

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIII

ZESZYT 4(44)

WARSZAWA 1966

WYDAWNICTWA NAUKOWO - TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

1. <i>Józef Fabijański</i> — Podstawowe pojęcia teorii ruchu telefonicznego . . .	3
2. <i>Lech Kosiarek, Andrzej Nowak</i> — Przyczynnik projektowania równoważników i korektorów metodą syntezy	31
3. <i>Tadeusz Bzowski, Alina Karwowska-Lamparska, Elżbieta Janczewska</i> — Urządzenie do kontroli parametrów jakościowych toru wizyjnego w czasie transmisji programowej	43

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>Ю. Фабилянски</i> — Основные понятия теории телефонного сообщения	3
2. <i>Л. Косярек, А. Новак</i> — Замечания к проектированию балансных контуров и корректоров по методу синтеза	31
3. <i>Т. Бзовски, А. Карвовска-Лямпарска, Э. Янчевска</i> — Устройство для контроля качественных показателей телевизионного тракта во время передачи программы	43

CONTENTS

1. <i>J. Fabijański</i> — Fundamental notions on theory of telephone traffic . . .	3
2. <i>L. Kosiarek, A. Nowak</i> — Contribution to designing the balancing networks and equalizers by a synthesis method	31
3. <i>T. Bzowski, A. Karwowska-Lamparska, E. Janczewska</i> — A device for checking on the quality parameters of a video channel during program transmission	43

SOMMAIRE

1. <i>J. Fabijański</i> — Notions fondamentales de la théorie du trafic téléphonique	3
2. <i>L. Kosiarek, A. Nowak</i> — Contribution aux calculs des équilibreurs et correcteurs basés sur la théorie de synthèse	31
3. <i>T. Bzowski, A. Karwowska-Lamparska, E. Janczewska</i> — Dispositif de contrôle des paramètres de qualité de la chaîne video, au cours d'une transmission du programme	43

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>J. Fabijański</i> — Grundbegriffe der Fernsprechverkehrstheorie	3
2. <i>L. Kosiarek, A. Nowak</i> — Beitrag zur Projektierung der Nachbildungen und Entzerrer nach Synthesismethode	31
3. <i>T. Bzowski, A. Karwowska-Lamparska, E. Janczewska</i> — Einrichtung für die Kontrolle der qualitativen Parameter der Fernsehleitung während der Programmübergabe	43

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XIII

ZESZYT 4(44)

WARSZAWA 1966

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

K o m i t e t R e d a k c y j n y
Redaktor Naczelny — *prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski*

Redaktorzy działów:
prof. mgr inż. Feliks Błocki, adj. inż. Aleksy Brodowski,
prof. mgr inż. Lesław Kędziński
Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

A d r e s R e d a k c j i
Instytut Łączności, Warszawa — Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym
Instytutu Łączności

Redaktor techniczny *Iwona Czarnecka*

WNT Warszawa 1967. Wydanie 1. Nakład 565 egz. Ark. wyd. 5,0 Ark. druk.
4,5(5,99/A). Format B5. Papier dr. sat. kl. V — 70 g. Oddano do składania
23. 6. 67. Podpisano do druku 3. XI. 67. Druk ukończono w listopadzie 1967.
Symbol 80388 INB. Cena zł 19,—

Zakł. Graf. im. M. K. Poznań, Zam. 1445/67 — A-2

JÓZEF FABIJANSKI

621.395.31

PODSTAWOWE POJĘCIA TEORII RUCHU TELEFONICZNEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego
dnia 10.XI.1965 r.

Omówiono definicje szeregu podstawowych pojęć współczesnej teorii ruchu telefonicznego.

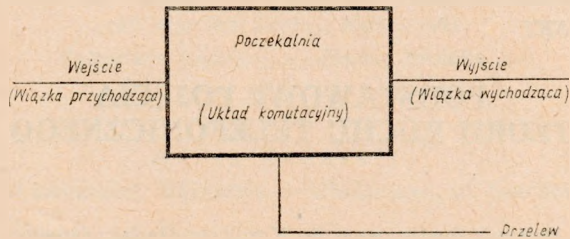
Wyprowadzenia niektórych ważniejszych zależności, cytowanych w tekście, podano w dodatkach. Stosowana terminologia jest oparta w dużej mierze na pracach Centralnej Komisji Słownictwa Elektrotechnicznego, odpowiedniki zaś terminów polskich w językach obcych — na pracach Międzynarodowego Kongresu Ruchu Telefonicznego.

1. KOMUTACJA TELEFONICZNA JAKO ZAGADNIENIE OBSŁUGI MASOWEJ

Statystyczna teoria ruchu telefonicznego stanowi jeden z najbardziej rozwiniętych i najwcześniej powstałych działów **teorii obsługi masowej**. Ilościowe ujęcie procesów takiej obsługi, związanej z zapotrzebowaniem zmieniającym się w czasie w sposób przypadkowy, jest możliwe tylko na gruncie teorii prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej. W zagadnieniach komutacji telefonicznej ten aparat matematyczny został po raz pierwszy zastosowany w sposób konsekwentny przez duńskiego teoretyka *A. K. Erlanga*, którego prace, opublikowane na początku bieżącego stulecia, zapoczątkowały rozwój nowoczesnej teorii ruchu telefonicznego.

Najogólniejszy schemat systemu obsługi masowej przedstawia rys. 1. Na wejściu (lub wejściach) pojawiają się zapotrzebowania na usługi (mogą to być np. interesanci zgłaszający się do jakiegoś urzędu). W części środkowej, nazwanej symbolicznie „poczekalnią”, zapotrzebowania te są kierowane do odpowiednich wyjść, zwanych też „kanałami obsługi” (w urzędach mogą to być np. okienka, w których są załatwiane sprawy interesantów). Kierowanie to może zależeć np. od rodzaju żądanej

usługi, jeżeli mogą być świadczone usługi różnego rodzaju (w urządzeniach poszczególne okienka mogą spełniać czynności tylko określonego rodzaju). Jeżeli świadczone są usługi tylko jednego rodzaju, to mogą jeszcze



Rys. 1. Ogólny schemat systemu obsługi masowej (lub stopnia łączenia)

istnieć ograniczenia wynikające z przyporządkowania każdemu wejściu nie wszystkich, lecz tylko niektórych kanałów obsługi. Jest to przypadek niepełnej dostępności, spotykany często w systemach komutacji telefonicznej.

Ilość kanałów obsługi w każdym systemie jest określona i stała; jest przy tym z reguły mniejsza od największej liczby zapotrzebowań na usługi, jakie mogą wystąpić jednocześnie. W systemach z **oczekiwaniem**¹⁾ zapotrzebowania, które z powodu chwilowej zajętości odpowiednich kanałów obsługi, nie mogą być zaspokojone niezwłocznie, są gromadzone w „poczekalni”, gdzie oczekują na załatwienie, w określonej kolejności, w miarę zwalniania się kanałów obsługi. W systemach ze stratami²⁾ oczekiwanie na załatwienie nie jest możliwe: zapotrzebowania nie zaspokojone niezwłocznie są odrzucane (tracone) lub też przekazywane „przelewem” na inne urządzenia obsługi masowej.

Mogą również istnieć systemy z **oczekiwaniem i stratami**, w których ilość zapotrzebowań oczekujących na załatwienie jest ograniczona.

Usługa telefoniczna polega na zestawieniu łącza telefonicznego między określonymi abonentami przez łączenie kolejnych odcinków łącza w odpowiednich punktach komutacji (centralach telefonicznych, stopniach łączenia) i utrzymanie tego połączenia przez czas potrzebny na przeprowadzenie rozmowy. W sensie węższym — usługę tę stanowi **utworzenie połączenia na pewnym stopniu łączenia**, tzn. połączenie określonego łącza, dochodzącego do układu komutacyjnego danego stopnia łączenia, z określonym łączem wychodzącym z tego układu. W związku z tym, ogólny schemat systemu komutacyjnego można również przedstawić tak, jak na rys. 1. Schemat ten dotyczy w zasadzie komutacji automatycznej, może jednak również obejmować, jako przy-

¹⁾ (ang.) waiting system, (fr.) système avec attente, (niem.) Wartesystem.

²⁾ (ang.) loss system, (fr.) système à appels perdus, (niem.) Verlustsystem.

padek szczególny, komutację ręczną. Z punktu widzenia określonego stopnia łączenia rozróżnia się **wiązkę przychodzącą**, po której łączach przychodzą **zgłoszenia** ³⁾ zapotrzebowania połączeń telefonicznych oraz **wiązkę wychodzącą** (która może stanowić wiązkę przychodzącą następnego stopnia łączenia). Przebiegający w czasie złożony proces przypadkowego napływu zgłoszeń zajmowania na pewien czas organów komutacyjnych oraz łączy i również przypadkowego ich zwalniania nosi nazwę **ruchu telefonicznego** ⁴⁾ (przez analogię do pojęcia ruchu w komunikacji, handlu itp.). **Źródło** ⁵⁾ (pierwotne) ruchu telefonicznego stanowi jakiegokolwiek urządzenie, z którego pochodzą zgłoszenia telefoniczne: może to więc być np. aparat telefoniczny abonenta. Ponieważ podczas zestawiania łącza telefonicznego zgłoszenie telefoniczne jest przekazywane kolejno na dalsze stopnie łączenia, można traktować wyjścia organów komutacyjnych każdego stopnia jako wtórne źródła ruchu telefonicznego.

2. STOPIEŃ ŁĄCZENIA I SEKCJA

Jak już wspomniano wyżej, istotnymi punktami komutacyjnymi z punktu widzenia sieci telefonicznej są centrale telefoniczne. Centrala może obejmować jeden lub więcej **stopni łączenia** ⁶⁾, połączonych między sobą **łączami międzystopniowymi** ⁷⁾. Połączenia w każdym stopniu wykonywane są w zasadzie w sposób niezależny od stanu innych stopni. Możliwość utworzenia połączenia na danym stopniu zależy przede wszystkim od tego, czy są wolne dostępne łącza wiązki wychodzącej. Jeżeli wszystkie dostępne łącza wiązki wychodzącej są zajęte, to ma miejsce stan natłoku, który można scharakteryzować prawdopodobieństwem jego występowania. Tak więc natłok ⁸⁾ definiuje się jako prawdopodobieństwo jednoczesnej zajętości wszystkich dostępnych łączy wiązki wychodzącej.

W pewnych jednak przypadkach, a przede wszystkim w systemach z wybierakami krzyżowymi, stopień łączenia może mieć strukturę bardziej złożoną, a mianowicie może zawierać łańcuch dwu lub więcej **sekcji** ⁹⁾ połączonych wiązkami **łączy międzysekcyjnych** ¹⁰⁾. Sekcje te,

³⁾ (ang.) call, (fr.) appel, (niem.) Anruf.

⁴⁾ (ang.) telephone traffic, (fr.) trafic téléphonique, (niem.) Fernsprechverkehr.

⁵⁾ (ang.) source, (fr.) source.

⁶⁾ (ang.) Selection stage, (fr.) étage de sélection, (niem.) Wahlstufe.

⁷⁾ (ang.) trunk, (fr.) jonction, (niem.) Zwischenleitung.

⁸⁾ (ang.) time congestion, (fr.) encombrement dans le temps, (niem.) Gefahrzeit.

⁹⁾ (ang.) stage, (fr.) étage, (niem.) Stufe.

¹⁰⁾ (ang.) link, (fr.) maillon, (niem.) Zweischenleitung.

objęte wspólnym sterowaniem, realizują połączenia między danym łączem wiązki przychodzącej i z góry określonym wolnym łączem wiązki wychodzącej. W tym przypadku, pomimo braku natłoku (istnienie dostępnego wolnego łącza w wiązce wychodzącej) wykonanie połączenia może okazać się niemożliwe z powodu chwilowego braku wolnych odpowiednich łączy międzysekcyjnych. Może tu więc występować stan **natłoku wewnętrznego**¹¹⁾, oprócz natłoku w sensie wyżej określonym.

3. WIELOKROCIA I INTERKONEKSJA

Dostępność łączy wiązki wychodzącej wiąże się z zagadnieniem **interkoneksji**¹²⁾ i tworzenia tzw. **wielokroci**¹³⁾. Odpowiednie punkty pól stykowych pewnej liczby organów komutacyjnych, przyporządkowanych różnym grupom źródeł ruchu, są łączone ze sobą (zwielokrotniane), tworząc tzw. **wielokrocie**, które można przedstawić schematycznie w sposób, jak na rys. 2. Poszczególne rzędy poziome obejmują punk-



Rys. 2. Przykład wielokrocia stopniowanego, prostego (optymalnego w sensie O'Della)

ty odpowiadające kolejnym pozycjom wyboru organów komutacyjnych (wybieraków), w grupach tych organów przyporządkowanych poszczególnym grupom źródeł. Określa się je jako grupy interkoneksji lub **wielokrocia jednostkowe**¹⁴⁾. Poszczególne pozycje są wybierane kolejno w ruchu swobodnym wybieraka, który zatrzymuje się na pozycji, do której jest dołączone wolne łącze wiązki wychodzącej. Takie **wybijanie swobodne**¹⁵⁾ może być **wybijaniem kolejnościowym**¹⁶⁾ lub **wybijaniem przypadkowym**¹⁷⁾. W pierwszym wypadku wybierak powraca zawsze do pozycji wyjściowej i przebiega pozycje kolejno zaczynając od pierwszej, w drugim

¹¹⁾ (ang.) internal congestion, (fr.) encombrement interne.

