



**URZĄD
PATENTOWY
PRL**

OPIS PATENTOWY

58880

Patent dodatkowy
do patentu

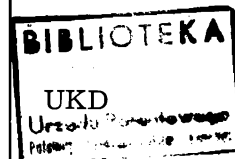
Zgłoszono: 30.VII.1966 (P 115 857)

Pierwszeństwo: 30.VII.1965 dla zastrz. 1
29.XI.1965 dla zastrz. 2
Francja

Opublikowano: 31.I.1970

Kl. 21 a¹, 34/31

MKP H 04 n



9/32

Właściciel patentu: Compagnie Francaise de Télévision, Asnieres (Francja)

Układ kolejno-jednoczesny telewizji kolorowej z podnośną modulowaną częstotliwościowo

1

Wynalazek dotyczy kolejno-jednoczesnego układu telewizji kolorowej z podnośną modulowaną częstotliwościowo w sposób liniowy.

W układzie nadawczo-odbiorczym telewizji kolorowej systemu kolejno-jednoczesnego z pamięcią o podnośnej modulowanej częstotliwościowo, zmodulowana podnośna poddana jest przed nałożeniem sygnału luminancji, filtrowaniu w filtrze kodującym, który ma największe tłumienie dla częstotliwości F_c , a po obu stronach tej częstotliwości uzyskuje się wzmocnienie.

W znanych układach omawianego typu, częstotliwość F_c — przy której filtr kodujący ma największe tłumienie, jest taka sama jak częstotliwość spoczynkowa podnośnej.

Filtrowanie takie, znane również jako wstępne akcentowanie wysokiej częstotliwości, polega na polepszeniu zgodności układu z układami telewizji czarno-białej oraz na zwiększeniu zabezpieczenia przed szumami.

Ochrona przed szumami wniesiona przez zespół złożony z filtru kodującego nadajnika i filtru dekodującego odbiornika nie jest taka sama w całym pasmie zajęтым przez zmodulowaną częstotliwościowo podnośną, co jest poważną wadą znanych układów, ponieważ sygnały niektórych barw, przykładowo czerwonej są bardziej czułe na szumy niż sygnały innych barw. Sygnałowi każdej barwy w omawianym układzie z częstotliwościową modulacją podnośnej jest przyporządkowana oddzielna częstotliwość przesunięta w fazie względem często-

2

tliwości spoczynkowej. Z tego powodu, za pomocą przesunięcia spoczynkowej częstotliwości podnośnej względem częstotliwości F_c filtru kodującego, nie można uzyskać zwiększenia ochrony przed szumami dla sygnałów wszystkich barw.

Celem wynalazku jest opracowanie układu nadawczo-odbiorczego telewizji kolorowej z podnośną modulowaną częstotliwościowo, który nie ma wyżej wymienionych niedogodności.

Zadanie to zostało rozwiązane według wynalazku w ten sposób, że układ kolejno-jednoczesny telewizji kolorowej z podnośną modulowaną częstotliwościowo kolejnymi sygnałami chrominancji, filtrowaną przez filtr kodujący o charakterystyce amplitudowej wzrastającej po obu stronach częstotliwości największego tłumienia tego filtru, znamieny tym, że spoczynkowa częstotliwość podnośna pierwszego sygnału chrominancji A_1 jest mniejsza od częstotliwości największego tłumienia filtru, a spoczynkowa częstotliwość podnośna drugiego sygnału chrominancji A_2 jest większa od częstotliwości największego tłumienia filtru.

Korzystanie z dwóch różnych częstotliwości spoczynkowych nie pociąga za sobą poważniejszych niedogodności, przede wszystkim z punktu widzenia prostoty odbiornika, ponieważ znane sposoby zrealizowania odbiornika rozpatrywanego systemu uwzględniają wykorzystanie dwóch niezależnych urządzeń demodulujących, odpowiednio dla dwóch sygnałów chrominancji A_1 i A_2 .

Przedmiot wynalazku jest dokładniej wyjaśniony

na podstawie rysunku, na którym fig. 1 przedstawia charakterystykę filtru kodującego, fig. 2 przedstawia układ do wykonywania modulacji podnośnej w nadajniku, fig. 3 przedstawia odmianę układu z fig. 2, a fig. 4 przedstawia tor częstotliwości podnośnej odbiornika.

Obecnie w sposób bardziej szczegółowy zostaną opisane udoskonalenia, wprowadzone według wynalazku do układu o następujących danych.

Pasmo toru częstotliwości podnośnej rozciąga się od około 3,5 MHz do około 4,8 MHz.

Sygnały chrominancji są następujące:

$$\text{pierwszy } A_1 = \frac{(R - Y)}{K_1} \text{ oraz drugi } A_2 = \frac{(B - Y)}{K_2}$$

K_1, K_2 — stałe

Sygnał luminancji ma postać:

$$Y = 0,59 G + 0,30 R + 0,11 B,$$

gdzie R, G , i B oznaczają sygnały kolorów podstawowych, o skorygowanym współczynniku gradacji gamma, przy czym zakres zmienności tych sygnałów zawiera się w przedziale od 0 do 1. Maksimum $R - Y$ występuje dla $R = 1, B = 0, G = 0$.

$R - Y$ i $B - Y$ zmieniają się więc teoretycznie w granicach odpowiednio od $-0,7$ do $+0,7$ oraz od $-0,89$ do $+0,89$. Praktycznie jednak sygnały te nie przekraczają co do wartości bezwzględnej $3/4$ ich odpowiednich teoretycznych wartości maksymalnych, a więc zmieniają się w zakresach zawartych odpowiednio między $-0,525$ a $+0,525$ oraz między $-0,67$ a $+0,67$.

Wybiera się więc co do wartości bezwzględnej $K_1 = 0,525$ oraz $K_2 = 0,67$, aby uzyskać jednakowy zakres zmienności sygnałów A_1 i A_2 .

