



ÚŘAD PRO VYNÁLEZY
A OBJEVY

(22) Přihlášeno 27 07 84
(21) PV 5785-84

(51) Int. Cl.⁴

H 04 N 7/04

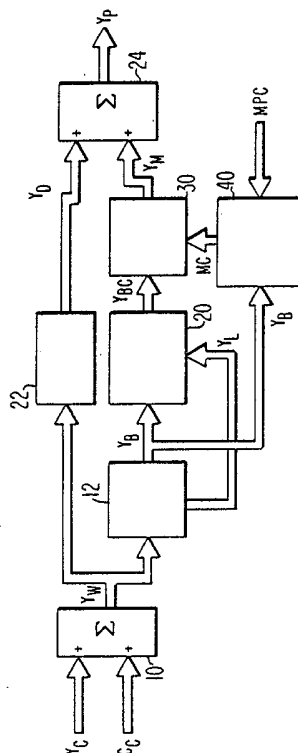
(40) Zveřejněno 12 03 87

(45) Vydáno 15 07 88

(72) Autor vynálezu BOLGER THOMAS VINCENT, MARCHANTVILLE, New Jersey (Sp. st. a.)
(73) Majitel patentu RCA CORPORATION, NEW YORK, New York (Sp.st.a)

(54) Zapojení pro zpracování digitálního signálu

Obvod pro korekci špiček digitálních signálů kombinuje vstupní digitální signály s jejich filtrovanými a normovanými zobrazeními pro vytvoření nastavitelně korigovaných digitálních signálů. Digitální filtr vytváří složky o relativně vyšším kmitočtu vstupních digitálních signálů, které jsou nastavitelně normovány digitálním násobičem v souladu s násobícím koeficientem. Řídicí obvod vytváří násobící koeficient o hodnotě určené v souladu s velikostí špičky vysokofrekvenčních složek vstupních digitálních signálů ve vztahu k hodnotě korigující řídicí úrovně signálu.



Vynález se týká zapojení pro zpracování digitálního signálu a zvláště obvodu pro korekci špiček digitálního signálu zajišťujícího korekci nastavitelnou v odezvu na slespoň část signálu, který má být korigován. Vynález je vhodný pro zpracování digitálních televizních signálů v televizním přijímači.

Korekce špiček je takové zpracování signálu, ve kterém jsou složky signálu o vyšším kmitočtu zdůrazněny nebo potlačeny tak, aby se nastavilo celkové kmitočtové spektrum signálů. To je užitečné tam, kde jsou složky signálu o vyšším kmitočtu nežádoucím způsobem zeslabovány předchozím zpracováním signálu nebo zařízením. Pro televizní signály například způsobuje zeslabení jasových signálů o vyšším kmitočtu nežádoucí ztrátu horizontálních detailů v reprodukováném obraze. Takové zeslabení může být zavedeno vysokofrekvenčním tunerem a zesilovači, mezifrekvenčními zesilovači nebo zařízením oddělujícím jasové barvonosné složky signálu. Pevné uspořádání pro korekci špiček není v televizním přijímači vhodné, poněvadž nemůže reagovat na změny v přijímaných signálech, nebo výkon přijímače a nemůže být nastaveno tak, aby vyhovovalo zálibě diváka, která se nejen liší mezi diváky, ale která se může lišit pro kteréhokoliv diváka podle obsahu programu.

Proto je žádoucí vytvořit nastavitelné uspořádání pro korekci špiček, které může nastavit stupeň, do kterého jsou signály korigovány v odezvu na divákem ovladatelné nastavení a v odezvu na změny stavu zpracovávaných signálů. Když se takové uspořádání pro korekci špiček použije v televizních přijímačích, mají tyto tendenci zvýrazňovat obsah horizontálních detailů reprodukováných obrazů. Uspořádání analogového obvodu zajišťujícího takové charakteristiky pro televizní přijímače se zpracováním analogovaného signálu je známo.

U zařízení na zpracování digitálních signálů ovšem obvod pro korekci špiček digitálních signálů provádět korekci na signálech, které jsou digitálními čísly představujícími úroveň signálů, spíše než přímo na úrovních signálů jako takových. Tudíž musí se použít digitálních obvodů pro vytvoření digitálního signálu představujícího úroveň špiček pro odvození signálu násobícího koeficientu za určitých stavů digitálního signálu a pro vytvoření špičkové korigovaných digitálních signálů v odezvu na signál násobícího koeficientu.

Známé analogové systémy korekce špiček používají zpětnovazební uspořádání včetně pásmové propusti pro nastavování úrovně korekce špiček. Ale u zařízení pro korekci špiček digitálních signálů shcopnost vážit digitální signály s předvídatelností a přesností umožňuje vyhnout se zpětnovazebnímu uspořádání a složitosti s tím spojené. Navíc právě zmíněná pásmová propust je eliminována.

Uvedené nevýhody jsou odstraněny u zapojení pro zpracování digitálního signálu podle vynálezu, jehož podstatou je, že výstup vstupního prvního digitálního obvodu je připojen jednak přes digitální zpožďovací obvod k prvnímu vstupu výstupního třetího digitálního součtového obvodu, jednak k digitálnímu filtru, sestávajícímu z posuvného registru, připojeného přes váhové obvody a druhý digitální součtový obvod k první digitální odčítačce, přičemž výstup digitálního filtru je přes digitální násobič připojen k druhému vstupu třetího součtového obvodu, zatímco mezi výstupem digitálního filtru a druhým vstupem digitálního násobiče je zapojen řídící obvod.

Vynálezem se dosahuje podstatného zlepšení zpracování digitálních signálů, zejména v televizních přijímačích umožněním nastavitelné korekce špiček signálů.

Příklady provedení zapojení pro zpracování digitálního signálu jsou zobrazeny na výkresech, na nichž znázorňuje obr. 1 blokové schéma tohoto zapojení, obr. 2, 4 a 5 grafy přenosových charakteristik pro pochopení zapojení podle obr. 1 a obr. 3, 6, 7, 8, 9 a 10 schématicky, alespoň částečně ve formě blokového schématu, části zapojení podle obr. 1.