¹²⁾ (ang.) interconnection, grading, (fr.) brassage, (niem.) Mischung.

¹³⁾ (ang.) multiple, (fr.) multiplage, (niem.) Vielfachfeld.

¹⁴⁾ (ang.) grading group, (fr.) groupe, (niem.) Teilgruppe.

¹⁵⁾ (ang.) hunting, (fr.) recherche, (niem.) freie Wahl.

¹⁶⁾ (ang.) sequential hunting, (fr.) recherche séquentielle.

¹⁷⁾ (ang.) random hunting, (fr.) recherche au hasard.

zaś — rozpoczyna swój ruch od pozycji, na której się ostatnio zatrzymał; w tym przypadku można przyjąć, że zajęcie jakiegokolwiek pozycji jest równoprawdopodobne.

Interkoneksja polega na odpowiednim połączeniu między sobą poszczególnych pozycji wielokroci jednostkowych i odpowiednim dołączeniu do nich łączki wiązki wychodzącej. Otrzymane w ten sposób wielokrocie nazywane bywa wielokrociem **złożonym**.

Jeżeli liczba łączy w wiązce wychodzącej nie przekracza liczby k pozycji wyboru wielokroci jednostkowych, określonej jako **dostępność**¹⁸⁾, to można przez odpowiednią interkoneksję wielokroci jednostkowych uzyskać to, że każde łącze wiązki wychodzącej jest dostępne z każdej grupy interkoneksji. Taka wiązka wychodząca nosi nazwę **wiązki pełnodostępnej**¹⁹⁾. Jeżeli dostępność ta nie jest ograniczona przez możliwość powstawania natłoku wewnętrznego na danym stopniu łączenia, wiązka ta stanowi **wiązkę doskonałą**¹⁹⁾. W pierwszym wypadku łącza wiązki wychodzącej są **dostępne**, lecz nie koniecznie osiągalne w każdej chwili (jeżeli może występować natłok wewnętrzny). W drugim wypadku wolne łącza wiązki wychodzącej są nie tylko dostępne, lecz również **osiągalne** w każdej chwili (por. [3]). Jeżeli ilość łączy wiązki wychodzącej N jest większa od dostępności k , przy czym spełnia oczywisty warunek

$$k < N \leq gk \quad (1)$$

gdzie g oznacza ilość grup interkoneksji, to wiązka ta stanowi **wiązkę niepełnodostępną**²⁰⁾ (zwaną również **wiązką niedoskonałą**). Wiązka taka może zawierać **łącza indywidualne**²¹⁾, dostępne tylko z jednej grupy interkoneksji, **łącza częściowo wspólne**²²⁾, dostępne z więcej niż jednej, lecz nie ze wszystkich grup oraz **łącza wspólne**²³⁾, dostępne ze wszystkich grup.

W wypadku wybierania przypadkowego naturalnym sposobem tworzenia wiązki niedoskonałej jest interkoneksja jednorodna²⁴⁾, polegająca na tym, że poszczególne łącza wiązki wychodzącej są dostępne

¹⁸⁾ (ang.) availability, (fr.) accessibilité, (niem.) Erreichbarkeit.

¹⁹⁾ (ang.) full-availability group, (fr.) groupe à accessibilité totale, (niem.) vollkommenes Bündel.

²⁰⁾ (ang.) limited-availability group, (fr.) groupe à accessibilité limitée, (niem.) unvollkommenes Bündel.

²¹⁾ (ang.) individual trunk, (fr.) ligne individuelle, (niem.) Einzelausgang.

²²⁾ (ang.) partial common trunk, (fr.) ligne partiellement commune, (niem.) teilweise gemeinsamer Ausgang.

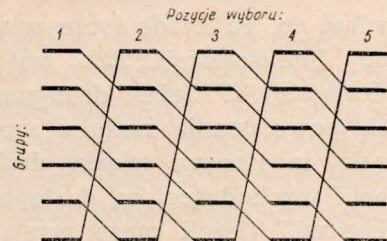
²³⁾ (ang.) common trunk, (fr.) ligne commune, (niem.) gemeinsamer Ausgang.

²⁴⁾ (ang.) homogeneous grading, (niem.) homogene Mischung.

z różnych kombinacji grup interkoneksji przy stałej liczbie elementów w każdej kombinacji. Odpowiedni przykład przedstawia rys. 3. Szczególnym przypadkiem interkoneksji jednorodnej (mającym zresztą znaczenie tylko teoretyczne) jest **interkoneksja idealna** ²⁵⁾ (w sensie *Erlanga*), w której przy danej dostępności k i liczbie łączy N liczba grup interkoneksji musi być równa co najmniej $\left(\frac{N}{k}\right)$, przy czym zajęcie jakiegokolwiek łączy powinno być równoprawdopodobne. Przykład wielokrocia idealnego dla $k = 5$ i $N = 6$ przedstawiony jest na rys. 4.



Rys. 3. Przykład wielokrocia jednorodnego, prostego (z przechwytywaniem)



Rys. 4. Przykład wielokrocia idealnego w sensie *Erlanga* (wielokrocie jednorodne, skośne)

Określenie „idealna” nie oznacza bynajmniej, że ten sposób interkoneksji jest w jakimś sensie najlepszy. Można np. wykazać [1] w pewnych prostych przypadkach w sposób zupełnie ścisły, że przy interkoneksji różnej od „idealnej” można uzyskać mniejsze prawdopodobieństwo natłoku (i mniejsze straty ruchu). Wykonanie wielokrocia idealnego byłoby zresztą w większości przypadków praktycznie niemożliwe, ilość bowiem grup interkoneksji jest tu bardzo duża i może przekraczać ilość aktualnych źródeł ruchu. W przypadku wybierania kolejnościowego ilość grup musiałaby być równa liczbie wariacji (bez powtórzeń) z N elementów po k , tzn. musiałaby być jeszcze $k!$ razy większa.

Znaczenie interkoneksji idealnej polega tylko na tym, że stanowi ona jedno z istotnych założeń wzoru *Erlanga* na straty w węzcie niedoskonałej. Stosowanie tego wzoru (lub opartych na nim tablic) w przypadku interkoneksji nieidealnej musi prowadzić do błędów, których oszacowanie byłoby jednak dość trudne.

W wypadku wybierania kolejnościowego stosuje się przeważnie rodzaj interkoneksji zwany **stopniowaniem** ²⁶⁾, a polegający na tym, że ze

²⁵⁾ (ang.) ideal grading, (fr.) brassage ideal, (niem.) ideale Mischung.

²⁶⁾ (ang.) grading, (fr.) multiplage partiel, (niem.) Staffelung.

wzrostem numeru pozycji wyboru w wielokrociu przechodzi się kolejno od łączy indywidualnych, poprzez łąca częściowo wspólne, obejmujące coraz większą liczbę grup interkoneksji, do łączy wspólnych. Stosuje się przy tym wprowadzone przez *O'Della* [1] kryterium „łagodnego wzrostu”, sprowadzające się do minimalizacji wyrażenia

$$D = \sum_{v=1}^{n-1} |p_v - p_{v+1}| \quad (2)$$

w którym liczby całkowite p_v oznaczają liczbę pozycji wyboru w wielokrociu, obejmujących łąca dostępne z f_v grup interkoneksji. Liczby f_v stanowią dzielniki liczby grup g i są uporządkowane w ciąg rosnący:

$$1 = f_1 < f_2 < \dots < f_{n-1} < f_n = g \quad (3)$$

a odpowiadające im liczby p_v spełniają zależność

$$\sum_{v=1}^n p_v = k \quad (4)$$

gdzie k , jak poprzednio, oznacza dostępność.

Zagadnienie minimalizacji wielkości D nie zawsze posiada rozwiązanie, które, jeśli istnieje, może też nie być jednoznaczne. Ścisłe rozwiązanie tego zagadnienia podał stosunkowo niedawno *R. Syski* [1,7]. Przykład stopniowania optymalnego w sensie kryterium *O'Della*, przy $g = 6$, $k = 10$ i $N = 20$ jest przedstawiony na rys. 2.

Łączenie poszczególnych pozycji wyboru wielokroci jednostkowych może być wykonywane w różny sposób. Najczęściej stosuje się **interkoneksję prostą**²⁷⁾, polegającą na łączeniu ze sobą pozycji o tym samym numerze porządkowym w różnych grupach. Przykład takiej interkoneksji przedstawia rys. 2 i rys. 3. Przy stosowanej w pewnych wypadkach **interkoneksji skośnej**²⁸⁾ łączone są ze sobą kolejne pozycje wyboru (o numerach porządkowych różniących się o 1) różnych grup interkoneksji, jak np. na rys. 4. Stosuje się również niekiedy tzw. **przechwytywanie**²⁹⁾, polegające na łączeniu ze sobą różnych kombinacji grup interkoneksji na różnych pozycjach wyboru, co jest przedstawione na rys. 3 na przykładzie interkoneksji jednorodnej, może być jednak stosowane również w przypadku stopniowania.

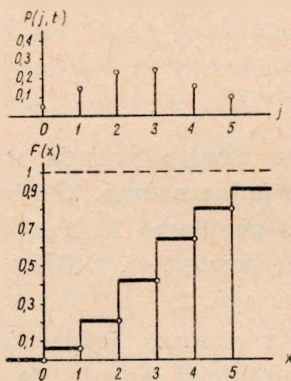
²⁷⁾ (niem.) gerade Mischung.

²⁸⁾ (niem.) verschränkte Mischung.

²⁹⁾ (ang.) skipping, (fr.) multiplage sautant, (niem.) Übergreifen.

4. RUCH TELEFONICZNY I TEORETYCZNY MODEL SYSTEMU

Wspomniane wyżej zjawisko ruchu telefonicznego można scharakteryzować ilościowo w sposób ogólny przez **proces napływu zgłoszeń**³⁰⁾ (zwany też niekiedy procesem wejściowym) oraz **rozkład czasu zajętości**. Modelem teoretycznym przypadkowego napływu zgłoszeń może być istotnie proces stochastyczny, określony przez zbiór zmiennych losowych $\{X(t)\}$ zależnych od ciągłego parametru t , oznaczającego czas. Zmienna losowa $X(t)$ oznacza tu liczbę zgłoszeń w dowolnym przedziale czasu o długości t . Zbiór wartości, jakie może przybierać zmienna $X(t)$ jest skończony lub co najwyżej przeliczalny. Można więc na ogół przyjąć, że napływ zgłoszeń stanowi proces **dyskretny** o ciągłym parametrze. W przypadku nieskończonej (w praktyce dostatecznie dużej) liczby źródeł ruchu i przy spełnieniu dość naturalnych założeń, a mianowicie: „poje-



Rys. 5. Przykład rozkładu Poissona ($\lambda t = 3$)

dynczości” zgłoszeń, stacjonarności przyrostów liczby zgłoszeń oraz niezależności tych przyrostów w rozłącznych przedziałach czasu, napływ zgłoszeń stanowi **proces Poissona**, w którym zmienne $X(t)$ mają rozkład Poissona (rys. 5), tzn. $Pr\{X(t) = j\} = P(j, t)$ określone jest wzorem (por. dodatek 1)

$$P(j, t) = \frac{(\lambda t)^j}{j!} e^{-\lambda t} \quad (5)$$

gdzie λ — oznacza tzw. **intensywność**³¹⁾ zgłoszeń równą średniej liczbie zgłoszeń na jednostkę czasu. Obliczając mianowicie średnią wartość

³⁰⁾ (ang.) input process, (fr.) processus d'arrivées.

³¹⁾ (ang.) calling rate, (fr.) taux d'appels, (niem.) Einfallsdichte.

zmiennej $X(t)$, tzn. pierwszy moment rozkładu **Poissona** (5), otrzymuje się (por. dodatek 2)

$$E\{X(t)\} = m_1 = \sum_{j=0}^{\infty} jP(j,t) = \lambda t \quad (6)$$

Obliczając np. w analogiczny sposób drugi moment m_2 rozkładu (5) można wykazać, że wariancja (tzn. kwadrat odchylenia średniego) jest w tym wypadku równa tej samej wartości

$$\sigma^2 = m_2 - m_1^2 = \lambda t. \quad (7)$$

Jest to znana własność rozkładu *Poissona*. Ruch o takim napływie zgłoszeń nosi nazwę **ruchu poissonowskiego** ³²⁾. Stosowana jest też często w tym wypadku, wprowadzona przez *O'Della*, nazwa ruchu „przypadkowego”. Nazwa ta nie wydaje się jednak najszcześniejsza, gdyż ze względu na skojarzenie z potocznym znaczeniem wyrazu „przypadkowy” może być przyczyną pewnych niejasności. Jak wiadomo, ruch poissonowski, po przejściu np. kilku stopni łączenia, zmienia swój charakter nabierając cech **ruchu wygładzonego** ³³⁾, w którym fluktuacja liczby zgłoszeń wokół wartości średniej jest mniejsza niż w wypadku ruchu poissonowskiego, a więc wariancja jest na ogół mniejsza od wartości średniej. Z drugiej strony, **ruch szczytowy** ³⁴⁾, kierowany w stanie natłoku przelewem na inne urządzenia komutacyjne, posiada z natury swej znacznie większy rozrzut liczby zgłoszeń względem wartości średniej niż ruch poissonowski. Nie oznacza to jednak bynajmniej, że ruch wygładzony lub szczytowy jest w mniejszym (czy większym) stopniu „przypadkowy” niż ruch poissonowski. Oznacza to tylko tyle, że proces zgłoszeń jest w tych przypadkach różny od procesu *Poissona* (5). Znajomość tylko pierwszego momentu może tu być niewystarczająca do scharakteryzowania ruchu. Może się okazać konieczne uwzględnienie wyższych momentów rozkładu, np. co najmniej jeszcze drugiego momentu, stanowiącego miarę rozrzutu. Okoliczność ta jest uwzględniona m. in. w pracach *R. I. Wilkinsona* i *G. Bretschneidera* [1], [8], dotyczących ruchu szczytowego.

