

1 9 6 4
Nr 1 (28)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRZEGLĄD ZAGADNIEŃ ŁĄCZNOŚCI

ROK 4

WARSZAWA 1964

NR 1/28/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne

Przewodniczący - mgr inż. Zenon Szpigler
Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner

Członkowie:

inż. Edmund Janowski, doc. Stefan Jasiński,
mgr Kazimierz Kotowski, mgr inż. Adam Moniuszko,
mgr inż. Józef Możejko

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Ośrodek

Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy OKW Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 420. Druk ukończono
w maju 1964 r.

**PRZEGLĄD
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI**

Systemy telewizji kolorowej

SPIS TREŚCI

	Str.
1. W. Bruch - Systemy telewizji kolorowej. Przegląd systemów NTSC, SECAM i PAL - Opracował A. Podemski	1
2. W. Bruch - Wybór precyzyjnego przesuwu częstotliwości dla podnośnej chrominancji w systemie PAL telewizji kolorowej - Opracował A. Kielkiewicz	53

1000

1000

1000

SYSTEMY TELEWIZJI KOLOROWEJ PRZEGLĄD SYSTEMÓW NTSC, SECAM I PAL^{1/}

W. Bruch: Farbfernschsysteme. Überblick
Über das NTSC, SECAM und PAL System, Te-
lefunkten Zeitung 1/2, 1963, str. 70-88.

Po przeprowadzeniu intensywne badań wprowadzono w 1953 r. w USA system telewizji kolorowej NTSC /National Television System Comunittee/. Pomimo, że obecnie minęło już 10 lat od jego wprowadzenia, telewizja kolorowa w USA nie rozwinęła się zgodnie z przewidywaniami. Zbyt wczesne wprowadzenie telewizji kolorowej przy trudnym systemie doprowadziło w pierwszym okresie do wadliwego od-
twarzania kolorów.

W Europie wstrzymano się dotąd z wprowadzeniem tele-
wizji kolorowej, ale w ciągu ostatnich kilku lat także i tutaj prowadzi się intensywne badania. Wkrótce ma zo-
stać podjęta decyzja odnośnie wyboru odpowiedniego ulep-
szonego systemu telewizji kolorowej. W tym celu powoła-
no Komisję w ramach EBU /EUROPEAN BROADCASTING UNION/,
podobnie jak kiedyś NTSC, dla opracowania zasad naukowo-
technicznych najodpowiedniejszego systemu dla krajów
europejskich. EBU zdecydowała dopuścić do wyboru, oprócz

^{1/} Na podstawie oryginału opracował A. Podemski. . .

oryginalnego systemu NTSC adoptowanego do warunków europejskich, jeszcze dwa dalsze nowe systemy. Obydwa nowe systemy SECAM i PAL są oparte na podstawowych właściwościach systemu NTSC.

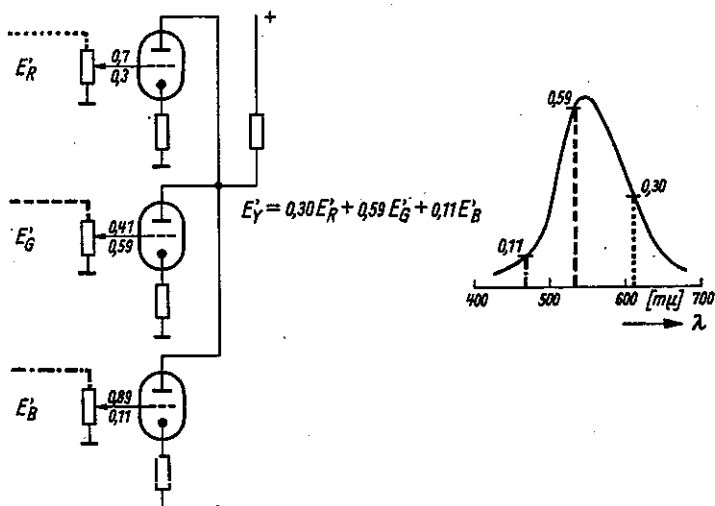
W artykule zostaną podane właściwości systemu NTSC w postaci uogólnionej i będą omówione systemy pochodne ze szczególnym uwzględnieniem systemu PAL.

1. SYSTEM NTSC

1.1. Odpowiedniość

Przesyłany sygnał powinien możliwie dokładnie odpowiadać sygnałowi monochromatycznemu. Dodatkowa informacja kolorowa zawarta w sygnale nie powinna wywierać dostrzegalnego wpływu na odtwarzany obraz czarno-biały podczas transmisji kolorowej. Można to zrealizować dzięki przekształceniu trzech sygnałów kolorów podstawowych na trzy nowe sygnały wizyjne, z których jeden nazwany sygnałem luminancji /oznacza się Y/ odpowiada sygnałowi wizyjnemu w telewizji czarno-białej. Badania właściwości oka ludzkiego w dostrzeganiu kolorów doprowadziły do stwierdzenia, że wrażenie luminancji, czyli jaskrawości jest zależne od koloru. Ponieważ dowolny kolor można przedstawić jako wypadkową trzech kolorów podstawowych, wypadkowa więc luminancja danego koloru będzie sumą luminancji kolorów składowych. Dla przyjętych w telewizji kolorów podstawowych stwierdzono, że zmieszanie sygnałów kolorów podstawowych w stosunku podanym na rys. 1

umożliwia prawidłowe odtworzenie luminancji wszystkich kolorów na obrazie czarno-białym, w takiej gradacji, jak to dostrzega oko ludzkie.



Rys. 1. Układ do kształtowania sygnału luminancji $Y' = 0,3 R' + 0,59 G' + 0,11 B'$ z trzech sygnałów kolorów podstawowych /rysunek lewy/, odpowiadający czułości oka dla kolorów czerwonego, zielonego i niebieskiego /rysunek prawy/

1.2. Zasada stałej luminancji

Informacje o kolorze przesyła się za pomocą dwóch dodatkowych sygnałów, które nie powinny zawierać informacji o luminancji i nie powinny wpływać na jasność ekranu. Dzięki temu szumy i interferencje wielkiej częstotliwości i prześwity składowych w.cz. silnie maleją przy

modulacji jasności, a przy odtwarzaniu kolorów są mało zauważalne.

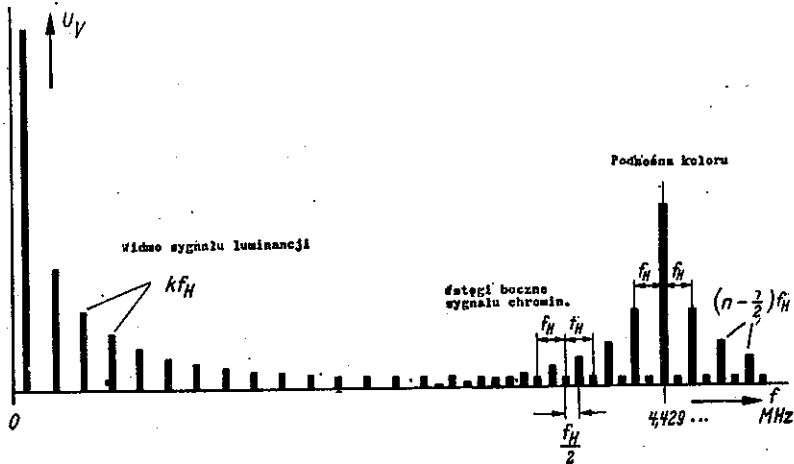
Sygnały przenoszące informacje o kolorze, które nie zawierają już informacji o jaskrawości, nazywane są sygnałami różnicowymi koloru $R'-Y'$, $B'-Y'$ i $G'-Y'$. Do transmisji wykorzystuje się tylko sygnały $R'-Y'$ i $B'-Y'$.

1.3. Ograniczanie pasma sygnałów kolorowości

Informacja kolorowa może być przesyłana za pomocą sygnałów z zawężonymi pasmami. Jest to możliwe dzięki właściwości oka ludzkiego, które ma ograniczoną zdolność rozdzielczą w rozróżnianiu drobnych szczegółów kolorowych, o ile różnią się one tylko barwą lub nasyceniem, a ostrość obrazu ocenia prawie wyłącznie na podstawie sygnału luminancji.

1.4. Przeplatanie widm

Energia sygnału wizyjnego występuje w postaci pęczków widma sygnału, skupionych wokół harmonicznym częstotliwości linii /rys. 2/. W niewypełnionych pustych miejscach między pęczkami widma sygnału wizyjnego umieszcza się widma wstęp bocznych podnośnej, zmodulowanej wąskopasmowymi sygnałami różnicowymi koloru.



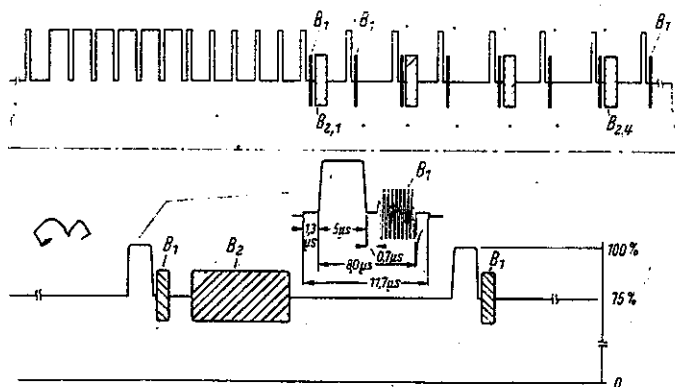
Rys. 2. Przeplatanie widma sygnału luminancji Y' i sygnału chrominancji przy półliniowym offsecie podnośnej koloru /teoria Mertza i Graya/

1.5. Podwójna modulacja z tłumioną podnośną

Podnośną moduluje się kwadraturowo dwoma sygnałami różnicowymi koloru. Amplituda zmodulowanej podnośnej jest proporcjonalna do nasycenia, a faza do barwy koloru. Dla słabo nasyconych kolorów amplituda zmodulowanej podnośnej jest bardzo mała, a dla koloru białego zanika. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów statystycznych z dużą ilością przezroczy kolorowych stwierdzono, że przy normalnych średnio nasyconych obrazach kolorowych, średnia wartość sygnału chrominancji waha się w granicach 10-20 % maksymalnej amplitudy sygnału. Dzięki tej właściwości zakłócenia wywołane podnośną są bardzo małe.

1.6. Sygnał synchronizacji koloru

Dla dwóch informacji kolorowych zawartych w sygnale zmodulowanym w kwadraturze w odbiorniku potrzebna jest podnośna odniesienia, synchronizowana dodatkowym sygnałem, tzw. sygnałem synchronizacji koloru B_1 na rys. 3/, które właściwie stanowią wiązki niemodulowanej podnośnej koloru, składające się z kilku okresów fali podnośnej; umieszcza się je na tylnym progu impulsu gaszącego linii.



Rys. 3. Sygnał synchronizacji koloru i opisane w artykule impulsy identyfikujące w systemie telewizji kolorowej PAL

1.7. Offset - podnośnej koloru

Podnośna koloru jest w taki sposób związana z częstotliwością odchylenia poziomego, że na ekranie kineskopu jest widoczna w postaci nieruchomej struktury punktowej, której położenie zmienia się co pół obrazu w taki spo-

sób, że po czterech okresach zachodzi jej kompensacja. To nazywa się półliniowym offsetem podnośnej. W ten sposób jest spełniony warunek przeplatania widm sygnału chrominancji i luminancji.

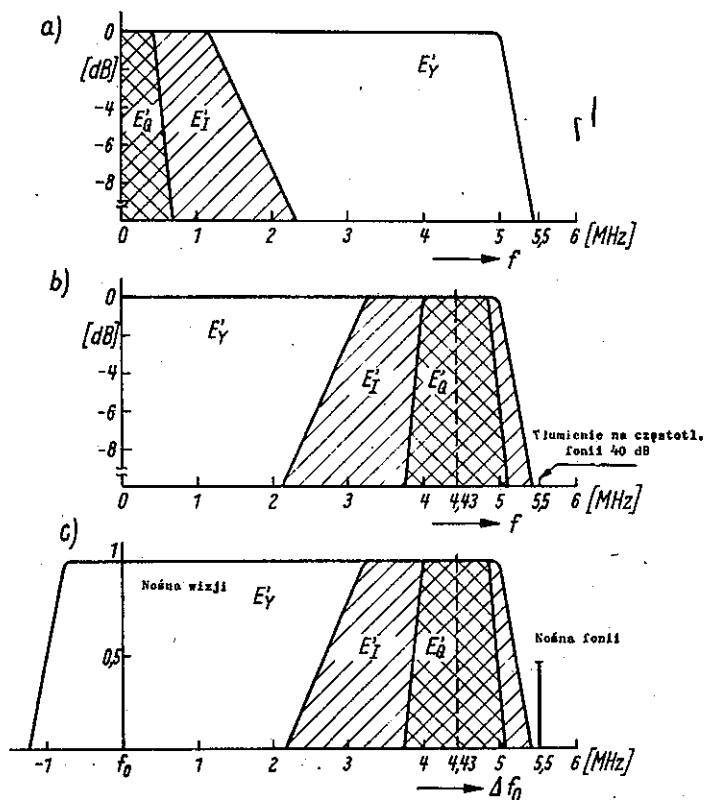
1.8. Sygnały I' i Q' o różnych szerokościach pasma

Jak wykazały badania statystyczne dostrzegania kolorów, oko ludzkie ma najmniejszą zdolność rozdzielczą na osi kolorów zielonego i purpurowego. W związku z tym ustalono nowy korzystniejszy układ osi do przesyłania informacji kolorowej, zwany układem osi I' i Q', który jest przesunięty o 33° względem układu osi R'-Y' i B'-Y'. Ze względu na to, że oko ludzkie posiada najmniejszą zdolność rozdzielczą dla kolorów przechodzących wzdłuż osi Q', sygnały przenoszące informację o tych kolorach przesyła się z szerokością pasma 0,5 MHz. Oś I' przechodzi przez obszar kolorów, dla których zdolność rozdzielcza oka ludzkiego jest większa i dlatego przesyła się je z szerokością pasma 1,3 MHz.

1.9. Wyrównanie opóźnień

Czas przejścia sygnału przechodzącego przez filtr jest odwrotnie proporcjonalny do szerokości pasma. W urządzeniach kodujących i dekodujących największe opóźnienie w stosunku do sygnału Y' posiada sygnał Q' i mniejsze sygnał I'. W celu uzyskania zgodności czasowej sygnałów /środku zboczy muszą występować w tym samym cza-

się/ włącza się krótkie odcinki kabla opóźniającego w tor Y' i tor I' . Jeżeli wykorzystuje się sygnały równowstępne $R'-Y'$ i $B'-Y'$, wówczas kabel opóźniający wprowadza się tylko w tor Y' .



Rys. 4. Szerokości pasma sygnałów Y' , I' , Q' , w systemie NTSC dla standardu 625 linii z odstępem 5,5 MHz między częstotliwością nośną wizji i fonii; a/ sygnał wizyjny, b/ sygnał kodowany, c/ sygnał wypromieniony

1.10. Korekcja gamma

Zadaniem korekcji gamma jest skorygowanie w przesyłanym sygnale nieliniowości charakterystyki kineskopu. Charakterystyki kineskopu można wyrazić następującą zależnością $i = U^\gamma$, gdzie γ przyjmuje wartość 1,8 + 2,4. Trzy sygnały wizyjne E_R , E_G i E_B przychodzące ze źródła obrazu kolorowego w korektorze gamma przekształca się w sygnały

$$E_R^{1/\gamma}, \quad E_G^{1/\gamma}, \quad E_B^{1/\gamma}$$

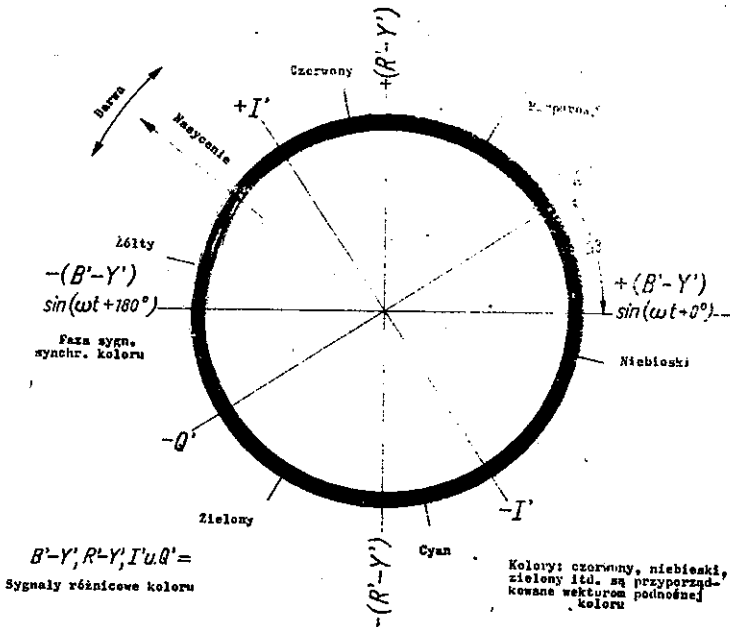
Do kodowania wykorzystuje się tylko sygnały z wprowadzoną korekcją gamma i oznacza się je E_I' , E_Q' i E_Y' . W celu uproszczenia zapisywania sygnałów E_R' , E_G' i E_B' oznacza się je symbolami R' , G' i B' .

Dla systemu NTSC nie ustalono wartości współczynnika gamma, lecz zalecono tymczasowo wartość $\gamma = 2,2$.

