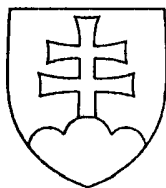


SLOVENSKÁ REPUBLIKA

(19)

SK



ÚRAD
PRIEMYSELNÉHO
VLASTNÍCTVA
SLOVENSKEJ REPUBLIKY

**ZVEREJNENÁ PRIHLÁŠKA
VYNÁLEZU**

- (22) Dátum podania: 07.11.94
(31) Číslo prioritnej prihlášky: 93 13239
(32) Dátum priority: 08.11.93
(33) Krajina priority: FR
(43) Dátum zverejnenia: 07.06.95
(86) Číslo PCT:

(21) Číslo dokumentu:

1329-94

(13) Druh dokumentu: **A3**

(51) Int. Cl.⁶:

**G 06 F 15/332,
G 06 F 7/00**

(71) Prihlasovateľ: SAT (Société Anonyme de Télécommunications), Paris, FR;

(72) Pôvodca vynálezu: Sari Hikmet, Cretell, FR;

(54) Názov prihlášky vynálezu: **Spôsob prenosu číslicových signálov a prijímač na uskutočňovanie tohto spôsobu**

(57) Anotácia:

Signály sa vysielajú pomocou modulácie nosnej frekvencie a pri prijímaní sa vo frekvenčnej oblasti vyrovnávajú prijaté signály skôr, ako sa nechajú prechádzať do prechodnej oblasti, aby sa tak uskutočnilo ich rozpoznanie. Signály sa demodulujú po vyrovnaní, merajú sa fázové chyby signálov podľa predchádzajúcich vyrovnaných signálov a určia sa komplexné koeficienty fázovej rotácie slúžiace na vyrovnanie neskorších signálov. Spôsob prenosu sa uskutočňuje s využitím prijímača číslicových signálov obsahujúceho prostriedky rozhodovania (20), výpočtové prostriedky na uskutočnenie priamej diskretnej Furiérovej transformácie na prijatých signáloch, prostriedky na vzájomné vyrovnanie signálov čiar vzhľadom na distorziu šírenia. Prostriedky rozhodovania (20) sú usporiadané na meranie fázových chýb a následné ovládanie fázových rotácií prijatých neskorších signálov.

Spôsob prenosu numerických signálov a prijímač na uskutočňovanie tohoto spôsobu

Oblasť techniky

Vynález sa týka predovšetkým spôsobu prenosu numerických signálov, pri ktorom sa vysielajú signály moduláciou nosnej frekvencie a pri prijíme sa vyrovnávajú prijaté signály vo frekvenčnej oblasti skôr, ako sa nechajú prejsť naspäť do prechodnej oblasti a tak sa uskutoční ich prieskum. Tento vynález sa používa predovšetkým pre hertzové prenosy, ale možno ho taktiež použiť pre akýkoľvek iný typ prenosu, napríklad pomocou káblov.

Doterajší stav techniky

V súčasnej dobe je snaha realizovať prenos signálov hertzovým spôsobom v numerickej podobe a už nie v podobe analogickej. Takto prenos rozhlasových alebo televíznych programov v numerickej podobe dovoľuje teoreticky pri prijíme obnoviť analogické signály zvukov a obrazov bez závad spôsobených poruchami v kanále hertzovho prenosu. V skutočnosti je stav prijatého numerického signálu správne detekovaný, aj keď je zatažený hlukom a iba vážna porucha, čo je málo pravdepodobné, by mohla spôsobiť chybu detekciou iného stavu ako je stav vysielaný. V skutočnosti prenos hertzovho kanálu môže presne spôsobiť kvázi-zmiznutia spôsobené napríklad odpočítavým zložením homologických prúdov signálov, ktoré, aj keď obsahujú identické signály, sú rôzne oneskorené a teda rôzne defázované a rôzne zoslabované, pretože sledovali rôzne trasy. Je preto potrebné prípadne uskutočniť kompenzáciu distorzií šírenia. Numerizácia dovoľí pripojiť ku signálom kódové slovo na detekciu a korekciu omylov, ktoré, ak je to potrebné, ešte zvýši veľkosť prenosu vzhľadom ku poruchám tým, že opraví chyby detekcie, bez toho aby sa nadmerne zvýšil počet signálov, ktoré sa prenášajú.

Z dokumentu IEE Proceedings E. COMPUTERS + DIGITAL TECHNIQUES, zv. 128 č. 6, november 1981, STEVENAGE GB, str. 239 - 244, CORSINI ai. "Adaptive equalisation of discrete channels via fast convolution techniques" už poznáme vyrovnávač, v ktorom prijatý modulovaný signál prechádza do frekvenčnej oblasti, aby tam bol vyrovnaný skôr ako prejde naspäť do prechodnej oblasti s cieľom rozpoznania. Demodulácia nutná pre príjem signálov sa tam neuskutočňuje.

Vynález je zameraný na príjem numerických signálov, čo predstavuje ešte nižšiu citlivosť na hluk a na distorzie signálu, bez toho, aby sa tým znížila spektrálna účinnosť modulácie.

Podstata vynálezu

Vynález sa teda týka spôsobu vyššie spomenutého typu, ktorého podstata spočíva v tom, že sa demodulujú signály po prijíme, že sa merajú fázové chyby signálov podľa predchádzajúcich vyrovnaných signálov a že sa určia komplexné koeficienty fázovej rotácie slúžiace na vyrovnanie neskorších signálov.

Takto sa používa vyrovnanie uskutočňované neustále na základe fázových chýb, ktoré po ňom pretrvávajú, čo predstavuje slučku spätnej väzby, ktorá má tendenciu znižovať chyby spôsobené neskoršími signálmi. Do úvahy sú vzaté a kompenzované predovšetkým defekty prenosového kanálu a ich rozvoj.

Výhodou je, že po korekcii fáz už vyrovnaných prechodných signálov pomocou komplexných koeficientov sa určia pre blok signálov zvyškové chyby signálov, ktoré sa vrátili do prechodnej oblasti, čo sú chyby, ktoré sa skladajú za účelom výpočtu kvadratickej chyby, ktorá sa nechá prejsť do frekvenčnej oblasti, aby sa použil súbor korekcií na modulačné línie pre vyrovnanie nosnej vlny a použije sa súbor korekcií na modulačné línie tak, že sa každá línia vynásobí špecifickým koeficientom, ktorý sa získa odpočítaním od predchádzajúceho koeficientu komplexného čísla úmerného chybe vo frekvenčnej oblasti, a to vo vzťahu ku danej línii a v pomere ku signálu združenému so signálom predstavujúcim danú

líniu okamžite po Fourierovej transformácii.