Na výkresech představují silné šipky dráhy pro mnohabitové paralelní digitální signály a čárové šipky představují dráhy pro jednobitové nebo sériové digitální signály, pro hodinové signály nebo pro řídicí signály. Kroužek na vstupu k logickému prvku naznačuje, že takový prvek reaguje na invertovaný signál přiložený k takovému vstupu.

Obr. 1 znázorňuje část sekce zpracování digitálního signálu televizního přijímače, v níž jsou jasové signály zpracovávány digitálně. Ačkoliv vynález je obecně aplikovatelný, je zde popsán v podmínkách procesoru digitálního jasového signálu v sekci televizního přijímače, poněvadž operace digitální korekce špiček signálu fíditelná v odezvu na nastavitelné digitální signály korekce špiček se s výhodou provádí právě zde.

Vstupní první digitální součtový obvod 10 je zdrojem širokopásmových digitálních jasových signálů Y_W , které vytváří připočítáváním informace o vertikálních detailech zahrnutých v hřebenově filtrovaných digitálních barvosných signálech C_C k hřebenově filtrovaným digitálním jasovým signálům Y_C . Velikost digitálních jasových signálů Y , jako funkce kmitočtu f , je znázorněna na obr. 2, kde je širokopásmový digitální jasový signál Y_W odpovídajícím způsobem vyznačen.

Digitální filtr 12 na obr. 1 přijímá širokopásmové digitální jasové signály Y_W a vytváří dolní propustí filtrované digitální jasované signály Y_L včetně relativně nižších kmitočtových složek širokopásmových digitálních jasových signálů Y_W a vytváří pásmovou propustí filtrované digitální jasové signály Y_B , včetně jejich relativně vyšších kmitočtových složek. Dolní propustí filtrované digitální jasové signály Y_L a pásmovou propustí filtrované digitální jasové signály Y_B jsou s výhodou zhruba komplementární co do velikosti kmitočtového spektra, jak je znázorněno křivkami Y_L a Y_B na obr. 2.

Příklad provedení digitálního filtru 12 znázorněný na obr. 3 obsahuje vícecestupňový posuvný registr 14, který vytváří zpožděné repliky širokopásmových digitálních jasových signálů Y_W na svých různých výstupních odbočkách v odezvu na vstupní širokopásmové digitální jasové signály Y_W a neznázorněný hodinový signál. Zpožděné digitální jasové signály vytvořené na odbočkách posuvného registru 14 jsou váženy digitálními váhovými obvody W_1 , W_2 a W_3 , které jsou například digitálními násobiči. Hodnoty váhových koeficientů váhových obvodů W_1 , W_2 a W_3 určují kmitočtovou odezvu digitálního filtru 12, jak je známo odborníkům v oboru.

Druhý digitální součtový obvod 16 sčítá vážené zpožděné jasové signály pro vytváření pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B . Výstupní odbočka na středovém stupni posuvného registru 14 vytváří zpožděné širokopásmové digitální jasové signály Y_W' , od nichž jsou první digitální odčítačkou 18 odečítány pásmovou propustí filtrované digitální jasové signály Y_B pro vytvoření dolní propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_L . Tímto způsobem jsou pásmovou propustí filtrované digitální jasové signály Y_B a dolní propustí filtrované digitální jasové signály Y_L v podstatě komplementární.

Digitální obvod 20 pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů na obr. 1 vytváří digitální jasové signály Y_{BC} a potlačeným nízkoamplitudovým šumem, kde tento nízkoamplitudový šum je potlačen například v odezvu na dolní propustí filtrované digitální jasové signály Y_L . Když jsou úrovně dolní propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_L relativně vysoké, což odpovídá jasnému obrazu, vykazuje obvod 20 pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů prahovou úroveň potlačení o relativně nízké hodnotě pro vytváření digitálních jasových signálů Y_{BC} s potlačeným nízkoamplitudovým šumem jen když velikost pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B přesáhne velikost první prahové úrovně potlačení. Když jsou úrovně dolní propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_L relativně nízké, což odpovídá tmavému obrazu, digitální obvod 20 protlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů vyhazuje druhou prahovou úroveň potlačení o relativně vyšší hodnotě a vytvářejí se digitální jasové signály Y_{BC} s potlačeným

nízkoamplitudovým šumem pouze tehdy, když jejich velikost přesahuje velikost druhé prahové úrovně potlačení.

Obvod 20 pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů proto potlačuje při tmavších scénách více než při světlejších scénách. To je žádoucí, poněvadž tímto obvodem odstraněné relativně nízkourovňové signály o vyšším kmitočtu, které jsou často sdruženy s nežádoucími šumovými signály, mají tendenci vytvářet snadno vnímané nežádoucí světlé skvrny na tmavých scénách.

Digitální násobič 30 násobí digitální jasové signály Y_{BC} s potlačeným nízkoamplitudovým šumem přijímané z obvodu 20 pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů. Toto násobení je řízeno v odezvu nanásobicí koeficient MC vytvořený digitálním řídicím obvodem 40, čímž digitální násobič 30 vytváří násobené digitální jasové signály Y_M mající charakteristiky znázorněné na obr. 2 skupinou křivek označený Y_M . Digitální násobič 30 je například 8 x 8bitový násobič, ale může to být relativně jednoduchý posouvající a přičítající násobič, kde bude postačovat relativně málo hodnot násobicího koeficientu MC .

