

1 9 6 3  
Nr 4 (9)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA — MIEDZESZYN

*Biblioteka*

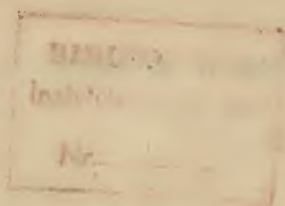
PROBLEMY  
ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI



---

ROK 3

WARSZAWA 1963

NR 4(9)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne

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

Członkowie:

inż. Edmund Janowski, prof. 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 400. Druk ukończono  
w październiku 1964 r.



PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

TREŚĆ

T. Bzowski - Niektóre nowoczesne metody  
pomiarowe stosowane w telewizji

NIEKTÓRE NOWOCZESNE METODY POMIAROWE  
STOSOWANE W TELEWIZJI

1. WSTĘP

W elektronicznym systemie przekazywania obrazów, odtwarzanie ich zachodzi pod wpływem sygnałów elektrycznych zawierających odpowiednie informacje. Sygnały te, na drodze pomiędzy miejscem nadawania a odbioru, przechodzą przez cały szereg obwodów elektronicznych ulegając odkształceniom, które są przyczyną obniżenia jakości odtwarzanego obrazu.

Ocena tej jakości, ze względu na specyfikę występujących zjawisk, jest zagadnieniem trudnym.

Obraz o zdecydowanie dobrej lub złej jakości można stosunkowo łatwo ocenić obserwując ekran odbiornika. Jest to jednak ocena subiektywna. Daleko trudniejszym zadaniem jest natomiast ocena obrazu o obniżonej jakości, uznawanej jednak jeszcze za jakość dopuszczalną. W tym przypadku ocena subiektywna, oparta na obserwacji obrazu, na ogół zawodzi. Wpływa na to cały szereg przyczyn, z których najważniejszą jest szybkość, z reguły, zmiana treści obrazu, czemu odpowiadają bardzo szybkie zmiany sygnału w czasie.

Poza tym wierne odtworzenie obrazu wymaga nie tylko

prawidłowego przeniesienia sygnału wizyjnego, reprezentującego nadawany obraz, ale także i prawidłowego przeniesienia sygnałów pomocniczych, odpowiedzialnych za syntezę obrazu, a w szczególności sygnałów synchronizujących.

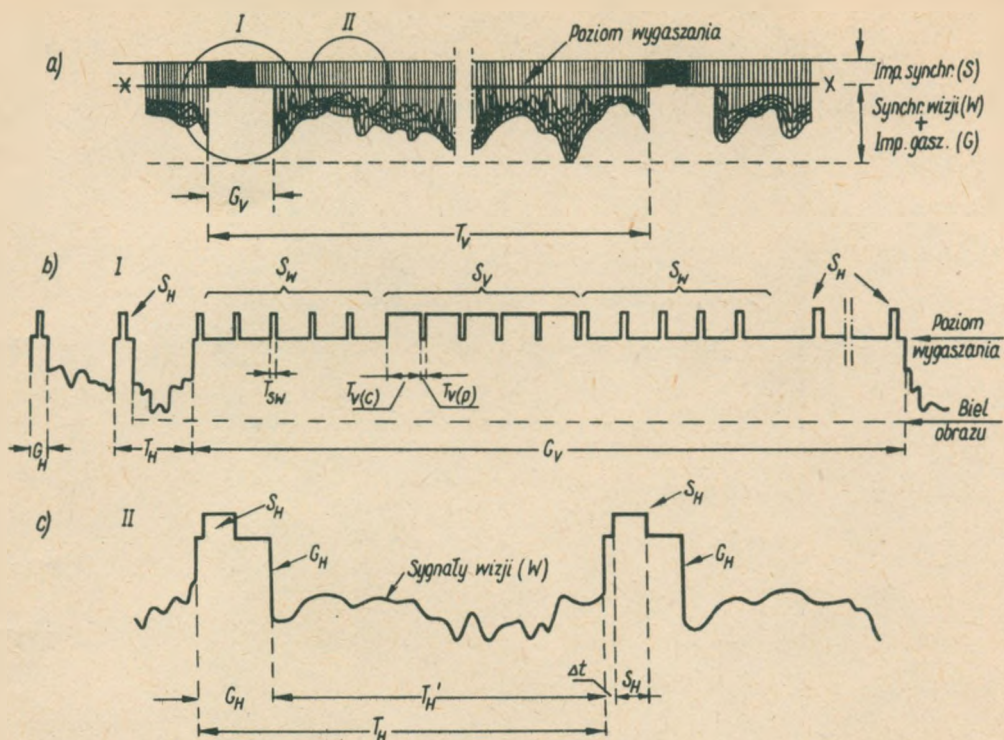
Całkowity sygnał wizyjny, którego typowy kształt podaje rys. 1, można rozpatrywać jako sumę odpowiednio nałożonych na siebie dwu rodzajów sygnałów: nieregularnego, szybko zmieniającego się sygnału obrazu oraz powtarzalnego i o regularnym kształcie sygnału synchronizującego i wygaszającego.

Powstające w czasie przenoszenia zniekształcenia sygnału wizyjnego obniżają jakość odtwarzanego obrazu, podczas gdy zniekształcenia sygnału synchronizującego mogą wywołać nieprawidłowości położenia poszczególnych elementów obrazu, uniemożliwiając nawet przy zbyt dużych zniekształceniach jakąkolwiek obserwację.

Ze względu na różny charakter tych sygnałów różne będą trudności oceny ich zniekształceń.

W dotychczasowej praktyce parametry sygnału synchronizującego mierzono najczęściej na oscylografie kontrolnym, wyposażonym w selektor linii, który umożliwia obserwację i pomiar poszczególnych fragmentów tego sygnału. Jest to w ogólności sposób wystarczająco dokładny, a jedyną jego wadą jest długotrwałość manipulacji związanych z pomiarem. Ze względu na swoją dokładność jest on nadal stosowany w telewizji.

Dotychczas jednak nie opracowano metod bezpośredniego pomiaru zniekształceń sygnałów wizyjnych i dla ich o-

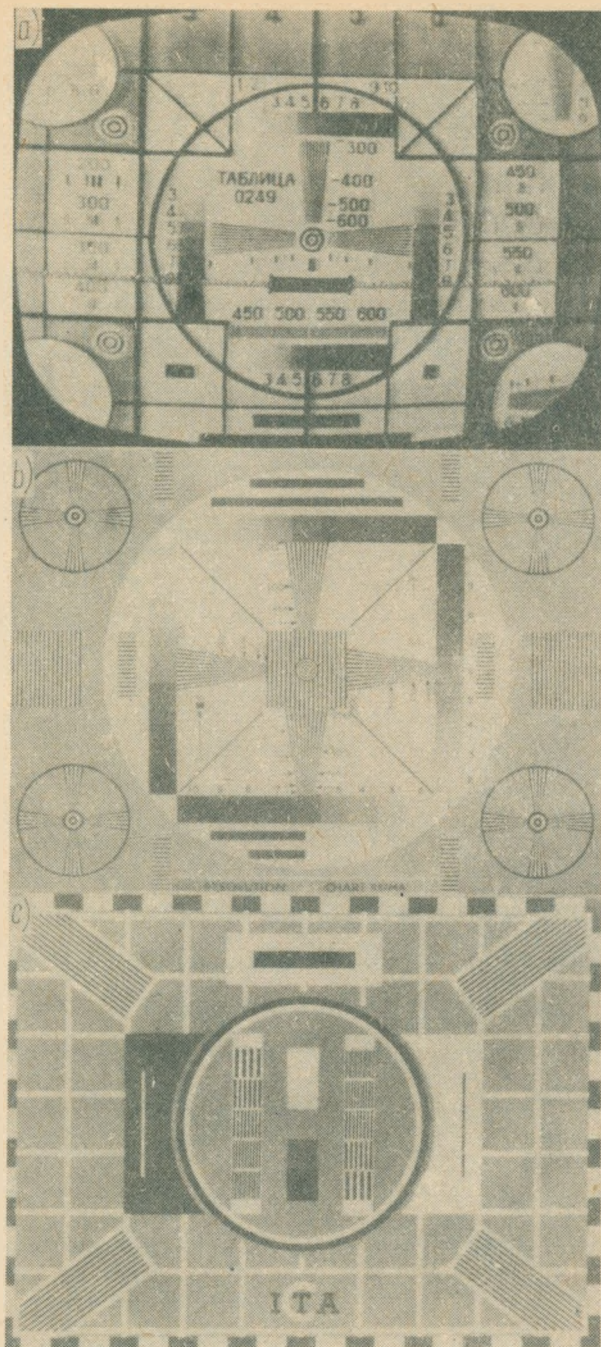


Rys. 1. Całkowity sygnał wizyjny i jego fragmenty

ceny stosowano najczęściej subiektywne metody pośrednie. Przeważnie na początku programu nadawano specjalne tablice kontrolne (rys. 2), zawierające szereg figur geometrycznych i z powstających zniekształceń oceniano przydatność toru sygnału wizyjnego do prawidłowego przenoszenia sygnału obrazu.

Subiektywny charakter tej metody, przybliżona ocena zniekształceń oraz niemożliwość stałej kontroli sygnału, stanowią jednak poważne ujemne jej strony.

Szybki rozwój telewizji nakładający obowiązek stałego podnoszenia jakości odtwarzanego obrazu wymagały nowych,



Rys. 2. Tablice kontrolne



dokładniejszych metod kontroli zniekształceń sygnałów, szczególnie w odniesieniu do sygnałów wizyjnych. Główny nacisk został położony na znalezienie metod pozwalających na kontrolę własności toru sygnału wizyjnego w trakcie nadawania programu. W ostatnich latach technika pomiarowa poczyniła w tej dziedzinie znaczne postępy.

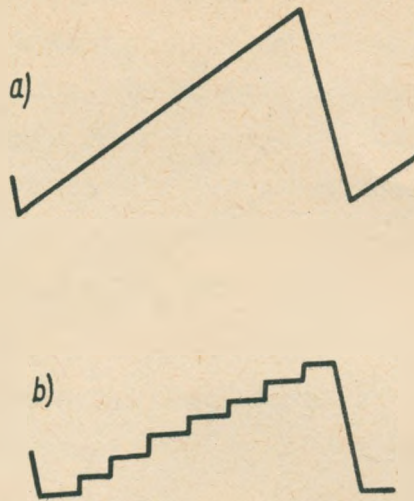
W pracy niniejszej, jako najważniejsze, będą omówione metody:

- 1) kontroli zniekształceń wprowadzanych przez tor sygnału wizyjnego,
- 2) pomiaru zniekształceń sygnałów synchronizujących,
- 3) pomiaru i kontroli głębokości modulacji fali nośnej nadajnika sygnału wizyjnego.