2. DYSKUSJA SYSTEMU NTSC

System NTSC znalazł także swoich krytyków, jednak wszystkie dotąd przedstawione nowe projekty mające na celu jego poprawienie opierają się nadal na jego zasadzie, a zmieniają tylko pojedyncze parametry. Wszystkie nowe systemy można określić tylko jako warianty oryginalnego systemu NTSC. Najważniejszą wadą oryginalnego systemu NTSC jest wpływ zniekształcenia różnicowej fazy toru transmisyjnego na wierność odtwarzania barw kolorowego obrazu. W systemie NTSC informacja kolorowa jest

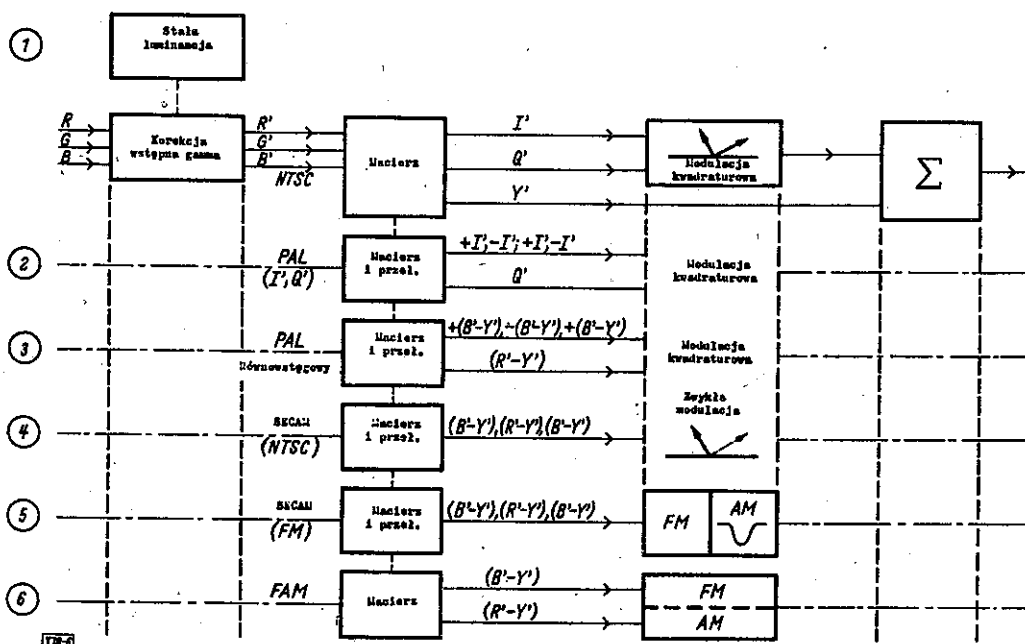
przenoszona za pomocą modulacji fazy podnośnej /rys. 5/. W przypadku zmian poziomu sygnału luminancji, na który jest nałożona podnośna koloru, może się zmieniać jej faza. W związku z tym wymagania stawiane układom transmi-



Rys. 5. Wykres kolorów dla przedstawienia wektora podnośnej koloru na płaszczyźnie kolorów. Każdemu kątowi jest przyporządkowana pewna barwa, a amplituda wektora odpowiada nasyceniu

syjnym, tak nadajnikom jak i liniom radiowym, są wyjątkowo ostre i bardzo trudne do spełnienia. Jeszcze bardziej nieprzyjemna jest wrażliwość na zniekształcenia fazy przy odtwarzaniu obrazu z sygnału kolorowego zapisanego na taśmie magnetycznej. Bardzo małe zmiany prędkości taśmy /które są nieuniknione/ będą wywoływać zmia-

ny barwy odtwarzanego obrazu kolorowego. Te zniekształcenia można skorygować za pomocą złożonych układów z elektronicznie sterowanymi liniami opóźniającymi. Korekcja zniekształceń może być dokonana przed zapisem lub po zapisie na taśmie magnetycznej.



Rys. 6. Schemat blokowy systemu NTSC i jego wariantów:

1. Dla wszystkich systemów, o ile to jest możliwe zastosowano korekcję gamma /zasada stałej luminancji/.
2. System PAL z modulacją sygnałami I' i Q' . Od systemu NTSC różni się tylko dodatkowo wprowadzonym przełącznikiem do modulatora.
3. System PAL równowstęgowy różni się od systemu podanego w punkcie 2 tylko prostszym układem macierzowym.

4. System SECAM - NTSC z sygnałami nadawanymi kolejno $/R' - Y'/$ i $/B' - Y'/$. Wykorzystuje tylko jeden modulator taki sam, jak w systemie NTSC, ale tylko z jedną osią modulacji. Nie stosuje się modulacji kwadraturowej.
5. System SECAM - FM z sygnałami $/R' - Y'/$ i $/B' - Y'/$ nadawanymi kolejno. Synchronizowana modulacja częstotliwości i modulacja amplitudy.
6. System FAM. Układ matrycowy dla sygnałów $R' - Y'$ i $B' - Y'$. W jednym torze stosuje się modulację AM, a w drugim FM.

Na rysunku 6 podano schemat podstawowy systemu NTSC i pokazano, w których miejscach wprowadzono ulepszenia względnie zmiany. Oprócz tak zwanej "zasady stałej luminancji", która prowadzi do poprawienia korekcji gamma, wszystkie pozostałe proponowane zmiany dotyczą zmian w sposobie przesyłania informacji kolorowej.

2.1. Korekcja gamma w systemie NTSC

Zagadnienie korekcji gamma tak w systemie NTSC, jak i wszystkich jego odmianach nie jest jeszcze dobrze opracowane. Trzy sygnały kolorów podstawowych R, G, B po stronie nadawczej poddaje się korekcji wstępnej gamma, po której uzyskuje się sygnały $R^{1/\gamma}$, $G^{1/\gamma}$, $B^{1/\gamma}$. Z tych sygnałów tworzy się sygnał luminancji Y' , który nie jest identyczny z sygnałem $Y^{1/\gamma}$. Można to wykazać za pomocą prostego rachunku, że kineskop nie będzie sterowany właściwym sygnałem luminancji.

Sygnał luminancji jest utworzony z sygnałów z wprowadzoną wstępną korekcją gamma

$$Y^{\delta} = 0,30 R^{1/\delta} + 0,59 G^{1/\delta} + 0,11 B^{1/\delta}$$

W odbiorniku czarno-białym jasność $L \sim Y^{\delta}/\delta$. Stosunek tej wartości do wartości nominalnej jest równy

$$\frac{Y^{\delta}/\delta}{Y} = \frac{0,30 R^{1/\delta} + 0,59 G^{1/\delta} + 0,11 B^{1/\delta}}{0,30 R + 0,59 G + 0,11 B}$$

Dla nasyconych kolorów podstawowych otrzymamy:

$$\left(\frac{Y^{\delta}}{Y_R}\right) = 0,30^{\delta-1} ; \quad \left(\frac{Y^{\delta}}{Y_G}\right) = 0,59^{\delta-1} ; \quad \left(\frac{Y^{\delta}}{Y_B}\right) = 0,11^{\delta-1}$$

Dla przyjętych wartości $\gamma = 2,2$ te stosunki przyjmują wartości, dla koloru czerwonego 0,23, dla koloru zielonego 0,57 i dla koloru niebieskiego 0,07. Przy przesyłaniu koloru białego $R = G = B$ stosunek $\frac{Y^{\delta}}{Y} = 1$. W tym przypadku obraz będzie wiernie odtwarzany. Szczególnie duży błąd występuje przy przesyłaniu nasyconego koloru niebieskiego; luminancja wtedy osiąga tylko 7% wartości nominalnej. Dla kolorów mniej nasyconych błędy te są mniejsze i luminancja zbliża się do wartości nominalnej przy przesyłaniu koloru białego. Ta niewłaściwość systemu jest jedną z przyczyn, dla której w systemie SECAM podczas przełączania występuje międzyliniowe migotanie, a w prostym odbiorniku systemu PAL przy dużych zniekształceniach transmisyjnych linie różnokolorowe będą widziane z różną jaskrawością.

Obecnie opracowano kamerę, która zamiast trzech lamp

analizujących posiada cztery. Jedna z nich dla nadawania szerokopasmowego sygnału luminancji /np. ortikon obrazowy/ i trzy o gorszej rozdzielczości /np. widikony/ dla sygnałów kolorowych. Kamera z czterema lampami analizującymi pozwala na uzyskanie obrazu o lepszej rozdzielczości, a uzyskany sygnał monochromatyczny jest równoważny sygnałowi z kamery czarno-białej. Wytwarzany przez taką kamerę sygnał luminancji bardziej odpowiada zasadzie stałej luminancji. Normalny odbiornik systemu NTSC sterowany takimi sygnałami nie będzie wiernie odtwarzał kolorów. Na przykład nasycony kolor czerwony będzie znacznie przebarwiony. W takim przypadku w odbiorniku potrzebny jest nieliniowy układ korekcyjny. W prostym przypadku może to być element nieliniowy wtrącony w tor $R' - Y'$ i $G' - Y'$.

2.2. Polepszenie jakości przesyłania informacji kolorowej

W oparciu o system NTSC opracowano szereg metod modulacji podnośnej, których schematy blokowe podano na rys. 6. Mayer opracował zagadnienie jednoczesnej modulacji amplitudy i częstotliwości podnośnej. Wyniki badań tego systemu nazwanego systemem FAM opublikował i nie prowadzi dalej badań, ponieważ system ten nie posiada żadnych szczególnych zalet w stosunku do systemu NTSC, aczkolwiek należy zwrócić uwagę na możliwość budowy prostych i tanich odbiorników. Haantjes i Teer opracowali system z dwoma podnośnymi umieszczonymi w pasmie sygna-

ku luminancji i w ten sposób chcieli obejść trudności związane z modulacją kwadraturową. Metoda ta została jednak w międzyczasie zarzucona. Inne układy podane na rys.6 zostaną poniżej omówione bardziej szczegółowo.

3. SYSTEM SECAM

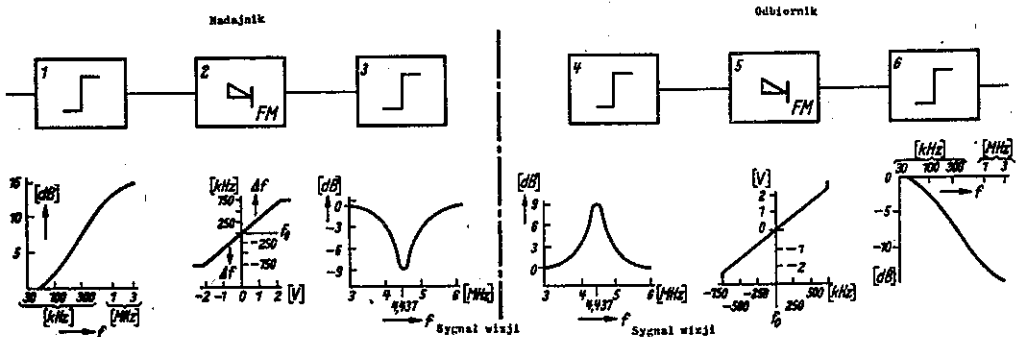
Myślą przewodnią systemu SECAM jest zmniejszenie rozdzielczości pionowej dla informacji kolorowej i przyrównanie jej z rozdzielczością poziomą, która ze względu na przesyłanie wąskopasmowych sygnałów różnicowych jest ograniczona, co pozwala na zastosowanie uproszczonego systemu transmisyjnego podanego przez Henry de France. W tym systemie podczas wybierania jednej linii pobiera się tylko jeden z dwóch sygnałów różnicowych niezbędnych w odbiorniku, a podczas następnej linii drugi. Oba sygnały przenoszące informację o kolorze przesyła się w tym systemie kolejno zmieniając je co linię. Dla uzyskania jednoczesności występowania obydwóch sygnałów chrominancji w odbiorniku sygnał z poprzedniej linii opóźnia się w linii opóźniającej o 64 μ s. Kolejne przesyłanie i opóźnianie sygnału są głównymi cechami tego systemu, który występuje pod nazwą SECAM.

W najnowszym wykonaniu oryginalnego systemu SECAM podnośna koloru jest modulowana częstotliwościowo tylko jednym sygnałem różnicowym w czasie trwania każdej linii. Dzięki temu zmniejszono zniekształcenia transmisyjne sygnału kolorowego. Przy normalnej modulacji częstotliwości podnośna koloru byłaby widoczna przy mało na-

syconych kolorach. Dzięki zastosowaniu pewnych dodatkowych układów udało się zmniejszyć widoczność podnośnej na ekranach odbiorników czarno-białych do takiego poziomu, jak w systemie NTSC, który uważa się za dopuszczalny.

Odpowiednie zmniejszanie amplitudy podnośnej przy zmniejszaniu nasycenia uzyskuje się za pomocą pewnego rodzaju dodatkowej modulacji amplitudy. W tym celu stosuje się układ absorbcyjny nastrojony na częstotliwość środkową, który w zakresie tych częstotliwości dla małych nasycień utrzymuje zmniejszoną amplitudę podnośnej koloru. W rezultacie odpowiedniość systemu jest prawie równa odpowiedniości w systemie NTSC.

Dla polepszenia właściwości systemu po stronie nadawczej stosuje się wstępne podniesienie poziomu większych częstotliwości /preemfaza/, a po demodulacji przeprowadza się proces odwrotny /deemfaza/ sprowadzający poziom większych częstotliwości do właściwej wartości. Dla uzyskania lepszej odpowiedniości stosuje się synchronizację co linię nośnej modulowanej częstotliwościowo. W celu zmniejszenia wpływu składowych sygnału luminancji zawartych w pasmie sygnału chrominancji, na sygnał chrominancji wydzielany w odbiorniku z całkowitego sygnału kolorowego, zastosowano dodatkową modulację amplitudy sygnału modulowanego częstotliwościowo. Zadaniem tej modulacji jest chwilowe zwiększenie amplitudy sygnału modulowanego częstotliwościowo w przypadku wzrostu powyżej pewnej wartości amplitudy prążków sygnału luminancji. Na rys. 7 podano ważniejsze parametry systemu SECAM.



Rys. 7. Właściwości systemu SECAM-FM

P o s t r o n i e n a d a w c z e j :

1. Wstępne podniesienie poziomu większych częstotliwości /preemfaza/ wizyjnych sygnałów różnicowych koloru
2. Modulacja częstotliwości, częstotliwości środkowej 4,437 MHz. Dewiacja $\Delta f_{\max} = \pm 750$ kHz
3. Wstępne podniesienie poziomu sygnału zmodulowanego częstotliwościowo w zakresie większych dewiacji /preemfaza sygnału zmodulowanego/ za pomocą układu absorpcyjnego

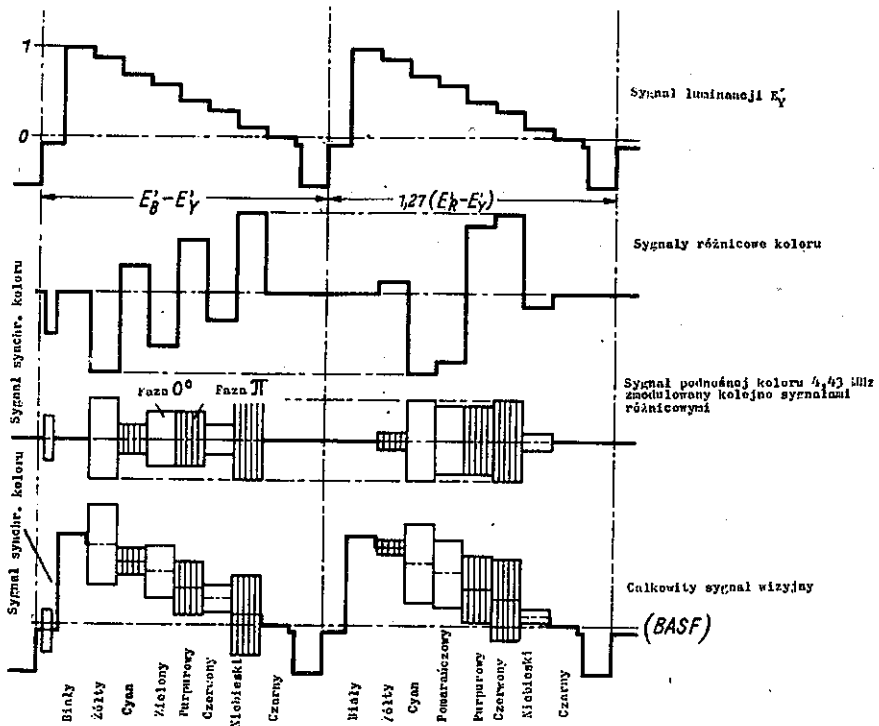
P o s t r o n i e o d b i o r c z e j

4. Korektor amplitudy o charakterystyce częstotliwości przeciwnej do podanej w p. 3.
5. Demodulator FM
6. Układ deemfazy /o charakterystyce przeciwnej do podanej w p.1/ sprowadzający poziom sygnału większych częstotliwości do właściwej wartości.

Nie zaznaczono układu do zmniejszania przenikania sygnału luminancji do toru chrominancji.

W laboratorium firmy Telefunken przeprowadzono badania oryginalnego systemu NTSC i SECAM oraz poszczególnych wariantów systemu SECAM.

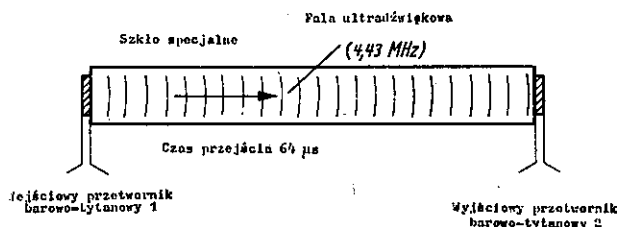
W systemie SECAM modulację kwadraturową zastąpiono kolejną modulacją podnośnej co linię synchronizowanej i w ten sposób uzyskano przeplatanie widm. W systemie SECAM - FM moduluje się podnośną koloru kolejno sygnałami $/B' - Y' /$ i $1,27 \cdot /R' - Y' /$. Oba sygnały są przesyłane z równymi wstęgami $1,3 \text{ MHz}$, co odpowiada szerokości pasma



Rys. 8. Kształty sygnałów w systemie SECAM-NTSC przy modulacji w układzie z tłumioną podnośną sygnałami z generatora pasów kolorowych

sygnału I' w systemie NTSC. Dzięki temu w odbiorniku systemu SECAM jest bardzo prosty układ macierzowy, bez do-

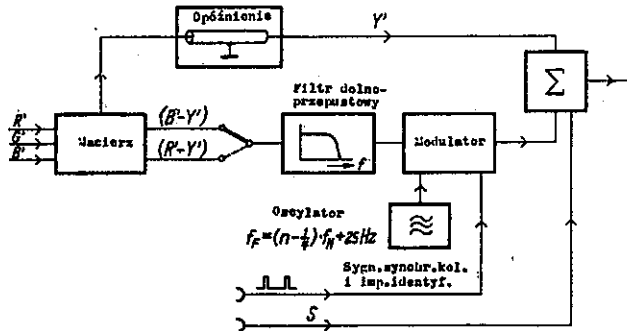
datkowych linii opóźniających dla wyrównania opóźnienia między sygnałami chrominancji. Na rys. 8 podano kształty sygnałów podnośnej zmodulowanej sygnałami z generatora pasów kolorowych. Odbiornik systemu SECAM posiada ultradźwiękową linię opóźniającą o opóźnieniu $64 \mu\text{s}$. Umieszczony na jednym końcu linii przetwornik z tytanianu baru zamienia napięcie podnośnej na falę ultradźwiękową, która rozchodzi się wzdłuż pręta szklanego. Przetwornik umieszczony na drugim końcu pręta przekształca drgania ultradźwiękowe z powrotem na napięcie podnośnej koloru opóźnione w czasie podczas przejścia przez pręt $0,64 \mu\text{s}$.



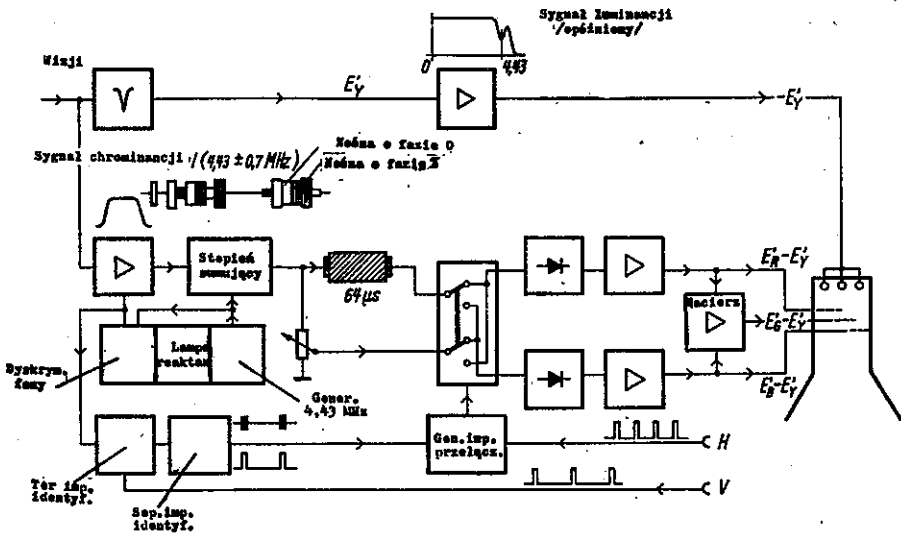
Rys. 9. Ultradźwiękowa linia opóźniająca

Czas opóźnienia nie musi być bardzo dokładny w stosunku do czasu trwania linii, ponieważ żadnego z sygnałów nie wykorzystuje się do detekcji synchronicznej, lecz tylko do rozdzielania sygnałów.