Dla większej dokładności należy dodać, że sygnały A_1 i A_2 , uzyskiwane na wyjściu układu macierzowego, do którego trzech wejść doprowadza się trzy sygnały kolorów podstawowych o skorygowanych współczynnikach gradacji gamma, poddawane są procesowi filtracji dolnopasmowej, ograniczającej szerokość pasma częstotliwości tych sygnałów do na przykład 1,5 MHz, a następnie są doprowadzane do dwóch filtrów preemfazy, których wzmocnienie wzrasta wraz z częstotliwością.

Preemfaza powyższa wprowadza, jak to powszechnie wiadomo, znaczne przyrosty amplitudy (dodatnie i ujemne) w stanach przejściowych o stromych czołach, tak więc sygnały po poddaniu działaniu układu preemfazy zostają z kolei poddane odpowiednio podwójnemu obcinaniu w układach obcinających; obcinanie to jest złagodzone, aby nie wprowadzać dostrzegalnych zniekształceń, gdyż operacja ta, w przeciwieństwie do preemfazy, nie jest przy odbiorze kompensowana.

Sygnały z wyjścia obcinaczy doprowadzone są do pierwszych wejść dwóch sumatorów, do których drugich wejść doprowadza się dwa sygnały, zwane sygnałami identyfikacji a_1 i a_2 . Sygnały te pojawiają się w tak zwanych „okresach kontroli”, z których każdy obejmuje zakres czasu trwania kilku okresów odchylenia poziomego w obrębie impulsu wygaszania pionowego. Każdy z sygnałów

a_1 i a_2 ma polaryzację jednokierunkową, przy czym polaryzacja ta jest różna dla każdego z sygnałów, ponadto każdy z tych sygnałów powtarza się co każdy okres odchylenia poziomego w czasie trwania każdego „okresu kontroli”.

Wyjścia powyższych sumatorów dołączone są do dwóch wejść sygnałowych jednowyjściowego przełącznika elektronicznego, który zmienia swój stan w czasie trwania każdego okresu wygaszania poziomego, zmiana stanu odbywa się pod działaniem sygnału doprowadzanego do wejścia sterującego.

Przełącznik ten dostarcza więc na wyjściu na przemian sygnały chrominancji A_1 i A_2 w czynnej części okresu odchylenia pionowego, oraz na przemian sygnały identyfikacji a_1 i a_2 podczas okresu kontroli.

Ten właśnie wyjściowy sygnał z przełącznika wykorzystywany jest do modulowania częstotliwości podnośnej.

W celu zmniejszenia widoczności pasożytniczych struktur, spowodowanych obecnością podnośnej w górnym zakresie widma sygnału luminancji, czyli zjawiska zwanego „widzialnością podnośnej”, modulacja częstotliwości odbywa się w ten sposób, aby podnośna miała stałą fazę na początku każdej czynnej części okresu odchylenia poziomego. Następnie podnośna zostaje poddana skokowym zmianom fazy, przykładowo przesunięcie fazy podnośnej wynosi 180° w czasie trwania jednej czynnej części okresu odchylenia poziomego na trzy kolejne okresy odchylenia poziomego, przy czym przesunięcie to wynosi 180° w czasie trwania wszystkich czynnych części odchylenia poziomego czynnej części jednego okresu odchylenia pionowego na dwa kolejne okresy odchylenia pionowego.

Pod pojęciem czynnej części okresu odchylenia poziomego rozumie się całość przedziału czasu, zawartego między dwoma kolejnymi okresami wygaszania poziomego.

Pod pojęciem czynnej części okresu odchylenia pionowego rozumie się całość przedziału czasu, zawartego między dwoma kolejnymi okresami wygaszania pionowego.

Wymienione wyżej urządzenie przesuwania fazy ma na celu dla obrazu o 625 liniach, analizowanego z międzyliniowością rzędu 2, spowodować powstanie przeciwnych faz podnośnej, prowadzące do zadowalającego zmniejszenia widzialności podnośnej, przy czym przeciwne fazy podnośnej powinny powstać dla podnośnej w początkowych okresach sąsiednich linii obrazu, odpowiadających przesyłaniu tego samego sygnału chrominancji A_i ($i = 1$ lub 2).

W ramach urządzenia zabezpieczenia sygnałów chrominancji przed wpływem szumów, wykorzystuje się filtr, zwany filtrem kodującym, o charakterystyce takiej, że wzmocnienie wzrasta bardzo wydatnie po obu stronach częstotliwości największego tłumienia filtru F_c , równej spoczynkowej częstotliwości podnośnej, która w znanych rozwiązaniach jest pojedyncza. Do filtru tego doprowadza się podnośną, modulowaną w procesie nadawania.

Podnośna wreszcie zostaje zsumowana z sygnałem luminancji oraz z sygnałami synchronizacji

i tworzy złożony sygnał wizyjny, emitowany przez nadajnik.

Podczas odbioru podnośna ze złożonego sygnału wizyjnego podawana jest na filtr dekodujący, kompensujący zniekształcenia amplitudy i fazy wprowadzone przez filtr kodujący i przedstawiający przeciwną charakterystykę wzmocnienia $G(F)$ niż charakterystyka filtru kodującego, w której maksimum wzmocnienia występuje dla spoczynkowej częstotliwości podnośnej.

Sygnały A_1 i A_2 powtarzane są w ten sposób, aby stały się jednoczesnymi, po czym kierowane są do dwóch rozdzielonych torów.

Z zasady powtarzanie to oraz kierowanie sygnałów odbywa się na częstotliwości podnośnej, zaś sygnały A_1 i A_2 uzyskiwane są za pomocą odpowiednio dwóch demodulatorów częstotliwości, po których poddawane są procesowi deemfazy.

Zbadano, że byłoby interesującym przesunięcie względem spoczynkowej częstotliwości podnośnej minimum charakterystyki filtru kodującego oraz w konsekwencji maksimum charakterystyki filtru dekodującego w stronę częstotliwości chwilowej odpowiadającej, przy maksymalnej wartości algebraicznej $R - Y$, przesyłaniu tego z dwóch nadawanych sygnałów kolorowości, który przedstawia większą wartość bezwzględną, bez uwzględniania przerostów wynikających z preemfazy, nie wpływających na odtwarzanie obszarów o kolorach jednorodnych.

