinding aldus bereikt dat bij het optreden van elke signaaltoestandsverandering een aan deze verandering toegevoegde teller op een
 15 beginwaarde gesteld en in gelijkmatige tijdstappen met dezelfde waarde verhoogd wordt, zodat deze tellerstanden de tijdafstand van de signaaltoestandsveranderingen tot een referentietijdpunt in eenheden van een klokperiode weergeven, dat de tellers bij het bereiken van een bepaalde
 20 door de tijd lengte van het door het stelsel vastgelegde pulsaantwoord voorgegeven tellerstand opnieuw aan een optredende signaaltoestandsverandering toegevoegd en bezet kunnen worden, dat deze tellerstanden cyclisch voor het adresseren van een geheugen S1 (figuur 1) toegepast worden waarin het door het stelsel vastgelegde sprongantwoord van het
 25 filter opgeslagen is, dat deze geheugeninhouden uitgevoerd worden en in een rekenwerk met de bij de bijbehorende signaaltoestandsveranderingen optredende amplituden, die in een verder geheugen S2 opgeslagen zijn, gewogen worden en met juist voorteken geaccumuleerd worden, waarbij het uitgangssignaal van het rekenwerk het gewenste gefilterde signaal voor
 30 stelt.

De onderconclusies gegeven verdere voordelige uitvoeringsvormen aan. In het bijzonder is voor het verderop beschreven toepassingsgeval conclusie 3 van belang.

De uitvinding zal nader worden toegelicht met verwijzing naar de
 35 tekeningen, waarin:

Figuur 1 een schema geeft van de principiële architectuur van een filter;

figuur 2 de opbouw toont van een geheugen met aan beide zijden een pointer;

40 figuur 3 een signaalkromme toont met signaalamplituden ten opzich-

8502122.

te van de tijd; en

figuren 4a en 4b de opbouw tonen van een teller en het geheugen S2 uit figuur 1.

Hierna volgend zal eerst de functie van het filter uit de conclusies 1 tot 4 beschreven en hierop aansluitend een toepassingsvoorbeeld toegelicht worden.

Wanneer men de waarden van het te filteren signaal met e_i en de door het stelsel vastgelegde pulsantwoord van het filter met h_i aanduidt, dan geldt voor de waarden b_k van het uitgangssignaal op het beschouwde referentietijdpunt k voor elk digitaal lineair filter:

$$b_k = \sum_{i=1}^{\infty} h_i e_{k-i} \quad (1)$$

Daar nietrecursieve filters FIR-filters (finite impulse response-filters) zijn, is

$$h_i = 0 \quad \text{voor alle } i > N \quad (2)$$

Zonder beperking kan men zich tot het referentietijdpunt $k = 0$ beperken en met $a_i = e_{-i}$ komt uit (1):

$$b := b_0 = \sum_{i=1}^{\infty} h_i a_i \quad (3)$$

Elke schakeling die een nietrecursief digitaal lineair filter voorstelt moet uiteindelijk een berekening van de uitdrukking (3) uitvoeren. Een gebruikelijk transversaal filter voert elke optelling en elke vermenigvuldiging in (3) tot aan de index N uit. Voor de genoemde signalen, waarbij herhaaldelijk dezelfde waarden e_i achter elkaar optreden, kan echter volgens de uitvinding de berekening van b met een schakeling van geringere omvang plaatsvinden. De volgende beschouwing leidt tot een aan (3) equivalente uitdrukking, waaraan de werkwijze volgens de uitvinding ten grondslag ligt.

Wanneer die indices, die met de tijdpunten van de signaaltoestandsveranderingen overeenkomen, met q_i (per definitie is $q_0 = 0$) zijn aangeduid en de bijbehorende op de veranderingen volgende signaal-amplituden met s_i aangeduid, dan is dus:

$$a_i = a_l = s_i \text{ voor } q_{i-1} < l \leq q_i \text{ en voor } q_{i-1} < i \leq q_i \quad (4)$$

5

(zie figuur 3 die als voorbeeld een weergave geeft van een analoog signaal met aftastwaarden a_i , en signaalgrootheden q_i en s_i).

De beschrijving van hetingangssignaal door $\{s_i, q_i\}$ in plaats van de toestandsfactor $\{a_i\}$ betekent bij weinig voorkomende toestandswisselingen klaarblijkelijk een gegevensreductie, dus een ont-
doen van het signaal van redundantie. In de eerste plaats leidt dit tot een geringere noodzaak aan geheugen. Het is echter ook op eenvoudige manier mogelijk om het uitgangssignaal b rechtstreeks door de gereduceerde gegevens uit te drukken.