Na rysunku 10 podano zasadę działania kodera, a na rys. 11 dekodera systemu SECAM. Sygnały różnicowe mają wartości dodatnie i ujemne, a więc przy modulacji FM powstaje pewien zakres częstotliwości $/f_0 \pm \Delta f/$ poniżej i powyżej częstotliwości środkowej oznaczonej przez f_0 .



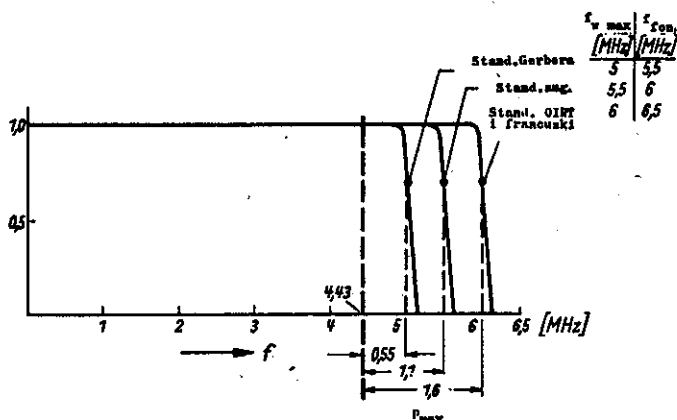
Rys. 10. Schemat blokowy kodera systemu SECAM-NTSC



Rys. 11. Schemat blokowy dekodera systemu SECAM-NTSC

Przy modulacji AM z tłumioną podnośną, dla wiernego przenoszenia zasadniczo, wystarcza jedna wstęga boczna; tak zwane zniekształcenia kwadraturowe powstające przy przesyłaniu jednej wstęgi bocznej można utrzymać na wystarczająco niskim poziomie, jeżeli w odbiorniku doda

się podnośną odniesienia o odpowiednio dużej amplitudzie. W tym przypadku prześwity nie będą występowały i można stłumić wstęgę powyżej 4,43 MHz. Wprowadzenie w tor chrominancji filtra dolnoprzepustowego o tłumieniu 6 dB na częstotliwości 4,43 MHz nie powoduje znacznego pogorszenia przenoszenia informacji kolorowej poza nieznacznym pogorszeniem stosunku sygnału do szumu w torze chrominancji.



Rys. 12. Szerokości pasm sygnałów wizyjnych dla trzech europejskich 625 liniowych systemów telewizyjnych dla IV i V zakresu

Przewiduje się, że przyszłe europejskie normy telewizji kolorowej będą miały jednakową ilość 625 linii, ale wykorzystane pasmo wizyjne może być różne. Na rys. 12 podano szerokości pasma sygnałów wizyjnych dla trzech standardów przewidzianych do przesyłania w IV i V zakresie. Przewiduje się jednolitą częstotliwość podnośnej

koloru 4,43 MHz, jednolitą ilość linii 625 i różną szerokość pasma. Europejski system transmisyjny telewizji kolorowej powinien mieć także możliwość przesyłania informacji kolorowej za pomocą modulacji szerokostęgowej sygnału chrominancji w krajach, które dysponują szerszym pasmem wizyjnym /OIRT/. W krajach gdzie przyjęto normy Gerbera, jest do dyspozycji najwęższe pasmo 5 MHz. Przy przejściu do IV i V zakresu i zachowaniu standardu 625 linii, istniejące odbiorniki czarno-białe będą spełniały warunki odpowiedniości. Opisywany nowy system SECAM oraz dalej omówiony system PAL pozwalają na takie ograniczenie pasma.

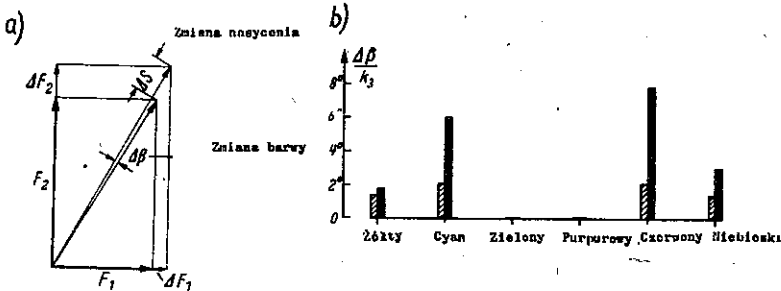
Przy przesyłaniu informacji kolorowej w systemie SECAM i systemie PAL zniekształcenia fazy nie wpływają na zmianę barwy. W systemie NTSC i systemie PAL dla określonego koloru zniekształcenia amplitudy podnośnej koloru nie wpływają na zmianę barwy, lecz na zmianę nasycenia koloru. Tymczasem zniekształcenia amplitudy w systemie SECAM-AM wywołują zniekształcenia barwy. Przy tego rodzaju systemie SECAM na ogół amplitudy sygnałów dwóch kolejno po sobie następujących linii nie są równe i dlatego zniekształcenia amplitudy są dla obu linii różne.

Na rysunku 13 pokazano, jak zmiany nasycenia ΔS wpływają na zmiany barwy $\Delta \beta$, która jest funkcją trzeciego stopnia podnośnej koloru $F + k_3 \cdot F^3$. Dla pierwszego przypadku /normalna modulacja amplitudy/ można napisać zależności dla wektorów kolorowych dwóch kolejnych linii:

$$F_1 = k_1 \left[1 + (B' - Y') \right] \quad F_2 = k_1 \left[1 + (R' - Y') \right]$$

a dla drugiego przypadku z tłumioną podnośną:

$$F_1 = k_2 (B' - Y') \quad F_2 = k_2 (R' - Y')$$

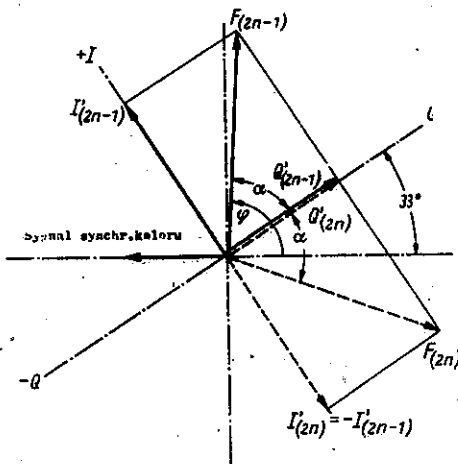


Rys. 13. Wpływ zniekształceń wzmocnienia różnicowego na odtwarzanie kolorów w systemie SECAM-AM: a/ wykres wektorowy, b/ względna zmiana barwy $\Delta\beta/k_3$ przy założonych zniekształceniach trzeciego stopnia, dla normalnej modulacji amplitudy i modulacji amplitudy z tłumioną nośną /kreskowane/

Obliczono zniekształcenia koloru $\Delta\beta/k_3$ dla sygnałów z generatora pasów kolorowych. Współczynniki k_1 i k_2 są tak dobrane, aby istniała równa modulacja w obu przypadkach. Na rys. 13 podano wyniki tych obliczeń. Przy normalnej modulacji amplitudy zmiany te są bardzo duże, a przy modulacji z tłumioną podnośną są wystarczająco małe lub zupełnie zanikają.

4. SYSTEM TELEWIZJI KOLOROWEJ NTSC - PAL

W żadnym z systemów SECAM nie przesyła się jednocześnie obu sygnałów kolorowych odtwarzanych w odbiorniku. Podczas każdej linii zaoszczędza się jeden z nich i sy-



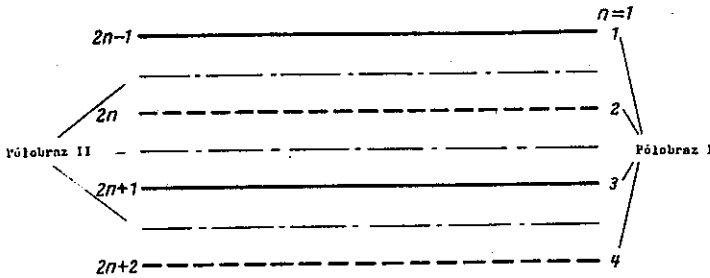
Rys. 14. Wykres wektorowy modulacji modulatora NTSC w systemie PAL dla dwóch kolejnych linii

wrażliwego na zniekształcenia fazy i ograniczenie wstęgi sygnału zmodulowanego kwadraturowo w systemie NTSC przy jednoczesnym przesyłaniu obu informacji kolorowych. Rozwiązanie tego zagadnienia znaleźli w nowym systemie PAL.

W systemie PAL wykorzystuje się normalny modulator stosowany w systemie NTSC, w którym co linię zmienia się

muje go w odbiorniku sygnałem z poprzedniej linii. Pomimo uzyskiwania wystarczająco ostrych przejść kolorowych istnieje możliwość polepszenia ich na stronie odbiorczej.

W telewizji czarno-białej co roku wprowadza się poprawę jakości transmitowanego sygnału w ramach przyjętego standardu. Twórcy systemu PAL postawili sobie za zadanie opracowanie systemu telewizji kolorowej nie-



Rys. 15. Numeracja kolejnych linii /w czasie/ w systemie międzyliniowym

polaryzację sygnału I' poprzez zmianę polaryzacji podnośnej koloru. Jak widać z wykresu wektorowego podanego na rys. 14, za pomocą dwóch linii F_{2n-1} i F_{2n} można przedstawić na wykresie dowolny kolor. Jeżeli jakakolwiek linia parzysta jest oznaczona numerem $2n$, to wyprzedza ona w czasie linię $2n+1$ i jest opóźniona względem linii $2n-1$ /rys. 15/. Wszystkie sygnały linii o liczbach nieparzystych modulują podnośną jednym sposobem, a wszystkie parzyste - drugim.

W czasie przesyłania linii $2n-1$ modulator NTSC moduluje w normalny sposób podnośną kwadraturowo sygnałami I' i Q' .

Sygnały te mają normalną szerokość pasma: 500 kHz dla sygnału Q' i 1,3 MHz dla sygnału I' . Znane wyrażenia analityczne dla określenia sygnału NTSC są także tutaj słuszne tylko w czasie odchylenia linii $2n+1$.

$$F_{m/2n-1} = F_Y' + F_I' \cos/\omega t + 33^\circ/ + F_Q' \cdot \sin/\omega t + 33^\circ/$$

W czasie nadawania linii poprzedniej i następnej w stosunku do linii $2n-1$ przesuwana się faza podnośnej o 180° w stosunku do synchronizacji koloru. W taki sposób uzyskany sygnał można określić zależnością:

$$F_{m/2n} = F_Y' + F_I' \cos / \omega t + 33^\circ + 180^\circ / + F_Q' \sin / \omega t + 33^\circ /$$

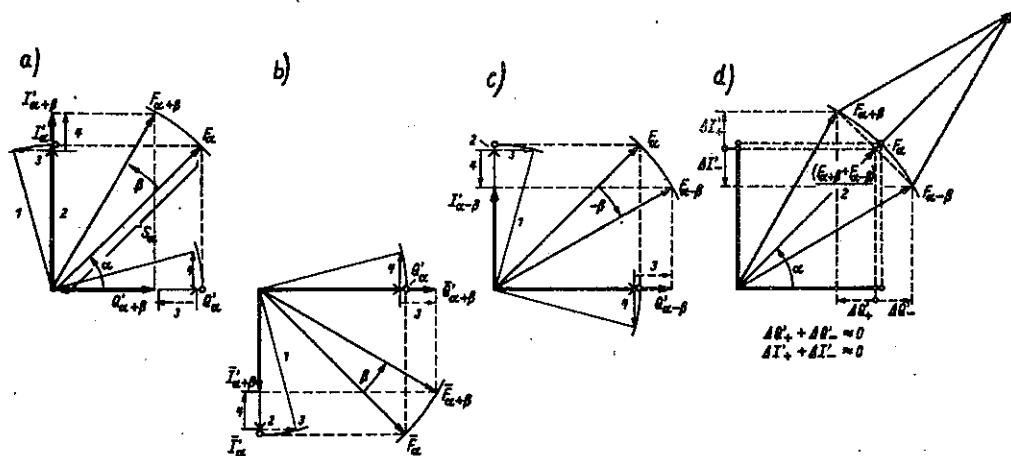
czyli

$$F_{m/2n} = F_Y' - F_I' \cos / \omega t + 33^\circ / + F_Q' \sin / \omega t + 33^\circ /$$

Przesunięcie fazy sygnału I' o 180° można uzyskać przez zmianę fazy podnośnej o 180° lub zmianę polaryzacji sygnału I' .

Dla prostszego przedstawienia obracamy układ współrzędnych o 33° w stosunku do przyjętego w systemie NTSC, podanego na rys. 14. W takim przypadku względna faza podnośnej modulatora Q jest równa 0° , a I' przesunięta o $+90^\circ$. Jakikolwiek znamionowy wektor koloru oznaczony przez F_α /rys. 5/ może być przedstawiony za pomocą kąta α i wielkości S_α /rys. 16/, która odpowiada nasyceniu koloru. W odbiorniku po demodulacji za pomocą detektorów synchronicznych uzyskuje się z tego wektora składowe Q'_α i I'_α , a następnie doprowadza się je do układu macierzowego i po przekształceniu steruje nimi kineskop trójkolorowy.

Zniekształcenia fazy występujące w torze transmisyjnym /np. zniekształcenia różnicowe fazy/ obróć układ wektorów o kąt β /rys. 16a/. Uzyskane na wyjściu detektorów synchronicznych sygnały $Q'_{/\alpha+\beta/}$ i $I'_{/\alpha+\beta/}$ nie są



Rys.16. Kompensacja zniekształceń barwy przez sumowanie sygnałów dwóch linii na wyjściu detektorów synchronicznych I' i Q' /albo w oku/ w systemie PAL: a/ demodulacja w czasie trwania linii $2n-1$. Wskutek błędu fazy uzyskuje się fałszywy sygnał odpowiadający fałszywemu kolorowi $F_{\alpha-\beta}$. b/ demodulacja podczas następnej linii $2n$ bez przełączania, c/ uzyskuje się z wykresu podanego na rys. b przez przesunięcie o 180° fazy podnośnej odniesienia w demodulatorze I' , d/ sumując sygnały podane na rys. a i c uzyskuje się w przybliżeniu wartość równą $2F_\alpha$ lub tworzy się średnią wartość w oku, równą nasyceniu koloru F_α

równe wartościom nominalnym sygnałów Q'_α i I'_α , a na ekranie kineskopu ukaże się fałszywy kolor /wektor koloru obróci się w lewo na wykresie kolorów na rys. 5/. To zniekształcenie można skompensować w przypadku posiadania drugiego wektora koloru, który jest przesunięty /o kąt $-\beta$ /, co można zrealizować w następujący sposób. Przesyła się kolejno sygnał I' przedstawiony na rys. 16

oraz uzyskany przez zmianę polaryzacji sygnał $/-I'/$. Wektor F_α odzwierciedla sygnał podnośnej zmodulowanej kwadraturowo składający się z dwóch składowych I'_α i Q'_α ; można go przedstawić w postaci zespolonej $F_\alpha = Q'_\alpha + jI'_\alpha$, a dla sygnału ze zmienioną polaryzacją $\bar{F}_\alpha = Q'_\alpha - jI'_\alpha$. Po przejściu przez układ transmisyjny wprowadzający zniekształcenia fazy, wektory przyjmują postać: $F_{\alpha + \beta}$ i $\bar{F}_{\alpha - \beta}$ /rys. 16b i 16c/, co odpowiada zniekształconemu kolorowi.

Dodając geometrycznie oba wektory /rys. 16d/ otrzymamy wektor o podwójnej długości zmniejszony o małą wartość S zależną od β i o początkowej fazie α . Nieznaczna zmiana długości wektora wypadkowego ΔS odpowiada nieznacznej zmianie nasycenia.

Podany na rys. 16 przykład sumowania można realizować tylko w odbiorniku, gdzie składowa sygnału chrominancji z poprzedniej linii jest synchronicznie opóźniana i dodawana w odpowiednim czasie do linii w tym czasie nadawanej. W takim przypadku barwa koloru F_α zostanie odtworzona bez zniekształceń, pomimo że została przesłana przez układ transmisyjny wprowadzający zniekształcenia fazy, a tylko nieznacznie zmniejszy się nasycenie koloru o wartość ΔS .

Teraz za pomocą prostego rachunku potwierdzimy działanie kompensacyjne rozpatrywanego układu. Wychodząc z sygnału kolorowego w systemie NTSC:

$$F = I' \cos /\omega_0 t' + 33^\circ/ + Q' \sin /\omega_0 t' + 33^\circ/$$

wprowadzamy oznaczenie: $\omega_0 t = /\omega_0 t' + 33^\circ/$, gdzie ω_0 - pulsacja podnośnej koloru.

Linia /2n-1/

Sygnal na wyjściu modulatora NTSC.

$$F = I' \cos \omega_0 t + Q' \sin \omega_0 t$$

Po przejściu przez układ wprowadzający przesunięcie fazy o kąt β otrzymamy:

$$F_\beta = I' \cos \beta + Q' \sin \beta / \cos \omega_0 t + \\ + / -I' \sin \beta + Q' \cos \beta / \sin \omega_0 t$$

W odbiorniku nie wprowadza się zmiany polaryzacji sygnału.

$$F_\beta = I' \cos \beta + Q' \sin \beta / \cos \omega_0 t + \\ + / -I' \sin \beta + Q' \cos \beta / \sin \omega_0 t$$

Po dodaniu i obliczeniu średniej arytmetycznej otrzymamy:

$$\frac{F_\beta + F_{-\beta}}{2} = \cos \beta / I' \cos \omega_0 t + Q' \sin \omega_0 t /$$

współczynnik
nasyceńia

sygnal
początkowy

Linia /2n/

Sygnal na wyjściu modulatora PAL ze zmianą polaryzacji sygnału I' na /-I'//.

$$\bar{F} = -I' / \cos \omega_0 t + Q' \sin \omega_0 t$$

$$\bar{F}_\beta = -I' \cos \beta + Q' \sin \beta / \cos \omega_0 t + \\ + / I' \sin \beta + Q' \cos \beta / \sin \omega_0 t$$

W odbiorniku odzwierciedleniu na osi Q odpowiada przełączanie demodulatora synchronicznego z I' na /-I'//.

$$\bar{F} = I' \cos \beta - Q' \sin \beta / \cos \omega_0 t + \\ + / I' \sin \beta + Q' \cos \beta / \sin \omega_0 t = \\ = F_{-\beta}$$

Jak wynika z przeprowadzonego obliczenia, w odbiorniku uzyskuje się sygnał niezniekształcony, pomimo że został przesłany przez układ transmisyjny wprowadzający zniekształcenia fazy. Takie odzwierciedlenie sygnału może być wykorzystane w transkoderze przy przejściu z sygnałów PAL na sygnały NTSC bez stosowania demodulacji systemu PAL. Przy zastosowaniu demodulatora PAL ze zmianą polaryzacji sygnału w detektorze I' na wyjściu znikają składowe podnośnej koloru a pojawiają się odzyskane sygnały I' i Q' pomnożone przez współczynnik nasycenia $\cos \beta$.