Takto sa redukuje energia trvajúceho hluku.

Výhodou je taktiež, že po odpočítaní frekvencie /5/ blízkej frekvencii nosnej línie a nezávislej na ich zmenách sa pred vyrovnaním transponuje nosná vlna prijatá v blízkosti nulovej frekvencie..

Pri prvom spôsobe uskutočnenia sa pred emisiou zoskupia signály, ktoré majú byť vyslané, do blokov rôznej veľkosti, ktoré sa doplnia individuálne kruhovým spôsobom a pri príjme je vyrovnanie vo frekvenčnej oblasti použité v každom bloku po tom, čo bol odňatý kruhový prvok. Na túto tému je možné citovať odkaz na publikáciu "Theory and Application of Digital Signal Processing" autorov L.R.Rabineta a B.Golda, Prentice Hall, 1975.

Takto sa pri príjme kompenzujú "okrajové účinky", ktoré vo výpočtoch Fourierovej transformácie vytvárajú distorziu pre určité signály, pretože diskretná Fourierova transformácia sa týka len obmedzeného počtu bodov, čo vytvára skreslenie.

Pri druhom spôsobe uskutočnenia sa pri príjme zoskupia získané signály blokov určitej veľkosti, ktoré sa potom po konverzii na numerické údaje doplnia individuálne na konci sekvencií určitej veľkosti numerických údajov s nulovou hodnotou, ktoré prechodne prechádzajú na prilahlý blok a po vyrovnaní a návrate do prechodnej oblasti sa postupne pripočítajú vyrovnané údaje, ktoré sú v zónach prekryvania, a vyrovnané signály prilahlého bloku, ktoré tam prechodne patria.

Vyššie uvedená kompenzácia je v tomto prípade uskutočnená po prenose, bez nutnosti uskutočniť zásah pri emisii ani bez potreby uznať postavenie prijatých blokov.

Pri príjme je vždy výhodné, že sa môžu ešte preskupiť signály do blokov určitej veľkosti, ktoré sa čiastočne prekryvajú a to pred vyrovnaním na blokoch a po vyrovnaní sa eliminujú tie z vyrovnaných signálov, ktoré pochádzajú zo signálov prijatých,

ktoré sa nachádzajú v zóne prekrývania dvoch následných blokov.

Postup sa týka len samotných prenesených signálov.

Vynález sa taktiež týka prijímača numerických signálov prenášaných moduláciou nosnej vlny, obsahujúceho prostriedky rozhodovania, rozhodujúce o tom, či má byť vzhľadom ku prijatým signálom uskutočnené rozhodnutie o rozpoznaní vyslaných signálov, obsahujúceho:

- výpočtové prostriedky na uskutočnenie priamej a diskkrétnej Fourierovej transformácie na prijatom signále, poskytujúcej spektrum signálov frekvenčných línií modulovanej nosnej vlny,
- prostriedky na vzájomné vyrovnanie signálov línií vzhľadom ku distorzii šírenia odhadnutej podľa referenčného (odkazového) signálu,
- výpočtové prostriedky vybavené na aplikáciu diskkrétnej inverznej Fourierovej transformácie na spektrum vyrovnaných signálov línie a na poskytnutie prechodného výsledku pre prostriedky rozhodovania,

ktorého podstata spočíva v tom, že prostriedky rozhodovania sú vybavené na to, aby merali fázové chyby vyrovnaných signálov vzhľadom ku referenčným signálom a aby sa ovládali rotácie fázy prijatých ďalších signálov.

Vynález bude lepšie pochopiteľný pomocou nasledujúceho popisu výhodného spôsobu uskutočnenia vysielača a prijímača pre uskutočňovanie spôsobu podľa vynálezu s odkazmi na pripojený výkres, na ktorom:

- obr.1 znázorňuje schému blokov predstavujúcu spojenie transmisie numerických signálov podľa vynálezu,
- obr.2 ilustruje prvý spôsob uskutočnenia frekvenčného vyrovnávača prijímača,

- obr.3 až 5 ilustrujú ďalej tri varianty spôsobu transmisie podľa vynálezu,
- obr.6 znázorňuje schému numerického demodulátora prijímača a
- obr.7 ilustruje spôsob uskutočnenia adaptácie opravných koeficientov vyrovnávača.

Princíp spôsobu transmisie numerických signálov je ilustrovaný na prehľade schémy na obrázku 1. Numerické signály na vysielanie, tu hertzovou cestou, sú aplikované na Hertzov vysielateľ 1 na modulovanie nosnej frekvencie, pričom modulácia je situovaná vo frekvenčnom pásme, ktoré obklopuje nosnú vlnu. S filtráciou sa tu počíta pre obmedzenie nevyhnutného priepustného pásma. Nosná vlna prechádza hertzovým kanálom prenosu 2, aby sa dostala ku prijímaču 3, kde prejde filtráciou s cieľom eliminovať signály mimo pásma. Modulovaná nosná vlna sa potom použije pre mixér 4 získavajúci výstup voľného oscilátora 5 oscilujúceho pri nominálnej frekvencii nosnej vlny, ale bez spätnej väzby a teda nezahŕňa jej variácie alebo prípadné odvodeniny.

Nosná frekvencia na výstupe mixéru 4 je teda privedená naspäť na nulovú frekvenciu a modulácia v základnom pásme takto získanom je aplikovaná na frekvenčný vyrovnávač 11 napájajúci numerický demodulátor 20 uskutočňujúci rozhodnutie o rozponaní následných signálov. Výstup demodulátora 20 poskytuje v adaptačnom obvode 18 vyrovnávača 11 numerické signály predstavujúce chyby merané medzi stavom vyrovnaných následných signálov, zatažených hlukom, a stavom, ktorý bol predpokladaný a uznaný.