15 Onder toepassing van het sprongantwoord

$$L_n = \sum_{l=1}^n h_l \quad (5)$$

en met (4) neemt dan (3) de vorm aan:

20

$$b = \sum_{i=1}^p s_i (L_{q_i} - L_{q_{i-1}}) \\ = \sum_{i=1}^{p-1} L_{q_i} (s_i - s_{i+1}) + s_p \quad (6)$$

25

Als gevolg van de FIR-eigenschap (2) wordt hierbij de sommatie slechts tot aan een waarde p gerealiseerd. Men kan p definiëren door

$$30 \quad q_{p-1} < N \leq q_p \quad (7)$$

Een grotere waarde voor p , dan hij door (7) ontstaat, kan steeds gekozen worden daar dit de resultaten van de sommen in (6) niet verandert. Het aantal van de rekenbewerkingen, die een waardering van (6)
35 vereist, komt nu met het aantal toestandswisselingen in een tijdvenster met de lengte van het pulsantwoord overeen.

De principiële architectuur van het filter, dat rechtstreeks de verwerking van een van de beide sommen in (6) mogelijk maakt, toont figuur 1. Zoals uit (6) blijkt moeten de waarden q_i , dus de tijdafstanden van de signaaltoestandveranderingen tot het referentietijdpunt, in
40

eenheden van het ingangskloksignaal ter beschikking staan. Daartoe dient het stel tellers. Daar de waarden q_i uiteindelijk de "leeftijd" van de toestandsveranderingen aangeven, moeten alle tellers tussen twee op elkaar volgende berekeningen van de uitgangswaarde met dezelfde waarde verhoogd worden. Men kiest bij voorkeur een verhoging met 1, d.w.z. men geeft alle tellers tussen twee berekeningen een telpuls. Wanneer na het inlezen van een waarde van het ingangssignaal een verandering in vergelijking tot de voorgaande waarde wordt gedetecteerd, dan moet overeenkomstig met dit resultaat hierdoor rekening gehouden worden dat daaraan een teller toegewezen wordt die op de startwaarde (bijvoorbeeld 0 of 1) staat. De teller wordt in de opvolgende tijd met andere tellers verhoogd. Bij elke signaaltoestandsverandering, die de verandingsdetector vaststelt, wordt de nieuwe ingangswaarde in het geheugen S2 opgeslagen. Overeenkomstig de voorwaarde (7) kunnen aan die tellers, waarvan de waarde q_p overschrijdt, opnieuw signaaltoestandsveranderingen toegevoegd worden. Twee doelmatige mogelijkheden van de inrichting komen in aanmerking. De tellers kunnen op de wijze van een schuifregister beheerd worden. Bij elke signaaltoestandsverandering worden alle tellerstanden verschoven (zie figuur 4a) en de hierdoor vrijgekomen teller (onderste teller in figuur 4a) wordt teruggesteld. Het heeft de voorkeur om de geheugeninhouden van S2 op dezelfde wijze te beheren. In plaats van alle tellerstanden kan ook een pointer (hulpteller) verschoven worden wanneer een signaaltoestandsverandering optreedt. De pointer loopt cyclisch door de tellerstanden (zie figuur 4b).

Overeenkomstig conclusie 2 kan in plaats van de teller een willekeurig toegankelijk geheugen RAM toegepast worden. De bewerking van de afzonderlijke geheugencellen, die met de tellers overeenkomen, vindt dan sequentieel plaats.

Voor het berekenen van de uitgangswaarde b worden de waarden q_i uitgelezen en voor het adresseren van het geheugen S1 toegepast, waarin het sprongantwoord L_{q_i} opgeslagen is. De berekening van b vindt in het rekenwerk volgens een van de sommen in de vergelijking (6) plaats (in figuur 4a en in figuur 4b worden de multiplicatieve verknoppingen tussen L_{q_i} en s_i , s_{i+1} met pijlen aangeduid). De accumulatie kan gestopt worden wanneer q_p volgens de voorwaarde (7) bereikt is. Op doelmatig wijze moet de grootte M van het tellerstel resp. geheugendiepte van de RAM voldoende groot gekozen worden. Voor bepaalde signaaltypen, zoals bijvoorbeeld het binaire signaal van de nuldoorgangsdiscriminator bij de FSK-demodulator, kan M gemakkelijk geschat worden. Wanneer men de accumulatie (bijvoorbeeld om het stuurwerk

eenvoudig uit te voeren) tot q_M wil laten lopen, dan moet in bijzondere mate hierop gelet worden dat aan het geheugen S1 geen nietgerealiseerde adressen vereist worden. Op eenvoudige manier kan deze moeilijkheid door het stoppen van het omhoogtellen bij het bereiken van $q_i =$