Digitální řídicí obvod 40 vytváří násobicí koeficient MC nastavitelně v odezvu na pásmovou propust filtrované digitální jasové signály Y_B a divákem nastavitelný řídicí signál MPC ruční korekce špiček. Násobicí koeficient MC je řízen v odezvu na špičkové veličiny Y_{BKO} pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B ve vztahu k velikosti řídicího signálu MPC ruční korekce špiček v souladu s předem určenou charakteristikou, například takovou, která je znázorněna na obr. 4. Když je špičková veličina Y_{BPK} pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B menší než řídicí signál MPC ruční korekce špiček, což indikuje relativně nižší vysokofrekvenční jasový obsah, vytváří se násobicí koeficient $MC = 1$ reprezentovaný první čarou 60 a zavádí se maximální korekce, to jest je přítomno maximální zdůraznění jakýchkoliv obsahu vysokofrekvenčních signálů. Když je špičková veličina Y_{BPK} pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B větší než dvojnásobek řídicího signálu MPC ruční korekce špiček, což indikuje relativně větší obsah vysokofrekvenčního jasu, vytváří se násobicí koeficient $MC = 0$, představovaný třetí čarou 64, nezavádí se v podstatě žádná korekce, to jest žádné zdůraznění obsahu vysokofrekvenčních signálů. Mezi těmito úrovněmi špičkové veličiny Y_{BPK} pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B je násobicí koeficient MC řízen mezi jednotkou a nulou představovanou druhou čarou 62 v souladu s poměrem Y_{BPK}/MPC . Je třeba poznamenat, že první čára 60 je v praxi schodovitá charakteristika, ve které je počet schodů určen počtem digitálních úrovní, kterým může násobicí koeficient MC nabýt, přičemž tento počet je omezen počtem bitů digitálního signálu násobicího koeficientu MC .

Na obr. 1 jsou širokopásmové digitální jasové signály Y_W zpožďovány v čase digitálním zpožďovacím obvodem 22, který vytváří zpožděné digitální jasové signály Y_D . Digitální zpožďovací obvod 22 je například posuvný registr, mající počet stupňů zvolen tak, aby zajistil časové zpoždění v podstatě rovné tomu, které se objevuje při vytváření násobných digitálních jasových signálů Y_M v odezvu na širokopásmové digitální jasové signály Y_W přes signálovou dráhu tvořenou digitálním filtrem 12, obvodem 20, pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů a digitálním násobičem 30.

Třetí digitální součtový obvod 24 kombinuje širokopásmové zpožděné digitální jasové signály Y_D a násobené digitální jasové signály Y_M s řízeným potlačením nízkoamplitudového šumu a vytvářejí se jasové signály Y_P s korekcí špiček. Obr. 2 dále znázorňuje skupinu charakteristik závislosti velikosti na kmitočtu digitální jasové signály Y_P s korekcí špiček, což jsou součty příslušných charakteristik ze skupiny charakteristik násobených digitálních jasových signálů Y_M a charakteristik širokopásmových digitálních jasových signálů Y_W , která představuje zpožděné digitální jasové signály Y_D .

Celková přenosová funkce obvodu korekce špiček na obr. 1 může být vyjádřena rovnicí

$$Y_P = [1 + H(12) \cdot H(20) \cdot MC] Y_W \quad (1)$$

kde $H(12)$ je přenosová funkce digitálního filtru 12, $H(20)$ je přenosová funkce obvodu 20 pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů a kde digitální obvod 22 je zvolen tak, jak je popsáno výše. Pokud je úvaha omezena na tu část Y_B^- širokopásmových digitálních jasových signálů Y_W , které leží v pásmu propustnosti digitálního filtru 12, to jest tak, že absolutní hodnota $H(12)$ je přibližně rovna 1 a jestliže prahová úroveň potlačení nízkoamplitudových šumů obvodu 20 pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů je dostatečně nízká tak, aby ji bylo možno zanedbat, to jest tak, že absolutní hodnota $H(20)$ je přibližně rovna 1, pak se přenosová funkce stává

$$Y_P^- = [1 + MC] Y_B^- \quad (2)$$

Poněvadž rozsahy například MC jsou mezi 0 a 1, bude Y_P^- v rozsahu mezi $1x$ až $2x$ Y_B^- .

Uvažujme například, že digitální jasové signály Y_B^- mají digitální hodnoty ekvivalentní desítkovým číslům mezi nulou a asi 80, jak je znázorněno na obr. 5 a že řídicí signál MPC ruční korekce špiček je nastaven na úroveň ekvivalentní desítkovému číslu 20. Pro hodnoty Y_B^- menší než 20, vytváří řídicí obvod 40 násobící koeficient $MC = 1$ v souladu s první čarou 60 na obr. 4 a $Y_P^- = 2Y_B^-$ v souladu s rovnicí (2). Tento rozsah je znázorněn jako čtvrtá čára 70 na obr. 5. Se zvyšováním hodnoty Y_B^- směrem ke 40, zmenšuje řídicí obvod 40 korekci špiček v souladu s druhou čarou 62 na obr. 4 tak, že se vytváří Y_P^- , které má hodnoty znázorněné pátou čarou 72 na obr. 5. Pro hodnoty Y_B^- větší než 40 řídicí obvod 40 vytváří násobící koeficient $MC = 0$ v souladu s třetí čarou 64 na obr. 4 tak, že se vytváří Y_P^- mající hodnoty takové, jak jsou znázorněny šestou čarou 74 na obr. 5.

Obr. 6 znázorňuje příklad provedení digitálního řídicího obvodu 40, který vytváří násobící koeficient MC , mající charakteristiku danou první čarou 60, druhou čarou 62 a třetí čarou 64 popsanou výše ve vztahu k obr. 1 a 4. Digitální špičkový detektor 42 detekuje špičkovou veličinu Y_{BPK} pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B . Digitální detektor 44 hrubého zisku reaguje na špičkovou veličinu Y_{BPK} a řídicí signál MPC ruční korekce špiček a způsobuje, že paměť 48 digitálního koeficientu vytváří násobící koeficienty MC odpovídající první čáře 60 a třetí čáře 64 s konstantní hodnotou na obr. 4.