## 2. KONTROLA ZNIEKSZTAŁCEŃ WPROWADZONYCH PRZEZ TOR SYGNAŁU WIZYJNEGO

Tor sygnału wizyjnego wprowadza w układach elektronicznych zniekształcenia liniowe i nieliniowe sygnału wizyjnego.

W nowoczesnym miernictwie telewizyjnym, do pomiaru stopnia tych zniekształceń, stosuje się specjalne sygnały pomiarowe. Do pomiaru zniekształceń nieliniowych używa się najczęściej impulsów napięciowych rosnących liniowo w czasie (rys. 3a) lub też napięć schodkowych z jednakową wysokością stopni (rys. 3b). Zniekształcenia liniowe są natomiast najczęściej obecnie określane przez wykorzystanie własności impulsu  $\sin^2$ .



Rys. 3. Impulsy pomiarowe do badania zniekształceń nieliniowych

Pomiar zniekształceń nieliniowych nie nastręcza większych trudności. Polega on na przesłaniu przez tor sygnału wizyjnego jednego z podanych wyżej sygnałów i pomiarze na ekranie oscylografu zniekształcenia liniowości przebiegu napięcia wyjściowego. Ocena stopnia zniekształceń liniowych, wprowadzanych przez tor sygnału wizyjnego, jest bardziej złożona i wymaga szerszego omówienia.

### 2.1. Wykorzystanie impulsu typu $\sin^2$

Metoda kontroli zniekształceń za pomocą impulsu typu  $\sin^2$  jest szczególnym przypadkiem pomiaru układów elektrycznych za pomocą impulsów testowych.

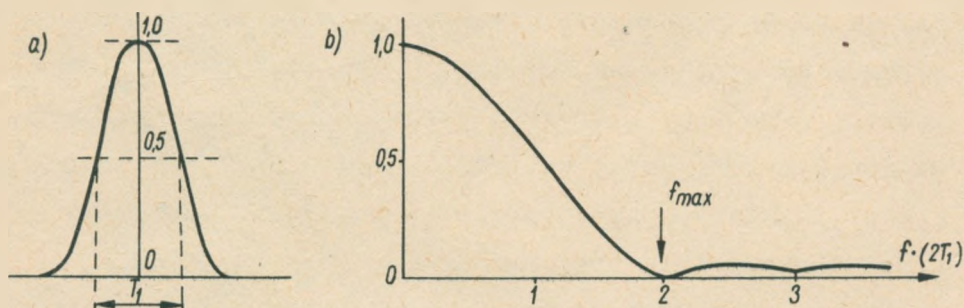
Ogólna zasada badania układu opiera się na zależności,

jaka istnieje pomiędzy kształtem impulsu na wejściu i wyjściu układu a jego parametrami elektrycznymi.

Ponieważ jak wiemy, każdy impuls ma określone widmo częstotliwości, zależnie więc od charakterystyk częstotliwościowych układu, sygnał wyjściowy będzie w większym lub mniejszym stopniu zniekształcony.

Metoda ta pozwala na określenie dla danego sygnału wejściowego kształtu sygnału na wyjściu układu o danych charakterystykach lub odwrotnie, dla danych kształtów sygnału wejściowego i wyjściowego pozwala określić charakterystyki danego układu.

Wybór impulsu typu  $\sin^2$  jest uzasadniony tym, że ma on najwęższe widmo częstotliwości ze wszystkich znanych rodzajów impulsów. Na rys. 4a podano kształt impulsu ty-



Rys. 4. Impuls  $\sin^2$  i jego widmo

pu  $\sin^2$ , a na rys. 4b - jego widmo częstotliwości. Wykres przedstawia obwiednię amplitud poszczególnych składowych widma ( $A_n$ ) w zależności od iloczynu częstotliwości dowolnej składowej ( $f$ ) i podwójnej szerokości impulsu  $\sin^2 (2T)$ ,

którą mierzy się na połowie wysokości jego amplitudy. Dla impulsu pojedynczego lub ciągu impulsów o dostatecznej dużej odległości między impulsami, co ma miejsce w danym przypadku, widmo posiada charakter ciągły.

Z rysunku 4b widoczne jest, że praktycznie wszystkie składowe częstotliwości widma są zawarte w pasmie ograniczonym najwyższą częstotliwością, którą oblicza się z zależności

$$f_{\max} \cdot T = 2 \quad (1)$$

Z tej równości otrzymuje się najwyższą częstotliwość pasma

$$f_{\max} = \frac{1}{T}.$$

Następną zaletą tego typu impulsu pomiarowego jest to, że nawet stosunkowo małe zniekształcenia układu dają duże odkształcenia impulsu. Można więc opracować odpowiedni szablon, który dla ustalonych tolerancji parametrów transmisyjnych kontrolowanego układu ograniczy obszar, w którym powinien się mieścić zniekształcony przez układ impuls typu  $\sin^2$ .

Kontrola badanego układu polega w tym przypadku na:

- 1) doprowadzeniu na jego wejście impulsu testowego,
- 2) otrzymaniu na ekranie oscyloskopu obrazu zniekształconego impulsu, pobieranego z wyjścia układu,
- 3) nałożeniu na przebieg wyjściowy odpowiedniego szablonu tolerancji.

Jeżeli przebieg napięcia wyjściowego nie wychodzi poza granice szablonu, zniekształcenia liniowe układu leżą w granicach dopuszczalnych tolerancji.

Z kształtu napięcia wyjściowego można również ocenić rodzaj i stopień zniekształceń częstotliwościowych amplitudy i fazy.

Zasada wykorzystania do pomiaru impulsu typu  $\sin^2$  może być wyjaśniona następująco. Dowolny ciąg impulsów, dający się rozłożyć na szereg Fouriera, może być przedstawiony jako

$$\begin{aligned}
 f(t) &= U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) = \\
 &= U_0 + U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \\
 &\quad + \dots + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) \quad (2)
 \end{aligned}$$

gdzie:

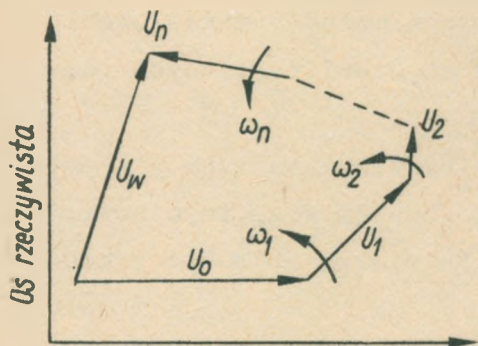
$\omega_1$  - częstotliwość podstawowa przebiegu,

$\omega_n = \omega_1 \cdot n$  - częstotliwość kątowna n-tej składowej,

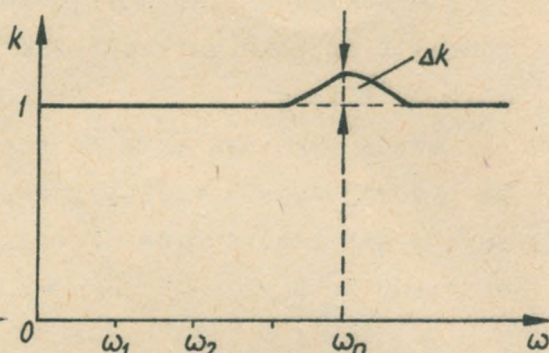
$U_n$  - amplituda n-tej składowej.

Traktując każdą składową harmoniczną jako wektor o amplitudzie  $U_n$  i kącie przesunięcia fazowego  $\varphi_n$ , wyrażenie to można przedstawić jako sumę geometryczną chwilowych położeń wektorów (rys. 5), przy czym wektor  $U_w$  jest

wartością wektora wypadkowego. Suma rzutów wszystkich wektorów na oś rzeczywistą przedstawia funkcję  $f(t)$ .



Rys. 5. Wykres wektorowy chwilowych położeń składowych szeregu Fouriera



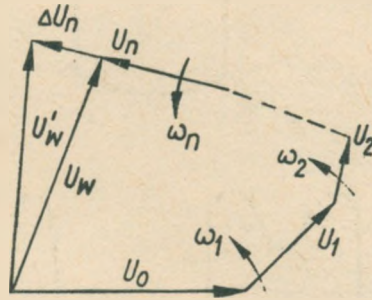
Rys. 6. Charakterystyka częstotliwościowa amplitudy zniekształcona w okolicy częstotliwości  $\omega_n$

Jeżeli taki sygnał jest przenoszony przez układ mający idealną charakterystykę fazową ( $\varphi = t_0(\omega)$ ) oraz charakterystykę amplitudową, odkształconą w pobliżu jednej tylko częstotliwości np.  $\omega_n$ , jak podano na rys. 6, wówczas  $n$ -ta składowa sygnału ( $U_n$ ) zwiększy się o wartość  $\Delta U_n = \Delta k \cdot U_n$ , gdzie  $\Delta k$  jest przyrostem wzmocnienia układu na częstotliwości  $\omega_n$ .

Chwilową wartość sygnału wyjściowego można więc wyrazić jako

$$\begin{aligned}
 U_w &= U_0 + U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) + \dots + \\
 &+ U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) + \Delta U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) = \\
 &= f(t) + \Delta U \sin(\omega_n t + \varphi_n)
 \end{aligned} \tag{3}$$

Sygnal wyjściowy (rys. 7) składa się więc z sygnału nieznieskształconego  $f(t)$  oraz sinusoidalnego sygnału znieskształcającego o amplitudzie  $\Delta U_n$ , będącego w fazie

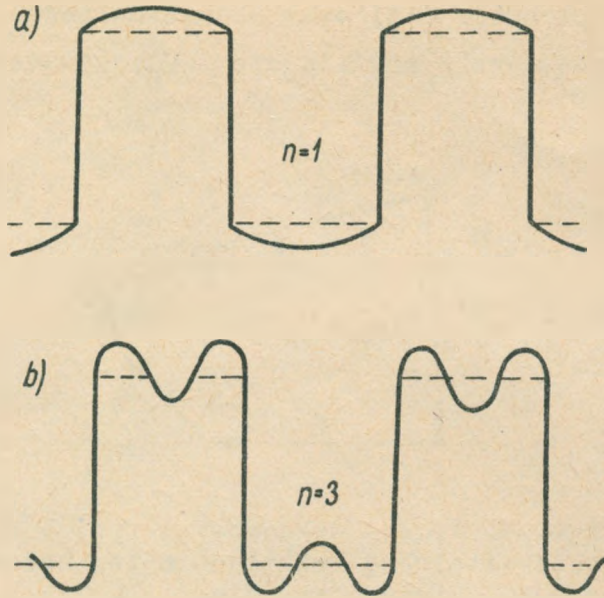


Rys. 7. Wykres wektorowy z rys. 5 ze znieskształconą amplitudą  $n$ -tej harmonicznej sygnału

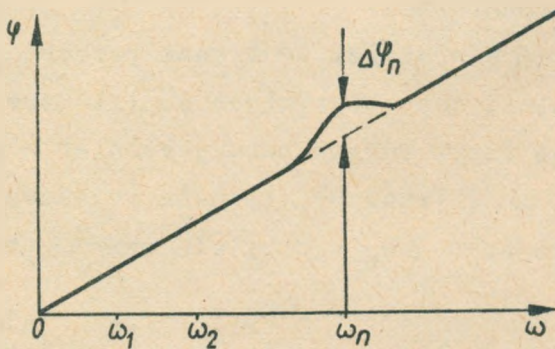
z  $n$ -tą harmoniczną sygnału podstawowego. Taka składowa nie wprowadza jak wiadomo asymetrii sygnału.