5 N opgelost worden.

Beperkt men zich tot binaire ingangssignalen, dan is de beschouwing van een gegevensreeks, die uit 0 (laag) en 1 (hoog) opgebouwd is, voldoende. Dienovereenkomstig vormen de waarden s_i een alternerende reeks van deze waarden. Voor de berekening van b overeenkomstig (6) is
 10 voor wat betreft de signaalamplituden s_i slechts van belang of op het referentietijdpunt het signaal in lage- of hoge-toestand is, d.w.z. welke waarde s_1 heeft. Uit (6) volgt:

$$15 \quad b = \sum_{i=2,4,6,\dots} (L_{q_i} - L_{q_{i-1}}) \quad \text{voor} \quad s_1 = 0 \quad (8a)$$

en

$$20 \quad b = \sum_{i=3,5,7,\dots} (L_{q_i} - L_{q_{i-1}}) + L_{q_1} \quad \text{voor} \quad s_1 = 1. \quad (8b)$$

Voor de weging met de signaalamplituden is klaarblijkelijk geen "echte" vermenigvuldiging nodig. Volgens conclusie 3 kan het geheugen S2 van de signaalamplituden vervallen en kan de onderscheiding tussen
 25 (8a) en (8b) door toevoeging van de beide mogelijke signaaltoestandsveranderingen aan bepaalde tellers resp. RAM-geheugencellen plaatsvinden. Bijvoorbeeld kan de vaste toevoeging van overgangen van laag naar hoog aan RAM-geheugencellen met even adressen en van overgangen van hoog naar laag aan RAM-geheugencellen met oneven adressen gekozen wor-
 30 den.

Vinden de amplitudesprongen van het ingangssignaal op kenmerkende wijze over weinig kwantiseringstappen, of zelfs slechts over een enkele stap, plaats dan heeft het de voorkeur (in het bijzonder dan wanneer s_i grote waarden kan aannemen) om de tweede in (6) aangegeven voor-
 35 stelling toe te passen, daar dan de verschillen $s_i - s_{i+1}$ klein zijn. In een dergelijk geval kan men zonder grote vermindering van de verwerkingssnelheid de weging van het sprongantwoord met de amplituden door meervoudige optelling uitvoeren.

Conclusie 4 geeft een werkwijze aan, met behulp waarvan dit relatief gemakkelijk uitgevoerd kan worden. Ter vereenvoudiging van de aan-
 40

8502122

duidingen wordt uitgegaan van de opslag van de q_i in een RAM. Aan de helft van de geheugencellen daarvan (bijvoorbeeld die met even of on-even adressen) worden signaaltoestandsveranderingen bij toenemend signaal toegevoegd en aan de andere helft dienovereenkomstig veranderingen met afnemend signaal toegevoegd. De feitelijke bezettingstoestand wordt telkens met een pointer (teller) gekenmerkt (zie figuur 2). Aan het begin van de signaalverwerking tonen de pointers het begin van hun geheugengebied (hier als "boven" aangeduid). Bij het optreden van een signaaltoestandsverandering wordt vastgesteld over hoeveel kwantiseringsstappen k en in welke richting (toenemend of afnemend) de sprong uitgevoerd is. In de bijbehorende geheughelften worden aansluitend de k geheugencellen op de startwaarde gesteld en wordt de overeenkomstige pointer over k posities naar onder geschoven. Alle op deze wijze voorbezette cellen moeten tussen de berekeningen van de uitgangssignalen gelijkmatig geïncrementeed worden. Op deze manier wordt bij elke nieuw optredende signaaltoestandsverandering te werk gegaan zodat overeenkomstig het signaalverloop de beide pointers van boven naar onder door de adresruimte van de geheughelften schuiven (in figuur 2 zijn de ingeschreven tijden met q_i^a resp. met q_i^b aangeduid al naar het type van de bijbehorende signaaltoestandsverandering).