W przypadku rozpatrywanym, a zwłaszcza dla przykładu gdy $A_1 = \frac{(R - Y)}{K_1}$ oraz $A_2 = \frac{(B - Y)}{K_2}$

prowadzi to do stwierdzenia, że przesunięcie częstotliwości powinno być dokonane w stronę częstotliwości mniejszych lub większych, w zależności od tego, czy K_1 jest ujemne, czy też dodatnie.

Urządzenie zabezpieczające przed wpływem szumów w torze chrominancji utworzone jest na zasadzie wykorzystania przy nadawaniu zespołu operacji „preemfaza — kodowanie” oraz przy odbiorze odpowiedniego zespołu operacji „dekodowanie — deemfaza”, przy czym przez „kodowanie” rozumie się poddanie modulowanej podnośnej działaniu filtru „kodującego” zaś przez „dekodowanie” filtru „dekodującego”.

W odniesieniu do sygnału użytecznego preemfaza i deemfaza kompensują się. Podobnie jest z kodowaniem i dekodowaniem.

Otrzymuje się jednak zmniejszenie szumu wprowadzanego w trakcie przesyłania, a to dzięki wprowadzeniu dwóch kolejnych „zapór”, tworzonych dla widma szumów przez filtr dekodujący oraz filtr deemfazy.

Zabezpieczenie przed wpływem szumów nie jest jednak jednakowe dla różnych kolorów (charakteryzowanych ich jasnością i ich chromatycznością).

W rzeczywistości, przy nieobecności filtrów, gęstość energii szumów w rozumieniu statystycznym jest jednorodna przy częstotliwości podnośnej.

Jak to jednak wynika z dobrze znanej właściwości modulacji częstotliwości, jednorodne widmo energetyczne szumów przekształca się w sygnale zdemodulowanym na rozkład paraboliczny, a gę-

stość energii szumu rośnie z kwadratem częstotliwości.

Filtr deemfazy, którego wzmocnienie maleje wraz ze wzrostem częstotliwości, przeciwdziała powyższemu wzrostowi szumu przy większych częstotliwościach wizyjnych. Niemniej jednak w rozpatrywanym tutaj zastosowaniu kompensacja ta nie może być doprowadzona do tego stopnia, jak by to było pożądane, ponieważ należałoby wprowadzić bardzo duży współczynnik preemfazy i w wyniku niedopuszczalne rozszerzenie szerokości pasma toru podnośnej.

Do działania filtru deemfazy dodaje się jednak działanie filtru dekodującego, zmniejszającego szum na częstotliwości podnośnej i w wyniku tego, również na częstotliwości wizyjnej.

Można wykazać, że w związku ze zmniejszeniem szumu zakłócającego sygnał zdemodulowany, działanie filtru dekodującego o charakterystyce $G(F)$ wzmocnienia mocy w funkcji częstotliwości, może być praktycznie sprowadzone, dla chwilowej częstotliwości podnośnej F_i , do działania filtru wpływającego na sygnał zdemodulowany, którego charakterystykę $g_i(f)$ wzmocnienia mocy w funkcji częstotliwości można wyrazić następująco:

$$g_i(f) = \frac{G(F_i + f) + G(F_i - f)}{2}$$

Działanie filtru dekodującego jest pod tym względem selektywne w funkcji częstotliwości F_i , a w konsekwencji w funkcji sygnału modulującego, tak więc, przesuwając maksimum charakterystyki filtru dekodującego, można uprzywilejowywać niektóre kolory, oczywiście kosztem innych.

Ogólnie biorąc działanie filtru dekodującego pozostaje zadowalające dopóty, dopóki różnica częstotliwości F_c i częstotliwości chwilowej F_i nie jest zbyt duża.

Wymienione wyżej przesunięcie częstotliwości pozwala na znaczne poprawienie zabezpieczenia przed wpływem szumu dla powierzchni o silnie nasyconym kolorze czerwonym, a odpowiadające dużej wartości sygnału R , dla tych powierzchni, dla których szum objawia się w sposób szczególnie zakłócający ze względu na różne przyczyny obiektywne i subiektywne.

Przesunięcie częstotliwości, które należałoby wprowadzić może być dobrane eksperymentalnie pod kątem zadowalającego wyniku ogólnego, należy jednak uwzględnić rozkład szumu na częstotliwościach wizyjnych, działanie filtru deemfazy oraz wpływ przesunięcia częstotliwości dla innych kolorów.

Zbadano, że jeśli K_2 ma ten sam znak co K_1 , można za pomocą wymienionego wyżej sposobu do kolorów uprzywilejowanych zaliczyć nie tylko czerwień, lecz również dwa inne kolory spośród kolorów „wzorcowego obrazu pasów znormalizowanych dla 75%”, charakteryzujące się najslabszymi luminancjami, dla których oko obserwatora szczególnie wrażliwe na sygnały szumu.

Przyjmując dla K_1 i K_2 ten sam znak, powiększa się jednak w sposób poważny widzialność błędów w sygnałach chrominancji, wynikających z dodania

podnośnej do sygnału luminancji. Błędy te można rozpatrywać jako jeden z przejawów prześwitów (diafotii).

Zakładając, że sygnał luminancji Y powtarza się co najmniej w przybliżeniu, co na ogół ma miejsce, w ciągu dwóch analizowanych kolejno linii obrazu, błędy wynikające z prześwitów, a w szczególności na skutek różnicy faz są w przybliżeniu takie same dla sygnałów A_1 i A_2 przypisanych do tych dwóch linii obrazu.

Jeśli K_1 i K_2 mają ten sam znak, to $R - Y$ i $B - Y$ są zniekształcane w tym samym kierunku, podczas gdy przy K_1 i K_2 w znakach przeciwnych, $R - Y$ i $B - Y$ są zniekształcane w przeciwnych kierunkach.