Obrázok 2 ilustruje prvý spôsob uskutočnenia frekvenčného vyrovnávača 11. Obvod vzorkovania 12 prijíma modulovanú nosnú vlnu a vzorkuje ju s numerizáciou vzorky pri frekvencii $1/T$, pričom T je doba modulácie alebo symbolické trvanie, počas ktorého je signál vysielaný. Následné vzorkované signály sú predstavené paralelne blokmi signálov N (N je celkom pozitívne) v kovertore séria/paralela 13 spojenom na výstupe s blokom pre výpočet 14,

uskutočňujúcim Fourierovu transformáciu diskretnú a priamu na súbore N signálov alebo bodov vzorkovania. Blok pre výpočet 14 produkuje takto spektrum frekvenčných línii. Amplitúda a fáza každej línie, predstavované numerickými údajmi, sú aplikované na numerický násobič, špecifický v línii, patriaci do súboru 15 násobičov a ktorého koeficient násobenia, ktorý je komplexný, je upravený tak, aby kompenzoval zoslabenie a defázovanie/odfázovanie, ku ktorému dochádza v kanáli pre prenos 2 frekvenčnou zložkou modulácie pri frekvencii uvažovanej línie (čiary).

Modulácia nosnej vlny každým signálom, rozložená v celom prenášanom pásme a predstavovaná súborom čiar, je takto, ako bude vysvetlené ďalej, zbavená distorzií vyvolaných šírením v kanále 2.

Údaje bloku znázorňujúceho amplitúdy a fázy línii takto vyrovnaných sú vystavené potom v bloku pre výpočet 16 diskretnéj inverznej Fourierovej transformácii, ktorá privádza modulovanú nosnú vlnu naspäť do prechodnej oblasti, to je, že každý prechodný signál je získaný na základe údajov predstavujúcich amplitúdy a fázy vyrovnaných čiar. Numerický konvertor paralela/séria 17 potom prenáša sériovo prechodné signály vychádzajúce v bloku pre výpočet 16 do numerického modulátora 20. Takto tých niekoľko značne oslabených čiar v kanále 2, ktorých zvýšené zosilnenie amplitúdy počas vyrovňania je nepresné, pretože je zatažené hlukom, má iba obmedzený vplyv v prechodnom signále zloženom na výstupe konvertora 17. Dokonca sa dá predvídať, ako bude vysvetlené ďalej, obmedzenie zosilnenia veľmi slabých čiar, aby sa neznížil pomer signál/hluk.

Adaptačný obvod 18 prijíma okrem iného pri návrate z demodulátora 20 informácie o chybe fázy, slúžiace ku úprave fázy komplexných koeficientov násobičov 15.

Prvý variant spôsobu prenosu je ilustrovaný obrázkom 3. Aby sa kompenzovala distorzia, spôsobená tým, že diskretná Fourierova transformácia sa týka konečného počtu N , zatiaľ čo teória predvída signál o nekonečnej dĺžke, pri emisii sa uskutočňuje proces kompenzácie predchádzajúci tejto distorzii.

Signály určené na emisiu sú obvodom 31 na prevedenie do blokov zoskupené blokmi N bodov (N je už definované) a obvodom 32 je pripojený ku každému bloku jeden prefix (alebo sufix) kruhového tvaru. Potom ak máme blok N signálov na emisiu ($a_0, a_1, \dots, a_{N-1}$), doplníme to kruhovým prefixom symbolov M , aby sa vytvoril blok s dĺžkou $M + N$, ktorý vysielame. Motív, prefix alebo sufix, tak povediac kruhový, pretože máme následné vplyvy v priebehu výpočtov konvolúcie s posunom polohy a to zakaždým. Signál vychádzajúci z mixéru 4 prechádza filtrom s prechodom nadol 33 a potom vzorkovačom 34, ktorý pracuje kadenciou $1/T$, a tak sa predá prijatý blok ($r_0, r_1, \dots, r_{N+M-1}$) do synchronizačného obvodu blok 35, ktorý rozpozná polohu každého bloku a odnesie posledné vzorky M a predá blok ($r_0, r_1, \dots, r_{N-1}$) získaný a tak predbežne vyrovnaný do vyrovnávača 11, pre prechod do oblasti frekvencie. Táto metóda využitia kruhového prefixu (alebo sufixu) spôsobí, že lineárna konvolúcia kanálu pre prenos 2 je rovná kruhovej konvolúcii, čo je druh používaný pre diskretnú Fourierovu transformáciu.

Druhý variant spôsobu prenosu používajúca techniku "prekrytia a súčtu" je ukázaný na obrázku 4. Nosná vlna v základnom páse prechádza cez vyrovnávač-číslavač 42 s kadenciou $1/T$ a dostáva sa do konvertoru séria/paralela 43 s bodmi L napájajúcimi blok pre výpočet 44 frekvenčného vyrovnávača 41.

Blok pre výpočet 44 prijíma taktiež pre každý blok numerizovaných vzoriek L numerické doplňujúce údaje $N-L$ s hodnotou nula.

Doplnený blok na jednom konci ($x_0, x_1, \dots, x_{L-1}, 0, \dots, 0$) s dĺžkou N , prechádza cez výpočtový blok 44, kde je podrobený priamej diskretnéj Fourierovej transformácii, ktorá ho premení na blok ($X_0, X_1, \dots, X_{N-1}$). Tento blok je postupne násobený v násobičoch 45, ovládaných adaptačným obvodom 48, blokom ($C_0, C_1, \dots, C_{N-1}$), ktorý predstavuje frekvenčnú odozvu vyrovnávača 41.

Tak sa získa blok ($Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}$), kde $Y_i = C_i \cdot X_i$, kde i = cleku od 0 do $N-1$, ktorý je podrobený diskretnéj inverznej

Fourierovej transformácii v druhom bloku pre výpočet 46 vyrovňávača 41, zabezpečujúci blok prechodných signálov (y_0 , y_1 , ..., y_{N-1}).