5. KOMPENSACJA ZNIEKSZTAŁCEN KWADRATURY PRZY OGRANICZANIU SZEROKOŚCI PASMA W SYSTEMIE PAL

Dalszą właściwością systemu PAL jest kompensacja składowej kwadraturowej /zwanej prześwitem/ przenikającej z jednego toru w drugi, co łatwo można wykazać za pomocą prostego rachunku. W celu lepszego przedstawienia tego zagadnienia przyjmujemy przełączanie sygnału Q' /przez zmianę polaryzacji podnośnej $\sin \omega_0 t$ / zamiast sygnału I' . Zakładamy, że jeden modulator jest modulowany sygnałem pionowych pasów kolorowych. Dla uproszczenia zagadnienia tak dobrano kolory, że modulator otrzymuje stałe napięcie E_2' . Drugi modulator / $\cos \omega_0 t$ / jest modulowany sygnałem prostokątnym. Z analizy sygnału prostokątnego przedstawionego w postaci szeregu Fouriera wynika, że do odbiornika dochodzi tylko składowa stała

i pojedyncze składowe typu $a_m \cos/\omega_m t/$. Sygnał modulowany w amplitudzie można przedstawić następującą zależnością:

$$F_M = \sqrt{\frac{1}{2}} + a_m \cos\omega_m t/ \cdot \cos\omega_0 t = \frac{1}{2} \cos\omega_0 t + \frac{a_m}{2} \cos/\omega_0 + \omega_m t + \frac{a_m}{2} \cos / \omega_0 - \omega_m / t.$$

Po wytłumieniu fali nośnej i jednej wstęgi bocznej otrzymamy sygnał jednowstęgowy.

$$F_{jw} = \frac{a_m}{2} \cos / \omega_0 - \omega_m / t = \frac{a_m}{2} \sin \omega_m t \cdot \sin \omega_0 t + \frac{a_m}{2} \cos \omega_m t \cdot \cos \omega_0 t.$$

Jak widać, sygnał po ograniczeniu pasma rozpada się na dwie składowe. Jedną z nich odpowiada właściwemu sygnałowi, tzw. składowa fazowa, a druga składowa kwadraturowa jest przesunięta o 90° . Ta składowa kwadraturowa wywołuje w drugim torze zniekształcenia /prześwity kolorowe/; dla przedstawienia kompensacji tego rodzaju zniekształcenia przyjmujemy takie tłumienie wstęgi bocznej, jakie zwykle przyjmuje się w telewizji monochromatycznej, tzn. filtr Nyquista z 6 dB tłumieniem na częstotliwości podnośnej koloru. Sposób obliczania kompensacji jest analogiczny do poprzednio przeprowadzonego.

Wychodząc z zależności określającej sygnał z tłumioną jedną wstęgą boczną $F = \sqrt{\frac{1}{2}} + a_m \cos\omega_m t/\cos\omega_0 t + E_2^2 \sin\omega_0 t$ można napisać wyrażenie dla sygnałów dwóch kolejnych linii.

Linia /2n-1/

Nie wprowadza się zmiany polaryzacji sygnału po stronie nadawczej.

$$\frac{1}{2} + a_m \cos \omega_m t / \cos \omega_0 t + \\ + E_2' \sin \omega_0 t$$

Po stłumieniu górnej wstęgi bocznej i podnośnej koloru do połowy za pomocą filtru Nyquista otrzymamy:

$$\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2} \cos \omega_m t / \cos \omega_0 t + \\ + \frac{a_m}{2} \sin \omega_m t + \frac{E_2'}{2} / \sin \omega_0 t$$

W odbiorniku uzyskamy następujący sygnał

$$\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2} \cos \omega_m t / \cos \omega_0 t + \\ + \frac{a_m}{2} \sin \omega_m t + \frac{E_2'}{2} / \sin \omega_0 t$$

Po zsumowaniu i obliczeniu średniej arytmetycznej sygnałów obu linii otrzymamy:

Linia /2n/

W modulatorze E_2' wprowadza się zmianę polaryzacji sygnału $+E_2'$ na $-E_2'$

$$\frac{1}{2} + a_m \cos \omega_m t / \cos \omega_0 t + \\ - E_2' \sin \omega_0 t$$

$$\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2} \cos \omega_m t / \cos \omega_0 t + \\ + \frac{a_m}{2} \sin \omega_m t - \frac{E_2'}{2} / \sin \omega_0 t$$

W odbiorniku przez odzwierciedlenie na osi E_1' /w transkoderze/ lub w demodulatorze synchronicznym ze zmianą polaryzacji podnośnej $/a_m \sin \omega_0 t/$ uzyskamy następujący sygnał

$$\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2} \cos \omega_m t / \cos \omega_0 t - \\ - \frac{a_m}{2} \sin \omega_m t - \frac{E_2'}{2} / \sin \omega_0 t$$

$$\frac{2/\frac{1}{4} + \frac{a_m}{2} \cos\omega_m t / \cos\omega_0 t + \left[\frac{a_m}{2} \sin\omega_m t + \frac{E_2^2}{2} / - \right.}{2} - \frac{\left. \frac{a_m}{2} \sin\omega_m t - \frac{E_2^2}{2} / \right] \sin\omega_0 t}{2} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} + a_m \cos\omega_m t / \cos\omega_0 t + \right. \\ \left. + E_2^2 \sin\omega_0 t \right]$$

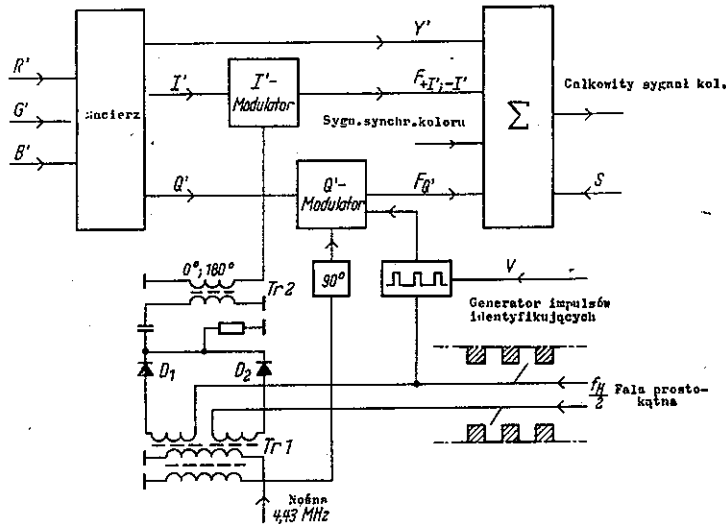
Jak widać z przeprowadzonego obliczenia, dodatkowa składowa kwadraturowa nie występuje w sygnale wyjściowym i układ nie wprowadza zniekształceń kwadratury.

W systemie NTSC ogranicza się pasmo wizyjne sygnału kolorowego i wskutek tego sygnał chrominancji jest niesymetryczny. Pasma jednego z sygnałów modulujących doprowadzanych do modulatora kwadraturowego musi być tak zawężone, aby chociaż do jednego z demodulatorów synchronicznych został doprowadzony jeden sygnał dwuwstęgowo. W systemie NTSC sygnał I' przesyła się z częściowo zawężonym pasmem, a sygnał Q' - dwuwstęgowo. Dalsze ograniczenie szerokości pasma w torze transmisyjnym jest niedopuszczalne w systemie NTSC ze względu na występujące zniekształcenia kwadraturowe, które wywołują fałszywe odtwarzanie kolorów i zakolorowania na przejściach kolorowych. Np. przy jednowstęgowym przesyłaniu obu składowych sygnału chrominancji I' i Q' kolor niebieski będzie odtwarzany jako kolor zielony, a przejście z koloru żółtego w zielony będzie przechodziło poprzez kolory czerwony, fioletowy i niebieski.

Jak wynika z przeprowadzonych obliczeń, w systemie PAL także sygnał Q' może być przesyłany jednowstęgowo. Ponadto w systemie PAL można wykorzystywać do modulacji sygnały równowstęgowe $/R' - Y'/$ i $/B' - Y'/$ i przesyłać je jednowstęgowo lub z częściowo tłumioną wstęgą boczną, ponieważ, jak wykazano, powstające zniekształcenia kwadratury kompensują się. Tak więc system PAL nie musi korzystać wyłącznie z sygnałów I' i Q' . Wykorzystuje się je nadal i w systemie PAL głównie dla uzyskania łatwego przejścia z tego systemu na system NTSC bez wprowadzania nowej modulacji.

6. KODER I DEKODER Z LINIĄ OPÓZNIAJĄCĄ W SYSTEMIE PAL

W modulatorze I' kodera systemu PAL fazę podnośnej koloru co linię przesuwa się o 180° . Przełączanie sygnału uzyskuje się za pomocą prostego układu przełączającego, który nie wpływa na kształt i wielkość sygnału przełączanego. Na rys. 17 pokazano, jakie dodatkowe układy trzeba wprowadzić do normalnego modulatora systemu NTSC, aby przekształcić go w modulator systemu PAL. Poziomymi impulsami sterującymi wyzwala się multiwibrator dwustanowy /nie podany na rys. 17/, który wytwarza impulsy prostokątne wykorzystywane do sterowania przełącznika elektronowego, który co linię przełącza fazę podnośnej o 180° . Przełącznik ten składa się z transformatora przeciwsobnego i dwóch diod wzajemnie odtykanych i zatykanych. Nośną doprowadza się do modulatora z jednej albo



Rys. 17. Schemat blokowy modulatora systemu NTSC-PAL

z drugiej połówki dokładnie symetrycznie nawiniętego transformatora przeciwsobnego. Ponadto w układzie wytwarza się impulsy identyfikujące, które doprowadza się do modulatora Q' i następnie wykorzystuje w odbiorniku do synchronizacji przełącznika. W systemie PAL jest obojętne, jakie osie fazy przyjmuje się do modulacji. Obecnie w doświadczalnym systemie przełącza się co linię sygnał I' . Dla takiego przypadku podano wykres wektorowy na rys. 14 i 16.

Opisana idea przesyłania dwóch sygnałów kolorowych dwóch linii przy kolejno zmienianej modulacji wymaga w odbiorniku jednoczesnego przetwarzania czterech sygnałów. Dla prawidłowego wydzielenia dwóch sygnałów nałożonych na podnośną jest konieczna specjalna linia opóźniająca. W

dotychczas stosowanych do tego celu ultradźwiękowych liniach opóźniających występuje wpływ temperatury na opóźnienie. Obecnie stosowane nowoczesne szklane linie opóźniające utrzymują bardzo dokładną stałość fazy podnośnej na wyjściu linii w stosunku do wejścia.

Linie opóźniające stosowane także w dekoderze systemu SECAM - FM /obecnie produkowane przez firmę Corning Glass USA/ posiadają następujące dane techniczne:

opóźnienie	$63,8 \pm 0,1 \mu\text{s}$
charakterystyka temperatury	$0,75 \cdot 10^{-6} \tau / ^\circ\text{C}$
częstotliwość środkowa	4,43 MHz
szerokość pasma	
dla linii niezestrojonej	2 + 2,5 MHz
dla linii zestrojonej	ok. 3 MHz
tłumienie sygnału użytecznego	maks. 20 dB na oporze 50 Ω
niepożądane odbicia	26 dB poniżej sygnału użytecznego
opór wewnętrzny linii	ok. 50 Ω
pojemność wejściowa linii	ok. 1000 pF.

Na rysunku 18 podano charakterystykę temperatury linii opóźniającej. Niezależność zmian fazy linii od temperatury jest jej bardzo cenną zaletą i pozwala na dokładne dobranie fazy między sygnałem opóźnionym i nieopóźnionym. Przy dalszym idealnym przekształceniu obu sygnałów I' i Q' można je uzyskać w odbiorniku w takiej samej kolejności, jak po stronie nadawczej.

W odbiorniku sygnały modulowane kwadraturowo $F_{n-1} = Q' + jI'$, $\bar{F}_n = Q' - jI'$ rozdziela się na dwie składó-

we I' i Q' . Dodając lub odejmując sygnały dwóch kolejnych linii otrzymamy:

$$F_{n-1} + \bar{F}_n = Q' + jI' + Q' - jI' = 2Q'$$

$$F_{n-1} - \bar{F}_n = Q' + jI' - (Q' + jI') = 2jI'$$

Z powyższego obliczenia wynika, że oba sygnały zostały utworzone z fazą początkową. Przy zrealizowaniu takiego układu odejmowanie nie jest przełączane i na wyjściu układu otrzymamy sygnały I' o polaryzacji zmieniającej się co linię, np.

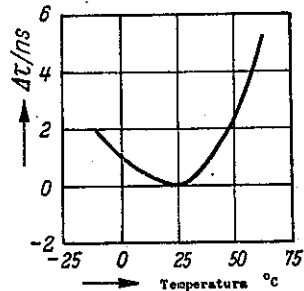
$$\bar{F}_n - F_{n+1} = -2jI' ;$$

$$F_{n+1} - \bar{F}_{n+2} = 2jI' \quad \text{itd.}$$

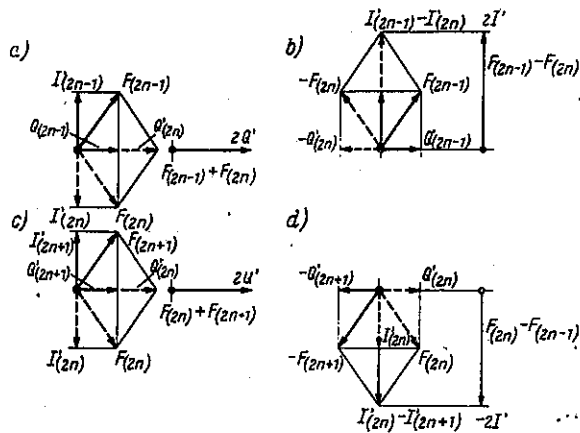
Dla uzyskania sygnału I' tylko o dodatniej polaryzacji potrzebne jest jeszcze jedno przełączanie w torze I' . Takie przełączanie uzyskuje się w demodulatorze synchronicznym przez zmianę polaryzacji podnośnej odniesienia detektora I' .

Dla wydzielenia sygnałów różnicowych I' i Q' z sygnału podnośnej koloru modulowanego kwadraturowo konieczna jest w tym systemie demodulacja synchroniczna.

Na rysunku 19a podano wykres wektorowy dodawania dwóch sygnałów w czasie nadawania linii $2n$. Sygnał ke-



Rys. 18. Zależność opóźnienia linii opóźniającej Cornninga w funkcji temperatury ΔT , dla linii o normalnym opóźnieniu równym 64 μs .



Rys. 19. Wykres wektorowy demodulatora z opóźnieniem w systemie PAL

lorowości linii $2n$ nadawany w tym momencie sumuje się z sygnałem poprzedniej linii $2n-1$, który poddaje się opóźnieniu równemu dokładnie czasowi trwania jednej linii $64 \mu s$. W tym przypadku na wyjściu otrzymamy sygnał $2Q'$ bez składowej I' . Na rys. 19b pokazano wykres wektorowy odejmowania tych sygnałów. Sygnał chrominancji linii $2n$ nadawany w tym momencie odejmuje się od opóźnionego sygnału linii $2n-1$. W takim przypadku uzyskuje się sygnał o amplitudzie $2I'$ bez składowej Q' . Odejmowanie uzyskuje się przez zmianę fazy o 180° sygnału linii $2n$, a następnie przez dodanie go do sygnału linii $2n-1$. Na rys. 19c podano wykres wektorowy sumowania w czasie nadawania następnej linii, tj. linii $2n+1$. W rezultacie uzyskuje się znowu sygnał $2Q'$. Na rys. 19d pokazano odpowiedni wykres wektorowy dla odejmowania w czasie nadawania linii $2n+1$ gdzie uzyskuje się sygnał

-2I'. Uzyskane w taki sposób składowe I' i Q' nie są wrażliwe na zniekształcenia fazy toru transmisyjnego.

Na rysunku 20 podano schemat blokowy takiego demodulatora. W lewej połowie znajduje się układ rozszczepiający, a w prawej oba demodulatory synchroniczne z przełącznikiem sygnału I'. Linia opóźniająca musi mieć opóźnienie równe $283,5$ okresom podnośnej koloru /dla offsetu $\frac{1}{4}$ linii/, to jest $64 \mu\text{s}$ dla oryginalnego systemu NTSC dla częstotliwości podnośnej $4,4296 \text{ MHz}$, albo $63,94 \mu\text{s}$ dla podnośnej koloru w systemie PAL równej $4,4336 \text{ MHz}$. W opisywanym urządzeniu zastosowano linię opóźniającą o opóźnieniu równym $283,5$ okresu podnośnej koloru.

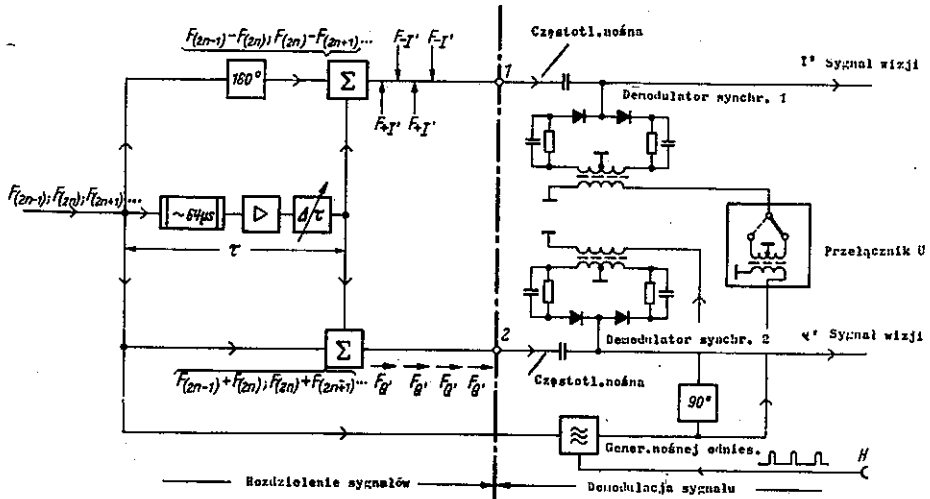
Potrzebne dla odejmowania przesunięcie fazy o 180° uzyskuje się na obu wyjściach dokładnie bifilarnie nawiniętego transformatora przeciwsobnego. W opisywanym doświadczalnym urządzeniu detektory synchroniczne wykonano w postaci demodulatorów z układami stabilizacji poziomu. Dla przełączania podnośnej koloru o 180° w torze I' zastosowano analogicznie jak w modulatorze prosty przełącznik diodowy /patrz rys. 17 i rys. 24/. W takim układzie przełącznika dwie diody germanowe są naprzemian otwierane za pomocą impulsów prostokątnych. Właściwa faza fali prostokątnej jest ustalana przez dodatkowe impulsy występujące w czasie powrotu poziomego impulsu gaszącego /rys. 3 i rys. 25/. Napięcie wyjściowe z obu detektorów synchronicznych jest proporcjonalne do $\cos \beta$ /gdzie β jest kątem między fazą podnośnej odniesienia i nominalną fazą podnośnej detektora synchronicznego/. Przy

przesunięciu fazy o kąt β oba przebiegi podnośnej koloru zmodulowanej sygnałami I' i Q' przesuwają się w równym stopniu, jak powyżej wykazano nie wpływa to na zmianę barwy. Mała zmiana nasycenia ΔS występuje tylko przy bardzo dużych zniekształceniach fazy. W rzeczywistych warunkach tak duże zniekształcenia fazy w praktyce nie występują.