Voor het berekenen van het gefilterde signaal wordt - op de in conclusie 1 aangegeven wijze - bij elk zodanig behandelde geheugencel het sprongantwoord bepaald. De sprongantwoorden worden met correct voortekenen (positief voortekenen bij toenemende signalen, negatief voortekenen bij afnemende signalen) geaccumuleerd zoals dit uit (6) blijkt. Wanneer het signaal aan het begin van de filtering op de waarde 0 (hetgeen zonder beperking aangenomen kan worden) was, dan is als gevolg van de sommatie over alle sindsdien opgetreden toestandsveranderingen $s_p = 0$. Daar de RAM een eindige geheugendiepte heeft, functioneert de werkwijze in deze eenvoudige vorm slechts zolang er geen pointer het onderste einde van zijn geheugengebied heeft bereikt. Overeenkomstig conclusie 4 worden de pointers bij het bereiken van de geheugengrens weer op de bovenste geheugencellen ingesteld en worden aan de geheugencellen, zoals aangegeven, opnieuw signaaltoestandsveranderingen toegevoegd. Bij de dimensionering van de RAM moet men met voldoende geheugendiepte rekening houden opdat geen nog vereiste tijden q_i gewist worden. Daar elke opnieuw bezette geheugencel - onder de veronderstelling van voldoende RAM-diepte - een celinhoud overschrijdt, die met $\pm L_N = \pm 1$ (positief voortekenen bij cellen die bij toenemende signalen behoren) aan het gefilterde signaal b bijdraagt, moet deze bijdrage in het eindre-

sultaat verder in aanmerking genomen worden. Men kan voor dit doel een hulpteller implementeren, die bij elke nieuwe bezetting doelmatig veranderd wordt en waarvan de inhoud bij de berekening van het gefilterde signaal b in aanmerking genomen wordt.

- 5 Ter afsluiting zal een gedetailleerd uitvoeringsvoorbeeld beschreven worden. Dit voorbeeld heeft weer betrekking op het filteren van binaire signalen en is geschikt voor toepassing in FSK-demodulatoren met nuldoorgangsdiscriminator. De wezenlijke componenten en het samenspel daarvan wordt kort geschetst. Als geheugen voor de gereduceerde signaalinformatie q_i is een RAM (zie figuur 5) met gescheiden uitvoer en
10 invoer gekozen. Voor de geheugendiepte daarvan wordt M aangenomen. Voor het adresseren dient een teller die als modulo- M -teller uitgevoerd is. Het beheersen van de gegevens in de RAM en de bijbehorende besturing zijn dan betrekkelijk eenvoudig wanneer in een vast klokraster (klokperi-
15 riode T) een bewerking van het ingangssignaal en een berekening van het uitgangssignaal plaatsvindt. De tijd T wordt dan bij voorkeur in $M + 1$ even lange tijdsleuven opgedeeld. Gedurende de eerste tijdsleuf kan de multiplexer (MUX) steeds zo geschakeld zijn, dat er aan de gegevensin-
gang van de RAM de startwaarde 0 ligt. Toont de veranderingsdetector
20 een verandering van het ingangssignaal, dan wordt eerst de teller met een klokpuls naar het eerstvolgende adres doorgeschakeld en wordt aansluitend de RAM door een schrijfpuls voor het inschrijven de startwaarde geïnitieerd. Wanneer geen verandering van de ingangspuls aanwezig
is, dan wordt noch de tellerstand noch de RAM-inhoud veranderd. Elke
25 sleuf van de volgende M berekeningstijdsleuven heeft dezelfde principiële opbouw. Aan het begin wordt de teller naar het eerstvolgende adres verder geschakeld zodat aan het einde van de berekening de teller opnieuw de stand volgens de eerste tijdsleuf heeft. Aansluitend wordt
de RAM-inhoud uitgelezen en in een vergrendelorgaan (LATCH 1) opgesla-
30 gen. Nu vindt het uitlezen van de ROM, die het sprongantwoord bevat, en het optellen resp. het aftrekken van de ROM-inhoud naar de accumulator gelijktijdig met het optellen van 1 naar de inhoud van de LATCH 1 en de terugopslag van deze waarde in de RAM plaats. Via een eenvoudige logica
wordt het terugopslaan verhinderd wanneer door het optreden van een
35 overloop (carry) aan de opteller ADD1 het bereiken van de maximale RAM-inhoud (overeenkomstig het ROM-adres met de hoogste waarde) aangetoond wordt. Bij de accumulator vinden afwisselend optellingen en aftrekkin-
gen (complementaire rekenkunde) plaats. De accumulator wordt al naar het niveau van het ingangssignaal ($s_1 = 0$ of $s_1 = 1$) voor de eerste
40 of voor de tweede berekeningstijdsleuf teruggesteld. Op deze manier ge-