Napływ zgłoszeń można scharakteryzować nie tylko w sposób wyżej opisany, lecz również za pomocą innej zmiennej losowej T , nieujemnej, o rozkładzie ciągłym, określającej długość przedziałów czasu między kolejnymi zgłoszeniami. W wypadku poissonowskiego napływu zgłoszeń

³²⁾ (ang.) random traffic, (fr.) trafic poissonien, (niem.) Zufallsverkehr.

³³⁾ (ang.) smooth traffic.

³⁴⁾ (ang.) overflow traffic, (fr.) trafic de débordement, (niem.) Überlaufverkehr.

można na podstawie (5) wyznaczyć dystrybuantę tej zmiennej, a mianowicie

$$F(t) = \Pr \{ \tau < t \} = 1 - \Pr \{ \tau \geq t \} = 1 - P(0, t) = 1 - e^{-\lambda t} \quad (8)$$

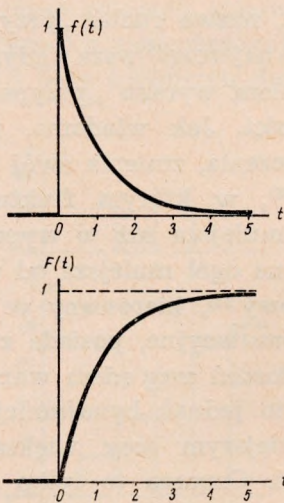
Rozkład ten, o funkcji gęstości

$$f(t) = F'(t) = \lambda e^{-\lambda t} \quad (9)$$

nosi nazwę **rozkładu wykładniczego** (rys. 6). Jest to szczególny przypadek rozkładu „gamma” o funkcji gęstości

$$f(t) = \frac{\lambda^p}{\Gamma(p)} t^{p-1} e^{-\lambda t} \quad (10)$$

przy $p = 1$.



Rys. 6. Przykład rozkładu wykładniczego ($\lambda = 1$)

Pierwszy moment rozkładu (9) (wartość średnia)

$$m_1 = E \{ T \} = \int_0^{\infty} t \lambda e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} \quad (11)$$

określa średnią wartość długości przedziału czasu między kolejnymi zgłoszeniami. Jak łatwo wykazać (por. dodatek 2), odchylenie średnie jest w tym wypadku równe średniej wartości

$$\sigma = \sqrt{m_2 - m_1^2} = \frac{1}{\lambda} \quad (12)$$

Jak już wspomniano wyżej, proces napływu zgłoszeń nie wystarcza do scharakteryzowania zjawiska ruchu telefonicznego pod względem ilościowym: konieczne jest jeszcze uwzględnienie przypadkowej zmienności czasu trwania połączeń. Stwierdzono, że rozkład wykładniczy po-

zwala w bardzo wielu wypadkach ująć ilościowo zmienny w sposób przypadkowy czas zajętości organów komutacyjnych i łączy. Jeżeli mianowicie opłata za rozmowę telefoniczną nie zależy od czasu jej trwania (jak np. w obszarach central miejskich), to przy średnim czasie zajętości równym $\frac{1}{\mu}$ można przyjąć, że czas zajętości, traktowany jako zmienna przypadkowa, ma rozkład wykładniczy o dystrybuancie

$$F(t) = 1 - e^{-\mu t} \quad (13)$$

analogicznej do (8).

Rozkład ten posiada godną uwagi własność, która polega na tym, że prawdopodobieństwo dalszego trwania istniejącego w danej chwili stanu zajętości nie zależy od tego, jak długo trwał on do tej chwili. Prawdopodobieństwo tego, że stan zajętości, który trwa już czas t , będzie jeszcze trwał dłużej niż τ , wynosi

$$Pr \{T \geq t + \tau\} = Pr \{T \geq t\} \cdot Pr \{T \geq t + \tau | T \geq t\} \quad (14)$$

z drugiej zaś strony, na podstawie (13)

$$Pr \{T \geq t + \tau\} = e^{-\mu(t+\tau)} = e^{-\mu t} \cdot e^{-\mu \tau} \quad (15)$$

Z (14) i (15) wynika, że prawdopodobieństwo warunkowe

$$Pr \{T \geq t + \tau | T \geq t\} = e^{-\mu \tau} \quad (16)$$

nie zależy od t , a więc od tego, jak długo stan zajętości trwał w przeszłości.

Przyjęcie jednak rozkładu wykładniczego w wypadkach, w których opłata zależy od czasu trwania rozmowy telefonicznej (jak np. w ruchu międzymiastowym) nie byłoby uzasadnione [4]. W tym wypadku należałoby raczej przyjąć zmienną dyskretną, mogącą przyjmować tylko wartości, będące wielokrotnościami przyjętej jednostki taryfowej (np. 3 min.), gdyż w rzeczywistości, ze zrozumiałych względów, czasy trwania połączeń telefonicznych skupiają się wokół tych wartości; wartości pośrednie są mało prawdopodobne i można je w uproszczonym modelu teoretycznym pominąć.

Wszystkie założenia dotyczące natury procesów napływu zgłoszeń, czasu trwania połączeń, sposobów komutacji itp. składają się na tzw. model teoretyczny systemu komutacji telefonicznej. Wyniki teorii odnoszą się też sensu stricto tylko do tego modelu (a więc przedmiotu idealnego), mają natomiast tylko pośredni związek z rzeczywistością techniczną. Wybór właściwego modelu teoretycznego zależy w pewnej mierze od intuicji, niemniej trafność tego wyboru decyduje o użyteczności praktycznej wyników teoretycznych.

Spośród wspomnianych założeń warto wspomnieć jeszcze o jednym, dotyczącym czasu trwania samych procesów komutacji i zestawienia

kompletnego łącza. Czas ten jest oczywiście nierówny zeru i obejmuje czas trwania procesów komutacyjnych na poszczególnych stopniach łączenia oraz czas transmisji sygnałów między tymi stopniami. Przeważnie jednak ten czas pomija się, jako bardzo mały w porównaniu np. do średniego czasu trwania połączenia, co jest równoznaczne z przyjęciem, że wspomniane procesy zestawiania łącza zachodzą momentalnie. Można sądzić, że w przypadku zastąpienia elektromechanicznych urządzeń komutacyjnych przez urządzenia elektrotechniczne oraz ewentualnego udoskonalenia obecnych systemów sygnalizacji przyjęcie takiego założenia byłoby tym bardziej uzasadnione.

5. NATĘŻENIE RUCHU TELEFONICZNEGO

Pojęcie ruchu nie jest na ogół definiowane w sposób ścisły w teorii obsługi masowej, natomiast w teorii ruchu telefonicznego ma podstawowe znaczenie. Rozróżnia się tu **ruch oferowany**³⁵⁾ związany z napływem zgłoszeń, **ruch załatwiany**³⁶⁾ (lub obciążenie) — związany ze zgłoszeniami, dla których zostały zrealizowane połączenia, a więc ze stanem zajętości organów komutacyjnych i łączy oraz **ruch tracony**³⁷⁾ — związany ze zgłoszeniami, dla których połączenia, z powodu natłoku, nie mogą być zrealizowane. Ruch ten może być jednak w pewnych wypadkach przekazywany na inne urządzenia komutacyjne jako **ruch szczytowy** (lub **przelewowy**). Ponadto, w systemach z oczekiwaniem (zwanym też w telefonii systemami z opóźnieniem), istnieje **ruch opóźniony**³⁸⁾ związany ze zgłoszeniami, które z powodu natłoku nie mogą być załatwione niezwłocznie, lecz z pewnym opóźnieniem.

Miarą ruchu telefonicznego jest **natężenie ruchu**³⁹⁾. **Natężenie ruchu oferowanego** definiuje się ogólnie (tzn. niezależnie od natury procesu napływu zgłoszeń i rozkładu czasu zajętości) jako **równe średniej liczbie zgłoszeń w ciągu średniego czasu zajętości**, co można wyrazić wzorem

$$A(t) = \int_0^{\infty} E \{ N(s, t-s) \} dF(s) \quad (17)$$

gdzie $N(s, t-s)$ oznacza liczbę zgłoszeń w przedziale (domkniętym) o długości s , zaczynającym się w chwili $t-s$, a dystrybuanta $F(s)$ określa rozkład czasu zajętości, dowolny, lecz jednakowy dla wszystkich

³⁵⁾ (ang.) offered traffic, (fr.) trafic offert, (niem.) Verkehrsangebot.

³⁶⁾ (ang.) traffic carried, (fr.) trafic écoulé, (niem.) Belastung.

³⁷⁾ (ang.) traffic lost, (fr.) trafic perdu, (niem.) Restverkehr.

³⁸⁾ (ang.) delayed traffic.

³⁹⁾ (ang.) traffic, (fr.) intensité de trafic, (niem.) Verkehrstärke.

zgłoszeń. Wielkość $A(t)$, będąca wynikiem podwójnego uśrednienia (ze względu na liczbę zgłoszeń w przedziale s oraz ze względu na długość tego przedziału), jest w ogóle funkcją czasu.

Wprowadzając na średnią wartość $N(s, t-s)$ wyrażenie

$$E\{N(s, t-s)\} = \int_{t-s}^t A(\tau) d\tau \quad (18)$$

gdzie $A(\tau)$ oznacza, zależną od czasu w ogólnym przypadku intensywność zgłoszeń, można wyrażenie (17) sprowadzić do postaci (por. dodatek 3):

$$A(t) = \int_0^t A(t-s)[1-F(s)] ds \quad (19)$$

Jeżeli istnieje granica

$$\lim_{t \rightarrow \infty} A(t) = \lambda \quad (20)$$

to, biorąc pod uwagę, że dla zmiennej s dodatniej (por. dodatek 4)

$$\int_0^{\infty} [1-F(s)] ds = \int_0^{\infty} s dF(s) = \frac{1}{\mu} \quad (21)$$

tzn. średniej wartości czasu zajętości, otrzymuje się w granicy **proces stacjonarny**, dla którego natężenie ruchu oferowanego

$$A(t) \rightarrow A = \frac{\lambda}{\mu} \quad (22)$$

ma wartość stałą (niezależną od czasu).

Stacjonarność procesu polega na tym, że określające go rozkłady nie zależą od czasu (a właściwie od przesunięć wzdłuż osi czasu). Właściwość tę posiada m.in. wspomniany wyżej proces *Poissona* (jest to proces z niezależnymi, stacjonarnymi przyrostami). Ponieważ w tym wypadku wartość średnia, zgodnie z (6) wynosi

$$E\{N(s, t-s)\} = \lambda s \quad (23)$$

przeto, na podstawie (17) i (20)

$$A = \lambda \int_0^{\infty} s dF(s) = \frac{\lambda}{\mu} \quad (24)$$

Jest godne uwagi, że nie przyjęto tu żadnych założeń dotyczących rozkładu $F(s)$. Wyrażenie (24) odnosi się zatem do dowolnego rozkładu czasu zajętości.

W systemie bez strat, tj. takim, że każde zgłoszenie jest w nim niezwłocznie załatwiane, zajmując odpowiedni organ komutacyjny, praw-

dopodobieństwo tego, że stan zajętości będący wynikiem zgłoszenia w chwili $t - s$ trwa co najmniej do chwili t , wynosi

$$Pr \{ S \geq s \} = 1 - Pr \{ S < s \} = 1 - F(s) \quad (25)$$

Wyrażenie to występuje w funkcji podcałkowej wzoru (19). W związku z tym (19) można interpretować jako średnią ilość organów komutacyjnych, zajętych w chwili t . W przypadku systemu bez strat jest rzeczą naturalną przyjąć, że natężenie ruchu załatwianego jest równe natężeniu ruchu oferowanego. Prowadzi to w sposób naturalny do zdefiniowania **natężenia ruchu załatwianego** ogólnie (a więc również dla systemów ze stratami lub z oczekiwaniem) jako **równego średniej liczbie zajętych organów** (lub łączy) w chwili t . Wielkość ta jest również, w ogólnym przypadku funkcją czasu. Jeżeli zmienna losowa $Z(t)$ o rozkładzie $P(j, t)$ (nazwana w [3] „chwilowym natężeniem ruchu”) oznacza liczbę organów zajętych w chwili t , to natężenie ruchu załatwianego

$$A_1(t) = E \{ Z(t) \} = \sum_{j=0}^N j P(j, t) \quad (23)$$

Zbiór zmiennych losowych $Z(t)$ określa proces stochastyczny zajętości organów komutacyjnych. Jeżeli proces ten jest stacjonarny, to $P(j, t) = P(j)$ i

$$A_1 = \sum_{j=0}^N j P(j) \quad (27)$$

ma wartość stałą (niezależną od czasu).