Digitální detektor 46 poměru zisku reaguje na špičkovou veličinu Y_{BPK} a řídicí signál MPC ruční korekce špiček a způsobuje, že paměť 48 digitálního koeficientu vytváří násobící koeficienty MC odpovídající skloněné druhé čáře 62 na obr. 4. Digitální špičkový detektor 42, digitální detektor 44 hrubého zisku, digitální detektor 46 poměru zisku a paměť 48 digitálního koeficientu jsou podrobněji popsány níže ve vztahu k obr. 7 až 10.

Obr. 7 znázorňuje příklad provedení digitálního špičkového detektoru 42, ve kterém je detektorována špičková veličina Y_{BPK} představována výpočtem uchovaným v obousměrném čítači 424. První digitální komparátor 420 vytváří výstupní signál, který otevírá první součinnový obvod 422 za podmínky, že velikost pásmovou propustí filtrovaného digitálního jasového signálu Y_B přesahuje špičkovou veličinu Y_{BPH} . Jinak první digitální komparátor 420 vytváří výstupní signál, který uzavírá první součinnový obvod 422. Otevření prvního součinnového obvodu 422 způsobí, že hodinový signál $4f_{sc}$ je přiveden na vstup U dopředného obousměrného čítače 424 a způsobí v něm přírůstek. Hodinový signál $4f_{sc}$ má relativně vysoký kmitočet, například čtyřikrát větší než je signál f_{sc} pomocné nosné barvy tak, že obousměrný čítač 424 zaznamená přírůstky relativně velkou rychlostí. Hodinový signál f_H se přivádí na vstup D zpětného čítání obousměrného čítače 424 a způsobuje v něm zvýšení výpočtu. Hodinový signál f_H má relativně nízký kmitočet, například kmitočet televizních horizontálních synchronizačních impulsů, takže obousměrný čítač 424 zaznamenává úbytky relativně nízkou rychlostí. Takto digitální špičkový detektor 42 vytváří signál špičkové veličiny Y_{BPK} , který může rychle vzrůstat, ale který se zmenšuje pomalu.

Obr. 8 znázorňuje příklad provedení digitálního detektoru 44 hrubého zisku, který spolupracuje s pamětí 48 digitálního koeficientu pro vytváření nulových a jednotkových hodnot násobícího koeficientu $\underline{MC}$ odpovídajících třetí čáře 64, popřípadě první čáře 60 na obr. 4. Druhý digitální komparátor 440 přijímá signál špičkové veličiny $\underline{Y_{BPK}}$ a řídicí signál $\underline{MPC}$ ruční korekce špiček a vytváří nastavovací signál $\underline{S}$, když řídicí signál $\underline{MPC}$ ruční korekce špiček přesahuje špičkovou veličinu $\underline{Y_{BPK}}$, to jest pro podmínku $(\underline{Y_{BPK}}/\underline{MPC}) < 1$. Vytváření nastavovacího signálu $\underline{S}$ naznačuje, že je požadován násobící koeficient $\underline{MC} = 1$.

Digitální násobící jednotka 442 zvětšuje velikost řídicího signálu $\underline{MPC}$ ruční korekce špiček dvakrát a přivádí výsledek na třetí digitální komparátor 444. Třetí digitální komparátor 444 dostává výsledný dvojnásobný řídicí signál $\underline{MPC}$ ruční korekce špiček a signál špičkové veličiny $\underline{Y_{BPK}}$ a vytváří nulovací signál $\underline{R}$, když špičková velikost $\underline{Y_{BPK}}$ přesahuje dvojnásobně $\underline{MPC}$ řídicí signál, to jest pro stav $(\underline{Y_{BPK}}/\underline{MPC}) > 2$. Vytvoření nulovacího signálu $\underline{R}$ naznačuje, že se požaduje násobící koeficient $\underline{MC} = 0$. Ani nulovací signál $\underline{R}$ ani nastavovací signál $\underline{S}$ se nevytváří pro stav $2 > (\underline{Y_{BPK}}/\underline{MPC}) > 1$, pro kterou se vyžaduje hodnota násobícího koeficientu $\underline{MC}$ mezi 0 až 1.

Obr. 9 znázorňuje příklad provedení paměti 48 digitálního koeficientu, která vytváří násobící koeficient $\underline{MC}$. Osmi dělicí digitální čítač 480 vytváří a ukládá do paměti číslo, které se stane násobícím koeficientem $\underline{MC}$ poté, co je přeneseno do digitálního blokovacího registru 482 a tam je uloženo. Přiložení nastavovacího signálu $\underline{S}$ z digitálního detektoru 44 hrubého zisku vytváří násobící koeficient $\underline{MC} = 1$ následujícím způsobem. Nastavovací signál $\underline{S}$ se přikládá k nastavovacímu vstupu $\underline{SI}$ osmidělicího digitálního čítače 480 pro inicializaci a držení čísla zde uloženého na jeho maximální hodnotě, to jest všechny jeho bity jsou 1. Nastavovací signál $\underline{S}$ je také přiveden přes druhý obvod 686 logického součtu k digitálnímu blokovacímu obvodu 482 pro uložení čísla sestávajícího ze samých 1 z osmidělicího digitálního čítače 480 a tím se vytváří násobící koeficient $\underline{MC} = 1$.

Přiložení nulovacího signálu $\underline{R}$ z digitálního detektoru 44 hrubého zisku vytváří násobící koeficient $\underline{MC} = 0$ následujícím způsobem. Nulovací signál $\underline{R}$ se přivede přes první obvod 484 logického součtu na nulovací vstup $\underline{RI}$ osmidělicího digitálního čítače 480 pro inicializaci a držení čísla zde uloženého na jeho minimální hodnotě, to jest všechny bity jsou nuly. Nulovací signál $\underline{R}$ se také přivádí přes druhý obvod 496 logického součtu k digitálnímu obvodu 482 a uloží se číslo sestávajícího ze samých 0 do paměti z osmi dělicího digitálního čítače 480, čímž se vytváří násobící koeficient $\underline{MC} = 0$.