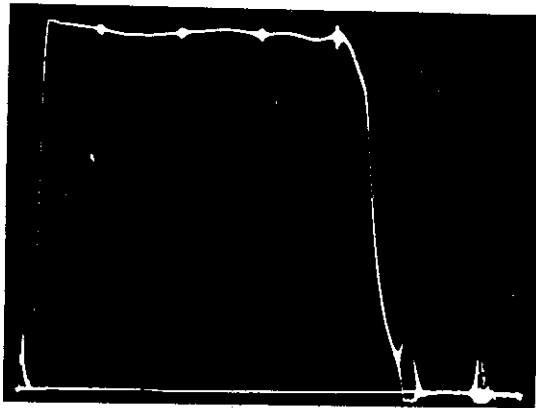
Jak wynika z przeprowadzonych powyżej obliczeń, zniekształceń kwadraturowych nie potrzeba w tym układzie korygować, ponieważ nie wywołują zniekształceń barwy. Tak samo przesunięcie fazy o $\pm 80^\circ$ nie wprowadza zniekształceń barwy. W najnowszych rozwiązaniach, które tutaj nie będą omawiane, nasycenie koloru także nie zależy od zmian kąta β .

Zmiana fazy podnośnej odniesienia lub różnicowej fazy w systemie NTSC wprowadza duże zmiany barwy transmitowanego koloru, na przykład przy przesunięciu fazy o $+45^\circ$ kolor niebieski będzie odtwarzany jako zielony, a przy przesunięciu fazy o -45° jako fioletowy. Natomiast w systemie PAL przy takich przesunięciach fazy nie wystąpią żadne zniekształcenia barwy.

System PAL nie jest także wrażliwy na zniekształcenia kwadraturowe powstające na skutek obciążenia jednej wstęgi bocznej sygnału chrominancji. Dla wykazania tej właściwości przepuszczono sygnał podnośnej zmodulowanej kwadraturowo przez tor transmisyjny, w który wprowadzono filtr dolnoprzepustowy o ostro opadającej charakterystyce z 6 dB spadkiem na częstotliwości podnośnej 4,43MHz.



Rys. 20. Wykres wektorowy demodulatora z linią opóźniającą w systemie PAL



Rys. 21. Charakterystyka częstotliwości filtra dolnoprzepustowego wykorzystywanego przy demonstracjach zniekształceń sygnału z jedną wstęgą boczna

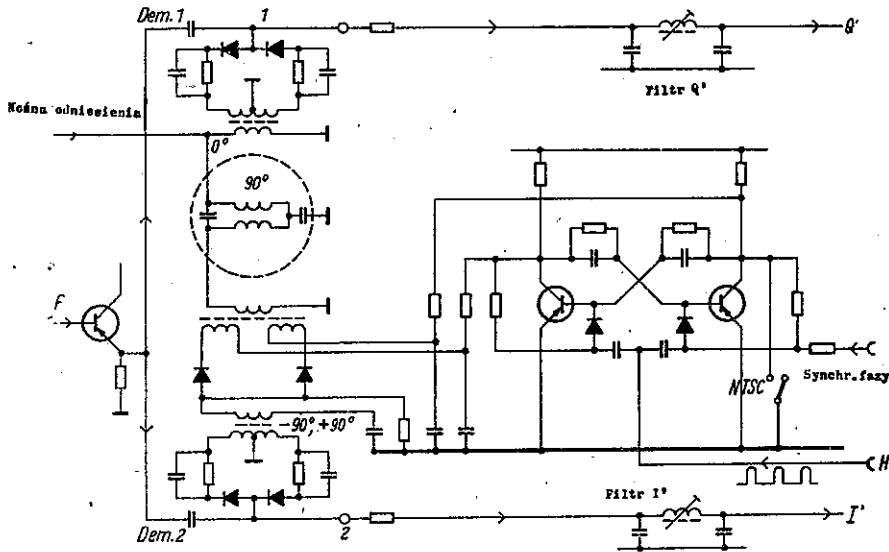
Charakterystykę filtra przedstawiono na rys. 21. W odbiorniku zastosowano tylko filtr dla podniesienia poziomu sygnału chrominancji o 6 dB. W systemie NTSC w takim przypadku występują bardzo duże zniekształcenia przejść kolorowych, natomiast w systemie PAL są one niezauważalne nawet przy bardzo dużych zniekształceniach toru transmisyjnego.

7. PROSTY DEKODER W SYSTEMIE PAL BEZ LINII OPÓZNIAJĄCEJ

Z przeprowadzonych badań eksperymentalnych wiadomo, że średnia wartość obu sygnałów może być także wytworzona w oku. Ta właściwość pozwala na zbudowanie uproszczonego dekodera systemu PAL bez linii opóźniającej, który może znaleźć szerokie zastosowanie w prostych odbiornikach. Oko całkuje przez obie linie tworząc wartość średnią, co odpowiada mniej więcej właściwej barwie koloru.

Na rysunku 22 podano schemat demodulatora takiego kodera. Do przełączania stosuje się taki sam przełącznik diodowy, jak w modulatorze, składający się z transformatora bifilarnego przełączanego przez diody D_1 i D_2 . Napiecie sterujące jest wytwarzane przez tranzystorowy multiwibrator dwustanowy synchronizowany poziomymi impulsami sterującymi. Taki dekodery można bardzo łatwo przełączyć z systemu PAL na system NTSC. Do tego celu służy przełącznik S , który przełączaną podnośną utrzymuje z właściwym kątem odniesienia. Takie możliwości przejścia z jednego systemu na drugi mogą być bez trudności zreali-

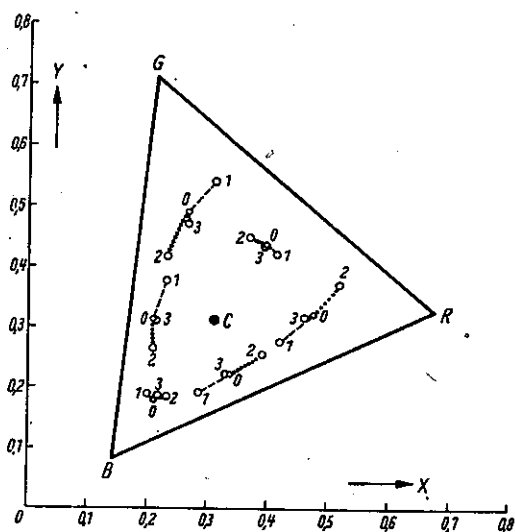
zowane pod warunkiem, że w obu systemach jest stosowana taka sama podnośna.



Rys. 22. Schemat blokowy demodulatora dekodera dla uproszczonego systemu PAL

Przy przesyłaniu mocno nasyconych kolorów podstawowych tylko jedno działo elektronowe lampy obrazowej będzie sterowane w środkowej części charakterystyki, podczas gdy pozostałe pracują w punkcie odcięcia i na skutek tego w oku nie uzyska się dokładnej kompensacji. Dla mało nasyconych kolorów taki koder pracuje prawidłowo. Na rys. 23 przedstawiono obliczoną kompensację dla średnio nasyconych kolorów, gdzie dla uproszczenia obliczeń założono kwadratową charakterystykę lampy obrazowej. Przez 0 oznaczone barwy znamionowe, przez 1 - barwy, jakie u-

zyskuje się w odbiorniku systemu NTSC przy błędzie fazy podnośnej odniesienia równym $\beta = 16^\circ$. Przez 2 oznaczono barwy znajdujących się obok siebie linii w uproszczonym systemie PAL, dla takiego samego błędu fazy występującego w pobliżu kolorów dopełniających. Przez 3 oznaczono obliczone średnie wartości arytmetyczne odpowiadające uśrednianiu oka, które dają prawie pełną kompensację. W tym systemie tylko bardzo małe zniekształcenia barwy wy-



Rys. 23. Obliczona kompensacja zniekształceń barwy w uproszczonym systemie PAL /średnią wartość tworzy się w oku/, dla 50% nasycenia koloru, oraz przy założeniu kwadratowej charakterystyki lampy obrazowej

stępują w zakresie kolorów od czerwonego do niebieskiego oraz nieduże zmiany nasycenia przy kolorach nienasyconych.

Uproszczony dekodery posiada zalety systemu PAL, jeżeli zniekształcenia fazy nie przekraczają 25° . Przy większych zniekształceniach fazy na obrazie wystąpią zauważalne różnokolorowe linie oraz różnice w jasności, szczególnie dla koloru błękitnego i turkusowo-niebieskiego.

Ta struktura liniowa może być wykorzystana jako wskaźnik przy nastawianiu fazy podnośnej odniesienia. Właściwie w prostym odbiorniku nastawia się fazę dla uzyskania minimum zauważalności struktury liniowej. Zauważalność tych linii można zmniejszyć przez woblowanie plamki.

8. NOWY SYSTEM SECAM - PAL

Dekoder systemu PAL z linią opóźniającą posiada cztery wartości informacji dla odtwarzania kolorów jednej linii. Dwa z nich są odtwarzane bezpośrednio, a dwa pochodzą z sąsiednich linii. Pewne efekty zakłócające, jakie mogą występować w systemie SECAM przy pewnych określonych przejściach kolorowych podczas zaniku informacji kolorowej w tym systemie nie występują. System PAL z linią opóźniającą w dekodery jest bardzo podobny do systemu SECAM z modulacją amplitudy i tłumioną podnośną. W firmie Telefunken opracowano taką metodę kodowania w systemie SECAM, której sygnały zdekoduje dekodery systemu PAL. Ten system nazwano systemem SECAM / O' - P' / lub SECAM / U' - V' /.

W tym celu wprowadzono dwa nowe sygnały różnicowe koloru O' i P' , gdzie $O' = Q' + I'$, a $P' = Q' - I'$. Sygnały O' i P' są liniową kombinacją sygnałów $R' - Y'$ i $B' - Y'$ i mogą być utworzone z sygnałów R' , G' , B' za pomocą biernych układów macierzowych. W układzie modulacji z

tłumioną podnośną podnośna koloru jest kolejno modulowana sygnałami $0'$, P' , $0'$, P' itd. /rys. 24/. Na wyjściu układu sumującego dekodera systemu PAL z linią opóźniającą otrzymamy:

$$0' + P' = Q' + I' + Q' - I' = 2Q'$$

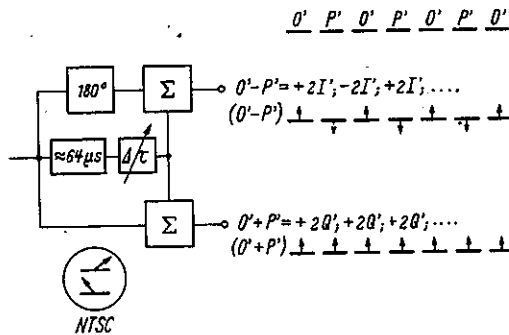
na drugim wyjściu w czasie trwania tej samej linii

$$0' - P' = Q' + I' - /Q' - I' / = 2I'$$

a w czasie następnej linii

$$0' - P' = Q' - I' - /Q' + I' / = -2I'$$

itd. na przemian identycznie tak, jak przy odbiorze w systemie PAL.



Rys. 24. System SECAM - $0'$ - P' z demodulacją w dekodерze systemu PAL z linią opóźniającą

W przypadku modulacji sygnałami $0'$ P' nośnej o tej samej fazie, w odbiorniku trzeba usunąć przesunięcie fa-

zy 90° między sygnałami I' i Q' . To jest jedyne potrzebne przełączenie, przy przejściu z systemu PAL do tego rodzaju systemu SECAM, które polega tylko na zwarceniu w odbiorniku układu przesuwającego fazę o 90° .

Dla systemu PAL wykorzystującego równowstęgowe sygnały różnicowe $k_1/B' - Y'/$ i $k_2/R' - Y'/$ istnieje możliwość utworzenia odpowiednich sygnałów U' i V' dla systemu SECAM.

Sygnały te tworzy się według następujących zależności:

$$U' = k_1/B' - Y'/ + k_2/R' - Y'/$$

i

$$V' = k_1/B' - Y'/ - k_2/R' - Y'/$$

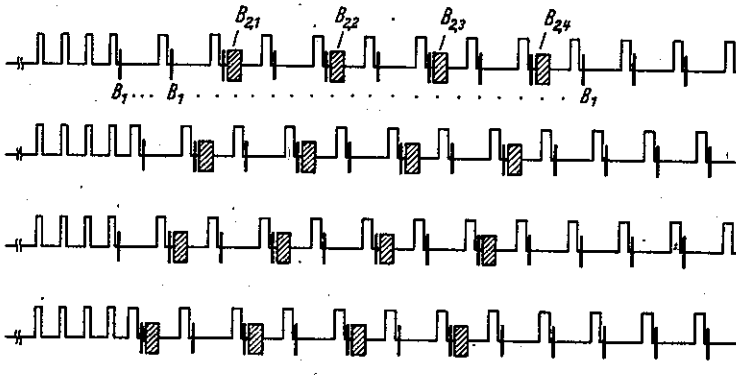
Takie sygnały mogą być także wykorzystywane w systemie SECAM-FM, przy czym przełącznik w dekodерze nie musi przełączać sygnałów, lecz tylko co linię zmieniać polaryzację jednego sygnału. Ten nowy rodzaj kodowania może przynieść duże korzyści w systemie SECAM-FM.

9. SYNCHRONIZACJA PRZEŁĄCZANIA W SYSTEMIE PAL

Generator dwustanowy wytwarzający impulsy przełączające jest synchronizowany zróżniczkowanym przednim zboczem impulsu powstającego w czasie powrotu odchylenia poziomego. W taki sposób uzyskane impulsy zapewniają niewrażliwość synchronizacji przełączania na zakłócenia. Fazy fali prostokątnej o częstotliwości $\frac{H}{2}$ po stronie nadawczej i odbiorczej muszą być takie same i synchronicznie

się zmieniać. Teoretycznie wystarczy, jeżeli generator impulsów przełączających zostanie zsynchronizowany jeden tylko raz na początku nadawania i dalej synchronizm utrzymuje się, bez dodatkowych impulsów, dopóki jeden z ciągu impulsów H nie zostanie przerwany.

Na początku każdego półobrazu dokonuje się porównania fazy dodatkowego impulsu synchronizującego umieszczonego na poziomie czerni bezpośrednio po ostatnim impulsie wyrównawczym. Impuls ten, który jest podporządkowany przełącznikowi w modulatorze B_2 patrz rys. 3 i 25/ porównuje się z wytworzonym po stronie odbiorczej impulsem prostokątnym. W przypadku gdy fazy obu impulsów są jednakowe, to na skutek porównania faza się nie zmieni. W przypadku gdy faza jest niewłaściwa, do generatora bistabilnego doprowadza się dodatkowe impulsy, które odpowiednio skorygują fazę wytwarzanych impulsów i dalej już będą



Rys. 25. Kształty impulsów synchronizacji koloru i dodatkowych impulsów synchronizujących dla 4 kolejno następujących po sobie półobrazów

wytwarzane impulsy o odpowiedniej fazie. Sygnały synchronizacji przełącznika w odbiorniku, występujące w czasie powrotu pionowego odchylenia, nie są widoczne na obrazie, ponieważ są usunięte przez powroty wygaszania. Napięcie impulsu powstającego w czasie powrotu odchylenia pionowego zostało w ten sposób jednocześnie wykorzystane do bramkowania dodatkowych impulsów sygnału kolorowego. Sygnały i zakłócenia jakiegokolwiek rodzaju, występujące poza okresem trwania powrotu pola, nie mogą wpływać na synchronizację. W celu uniknięcia narzucania zbyt ostrych warunków tym impulsom przesyła się zawsze cztery takie impulsy i zawsze co najmniej jeden z nich odpowiednio skoryguje fazę impulsu przełączającego.

10. TRANSKODER

System PAL można łatwo bez dodatkowej modulacji przetransponować w system NTSC i na odwrót. Obraz w systemie NTSC w takim przypadku będzie posiadał offset systemu PAL, który dla systemu NTSC jest także korzystny. Zasadę działania takiego systemu przedstawiono powyżej na przykładzie przesyłania z nadajnika sygnałów systemu PAL odpowiednio przekształconych w sygnały NTSC /z wykorzystaniem całkowania przez dwie linie/. Jakkolwiek istnieje wiele układów transkoderów, jednak nie wszystkie spełniają warunki kompensacji.

11. ZAKOŃCZENIE

System NTSC służy za podstawę dla wszystkich ulepszonych systemów telewizji kolorowej. Jego wrażliwość na zniekształcenia fazy można usunąć za pomocą systemu PAL i systemu SECAM. Duże podobieństwo systemu PAL z systemem NTSC pozwala na bardzo proste przejście z jednego systemu na drugi. Ponadto istotną zaletą systemu PAL jest możliwość budowy prostych odbiorników bez linii opóźniającej. Dekoder systemu PAL z linią opóźniającą odtwarza także specjalne sygnały systemu SECAM.

D o d a t e k

Dane techniczne doświadczalnego systemu NTSC i systemu PAL stosowane w Niemczech.

Całkowity sygnał kolorowy

$$E_M = E_Y^s + E_Q^s \sin/\omega_F t + 33^\circ/ + E_I^s \cos/\omega_F t + 33^\circ/ + \\ + \text{sygnał synchronizacji koloru.}$$

$$E_Y^s = 0,30 E_R^s + 0,59 E_G^s + 0,11 E_B^s$$

$$E_Q^s = +0,21 E_R^s - 0,52 E_G^s + 0,31 E_B^s = \\ = +0,48 /E_R^s - E_Y^s/ + 0,41 /E_B^s - E_Y^s/$$

$$E_I^s = +0,60 E_R^s - 0,28 E_G^s - 0,32 E_B^s =$$

$$= +0,74 /E_R^s - E_Y^s/ - 0,27 /E_B^s - E_Y^s/$$

gdzie E_R^s , E_G^s i E_B^s odpowiadają kolorom podstawowym z wprowadzoną wstępną korekcją gamma /współczynnik $\gamma = 2,2/$. Faza podnośnej odniesienia jest określona przez fazę sygnału synchronizacji koloru, który posiada fazę $+180^\circ$, tzn. że leży na osi $-B^s - Y^s/$ /patrz rys. 5/. Szerokość pasma sygnału luminancji $Y^s = 5$ MHz.