Jak wynika z definicji, natężenie ruchu załatwianego można zmierzyć na podstawie obserwacji stanu zajętości organów komutacyjnych. Jednakże obserwacji tych nie można w praktyce dokonywać dla stałej wartości t , lecz dla ciągu takich wartości, zawartych w pewnym przedziale obserwacji o długości s . Można więc stąd wyznaczyć bezpośrednio nie tzw. **średnią w zbiorze** $E \{ Z(t) \}$, która z definicji jest równa natężeniu ruchu załatwianego, lecz przybliżoną wartość wyrażenia

$$I_\alpha = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{1}{s} \int_0^s Z(t, \alpha) dt \quad (28)$$

czyli tzw. **średniej w czasie**. Funkcja czasu $Z(t, \alpha)$ stanowi jedną z możliwych **realizacji** rozważanego procesu. Każdy proces stochastyczny można traktować jako zbiór określających go zmiennych losowych $\{ Z(t) \}$ o określonych rozkładach a bo też jako zbiór jego realizacji $Z(t, \alpha)$, przy czym wartości parametru α odpowiadają określonym realizacjom. Wielkość (28) zależy od α i wartości jej mogą być w ogóle różne dla różnych realizacji procesu. Jeżeli jednak proces jest stacjonarny, a ponadto po-

siada tę właściwość, że wartość (28) średniej w czasie nie zależy od parametru α , tzn. jest dla wszystkich⁴⁰⁾ realizacji jednakowa, to wartość ta jest równa średniej w zbiorze (26), a zatem wyrażenie (28) określa natężenie ruchu załatwianego. Procesy o takiej właściwości nazywane są **procesami ergodycznymi**.

Praktyczne zastosowania teorii ruchu telefonicznego dotyczą warunków, w których zakłada się, że zachodzące procesy są stacjonarne i ergodyczne, co określone bywa również jako stan **równowagi statystycznej**. W szczególności, istnienie takich warunków przyjmuje się w okresie tzw. „**godziny największego ruchu**”⁴¹⁾, tzn. w okresie największego obciążenia urządzeń komutacyjnych [9]. Umowna długość tego okresu (godzina) jest zupełnie nieistotna, a sam termin ma znaczenie raczej historyczne. Formalnie jest to w pewnej mierze związane z międzynarodowymi zaleceniami, zawierającymi ogólną instrukcję wykonywania pomiarów natężenia ruchu załatwianego [10]; można też sądzić, że godzina, w większości przypadków, stanowi dostatecznie długi przedział obserwacji dla określenia przybliżonej wartości (28) z wystarczającą dokładnością. W związku z tym warto jeszcze dodać, że cała w wyrażeniu (28) równa sumie czasów zajętości wszystkich organów komutacyjnych w przedziale obserwacji s , określa wielkość, zwaną **ilością ruchu**⁴²⁾ lub **ładunkiem ruchu** [3]; pojęcie to występuje też w sposób wyraźny w zaleceniach [10].

6. SYSTEMY ZE STRATAMI

W **systemach ze stratami**, w których zgłoszenia nie załatwione są niezwłocznie odrzucane (tzn. odpowiednie źródła pozostają nieczynne), strat nie można scharakteryzować w ogólnym przypadku za pomocą **natłoku**, który przy pełnej dostępności N łączy wiązki wychodzącej wyraża wzór:

$$S(t) = Pr \{ Y(t) \geq N \} = \sum_{j=N}^R P(j, t) \quad (29)$$

gdzie zmienna losowa $Y(t)$ oznacza liczbę czynnych źródeł, a $P(j, t)$ — rozkład tej zmiennej, tzn. prawdopodobieństwo j czynnych źródeł w chwili t .

⁴⁰⁾ Ściśle: dla „prawie wszystkich” realizacji, tzn. z wyjątkiem skończonego lub co najwyżej przeliczalnego zbioru realizacji. Jakkolwiek zbiór taki może zawierać nawet nieskończenie (lecz przeliczalnie) wiele elementów, miara jego jest równa zero i prawdopodobieństwo napotkania takiej realizacji jest też równe zero.

⁴¹⁾ (ang.) busy hour, (fr.) heure chargée, (niem.) Hauptverkehrsstunde.

⁴²⁾ (ang.) amount of traffic carried, (fr.) volume du trafic acheminé, (niem.) Verkehrs menge.

Straty nie wystąpią, jeżeli w czasie trwania natłoku nie będzie nowych zgłoszeń. Dlatego też definiuje się **straty** (zgłoszeniowe)⁴³⁾ jako prawdopodobieństwo warunkowe $\Pi(t)$ występowania natłoku w chwili t pod warunkiem jednoczesnego nadejścia nowego zgłoszenia. Oznaczając oba te zdarzenia odpowiednio przez a i b można napisać następujący związek wynikający bezpośrednio z definicji prawdopodobieństwa warunkowego:

$$Pr\{a/b\} \cdot Pr\{b\} = Pr\{b/a\} \cdot Pr\{a\} \quad (30)$$

czyli

$$\Pi(t) \cdot Pr\{b\} = Pr\{b/a\} \cdot S(t)$$

a zatem

$$\Pi(t) = \frac{Pr\{b/a\}}{Pr\{b\}} \cdot S(t) \quad (31)$$

W szczególnym wypadku poissonowskiego procesu zgłoszeń nadejście nowego zgłoszenia nie zależy od poprzednich zgłoszeń, a więc od stanu układu, a zatem

$$Pr\{b/a\} = Pr\{b\} \quad (32)$$

oraz

$$\Pi(t) = S(t) \quad (33)$$

Na ogół jednak tak nie jest. Jeżeli np. liczba źródeł ruchu R byłaby skończona i równa liczbie łączy w wiązce wychodzącej N , to byłoby zawsze $\Pi(t) = 0$, natomiast $S(t) > 0$, gdyż stan natłoku mógłby występować w wypadku jednoczesnej aktywności wszystkich źródeł.

W stanie równowagi statystycznej straty zgłoszeń $\Pi(t)$ oraz natłok $S(t)$, które w ogóle są funkcjami czasu, osiągają swe stałe wartości graniczne:

$$\left. \begin{aligned} S &= \lim_{t \rightarrow \infty} S(t) \\ \Pi &= \lim_{t \rightarrow \infty} \Pi(t) \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

W wypadku poissonowskiego napływu zgłoszeń i pełnej dostępności wspólną wartość $B = S = \Pi$ w stanie równowagi statystycznej określa wzór *Erlanga* (por. dodatek 5)

$$B = E_{1,N}(A) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{j=0}^{N-1} \frac{A^j}{j!}} \quad (35)$$

w którym A , zgodnie z (22), oznacza natężenie ruchu oferowanego.

⁴³⁾ (ang.) call congestion, (fr.) encombrement d'appel, (niem.) Verlustwahrscheinlichkeit.

Wprowadzając pojęcie **natężenia ruchu traconego** równego różnicy natężeń ruchu oferowanego i załatwianego, tzn. zgodnie z (17) i (26)

$$A_2(t) = A(t) - A_1(t) \quad (36)$$

można określić **straty** (ruchowe)⁴⁴⁾, jako stosunek natężenia ruchu traconego do natężenia ruchu oferowanego:

$$\Pi_0(t) = \frac{A(t) - A_1(t)}{A(t)} \quad (37)$$

Wielkość ta jest na ogół różna od strat zgłoszeniowych $\Pi(t)$, można jednak wykazać, że w stanie równowagi statystycznej

$$\Pi_0 = \Pi \quad (38)$$

W stanie równowagi można również interpretować natłok S jako stosunek sumy długości przedziałów czasu, w których występuje natłok, do długości całego przedziału czasu obserwacji, a straty Π (lub Π_0) jako stosunek liczby zgłoszeń straconych w ciągu pewnego czasu do liczby wszystkich zgłoszeń w tym czasie. Jeżeli jednak warunki równowagi statystycznej nie są spełnione, należy stosować podane wyżej, ogólniejsze definicje strat i natłoku.

Jeżeli zmienna losowa $Y(t)$ określa, jak poprzednio, liczbę **czynnych** (tzn. aktualnie wytwarzających ruch) źródeł w chwili t , to można wyrazić średnią liczbę czynnych źródeł jako

$$A_0(t) = E \{ Y(t) \} \quad (39)$$

Wielkość ta, w przypadku systemu ze stratami, jest oczywiście równa natężeniu ruchu załatwianego, gdyż w tym wypadku $Y(t) = Z(t)$, a zatem

$$E \{ Y(t) \} \leq A(t) \quad (40)$$

Średnia liczba czynnych źródeł jest więc nie większa od natężenia ruchu oferowanego.

7. SYSTEMY Z OCZEKIWANIEM

W przypadku **systemu z oczekiwaniem** (lecz bez strat) natężenie ruchu oferowanego (17) musi być równe natężeniu ruchu załatwianego (26), tzn.

$$A(t) = E \{ Z(t) \} \quad (41)$$

Między liczbą czynnych źródeł $Y(t)$, liczbą zajętych organów $Z(t)$ oraz

⁴⁴⁾ (ang.) traffic congestion.

liczbą zgłoszeń oczekujących na załatwienie $D(t)$ istnieje, w tym przypadku następująca, oczywista zależność:

$$E\{Y(t)\} = E\{Z(t)\} + E\{D(t)\} \quad (42)$$

Wielkość $E\{D(t)\}$, którą w przypadku R źródeł ruchu i pełnej dostępności można wyrazić wzorem:

$$E\{D(t)\} = \sum_{j=N+1}^R (j-N)P(j,t) \quad (43)$$

określa natężenie **ruchu oczekującego** ⁴⁵⁾. Ponieważ z definicji systemu z oczekiwaniem wielkość ta jest dodatnia, przeto z (41) i (42) wynika, że w systemie z oczekiwaniem średnia liczba czynnych źródeł jest większa od natężenia ruchu oferowanego, czyli

$$E\{Y(t)\} > A(t) \quad (44)$$

Natężenie ruchu załatwianego można w tym wypadku wyrazić wzorem

$$E\{Z(t)\} = \sum_{j=0}^{N-1} jP(j,t) + N \cdot S(t) \quad (45)$$

a natłok

$$S(t) = Pr\{Z(t) = N\} = Pr\{Y(t) \geq N\} = \sum_{j=N}^R P(j,t) \quad (46)$$

Funkcja $\Pi(t)$, określona jak poprzednio, jako prawdopodobieństwo warunkowe nadejścia nowego zgłoszenia w stanie natłoku, ma tu oczywiście inny sens, niż w systemach ze stratami: oznacza mianowicie **prawdopodobieństwo oczekiwania** ⁴⁶⁾. Czas oczekiwania można traktować jako pewną zmienną losową. Oznaczając średnią wartość czasu oczekiwania przez w , a średni czas zajętości przez h , można wykazać, że w stanie równowagi statystycznej średnia liczba czynnych źródeł osiąga wartość graniczną:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} E\{Y(t)\} = \lambda(w+h) \quad (47)$$

jest więc równa sumie granicznych wartości natężenia ruchu oferowanego (22) oraz natężenia ruchu oczekującego (43), które definiuje się również w sposób ogólny jako równe średniej liczbie zgłoszeń w ciągu średniego czasu oczekiwania, czyli — analogicznie do (17)

$$A_w(t) = \int_0^t E\{N(s, t-s)\} dW(s) \quad (48)$$

gdzie $W(s)$ oznacza dystrybuantę czasu oczekiwania (por. [1]).

⁴⁵⁾ (ang.) waiting traffic, (fr.) trafic d'attente.

⁴⁶⁾ (arg.) probability of delay, (fr.) probabilité d'attente.

W wypadku np. poissonowskiego napływu zgłoszeń i wykładniczego rozkładu czasu zajętości oraz pełnej dostępności prawdopodobieństwo oczekiwania określa wzór *Erlanga*

$$E_{2,N}(A) = \frac{\frac{A^N}{N!} \cdot \frac{N}{N-A}}{\sum_{j=0}^{N-1} \frac{A^j}{j!} + \frac{A^N}{N!} \cdot \frac{N}{N-A}} \quad (49)$$

Łatwo jest wykazać, że między wielkościami (49) i (35) istnieje prosty związek (por. dodatek 6)

$$\frac{1}{E_{2,N}(A)} = \frac{1}{E_{1,N}(A)} - \frac{1}{E_{1,N-1}(A)} \quad (50)$$

a zatem zawsze

$$E_{2,N}(A) > E_{1,N}(A) \quad (51)$$

8. PODSTAWOWA PROBLEMATYKA TEORII RUCHU TELEFONICZNEGO

Najważniejszym zagadnieniem teorii ruchu telefonicznego jest znalezienie zależności między jakimś parametrem Q , określającym w sposób umowny **jakość usług** ⁴⁷⁾, i najważniejszymi parametrami technicznymi systemu komutacyjnego, jak: wielkość wiązki wychodzącej, tzn. odpowiednia liczba łączy N , dostępność k oraz natężenie ruchu oferowanego A w stanie równowagi statystycznej systemu (np. w „godzinie największego ruchu”):

$$Q = f(N, k, A) \quad (52)$$

Parametr Q może np. oznaczać straty II lub II_0 ; w przypadku systemu z oczekiwaniem może to być np. prawdopodobieństwo opóźnienia lub średni czas oczekiwania w .