Można więc wykazać przy wykorzystaniu trójkąta chrominancji i przy uwzględnieniu czułości oka na różnice chromatyczności, że oko jest bardziej wrażliwe na błędy chromatyczności powstające, gdy $R - Y$ i $B - Y$ są zniekształcane na skutek błędów tego samego znaku, niż wtedy, gdy zniekształcenia powodowane są błędami o znakach przeciwnych.

Zastosowanie przedstawionego wynalazku pozwala zachować przeciwne znaki współczynników K_1 i K_2 przy równoczesnym zachowaniu w szerokiej mierze zabezpieczenia przed wpływem szumu różnego od szumu prześwitu. Zabezpieczenie to uzyskuje się przesuwając częstotliwość F_c w stronę częstotliwości odpowiadającej przesłaniu maksimum wartości algebraicznej sygnału $R - Y$, a równocześnie w stronę częstotliwości chwilowej odpowiadającej przesłaniu maksimum wartości algebraicznej sygnału $B - Y$.

Uwzględniając również inne przyczyny, które zostaną wskazane później, zadowalający sposób zastosowania niniejszego wynalazku do rozpatrywanego systemu odpowiada następującym danym:

K_1 jest ujemne i równe $-0,525$

oraz

K_2 jest dodatnie i równe $+0,67$

Preemfaza częstotliwości wizyjnych sygnałów modulujących A_1 i A_2 przebiega zgodnie z zależnością

$$G_p(f) = \frac{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{kf_1}\right)^2}$$

gdzie $f_1 = 85$ kHz jeśli f wyrażone jest w kHz

$$k = 3$$

przy czym $G_p(f)$ wyraża wzmocnienie filtra preemfazy dla częstotliwości f .

Charakterystyka filtra kodującego w funkcji częstotliwości F wyraża się:

$$G_o(F) = \frac{1 + 256(\theta)^2}{1 + 1,6(\theta)^2}$$

gdzie

$$\frac{F}{F_c} - \frac{F_c}{F} = (\theta)$$

przy czym $G_o(F)$ wyraża wzmocnienie filtra kodującego dla częstotliwości F .

Powyższe dwie charakterystyki są charakterystykami wzmocnienia mocy i przedstawiają stosunki liniowe, a nie wyrażone w decybelach.

$$F_o = 282 F_L = 4,40625 \text{ MHz}$$

$$F_o' = 272 F_L = 4,250 \text{ MHz}$$

gdzie $F_L = 15,625$ kHz jest częstotliwością odchyłania poziomego dla obrazu o 625 liniach, powtarzanego 25 razy na sekundę.

Wybór takich częstotliwości wynika z tego, że system redukowania widzialności podnośnej wykorzystuje urządzenie, wymagające, aby częstotliwość spoczynkowa była równa wielokrotności częstotliwości odchyłania poziomego.

„Ograniczona” dewiacja częstotliwości jest zdefiniowana jako przedział zmian chwilowej częstotliwości podnośnej, odpowiadający przedziałowi zmian sygnału A_i ($i = 1$ lub 2) od -1 do $+1$, przy czym sygnał ten poddany został uprzednio działaniu filtra preemfazy. Należy tu zauważyć, że ten przedział zmienności jest identyczny z przedziałem zmienności sygnałów A_1 i A_2 bez preemfazy.

Po takim zdefiniowaniu przyjmuje się następujące ograniczone dewiacje częstotliwości

od $F_o - 280$ kHz do $F_o + 280$ kHz dla sygnału A_1

od $F_o' - 230$ kHz do $F_o' + 230$ kHz dla sygnału A_2

„Całkowita” dewiacja częstotliwości (całkowity zakres zmienności częstotliwości chwilowej) jest zasadniczo taka sama, dla obu sygnałów i wynosi od $F_2 = 3,900$ MHz do $F_1 = 4,756$ MHz, to znaczy w przybliżeniu od $F_o - 500$ kHz do $F_o + 350$ kHz dla sygnału A_1 i od $F_o' - 350$ kHz do $F_o' + 500$ kHz dla sygnału A_2 .

Takie zwiększenie dewiacji całkowitej w stosunku do dewiacji ograniczonej wykorzystywane jest w odniesieniu do A_1 i A_2 tylko dla przesłania szczytów sygnału wynikających z działania preemfazy, przy czym układy obcinające sygnał redukują te szczyty do wartości takiej, która może być przesłana.

Częstotliwość F_c wybiera się równą 4290 kHz. Zrozumiałe jest, że chodzi tu wyłącznie o przykład numeryczny.

Zbadano, że wystarczającym jest, w odniesieniu do sygnału A_1 , wykorzystywanie górnej wstęgi bocznej ograniczonej do około 400 kHz wobec około 900 kHz szerokości dolnej wstęgi bocznej.

Należy przypomnieć, że przy modulacji częstotliwości przesłane widmo fali modulowanej składa się z przedziału wyznaczonego przez dewiację, któremu towarzyszą dwa pasma częstotliwości, po jednym z każdej strony przedziału dewiacji. Pasma te zwane są pasmami marginesowymi. Jedno z nich należy do górnej wstęgi bocznej, drugie zaś do dolnej wstęgi bocznej.

Rozpatrywane tutaj pasma marginesowe są to pasma występujące w sąsiedztwie dewiacji ograniczonej.

Zawężenie górnej wstęgi bocznej do 400 kHz dla sygnału A_1 uwzględnia następujące czynniki. Ze względu na prześwity bardziej interesujące jest zwężanie górnej wstęgi bocznej niż dolnej wstęgi bocznej.

Możliwym jest zachowanie wystarczająco prawidłowej definicji przesyłanego sygnału przy wykorzystaniu bardzo zredukowanej jednej ze wstęg bocznych pod warunkiem, że druga wstęga boczna zachowuje wystarczającą szerokość.

W celu zapewnienia subiektywnie zadowalającego przesyłania sygnału $R - Y$, bardziej istotnym jest zachowanie szczytów sygnałów, wynikających z działania układu preemfazy, występujących dla wartości sygnału A_1 odpowiadających dodatnim sygnałom $R - Y$, niż dla wartości sygnału A_1 odpowiadających ujemnym sygnałom $R - Y$.