Funkce otevíracího signálu $\underline{EN}$, výstupního impulsu $\underline{UP}$ a ukončovacího přenosového signálu $\underline{T}$ ve vztahu k paměti 48 digitálního koeficientu jsou popsány níže ve vztahu k digitálnímu detektoru 46 poměru zisku. Tudiž digitální špičkový detektor 42, digitální detektor 44 hrubého zisku a paměť 48 digitálního koeficientu spolupracují při vytváření dvou pevných hodnot násobícího koeficientu $\underline{MC}$ odpovídajících dvěma nepřekrývajícím se rozsahům poměru $\underline{Y_{BPK}}/\underline{MPC}$.

Obr. 10 znázorňuje příklad provedení digitálního detektoru 46 poměru zisku, který spolupracuje s pamětí 48 digitálního koeficientu a vytváří hodnoty násobícího koeficientu $\underline{MC}$ mezi 0 a 1. Předpokládejme, že je splněna podmínka $2 > (\underline{Y_{BPK}}/\underline{MPC}) > 1$ a že signál je přiložen na nulovací vstup $\underline{RI}$ prvního bistabilního klopného obvodu 462, který je tím vynulován a vytváří výstupní signál pro první řídicí spínač 464 a druhý řídicí spínač 466, aby byly ve znázorněných polohách. Potom první řídicí spínač 464 přivádí signál $\underline{Y_{BPK}}$ na druhou digitální odčítačku 468 a druhý řídicí spínač 466 přivádí na ní řídicí signál $\underline{MPC}$ ruční korekce špiček. Digitální druhá odčítačka 468 vytváří rozdílový signál $\underline{DS}$ velikosti $\underline{DS} = (\underline{Y_{BPK}} - \underline{MPC})$ na svém výstupu, který je na něm blokován v odezvu na hodinový signál $4f_{sc}$.

Poněvadž je splněna podmínka $2 > (Y_{BPK}/MPC) > 1$, je rozdílový signál DS větší než 0 a způsobuje, že výstupní signál je vytvářen čtvrtým digitálním komparátorem 470, to jest je splněna podmínka $(Y_{BPK} - MPC) > 0$. Výstupní signál ze čtvrtého digitálního komparátoru 470 se pro otevření třetího součinového obvodu 474 pro propuštění hodinového signálu $4f_{sc}$ pro vytvoření výstupního impulsu UP. Výstupní signál ze čtvrtého digitálního komparátoru 470 se přikládá na nastavovací vstup SI prvního bistabilního klopného obvodu 462, který je tím nastaven a způsobí, že první řídící spínač 464 a druhý řídící spínač 466 přenášejí, takže rozdílový signál DS z výstupu druhé digitální odčítačky 468 je přiložen k jednomu z jeho vstupů a signál úrovně MPC/8 přírůstku je přiveden k jeho druhému vstupu. Úroveň MPC/S přírůstku je úroveň řídícího signálu MPC ruční korekce špiček dělená osmi, přičemž toho dělení se snadno dosáhne posunutím spojení bitů řídícího signálu MPC ruční korekce špiček do bitových poloh úrovně přírůstku MPC/8 majících nižší bitové váhy.

Druhá digitální odčítačka 468 nyní vytváří rozdílový signál DS mající hodnotu $DS = (Y_{BPK} - MPC) - (MPC/8)$, která pokud je větší než 0, způsobuje, že čtvrtý digitální komparátor 470 pokračuje v otevírání třetího součinového obvodu 474 a tím vytváří druhý výstupní impuls UP. Sled odečítání úrovně přírůstku MPC/8 od nejposlednějšího rozdílového signálu DS a vytváření výstupního impulsu UP se opakuje, dokud se nový rozdílový signál DS nestane menším než 0 nebo rovným 0.

Pátý digitální komparátor 472 vytváří výstupní signál, když rozdílový signál DS je menší než 0 nebo roven 0, kterýžto výstupní signál je přiváděn jako ukončovací/přenosový signál T. Ukončovací/přenosový signál T se přikládá pro vynulování prvního bistabilního klopného obvodu 462 a tím se reverzují první řídící spínač 464 a druhý řídící spínač 466, takže digitální detektor 46 poměru zisku opakuje sled, který byl právě popsán.

Ukončovací/přenosový signál T se snižší na počátku sledu digitálního detektoru 46 poměru zisku, jen když pátý digitální komparátor 472 nedetekuje, to jest, jen když mají být vytvářeny mezilehlé hodnoty násobícího koeficientu MC. Poznamenává se, že nastavovací signál S je nízký tak, aby otevřel druhý součinový obvod 460. Snižující se ukončovací přenosový signál T se přivádí v invetovaném smyslu a nastavuje nastavovací vstup SI druhého bistabilního klopného obvodu 476, který se tím nastaví pro vytvoření výstupního signálu pro nastavení koincidence na druhém součinovém obvodu 460, který vytváří otevírací signál EN. Hodinový signál $4f_{sc}$ se přikládá pro vynulování nulovacího vstupu RI druhého bistabilního klopného obvodu 476, který je tím vynulován a ukončí otevírací signál EN, který je proto v tomto okamžiku vysokým signálem. Jak je popsáno níže, otevírací signál EN vynuluje paměť 48 digitálního koeficientu v přípravě pro čítávání hodnoty násobícího koeficientu

Paměť digitálního koeficientu na obr. 9 vytváří násobící koeficient MC v odezvu na činnost digitálního detektoru 46 zisku následujícím způsobem. Okamžitý otevírací signál EN se přiloží přes první obvod 484 logického součtu a vynuluje nulovací vstup RI a vynuluje osmi dělicí digitální čítač 480 na počáteční číslo sestávající ze samých nul. Poté výstupní impulsy UP z digitálního detektoru 46 poměru zisku se přivedou na hodinový vstup CK osmidělicího digitálního čítače 480 a zvětší v něm uložené číslo o jedno číslo pro každý výskyt výstupního impulsu, čímž se načítá požadovaná hodnota násobícího koeficientu MC.