Jednakże parametry występujące w (52) nie określają całkowicie systemu pod względem telekomutacyjnym, tzn. nie określają w sposób jednoznaczny odpowiedniego modelu teoretycznego. Bardzo istotny wpływ na zależność (52) mają takie okoliczności, jak: liczba źródeł ruchu, proces napływu zgłoszeń, rozkład czasu zajętości, sposób interkoneksji, kolejność załatwiania zgłoszeń oczekujących itp. Dlatego też istniejące rozwiązania w postaci wzorów (52) lub odpowiednich tablic nie mają charakteru ogólnego i dotyczą zawsze określonego systemu

⁴⁷⁾ (ang.) grade of service, (fr.) qualite de service.

telekomutacyjnego lub określonej klasy takich systemów. Systematyczny przegląd uzyskanych dotychczas w tej dziedzinie wyników zawierają obszerne prace [1].

Na zakończenie pragnę podziękować Panu Prof. S. Kuhnowi za wiele cennych i wnikliwych uwag, z których korzystałem w tej pracy.

Dodatek 1

POISSONOWSKI PROCES NAPŁYWU ZGŁOSZEŃ

Proces napływu zgłoszeń, w którym prawdopodobieństwo nadejścia jednego nowego zgłoszenia w przedziale czasu o długości Δt wynosi $\lambda \Delta t$, a nadejścia więcej niż jednego zgłoszenia — $0(\Delta t)$, stanowi proces *Poissona*. Jest to szczególny przypadek procesów *Markowa*, zwanych procesami urodzin. Biorąc pod uwagę przedział $(0, t + \Delta t)$ można wyrazić prawdopodobieństwo j zgłoszeń w tym przedziale, jako

$$P(j, t + \Delta t) = P(j-1, t)\lambda \Delta t + P(j, t)(1 - \lambda \Delta t) + 0(\Delta t), \quad (1.1)$$

czyli

$$\frac{P(j, t + \Delta t) - P(j, t)}{\Delta t} = \lambda P(j-1, t) - \lambda P(j, t) + \frac{0(\Delta t)}{\Delta t}$$

Przechodząc do granicy przy $\Delta t \rightarrow 0$, otrzymuje się równanie różnicowo-różniczkowe

$$\frac{dP(j, t)}{dt} = \lambda P(j-1, t) - \lambda P(j, t) \quad (1.2)$$

Za pomocą funkcji tworzącej

$$G(u, t) = \sum_{j=0}^{\infty} P(j, t) u^j \quad (1.3)$$

sprowadza się (1.2) do równania różniczkowego

$$\frac{\partial G(u, t)}{\partial t} = \lambda(u-1)G(u, t), \quad (1.4)$$

którego rozwiązanie ma postać:

$$G(u, t) = C e^{-\lambda t} \cdot e^{\lambda t u}$$

Z warunku

$$G(1, t) = \sum_{j=0}^{\infty} P(j, t) = 1$$

wynika $C = 1$, a zatem

$$G(u, t) = e^{-\lambda t} \cdot e^{\lambda t u} = e^{-\lambda t} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\lambda t)^j}{j!} u^j \quad (1.5)$$

Porównując (1.5) i (1.3) otrzymuje się wyrażenie (5)

$$P(j, t) = e^{-\lambda t} \frac{(\lambda t)^j}{j!} \quad (5)$$

Wzór ten określa prawdopodobieństwo nadejścia j zgłoszeń w przedziale czasu o długości t . Rozkład prawdopodobieństwa, określony wzorem (5) nosi nazwę rozkładu *Poissona*.

Dodatek 2

MOMENTY NIEKTÓRYCH ROZKŁADÓW

Rozkład prawdopodobieństwa, charakteryzujący jednowymiarową zmienną losową X , określa w sposób ogólny niemalejąca i lewostronnie ciągła funkcja, zwana **dystribuantą**

$$F(x) = Pr \{ X < x \}, \quad (2.1)$$

której wartości są równe prawdopodobieństwu tego, że zmienna losowa X przybiera wartości mniejsze od wartości argumentu x .

Parametry rozkładu, zwane **momentami** (zwykłymi) rzędu k , są określone w następujący sposób:

$$m_k = E \{ X^k \} = \int_{-\infty}^{\infty} x^k dF(x) \quad (2.2)$$

Postać ta jest ogólna w tym sensie, że dotyczy zarówno rozkładów ciągłych, jak i dyskretnych. W tym ostatnim przypadku całka *Stieltjesa* w (2.2) może być zastąpiona przez sumę:

$$m_k = \sum_{i=0}^{\infty} x_i^k p_i \quad (2.3)$$

W przypadku rozkładów ciągłych, posiadających funkcję gęstości $f(x)$ równą z definicji pochodnej dystrybuanty, wyrażenie (2.2) sprowadza się oczywiście do całki Riemanna

$$m_k = \int_{-\infty}^{\infty} x^k f(x) dx \quad (2.4)$$

W sposób analogiczny definiuje się też **momenty centralne rzędu k** . Spośród nich szczególną rolę w zastosowaniach odgrywa moment centralny **drugiego rzędu** μ_2 , zwany również wariancją σ^2 :

$$\sigma^2 = \mu_2 = E \{ (x - m_1)^2 \} = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_1)^2 dF(x) \quad (2.5)$$

Przekształcając w prosty sposób całkę w powyższym wyrażeniu otrzymuje się:

$$\int_{-\infty}^{\infty} (x - m_1)^2 dF(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 dF(x) - 2m_1 \int_{-\infty}^{\infty} x dF(x) + m_1^2 \int_{-\infty}^{\infty} dF(x) = m_2 - 2m_1^2 + m_1^2,$$

a zatem, dla każdego rozkładu mamy wyrażenie (7):

$$\sigma^2 = m_2 - m_1^2$$

Na podstawie powyższych zależności można obliczyć wartości średnie i wariancje omawianych rozkładów.

a) Rozkład Poissona:

$$x_i = i; \quad p_i = \frac{(\lambda t)^i}{i!} e^{-\lambda t}$$

Wartość średnia (równa momentowi zwykłemu pierwszego rzędu) z (1.3):

$$m_1 = \sum_{i=0}^{\infty} i \frac{(\lambda t)^i}{i!} e^{-\lambda t} = \lambda t e^{-\lambda t} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\lambda t)^j}{j!} = \lambda t$$

Moment (zwykły) drugiego rzędu:

$$\begin{aligned} m_2 &= \sum_{i=0}^{\infty} i^2 \frac{(\lambda t)^i}{i!} e^{-\lambda t} = \sum_{i=1}^{\infty} i \frac{(\lambda t)^i}{(i-1)!} e^{-\lambda t} = \\ &= \sum_{j=0}^{\infty} (j+1) \frac{(\lambda t)^{j+1}}{j!} e^{-\lambda t} = \lambda t \sum_{j=0}^{\infty} (j+1) \frac{(\lambda t)^j}{j!} e^{-\lambda t} = \lambda t (\lambda t + 1) \end{aligned}$$

Stąd wariancja, na podstawie (7),

$$\sigma^2 = \lambda t(\lambda t + 1) - (\lambda t)^2 = \lambda t$$

b) Rozkład wykładniczy:

$$\begin{aligned} f(t) &= \lambda e^{-\lambda t} & \text{dla} & \quad t > 0, \\ f(t) &= 0 & \text{dla} & \quad t < 0. \end{aligned}$$

Wartość średnia z (2.4)

$$\begin{aligned} m_1 &= \int_0^{\infty} t \lambda e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} \int_0^{\infty} x e^{-x} dx = \\ &= \frac{1}{\lambda} \left[-x e^{-x} + \int_0^{\infty} e^{-x} dx \right]_0^{\infty} = \frac{1}{\lambda} \left[-\frac{1+x}{e^x} \right]_0^{\infty} = \frac{1}{\lambda} \end{aligned}$$

Moment drugiego rzędu:

$$\begin{aligned} m_2 &= \int_0^{\infty} t^2 \lambda e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda^2} \int_0^{\infty} x^2 e^{-x} dx = \frac{1}{\lambda^2} \left[-x^2 e^{-x} + 2 \int_0^{\infty} x e^{-x} dx \right]_0^{\infty} = \\ &= \frac{1}{\lambda^2} \left[-x^2 e^{-x} + 2 \left(-x e^{-x} + \int_0^{\infty} e^{-x} dx \right) \right]_0^{\infty} = \frac{1}{\lambda^2} \left[-\frac{2+2x+x^2}{e^x} \right]_0^{\infty} = \frac{2}{\lambda^2} \end{aligned}$$

Wariancja z (7):

$$\sigma^2 = \frac{2}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda^2}$$

Dodatek 3

NATĘŻENIE RUCHU OFEROWANEGO

Oznaczając $E\{N(s, t-s)\} = E(s, t)$ i całkując (17) przez części, otrzymuje się

$$A(t) = \int_0^{\infty} E(s, t) dF(s) = [E(s, t)F(s)]_0^{\infty} - \int_0^{\infty} F(s) \frac{\partial E}{\partial s} ds \quad (3.1)$$

Na podstawie (18)

$$E = (s, t) = \begin{cases} \int_{t-s}^t A(\tau) d\tau = \int_0^s A(t-u) du & \text{dla} \quad s < t \\ \int_0^t A(\tau) d\tau = \int_0^t A(t-u) du & \text{dla} \quad s \geq t \end{cases} \quad (3.2)$$

oraz

$$\frac{\partial E}{\partial s} = \begin{cases} \Lambda(t-s) & \text{dla } s < t \\ 0 & \text{dla } s \geq t \end{cases} \quad (3.3)$$

Podstawiając (3.2) i (3.3) do (3.1) otrzymuje się ostatecznie

$$A(t) = \int_0^t \Lambda(t-s)[1-F(s)] ds \quad (19)$$

Dodatek 4

WARTOŚĆ ŚREDNIA ZMIENNEJ DODATNIEJ

Jeżeli zmienna losowa S może przybierać tylko wartości dodatnie, czyli $F(s) = 0$ dla $s \leq 0$, i posiada skończony moment pierwszego rzędu, to

$$\begin{aligned} m_1 &= \int_0^{\infty} s dF(s) = - \int_0^{\infty} s d[1-F(s)] = - \left[s[1-F(s)] \right]_0^{\infty} + \int_0^{\infty} [1-F(s)] ds = \\ &= \int_0^{\infty} [1-F(s)] ds - \lim_{s \rightarrow \infty} s[1-F(s)]; \end{aligned} \quad (4.1)$$

Z istnienia skończonego momentu wynika, że

$$s[1-F(s)] = s \cdot Pr\{s \geq s\} = s \int_s^{\infty} dF(t) = \int_s^{\infty} s dF(t) \leq \int_s^{\infty} t dF(t) \leq \int_0^{\infty} t dF(t) = m_1$$

Stąd

$$0 \leq \lim_{s \rightarrow \infty} s[1-F(s)] \leq \lim_{s \rightarrow \infty} \int_s^{\infty} t dF(t) = 0,$$

czyli

$$\lim_{s \rightarrow \infty} s[1-F(s)] = 0,$$

a zatem, z (4.1)

$$\int_0^{\infty} s dF(s) = \int_0^{\infty} [1-F(s)] ds \quad (21)$$

Dodatek 5

WZÓR ERLANGA NA NATŁOK

Podstawowe zagadnienie natłoku przy pełnej dostępności, poissonowskim procesie napływu zgłoszeń i wykładniczym rozkładzie czasu trwa-

nia połączenia, rozwiązane przez *Erlanga*, sprowadza się do określenia granicznego (przy $t \rightarrow \infty$), stacjonarnego prawdopodobieństwa poszczególnych stanów wiązki (o N łączach), określonych przez liczbę j łączy zajętych. Ewolucja w czasie tych stanów stanowi szczególny przypadek procesów *Markowa*, zwanych procesami urodzin i śmierci. Prawdopodobieństwo jednego nowego zgłoszenia w przedziale czasu o długości Δt wynosi $\lambda \Delta t$, a prawdopodobieństwo zakończenia w tymże czasie jednego z j istniejących połączeń jest równe $\mu j \Delta t$. Prawdopodobieństwo więcej niż jednej zmiany (zgłoszenia lub zakończenia połączenia) w tym czasie wynosi $0(\Delta t)$. Przy tych warunkach prawdopodobieństwo stanu j zajętych łączy w chwili $t + \Delta t$ można wyrazić w następujący sposób:

$$P(j, t + \Delta t) = P(j-1, t)\lambda \Delta t + P(j, t)[1 - (\lambda + \mu j)\Delta t] + P(j+1, t)\mu(j+1)\Delta t + 0(\Delta t) \quad (5.1)$$

Stąd:

$$\frac{P(j, t + \Delta t) - P(j, t)}{\Delta t} = \lambda P(j-1, t) - (\lambda + \mu j)P(j, t) + \mu(j+1)P(j+1, t) + \frac{0(\Delta t)}{\Delta t}$$

Przy $\Delta t \rightarrow 0$ i $A = \frac{\lambda}{\mu}$ otrzymuje się stąd równanie

$$\frac{1}{\mu} \frac{dP(j, t)}{dt} = AP(j-1, t) - (A + j)P(j, t) + (j+1)P(j+1, t) \quad (5.2)$$

Przy $t \rightarrow \infty$ $P(j, t) \rightarrow P(j)$: prawdopodobieństwa stanów dążą do swych wartości stacjonarnych, niezależnych od czasu (co odpowiada postulowanemu przez *Erlanga* stanowi „równowagi statystycznej”), a zatem

$$\frac{dP(j)}{dt} = 0$$

Otrzymuje się więc z (5.2) układ równań o postaci

$$(A + j)P(j) = AP(j-1) + (j+1)P(j+1) \quad (5.3)$$

dla $0 \leq j < N$ oraz warunek

$$NP(N) = AP(N-1) \quad \text{dla} \quad j = N \quad (5.4)$$

Za pomocą funkcji tworzącej

$$G(u) = \sum_{j=0}^{\infty} P(j)u^j$$

można sprowadzić (5.3) do równania różniczkowego

$$\frac{dG(u)}{du} = AG(u), \quad (5.5)$$

którego rozwiązaniem jest funkcja

$$G(u) = Ce^{Au} = C \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} u^j \equiv \sum_{j=0}^{\infty} P(j)u^j$$

Stąd

$$P(j) = C \frac{A^j}{j!}$$

Z warunku

$$\sum_{j=0}^N P(j) = C \sum_{j=0}^N \frac{A^j}{j!} = 1$$

otrzymuje się

$$C = \frac{1}{\sum_{j=0}^N \frac{A^j}{j!}}$$

i ostatecznie

$$P(j) = \frac{\frac{A^j}{j!}}{\sum_{j=0}^N \frac{A^j}{j!}} \quad (5.6)$$

Natłok S oraz straty zgłoszeniowe II będą w tym wypadku równe prawdopodobieństwu zajętości wszystkich N łączy wiązki (wzór 35):

$$P(N) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{j=0}^N \frac{A^j}{j!}} = E_{1,N}(A)$$

Jest to znany wzór Erlanga na „straty” (oznaczane często literą B).