Na rysunku 8a i b podane są dla przykładu przebiegi fali kwadratowej z odkształconą amplitudą pierwszej i trzeciej harmonicznej.

Przyjmując odwrotnie, że sygnał przechodzi przez układ o idealnej charakterystyce amplitudowej oraz charakterystyce fazy, odkształconej również w pobliżu częstotliwości  $\omega_n$ , (rys. 9), to  $n$ -ta składowa sygnału zwiększy się o wartość  $\Delta U_n = 2 U_n \sin \frac{\Delta \varphi_n}{2}$  (rys. 10). Jeżeli  $\Delta \varphi_n \ll 1$ , wartość  $\Delta U_n = \Delta \varphi_n \cdot U_n$ . Jak widać z rys. 10, wektor  $\Delta U_n$  jest praktycznie prostopadły do wektora  $U_n$ .

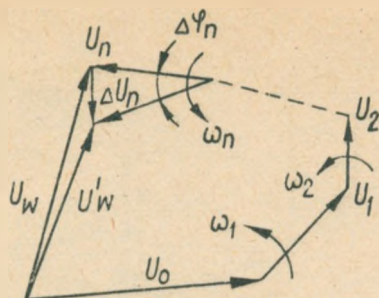


Rys. 8. Fala kwadratowa: a) ze zniekształconą amplitudą składowej podstawowej sygnału, b) ze zniekształconą amplitudą 3-ciej harmonicznej sygnału



Rys. 9. Charakterystyka częstotliwościowa fazy zniekształcona w pobliżu częstotliwości  $\omega_n$





Rys. 10. Wykres wektorowy z rys. 5 z  $n$ -tą harmoniczną sygnału zniekształconą fazowo

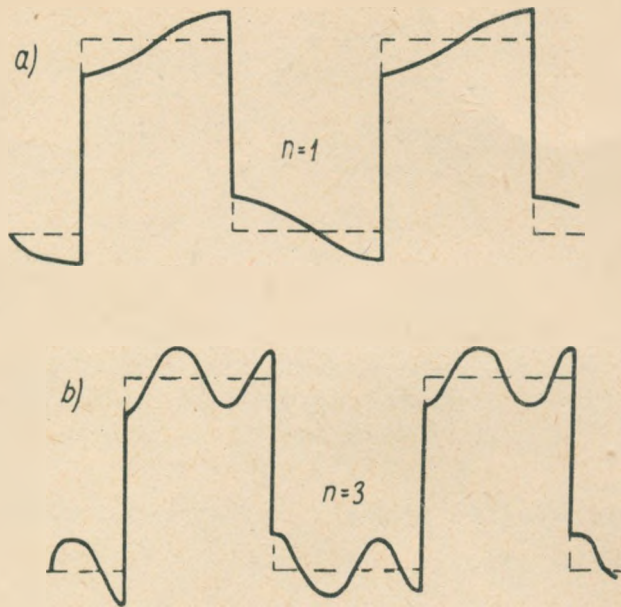
Chwilową wartość sygnału wyjściowego można więc w tym przypadku wyrazić zależnością

$$\begin{aligned}
 U_w &= U_0 + U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \sin \omega_2 t + \varphi_2) + \\
 &+ \dots + U_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) + \Delta U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) = \\
 &= f(t) + \Delta U_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (4)
 \end{aligned}$$

W tym przypadku sygnał wyjściowy składa się z nieznieskształconego sygnału wejściowego oraz zniekształconego sygnału sinusoidalnego  $\Delta U_n$ , przesuniętego względem składowej  $U_n$  o kąt  $\frac{\pi}{2}$  (kosinusoida).

Suma dwu sygnałów sinusoidalnych o tej samej częstotliwości, przesuniętych względem siebie o  $90^\circ$  ( $\Delta U_n$  i  $U_n$ ), wprowadza, jak wiemy, asymetrię układu.

Na rysunku 11a i b pokazany jest wpływ zniekształceń fazy pierwszej i trzeciej harmonicznnej sygnału na kształt sygnału wyjściowego.

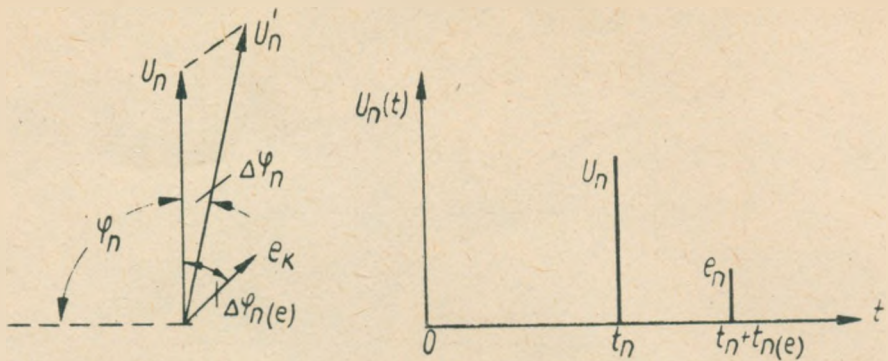


Rys. 11. Fala kwadratowa: a) ze zniekształconą fazą składowej podstawowej sygnału, b) ze zniekształconą fazą 3-ciej harmonicznej sygnału

Jak z powyższego widać, zniekształcenia amplitudowe w przeciwieństwie do zniekształceń fazowych nie wywołują asymetrii sygnału.

Wzrost wartości amplitudy  $n$ -tej harmonicznej ( $\Delta U_n$ ) ponad wartość amplitudy niezniekształconej ( $U_n$ ) można fizycznie traktować jako swego rodzaju odbicie sygnału powstające w układzie, czyli tzw. echo  $n$ -tej harmonicznej.

Zależności określające zniekształcenia można otrzymać z rys. 12a, na którym jest podany wektor  $n$ -tej harmonicznej ( $U_n$ ), zniekształconej przez echo ( $e_n$ ), przesunięte względem niej o kąt  $\Delta \varphi_{n(e)}$ .



Rys. 12. Wykres wektorowy  $n$ -tej harmonicznej sygnału o zniekształconej fazie i amplitudzie oraz jego odpowiednik w skali czasu

Przy założeniu  $U_n = 1$  oraz  $e_n \ll U_n$ , amplituda i faza wektora wypadkowego będą równe

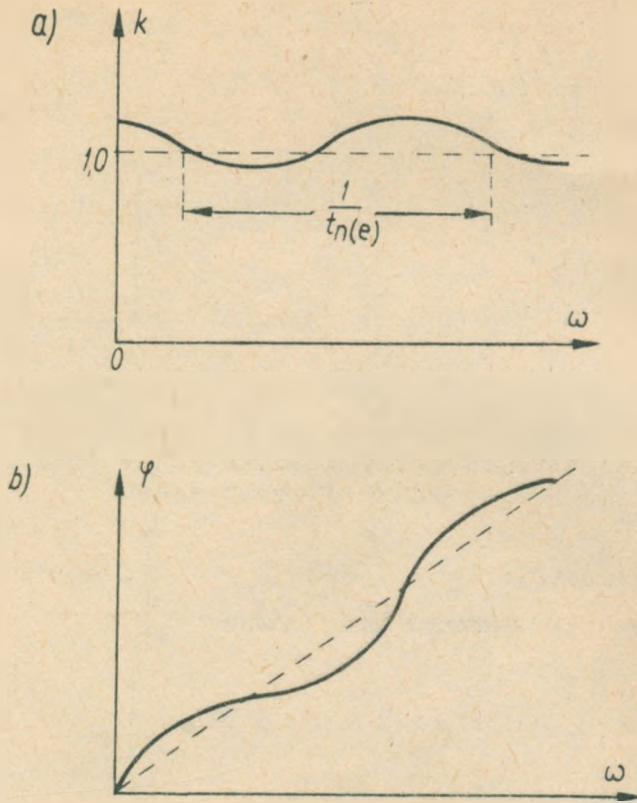
$$\left. \begin{aligned} U'_n &= U_n + \Delta U_n = 1 + e_n \cdot \cos \Delta \varphi_{n(e)} \\ \varphi'_n &= \varphi_n + \Delta \varphi_n = \varphi_n + e_n \cdot \sin \Delta \varphi_{n(e)} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Podane zniekształcenia amplitudy i fazy odpowiadają pojedynczemu echu  $e_n$ , występującemu razem z sygnałem  $U_n$ .

Na podstawie znanej zależności można ustalić, że sygnał  $U_n$  występuje w czasie  $t_n = \frac{\varphi_n}{2\pi f_n}$ , zaś echo - w czasie

sie  $t_{n(e)} = \frac{\Delta \varphi_{n(e)}}{2\pi f_n}$  po impulsie, jak to podaje rys.12b.

Na podstawie równania (5) przebiegi charakterystyk amplitudy i fazy dla tego przypadku podają zależności (rys.13)



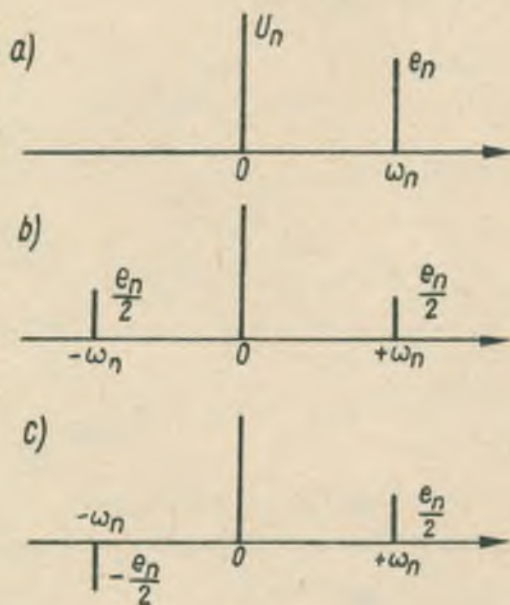
Rys. 13. Przebiegi charakterystyk częstotliwościowych amplitudy i fazy, odpowiadające zniekształceniu pojedynczym echem

$$\left. \begin{aligned} k &= 1 + e \cos 2 \pi f_n t_n(e) \\ \varphi &= t_n \omega_n + e \sin 2 \pi f_n t_n(e) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Z równań (6) wynika, że okres zmienności obu przebiegów jest równy  $T_n(e) = \frac{1}{\tau_n(e)}$ .

