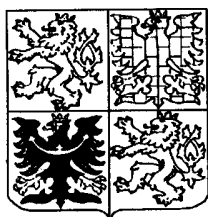


ČESKÁ
REPUBLIKA

(19)



ÚŘAD
PRŮMYSLÉHO
VLASTNICTVÍ

ZVEŘEJNĚNÁ PŘIHLÁŠKA VYNÁLEZU

(12)

(22) 07.11.94
(32) 08.11.93
(31) 93/9313239
(33) FR
(40) 17.05.95

(21) 2729-94

(13) A3

6(51)

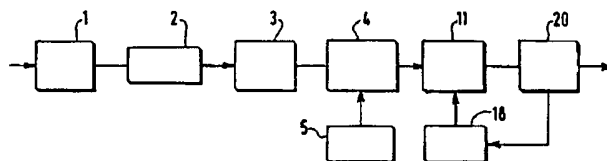
H 04 L 27/00

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

(72) Sari Hikmet, Creteil, FR;

(54) Způsob přenosu numerických signálů a přijímač pro provádění tohoto způsobu

(57) Při tomto způsobu se vysílají signály pomocí modulace nosné frekvence a při příjmu se ve frekvenční oblasti vyrovnávají (11) přijaté signály dříve, než se nechají procházet do přechodné oblasti, aby se tak - uskutečnilo jejich rozpoznání (20). Dále se demodulují signály po vyrovnání, měří se fázové chyby signálů (κ) podle předchozích vyrovnaných signálů a určí se komplexní koeficienty fázové rotace ($e^{j\theta_i}$) sloužící k vyrovnání (18) pozdějších signálů. Řešení lze využít v numerické televizi.



Č. 61651
Došlo 01 XII 94

Způsob přenosu numerických signálů a přijímač pro provádění tohoto způsobu

Oblast techniky

Vynález se týká především způsobu přenosu numerických signálů, v němž jsou vysílány signály modulací nosné frekvence a při příjmu se vyrovnávají přijaté signály ve frekvenční oblasti dříve, než se nechají přejít zpět do přechodné oblasti a tak se provede jejich průzkum. Tento vynález se používá zejména pro hertzovy přenosy, ale může být rovněž použit pro jakýkoliv jiný typ přenosu, na příklad pomocí kabelů.

Dosavadní stav techniky

V současné době je snaha realizovat přenos signálů hertzovým způsobem v numerické podobě a nikoliv již v podobě analogické. Tak přenos rozhlasových nebo televizních programů v numerické podobě dovoluje teoreticky při příjmu obnovit analogické signály zvuků a obrazů bez závad způsobených poruchami v kanálu hertzova přenosu. Ve skutečnosti je stav přijatého numerického signálu správně detekován, i když je zatížený hlukem a pouze vážná porucha, což je málo pravděpodobné, by mohla způsobit chybu detekcí jiného stavu než je stav vysílaný. Ve skutečnosti přenos hertzova kanálu může přesně způsobit kvasi-zmizení způsobená na příklad odčitavým složením homologických proudů signálů, které, ať už obsahují identické signály, jsou různě zpožděvány a tedy různě defázovány a různě zeslabovány, protože sledovaly různé trasy. Je tedy třeba případně uskutečnit kompenzaci distorzí šíření. Numerizace dovolí připojit k signálům kódové slovo pro detekci a korekci omylů, které, pokud je třeba, ještě zvýší velikost přenosu vzhledem k poruchám tím, že opraví chyby detekce, a niž by se nadměrně zvýšil počet signálů, které mají být pře-

nášeny.

Již známe z dokumentu IEE Proceedings E. COMPUTERS + DIGITAL TECHNIQUES, sv. 128 č. 6, listopad 1981, STEVENAGE GB, str. 239-244, CORSINI aj. "Adaptive equalisation of discrete channels via fast convolution techniques", vyrovnávač, v němž přijatý modulovaný signál prochází do frekvenční oblasti, aby tam byl vyrovnán před tím než přejde zpět do přechodné oblasti s cílem provést rozeznání. Demodulace nutná pro příjem signálů se tam neprovádí.

Vynález je zaměřen na příjem numerických signálů, což představuje ještě nižší citlivost na hluk a na distorze signálu, aniž by se tím snížila spektrální účinnost modulace.

Podstata vynálezu

Vynález se tedy týká způsobu výše zmíněného typu, jehož podstata spočívá v tom, že se demodulují signály po příjmu, že se měří fázové chyby signálů podle předchozích vyrovnaných signálů a že se určí komplexní koeficienty fázové rotace sloužící k vyrovnání pozdějších signálů.

Takto se používá vyrovnání prováděné neustále na základě fázových chyb, které po něm přetrvávají, což představuje smyčku zpětné vazby, která má tendenci snižovat chyby způsobené pozdějšími signály. Jsou brány v úvahu a kompenzovány zejména defekty přenosového kanálu a jejich rozvoj.

Výhodou je, že po korekci fází již vyrovnaných přechodných signálů pomocí komplexních koeficientů, se určí pro blok signálů zbytkové chyby signálů, které se vrátily do přechodné oblasti, což jsou chyby, které se skládají za účelem výpočtu kvadratické chyby, která se nechá přejít do frekvenční

oblasti, aby se použilo souboru korekcí na modulační linii po vyrovnaní nosné vlny a použije se souboru korekcí na modulační linii tak, že se každá linie znásobí specifickým koeficientem, který je získán odečtem od předchozího koeficientu komplexního čísla úměrného chybě ve frekvenční oblasti, a to ve vztahu k dané linii a v poměru k signálu sdruženému se signálem představujícím danou linii ihned po Fourierově transformaci.

Takto se redukuje energie trvajícího hluku.