Pretože výpočtový blok 44 pracuje s kadenciou $1/LT$, nastane na bodoch $N-L$ medzi dvoma následnými blokmi, po inverznej diskkrétnej Fourierovej transformácii, prekrytie alebo pretečenie. Výstup vyrovňávača 41 je súčet vypočítaný v korekčnom obvode 47, pričom bloky s dĺžkou N predstavujú prekrytie na bodoch $N-L$ na koncoch blokov. Pre blok na výstupe prechodného rádu n , znázornený $y'_0(n)$, $y'_1(n)$, ..., $y'_L(n)$, ..., $y'_{N-1}(n)$, máme nasledujúce vzťahy v závislosti na 2 blokoch príslušných rádoch $n-1$ a $n+1$ v rámci:

$$y'_0(n) = y_0(n) + y_L(n-1)$$

$$y'_1(n) = y_1(n) + y_{L+1}(n-1)$$

$$y'_{N-L-1}(n) = y_{N-L-1}(n) + y_{N-1}(n-1)$$

$$y'_{N-L}(n) = y_{N-L}(n)$$

$$y'_{L-1}(n) = y_{L-1}(n)$$

$$y'_L(n) = y_L(n) + y_0(n+1)$$

$$y'_{L+1}(n) = y_{L+1}(n) + y_1(n+1)$$

$$y'_{N-1}(n) = y_{N-1}(n) + y_{N-L-1}(n+1)$$

Vyrovnanie môže takto existovať bez prefixu alebo sufixu a teda bez straty spektrálnej účinnosti modulovanej nosnej vlny.

Obrázok 5 ukazuje tretí variant postupu prenosu, využíva techniku "prekrytia a selekcie". Prvky obrázku 5 sú homologické ako prvky na obrázku 4 a počet jednotiek ich referencie je rovnaký, predchádza dekádu 5. V tomto variante sa kruhová konvolúcia vyrovňávača prevedie na konvolúciu lineárnu. Z tohto dôvodu všetky periódy modulácie L podstúpia diskkrétne Fourierovu transformáciu a tak vznikne blok $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$ vo frekvenčnej oblasti počínajúc prechodným blokom $(x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ prijatých

signálov. Blok $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$ sa postupne násobí blokom komplexných koeficientov $(C_0, C_1, \dots, C_{N-1})$ predstavujúcim funkciu prevodu vyrovnávača, čo zabezpečí frekvenčný blok $(Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1})$. Inverzná diskretná Fourierova transformácia ho premení na prechodný blok vyrovnaných signálov $(y_0, y_1, \dots, y_{N-1})$, čo vychádza z bloku pre výpočet 56, odkiaľ je potom eliminovaná v korekčnom obvode 57 tá časť bloku, ktorá zodpovedá zóne prechodného prekrytia medzi blokmi, ktorých produkty konvolúcie sú mylné.

Obrázok 6 znázorňuje prehľadnú schému numerického demodulátora 20, ktorý je umiestnený dole k vyrovnávaču 11 a pritom prijíma postupne vyrovnané prechodné signály y_k . Demodulátor 20 obsahuje komplexný násobivý numerický obvod 21, ktorý prijíma vyrovnané prechodné numerické signály y_k (a to celé predstavuje prechodnú líniu (rád) signálu) a premení ich na korigované numerické signály z_k aplikované na obvod rozhodovania 22. Tento obvod rozhodovania 22 porovnáva signál z_k a predovšetkým jeho fázu s niekoľkými numerickými signálmi predstavujúcimi možné stavy modulácie a vyberá signál $\hat{a}_k$, o ktorom usúdi, že je to ten, ktorý sa najmenej líši od korigovaného signálu z_k . Obvod rozhodovania 22 vypočítava signál omylu $e_k = z_k - \hat{a}_k$, ktorý aplikuje na numerický komparátor fázy 23 pri príjme signálu a_k ako referenciu (odkaz). Komparátor 23 dodá signál vyplývajúci z fázového omylu ξ_k , ktorý podstúpi filtráciu prechodu nadol v numerickom filtri 24 a môže byť priečny alebo spätný, skôr ako sa aplikuje vo forme signálu u_k na dokonalý akumulátor 25.

Akumulátor 25 funguje ako sčítačka a odčítačka a dodá hodnotu uhla θ_k , ktorý slúži ako adresa pre určenie tabuľky sínusu, cosínusu v mŕtvej pamäti 26. Amplitúdy v kvadrature, $\sin \theta_k$ a $\cos \theta_k$, definujúce uhol korekcie θ_k sú dodané pri návrate do násobiaceho obvodu 21 na korekciu fázy neskorších vyrovnaných signálov vo forme:

$$e^{j\theta_k} = \cos \theta_k + j \sin \theta_k, \text{ teda } z_k = y_k \cdot e^{j\theta_k}$$

Tieto isté hodnoty $\sin \theta_k$ a $\cos \theta_k$ sú taktiež dodané násobičom 15 na korekciu smerom nahor pri demodulátore 20. Takto

demodulácia, uskutočnená smerom nadol pri vyrovnávači, zasahuje po aplikácii korekcií vzhľadom ku skorej zmeraným omylom a teda so zníženou distorziou a bez vyvolania značných oneskorení v dôsledku Fourierovej transformácie v slučke prijímača.

Adaptačný obvod 18 vyrovnávača 11 pracuje počnúc blokom vopred určených signálov $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$, prenesených periodicky po $K-1$ blokoch signálov (K je celé pozitívne), K je potom tým vyššie, čím je kanál pre prenos 2 stabilnejší. Vopred určený blok $(A_0, A_1, \dots, A_{N-1})$ zodpovedá diskkrétnej Fourierovej transformácii vopred určeného bloku $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$.

Blok $(x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ prijatý na vstupe vyrovnávača 11 zodpovedá emisii bloku $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ a je premenený rýchlou diskrétnou Fourierovou transformáciou na blok $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$. Po návrate do prechodnej oblasti musíme opäť nájsť vyslaný blok $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ na výstupe z demodulátora 20 a teda $(a_0 e^{-j\theta 0}, a_1 e^{-j\theta 1}, \dots, a_{N-1} e^{-j\theta(N-1)})$ na výstupe vyrovnávča 11, vrátane fázovej korekcie $e^{j\theta i}$ ($i=0$ až $N-1$) vyvolanej smerom nadol.

Ak nazveme $A' = (A'_0, A'_1, \dots, A'_{N-1})$ diskkrétnej Fourierovou transformáciou bloku $(a_0 e^{-j\theta 0}, a_1 e^{-j\theta 1}, \dots, a_{N-1} e^{-j\theta(N-1)})$, výstup $Y = (Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1})$ násobičom 15 vyrovnávača musí byť rovný bloku A' .

Ak je $Y_1 = C_1 \cdot X_1$, odvodí sa z toho koeficienty $C_1 = A'_1 / X_1$. Ako bolo spomenuté vyššie, koeficienty C_1 môžu byť obmedzené na hodnotu maximálne $C_1 = A'_1 / S$, keď signál X_1 má modul nižší než prah S .