Z równań (6) można również wyciągnąć wniosek, że pojedyncze echo jest wywołane, w ogólnym przypadku, zniekształceniami amplitudowymi i fazowymi charakterystyki układu.

W celu oddzielnego rozpatrzenia wpływu poszczególnych zniekształceń jest wygodnie wykorzystać sposób przedstawienia pojedynczego echa  $e$  (rys. 14), występującego na



Rys. 14. Pojedyncze echo przedstawione w postaci dodatniej i ujemnej pary ech w skali częstotliwościowej

częstotliwości  $\omega_n$ , w postaci dwu par ech, dodatniej (rys. 14b) i ujemnej (rys. 14c). Jest to oparte na przed-

stawieniu przebiegu sinusoidalnego o amplitudzie  $e$  przez dwa wektory o amplitudach  $\frac{e_n}{2}$ , wirujące w przeciwnne strony z częstotliwością  $\omega_n$ .

Jeżeli dodamy do siebie dodatnią parę ech, to otrzymamy

$$\begin{aligned}\sum \Delta U_n &= \frac{e_n}{2} \cos (-\Delta\varphi_{n(e)}) + \frac{e_n}{2} \cos \Delta\varphi_{n(e)} = \\ &= e_n \cos \Delta\varphi_{n(e)}\end{aligned}$$

$$\sum \Delta\varphi_n = 0$$

Suma ujemnej pary ech wyniesie natomiast

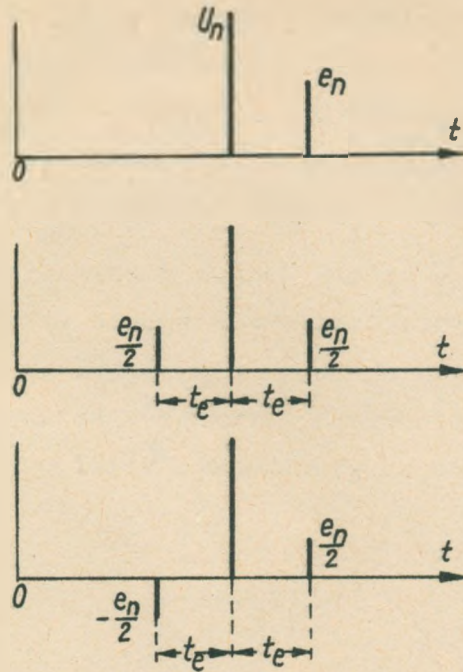
$$\sum \Delta U_n = 0$$

$$\begin{aligned}\sum \Delta\varphi_n &= -\frac{e_n}{2} \sin (-\Delta\varphi_{n(e)}) + \frac{e_n}{2} \sin (\Delta\varphi_{n(e)}) = \\ &= e_n \sin (\Delta\varphi_{n(e)})\end{aligned}$$

Z powyższego wynika, że dodatnia para ech odpowiada występowaniu zniekształceń amplitudy, natomiast ujemna para ech - zniekształceń fazy.

Odpowiednie położenie ech w skali czasu przedstawia rys. 15.

Rozważania powyższe dotyczyły zniekształceń występujących na jednej tylko częstotliwości. Przy zniekształceniach występujących na wielu częstotliwościach wpływy sumują się.



Rys. 15. Pojedyncze echo sygnału przedstawione w postaci dodatniej i ujemnej pary ech w skali czasu

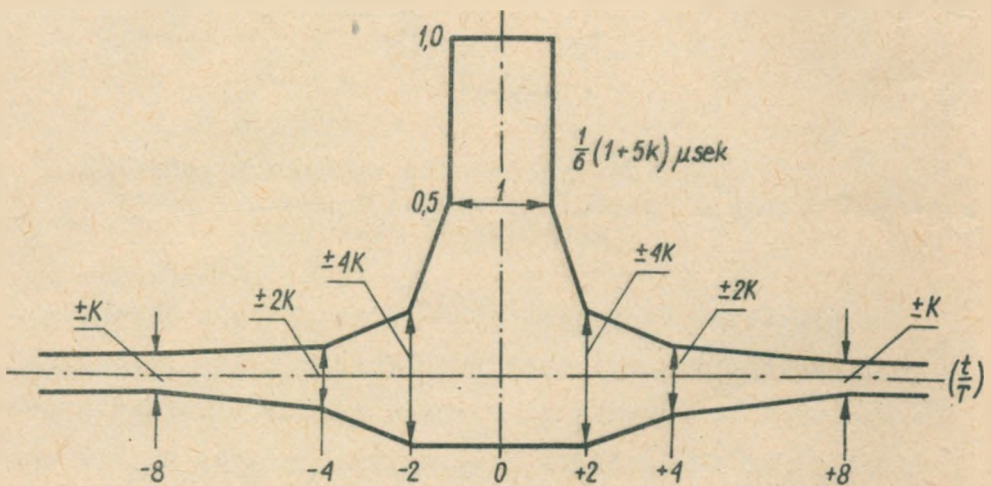
Jeżeli teraz dany jest sygnał pomiarowy o określonym widmie częstotliwości oraz rzeczywisty układ przenoszący ten sygnał, wówczas na różnych częstotliwościach powstaną różne echa, które zniekształcą sygnał wyjściowy.

Jako impuls pomiarowy, jak już wyżej podano, stosuje się obecnie impuls typu sinus - kwadrat (rys. 4a). Używa się przy tym impulsów o dwu różnych szerokościach -  $T_1 = T$  i  $T_1 = 2T$ . Impuls  $2T$ , o węższym widmie częstotliwości, służy z reguły do kontroli układu i pozwala ocenić, czy dopuszczalne tolerancje parametrów układu nie

zostały przekroczone, natomiast impuls  $T$ , o dwukrotnie szerszym widmie częstotliwościowym, używa się do dokładnego określania stopnia zniekształceń.

Szerokość impulsu ( $2T$ ), służącego do pomiaru układu o częstotliwości granicznej  $f_g$ , oblicza się z zależności (1); otrzymuje się więc  $2T = \frac{1}{f_g}$ .

Metoda ta nie byłaby jednak dogodna, gdyby nie umożliwiała oceny zniekształceń w sposób prosty. Osiąga się to przez stosowanie specjalnego szablonu określającego dopuszczalne tolerancje parametrów badanego układu. Szablon taki podano na rysunku 16. Szablon określa pole, w



Rys. 16. Szablon do oceny zniekształceń impulsu  $\sin^2$

którym powinien się zmieścić, zniekształcony przez badany układ, impuls  $\sin^2$ , jeśli parametry układu nie przekroczyły tolerancji ustalonych przy opracowywaniu szablonu.



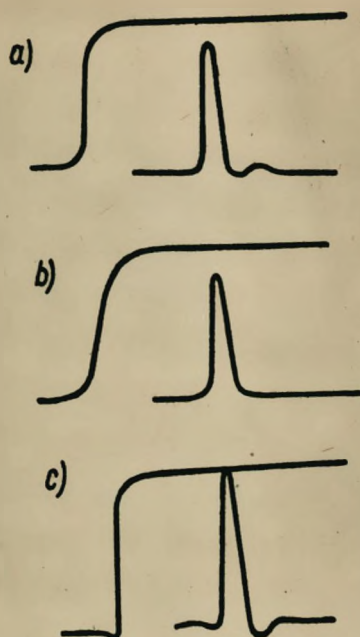
Szablon tolerancji określa się metodą statystyczną najczęściej w ten sposób, że charakterystyki częstotliwościowe danego układu kształtuje się do momentu uzyskania obrazu o jakości uznanej jeszcze za wystarczającą. Charakterystyki takie odpowiadają więc jeszcze dopuszczalnym zniekształceniom. Następnie do danego układu doprowadza się impuls  $\sin^2$  i określa zniekształcenia, jakim on ulega. Umożliwia to określenie tzw. współczynnika zniekształceń, oznaczonego zwykle jako  $K$ , na podstawie którego wykreśla się już odpowiedni szablon pokazany na rys. 16.

Połączenie impulsu typu  $\sin^2$  z szerokim impulsem o kształcie prostokątnym pozwala również wnioskować o rodzaju zniekształceń występujących w danym układzie. Na rys. 17 podano przykłady oscylogramów uzyskiwanych przy użyciu takich dwu rodzajów impulsów.

Obraz podany na rys. 17a jest przykładem występowania w układzie zniekształceń amplitudowych w zakresie wielkiej częstotliwości pasma przenoszonego, na co wskazuje mniejsza wartość amplitudy impulsu  $\sin^2$  niż amplitudy impulsu prostokątnego, jak również zniekształceń fazowych, wywołujących zafalowanie podstawy impulsu.

Rysunek 17b wskazuje na występowanie wyłącznie zniekształceń amplitudowych. Oscylogram z rysunku 17c pozwala stwierdzić, że w układzie występują głównie zniekształcenia fazowe.

Impuls typu  $\sin^2$  można wytworzyć kilkoma sposobami. Do typowych sposobów należą:



Rys. 17. Obrazy zniekształceń impulsu  $\sin^2$  w torach wizyjnych

1) podnoszenie do kwadratu sygnału sinusoidalnego za pomocą lampy pracującej na parabolicznym odcinku jej charakterystyki siatkowej,

2) wycięcie za pomocą impulsu bramkującego z sygnału kosinusoidalnego jednego okresu, zgodnie z zależnością  $\sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos \alpha}{2}$ ,

3) ukształtowanie za pomocą układu specjalnego filtra impulsu  $\sin^2$  z wąskiego impulsu o kształcie trójkątnym lub prostokątnym.

Pierwsze dwa sposoby nastroczają pewne trudności, natomiast trzeci jest obecnie powszechnie stosowany i zalecany przez CCIR.

Dla standardu 625-liniowego szerokość stosowanego do kontroli impulsu  $\sin^2$  jest równa  $2T = \frac{1}{f_g} = \frac{1}{6 \cdot 10^6}$  .