Dodatek 6

ZWIĄZEK MIĘDZY FUNKCJAMI ERLANGA $E_{1,N}(A)$ ORAZ $E_{2,N}(A)$

Wyrażenie (49) można przekształcić w następujący sposób

$$E_{2,N}(A) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\left(1 - \frac{A}{N}\right) \sum_{j=0}^{N-1} \frac{A^j}{j!} + \frac{A^N}{N!}} = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{j=0}^N \frac{A^j}{j!} - \frac{A}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{A^j}{j!}}$$

a stąd, uwzględniając (35), otrzymuje się wyrażenie (50):

$$E_{2,N}^{-1}(A) = \frac{\sum_{j=0}^N \frac{A^j}{j!}}{\frac{A^N}{N!}} - \frac{\sum_{j=0}^{N-1} \frac{A^j}{j!}}{\frac{A^{N-1}}{(N-1)!}} = E_{1,N}^{-1}(A) - E_{1,N-1}^{-1}(A)$$

WYKAZ LITERATURY

1. Syski R.: Introduction to Congestion Theory in Telephone Systems. Londyn 1960.
2. Le Gall P.: Les systèmes avec ou sans attente et les processus stochastiques. Paryż 1962.
3. Kuhn S.: Zagadnienia ruchowe telefonii automatycznej. Warszawa 1957.
4. Fortet R.: Calcul des probabilités. Paryż 1950.
5. Syski R.: Matematyczna teoria ruchu telefonicznego. Technika i Nauka, 1960/61, nr 9—10, s. 54.
6. Kosten J.: The historical development of the theory of propability in telephone traffic engineering in Europe. Teletechnik, 1957, s. 32.
7. Syski R.: Algebraic properties of optimum gradings. III I.T.C., Paryż 1961. (streszczenie: Ann. des Télécomm., 17 (1962), nr 7—8).
8. Bretschneider G.: Die Berechnung von Leitungsgruppen für überfliessenden Verkehr in Fernsprechwählanlagen, NTZ, 9 (1956), nr 11, s. 533—540.
9. Bretschneider G.: Die Hauptverkehrsstunde in Fernsprechanlagen, NTZ, 12 (1959), nr 4, s. 205—209.
10. CCITT. Księga Czerwona, t. II bis, Genewa 1961.

Ю. Фабияньски

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ТЕОРИИ ТЕЛЕФОННОГО СООБЩЕНИЯ

Резюме

Произведен анализ определений ряда основных понятий современной теории телефонного сообщения.

Выводы некоторых более важных зависимостей, цитированных в тексте, приведены в приложениях. Применяемая терминология базируется в основном на трудах Центральной Комиссии электротехнической терминологии, а эквиваленты польских терминов на иностранных языках — на трудах Международного Конгресса Телефонного Трафика.

J. Fabijański

FUNDAMENTAL NOTIONS ON THEORY OF TELEPHONE TRAFFIC

Summary

Paper deals with definitions of a number of fundamental notions on the modern theory of telephone traffic.

Evaluations of some more important formulas cited in the text are given in annexes.

A terminology used here is based mostly on labours of Central Commission for Electrotechnical Terminology, the equivalents of Polish terms in foreign languages — on labours of International Teletraffic Congress.

J. Fabijański

NOTIONS FONDAMENTALES DE LA THÉORIE DU TRAFIC TÉLÉPHONIQUE

Sommaire

Sont présentées les définitions d'un certain nombre de notions fondamentales concernant la théorie contemporaine du trafic téléphonique. Les établissements de quelques notions plus importantes citées dans le texte sont annexées.

La terminologie utilisée est basée principalement sur les travaux de la Commission Centrale de Terminologie Electrotechnique et les équivalents des termes polonais en langues étrangères sont basés sur les travaux du Congrès International Télétrafic.

J. Fabijański

GRUNDBEGRIFFE DER FERNSPRECHVERKEHRSTHEORIE

Zusammenfassung

Es werden die Definitionen einer Reihe der Grundbegriffe der modernen Fernsprechverkehrstheorie besprochen.

Die Ableitungen einiger wichtigeren im Text zitierten Abhängigkeitsformeln werden in den Anhängen angegeben.

Die benutzte Terminologie wird im grossen Masse auf den Arbeiten der Zentralkommission für elektrotechnische Nomenklatur und die gleichbedeutende fremdsprachige Ausdrücke — auf den Arbeiten des Internationalen Kongresses für Fernsprechverkehr basiert.

LECH KOSIAREK
ANDRZEJ NOWAK

621.372.4/5

PRZYCZYNEK PROJEKTOWANIA RÓWNOWAŻNIKÓW I KOREKTORÓW METODĄ SYNTEZY

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego
dnia 8. IV. 1966 r.

Podano kilka uwag i praktycznych wskazówek dotyczących projektowania dwójników i czwórników reaktancyjnych z zadanymi charakterystykami modułu i fazy przy założonej dopuszczalnej wartości współczynnika odbicia przy użyciu metod syntezy.

Wskazano jeden z praktycznych i łatwych sposobów projektowania korektorów zawierających elementy RLC (nadaje się dla niewielkiej grupy układów biernych) oraz sposób pomiaru korektorów z dokładnością do $\pm 0,002 N$ przy użyciu miernika o niższej klasie dokładności i specjalnie zaprojektowanego do tego celu dodatkowego układu.

1. APROKSYMACJA I SYNTEZA RÓWNOWAŻNIKA Z ZADANĄ CHARAKTERYSTYKĄ MODUŁU I FAZY

W wielu zagadnieniach praktycznych zachodzi potrzeba zaprojektowania dwójnika lub czwórnika o zadanym przebiegu charakterystyki impedancji albo tłumienności w funkcji częstotliwości. W niniejszym artykule podano kilka uwag, które nasunęły się autorom podczas projektowania dwójnika reprezentującego impedancję wejściową toru kablowego oraz czwórnika korekcyjnego zastosowanego w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza teletransmisyjnego.

Przy pomiarach wzmacniaków teletransmisyjnych konieczne jest zamknięcie wejścia i wyjścia wzmacniaka na oporność falową toru. Ponieważ pracownie najczęściej nie dysponują odpowiednimi kablami, projektuje się dwójniki, których przebieg impedancji zespolonej Z_2 jest zgodny w zadanym pasmie częstotliwości z impedancją falową toru, w związku z czym powstaje problem, jakie maksymalne odchylenia mogą być dopuszczone na część rzeczywistą impedancji, a jakie na część

urojoną (lub na moduł i na fazę), aby był jeszcze spełniony niżej podany warunek na współczynnik niedopasowania

$$|\hat{q}| = \left| \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right| \leq 0,01 \quad (1)$$

gdzie

\hat{q} — współczynnik niedopasowania,
 Z_1 — oporność falowa toru.

Przekształcenie powyższego wzoru pozwala na określenie dopuszczalnych błędów części rzeczywistej i urojonej lub modułu i fazy impedancji dwójnika Z_2

$$|\hat{q}| = \frac{\sqrt{(R_e[AZ])^2 + (I_m[AZ])^2}}{|Z_1 + Z_2|} \leq 0,01 \quad (2)$$

Zakładamy, że:

$$|Z_1 + Z_2| \approx 2|Z_1| \quad (3)$$

$$R_e[AZ] = I_m[AZ] \quad (4)$$

W przypadku gdy jest spełnione założenie (2), suma składników $|R_e[AZ]|$ i $|I_m[AZ]|$ osiąga maksymalną wartość dla założonej wartości $|\hat{q}|$.

Podstawiając wzory (3) i (4) w równanie (2) otrzymujemy ogólne wzory (5) i (6) na dopuszczalne odchyłki części rzeczywistej i urojonej impedancji Z_2 .

$$\frac{R_e[AZ]}{|Z_1|} \leq |\hat{q}| \cdot \sqrt{2} \quad (5)$$

co przy $\hat{q} \leq 0,01$ odpowiada wartości 0,0141 i analogicznie 0,0141 dla warunku poniżej

$$\frac{I_m[AZ]}{|Z_1|} \leq |\hat{q}| \cdot \sqrt{2} \quad (6)$$

Ponieważ wygodniej jest aproksymować charakterystykę modułu i fazy oporności Z_1 , warunek (1) należy przedstawić w postaci biegunowej. Jeżeli założymy, że $|\hat{q}| \ll 1$, to z poniższego wykresu można znaleźć poszukiwane zależności

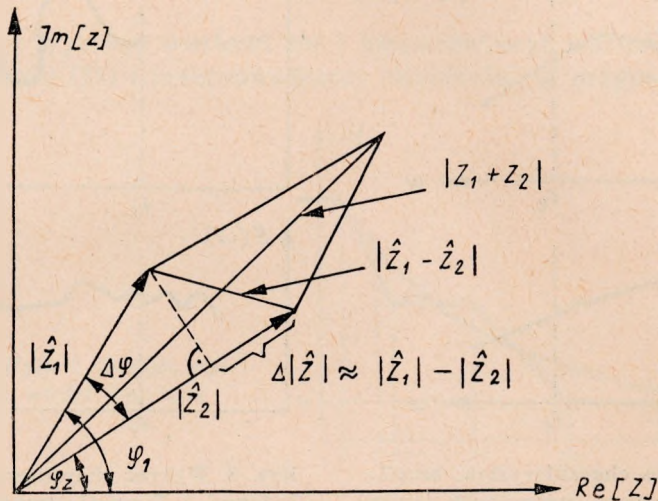
$$|Z_1 + Z_2| \approx 2|Z_1| \quad (7)$$

$$|Z_1 - Z_2| \approx \sqrt{(\Delta|Z|)^2 + (|Z_1| \cdot \sin \Delta\varphi)^2} \approx \sqrt{(\Delta|Z|)^2 + (|Z_1| \Delta\varphi)^2} \quad (8)$$

$$|\hat{q}| \approx \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\Delta|Z|}{|Z_1|}\right)^2 + (\Delta\varphi)^2} \leq 0,01 \quad (9)$$

Powyższy wzór jest bardzo pomocny przy ustalaniu wielkości $\frac{\Delta|Z|}{Z}$ i $\Delta\varphi$, przy zadanym współczynniku odbicia.

Wymaganą dokładność $|\hat{q}| \leq 0,01$ można spełnić zakładając różny udział błędu modułu i fazy w błędzie sumarycznym. Okazuje się, że



Rys. 1. Wykres wektorowy impedancji falowej toru i równoważnika

najlepiej założyć $\frac{\Delta|Z|}{|Z_1|} = \Delta\varphi$, wówczas przy zadanej wartości $|\hat{q}|$ można dopuścić największą sumę błędów fazy i modułu. Z powyższego wynikają ogólne warunki (10) i (11) na błąd modułu i fazy

$$\frac{\Delta|Z|}{Z_1} \leq \sqrt{2} |\hat{q}| \quad (10)$$

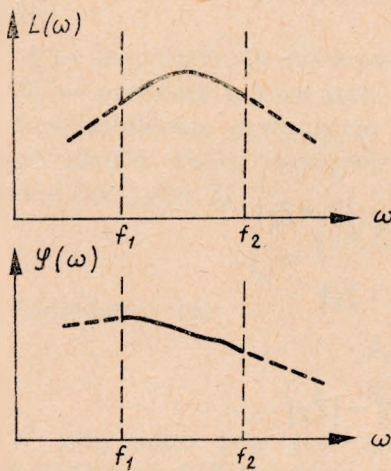
co przy $\hat{q} \leq 0,01$ odpowiada wartości 0,0141 i analogicznie 0,0141 rad. dla warunku poniżej

$$\Delta\varphi \leq \sqrt{2} |\hat{q}| \quad (11)$$

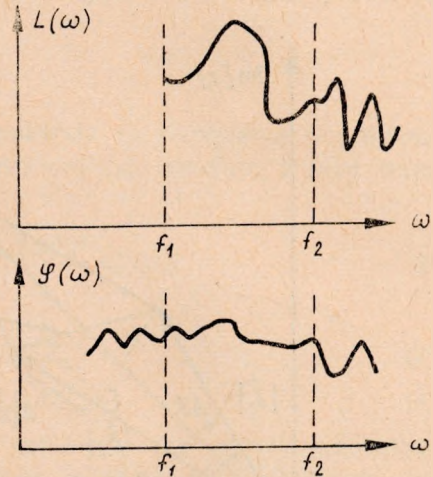
Ostatecznie zadanie można sformułować następująco: zaprojektować dwójnik, którego impedancja spełniałaby w zależności od częstotliwości funkcję oporności wejściowej toru zadaną w postaci tablicy lub wykresów, przy założonej tolerancji.