Výhodou je rovněž, že po odečtu frekvence /5/ blízké frekvenci nosné linie a nezávislé na jejich změnách se před vyrovnaním transponuje nosná vlna přijatá v blízkosti nulové frekvence.

Při prvním způsobu provedení se před emisí seskupí signály, které mají být vyslány do bloků různé velikosti, které se doplní individuálně kruhovým způsobem a při příjmu je vyrovnaní ve frekvenční oblasti použito v každém bloku potom, co byl odejmut kruhový prvek. Na toto téma lze citovat odkaz na publikaci "Theory and Application of Digital Signal Processing" autorů L.R. Rabineta a B. Golda, Prentice Hall, 1975.

Takto se při příjmu kompenzují "okrajové účinky", které ve výpočtech Fourierovy transformace vytvářejí distorzi pro určité signály, protože diskrétní Fourierova transformace se týká jen omezeného počtu bodů, což vytváří zkomolení.

Při druhém způsobu provedení se při příjmu seskupí získané signály bloků určité velikosti, které se pak po konverzi na numerické údaje doplní individuálně na konci sekvencí určité velikosti numerických údajů s nulovou hodnotou, které přechodně přecházejí na přilehlý blok a po vyrovnaní a návratu

do přechodné oblasti se postupně přičítají vyrovnané údaje, které jsou v zónách překrývání, a vyrovnané signály přilehlého bloku, které tam přechodně patří.

Výše uvedená kompenzace je v tomto případě provedena po přenosu, bez nutnosti provést zásah při emisi ani bez potřeby uznat postavení přijatých bloků.

Při příjmu je vždy výhodné, že se mohou ještě přeskupit signály do bloků určité velikosti, které se částečně překrývají a to před vyrovnáním na blocích a po vyrovnání se eliminují ty z vyrovnaných signálů, které pocházejí ze signálů přijatých, které se nacházejí v zóně překrývání dvou následných bloků.

Postup se týká jen samotných přenesených signálů.

Vynález se také týká přijímače numerických signálů přenášených modulací nosné vlny, obsahující prostředky rozhodování, rozhodující o tom, zda má být vzhledem k přijatým signálům učiněno rozhodnutí o rozeznání vyslaných signálů, obsahujícího:

- výpočetní prostředky k provedení přímé a diskrétní Fourierovy transformace na přijatém signálu, poskytující spektrum signálů frekvenčních linií modulované nosné vlny,
- prostředky k vzájemnému vyrovnání signálů linií vzhledem k distorsi šíření odhadnuté podle referenčního (odkazového) signálu,
- výpočetní prostředky vybavené pro aplikaci diskrétní inverzní Fourierovy transformace na spektrum vyrovnaných signálů linie a pro poskytnutí přechodného výsledku pro prostředky rozhodování,

jehož podstata spočívá v tom, že prostředky rozhodování jsou vybaveny k tomu, aby se měřily fázové chyby vyrovnaných signálů vzhledem k referenčním signálům a aby se ovládaly rotace fáze přijatých dalších signálů.

Vynález bude lépe pochopitelný pomocí následujícího popisu výhodného způsobu provedení vysílače a přijímače pro provádění způsobu podle vynálezu s odkazy na připojený výkres, na němž:

- obr. 1 znázorňuje schema bloků představující spojení transmise numerických signálů podle vynálezu,
- obr. 2 ilustruje první způsob provedení frekvenčního vyrovnávače přijímače,
- obr. 3 až 5 ilustrují dále tři varianty způsobu transmise podle vynálezu,
- obr. 6 znázorňuje schema numerického demodulátoru přijímače a
- obr. 7 ilustruje způsob provedení adaptace opravných koeficientů vyrovnávače.

Princip způsobu transmise numerických signálů je ilustrován na přehledu schematu na obrázku 1. Numerické signály k vyslání, zde hertzovou cestou, jsou aplikovány na Hertzův vysílač 1 k modulování nosné frekvence, při čemž modulace je situována ve frekvenčním pásmu, které obklopuje nosnou vlnu. S filtrací se zde počítá pro omezení nezbytného propustného pásma. Nosná vlna prochází hertzovým kanálem přenosu 2, aby se dostala k přijímači 3 kde prodělá filtraci s cílem eliminovat signály mimo pásma. Modulovaná nosná vlna je pak použita pro mixer 4 získávající výstup volného oscilátoru 5 oscilujícího při nominální frekvenci nosné vlny, ale bez zpětné vazby a tedy nedbá jejich variací nebo případných odvozenin.

Nosná frekvence při výstupu mixeru 4 je tedy přivedena zpět na nulovou frekvenci nebo slabou frekvenci a modulace v základním pásmu takto získaném je aplikována na frekvenční vyrovnávač 11 napájející numerický demodulátor 20 činící rozhodnutí o rozeznání následných signálů. Výstup demodulátoru 20 poskytuje v adaptačním obvodu 18 vyrovnávače 11 numerické signály představující chyby měřené mezi stavem vyrovnaných následných signálů, zatížených hlukem, a stavem, který byl předpokládán a uznán.

Obrázek 2 ilustruje první způsob provedení frekvenčního vyrovnávače 11. Obvod vzorkování 12 přijímá modulovanou nosnou vlnu a vzorkuje ji s numerizací vzorků při frekvenci $1/T$, přičemž T je doba modulace nebo symbolické trvání, během něhož je signál vyslán. Následné vzorkované signály jsou představeny paralelně bloky signálů N (N je zcela pozitivní) v konvertoru serie/paralela 13 spojeném na výstupu s blokem pro výpočet 14, provádějícím Fourierovu transformaci diskrétní a přímou na souboru N signálů nebo bodů vzorkování. Blok pro výpočet 14 produkuje takto spektrum frekvenčních linií. Amplituda a fáze každé linie, představované numerickými údaji jsou aplikovány na numerický násobič, specifický v linii, patřící do souboru 15 násobičů a jehož koeficient násobení, který je komplexní je upraven tak, aby kompenzoval zeslabení a defázování/odfázování, k němuž dochází v kanálu pro přenos 2 frekvenční složkou modulace při frekvenci uvažované linie (čáry).