$\cdot 10^6 = 0,167 \text{ } \mu\text{ssek.}$

Należy tu również wspomnieć, że metoda "par ech" znajduje zastosowanie w nowoczesnych korektorach fazowych. Ponieważ zniekształcenia częstotliwościowe układów elektronicznych wywołują zniekształcenia amplitud i faz pewnych częstotliwości, przez dodanie więc do sygnału zniekształconego szeregu odpowiednich par ech można uzyskać praktyczną kompensację zniekształceń. Jest to metoda stosunkowo prosta układowo.

Główną częścią układu takiego korektora jest linia długa o określonym czasie opóźnienia. Z odczepów tej linii otrzymuje się poszczególne echa sygnałów. Odpowiednie układy wzmacniaczy symetrycznych pozwalają uzyskać dodatnie i ujemne pary ech, które miesza się z sygnałem wyjściowym układu podlegającego korekcji.

## 2.2. Linie kontrolne

Jak już zaznaczono na wstępie, nowoczesne metody dążą do pomiaru lub kontroli parametrów toru sygnału wizyjnego w sposób ciągły, tzn. w czasie nadawania normalnego programu. Oprócz informacji dotyczących rodzaju i wielkości istniejących lub powstających zniekształceń, pozwala to w niektórych przypadkach na natychmiastową ich korekcję.

Zasada pomiaru polega w tym przypadku na wprowadzaniu do sygnału wizyjnego, w czasie trwania impulsów gaszących odchylenia pionowego, odpowiednich pomiarowych sygnałów elektrycznych, umożliwiających określanie istniejących zniekształceń. Wykorzystuje się do tego celu jedną lub kilka linii wybierania, w czasie trwania impulsu gaszącego odchylenia pionowego. Na liniach tych umieszcza się sygnały pomiarowe. Specjalne urządzenia odbiorcze z odpowiednią selekcją czasową pozwalają obserwować te sygnały po przejściu przez badany tor transmisyjny i określać w ten sposób parametry toru.

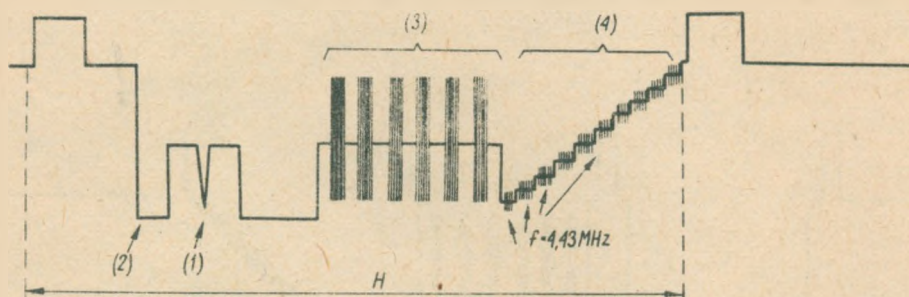
Sygnały pomiarowe wtrącone do sygnału wizyjnego nie są widoczne na ekranie odbiornika telewizyjnego, a więc nie powodują zakłóceń normalnego odbioru, umożliwiając jednocześnie ciągłą kontrolę jakości emisji.

Metoda ta pozwala na określanie najważniejszych parametrów toru, a szczególnie:

- 1) przenoszonego pasma częstotliwości,
- 2) zniekształceń częstotliwościowych amplitudy i fazy,
- 3) charakterystyki stanów przejściowych,
- 4) skali kontrastów,
- 5) odbić w telewizyjnym torze nadawczym,
- 6) poziomowi bieli i czerni.

Do badania można, w zasadzie, stosować szereg charakterystycznych sygnałów umieszczonych na jednej linii wybierania, tak jak to podano na rysunku 18. Ze względu jednak na duże ściśnięcie sygnałów i związane z tym trud-

ności dokładnej obserwacji ich zniekształceń sygnały takie umieszcza się najczęściej na trzech kolejnych liniach, w każdym okresie wygaszania pionowego.



Rys. 18. Sygnały pomiarowe umieszczone na jednej linii kontrolnej

Zniekształcenia charakterystyk częstotliwościowych oraz stanów przejściowych określa się za pomocą impulsu  $\sin^2$  (1) o szerokości  $2T \approx 0,167$  usek. Może on jednocześnie służyć do kontroli odbić w torze sygnału wizyjnego, powstających w wyniku złego dopasowania układów.

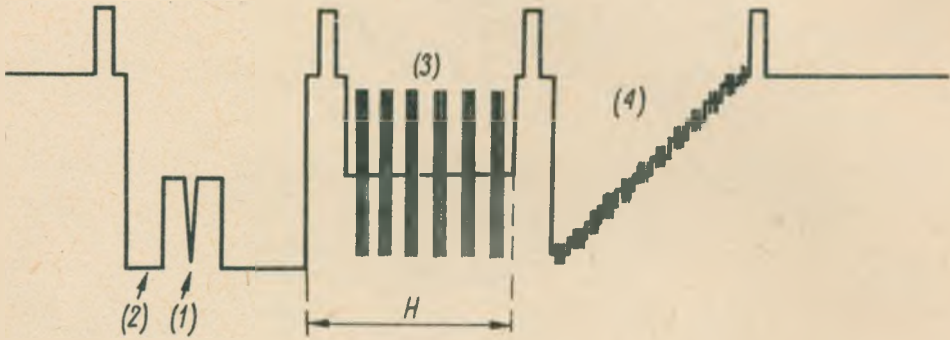
Do określania poziomu maksymalnej bieli, nie zawsze występującego w obrazie, służy impuls prostokątny (2).

Do określania szerokości przenieszonego pasma częstotliwości stosuje się sygnał (3), składający się z grup sinusoid o częstotliwościach np.: 0,5; 1,5; 3,0; 4,5; 5,0; 6,0 MHz.

Zniekształcenia skali kontrastów określa się przeważnie za pomocą sygnału schodkowego (4) z nałożonym sy-

gnałem sinusoidalnym o częstotliwości 4,43 MHz, przewidzianym do pomiarów telewizji kolorowej. Można tu również stosować napięcie rosnące liniowo.

Rysunek 19 przedstawia trzy kolejne linie kontrolne, określone zaleceniem OIRT dla znormalizowanego sygnału wizyjnego o amplitudzie 1 V.



Rys. 19. Sygnały pomiarowe umieszczone w trzech liniach kontrolnych

Położenie linii kontrolnych, licząc od czoła pierwszego impulsu grupy tworzącej sygnał synchronizujący odchyłania pionowego, ustalono jako:

- w półobrazie nieparzystym - linie 17, 18 i 19,
- w półobrazie parzystym - linie 330, 331 i 332.

Na pierwszej linii umieszcza się impuls  $\sin^2$  o szerokości 0,167  $\mu\text{sek}$  i amplitudzie 0,25 V. Impuls ten jest umieszczony na poziomie 0,35 V, licząc od poziomu bieli. Przed impulsem  $\sin^2$  znajduje się impuls prostokątny.

kątny o szerokości 10  $\mu$ sek. i amplitudzie 0,70 V. Na końcu tej linii znajduje się drugi impuls o takiej samej amplitudzie, lecz o szerokości 30  $\mu$ sek. Pierwszy z nich służy do określania poziomu bieli, drugi - zniekształceń na małych częstotliwościach.

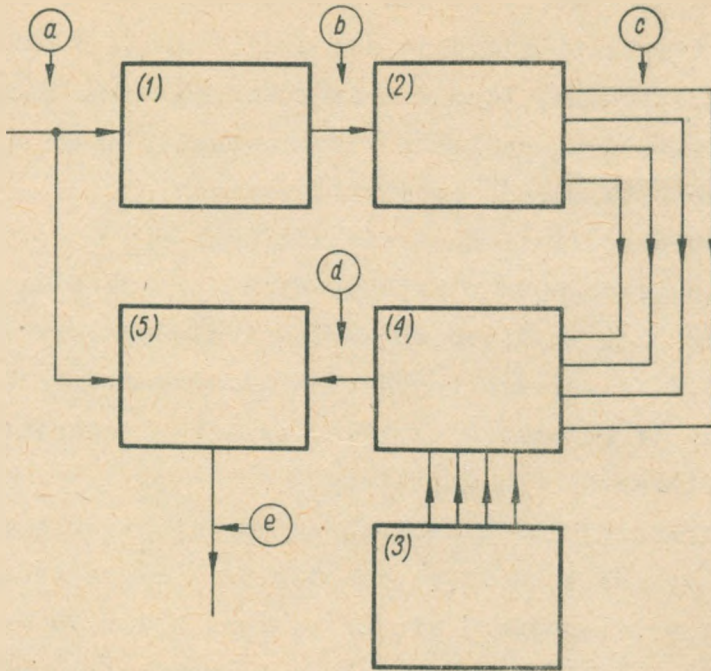
W drugiej linii kontroli znajduje się 6 grup sygnałów sinusoidalnych o wspomnianych uprzednio częstotliwościach i o amplitudach wartości międzyszczytowych równych 0,5 V, umieszczonych również na poziomie 0,35 V. Sygnały te pozwalają określać przebiegi charakterystyki częstotliwościowej amplitudy.

W trzeciej linii kontrolnej występuje dziesięciostopniowy sygnał schodkowy o amplitudzie międzyszczytowej 0,5 V, rozciągającej się od poziomu 0,1 V do 0,6 V z nałożonym sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 4,43 MHz. Pozwala on określać charakterystykę zniekształceń nieliniowych.

Przykładem rozwiązania urządzenia umożliwiającego wprowadzenie linii kontrolnych do sygnału wizyjnego jest układ blokowy podany na rys. 20. Na rys. 21 są podane odpowiednie przebiegi elektryczne na wyjściach poszczególnych bloków.