Ustalona szerokość 400 kHz wymaga więc ustalenia spoczynkowej częstotliwości podnośnej F_0 dla sygnału A_1 na wartości około 4,4 MHz.

W stosunku do sygnału A_2 , ze względu na wyżej wskazane przyczyny, K_2 przybiera znak przeciwny niż K_1 , a więc dodatni a w konsekwencji równy $+0,67$. Uwzględniając znak dodatni wskazanym jest, by szerokość górnej wstęgi bocznej podnośnej modulowanej tym sygnałem była większa, niż szerokość górnej wstęgi bocznej, wykorzystywanej przy sygnale A_1 . Nie jest jednak koniecznym nadanie jej szerokości równej szerokości dolnej wstęgi bocznej, stosowanej dla sygnału A_1 , a to ze względu na szczególnie ważkość powierzchni czerwonych o dużym nasyceniu, jak to już wcześniej powiedziano oraz ze względu na to, że w odniesieniu do definicji, jest mało istotne, która ze wstęg bocznych jest zredukowana w stosunku do drugiej.

Można na przykład przyjąć dla górnej wstęgi bocznej sygnału A_2 szerokość równą 550 kHz, co pociąga za sobą ustalenie wartości spoczynkowej częstotliwości podnośnej F_0' rzędu 4,250 MHz.

Ograniczenie do wartości $F_0' \pm 230$ kHz dewiacji częstotliwości ograniczonej dla sygnału A_2 , przy uwzględnieniu faktu, że subiektywne zmniejszenie wpływu szumów na sygnał A_2 jest jeszcze zadowalające, przedstawia korzyść, polegającą na częściowym skompensowaniu wpływu zawężenia szerokości szerszego pasma marginesowego sygnału A_2 w stosunku do takiego samego pasma sygnału A_1 , zawężenia powodowanego przesunięciem częstotliwości F_0' względem częstotliwości F_0 .

Należy tu zauważyć, że można to interpretować niezależnie. Bądź tak, jak to ujęto wyżej — jako wykorzystanie dwóch różnych nachyleń charakterystyk modulacji stosowanych dla przesłania dwóch sygnałów A_1 i A_2 , posiadających ten sam zakres zmienności, bądź też jako wykorzystanie dla dwóch sygnałów A_1 i A_2 dwóch stałych K_1 i K_2 takich, że

$$\frac{K_2}{K_1} = \frac{0,67}{0,525} \cdot \frac{280}{230}$$

W związku z tym dwa sygnały A_1 i A_2 mają różne zakresy zmienności, a dla obu charakterystyk

modulacji można stosować to samo nachylenie.

Minimum charakterystyki wzmocnienia filtru kodującego położone jest pomiędzy F_0 a F_0' , lecz ze względu na wymagane zastrzeżenie zmniejszenia wpływu szumu na sygnał A_1 w stosunku do sygnału A_2 , różnice częstotliwości nie są równe, a minimum lokowane jest z korzyścią na częstotliwości 4,290 MHz, przedstawiając w ten sposób różnicę tylko 40 kHz w stosunku do F_0' wobec różnicy 115 kHz w stosunku do F_0 .

Na fig. 1 przedstawiono środkową część charakterystyki wzmocnienia filtru kodującego, wyrażonego w decybelach, zaznaczając granice szerokości pasma toru chrominancji, oraz położenia częstotliwości F_0 i F_0' na osi częstotliwości F , skalowanej w kilohercach.

Na fig. 2 przedstawiono układ modulacji, zapewniający uzyskanie dwóch częstotliwości spoczynkowych F_0 i F_0' o bardzo dużej stałości za pomocą jednego tylko generatora, oraz umożliwiający wykorzystanie tego samego urządzenia redukującego widzialność podnośnej, co w przypadku pojedynczej częstotliwości spoczynkowej.

Przełącznik 24 o dwóch wejściach i o jednym wyjściu, wytwarza sygnał, przeznaczony do przesłania za pomocą modulowania podnośnej. Każde z dwóch wejść przełącznika 24 połączone jest z odpowiednim wyjściem dwóch układów 101 i 102. Układ 101 wytwarza sygnał A_1 w czasie trwania czynnej części okresu odchylenia pionowego oraz sygnał a_1 w czasie trwania okresu kontroli. Układ 102 dostarcza sygnał A_2 w czasie trwania czynnej części okresu odchylenia pionowego, oraz sygnał a_2 w czasie trwania okresu kontroli.

W podanym przykładzie wykonania sygnału A_1 i A_2 wytwarzane przez układy 101 i 102, są poddane przed przełączaniem działaniu układu preemfazy oraz ograniczeniu amplitudy. Ponadto stosunek stałych K_1 i K_2 , wchodzących w wyrażenia na A_1 i A_2 wybrany jest tak, że dla obu charakterystyk modulacji można wykorzystywać to samo nachylenie modulatora.

Sygnały a_1 i a_2 są na ogół sumowane odpowiednio z sygnałami A_1 i A_2 , zanim te ostatnie zostaną poddane działaniu układu preemfazy oraz ograniczeniu amplitudowemu.

Sygnały a_1 i a_2 w czasie trwania każdej z czynnych części okresu odchylenia poziomego podczas okresu kontroli mają odpowiednio postać p. a oraz q. a, gdzie p i q są stałymi o różnych znakach, zaś a jest sygnałem o jednolitej polaryzacji.

Przełącznik zmienia swój stan w czasie trwania każdego okresu wygaszania poziomego dzięki sygnałowi sterującemu o częstotliwości równej połowie częstotliwości odchylenia poziomego. Sygnał ten charakteryzuje się dwoma poziomami i doprowadzany jest do wejścia sterującego 30 przełącznika 24 w taki sposób, aby przełącznik dostarczał na przemian sygnały A_1 i A_2 podczas trwania czynnej części okresu odchylenia pionowego oraz na przemian sygnały a_1 i a_2 podczas okresów kontroli.