Modulace nosné vlny každým signálem, rozložená v celém přenášeném pásmu a představovaná souborem čar, je takto, jak bude vysvětleno dále, zbavena distorzí vyvolaných šířením v kanálu 2.

Údaje bloku znázorňujícího amplitudy a fáze linií takto vyrovnaných jsou vystaveny pak v bloku pro výpočet 16 dis-

krétní inverzní Fourierově transformaci, která přivádí modulovanou nosnou vlnu zpět do přechodné oblasti, to je, že každý přechodný signál je získán na základě údajů představujících amplitudy a fáze vyrovnaných čar. Numerický konvertor paralela/série 17 pak přenáší sériově přechodné signály vycházející v bloku pro výpočet 16 do numerického demodulátoru 20. Takto těch několik značně oslabených čar v kanále 2, jejichž zvýšené zesílení amplitudy během vyrovnaní je nepřesné, neboť je zatížené hlukem, má pouze velmi omezený vliv v přechodném signálu složeném na výstupu konvertoru 17. Do konce se dá předvídat, jak bude vysvětleno dále, omezení zesílení velmi slabých čar, aby se nesnížil vztah signál/hluk.

Adaptační obvod 18 přijímá mimo jiné při návratu z demodulátoru 20 informace o chybě fáze sloužící k úpravě fáze komplexních koeficientů násobičů 15.

První varianta způsobu přenosu je ilustrována obrázkem 3. Aby se kompenzovala distorze způsobená tím, že diskrétní Fourierova transformace se týká konečného počtu N , zatím co teorie předvídá signál o nekonečné délce, při emisi se provádí proces kompenzace předcházející této distorzi.

Signály určené k emisi jsou obvodem 31 pro uvedení do bloků seskupeny bloky N bodů (N je už definováno) a obvodem 32 je připojen ke každému bloku jeden prefix (nebo sufix) kruhového tvaru. Tak máme-li blok N signálů k emisi ($a_0, a_1, \dots, a_{N-1}$), doplníme to kruhovým prefixem symbolů M , aby se vytvořil blok o délce $M + N$, který vysíláme. Motiv, prefix nebo sufix, je tak řečený kruhový, neboť má následné vlivy během výpočtů konvoluce s posunem polohy a to po každé. Signál vycházející z mixéru 4 přechází filtrem s průchodem dolů 33 a pak vzorkovačem 34, který pracuje kadencí $1/T$, a tak se předá přijatý blok ($r_0, r_1, \dots, r_{N+M-1}$) do synchronizačního obvodu blok 35, který rozezná polohu každého bloku a odnese poslední vzorky M a předá blok ($r_0, r_1, \dots, r_{N-1}$) získaný

a tak předběžně vyrovnaný do vyrovnávače 11, pro přechod do oblasti frekvence. Tato metoda využití kruhového prefixu (nebo sufixu) působí, že lineární konvoluce kanálu pro přenos 2 je rovna kruhové konvoluci, což je druh používaný pro diskrétní Fourierovu transformaci.

Druhá varianta způsobu přenosu používající techniky "překrytí a sečtení" je ukázána na obrázku 4. Nosná vlna v základním pásku přechází vyrovnávač-číslovač 42, s kadencí $1/T$ a dostává se do konvertoru série/paralela 43 s body L napájející blok pro výpočet 44 frekvenčního vyrovnávače 41.

Blok pro výpočet 44 přijímá rovněž pro každý blok numerizovaných vzorků L numerické doplňující údaje $N-L$ s hodnotou nula.

Doplňný blok na jednom konci $(x_0, x_1, \dots, x_{L-1}, 0, \dots, 0)$ o délce N , přechází výpočtový blok 44, kde je podroben přímé diskrétní Fourierově transformaci, která ho přemění na blok $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$. Tento blok je násoben postupně v násobičích 45 ovládaných adaptačním obvodem 48, blokem $(C_0, C_1, \dots, C_{N-1})$, který představuje frekvenční odezvu vyrovnávače 41.

Tak se získá blok $(Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1})$, kde $Y_i = C_i \cdot X_i$, kde i = celku od 0 do $N-1$, který je podroben diskrétní inverzní Fourierově transformaci v druhém bloku pro výpočet 46 vyrovnávače 41, zajišťující blok přechodných signálů $(y_0, y_1, \dots, y_{N-1})$.

Jelikož výpočtový blok 44 pracuje s kadencí $1/LT$, dojde na bodech $N-L$ mezi dvěma následnými bloky, po inverzní diskrétní Fourierově transformaci, k překrytí nebo přetékání. Výstup vyrovnávače 41 je součet vypočítaný v korekčním obvodu 47, přičemž bloky o délce N představují překrytí na bodech $N-L$ na koncích bloků. Pro blok na výstupu přechodného řádu

$\underline{n}$, znázorněný $y'_0(n)$, $y'_1(n)$, ..., $y'_L(n)$, ..., $y'_{N-1}(n)$, máme následující vztahy v závislosti na 2 blocích příslušných řádů $n-1$ a $n+1$ v rámci:

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

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

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

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

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

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

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

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

Vyrovnaní může takto existovat bez prefixu a nebo sufixu a tedy bez ztráty spektrální účinnosti modulované nosné vlny.