Przedstawiony układ zawiera 5 bloków, w których zachodzą następujące procesy:

- 1) blok (1), w którym z całkowitego sygnału wizyjnego (rys. 21a) wytwarza się sygnał trzech linii kontrolnych (rys. 21b),



Rys. 20. Układ blokowy urządzenia wprowadzającego linie kontrolne do sygnału wizyjnego

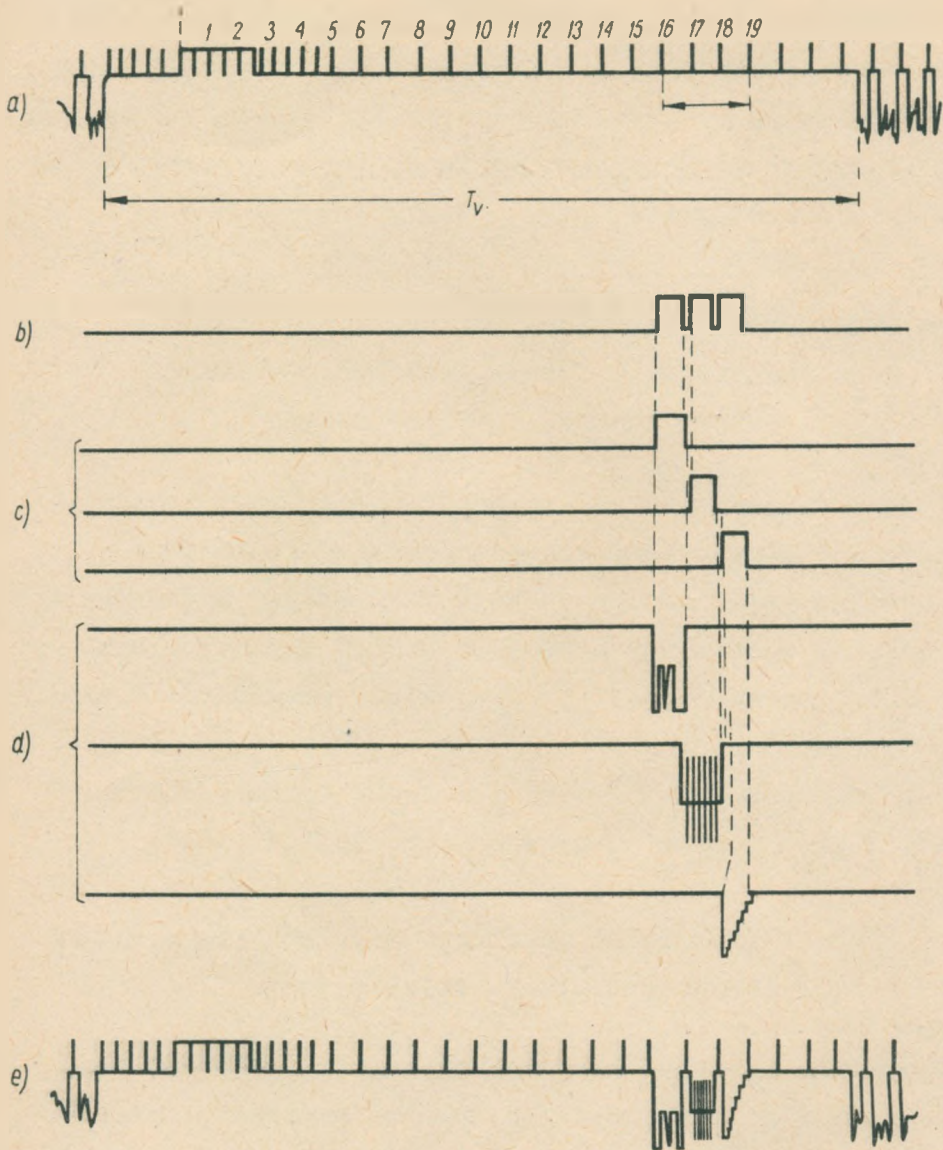
2) blok (2), w którym wytwarza się oddzielne impulsy linii kontrolnych (rys. 21c),

3) blok (3), w którym wytwarza się sygnały pomiarowe, sygnał  $\sin^2$  wraz z impulsami prostokątnymi. Ponadto wytwarza się tu sygnały grup sinusoid o częstotliwościach: 0,5 - 1,5 - 3,0 - 4,5 - 5 - 6 MHz, jak również sygnał schodkowy,

4) blok (4), w którym wprowadza się sygnały pomiarowe do linii kontrolnych (rys. 21d),

5) blok (5), w którym wprowadza się ukształtowane linie kontrolne do całkowitego sygnału wizyjnego (rys. 21e).





Rys. 21. Kształty sygnałów w układach urządzenia linii kontrolnych

Do pomiaru sygnałów umieszczonych na liniach kontrolnych niezbędne jest odpowiednie urządzenie odbiorcze z lampą oscylograficzną, umożliwiającą obserwację wycinka sygnału wizyjnego, zawierającego te linie. Do tego celu może służyć również typowy oscylator pomiarowy, wyposażony w selektor linii.

### 3. POMIAR I KONTROLA GŁĘBOKOŚCI MODULACJI ORAZ PARAMETRÓW OBWIEDNI SYGNAŁU EMITOWANEGO PRZEZ NADAJNIK SYGNAŁÓW OBRAZU

W celu ciągłej kontroli prawidłowości pracy nadajnika sygnałów obrazu jest konieczne umożliwienie pomiaru co najmniej głębokości modulacji fali nośnej nadajnika, jak również parametrów sygnału synchronizującego, wysyłanego do abonentów, od którego zależy prawidłowość syntezy obrazu.

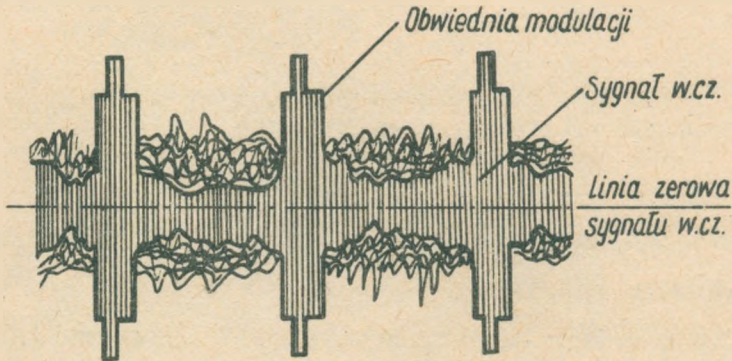
Dla zapoznania się z tymi pomiarami opisane zostaną metody i układy opracowane w Instytucie Łączności.

#### 3.1. Miernik głębokości modulacji i parametrów obwiedni emitowanego sygnału telewizyjnego

Specyfika sygnału telewizyjnego nie pozwala na pomiar głębokości modulacji fali nośnej nadajnika metodami ogólnie znanymi w radiotechnice.

Najprostszą metodą pomiaru głębokości modulacji byłaby obserwacja zmodulowanego sygnału w.cz. bezpośrednio na ekranie lampy oscylograficznej. Otrzymywany w

ten sposób obraz jest podany na rys. 22. Pozwoliłby on na określenie głębokości modulacji fali nośnej nadajnika sygnałami wizyjnymi, wielkości odstępstwa bezpieczeństwa modulacji itp.

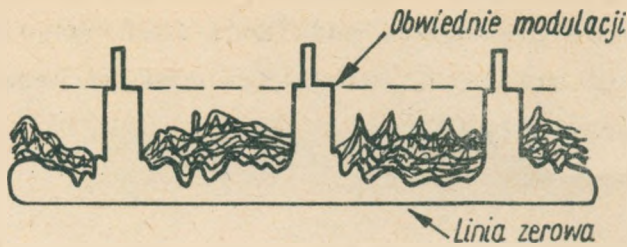


Rys. 22. Zmodulowany sygnał wielkiej częstotliwości otrzymany na oscylografie pomiarowym

Metoda ta nastrocza jednak poważne trudności ze względu na duże częstotliwości nośne sygnału i konieczność dysponowania dużymi amplitudami sygnału w.cz. Ponadto otrzymany obraz ma w ogólności małą jaskrawość, która uniemożliwia dokonywanie dokładnych pomiarów.

W celu uniknięcia tych wszystkich trudności opracowano metodę<sup>1)</sup>, która pozwala na wykorzystanie do obserwacji oscylograficznej zdetektowanej obwiedni modulacji sygnału w.cz., przy jednoczesnym odtworzeniu linii zerowej tego sygnału. Daje to wszystkie informacje niezbędne do określenia parametrów modulacji, a jednocześnie pozwala na uzyskanie obrazu o dużej jaskrawości (rys. 23). Z ry-

<sup>1)</sup> Zgłoszenie patentowe IŁ.



Rys. 23. Zdetektowany sygnał wielkiej częstotliwości z odtworzoną linią zerową otrzymany na ekranie oscylografu

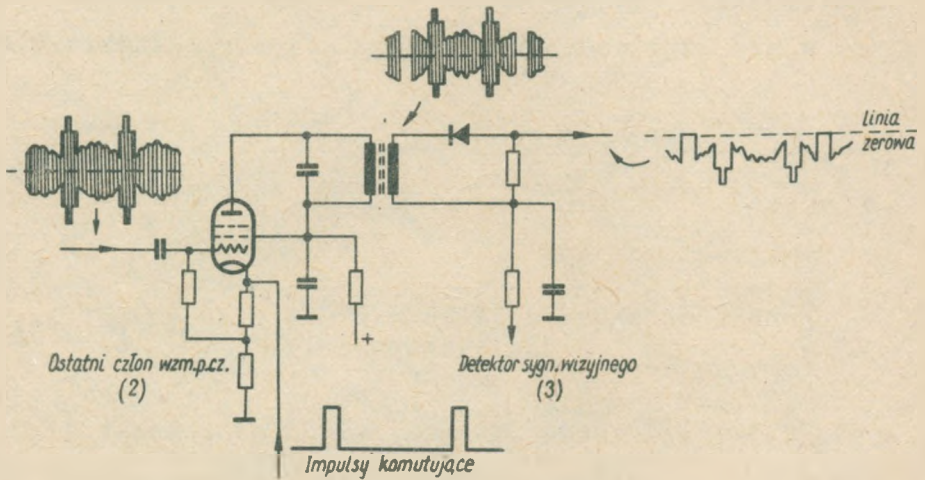
sunku tego można już w prosty sposób określić odpowiednie parametry modulacji.

W metodzie tej istotny jest sposób odtwarzania linii zerowej przebiegu w.cz. lub p.cz. po detekcji sygnału. W opracowanym układzie osiąga się to przez okresowe sprrowadzanie amplitudy sygnału modulowanego do wartości zerowej.

Aby nie wprowadzać zakłóceń do sygnału obserwowanego na ekranie oscylografu, napięcie wielkiej częstotliwości periodycznie wytłumia się w okresach powrotu linii lub półobrazu zależnie od tego, czy chcemy oglądać obraz przebiegu jednej lub kilku linii, czy też obraz całego okresu wybierania obrazu.

W okresie wytłumiania fali nośnej, amplituda sygnału w.cz. lub p.cz. (zależnie od tego, w którym miejscu odbiornika następuje wytłumianie sygnału) spada do wartości zerowej, dając na ekranie lampy oscylograficznej ślad jej położenia.

W opracowanym układzie uzyskiwanie linii zerowej przebiegu odbywa się przez wytłumianie sygnału o częstotliwości pośredniej w ostatnim stopniu wzmacniacza p.c.z. odbiornika telewizyjnego. Schemat tego stopnia jest przedstawiony na rys. 24.