Sygnał wyjściowy przełącznika 24 w czasie trwania każdego okresu wygaszania poziomego na poziomie niezmienny, zwany poziomem wygaszania. Przełącznik 24 dostarcza sygnał do pierwszego wej-

ścia sumatora 4, którego wyjście dołączone jest do wejścia sygnałowego 12 urządzenia regulującego 3.

Urządzenie regulujące 3 utworzone jest przez układ ustalania poziomu (w literaturze anglosaskiej zwany „elamping circuit”), powszechnie stosowany w telewizji w celu odtworzenia prawidłowej wartości składowej stałej sygnału wizyjnego poprzez doprowadzenie poziomów wygaszania poziomego do wartości nominalnej, wyznaczonej przez potencjał odniesienia. Układ taki zawiera wejście sygnałowe 12, do którego doprowadzany jest sygnał wizyjny, wejście sterujące 13, otrzymujące impulsy regulujące, pokrywające się w przybliżeniu w czasie z okresami wygaszania poziomego oraz wejście odniesienia 14, do którego doprowadzany jest potencjał odniesienia.

Wejście sterujące 13 urządzenia regulującego 3 połączone jest z wejściem 2 układu, do którego doprowadzane są konwencjonalne impulsy regulacyjne, pokrywające się w przybliżeniu w czasie z okresami wygaszania poziomego i niewykraczające poza te okresy.

Wyjście urządzenia regulującego 3 połączone jest z wejściem modulacyjnym generatora 7, którego napięcie wyjściowe ma być zmodulowane częstotliwościowo. Generator ten jest takiego typu, że częstotliwość jego wyznaczana jest poprzez wartość sygnału, doprowadzanego do jego wejścia modulacyjnego.

Wyjście generatora 7 połączone jest, o ile to jest niezbędne za pośrednictwem ogranicznika 6 (wtedy, gdy generator 7 dostarcza przebieg modulowany częstotliwościowo zakłócony pasożytniczą modulacją amplitudy) z pierwszym wejściem układu 8 porównania faz, którego drugie wejście dołączane jest do wyjścia przełącznika 39, zawierającego dwa wejścia sygnałowe, każde odpowiednio dołączone do jednego z dwóch selektorów harmonicznym 19 i 29, dostarczających dwie częstotliwości odniesienia. Przełącznik 39 zawiera wejście sterujące 40, do którego doprowadza się ten sam sygnał sterujący, co doprowadzany do wejścia sterującego 30 przełącznika 24.

Każdy z dwóch selektorów harmonicznym 19 i 29 składa się z połączonych szeregowo dwóch wzmacniaczy, przy czym obciążeniem każdego z tych wzmacniaczy jest obwód rezonansowy o dużym współczynniku dobroci, utworzony przez rezonator kwarcowy. Obwody rezonansowe selektora 19 dostrojone są do częstotliwości $F_0 = 282 F_L$, zaś obwody selektora 29 do częstotliwości $F_0' = 272 F_L$. Oba selektory pobudzane są udarowo za pomocą impulsów J, uzyskanych dzięki różniczkowaniu czoła impulsów regulacji. Impulsy J doprowadzane są do wejścia 43 dołączonego do wejść generatorów 19 i 29.

Oba selektory są w ten sposób zsynchronizowane fazowo na początku każdego okresu wygaszania poziomego, zaś przesunięcie fazy dla czasu o 1 μs późniejszego wynosi tylko $360^\circ \cdot 10 F_L \cdot 10^{-6}$, co jest mniejsze od 60° .

Układ porównania fazy 8 jest przykładowo układem dostarczającym sygnału typu $\sin Q$, gdzie Q

jest wartością kąta przesunięcia fazy między oboma sygnałami wejściowymi.

Wyjście układu 8 porównania fazy połączone jest za pośrednictwem urządzenia wzmacniającego 5, przykładowo dolnoprzepustowego, z wejściem 14 sygnału odniesienia urządzenia regulującego 3. Wzmacniacz ten wzmacnia sygnał dostarczany przez układ 8 porównania fazy i dodaje do wzmocnionego sygnału stałe napięcie No.

Generator 7 dostarcza również sygnał do drugiego ogranicznika 81, którego wyjście dołączone jest do dalszych obwodów podnośnej. Obwody te składają się z połączonych szeregowo urządzenia 82, narzucającego wymienione wyżej przesunięcia fazy o 180° , oraz z filtru kodującego 83.

Całość układu zawiera jeszcze generator impulsów 1, którego wejście połączone jest z wejściem 2, zaś wyjście dołączone jest do drugiego wejścia sumatora 4.

Działanie urządzenia można wytłumaczyć następująco. Zakłada się najpierw, że przełącznik 39 utrzymywany jest stale w pozycji, w której do wyjścia jego doprowadzany jest sygnał wyjściowy selektora harmonicznym 19. Zakłada się poza tym, że generator 1 oraz sumator 4 są wyeliminowane, to znaczy, że wyjście przełącznika 24 połączone jest bezpośrednio z wejściem 12 układu regulującego 3.

Układ regulujący 3 działa jak klasyczny układ ustalania poziomu, abstrahując od pochodzenia potencjału odniesienia.

Uzyskuje się w ten sposób, dla okresu występowania każdego impulsu regulującego, pętlę 7—6—8—5—3—7 automatycznego dostrajania częstotliwości i fazy przebiegu dostarczanego przez generator 7 do przebiegu odniesienia uzyskiwanego z selektora 19.

Równowaga tej pętli może być uzyskana tylko dla równych częstotliwości obu przebiegów i dla stałego przesunięcia fazy φ_0 między tymi przebiegami.

Ze względu na bezwładność ustalania poziomu, dokonywanego przez układ 3, występującą dla czynnej części okresu odchyłania linii, częstotliwość spoczynkowa generatora 7 jest dla tejże części okresu odchyłania linii ustalona przez selektor harmonicznym 19, na wartości F_0 , a jakkolwiek ewentualna niestabilność generatora 7 zostaje skorygowana. Ponadto w początkowym okresie czynnej części okresu odchyłania poziomego, występującej po okresie wygaszenia poziomego, przebieg dostarczany przez generator 7 charakteryzuje się stałą fazą Φ_0 .