8502122

beurt de berekening overeenkomstig (8a) of overeenkomstig (8b). Voor
toepassing in FSK-demodulatoren kan de accumulator ook met de waarde
van de beslissingsdrempel vooraf bezet worden, zodat aan het eind
slechts de bit met de hoogste waarde van het gefilterde signaal gewaar-
5 deerd moet worden. Na het uitvoeren van alle M rekenbewerkingen aan de
accumulator kan het resultaat in het uitvoervergrendelorgaan (LATCH 2)
overgenomen worden. Een initialisering van het filter (RAM-inhoud, tel-
ler, enz.) is niet verplicht.

Voor het toepassen van het filter in FSK-demodulatoren volgt de
10 vereiste geheugendiepte M uit de bovenvermelde kenfrequentie en de
tijdlengte van het door het stelsel vastgelegde pulsanwoord.

C o n c l u s i e s

1. Digitaal nietrecursief filter, met het kenmerk, dat bij het optreden van elke signaaltoestandsverandering een aan deze verandering toegevoegde teller op een beginwaarde gesteld en in gelijkmatige tijd-
 5 stappen met dezelfde waarde verhoogd wordt, zodat deze tellerstanden de tijdafstand van de signaaltoestandsveranderingen tot een referentietijdpunt in eenheden van een klokperiode weergeven,
 dat de tellers bij het bereiken van een bepaalde door de tijdlengthe van het door het stelsel vastgelegde pulsanwoord voorgegeven tellerstand
 10 opnieuw aan een optredende signaaltoestandsverandering toegevoegd en bezet kunnen worden,
 dat deze tellerstanden cyclisch voor het adresseren van een geheugen (S1) (figuur 1) toegepast worden, waarin het door het stelsel vastgelegde sprongantwoord van het filter opgeslagen is,
 15 dat deze geheugeninhouden uitgevoerd worden en in een rekenwerk met de bij de bijbehorende signaaltoestandsveranderingen optredende amplituden, die in een verder geheugen (S2) opgeslagen zijn, gewogen worden en met juist voorteken geaccumuleerd worden, waarbij het uitgangssignaal van het rekenwerk het gewenste gefilterde signaal voorstelt.

20 2. Filter volgens conclusie 1, met het kenmerk, dat de tellers als geheugencellen van een RAM (willekeurig toegankelijk geheugen) gerealiseerd zijn.

3. Filter volgens conclusie 1 of 2, met het kenmerk, dat in het geval van binaire ingangssignalen het geheugen (S2) vervalt en daar-
 25 voor een toevoeging van de beide mogelijke signaaltoestandsveranderingen aan bepaalde tellers resp. RAM-geheugencellen vastgesteld wordt.

4. Filter volgens conclusie 1 of 2, met het kenmerk, dat een stel tellers resp. RAM-geheugencellen aan toenemende en een stel tellers resp. RAM-geheugencellen aan afnemende signaaltoestandsveranderingen
 30 toegevoegd is (figuur 2),
 dat de feitelijke bezetting van de tellers resp. de RAM-geheugencellen met telkens een pointer (teller) gemarkeerd wordt,
 dat bij het optreden van een signaaltoestandsverandering over k kwantiseringsstappen in de bijbehorende tellers - resp. geheugenhelften k
 35 tellers resp. geheugencellen bezet worden en de bijbehorende pointer over eeneens k plaatsen in dezelfde zin verschoven wordt,
 dat bij het bereiken van de geheugengrens opnieuw van voren af aan begonnen wordt (cyclische voortzetting), waarbij het aantal van de opnieuw bezette tellers resp. RAM-geheugencellen geregistreerd wordt, en
 40 dat het uitgangssignaal in het rekenwerk door voortekenuiste accumulatie

tie van de bij de signaaltoestandsveranderingen behorende sprongantwoorden, rekening houdend met het aantal van de opnieuw bezette tellers resp. RAM-geheugencellen, ontstaat.