Obrázek 5 ukazuje třetí variantu postupu přenosu, využívá techniku "překrytí a selekce". Prvky obrázku 5 jsou homologické jako prvky na obrázku 4 a počet jednotek jejich reference je tentýž, předchází desítce 5. V této variantě se kruhová konvoluce vyrovnávače převede na konvoluci lineární. Z toho důvodu všechny periody modulace L podstoupí Fourierovu transformaci diskrétní a tak vznikne blok $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$ ve frekvenční oblasti počínaje přechodným blokem $(x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ přijatých signálů. Blok $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$ je postupně násoben blokem komplexních koeficientů $(C_0, C_1, \dots, C_{N-1})$ představujícím funkci převodu vyrovnávače, což opatří frekvenční blok $(Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1})$. Inverzní diskrétní Fourierova transformace ho přemění na přechodný blok vyrovnaných signálů $(y_0, y_1, \dots, y_{N-1})$, což vychází z bloku pro výpočet 56, odkud je pak eliminována v korekčním obvodu 57 ta část bloku, která odpovídá zóně přechodného překrytí mezi bloky, jejichž produkty konvoluce jsou mylné.

Obrázek 6 znázorňuje přehledné schéma numerického demodulátoru 20, který je umístěn dolů k vyrovnávači 11 a přitom přijímá postupně vyrovnané přechodné signály y_k . Demodulátor 20 obsahuje komplexní násobivý numerický obvod 21, který přijímá vyrovnané přechodné numerické signály y_k (a to celé představuje přechodnou linii (řád) signálu) a přemění je na korigované numerické signály z_k aplikované na obvod rozhodování 22. Tento obvod rozhodování 22 porovnává signál z_k a zejména jeho fázi s několika numerickými signály představujícími možné stavy modulace a vybírá signál a_k , o kterém soudí, že je to ten, který se nejméně liší od korigovaného signálu z_k . Obvod rozhodování 22 vypočítává signál omylu $e_k = z_k - \hat{a}_k$, který aplikuje na numerický komparátor fáze 23 při příjmu signálu $\hat{a}_k$ jako reference (odkaz). Komparátor 23 dodá signál vyplývající z fázového omylu ϵ_k , který prochází filtrací průchodu dolů v numerickém filtru 24 a může být příčný nebo zpětný, dříve než je aplikován ve formě signálu u_k na dokonalý akumulátor 25.

Akumulátor 25 funguje jako sčítač a odčítač a dodá hodnotu úhlu θ_k , který slouží jako adresa pro určení tabulky sinu, kosinu v mrtvé paměti 26. Amplitudy v kvadratuře, $\sin \theta_k$ a $\cos \theta_k$, definující úhel korekce θ_k jsou dodány při návratu do násobícího obvodu 21 ke korekci fáze pozdějších vyrovnaných signálů ve formě:

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

Tytéž hodnoty $\sin \theta_k$ a $\cos \theta_k$ jsou rovněž dodány násobičům 15 ke korekci směrem nahoru u demodulátoru 20. Tak demodulace, provedená směrem dolů u vyrovnávače, zasahuje po aplikaci korekcí vzhledem k omylům dříve měřeným a tedy se sníženou distorzí a bez vyvolání značných zpoždění v důsledku Fourierovy transformace ve smyčce přijímače.

Adaptační obvod 18 vyrovnávače 11 pracuje počínaje blokem předem určených signálů $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$, přenesených periodicky po $K-1$ blocích signálů (K je celé pozitivní), K je pak tím vyšší, čím je kanál pro přenos 2 stabilnější. Předem určený blok $(A_0, A_1, \dots, A_{N-1})$ odpovídá diskretní Fourierově transformaci předem určeného bloku $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$.

Blok $(x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ přijatý na vstupu vyrovnávače 11 odpovídá emisi bloku $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ a je přeměněn rychlou diskretní Fourierovou transformací na blok $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$. Po návratu do přechodné oblasti musíme znovu nalézt vyslaný blok $(a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$ na výstupu z demodulátoru 20 a tedy $(a_0 e^{-j\theta_0}, a_1 e^{-j\theta_1}, \dots, a_{N-1} e^{-j\theta_{N-1}})$ na výstupu vyrovnávače 11, včetně fázové korekce $e^{j\theta_i}$ ($i = 0$ až $N-1$) vyvolané směrem dolů.

Jestli nazveme $A' = (A'_0, A'_1, \dots, A'_{N-1})$ diskretní Fourierovou transformací bloku $(a_0 e^{-j\theta_0}, a_1 e^{-j\theta_1}, \dots, a_{N-1} e^{-j\theta_{N-1}})$, výstup $Y = (Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1})$ násobičů 15 vyrovnávače musí být roven bloku A' .

Je-li $Y_i = C_i \cdot X_i$, odvodí se z toho koeficienty $C_i = A'_i / X_i$. Jak bylo zmíněno výše, koeficienty C_i mohou být omezeny na hodnotu maximálně $C_i = A'_i / S$, když signál X_i má modul nižší než práh S .

Jiný způsob provedení adaptačního obvodu vyrovnávače je znázorněn na obrázku 7. Přijaté signály $x_i(n)$ přecházejí blokem pro výpočet 74 vyrovnávače 71, aby tam prodělaly diskretní Fourierovu transformaci a zajistily signály $X_i(n)$, které jsou vyrovnány v násobícím obvodu 75 dříve, než se podrobí inverzní diskretní Fourierově transformaci v bloku pro výpočet 76 a přitom dodají signály $y_i(n)$. Signály $y_i(n)$ jsou přeměněny na signály $z_i(n)$ v demodulátoru 81, který napájí numerický obvod pro rozhodování 82, který pak dodává uznané

numerické signály $a_i(n)$. Numerické signály okamžité chyby ve formě $e_i(n) = z_i(n) - a_i(n)$ jsou přeměněny na "znovu přivedené" signály na výstupu vyrovnávače 71 fázovou rotací, definovanou $e^{-j\theta_i(n)}$ a uskutečněnou v obvodu 83, jehož výstup $e'_i(n) = y_i(n) - e^{-j\theta_i(n)} \cdot a_i(n)$ je aplikován na odčítač 84 přijímající signály $y_i(n)$ vyšlé z vyrovnávače 71. Numerické signály difference $e'_i(n) = y_i(n) - e^{-j\theta_i(n)} \cdot a_i(n)$ prodělávají v bloku pro výpočet 85 diskrétní Fourierovu transformaci a tak mohou přejít do frekvenční oblasti a určit takto chybu $E'_i(n)$ pro každou linii řádu i .