Jeżeli z kolei przełącznik 39 zostanie zablokowany w drugim położeniu, to proces opisany przed chwilą będzie ten sam, z tym wyjątkiem, że częstotliwość spoczynkowa generatora 7 ustali się na wartości F_0' a faza przebiegu, dostarczanego przez ten generator będzie miała na początku każdej czynnej części okresu odchyłania poziomego stałą wartość Φ_0' , różną na ogół od Φ_0 , bowiem Φ_0' jest funkcją różnicy faz φ_0' między fazą generatora 7 a fazą selektora 29 dla stanu równowagi pętli automatycznego dostrajania.

Uruchamiając przełącznik 39 synchronicznie

tycznego dostrajania częstotliwości i fazy dla sygnału A_2 . W takich warunkach układ dostrajania automatycznego z dwoma częstotliwościami odniesienia z urządzenia według fig. 2 ma za zadanie, w odniesieniu do częstotliwości spoczynkowej, skompensować wyłącznie błędy, wynikające z mało precyzyjnego wyregulowania, a nie zasadnicze odchyłki.

Możliwe jest również dokonywanie preemfazy, ustalania poziomu oraz obcinania sygnałów A_1 i A_2 na wyjściu przełącznika 24. W takim przypadku ustalanie poziomu powinno się odbywać w odniesieniu do dwóch różnych potencjałów, zmieniając się od jednego okresu ustalania do drugiego. Napięcie odniesienia dostarczane w tym celu powinno być pobierane z wyjścia przełącznika o dwóch wejściach. W takim przypadku działanie układu automatycznego dostrajania jest również zapewnione.

Należy poza tym zauważyć, że opisany układ nadawczy pozwala zastosować przedstawiony wyżej system zmniejszania widzialności podnośnej. System ten polega na wykorzystaniu stałości fazy początkowej modulowanej podnośnej, dostarczanej przez modulator częstotliwości na początku każdej części czynnej okresu odchyłania poziomego (odpowiadającej przesyłaniu sygnału obrazu) oraz na następnym zastosowaniu zmian fazy o 180° w czasie trwania okresów, wyrażających się całkowitą ilością okresów odchyłania poziomego.

Powyższe inwersje fazy mają na celu wyłącznie uzyskanie kompensacji optycznej między liniami obrazu, odpowiadającymi nadawaniu tego samego sygnału chrominancji, to znaczy bądź to A_1 , bądź też A_2 . W tych warunkach jest obojętne, czy przed dokonaniem inwersji fazy podnośna ma tę samą fazę początkową na początku czynnej części okresu odchyłania poziomego odpowiadającej przesyłaniu sygnału A_1 , co przy przesyłaniu sygnału A_2 . Wystarczy, że faza ta jest stałą w jednym przypadku, jak i w drugim, co zostaje zapewnione w układzie według fig. 2 oraz w jego wariantach.

Można jednak te fazy początkowe sprowadzić do tej samej wartości dla nadawania obu sygnałów A_1 i A_2 , opóźniając nieznacznie za pomocą obwodu opóźniającego moment doprowadzenia impulsu J do jednego z selektorów harmonicznym w stosunku do momentu doprowadzenia tychże impulsów do drugiego selektora.

Na fig. 4 przedstawiono modyfikację, jakie należy wnieść przy rozpatrywanym przykładzie do toru sygnału podnośnej w odbiorniku.

W punkcie 60 podnośna zostaje doprowadzona do filtru dekodującego 61 o charakterystyce kompensującej działanie filtru kodującego (fig. 1). Wyjście filtru 61 dostarcza równolegle sygnał do toru bezpośredniego 62 oraz do toru opóźnionego 63, opóźniającego przechodzący przez niego sygnał o czas trwania jednego okresu odchyłania poziomego w stosunku do sygnału, przechodzącego torem bezpośrednim.

Wyjścia toru bezpośredniego i opóźnionego dołączone są do dwóch wejść sygnałowych 65 i 66 przełącznika 64, sterowanego za pomocą sygnałów

doprowadzanych do jego wejść sterujących 90 i 91. Przełącznik ten skierowuje odpowiednio sygnał podnośnej bezpośrednio lub opóźniony do swojego wyjścia 67, jeśli sygnał ten jest modulowany sygnałem A_1 , zaś do wyjścia 68, jeśli jest on modulowany sygnałem A_2 .

Sygnał z wyjścia 67 doprowadzany jest do demodulatora częstotliwości 69, składającego się z dyskryminatora częstotliwości, poprzedzanego ogranicznikiem amplitudy, zaś sygnał z wyjścia 68 doprowadzany jest do demodulatora częstotliwości 70 w takim samym układzie.

Dyskryminator częstotliwości demodulatora 69 dostrojony jest do częstotliwości F_0 , zaś dyskryminator częstotliwości demodulatora 70 do częstotliwości F_0' . Ponadto demodulator 69 powinien z zasady mieć taką konfigurację aby dostarczyć sygnał A_1 ze współczynnikiem ujemnym, podczas gdy demodulator 70 powinien dostarczyć sygnał A_2 ze współczynnikiem dodatnim. Nachylenia demodulatorów, wyznaczone na przykład za pomocą progów ograniczania odpowiadających im ograniczników amplitudy, są oczywiście ustalone w zależności od norm modulacji każdego z sygnałów A_1 i A_2 oraz w zależności od sygnałów proporcjonalnych do A_1 i A_2 , które chce się uzyskać na wyjściu demodulatorów.

W szczególności nachylenia demodulatorów mogą być ustalone w taki sposób, aby uzyskać bezpośrednio sygnały $R-Y$ i $B-Y$ zamiast sygnałów A_1 i A_2 .