Zagadnienie sprowadza się do jednoczesnej aproksymacji charakterystyki amplitudowej i fazowej. Problem jest tylko pozornie trudny, bowiem charakterystyki $|\hat{Z}_1(f)|$ i $\varphi_1(f)$ tworzą tzw. „parę zgodną”. Parą zgodną w założonym pasmie częstotliwości nazywamy parę charakterystyk: amplitudową $L(\omega)$ i fazową $\varphi(\omega)$, które poza tym pasmem nie wykazują gwałtownych zmian.

W przypadku „pary zgodnej” wystarczy dokonać aproksymacji jednej z dwu charakterystyk: $L(\omega)$ lub $\varphi(\omega)$, ponieważ charakterystyka pozostała okaże się w przybliżeniu zgodna z założoną. Najlepiej dokonać



Rys. 2. Wykres charakterystyk: amplitudowej i fazowej, tworzących „parę zgodną”



Rys. 3. Wykres charakterystyk: amplitudowej i fazowej, tworzących „parę niezgodną”

aproksymacji $|Z_1(f)|$ metodą charakterystyk logarytmicznych [1]. Metoda ta polega na aproksymacji $|Z_1(f)|$ przy pomocy łamanej, z której można bezpośrednio odczytać zera i bieguny transmitancji $|Z_2(f)|$.

Transmitancja definiowana jest wzorem:

$$\text{gdzie } s = j\omega \quad K(s) = \frac{\{Lx_2(t)\}}{\{Lx_1(t)\}} = \frac{x_2(s)}{x_1(s)}; \quad (12)$$

skąd

$$K(s) = \frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n}{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m} = \frac{P(s)}{Q(s)} \quad (13)$$

Pierwiastki równania $P(s) = 0$ nazywamy zerami transmitancji i oznaczamy przez $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$, zaś pierwiastki równania $Q(s) = 0$ nazywamy biegunami transmitancji i oznaczamy β_1, β_2, \dots .

W związku z powyższym transmitancję $K(s)$ można zapisać następującym wzorem:

$$K(s) = K_0 \frac{(s - \alpha_1)(s - \alpha_2) \dots (s - \alpha_n)}{(s - \beta_1)(s - \beta_2) \dots (s - \beta_n)} \quad (14)$$

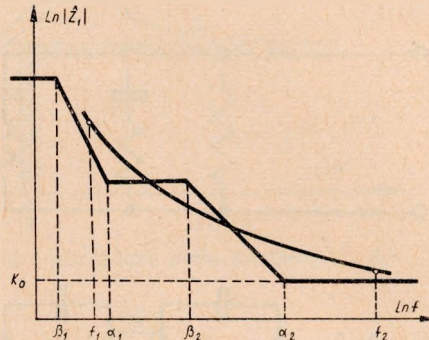
gdzie K_0 — współczynnik statyczny transmitancji.

Moduł transmitancji dwójnika, przy użyciu którego chcemy zrealizować charakterystykę oporności wejściowej toru, przedstawiamy wzorem:

$$|Z_2(f)| = K_0 \frac{(f^2 + \alpha_1^2)(f^2 + \alpha_2^2)}{(f^2 + \beta_1^2)(f^2 + \beta_2^2)} \quad (15)$$

Odczytane z wykresu wartości zer i biegunów oraz wartość K_0 wstawiamy do wzoru (15) i przeprowadzamy obliczenia. W przypadku otrzy-

Rys. 4. Wykres modułu oporności wejściowej toru



mania błędów większych od dopuszczalnych należy dokonać korekty w usytuowaniu łamanej i przeprowadzić obliczenia ponownie. Po uzyskaniu zadowalających wyników przystępujemy do obliczenia charakterystyki $\varphi(f)$

$$\varphi(f) = \arctg \frac{f}{\alpha_1} + \arctg \frac{f}{\alpha_2} - \arctg \frac{f}{\beta_1} - \arctg \frac{f}{\beta_2} \quad (16)$$

Jeżeli błędy fazy przekraczają dopuszczalne wartości, należy ponownie zmienić położenie zer i biegunów, aby uzyskać zmianę charakterystyki $|Z_2(f)|$ poza pasmem, co spowoduje przesunięcie charakterystyki $\varphi(f)$ wewnątrz pasma $[f_1, f_2]$. Ostatecznie sprawdzamy obie charakterystyki i w przypadku otrzymania zadowalających wyników przystępujemy do przeprowadzenia syntezy dwójnika. Istnieje wiele metod syntezy dwójników [1].

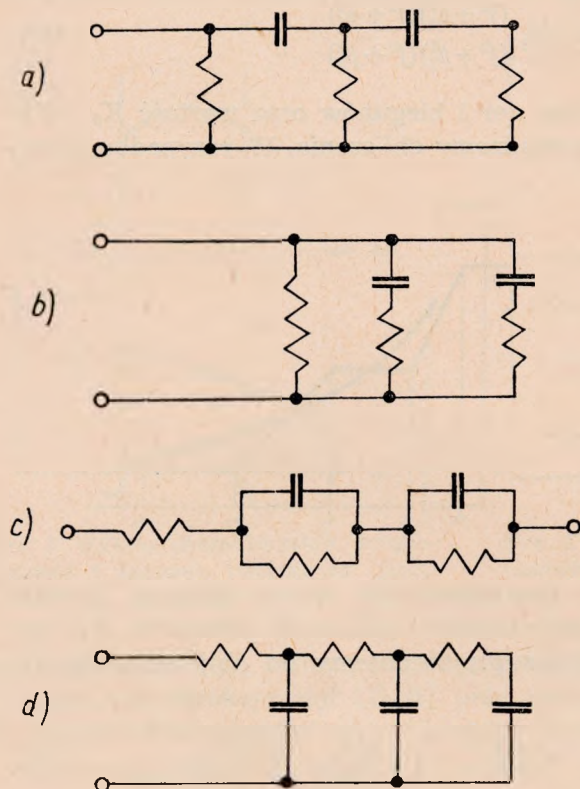
Ponieważ znalezione zera i bieguny są rzeczywiste i dodatnie oraz spełniają następującą zależność

$$\beta_1 < \alpha_1 < \beta_2 < \alpha_2 \dots \quad (17)$$

zatem otrzymany dwójnik może być zrealizowany jako dwójnik dysypatywny RC.

Rysunek 5 przedstawia struktury dwójników umożliwiające realizację zadanej impedancji.

Przeprowadzono syntezę i zbudowano model układu b). Wyboru struktury układu dokonano uwzględniając łatwość obliczeń i możliwość realizacji. W układzie tym wartości pojemności są najmniejsze, co ma duże



Rys. 5. Struktury dwójników umożliwiające realizację impedancji wejściowej toru

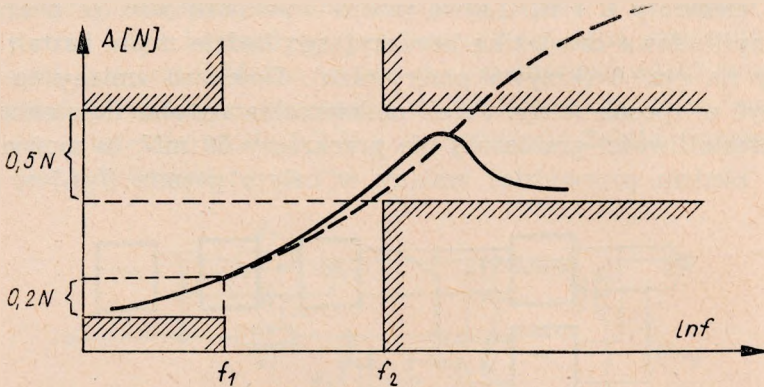
znaczenie przy realizacji układu, gdyż trudno otrzymać stabilne pojemności o wartości większej od $1 \mu\text{F}$.

2. APROKSYMACJA I SYNTEZA KOREKTORA W PĘTLI SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO WZMACNIACZA

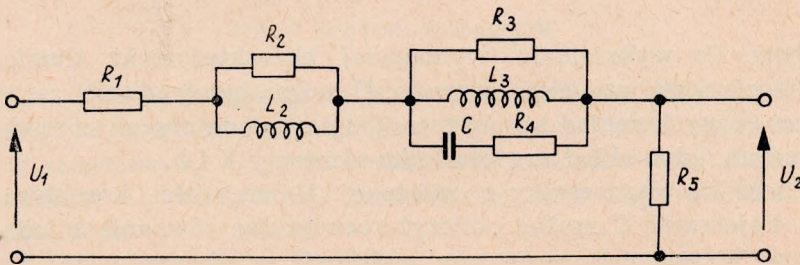
Wzmacniacze teletransmisyjne charakteryzują się bardzo silnym sprzężeniem zwrotnym obejmującym kilka stopni wzmocnienia. Zrealizowanie wymaganego kształtu charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości możliwe jest przez umieszczenie układu korekcyjnego w członie „ β ”. Zastosowanie korektora w pętli sprzężenia zwrotnego ma wiele zalet, między innymi powoduje zmniejszenie liczby elementów i zmniejszenie współczynnika szumów, ale narzuca na układ dodatkowe warunki.

Przebieg logarytmicznej charakterystyki amplitudowej właściwie zaprojektowanego korektora przedstawiono na rys. 6.

Tłumienność korektora w pasmie $[f_1, f_2]$ musi być zrealizowana z założoną dokładnością $\pm 0,015 N$. Poza tym pasmem wykres tłumienności



Rys. 6. Ograniczenia tłumienności korektora poza pasmem $[f_1, f_2]$



Rys. 7. Struktura korektora umieszczonego w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza

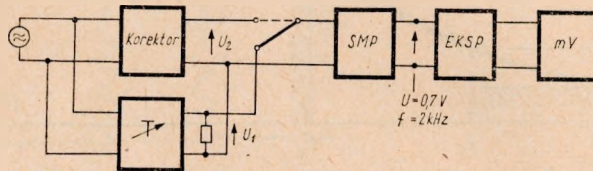
powinien przebiegać między zakreskowanymi polami. Wartość tłumienności korektora ograniczona jest od góry, ponieważ wzmocnienie wzmacniacza poza pasmem nie może zbyt wiele przekraczać tłumienności odcinka wzmacniakowego; ograniczenie tłumienności od dołu zapewnia większą stabilność wzmacniacza. Układ, który spełnia powyższe warunki przedstawiono na rys. 7.

Wzór określający odwrotność transmitancji napięciowej tego czwórnik jest następujący:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{1}{R_5} \left[\frac{sR_2}{s + \frac{R_2}{L_2}} + \frac{1}{\frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{sL_3}} + \frac{1}{R_4 + \frac{1}{sC}}} + R_1 \right] \quad (18)$$

Wzór (18) w powyższej postaci jest niewygodny do przeprowadzenia syntezy ze względu na występowanie elementów trójrodnych RLC. Po-

nieważ założona częstotliwość rezonansowa obwodu L_3C jest kilkakrotnie większa od górnej częstotliwości granicznej f_2 , wpływ elementów C i R_4 na tłumienność w pasmie (6÷108) kHz jest nieznaczny. Wykorzystując powyższą własność układu można w pierwszej fazie obliczeń odrzucić elementy C i R_4 . Łatwo można wywnioskować, że charakterystyka amplitudowa czwórnik korekcyjnego będzie miała kształt przedstawiony na rys. 6 (krzywa przerywana). Ilościowo zmiany te trudno wyznaczyć w sposób ścisły. Jeżeli maksymalna zmiana tłumienności dla górnej częstotliwości granicznej nie przekroczy 30 mN, to można z niewielkim błędem przewidzieć zmiany w całym pasmie (f_1, f_2) w sposób



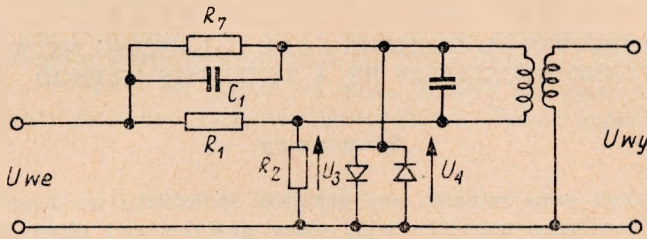
Rys. 8. Schemat układu do dokładnych pomiarów tłumienności korektora

intuicyjny. Po wykreśleniu wymaganej charakterystyki tłumienności z pominięciem wpływu elementów R_4, C można bez trudności zastosować jedną ze znanych metod aproksymacji, np. metodę charakterystyk logarytmicznych, gdyż układ zawiera tylko elementy R i L .