Definuje se tedy kvadratická chyba kumulovaná ve frekvenční oblasti:

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

odpovídající kvadratické chybě v přechodné oblasti:

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

Optimalizace koeficientů C_i vyrovnávače 71 je tedy provedena pro každou linii i , určením přechodného gradientu funkce $J(n)$, vyvíjející se podle příjmu bloků přechodného řádu n , které za sebou následují. Určíme nové koeficienty:

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

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

což se může ještě psát

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

X_i^* je sdružený komplex $X_i(n)$ vyšlý z diskretní Fourierovy transformace.

Je samozřejmé, že všechny nebo část prvků přijímače může být integrováno do společného bloku pro výpočet, jakým je mikroprocesor. Rovněž transformace čas/frekvence a frekvence/čas mohou být provedeny každým vhodným algoritmem a zejména modifikovanými Fourierovými transformacemi.

P A T E N T O V É N Á R O K Y

1. Způsob přenosu numerických signálů, při kterém se vysílají signály pomocí modulace nosné frekvence a při příjmu se ve frekvenční oblasti vyrovnávají (11) přijaté signály dříve než se nechají projít do přechodné oblasti za účelem provedení jejich rozeznání (20), v y z n a č e n ý t í m , že se demodulují signály po vyrovnání, měří se chyby fáze signálů (ξ_k) podle vyrovnaných předchozích signálů a určí se komplexní koeficienty rotační fáze ($e^{j\theta_i}$) sloužící k vyrovnání (18) pozdějších signálů.

2. Způsob podle nároku 1, v y z n a č e n ý t í m , že se po tom, co byly pomocí komplexních koeficientů ($e^{j\theta_i}$) opraveny fáze přechodných, již vyrovnaných, signálů ($y_i(n)$) určí pro blok signálů zbytkové chyby ($e'_i(n)$) signálů, které se právě vrátily do přechodné oblasti ($y_i(n)$), což jsou chyby, které se skládají pro výpočet kvadratické chyby ($J(n)$), která se nechá přejít do frekvenční oblasti (85) tak, aby se aplikoval (86) soubor korekcí na linie modulace po vyrovnání modulované nosné vlny.

3. Způsob podle nároku 2, v y z n a č e n ý t í m , že se aplikuje soubor korekcí na modulační linie násobením koeficientem ($C_i(n+1)$), který je zvláštní pro každou linii a získá se odečtením komplexního čísla úměrného chybě ($E'_i(n)$) od koeficientu dřívějšího ($C_i(n)$) ve frekvenční oblasti týkající se dané linie a úměrné konjugovanému signálu ($X^*_i(n)$) od

signálu ($X_i(n)$) představujícího uvažovanou linii (čáru) ihned po Fourierově transformaci.

4. Způsob podle některého z nároků 1 až 3, v y z n a č e - n ý t í m , že se odečtením frekvence (5) blízké frekvenci nosné vlny a nezávislé na jejich variacích transformuje před vyrovnaním nosná vlna přijatá v sousedství nulové frekvence.

5. Způsob podle některého z nároků 1 až 4, v y z n a č e - n ý t í m , že se před emisí přeskupí (31) signály, které mají být vyslány bloky stanovené velikosti, které se doplní (32) jednotlivě kruhovým symbolem a při příjmu je vyrovnaní ve frekvenční oblasti aplikováno na každý blok, po tom, co byl kruhový symbol odejmut (35).

6. Způsob podle některého z nároků 1 až 4, v y z n a č e - n ý t í m , že se při příjmu přeskupí (43) signály přijaté bloky o stanovené velikosti (L), které se po konverzi na numerické údaje jednotlivě doplní na jednom konci sekvencí o stanovené velikosti (N-L) numerickými údaji nulové hodnoty, které přechodně přesahují do přilehlého bloku a po vyrovnaní a návratu do přechodné oblasti se přičtou (47) postupně vyrovnané údaje, které jsou v zónách překrytí a vyrovnané signály přilehlého bloku, které tomu přechodně odpovídají.

7. Způsob podle nároků 1 až 4, v y z n a č e n ý t í m , že se při příjmu přeskupí signály bloky o stanovené velikosti (N), které se částečně překrývají (N-L) předtím, než se

provede vyrovnání (54-56) na blocích a po vyrovnání se eliminují (57) ty (N-L) z vyrovnaných signálů, které pocházejí ze signálů nacházejících se v zóně překrytí dvou následných bloků.

8. Přijímač numerických signálů přenášených pomocí modulační nosné vlny, obsahující prostředky rozhodování (20), rozhodující v závislosti na přijatých signálech o učinění rozhodnutí o rozeznání vyslaných signálů, obsahující:

- výpočetní prostředky (14, 16) pro provedení přímé diskrétní Fourierovy transformace na přijatých signálech poskytující spektrum signálů frekvenčních linií modulované nosné vlny,
- prostředky (15) pro vzájemné vyrovnání signálů čar vzhledem k distorzi šíření odhadnuté po referenčním signálu,
- výpočetní prostředky (14, 16) uspořádané pro aplikaci inverzní diskrétní Fourierovy transformace na spektrum vyrovnaných signálů a získání přechodného výsledku pro prostředky rozhodování (20),

v y z n a č e n ý t í m , že prostředky rozhodování (20) jsou uspořádány pro měření fázových chyb (ξ_k) vyrovnaných signálů vzhledem k signálům referenčním ($\hat{a}_k$) a následné ovládání fázových rotací přijatých pozdějších signálů.