Ukončovací/přenosový signál T vytvořený digitálním detektorem 46 poměru zisku při ukončení jeho sledu srovnávání se přivede přes druhý obvod 496 logického součtu za účelem přenosu a uložení čísla uloženého v osmidělicím digitálním čítači 480 do digitálního blokovacího registru 482 jako násobící koeficient MC. Tudiž digitální špičkový detektor 42, digitální detektor 44 hrubého zisku, digitální detektor 46 poměru zisku a paměť 48 digitálního koeficientu spolupracují při vytváření mezilehlých hodnot násobícího koeficientu MC v souladu s mezilehlým rozsahem hodnot poměru Y_{BPK}/MPC .

Jsou uvažovány i různé modifikace vynálezu, spadající do rozsahu definice předmětu vynálezu. Například může být požadováno uspořádání zajišťující snížení korekce špiček širokopásmových digitálních signálů Y_W . Snížení korekce špiček se vztahuje na situaci, kdy některé ze skupiny křivek jasových signálů Y_P s korekcí špiček na obr. 2 jsou pod křivkou širokopásmového digitálního jasového signálu Y_W . U uspořádání podle obr. 1 se snižování korekce špiček dosahuje zápornými hodnotami násobícího koeficientu MC , vytvořenými řídicím obvodem 40 pro určité hodnoty řídicího signálu PMC ruční korekce špiček. Pro tento účel je digitální čítač 480 na obr. 9 obousměrný čítač otevřený pro zpětné čítání pro určité hodnoty násobícího koeficientu MC . Snížení korekce špiček je také zajištěno když uspořádání na obr. 1 je upraveno tak, že nedigitální zpožďovací obvod 22 se přikládají dolní propustí filtrované digitální jasové signály Y_L namísto širokopásmových digitálních jasových signálů Y_W , přičemž v tomto případě se požadují pouze kladné hodnoty násobícího koeficientu MC obsahující hodnoty větší než 1. Alternativně digitální násobič 30 může obsahovat vážení pro umožnění násobení činiteli většími než 1, tak jako při posuvné operaci směrem nahoru pro zajištění činitelů 2^N , KDE N je počet posuvů směrem nahoru.

Navíc digitální jasové signály Y_{BC} s potlačeným nízkokoamplitudovým šumem mohou být přikládány na řídicí obvod 40 místo pásmovou propustí filtrovaných digitálních jasových signálů Y_B . Ještě dále jiná čísla mezilehlých hodnot násobícího koeficientu MC , než je osm hodnot násobícího koeficientu MC , než je osm hodnot výše popsaných mohou být vytvářena provedeními podle obr. 9 a 10 prostě výměnou osmi dělicího digitálního čítače 480 za čítač dělicí N a odpovídající záměnou vstupní úrovně přírůstku $MPC/8$ u druhého řídicího spínače 466 za hodnotu úrovně přírůstku MPC/N . Jako jiný příklad provedení může být digitální filtr 12 hornopropustní digitální filtr vytvářející pásmové filtrované digitální jasové signály Y_B , poněvadž širokopásmové digitální jasové signály Y_W obsahují kmitočtové složky uvnitř omezeného rozsahu kmitočtů.

Ještě dále obvod 20 pro potlačení nízkokoamplitudového šumu digitálních signálů může být eliminován, poněvadž jeho funkce není nezbytná pro operaci korekce špiček signálů. Navíc časové zpoždění prováděné digitálním zpožďovacím obvodem 22 může být zajištěno posuvným registrem 14 v rámci digitálního filtru 12 použitím signálů vytvářených na jeho odbočce a majícím vhodně dlouhé zpožděné digitální jasové signály Y_D .

P R E D M Ě T V Y N Á L E Z U

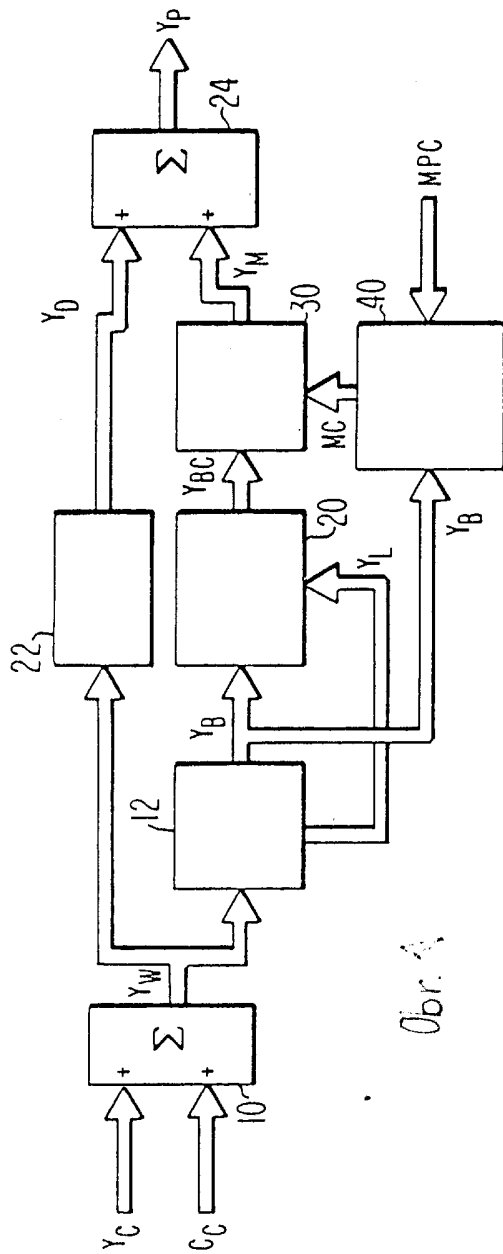
1. Zapojení pro zpracování digitálního signálu, vyznačující se tím, že výstup vstupního prvního digitálního součtového obvodu (10) je připojen jednak přes digitální zpožďovací obvod (22) k prvnímu vstupu výstupního třetího digitálního součtového obvodu (24), jednak k digitálnímu filtru (12), sestávajícímu z posuvného registru (14), připojeného přes váhové obvody ($W1$, $W3$, $W3$) a druhý digitální součtový obvod (16) k první digitální odčítače (18), přičemž výstup digitálního filtru (12) je přes digitální násobič (30) připojen k druhému vstupu třetího součtového obvodu (24), zatímco mezi výstupem digitálního filtru (12) a druhým vstupem digitálního násobiče (30) je zapojen řídicí obvod (40).