Iný spôsob uskutočnenia adaptačného obvodu vyrovnávača je znázornený na obrázku 7. Prijaté signály $x_1(n)$ prechádzajú blokom pre výpočet 74 vyrovnávča 71, aby tam prešli diskkrétnej Fourierovou transformáciou a zaistili signály $X_1(n)$, ktoré sú vyrovnané v násobiacom obvode 75 skôr, než sa podrobia inverznej diskkrétnej Fourierovej transformácii v bloku pre výpočet 76 a pritom dodajú signály $y_1(n)$. Signály $y_1(n)$ sú premenené na signály $z_1(n)$ v demodulátore 81, ktorý napája numerický obvod pre

rozhodovanie 82, ktorý potom dodáva uznané numerické signály $a_i(n)$. Numerické signály okamžitej chyby $e_i(n) = z_i(n) - a_i(n)$ sú premenené na "opäť privedené" signály výstupu vyrovnávača 71 fázovou rotáciou, definovanou $e^{-j\theta_i(n)}$ a uskutočnenou v obvode 83, ktorého výstup $e'_i(n) = y_i(n) - e^{-j\theta_i(n)} \cdot a_i(n)$ je aplikovaný na odčítačku 84, prijímaciu signály $y_i(n)$ vychádzajúce z vyrovnávača 71. Numerické signály diferencie $e'_i(n) = y_i(n) - e^{-j\theta_i(n)} \cdot a_i(n)$ prechádzajú v bloku pre výpočet 85 diskretnou Fourierovou transformáciou a tak môžu prejsť do frekvenčnej oblasti a určiť takto chybu $E'_i(n)$ pre každú líniu rádu i .

Definuje sa teda kvadratická chyba kumulovaná vo frekvenčnej oblasti:

$$J(n) = \sum_{i=0}^{N-1} |E'_i(n)|^2$$

zodpovedajúca kvadratickej chybe v prechodnej oblasti:

$$J(n) = \sum_{i=0}^{N-1} |e'_i(n)|^2$$

Optimalizácia koeficientov C_i vyrovnávača 71 je teda uskutočnená pre každú líniu i , určením prechodného gradientu funkcie $J(n)$, vyvíjajúcej sa podľa príjmu blokov prechodného rádu n , ktoré nasledujú za sebou. Určíme nové koeficienty:

$$C_i(n+1) = C_i(n) - \alpha \frac{J(n)}{C_i(n)} \quad \text{nech}$$

$$C_i(n+1) = C_i(n) - \alpha \frac{|E'_i(n)|^2}{C_i(n)}$$

čo sa môže ešte písať

$$C_i(n+1) = C_i(n) - \alpha X_i^*(n) \cdot E'_i(n)$$

X_1^* je združený komplex $X_1(n)$ pochádzajúci z diskkrétnej Fourierovej transformácie.

Je samozrejmé, že všetky alebo časť prvkov prijímača môže byť integrovaných do spoločného bloku pre výpočet, akým je mikroprocesor. Rovnako transformácia čas/frekvencia a frekvencia/čas môžu byť uskutočnené každým vhodným algoritmom a predovšetkým modifikovanými Fourierovými transformáciami.

P A T E N T O V É N Á R O K Y

1. Spôsob prenosu numerických signálov, pri ktorom sa vysielajú signály pomocou modulácie nosnej frekvencie a pri príjme sa vo frekvenčnej oblasti vyrovnávajú (11) prijaté signály skôr ako sa nechajú prejsť do prechodnej oblasti za účelom uskutočnenia ich rozpoznania (20), v y z n a č e n ý t ý m, že sa demodulujú signály pre vyrovnanie, merajú sa chyby fázy signálu (ξ_k) podľa vyrovnaných predchádzajúcich signálov a určia sa komplexné koeficienty rotačnej fázy ($e^{j\theta_i}$) slúžiace na vyrovnanie (18) neskorších signálov.

2. Spôsob podľa nároku 1, v y z n a č e n ý t ý m, že sa po tom, ako boli pomocou komplexných koeficientov ($e^{j\theta_i}$) opravené fázy prechodných, už vyrovnaných signálov ($y_1(n)$) určia pre blok signálov zvyškové chyby ($e'_1(n)$) signálov, ktoré sa práve vrátili do prechodnej oblasti ($y_1(n)$), čo sú chyby, ktoré sa skladajú pre výpočet kvadratickej chyby ($J(n)$), ktorá sa nechá prejsť do frekvenčnej oblasti (85) tak, aby sa aplikoval (86) súbor korekcií na línie modulácie po vyrovnaní modulovanej nosnej vlny.

3. Spôsob podľa nároku 2, v y z n a č e n ý t ý m, že sa aplikuje súbor korekcií na modulačné línie násobením koeficientom ($C_1(n+1)$), ktorý je zvláštny pre každú líniu a získa sa odpočítaním komplexného čísla úmerného chybe ($E'_1(n)$) od koeficientu skoršieho ($C_1(n)$) vo frekvenčnej oblasti týkajúceho sa danej línie a úmerného konjugovanému signálu ($X^*_1(n)$) od signálu ($X_1(n)$) predstavujúceho uvažovanú líniu (čiaru) ihneď po Fourierovej transformácii.

4. Spôsob podľa niektorého z nárokov 1 až 3, v y z n a č e n ý t ý m, že sa odpočítaním frekvencie (5) blízkej frekvencii nosnej

vlny a nezávislej na jej variáciách transformuje pred vyrovnaním nosná vlna prijatá v susedstve nulovej frekvencie.

5. Spôsob podľa niektorého z nárokov 1 až 4, v y z n a č e n ý t ý m, že sa pred emisiou preskupia (31) signály, ktoré majú byť vyslané blokmi stanovenej veľkosti, ktoré sa doplnia (32) jednotlivo kruhovým symbolom a pri prijíme je vyrovnanie vo frekvenčnej oblasti aplikované na každý blok po tom, čo bol kruhový symbol odňatý (35).