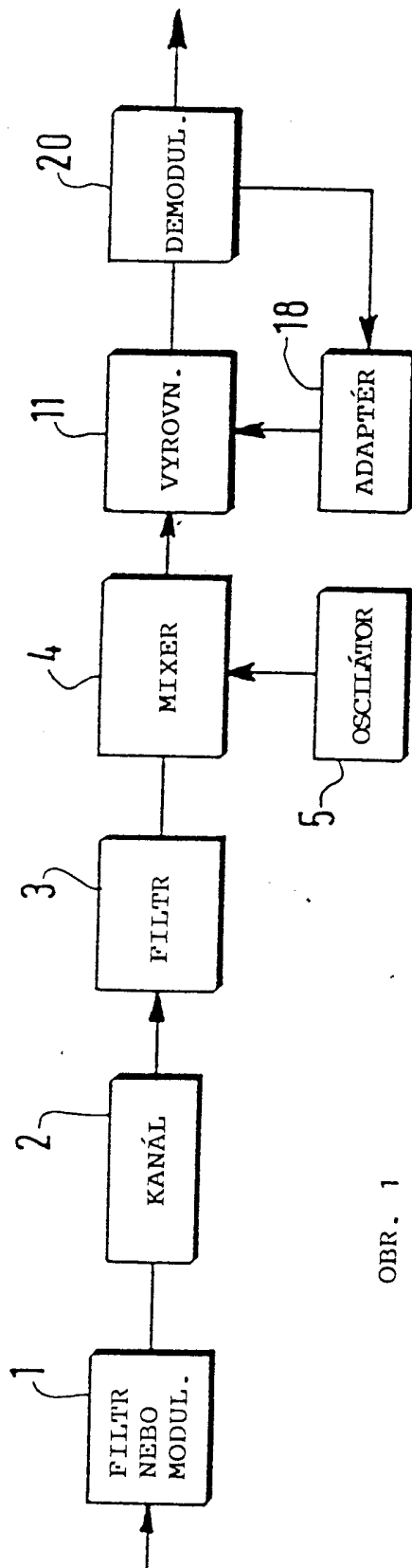
9. Přijímač podle nároku 8, v y z n a č e n ý t í m , že prostředky rozhodování (20) obsahují akumulátorový obvod (25) uspořádaný po adresování v závislosti na fázových chybách (ξ_k, u_k) paměti (26) obsahující trigonometrickou tabul-

ku pro úpravu násobícího numerického obvodu (21), který předává uvedené pozdější signály do obvodu pro rozhodování (22) a tak opatřuje uvedené chyby (ε_k , u_k).

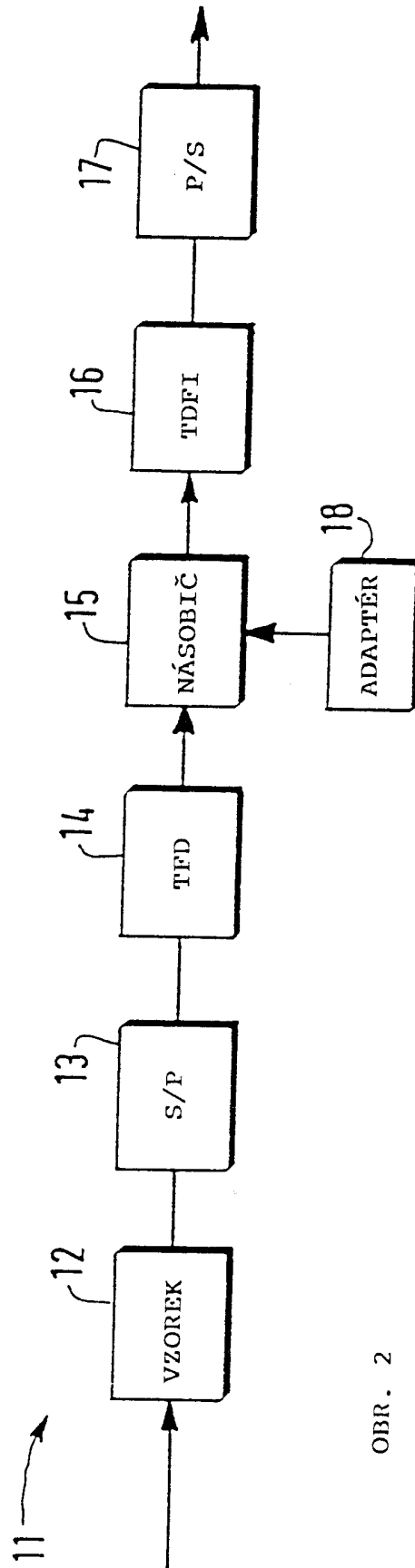
10. Přijímač podle některého z nároků 8 a 9, v y z n a - č e n ý t í m , že výpočetní prostředky jsou uspořádány (35) pro rozeznání poloh bloků dané velikosti přijatých signálů před přímou diskrétní Fourierovou transformací, z nichž každý obsahuje kruhový numerický symbol a pro odstranění uvedeného symbolu.