+++++++

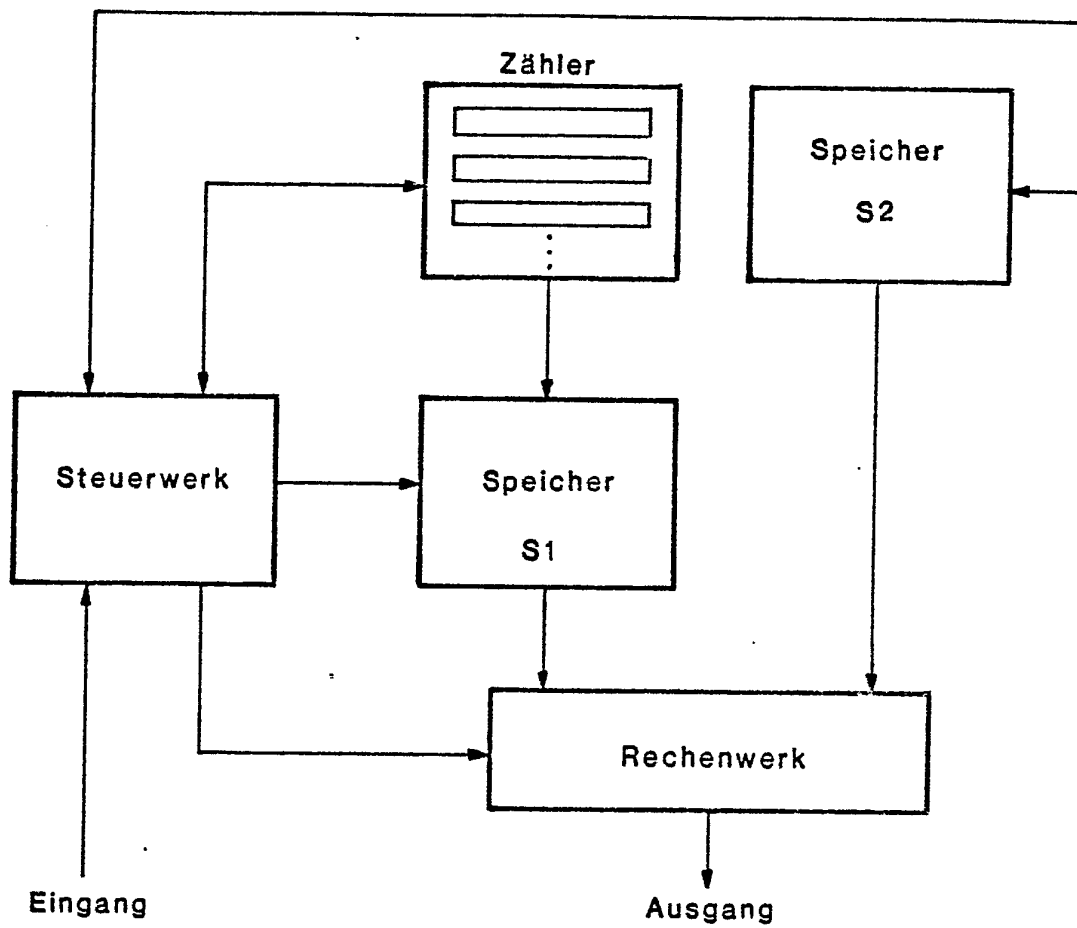


Fig. 1

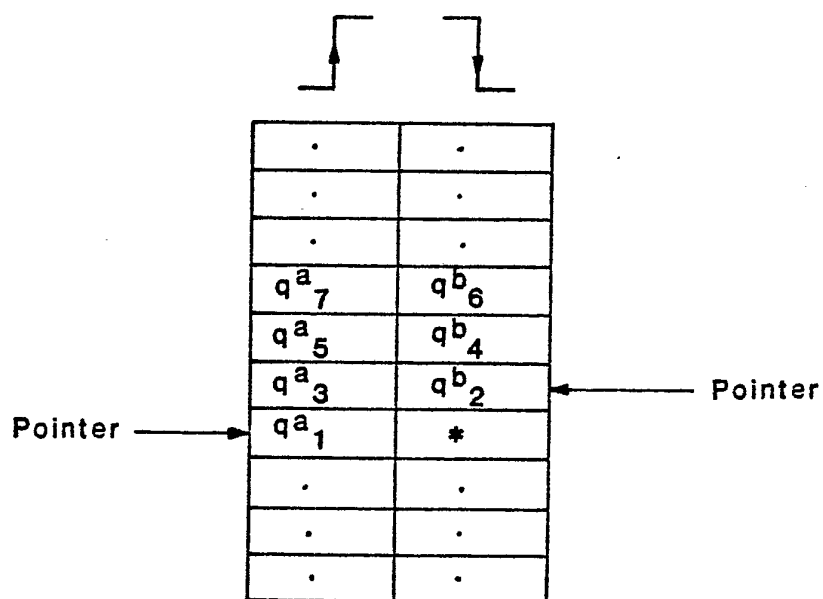