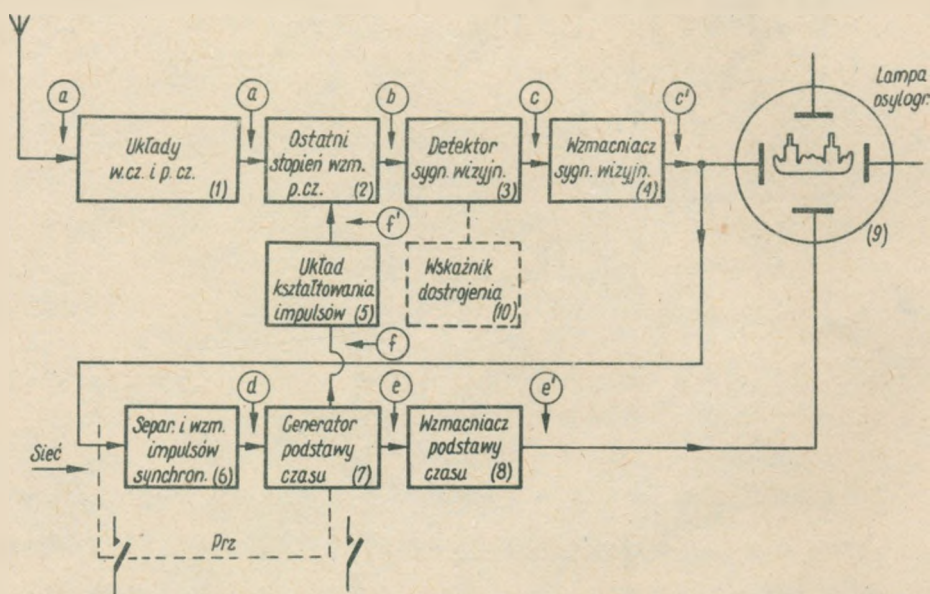
Rys. 24. Układ odtwarzający linię zerową sygnału wielkiej częstotliwości

Praca lampy zostaje przerwana z chwilą doprowadzenia do jej katody dużego impulsu dodatniego. W tym czasie spada amplituda wzmacnianych drgań p.c.z. do zera, co powoduje również odpowiedni spadek prądu w obwodzie detektora sygnału wizyjnego. Wskutek bezpośredniego sprzężenia tego detektora z lampą wzmacniacza sygnału wizyjnego następuje dokładne określenie poziomu linii zerowej względem wszystkich poziomów obwiedni sygnału w.c.z. Teraz już sygnał zdetektowany może być wzmacniany nawet w

układach o sprzężeniu pojemnościowym bez obawy utraty poziomu zerowego.

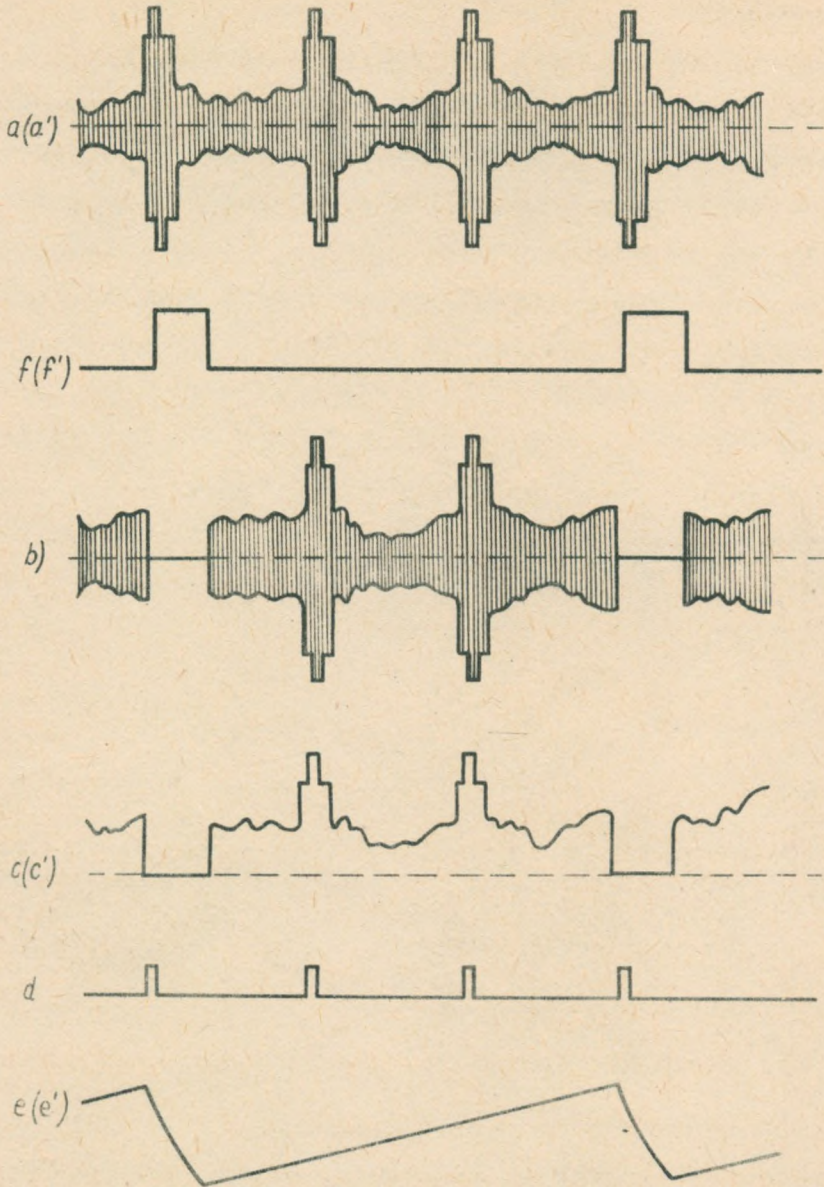
Oparty na tej zasadzie miernik pozwala oprócz głębokości modulacji mierzyć również i inne parametry sygnału wizyjnego, a przede wszystkim określać wzajemne stosunki amplitud poszczególnych rodzajów sygnałów.

Ogólny układ blokowy miernika podany jest na rys. 25. Sygnał w.c.z. doprowadzony z anteny ulega w układzie w.c.z.



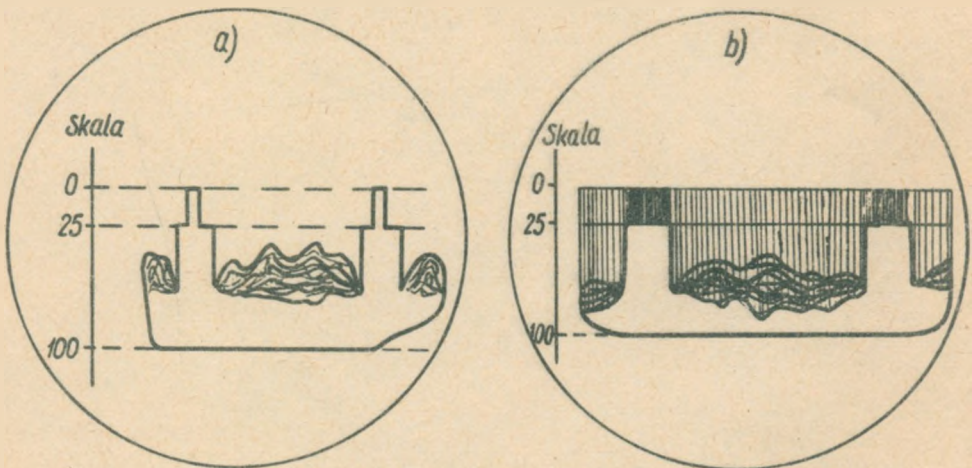
Rys. 25. Układ blokowy miernika głębokości modulacji

i p.c.z. (1) wzmacnieniu i przemianie częstotliwości. Po zdetektowaniu (3) jest on ponownie wzmacniany przez wzmacniacz sygnału wizyjnego (4), a następnie doprowadzony do pionowych płytek odchylających lampy oscylograficznej (9). Jednocześnie, z wyjścia wzmacniacza (4) sygnał wi-



Rys. 26. Kształty sygnałów w różnych punktach układu miernika głębokości modulacji

zynny doprowadza się do układu separatora i wzmacniacza impulsów synchronizujących (6). Otrzymane impulsy synchronizują układ generatora podstawy czasu (7). Przełącznik (Prz) pozwala zmieniać okres trwania napięcia pilozębnego układu (7), umożliwiając obserwację przebiegów w czasie trwania kilku linii lub też w czasie trwania wybierania całego obrazu. Wzmocnione w układzie (8) sygnały pilozębne doprowadza się do poziomych płytek odchylających lampy oscylograficznej (9). Impuls powrotu wytworzony w układzie (7) zostaje ukształtowany (5) i doprowadzony do katody ostatniego stopnia p.cz. (2), gdzie w sposób wyżej opisany służy do odtworzenia poziomu linii zerowej sygnału p.cz.

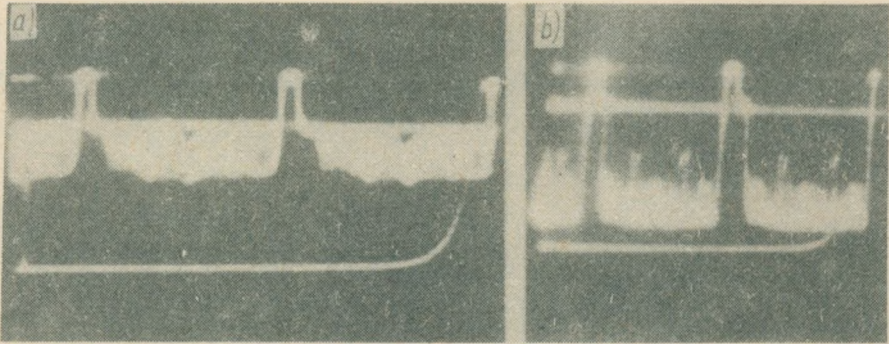


Rys. 27. Obraz obwiedni sygnału w.cz. na ekranie oscylografu po jego detekcji: a) dla okresu jednej linii, b) dla okresu obrazu

W celu uzyskania prawidłowego sygnału miernik wyposażono w optyczny wskaźnik prawidłowego dostrojenia. Kształ-



ty sygnałów w różnych punktach układu podaje rys. 26, natomiast otrzymany obraz na ekranie lampy oscylograficznej ma kształt przedstawiony na rys. 27a, przy obserwacji jednej linii, a na rys. 27b, przy obserwacji jednego półobrazu. Na rys. 28 pokazano zdjęcia ekranu lampy oscylograficznej z rzeczywistymi obrazami wykonane w czasie transmisji programu dla różnych głębokości modulacji.