11. Přijímač podle některého z nároků 8 a 9, v y z n a - č e n ý t í m , že výpočetní prostředky jsou uspořádány (43) tak, aby přeskupily přijaté signály bloky o dané velikosti (L) a aby po konverzi na numerické údaje doplnily (43) každý z nich na konci sekvencí o dané velikosti (N-L) numerických údajů o nulové hodnotě, které přesahují přechodně do přilehlého bloku, dříve než se na doplněné bloky aplikuje přímá diskrétní Fourierova transformace a aby se postupně sečetly vyrovnané údaje, které jsou v zónách překrytí a vyrovnané signály z přilehlého bloku, které tomu přechodně odpovídají.

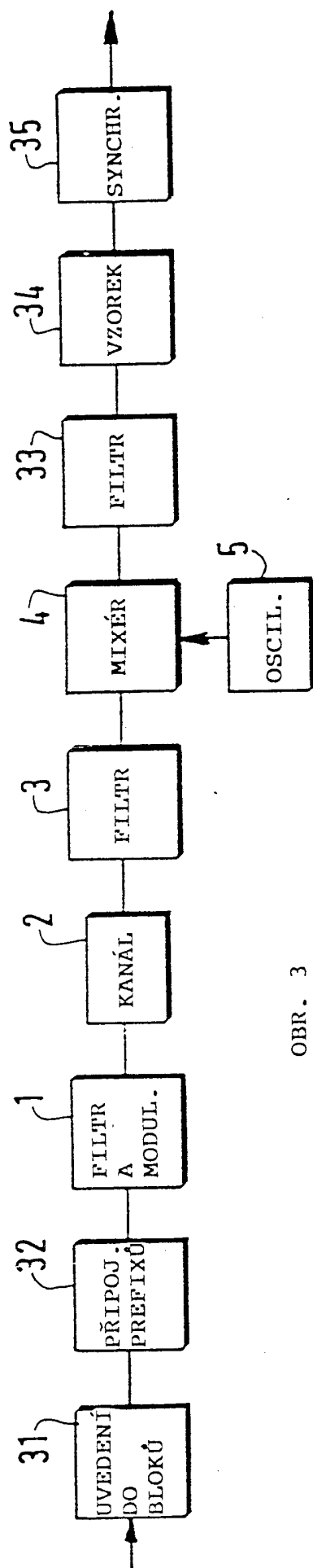
12. Přijímač podle některého z nároků 8 a 9, v y z n a - č e n ý t í m , že výpočetní prostředky jsou uspořádány (53) pro přeskupení před diskrétní Fourierovou transformací přijatých signálů bloky o dané velikosti (N), částečně se překrývající (N-L) v čase, a pro eliminaci (57), bezprostředně po inverzní diskrétní Fourierově transformaci, získaných signálů (N-L), pocházejících z přijatých signálů patřících dvěma blokům.