2. Zapojení podle bodu 1, vyznačující se tím, že řídicí obvod (40) obsahuje digitální detektor (44) hrubého zisku, připojený k digitálnímu špičkovému detektoru (42), přičemž nastavovací výstup digitálního detektoru (44) hrubého zisku je připojen jednak k digitálnímu detektoru (46) poměru zisku a jednak k paměti (48) digitálního koeficientu s osmi dělicím digitálním čítačem (480).

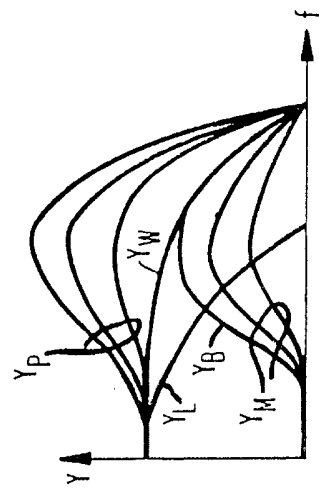
3. Zapojení podle bodu 2, vyznačující se tím, že digitální detektor (44) hrubého zisku je tvořen prvním digitálním komparátorem (440) a druhým digitálním komparátorem (444).

4. Zapojení podle bodu 1, vyznačující se tím, že mezi digitálním filtrem (12) a digitálním násobičem (30) je zapojen obvod (20) pro potlačení nízkoamplitudových šumů digitálních signálů.