Charakterystyka częstotliwości sygnału E_Q^s przed modulacją

przy 400 kHz	< 2 dB
przy 500 kHz	< 6 dB
przy 600 kHz	≥ 6 dB

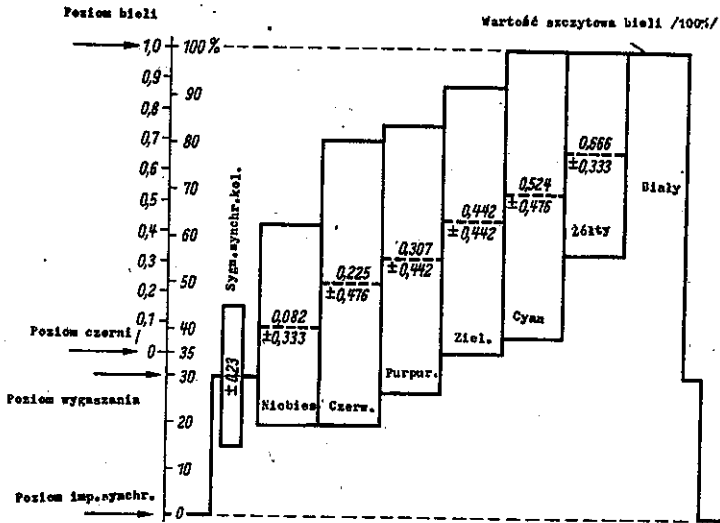
Charakterystyka sygnału E_I^s

przy 1,3 MHz	< 2 dB
powyżej 3,6 MHz	≥ 20 dB

Częstotliwość podnośnej koloru $f_F = 4,4296875$ MHz.

Sygnały E_Y^s , E_I^s i E_Q^s na wyjściu modulatora powinny być tak dopasowane w czasie, aby środki zbroczy impulsów wypadły w tym samym punkcie. Dokładność dopasowania nie mniejsza niż 50 ns.

Napięcia sygnałów pasów kolorów podstawowych E_R^s , E_G^s i E_B^s nastawia się na 75% wartości maksymalnej. Sygnał 100% występuje na poziomie bieli. Na rys. 26 pokazano kształt sygnału wizyjnego na wyjściu modulatora.



Rys. 26. Sygnał wizyjny nasyconych pasów kolorowych R', G', B' o amplitudzie 75%, według tymczasowych norm. niemieckich dla standardu NTSC

WYBÓR PRECYZYJNEGO PRZESUWU CZĘSTOTLIWOŚCI
DLA PODNOŚNEJ CHROMINANCJI W SYSTEMIE PAL
TELEWIZJI KOLOROWEJ^{1/}

W. Bruch: Wahl eines Präzisionsoffsets für den Farbhilfsträger im PAL - Farbfernseh-system, Telefunken Zeitung, t. 36, 1963 r. zeszyt 1/2, str. 89 + 99.

1. EFEKTY STOSOWANIA PRZESUWU CZĘSTOTLIWOŚCI

We wszystkich znanych systemach telewizji kolorowej, spełniających warunek odpowiedniości, do sygnału luminancji dodaje się tzw. podnośną modulowaną sygnałami chrominancji. Ponieważ nośna ta leży w pasmie wizyjnym, jest wskutek tego dobrze przenoszona i widoczna na obrazie odbiornika telewizji czarno-białej. Również w odbiorniku telewizji kolorowej, pomimo że prawie zawsze stosuje się w torze luminancji pułapki na częstotliwość podnośnej, pozostają jej resztki ewentualnie resztki jej wstęgi bocznych, co może zakłócać obraz.

Przy wprowadzaniu systemu NTSC zaproponowano, aby dla zmniejszenia dostrzegalności podnośnej na obrazie, a więc dla uzyskania lepszej odpowiedniości z obrazem czarno-białym, zastosować metodę przesuwu częstotliwości, czyli

^{1/} Na podstawie oryginału opracował A. Kielkiewicz.

tzw. offset, polegający na tym, że częstotliwość niemodulowanej podnośnej tworzy pewien określony i stały stosunek z częstotliwością odchylenia poziomego. Metoda przesuwu częstotliwości jest powszechnie stosowana przy emisji radiowej sygnałów telewizyjnych. W tym przypadku tak należy dobrać różnicę częstotliwości interferujących nośnych, aby stanowiła ona ułamkową krotność częstotliwości odchylenia poziomego. Uzyskuje się wówczas najmniejszą dostrzegalność wzoru zakłócającego na obrazie.

W gruncie rzeczy w przypadku interferencji dwóch nośnych wizji, jak i w przypadku podnośnej chrominancji w końcowym rezultacie mamy do czynienia z obecnością dodatkowej nośnej w pasmie wizyjnym, wydaje się więc uzasadnione przyjąć tę samą nazwę dla metody prowadzącej do uzyskania, poprzez odpowiedni dobór częstotliwości, jak najmniejszego wpływu zakłócającego obraz przez tę dodatkową nośną. Zgodnie z tym, można dla tej metody używać nazwy przesuw częstotliwości lub offset, określenia pochodzenia anglosaskiego.

W systemie NTSC zastosowano tzw. półliniowy przesuw częstotliwości /offset półliniowy/, przy którym częstotliwość nośnej chrominancji f_F jest równa nieparzystej wielokrotności połowy częstotliwości odchylenia poziomego f_H :

$$f_F = f_{1/2} = /2n-1/ \frac{f_H}{2} = /n - \frac{1}{2} / f_H \quad /1/$$

Częstotliwość podnośnej f_F należy, jak wiadomo, dobrać z punktu widzenia uzyskania najkorzystniejszych wła-

sności systemu telewizji kolorowej. Od doboru tej częstotliwości zależy oczywiście wartość czynnika n . W wersji europejskiej systemu NTSC przystosowanej do standardu 625-liniowego przyjęto obecnie wartość $n = 284$. Przy częstotliwości odchyłania poziomego równej 15625 Hz daje to częstotliwość podnośnej:

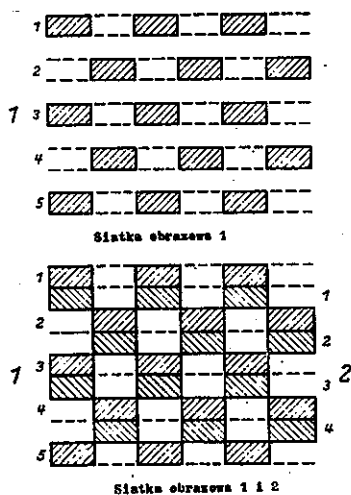
$$f_F = /284 - \frac{1}{2} / \cdot 15625 \text{ Hz} = 4429687,5 \text{ Hz}$$

Dzięki takiej zależności nośna chrominancji tworzy na ekranie odbiornika telewizji czarno-białej stojącą strukturę punktową. Ponieważ na jedną linię przypada $n - \frac{1}{2} = 283,5$ okresu podnośnej, na dwóch więc sąsiednich liniach tego samego półobrazu przebieg podnośnej ma odwróconą polaryzację, czyli struktura punktowa jest przesunięta o $\lambda/2$, gdzie λ oznacza odstęp między sąsiednimi punktami na linii.

W celu ustalenia fazy sygnału podnośnej na początku linii następnego półobrazu założmy dla uproszczenia, że pierwszy półobraz składa się z 312 linii. Wobec tego w tym okresie wystąpi całkowita liczba okresów podnośnej $/312 \cdot 283,5 = 88452,0/$. Wypływa stąd wniosek, że na liniach drugiego półobrazu podnośna występuje w tej samej fazie, co na odpowiadających im liniach pierwszego półobrazu. Omówione zależności ilustruje rys. 1.

Na liniach następnego, trzeciego półobrazu utworzy się struktura liniowa przesunięta o $\lambda/2$ względem struktury występującej na liniach pierwszego półobrazu. Dzieje się tak dlatego, że w czasie pełnego obrazu wystąpi $625 \cdot 283,5 = 177187,5$ okresów podnośnej. Między trzecim

i czwartym półobrazem nie ma przesunięcia fazy podnośnej, podobnie jak między pierwszym i drugim. Różnica polega tylko na tym, że w odpowiadających sobie wzajemnie punktach ekranu występuje zamiana pól czarnych na białe i odwrotnie. Wynika z tego, że w okresie 4 półobrazów, czyli w cyklu czwórkowym, następuje wzrokowa kompensacja zakłócającej struktury punktowej.



Rys. 1. Struktura punktowa w systemie NTSC /offset półliniowy/. Na siatkach obrazowych 3 i 4 fazy są odwrócone /ciemne i jasne punkty/, wskutek czego następuje wzrokowa kompensacja zakłócenia

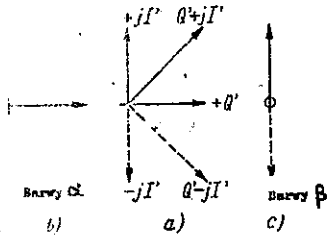
Jednak działanie kompensacyjne nie jest całkowite, ponieważ cykl kompensacyjny powtarza się z częstotliwością tylko 12,5 Hz, a poza tym występuje efekt stroboskopowy, dający wrażenie przesuwania się siatki punktowej w kierunku pionowym, gdy z powodu międzyliniowości oko podąża

za za zmianami luminancji punktów na kolejnych siatkach obrazowych. Dodatkowo oddziałuje tu jeszcze krzywizna charakterystyki lampy obrazowej, przeciwdziałając całkowitej kompensacji struktury punktowej, wskutek różnegoysterowania luminancji przy dodatnich i ujemnych półówkach nośnej chrominancji.

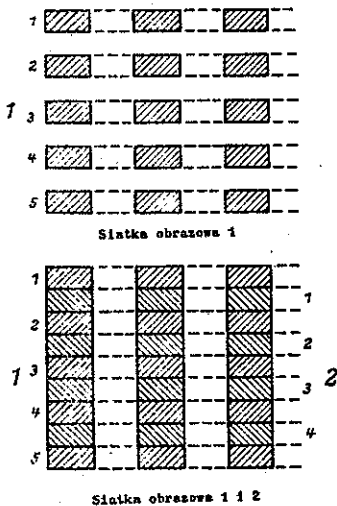
W systemie NTSC barwa jest związana z fazą modulowanej fali nośnej w stosunku do fazy fali odniesienia. Ta modulacja fazowa wywołuje również, zależnie od barwy, przesunięcia struktury punktowej wzdłuż linii. Ponieważ jednak struktura ta jest zauważalna tylko na dużych płaszczyznach kolorowych, a zmiany barw od linii do linii, jak można oczekiwać, będą niewielkie, na ogół więc kompensacja struktury punktowej pozostaje, pomimo tych przesunięć, zachowana w okresie czterech półobrazów.

W systemie telewizji kolorowej PAL faza podnośnej chrominancji jest odwracana z częstotliwością odchylenia poziomego. Jednym z możliwych sposobów uzyskania tego jest odwracanie co linię polaryzacji sygnału I' . Konsekwencją stosowania tej metody, wprowadzonej, jak wiadomo, w celu wyeliminowania wpływu zniekształceń fazowych na barwy w odtwarzanym obrazie, jest zmiana wzoru struktury punktowej.

Wektor chrominancji można przedstawić w postaci zespolonej jako $Q' + jI'$ dla linii, która jest modulowana podobnie jak w systemie NTSC, natomiast dla następnej linii jako $Q' - jI'$ /rys. 2a/. Widać stąd jasno, że przy kolorach położonych na wykresie kolorowości wzdłuż osi I' /pomarańczowo-turkusowych/ faza podnośnej zmie-



Rys. 2. Przesunięcie fazowe wektora w systemie PAL przy przełączaniu kolejno-liniowym: a/przypadek ogólny, b/przy barwach zawierających tylko sygnał składowy Q' , c/przy barwach zawierających tylko sygnał składowy I'



Rys. 3. Struktura zakłócająca powstająca przy określonych barwach w systemie PAL przy zachowaniu offsetu półliniowego

nia się co linię o 180° /rys. 2c/, natomiast przy kolorach nie zawierających składowej I' , a więc położonych na osi Q' /zielono-purpurowych/ faza pozostaje stała /rys. 2b/. Oznacza to, że przy kolorach, których wektor leży wzdłuż osi I' traci się kompensację struktury punktowej uzyskiwaną dzięki offsetowi półliniowemu. Przy tych kolorach punkty struktury zakłócającej byłyby uszeregowane pionowo jedno pod drugim, dając wyraźną strukturę prążkową /rys. 3/.

Ponieważ system PAL, jak również i system SECAM, przedstawiają istotne zalety względem systemu NTSC, należałoby znaleźć taką metodę przesuwu częstotliwości podnośnej chrominancji, aby co najmniej uzyskać taką odpowiedniość, jaką przedstawia NTSC przy zastosowaniu offsetu półliniowego. Powinna być przy tym możliwość zastosowania nowej częstotliwości podnośnej w systemie NTSC, co umożliwiłoby stosowanie prostych urządzeń w celu przejścia

z jednego systemu na drugi. Poza tym byłoby pożądane, aby częstotliwość podnośnej niewiele różniła się od obecnie przyjętej 4,43 MHz.

2. CWIERCŁINIOWY PRZESUW CZĘSTOTLIWOŚCI

Ogólną zależność między częstotliwością podnośnej i częstotliwością odchyłania poziomego można przedstawić w postaci:

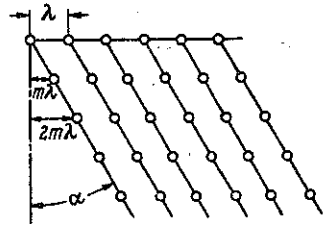
$$f_F = /n-m/ f_H$$

gdzie:

n - liczba całkowita

$$0 < m < 1$$

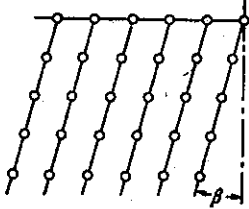
Jak wynika z tej zależności, punkty siatki obrazowej przesuwają się co linię o wielkość $m \lambda$ /rys. 4/. Linia łącząca te punkty tworzy z kierunkiem pionowym kąt α , którego wartość jest typowa dla danego rodzaju offsetu, np. przy offsecie półliniowym, tzn. przy $m = 1/2$, wynosi ok. 45° .



Rys. 4. Struktura punktowa przy offsecie m -liniowym w systemie NTSC lub dla barw α /bez składowej Q' / w systemie PAL

Przy modulacji systemu PAL struktura punktowa jest zależna od barwy. Mianowicie dla barw, przy których położenie wektora nośnej nie ulega zmianom przy cyklicznym przełączaniu fazy, a więc, jak to wyjaśniono powyżej, dla barw położonych wzdłuż osi Q' , które można

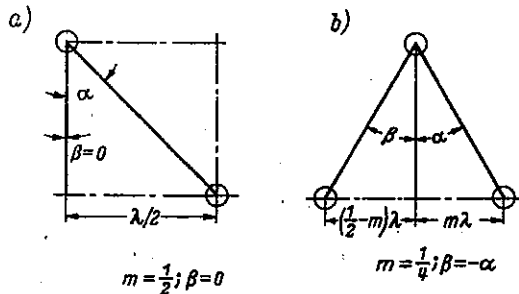
nazwać barwami typu α , wartość kąta α nie ulega zmianie. Natomiast w drugim krańcowym przypadku, przy barwach typu β , tzn, położonych wzdłuż osi I' otrzymuje się strukturę punktową przedstawioną na rys. 5. W tym przypadku linie łączące punkty na siatce obrazowej tworzą z kierunkiem pionowym kąt β . Należy zaznaczyć, że zależności, które występują w systemie PAL dla barw α , są również słuszne i dla systemu NTSC.



Rys.5. Struktura punktowa przy offsecie m-liniowym w systemie PAL dla barw β /bez składowej Q' /.

W systemie PAL krańcowe przypadki struktury punktowej występują przy odtwarzaniu barw α i β ; jeśli więc dla tych barw będzie zapewniona kompensacja tej struktury,

to będzie ona zapewniona dla wszystkich pozostałych barw.



Rys. 6. Struktura punktowa przy sygnale przełączanym i nie przełączanym: a/ przy offsecie półliniowym barwy β dają prążki pionowe ($\beta=0$), b/ przy offsecie ćwierćliniowym linie α i β są symetryczne względem pionu

Przedstawiona na rys. 6a sytuacja odpowiada offsetowi półliniowemu, tzn. przy $m = 1/2$ z kolejnoliniowym przełączaniem o $\lambda/2$. W tym przypadku wartość kąta β wynosi 0, co przy barwach β daje występowanie punktów pod sobą, tworzących silnie zakłócające linie pionowe w odstępach λ . Przy dowolnym offsecie m-liniowym stosunek wartości kątów α i β jest, jak to wynika z rys. 6b, w przybliżeniu równy stosunkowi wartości m oraz $1/2 - m$. Dla uzyskania najbardziej prawidłowej kompensacji struktury punktowej pożądane jest symetryczne położenie linii α i β . Warunek ten można osiągnąć przy wartości $m = \frac{1}{4}$, czyli stosując tzw. offset ćwierćliniowy. Częstotliwość podnośnej wyrazi się więc w tym przypadku zależnością:

$$f_F = f_{\frac{1}{4}} = \frac{1}{n} - \frac{1}{4}f_H = f_{\frac{1}{2}} + \frac{f_H}{4} \quad /3/$$

Zależność ta pokazuje, jak łatwo jest przekształcić istniejącą w urządzeniu systemu NTSC częstotliwość $f_{\frac{1}{2}}$ /offset półliniowy/ na częstotliwość $f_{\frac{1}{4}}$ /offset ćwierćliniowy/, stosując np. metodę opisaną w rozdziale 4.2.

Częstotliwość podnośnej przy offsecie ćwierćliniowym, najbardziej zbliżoną do częstotliwości w systemie NTSC, uzyskuje się przyjmując $n = 284$. Wówczas $f_{\frac{1}{4}} = \frac{1}{284} - \frac{1}{4}f_H = 283,75 f_H = 4433593,75 \text{ Hz}$.

Idealne warunki kompensacji zakłócającej struktury punktowej uzyskuje się w przypadku, gdy aktualnie odtwa-

rzana siatka obrazowa może być dokładnie wpasowana w luki poprzedniej siatki obrazowej. Ogólnie mówiąc, przy stosowaniu offsetu ćwierćliniowego można uzyskać, przy zachowaniu symetrii dla barw α i β , lepsze warunki kompensacji niż przy normalnie stosowanym offsecie półliniowym. Jak wykazały szczegółowe obliczenia, podobnie dobre warunki kompensacji można również uzyskać stosując offset 3/16 - lub 5/16-liniowy.

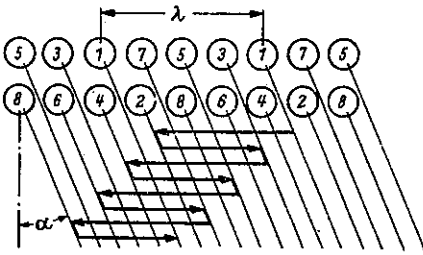
Przy występowaniu prześwitów składowych większych częstotliwości z kanału luminancji do kanału chrominancji występują interferencje, których obraz porusza się powoli na ekranie, co jest powodowane niekorzystnym stosunkiem częstotliwości ich powtarzania do częstotliwości odchylenia pionowego. Jednak i w tym przypadku udaje się przy offsecie ćwierćliniowym uzyskać dobrą kompensację, wprowadzając dodatkowy ruch wzoru zakłóceń.