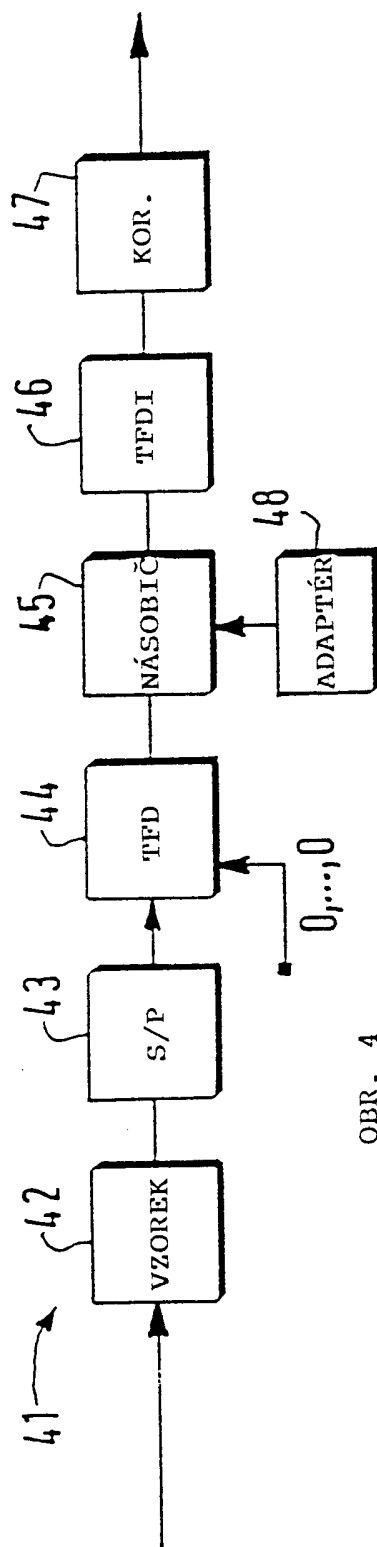
OBR. 1



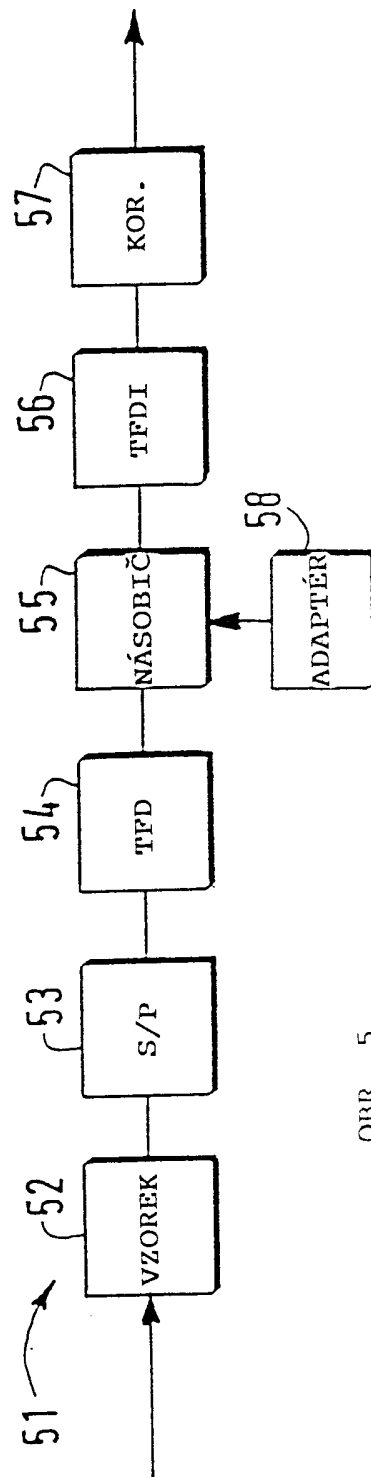
OBR. 2



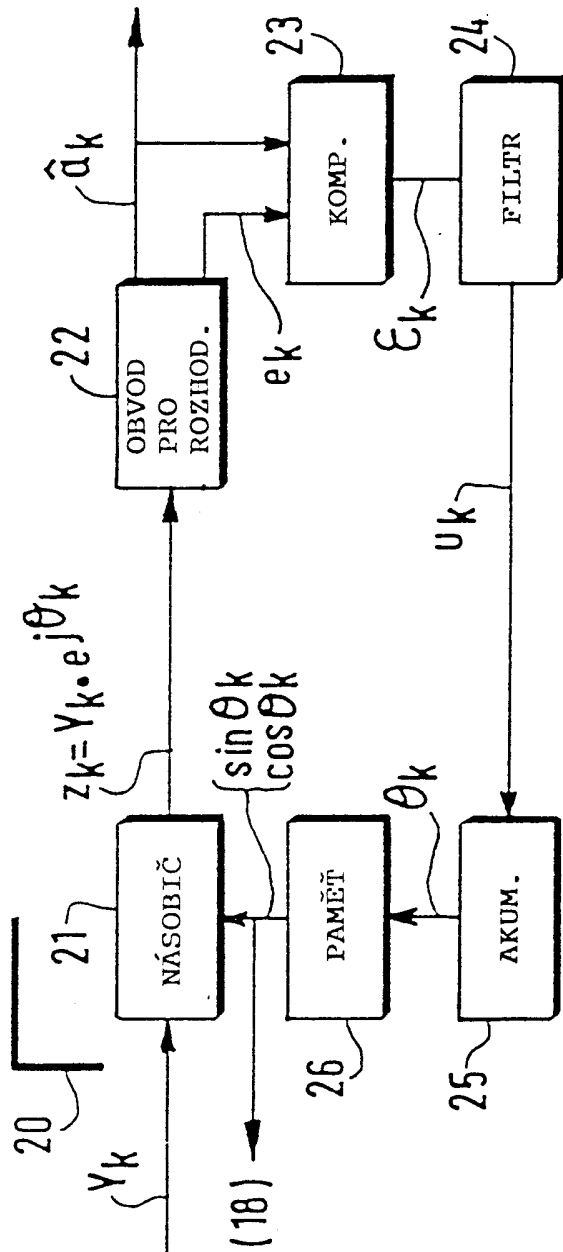
OBR. 3



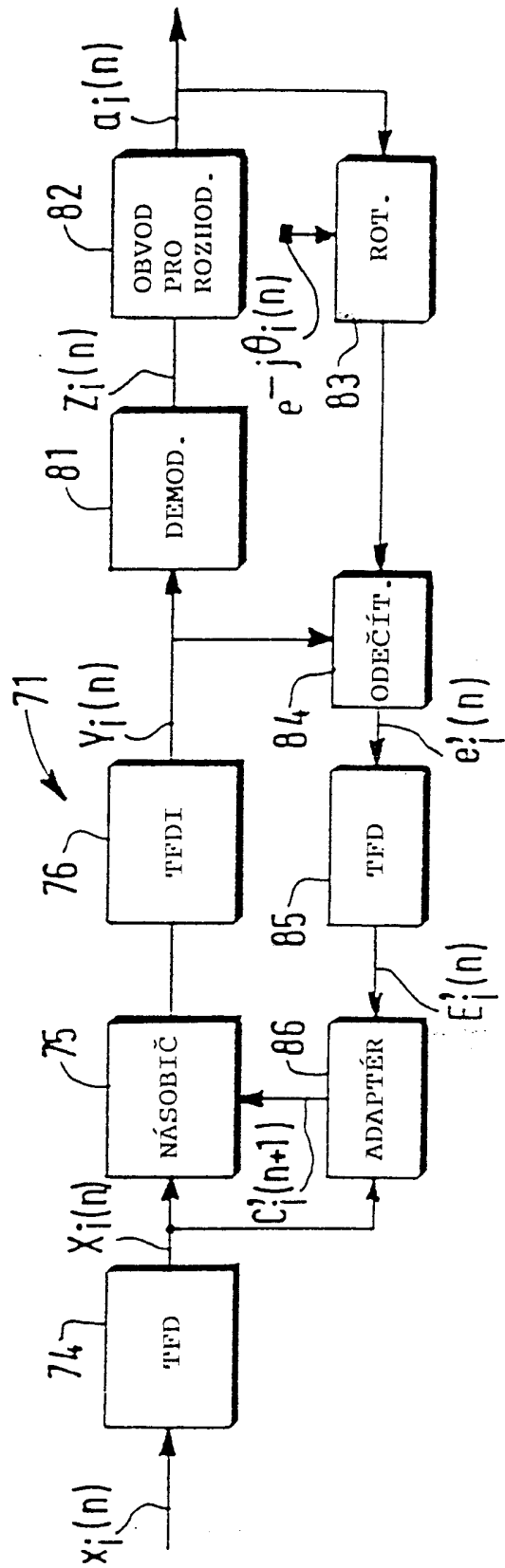
OBR. 4



OBR. 5



OBR. 6



OBR. 7