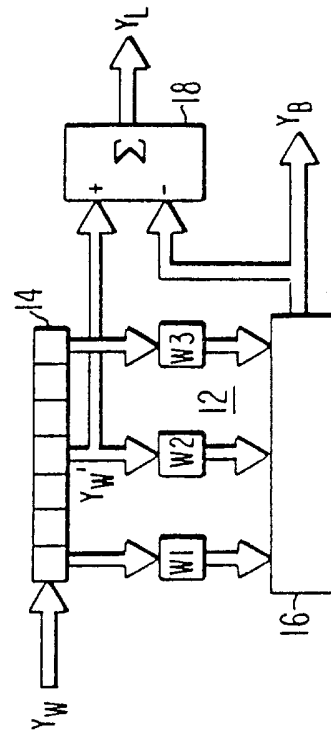
3 výkresy



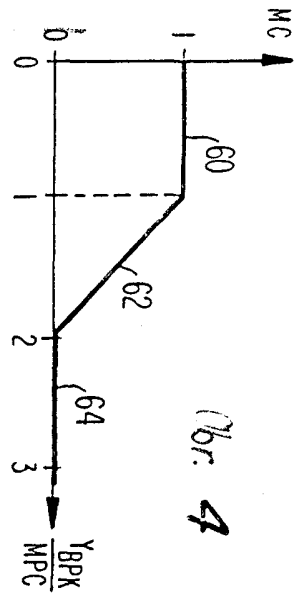
Фиг. 4



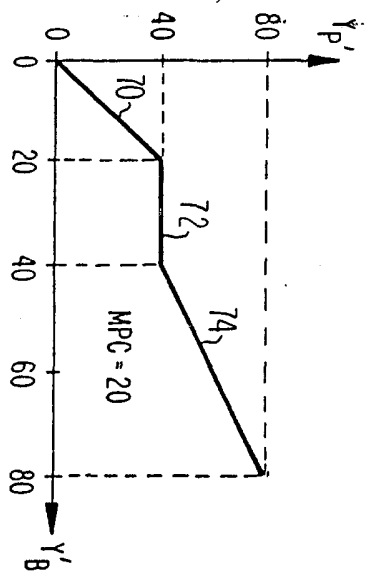
Фиг. 2



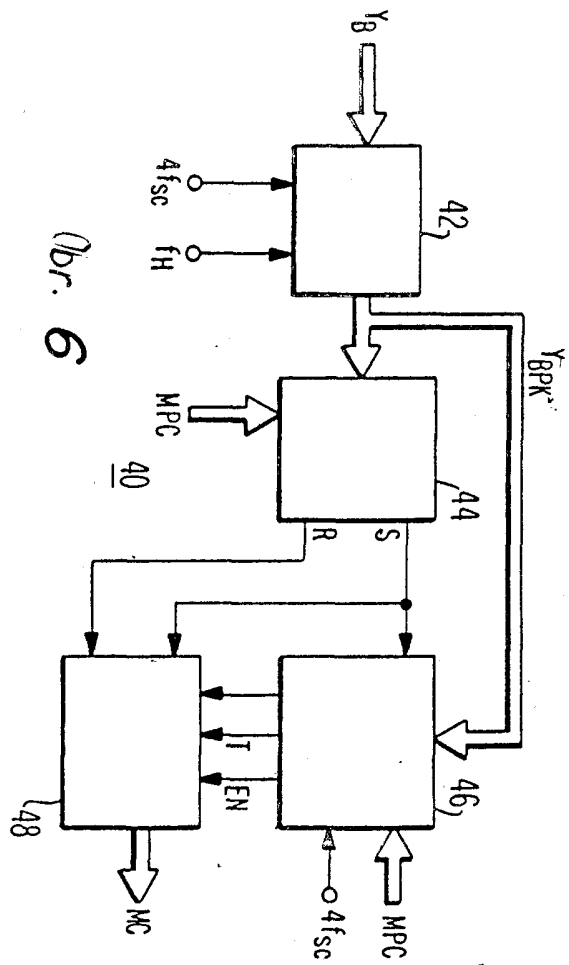
Фиг. 3



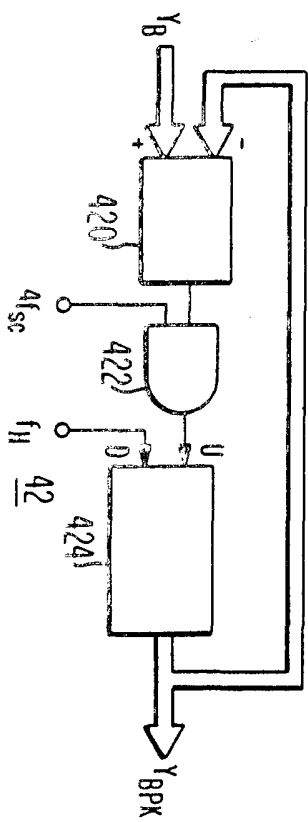
Obr. 4

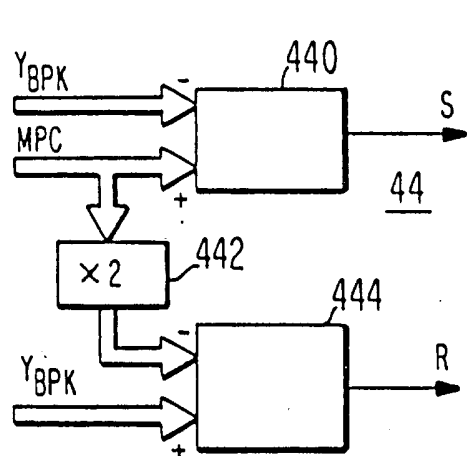


Obr. 5

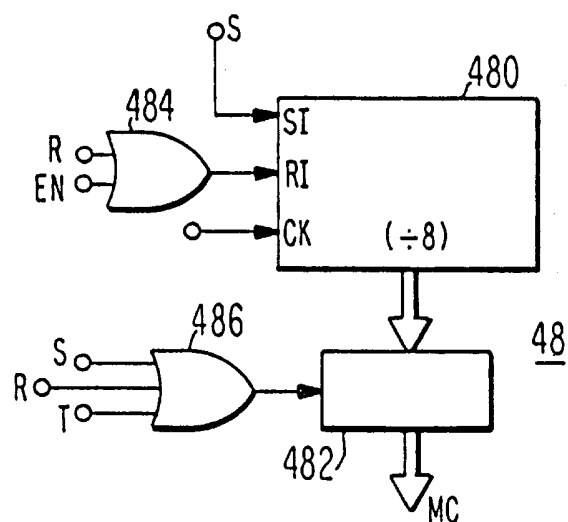


Obr. 6

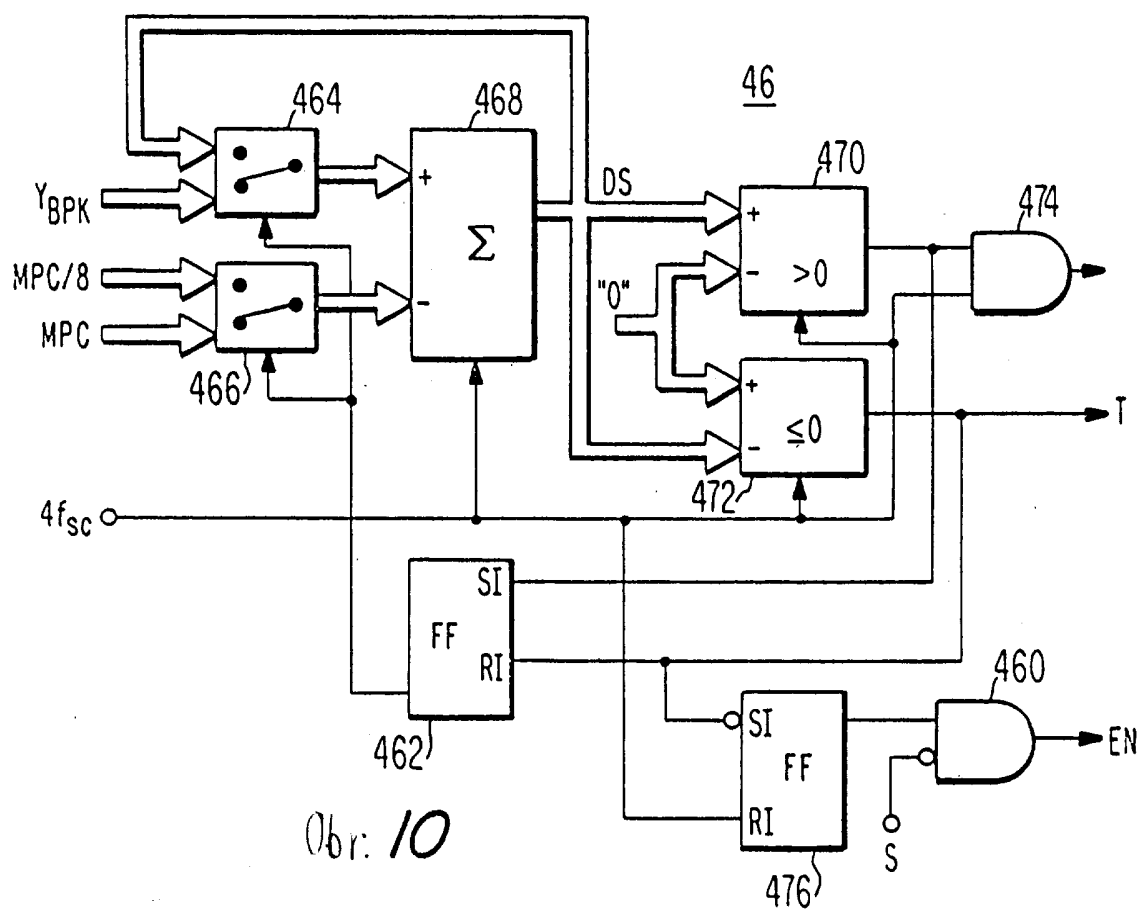




Abt. 8



Obv. 9



Obv: 10