6. Spôsob podľa niektorého z nárokov 1 až 4, v y z n a č e n ý t ý m, že sa pri prijíme preskupia (43) signály prijaté blokmi stanovenej veľkosti (L), ktoré sa po konverzii na numerické údaje jednotlivo doplnia na jednom konci sekvenciou stanovenej veľkosti (N-L) numerickými údajmi s nulovou hodnotou, ktoré prechodne presahujú do prilahlého bloku a po vyrovnaní a návrate do prechodnej oblasti sa pripočítajú (47) postupne vyrovnané údaje, ktoré sú v zónach prekrytia a vyrovnané signály prilahlého bloku, ktoré tomu prechodne zodpovedajú.

7. Spôsob podľa nárokov 1 až 4, v y z n a č e n ý t ý m, že sa pri prijíme preskupia signály blokmi stanovenej veľkosti (N), ktoré sa čiastočne prekrývajú (N-L) pred tým, ako sa uskutoční vyrovnanie (54-56) na blokoch a po vyrovnaní sa eliminujú (57) tie (N-L) z vyrovnaných signálov, ktoré pochádzajú zo signálov nachádzajúcich sa v zóne prekrytia dvoch nasledujúcich blokov.

8. Prijímač numerických signálov prenášaných pomocou modulácie nosnej vlny, obsahujúci prostriedky rozhodovania (20), rozhodujúce v závislosti na prijatých signáloch o uskutočnení rozhodnutia o rozpoznaní vyslaných signálov, obsahujúci:

- výpočtové prostriedky (14, 16) na uskutočnenie priamej diskkrétnej Fourierovej transformácie na prijatých signáloch poskytujúcej spektrum signálov frekvenčných línií modulo-

nej nosnej vlny,

- prostriedky (15) na vzájomné vyrovnanie signálov čiar vzhľadom na distorziu šírenia odhadnutú po referenčnom signále,
- výpočtové prostriedky (14, 16) zostavené pre aplikáciu inverznej diskkrétnej Fourierovej transformácie na spektrum vyrovnaných signálov a získanie prechodného výsledku pre prostriedky rozhodovania (20),

v y z n a č e n ý t ý m, že prostriedky rozhodovania (20) sú usporiadaný na meranie fázových chýb (ξ_k) vyrovnaných vzhľadom na referenčné signály ($\hat{a}_k$) a následné ovládanie fázových rotácií prijatých neskorších signálov.

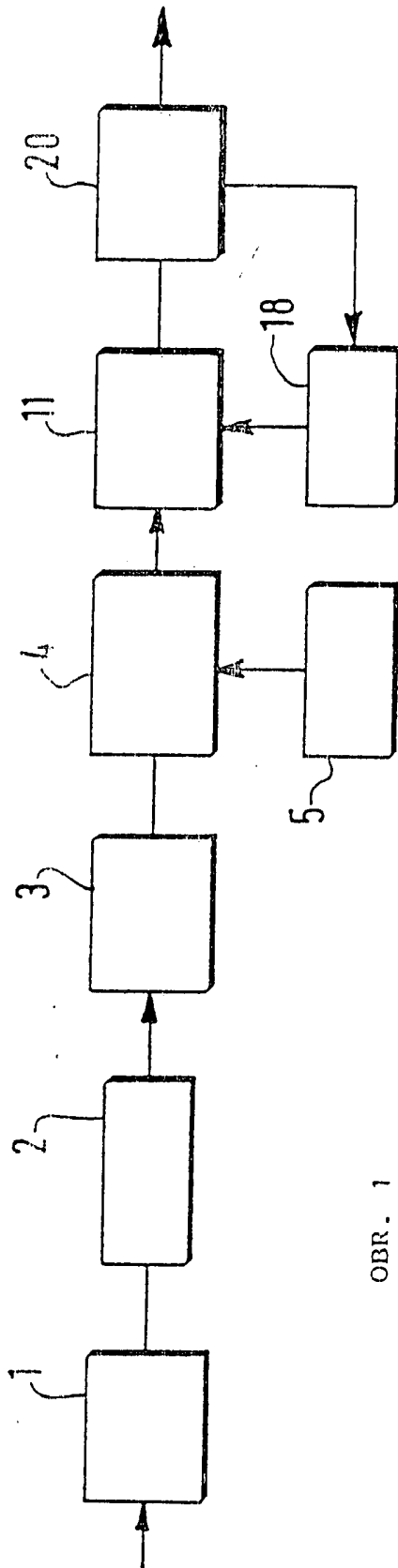
9. Prijímač podľa nároku 8, v y z n a č e n ý t ý m, že prostriedky rozhodovania (20) obsahujú akumulátorový obvod (25) usporiadaný po adresovaní v závislosti na fázových chybách (ξ_k , u_k) pamäti (26) obsahujúci trigonometrickú tabuľku na úpravu násobiaceho numerického obvodu (21), ktorý predáva uvedené neskoršie signály do obvodu pre rozhodovanie (22) a tak obstaráva uvedené chyby (ξ_k , u_k).

10. Prijímač podľa niektorého z nárokov 8 a 9, v y z n a č e n ý t ý m, že výpočtové prostriedky sú usporiadané (35) na rozpoznanie polôh blokov danej veľkosti prijatých signálov pred priamou diskkrétanou Fourierovou transformáciou, z ktorých každý obsahuje kruhový numerický symbol a na odstránenie uvedeného symbolu.