Rys. 28 a,b. Zdjęcia z ekranu oscylografu miernika głębokości modulacji

### 3.2. Miernik czasu narastania i zanikania impulsów synchronizujących

Prawidłowość syntezy obrazu zależy, jak wiemy, od zachowania współbieżności układów odchylających odbiornika i kamery telewizyjnej, a więc i od parametrów impulsów synchronizujących przesyłanych w sygnale wizyjnym. Jednym z najważniejszych parametrów tego sygnału jest czas narastania impulsów synchronizujących, gdyż przed-

nie zbocza tego sygnału służą do synchronizacji urządzeń odbiorczych. Z przebiegu oscylograficznego całego sygnału wizyjnego trudno jest ocenić wartość czasu narastania. Dlatego do pomiaru tego parametru używa się oscylografu umożliwiającego poszerzenie skali czasu w okresie narastania impulsu. Manipulacje takie są jednak trudne do przeprowadzenia w czasie trwania transmisji, gdy mamy do czynienia z całkowitym sygnałem wizyjnym. Należałoby przede wszystkim wyseparować impulsy synchronizujące, a następnie przeprowadzać pomiary. Ponadto, jest to pomiar pracochłonny, a więc może być dokonywany tylko od czasu do czasu.

W celu umożliwienia ciągłej kontroli czasu narastania lub zanikania impulsów w czasie transmisji została opracowana specjalna metoda pomiaru<sup>1)</sup>.

Zasada pracy miernika oparta jest na pomiarze amplitudy zróżniczkowanego impulsu synchronizującego.

Ponieważ rzeczywisty kształt impulsu synchronizującego w okresie narastania ma charakter wykładniczy, wyrażony zależnością

$$u = U \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}} \right)$$

gdzie  $\tau_0$  - stała czasowa sygnału mierzonego w okresie narastania impulsu,

sygnał więc zróżniczkowany w obwodzie o stałej czasu  $\tau$  (rys. 29) wyrazi się zależnością

---

<sup>1)</sup> Zgłoszenie patentowe IL.

$$u' = \frac{d}{dt} (u) = U \frac{\Lambda}{1 - \Lambda} \left( 1 - e^{-\frac{1 - \Lambda}{\Lambda} \cdot \frac{t}{\tau_0}} \right) \frac{R}{R + r_w}$$

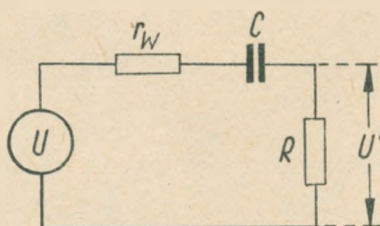
gdzie  $\Lambda = \frac{\tau}{\tau_0}$

$$\tau = (R + r_w)C$$

Maksymalna amplituda zróżniczkowanego sygnału wyniesie

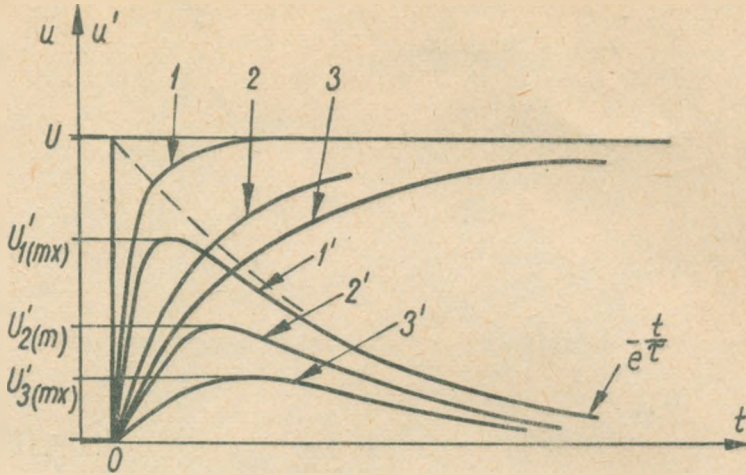
$$U'_{\max} = U \Lambda e^{\frac{\Lambda}{1 - \Lambda}} \ln \Lambda \left( \frac{R}{R + r_w} \right)$$

Jak widać, wartość maksymalna zależy tu od czasu narastania impulsu mierzonego. Dla danego obwodu różniczkującego wartość ta jest więc miarą czasu narastania impulsu.



Rys. 29. Obwód różniczkujący

Na rysunku 30 są przedstawione przebiegi okresów narastania sygnału o różnym czasie narastania i odpowiadające im przebiegi po zróżniczkowaniu tych sygnałów. Wy-

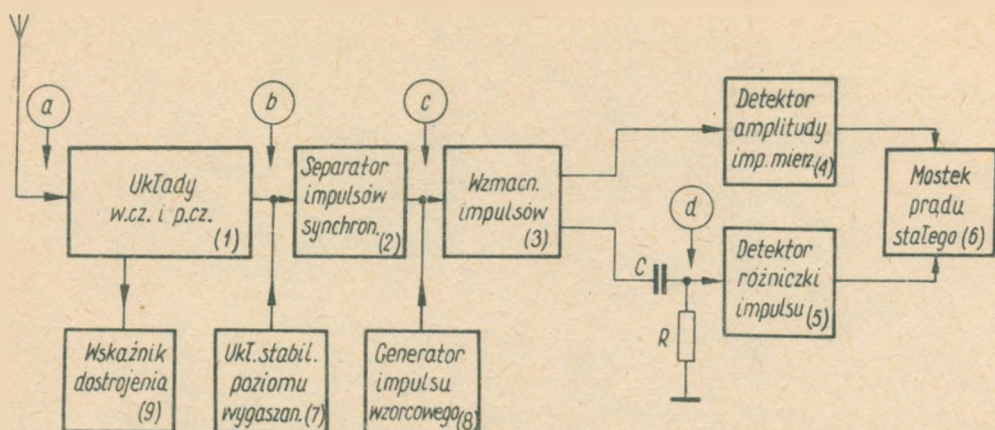


Rys. 30. Kształty sygnałów w obwodzie z rys. 29

korzystając tę zależność można zbudować miernik oscylograficzny lub wskazówkowy. W pierwszym przypadku dla określonej amplitudy impulsu mierzonego można na ekranie nanieść linie poziome (wyskalowane w czasach narastania), odpowiadające stosunkowi amplitud impulsu zrózniczkowanego i mierzonego. W drugim przypadku dla porównania wartości tych dwóch amplitud można zastosować odpowiedni woltomierz lampowy.

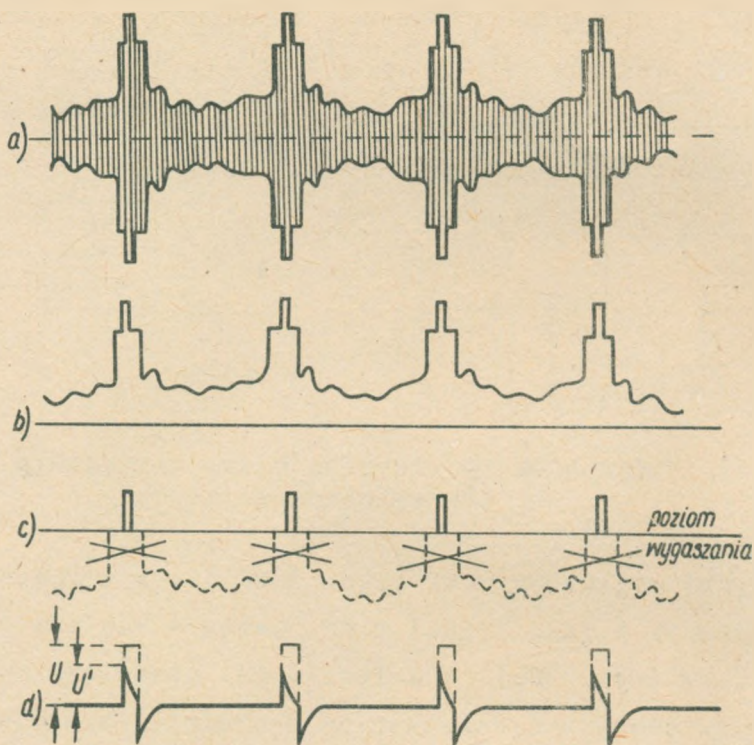
Na odpowiednio przeskalowanym przyrządzie wskazówkowym można więc otrzymać wartości czasów narastania impulsów, wyrażone w usek. Do kontroli ciągłej jest to metoda szybka, wygodna i nie wymagająca specjalnych manipulacji pomiarowych.

Na rysunku 31 podano blokowy układ opracowanego miernika, a na rys. 32 kształty sygnałów w różnych punktach układu.



Rys. 31. Układ blokowy miernika czasu narastania impulsów synchronizujących

Sygnal wejściowy w.cz (rys. 32a) ulega w układzie (1) wzmacnieniu i jako sygnał p.cz. zostaje następnie zdetektowany (rys. 32b). W układzie (2) następuje wydzielenie impulsów synchronizujących dokładnie na poziomie wygaszania, a to w celu uzyskania pełnej amplitudy tych impulsów (rys. 32c). Ulegają one wzmacnieniu do potrzebnego poziomu w układzie (3). Końcowy wzmacniacz impulsów (3) jest sprzężony z dwoma układami detektorów szczytowych. Pierwszy układ (4) dostarcza napięcia proporcjonalnego do amplitudy impulsu mierzonego  $U$ , drugi natomiast (5) - proporcjonalnego do amplitudy różniczki impulsu  $U'$  (rys. 32d). Następnie oba te sygnały doprowadza się do mostka prądu stałego (6). Sygnał  $U$  służy do zrównoważenia mostka, natomiast sygnał  $U'$  pozwala na bezpośrednie odczytanie czasu narastania na odpowiednio przeskalowanym przyrządzie.



Rys. 32. Kształty sygnałów w układach miernika czasu narastania impulsów synchronizujących

Opisane układy stanowią tor zasadniczy pracy miernika. Oprócz nich w mierniku znajduje się układ stabilizacji poziomu wygaszania (7) sygnału wizyjnego, umożliwiający separację impulsów synchronizujących, dokładnie na tym poziomie wygaszania oraz układ kontroli (8), zawierający generator wzorcowego impulsu o określonym czasie narastania, który pozwala sprawdzać działanie przyrządu na określonym znaczniku skali.

Omówione w artykule zagadnienia pomiarowe podają ogólny obraz stanu obecnej techniki kontroli emisji telewizyjnych i nowe kierunki jej rozwoju, a ponadto wskazują na stały postęp w tej dziedzinie, mający na celu zwiększenie ilości mierzonych parametrów i podniesienie dokładności pomiarów.