Uogólniając wzór /2/ można go przedstawić w postaci:

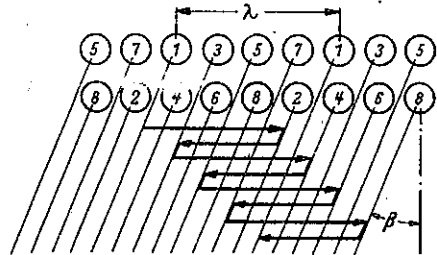
$$f_{\frac{1}{4}} = /n - \frac{1}{4}/f_H + \Delta f \quad /4/$$

Przez odpowiedni dobór wartości Δf można uzyskać stojący obraz wzoru interferencji. W tym celu Δf powinna być równa całkowitej wielokrotności połowy częstotliwości odchylenia pionowego, czyli 25 Hz. Ponieważ tylko nieparzyste wielokrotności dają pożądaną kompensację, więc zalecana jest tu wartość $\Delta f = 25$ Hz.

Jak wykazuje szczegółowa analiza, przy offsecie ćwierćliniowym i przesunięciu o $\Delta f = 25$ Hz uzyskuje się sek-



Rys. 7. Sekwencja ósemkowa dla barw



Rys. 8. Sekwencja ósemkowa dla barw

wencję ósemkową, tzn. struktura punktowa powtarza się co osiem półobrazów. Ilustrują to rys. 7 i 8. Częstotliwość powtarzania wynosi więc w tym przypadku 6,25 Hz.

3. REALIZACJA OFFSETU Cwierćliniowego

Częstotliwość fali podnośnej w systemie NTSC została tak dobrana, że w dzielniku częstotliwości można zastosować małe stosunki podziału a mianowicie 3, 5 itd. Przy offsecie ćwierćliniowym, przy stałej częstotliwości linii i zachowaniu częstotliwości podnośnej ok. 4,43 MHz nie jest to już możliwe.

Uzyskanie dużych stosunków podziału jest możliwe przez zastosowanie dzielników dwójkowych przy użyciu nowoczesnych, szybko przełączających tranzystorów. Przy stosunkach podziału 5 oraz 227 uzyskuje się dla offsetu ćwierćliniowego częstotliwość podnośnej, której względna różnica w stosunku do przyjętej obecnie wartości 4,43 MHz wynosi tylko $0,88 \cdot 10^{-3}$. Różnicę tę można obliczyć z zależności:

$$\frac{/n - \frac{1}{4}/ - /n - \frac{1}{2}/}{n - \frac{1}{2}} = \frac{\frac{1}{4}}{n - \frac{1}{2}} = \frac{1}{4 \cdot 283,5}$$

Jeśli badania systemów telewizji kolorowej są przeprowadzane przy oryginalnej częstotliwości NTSC równej 4,4296875 MHz, wówczas częstotliwość linii ulega względnej zmianie równej $0,88 \cdot 10^{-3}$. Tak mała zmiana umożliwia łatwe przejście od jednego systemu do drugiego, a również zbadanie systemu NTSC przy obu rodzajach offsetu podnośnej /półliniowego lub ćwierćliniowego ± 25 Hz/.

Przy przejściu na oryginalny system PAL należy naturalnie zachować nominalną częstotliwość linii i wówczas częstotliwość podnośnej powinna być równa 4433618,75 Hz lub 4433568,75 zależnie od tego, czy przyjęto $\Delta f = +25$ Hz czy też $\Delta f = -25$ Hz. Ponieważ nowy rodzaj offsetu nie posiada wad w zastosowaniu do systemu NTSC, możliwe jest proste przejście z systemu NTSC na system PAL i odwrotnie, za pomocą prostych układów transkoderów.

3.1. Dzielniki dwójkowe

Ponieważ dzielniki telewizyjnych generatorów synchronizujących są z reguły sterowane sygnałem o częstotliwości $2 f_H$, a więc częstotliwość podnośnej f_F należy obniżyć przez podział do wartości $2 f_H$. W tym celu można wybrać z wielu możliwych rozwiązań układ przedstawiony na rys. 9, który daje:

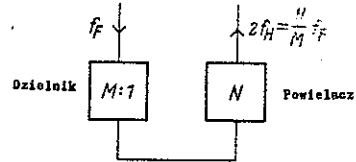
$$2 f_H = \frac{N}{M} f_F$$

151

gdzie:

N i M - liczby całkowite.

W literaturze technicznej spotyka się na ogół opisy klasycznych układów dzielnikowych, należałoby więc nieco bardziej szczegółowo omówić pracę dzielników dwójkowych. Sygnał sinusoidalny podnośnej o częstotliwości f_F przekształca się w sygnał prostokątny, którego czę-

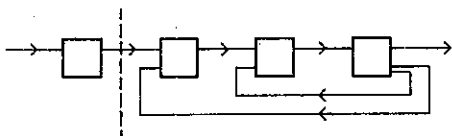


Rys.9. Zasada obniżania częstotliwości nośnej chrominancji

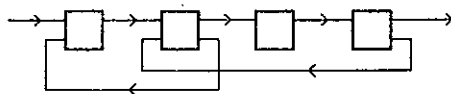
stotliwość dzieli się M -krotnie za pomocą szeregu multiwibratorów bistabilnych. Ponieważ taki multiwibrator dzieli częstotliwość w stosunku 1:2, to stosując p stopni można uzyskać tylko stosunek podziału 2^p . Jednak dzięki zwrotnemu doprowadzeniu impulsów wewnątrz łańcucha multiwibratorów jest możliwe uzyskanie dowolnych stosunków podziału w tym celu impuls wyjściowy z danego multiwibratora należy doprowadzić na wejście innego, który znajduje się wcześniej w łańcuchu. Dzięki temu, do części łańcucha dzielników, objętej pętlą sprzężenia zwrotnego, na każdy impuls wyjściowy jest doprowadzany dodatkowy impuls, czyli inaczej mówiąc, na każdy impuls wyjściowy potrzeba o jeden impuls wejściowy mniej. Jeżeli ta część łańcucha będzie miała q elementów, to jej stosunek podziału bez sprzężenia zwrotnego wyniesie 2^q , zaś ze sprzężeniem $2^q - 1$. Ogólny stosunek podziału zmniejsza się więc na:

$$M = \frac{2^q - 1}{2^q} 2^p = 2^p - \frac{2^p}{2^q}, \quad \text{a więc o } \frac{2^p}{2^q} = 2^{p-q} \quad /6/$$

Równanie to będzie spełnione również i wtedy, gdy występuje kilka sprzężeń zwrotnych szeregowo, jak w układzie na rys. 10, lecz nie wtedy, gdy drogi sprzężenia zachodzą nawzajem na siebie /rys. 11/.



Rys.10. Zalecane sprzężenia zwrotne w dzielnikach dwójkowych /stosunek podziału 10:1/



Rys.11. Niewskazane sprzężenia zwrotne w dzielnikach dwójkowych

Dla przykładu obliczmy wg powyższej reguły dzielnik dla stosunku podziału 1:10. Przede wszystkim należy ustalić najbliższą wyższą potęgę 2 obejmującą żadaną liczbę:

$$10 \rightarrow 16 = 2^2 \quad p = 4 \quad /4 \text{ dzielniki dwójkowe}/$$

Następnie należy określić liczbę, o jaką należy zmniejszyć stosunek podziału, wyrażając ją w potęgach 2 i przedstawiając w postaci $\frac{2^p}{2^q}$:

$$16 - 10 = 6 = 2 + 4 = \frac{16}{8} + \frac{16}{4} = \frac{2^4}{2^3} + \frac{2^4}{2^2}$$

W ten sposób określono liczbę sprzężeń zwrotnych $\neq 2$ oraz liczbę objętych nimi multiwibratorów: $q_1 = 3$, $q_2 = 2$. Można to osiągnąć różnymi sposobami; rys. 10 ilustruje jedną z możliwości.

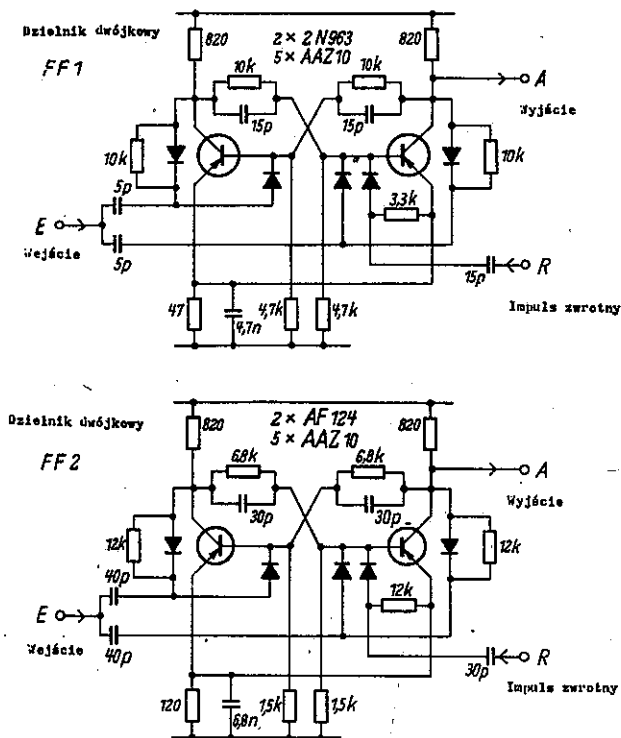
Przy projektowaniu poszczególnych stopni dzielnika należy dbać o to, aby każdy z nich posiadał skończony czas przebiegu t_1 oraz skończony czas przełączania t_2 . Czas przebiegu t_1 określa opóźnienie, z jakim w danym elemencie jest osiągnięty określony stan elektryczny w stosunku do poprzedniego elementu. Czas przełączania t_2 , jest to czas, jaki powinien upływać pomiędzy dwoma impulsami wejściowymi, aby drugi proces przełączania nie był zakłócony przez pierwszy. Przy łańcuchu dzielników złożonym z q elementów należy zapewnić, aby:

a/ po impulsie wejściowym proces przełączania pierwszego elementu był całkowicie zakończony, zanim pojawi się impuls zwrotny z ostatniego elementu: $qt_1 > t_2$;

b/ po impulsie zwrotnym czas przełączania pierwszego elementu zakończył się przed pojawieniem się następnego impulsu wejściowego: $qt_1 + t_2 < T$ T - okres powtarzania impulsów wejściowych/.

Dla górnych stopni dzielnika, które pracują z sygnałem prostokątnym o częstotliwości podstawowej w zakresie kilku MHz, należy stosować tranzystory bardzo szybko przełączające. Ponieważ w dolnej części dzielnika nie wymaga się zbyt krótkich czasów przebiegu i przełączania, korzystne jest wykonanie pierwszej części dzielnika z możliwie najmniejszym stosunkiem podziału, dzięki czemu

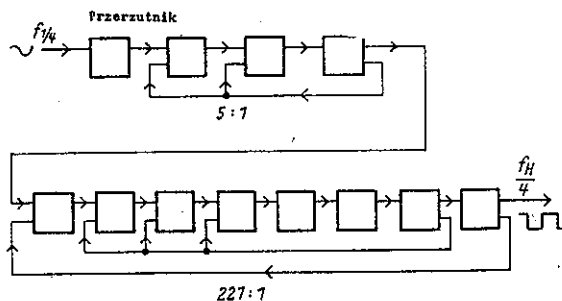
w drugiej części dzielnika można stosować nie selekcy-
nowane tranzystory. Układy obu rodzajów dzielników dwój-
kowych, jakie można zastosować przy podziale częstotli-
wości podnośnej, przedstawiono na rys. 12a i 12b.



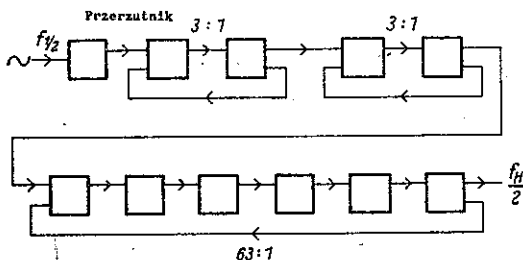
Rys. 12. Schemat tranzystorowego dzielnika dwój-
kowego: a/ dla wielkich częstotliwości /ok. 4 MHz/,
b/ dla średnich i małych częstotliwości / ≤ 1 MHz/

Z powiązania częstotliwości podnośnej z częstotliwo-
ścią linii przy offsecie ćwierćliniowym wynika, że
 $2 f_H = \frac{8}{1135} f_1/4$. Dzielnik 1:1135 należy przy tym po-
dzielić na dwie części: w jednej z nich uzyskuje się
podział częstotliwości w stosunku 5:1, w drugiej zaś

227:1. Schemat blokowy takiego dzielnika przedstawiono na rys. 13.



Rys. 13. Schemat blokowy dzielnika 5.227 dla offsetu ćwierćliniowego

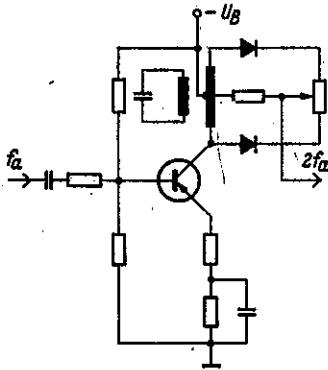


Rys. 14. Schemat blokowy dzielnika 3.3.63 dla offsetu półliniowego w systemie NTSC

Przy offsecie półliniowym, stosowanym w systemie NTSC, mamy $2 f_H = \frac{4}{567} f_{1/2}$. Dzielnik częstotliwości powinien w tym przypadku składać się z części dających podział w stosunkach 3, 3 i 63, przy czym tej ostatniej nie ma potrzeby dalej dzielić /rys. 14/.

3.2. Powielacz częstotliwości

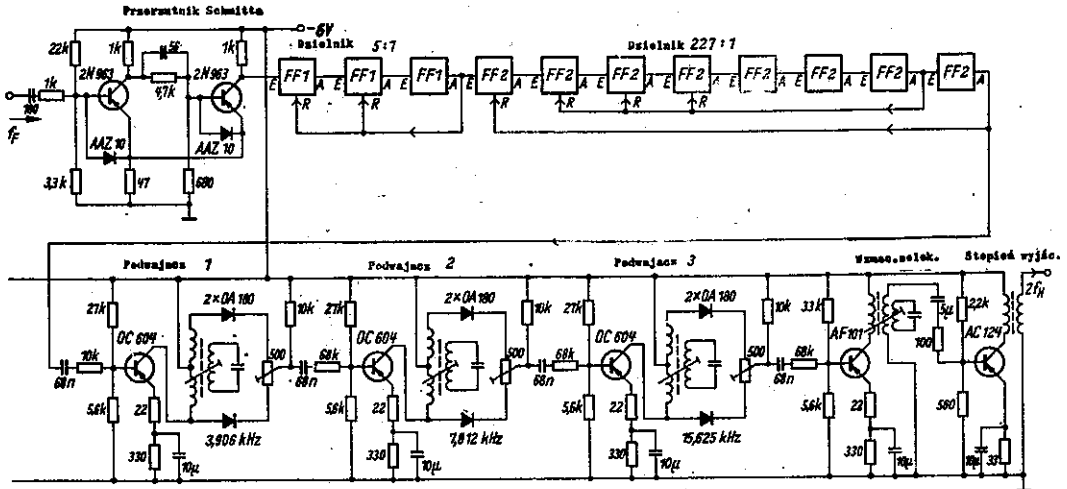
Przy offsecie ćwierćliniowym zwielokrotnienie częstotliwości wynosi N 8, natomiast przy półliniowym N 4, są to więc potęgi liczby 2. Można więc stosować podwajacze częstotliwości z 2-połówkowymi prostownikami /rys. 15/ i



Rys.15. Schemat podwajacza częstotliwości

włączonymi za nimi wzmacniaczami selektywnymi. Na wejściu powielacza należy również zastosować wzmacniacz selektywny, który przetwarza napięcie prostokątne z ostatniego stopnia dzielnika na przebieg sinusoidalny. Przez dobrą symetryzację 2-połówkowych prostowników oraz prawidłowe dostrojenie obwodów, zwłaszcza w ostatnich stopniach, należy osiągnąć to, aby podharmoniczne, pochodzące z poprzednich stopni, utrzymać poniżej - 60 dB. W przeciwnym bowiem przypadku w urządzeniach wizyjnych o bezpośredniej synchronizacji, wskutek różnic w czasie synchronizacji poszczególnych linii będą występować zniekształcenia linii pionowych, tzw. "mysie ząbki".

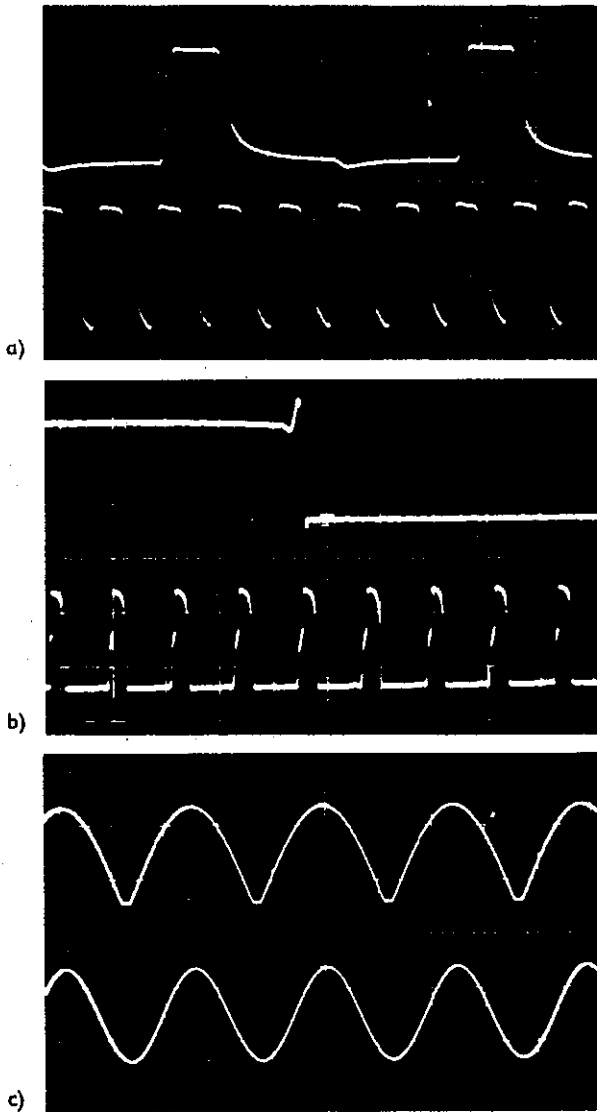
Pełny schemat dzielnika wraz z powielaczami podano na rys. 16. Poszczególne stopnie dzielników dwójkowych wykonano wg schematów podanych na rys. 12. Oscylogramy dzielnika 5:1 oraz 227:1, a również jednego ze stopni powielacza zamieszczono na rys. 17.