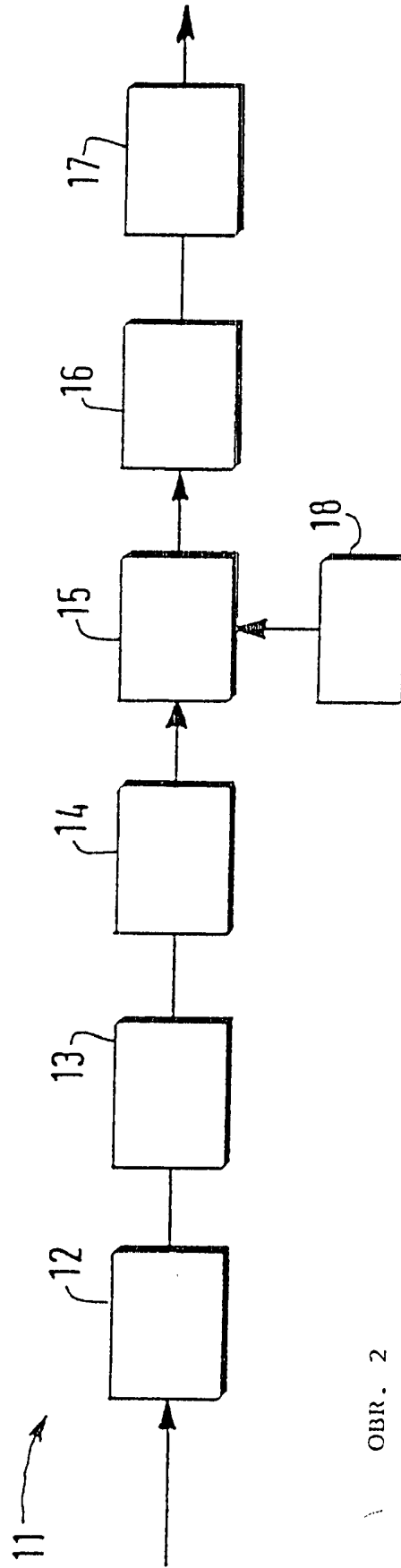
11. Prijímač podľa niektorého z nárokov 8 a 9, v y z n a č e n ý t ý m, že výpočtové prostriedky sú usporiadané (43) tak, aby preskupili prijaté signály blokmi danej veľkosti (L) a aby po konverzii na numerické údaje doplnili (43) každý z nich na konci sekvenciou danej veľkosti (N-L) numerických údajov s nulovou

hodnotou, ktoré prechodne presahujú do príslušného bloku, skôr ako sa na doplnené údaje aplikuje priama diskretná Fourierova transformácia a aby sa postupne spočítali vyrovnané údaje, ktoré sú v zónach prekrytia a vyrovnané signály z príslušného bloku, ktoré tomu prechodne zodpovedajú.

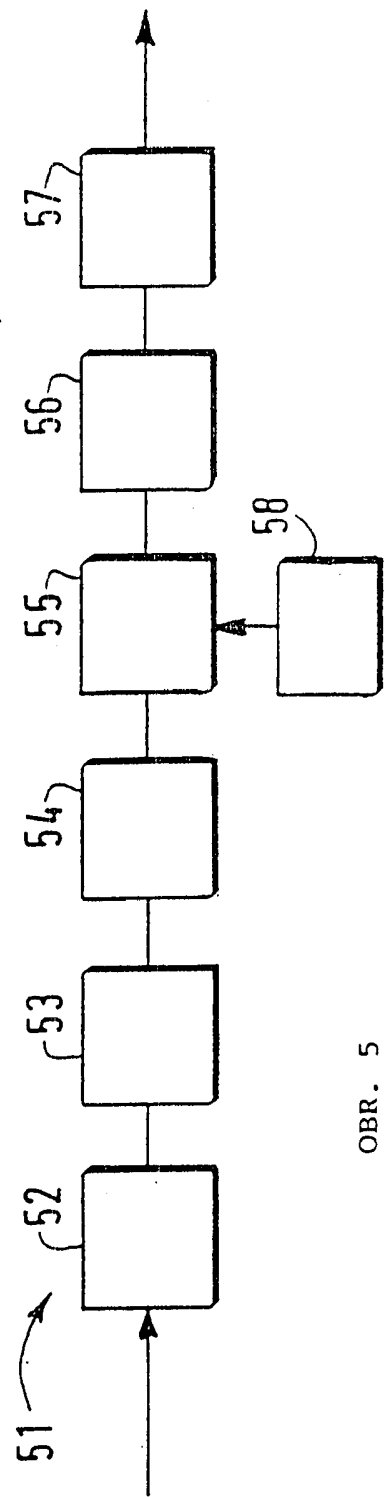
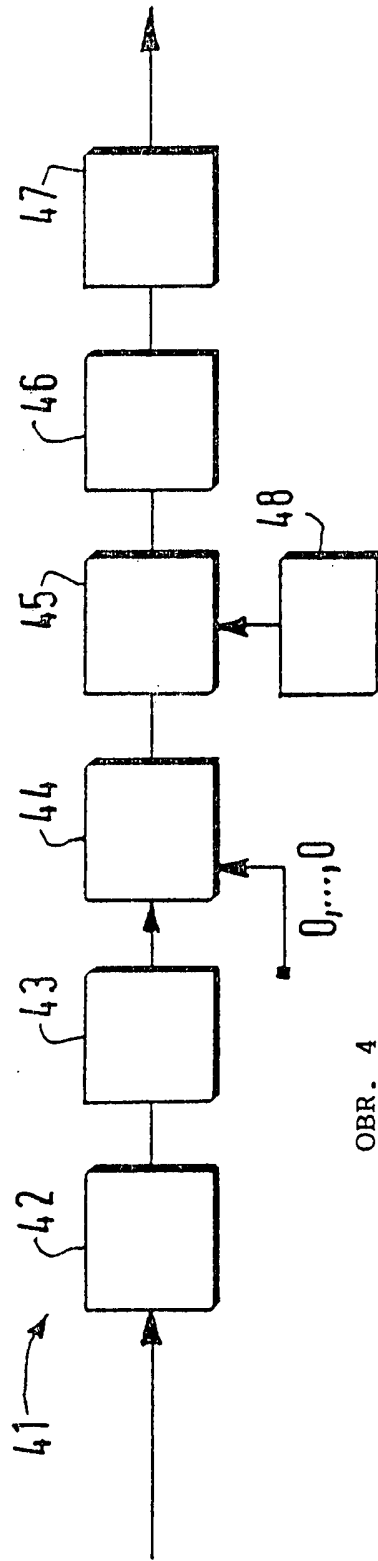
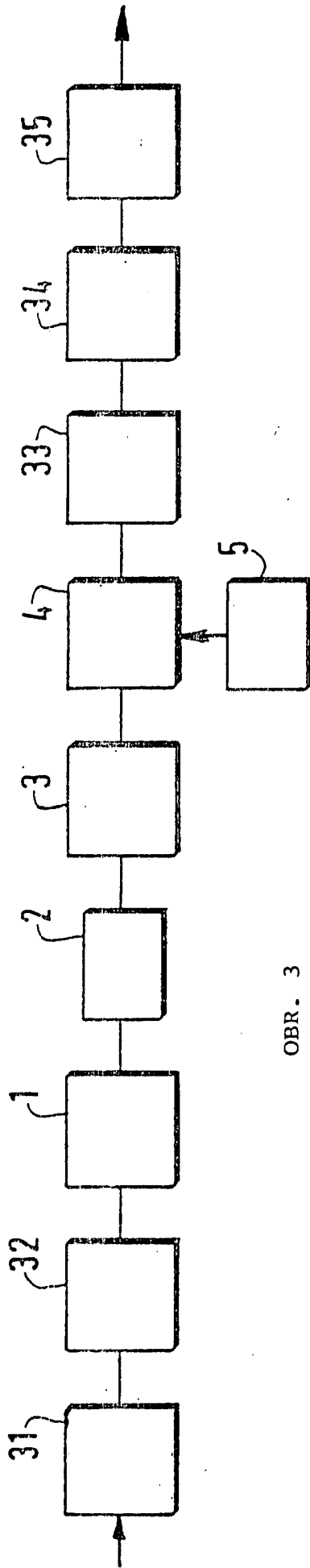
12. Prijímač podľa niektorého z nárokov 8 a 9, v y z n a č e n ý t ý m, že výpočtové prostriedky sú usporiadané (53) na preskupenie pred diskretnou Fourierovou transformáciou prijatých signálov blokmi danej veľkosti (N), čiastočne sa prekrývajúcich ($N-L$) v čase, a na elimináciu (57), bezprostredne po inverznej diskretnej Fourierovej transformácii, získaných signálov ($N-L$), pochádzajúcich z prijatých signálov patriacim dvom blokom.