Sygnały wyjściowe demodulatorów są następnie poddane działaniu układów deemfazy 71 i 72, dołączonych odpowiednio do demodulatorów 69 i 70.

W odniesieniu do preemfazy można tu jeszcze zauważyć, że charakterystyka preemfazy (i deemfazy) sygnału A_2 może być różna od charakterystyki dla sygnału A_1 . Może to przedstawiać pewną korzyść zwłaszcza wtedy, gdy dewiacje ograniczone częstotliwości są różne dla obu sygnałów.

W czasie okresów kontroli, wyjścia każdego z demodulatorów częstotliwości 69 i 70 oraz każdego z filtrów deemfazy 71 i 72 dostarczają sygnałów różniących się w zależności od tego, czy faza przełącznika 64 jest prawidłowa, czy też nieprawidłowa. Sygnały te mogą więc być wykorzystane w znany sposób w układzie sterowania przełącznika. Można łatwo sprawdzić, że w opisanym przykładzie korzystnym jest wybrać a_1 dodatnie, zaś a_2 ujemne, rozumiejąc przez to, tak jak uprzednio, że i tu zostały dokonane uściślenia przez założenie, że charakterystyki modulacji podnośnej mają nachylenie dodatnie.

Oczywiście wynalazek nie ogranicza się do opisanych i przedstawionych sposobów realizacji. W szczególności można, z mniejszą co prawda korzyścią, stosować dwa niezależne generatory modulowane odpowiednio dla przesyłania sygnałów A_1 i A_2 .

Zastrzeżenia patentowe

1. Układ kolejno-jednoczesny telewizji kolorowej z podnośną modulowaną częstotliwościowo ko-

lejnymi sygnałami chrominancji, filtrowaną przez filtr kodujący o charakterystyce amplitudowej wzrastającej po obu stronach częstotliwości największego tłumienia tego filtru, **znamienny tym**, że spoczynkowa częstotliwość podnośna (F_0) pierwszego sygnału chrominancji A_1 jest mniejsza od częstotliwości największego tłumienia filtru (F_c), a spoczynkowa częstotliwość podnośna (F_0') drugiego sygnału chromi-

nancji A_2 jest większa od częstotliwości największego tłumienia filtru (F_c).

- Układ według zastrz. 1, **znamienny tym**, że dwa dyskryminatory częstotliwości w odbiorniku mają środkowe częstotliwości odpowiednio równe spoczynkowej częstotliwości podnośnej (F_0) pierwszego sygnału chrominancji A_1 i spoczynkowej częstotliwości podnośnej (F_0') drugiego sygnału chrominancji A_2 .

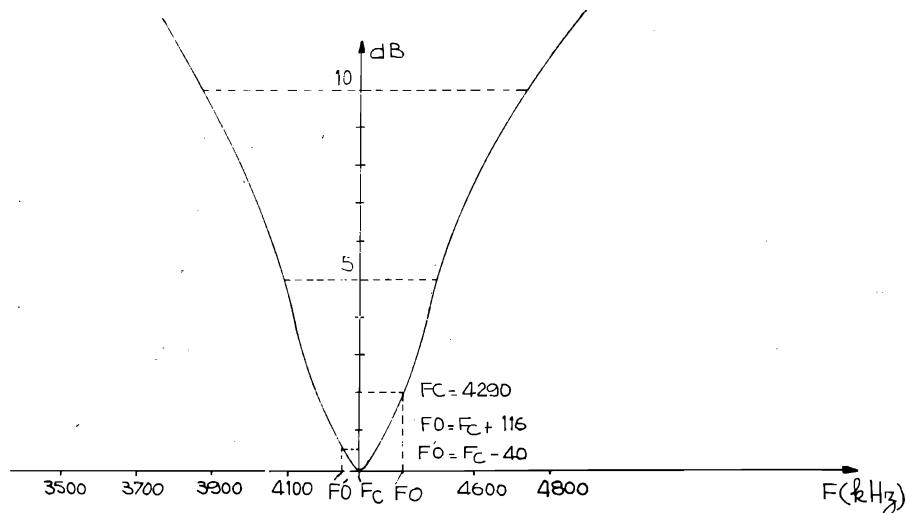


Fig. 1

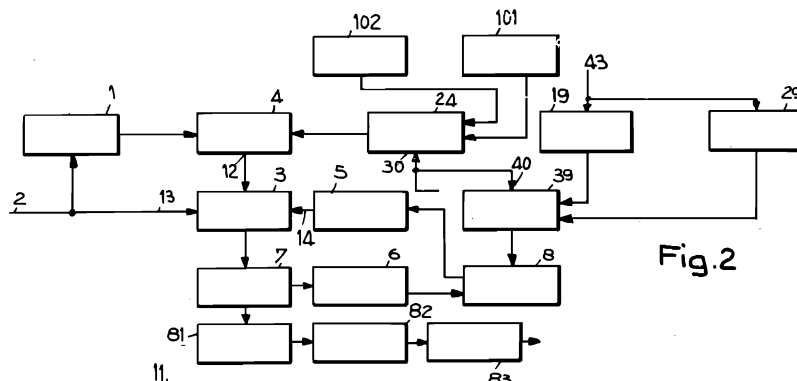


Fig. 2

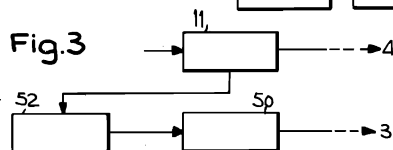


Fig. 3

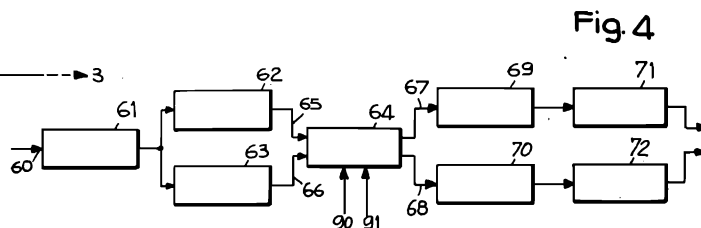


Fig. 4