Fig. 2

8502122

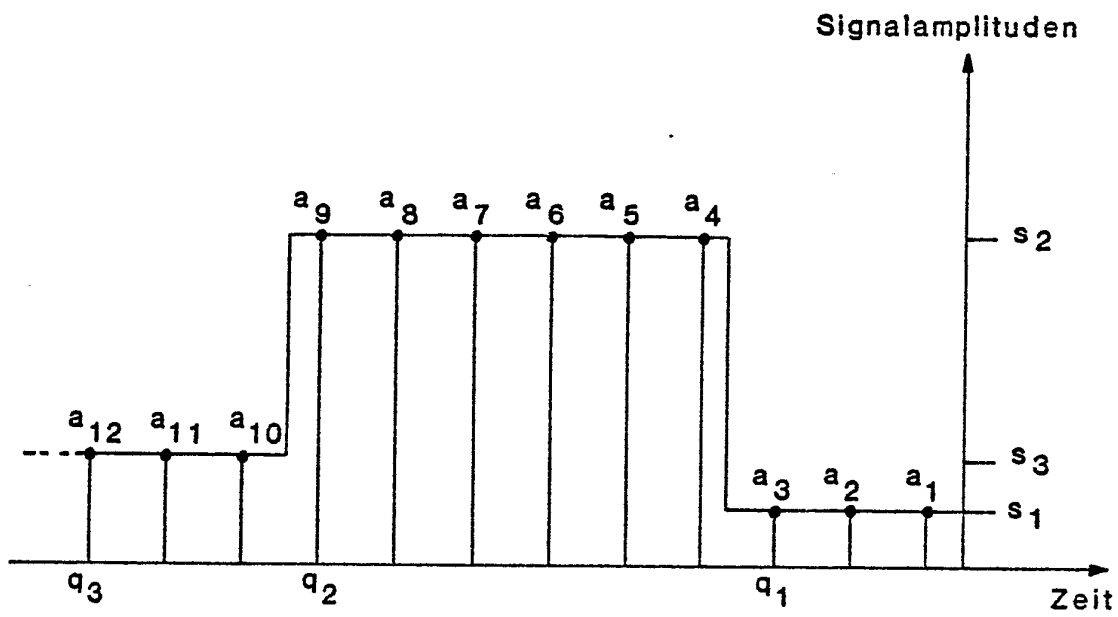


Fig. 3