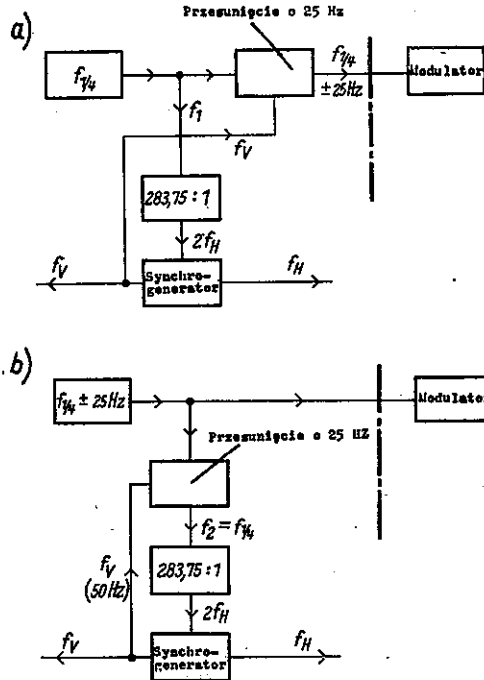
Rys. 16. Schemat układu powielacza dla offsetu ćwierćliniowego

4. REALIZACJA PRZESUNIĘCIA O 25 Hz

Praktyczną metodę uzyskania przesunięcia o 25 Hz jest wytworzenie nowej częstotliwości podnośnej $f_F = f_1/4 \pm \pm 25$ Hz, która różni się o częstotliwość zmian obrazu 25 Hz od podstawowej $f_1 = f_1/4$, która z kolei jest dzielona przez 283,75 /rys.18a/. Można też taki układ do przesuwania częstotliwości włączyć na drodze dzielnika /rys. 18b/. Rozwiązanie to ma tę zaletę, że nie regulowany generator podnośnej pracuje bezpośrednio na modulatory, podczas gdy w rozwiązaniu wg rys. 18a wahania przesunięcia o 25 Hz podnośnej oddziałują na sygnał chrominancji.



Rys. 17. Przebiegi napięć w układzie z rys. 16: a/ dzielnik 5:1, u góry - napięcie wyjściowe, u dołu - napięcie wejściowe, b/ dzielnik 227:1, u góry - wycinek napięcia wyjściowego, u dołu - napięcie wejściowe, c/ podwajacz częstotliwości, u góry - napięcie po 2-połówkowym prostowaniu, u dołu - napięcie odfiltrowane

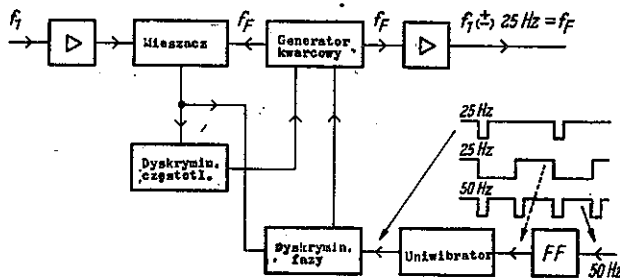


Rys. 18. Zastosowanie przesunięcia o 25 Hz przy offsecie ćwierćliniowym: a/ przesunięcie częstotliwości w torze w.c.z., b/ przesunięcie częstotliwości w torze dzielnika

4.1. Przesunięcie o 25 Hz regulowanym generatorem kwarcowym

W metodzie tej, poza generatorem kwarcowym o częstotliwości $f_1 = f_{1/4}$, stosuje się drugi generator kwarcowy, którego częstotliwość $f_F = f_{1/4} \pm 25$ Hz jest regulowana dyskryminatorem częstotliwości, a także dyskryminatorem fazy /rys. 19/. Różnicę częstotliwości obu tych generatorów tworzy się w mieszaczu i doprowadza z jednej strony do dyskryminatora częstotliwości ustawionego na

25 Hz, z drugiej zaś do dyskryminatora fazy, który porównuje fazę tego napięcia z fazą impulsów dostarczanych z multiwibratora monostabilnego. Ten z kolei jest sterowany synchronicznie i ze stałą fazą impulsami ramki 50 Hz poprzez multiwibrator bistabilny. Sam dyskryminator fazowy nie mógłby zapewnić stałej różnicy częstotliwości 25 Hz. Mógłby on bowiem utrzymywać również stabilnie



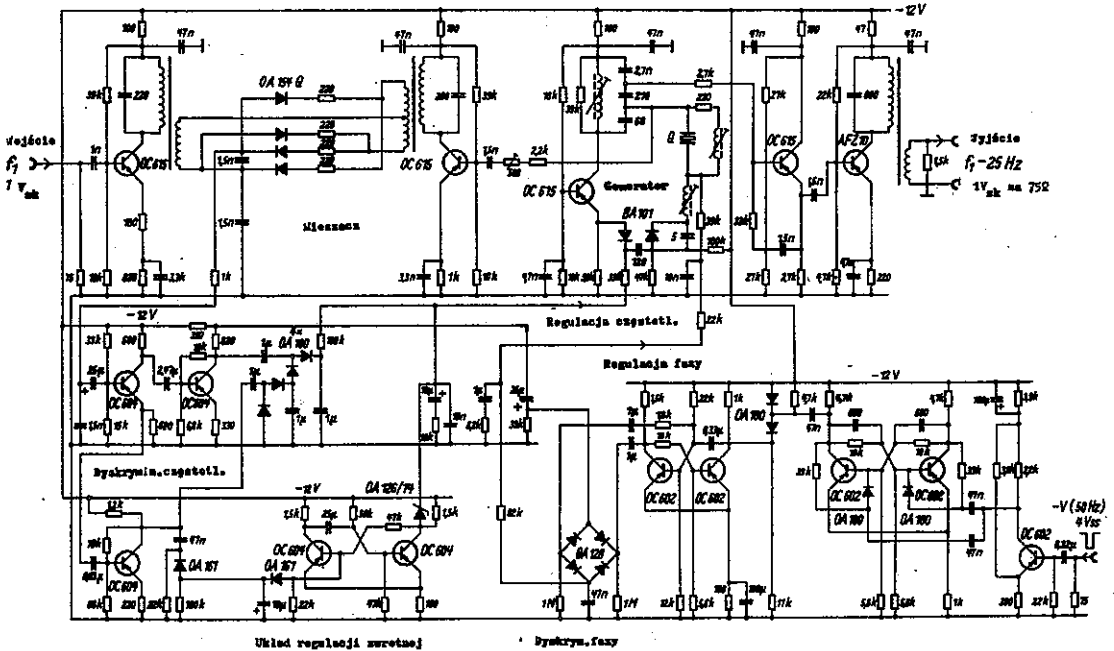
Rys. 19. Schemat blokowy regulacji częstotliwości generatora kwarcowego za pomocą dyskryminatora częstotliwości oraz dyskryminatora fazy

różnice częstotliwości równe $k \cdot 25 \text{ Hz} / k = 0, 1, 2, \dots /$, zalicznie od fazy generatora nie regulowanego. Tylko w przypadku, gdyby nie regulowany generator utrzymywał swą częstotliwość z dokładnością lepszą niż $\pm 10 \text{ Hz}$ względem częstotliwości drugiego generatora, wówczas do regulacji wystarczyłby sam dyskryminator fazowy. Dlatego przewidziano dodatkowo dyskryminator częstotliwości, pracujący przy różnicach częstotliwości powyżej 25 Hz. Sprowadza on częstotliwość generatora w zakres 25 Hz, gdzie już działa dyskryminator fazowy. Napięcia regulacyjne obu dyskryminatorów sterują diody pojemnościowe, które

reguluje częstotliwość generatora. Dla uniknięcia kołysania w czasie regulacji przewidziano stosunkowo duże stałe czasu. Poza tym istnieje niebezpieczeństwo, że przy dużych odchyłach częstotliwości lub gwałtownych jej skokach dyskryminatory, zamiast np. na $f_1 + 25 \text{ Hz}$ będą regulować na $f_1 - 25 \text{ Hz}$, przez co nie osiągnie się stabilnego stanu pętli regulacji. W tym przypadku działa automatyczny układ zabezpieczający, który na przeciąg ok. 0,7 sek zwiera pętlę regulacji i powoduje, że proces regulacji zostaje powtórzony.

Dyskryminator fazowy składa się w zasadzie ze zwykłego wzmacniacza górnoprzepustowego RC, do którego doprowadza się ze stałą amplitudą różnicę częstotliwości podlegającą regulacji. Środek dolnego zbocza krzywej przenoszenia leży na 25 Hz. Zbocze to jest linearyzowane przez dodawanie wyjść dwóch wzmacniaczy o różnych dolnych częstotliwościach granicznych. Pętla regulacyjna dyskryminatora częstotliwości jest zwierana multiwibratorem monostabilnym, który na przeciąg ok. 0,7 sek unieruchamia poprzez diodę Zenera regulację częstotliwości. Multiwibrator zadziała tylko wtedy, jeśli napięcie wyjściowe wzmacniacza górnoprzepustowego stanie się wyjątkowo duże, a więc przy tak dużych różnicach częstotliwości, jakie mogą powstać wskutek niestabilności regulacji przy fałszywej polaryzacji różnicy częstotliwości. Układ taki w rozwiązaniu z rys. 18a pracował zadowalająco dłuższy czas w urządzeniu eksperymentalnym. W układzie z rys. 18b nie uzyskano dostatecznej stabilności, ponieważ występują tu dwa sbwody regulacyjne w jednej pętli regulacji.

które nawzajem na siebie wpływają. Rys. 20. podaje strukturalny układ urządzenia.

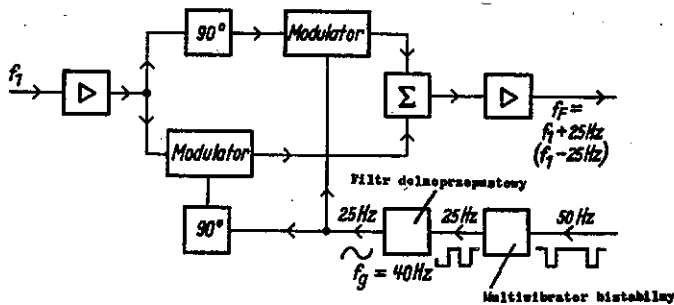


Rys. 20. Schemat układu przesuwania częstotliwości o 25 Hz z regulacją częstotliwości i fazy

4.2. Przesunięcie o 25 Hz metodą tłumionej wstęgi bocznej

Absolutnie stabilny jest układ, w którym nie ma żadnych procesów regulacyjnych. Układ taki przedstawia rys. 21. Częstotliwość wyjściowa jest modulowana sygnałem sinusoidalnym 25 Hz, który jest synchroniczny i o stałej fazie względem impulsów obrazu $f_v/2$. Wykorzystu-

je się jedną ze wstęg bocznych modulacji. Zarówno nośna f_1 , jak i jedna ze wstęg bocznych powinny być przy tym stłumione. Z powodu małego odstępów linii spektralnych

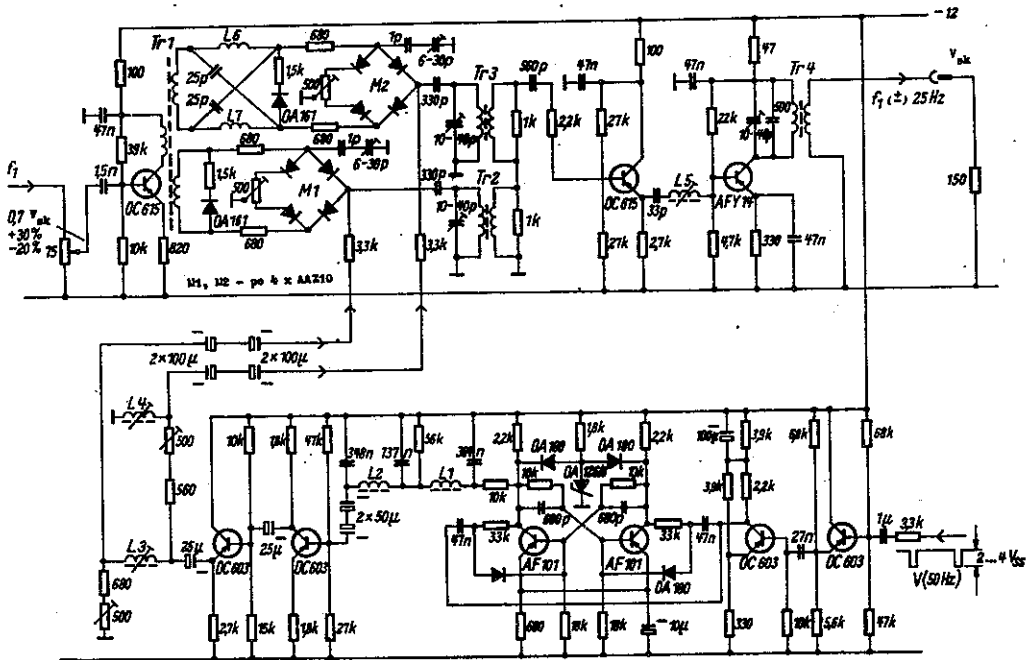


Rys. 21. Schemat blokowy do uzyskiwania wstęgi bocznej w odstępie 25 Hz od częstotliwości nośnej f_1 metodą tłumionej wstęgi bocznej

wstęg bocznych od częstotliwości nośnej nie można jednak tego dokonać za pomocą filtrów. Stosuje się tu więc znaną z techniki przenoszenia metodę tłumienia nośnej oraz jednej ze wstęg bocznych za pomocą odpowiedniej modulacji. W tym celu częstotliwość f_1 doprowadza się do jednego z dwóch modulatorów bezpośrednio, do drugiego zaś z przesunięciem fazowym o 90° . Poza tym oba napięcia modulujące 25 Hz przesuwają się nawzajem o 90° . Nośną tłumią się w każdym z modulatorów.

Po dodaniu /ew. odjęciu/ obu równej wartości napięć wyjściowych uzyskuje się tylko górną lub dolną wstęgę boczną w postaci czystego, nie modulowanego napięcia o częstotliwości $f_F = f_1 \pm 25$ Hz. Niewielka, dostrzegalna jeszcze na oscylografie modulacja resztkowa, wynikająca

z niedość dokładnego wyrównania modulatorów, jest bez znaczenia, jeśli dzielnik częstotliwości generatora synchronizującego jest tak wykonany, że jest sterowany. W momentach przejścia tego napięcia przez zero.

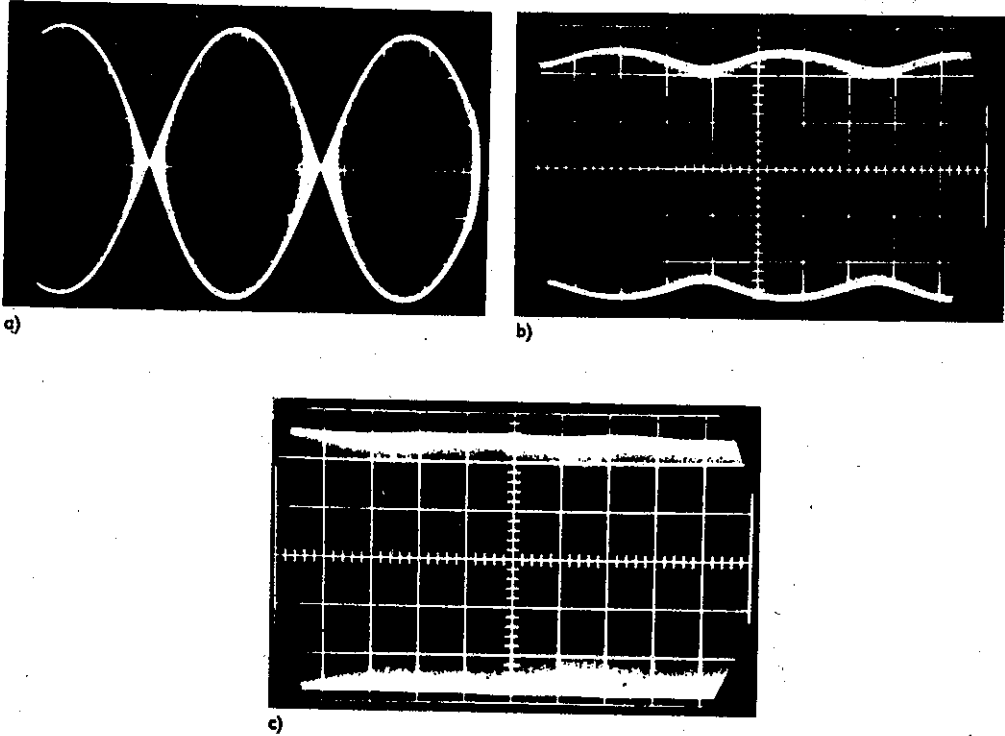


Rys. 22. Schemat układu do przesuwania częstotliwości o 25 Hz metodą tłumionej wstęgi bocznej

Całkowity schemat takiego układu przesuwania o 25 Hz, w wykonaniu tranzystorowym, podaje rys. 22. Napięcie modulujące 25 Hz uzyskuje się z impulsów ramki 50 Hz. Sterują one multiwibrator bistabilny, który dostarcza napięcia prostokątne 25 Hz. Zostaje ono za pomocą fil-

tru dolnoprzepustowego przekształcone na napięcie sinusoidalne o dostatecznie małym współczynniku zniekształceń. Napięcie wyjściowe multiwibratora 25 Hz jest ustalane zarówno na potencjale emitera, jak również na potencjale diody Zenera. Poza wyjątkowo stałą amplitudą wyjściową osiągnięto przez to bardzo niski opór wyjściowy w obu stanach multiwibratora. Następujący po nim filtr dolnoprzepustowy widzi więc określony i stały opór omowy generatora o wartości $10\text{ k}\Omega$, który jest włączony pomiędzy multiwibrator i filtr. Filtr dolnoprzepustowy to filtr typu Czebyszewa z kompensacją strat, stopnia piątego, z wyjściem otwartym i częstotliwością graniczną 40 Hz . Przesunięcie 90° między napięciami 25 Hz uzyskuje się dwoma jednakowymi układami LC. Napięcia te doprowadza się do obu modulatorów kołowych.

Transformator sterujący Tr1 wzmacniacza podnośnej f_1 daje napięcia przełączające dla obu modulatorów, w obu przypadkach symetryczne względem masy. Przesunięcie fazowe 90° sygnału f_1 uzyskuje się w układzie krzyżowym. Dla osiągnięcia stałego przesunięcia fazowego i uniknięcia zniekształceń napięcie nośnej jest obciążone podczas obu połówek fali. Do tego służy dodatkowe obciążenie opornikiem $1,5\text{ k}\Omega$ połączonym w szereg z diodą OA161. Dostawanie wyjść obu modulatorów dokonuje się przez szeregowe połączenie wtórnych uzwojeń transformatorów wyjściowych Tr2 i Tr3. W celu dobrego i stabilnego zrównoważenia obu modulatorów i utrzymania raz ustawionego przesunięcia fazowego obu napięć nośnej niezbędny jest czysty i stabilny montaż oraz staranne odekranowanie poszczegól-



Rys. 23. Przebiegi napięcia wyjściowego w układzie z rys. 22: a/ przy czynnym tylko jednym modulatorze z wytłumioną falą nośną, b/ przy obu modulatorach czynnych, bez optymalnego wyrównania, c/ przy obu modulatorach czynnych i optymalnym wyrównaniu /zniknięcie modulacji 25 Hz/

nych stopni. Dla uzyskania wymaganej symetrii napięć oraz prawidłowego ich dodawania w transformatorach Tr2 i Tr3 należy zwrócić szczególną uwagę na wykonanie transformatorów. Korpusy cewek /3-uzwojeniowy w Tr1 i 2-uzwojeniowy w Tr2 i Tr3/ są wytoczone z mosiądzu z przecięciem przeciw prądom wirowym. Dają one dobre ekranowanie statyczne uzwojeń /mosiądz na masie/. Oscylogramy podane na rys. 23 dają pogląd na pracę układu.