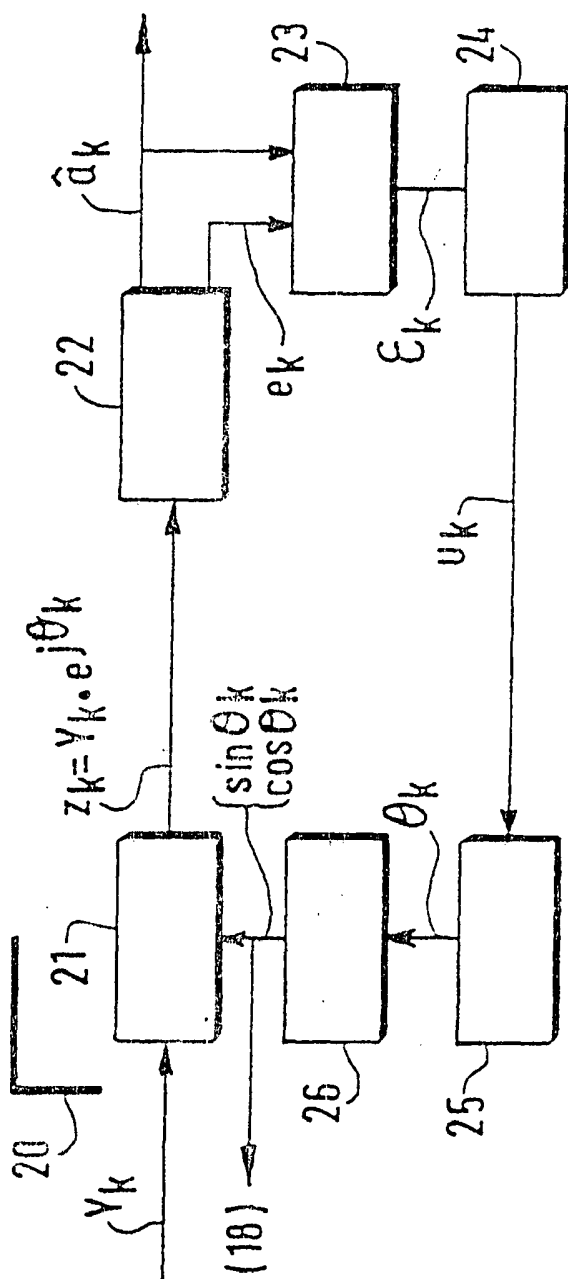


OBR. 1

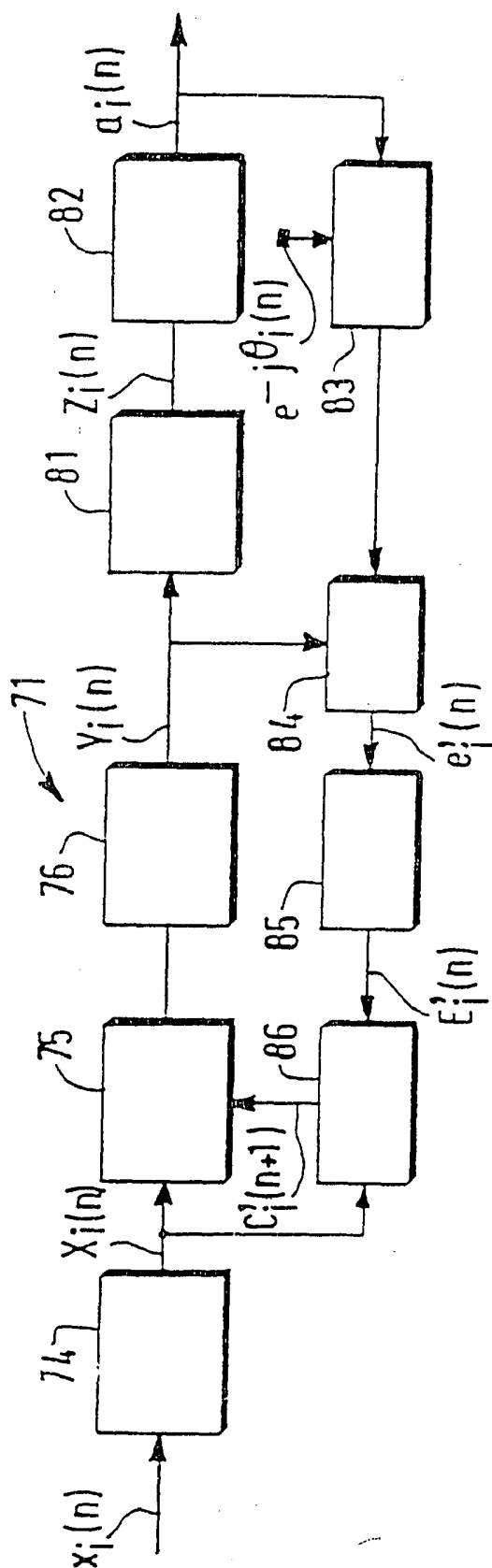


OBR. 2





OBR. 6



OBR. 7