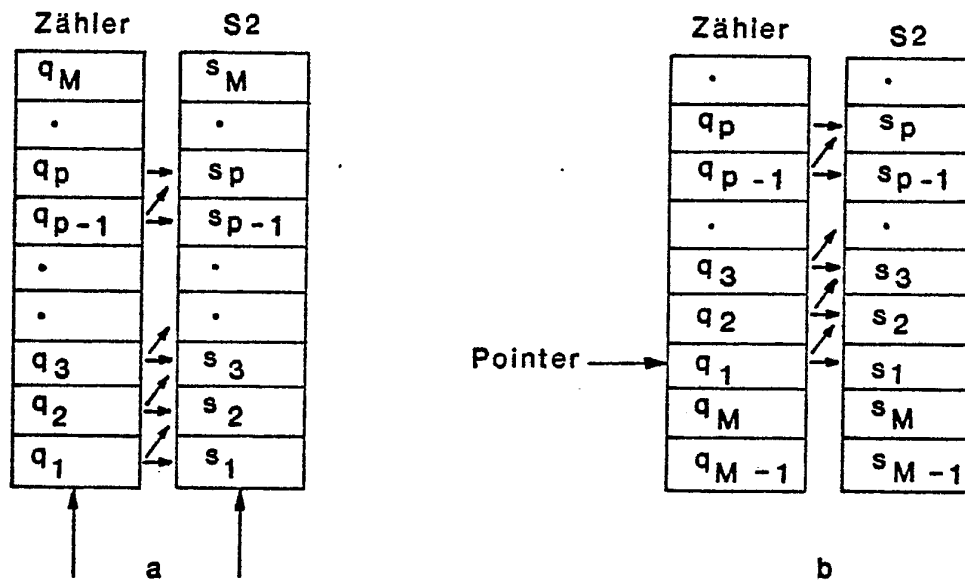


Fig. 4

8502122

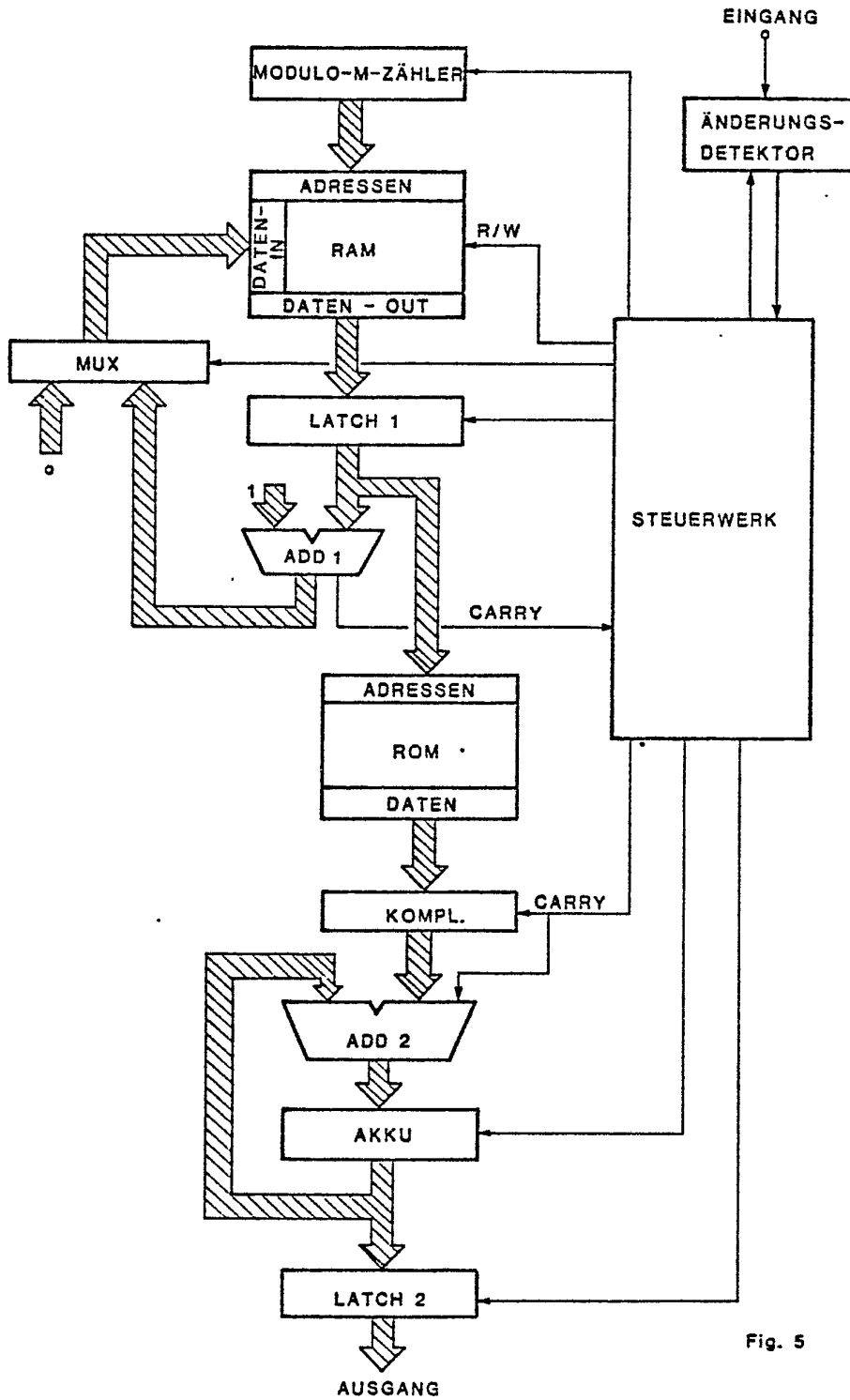


Fig. 5