Oporność R_4 wyznaczamy z założonej tłumienności korektora przy $f \rightarrow \infty$. Pojemność C można obliczyć rozwiązując równanie z jedną niewiadomą. W tym celu wystarczy podstawić w równaniu (18) $f = f_2 = 108$ kHz i moduł $\left| \frac{U_1}{U_2} \right|$ równy wymaganej tłumienności przy $f = 108$ kHz oraz wyznaczone uprzednio wartości elementów $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, L_2$ i L_3 . Po wyznaczeniu wszystkich elementów układu sprawdzamy dokładność aproksymacji. Stosując powyższą metodę projektowania korektorów uzyskano stosunkowo szybko wymaganą tłumienność czwórnik z dokładnością ± 12 mN. W celu sprawdzenia, czy nieuwzględniony w obliczeniach wpływ strat elementów będzie można uważać za pomijalny, wykonano model korektora i przeprowadzono pomiary. Ponieważ dysponowano zestawem przyrządów pozwalających na pomiary z dokładnością tylko do $\pm 0,01$ N, opracowano układ umożliwiający przeprowadzenie pomiarów z dokładnością $\pm 0,002$ N. Zasadę pomiaru przedstawiono na rys. 8.

Układ jest podobny do układu stosowanego w metodzie porównawczej. Jako wskaźnik równości napięć U_1 i U_2 zastosowano selektywny miernik poziomu, ekspandor zwiększający dziesięćkrotnie dynamikę zmian napięcia i miliwoltmierz o zakresie 10 mV. Za pomocą miliwol-

tomierza odczytuje się napięcie U_1 i U_2 , przy czym różnica o 1 mV (10% pełnego wychylenia) odpowiada różnicy napięć U_1 i U_2 na wejściu o 0,01 N. Na skutek zastosowania ekspandora można łatwo odczytać różnice napięć odpowiadające 0,001 N. Dokładność pomiaru jest uwarunkowana dokładnością tłumika. Dla dokonania pomiaru w funkcji częstotliwości można użyć heterodyny przetwarzającej daną częstotliwość na częstotliwość $f_0 = \text{const}$. Można w tym celu zastosować selektywny miernik poziomowy. W badanym przypadku na wejście ekspandora przykłada się napięcie o wartości około 0,7 V i częstotliwości 2 kHz. Schemat ekspandora jest przedstawiony na rys. 9.



Rys. 9. Schemat ekspandora

Działanie układu polega na częściowej kompensacji napięcia U_3 występującego na oporniku R_2 z napięciem U_4 występującym na diodach.

Obwód rezonansowy służy do wydzielenia częstotliwości 2 kHz.

Kondensator C_1 kompensuje przesunięcie fazy wprowadzane przez pojemność diod.

WYKAZ LITERATURY

1. Bellert J.: Zarys teorii syntezy liniowych układów elektrycznych. PW 1964.
2. Storer J. E.: Passive Network Synthesis. London 1957.

Л. Косярек, А. Новак

ЗАМЕЧАНИЯ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ БАЛАНСНЫХ КОНТУРОВ И КОРРЕКТОРОВ ПО МЕТОДУ СИНТЕЗА

Резюме

Приведено несколько замечаний и практических указаний по проектированию реактивных двухполюсников и четырехполюсников с заданными амплитудно-частотными и фазовыми характеристиками, принимая допустимые значения коэффициентов отражения. Авторами применены методы синтеза.

Указан один из практических и простых способов проектирования корректоров, (пригодный для небольшой группы пассивных цепей), заключающих элементы RLC , а также способ измерения корректоров с точностью до $\pm 0,002$ неп. используя измеритель точностью ниже на класс и специально запроектированную для этой цели добавочную схему.

L. Kosiarek
A. Nowak

CONTRIBUTION TO DESIGNING THE BALANCING NETWORKS AND EQUALIZERS BY A SYNTHESIS METHOD

Summary

There are given some remarks and practical indications on designing two and four terminal reactance networks with given modulus and phase characteristics by a predetermined admissible value of the reflection coefficient when synthesis method is applied. Besides one of practical and easy ways of designing the equalizing networks RLC is given (fitting only for a small group of passif networks) as well as the way of measuring the equalizer circuits with an accuracy to $0,002 N$, when using an instrument of one class lower accuracy and one for this aim especially designed network.

L. Kosiarek
A. Nowak

CONTRIBUTION AUX CALCULS DES ÉQUILIBREURS ET CORRECTEURS BASÉS SUR LA THÉORIE DE SYNTHÈSE

Sommaire

Sont données quelques remarques et quelques indications pratiques concernant les calculs des dipôles et quadripôles réactifs aux caractéristiques de module et de phase données et résultant en un coefficient de réflexion admissible prescrit. Les calculs sont basés sur la théorie de synthèse. En outre on a proposé une méthode pratique et facile de calculer les correcteurs RLC (qui ne convient qu'à un groupe peu nombreux de circuits passifs) ainsi qu'une méthode d'effectuer les mesures des correcteurs avec exactitude jusqu'à $\pm 0,002 N$ en utilisant un appareil de mesure ayant l'exactitude d'une classe inférieure et un dispositif additionnel, élaboré spécialement dans ce but.

L. Kosiarek

A. Nowak

BEITRAG ZUR PROJEKTIERUNG DER NACHBILDUNGEN UND ENTZERRER NACH SYNTHESISMETHODE

Zusammenfassung

Es werden einige Bemerkungen und praktischen Hinweise betreffend Projektierung der Reaktanz-Zwei- und Vierpolen mit den vorausgesetzten Modul- und Phasencharakteristiken bei dem vorausgesetzten zulaessigen Wert des Reflexionskoeffizienten bei Benutzung der Synthesismethoden angegeben.

Es wird eine von den praktischen und leichten Projektierungsmethoden der Entzerrer mit den *RLC*-Elementen angezeigt (für eine geringe Gruppe der Passivschaltungen geeignet) sowie eine Methode der Messungen von Entzerrern mit der Genauigkeit bis $\pm 0,002$ N bei Benutzung eines Messers mit einer um eine Klasse niedrigeren Genauigkeit und einer für diesen Zweck speziell entworfenen Zusatzschaltung.

TADEUSZ BZOWSKI

ALINA KARWOWSKA-LAMPARSKA

ELŻBIETA JANCZEWSKA

621.317.799:621.391.837:621.397.13

URZĄDZENIE DO KONTROLI PARAMETRÓW JAKOŚCIOWYCH TORU WIZYJNEGO W CZASIE TRANSMISJI PROGRAMOWEJ

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego
dnia 17. I. 1966 r.

W artykule omówiono urządzenie do kontroli parametrów jakościowych toru telewizyjnego w czasie nadawania programu metodą tzw. „linii kontrolnej”. Podano ogólną koncepcję rozwiązania urządzenia oraz zasady jego pracy. W celu wprowadzenia w technikę pomiarów opisano ponadto rodzaje stosowanych sygnałów kontrolnych oraz podano ogólny sposób określania parametrów toru i przykłady pomiarów układów rzeczywistych.

1. WSTĘP

W technice telewizyjnej, opartej na elektronicznej zasadzie przekazywania obrazów, odtwarzanie zachodzi pod wpływem sygnałów elektrycznych o różnych amplitudach następujących w sposób ciągły, kolejno po sobie, z pewną częstotliwością powtarzania.

Jak wiemy z analizy matematycznej, sygnał tego typu można przedstawić w postaci sumy sygnałów sinusoidalnych, zajmujących określone pasmo częstotliwości, które przechodząc przez cały szereg obwodów elektronicznych ulegają mniejszym lub większym zniekształceniom, co jest przyczyną obniżenia jakości odtwarzanego obrazu.

Dopóki zniekształcenia sygnałów nie przekraczają dopuszczalnych granic, obraz odtworzony na ekranie odbiorczym posiada jakość dobrą, w przeciwnym przypadku otrzymuje się jakość gorszą, zależną od wielkości powstających zniekształceń. W służbie eksploatacyjnej istotna jest zatem kontrola jakości transmitowanego obrazu. Nie jest to jednak zagadnienie łatwe, szczególnie w czasie trwania transmisji.

Jeżeli ocena parametrów jakościowych toru wizyjnego na podstawie transmitowanych obrazów stacjonarnych o charakterze określonych fi-

gur geometrycznych lub odpowiednich elektrycznych sygnałów testowych jest względnie prosta, to ocena tych wielkości w czasie transmisji programowej, gdzie nie ma miejsca na jednoczesne nadawanie obrazów z odpowiednimi testami, jest niemożliwa bez zakłócenia normalnego odbioru.

Ponieważ w torze wizyjnym, zawierającym setki obwodów elektronicznych, istnieje w każdej chwili możliwość zmiany parametrów, a zatem i pogorszenia jakości transmitowanych sygnałów, zagadnienie to wymagało rozwiązania. W wyniku poszukiwań została opracowana metoda tzw. „linii kontrolnej”, umożliwiająca określenie parametrów jakościowych toru wizyjnego w czasie transmisji. Polega ona na przesyłaniu elektrycznych sygnałów testowych w czasie trwania impulsu gaszącego ramki, a więc w czasie, gdy nie są transmitowane sygnały wizji. W ten sposób przesyłanie impulsów testowych nie zakłóca normalnej transmisji programowej i pozwala na określenie parametrów chwilowych toru wizyjnego.

Ten sposób kontroli przeszedł w wielu krajach cały szereg badań laboratoryjnych i prób eksploatacyjnych, a ze względu na współpracę międzynarodową został zalecony przez organizację CCIR i OIRT. Zalecenia dotyczą przede wszystkim określenia położenia linii kontrolnych w czasie trwania impulsu gaszącego ramki oraz kształtów przesyłanych sygnałów testowych.

Położenie linii kontrolnych zostało tak wybrane, aby uzyskać najprostsze rozwiązanie urządzenia, przy zapewnieniu najbardziej stabilnej jego pracy.

Według sprawozdania CCIR nr 314 zostały określone numery linii kontrolnych oraz ich przeznaczenie. Zgodnie z tym sprawozdaniem na liniach 16 i 329 mają być nadawane sygnały identyfikacji stacji wysyłającej sygnały telewizyjne, na liniach 17 i 330 — sygnały testowe nadawane w sieci międzynarodowej, natomiast na liniach 18, 19, 20 i 21 oraz 331, 332, 333 i 334 — sygnały testowe nadawane w sieci krajowej.

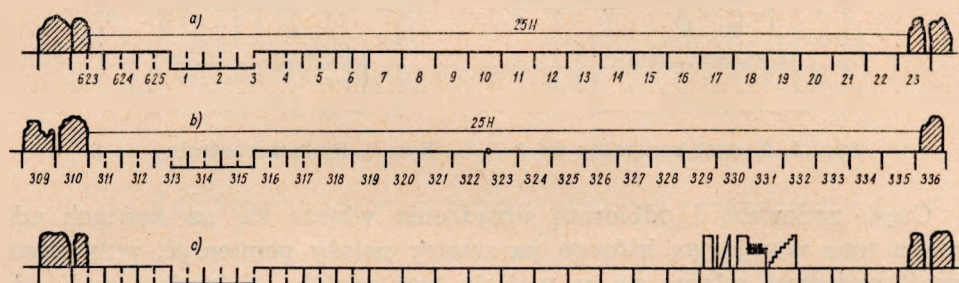
Na podstawie dokumentów CCIR zostało opracowane zalecenie OIRT nr 38, w którym dla umożliwienia udoskonalenia tej metody linie 17 i 18 oraz 330 i 331 przeznaczono do nadawania sygnałów testowych w sieci międzynarodowej.

Na rysunku 1a i b podany jest sygnał telewizyjny z oznaczonymi numerami linii analizy, przypadającymi w czasie trwania impulsów gaszących sąsiednich półobrazów.

Elektryczne sygnały testowe zostały wybrane z punktu widzenia kontroli możliwie maksymalnej liczby zasadniczych parametrów toru wizyjnego.

Ustalono ponadto, że sygnały testowe powinny umożliwiać kontrolę:

- 1) przenoszonego pasma,
- 2) zniekształceń częstotliwościowych amplitudy i fazy,
- 3) charakterystyki stanów przejściowych,
- 4) skali kontrastów,
- 5) poziomu bieli.



Rys. 1. Sygnał telewizyjny w czasie trwania impulsów gaszących odchylenia pionowego

Jako sygnały testowe można stosować różne sygnały o odpowiednich kształtach, umożliwiającym kontrolę wymienionych wyżej parametrów.

Według przyjętych zaleceń, do kontroli przenoszonego pasma stosuje się 6 grup sinusoid o częstotliwościach: 0,5, 1,5, 3,0, 4,43, 5,0, 6,0 MHz.

Do kontroli zniekształceń częstotliwościowych amplitudy i fazy oraz charakterystyk stanów przejściowych stosuje się impuls \sin^2 o szerokości $2T = 0,16 \mu\text{sek}$.

Z kolei do kontroli skali kontrastów należy stosować sygnał o amplitudzie liniowo rosnącej z nałożonym przebiegiem sinusoidalnym o częstotliwości 1,2 lub 4,43 MHz. Ta ostatnia częstotliwość uwzględnia wymagania telewizji kolorowej.

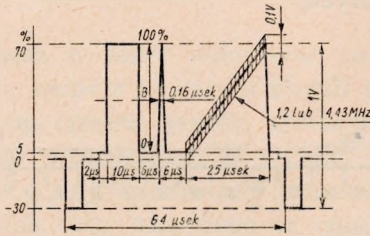
Wreszcie, do kontroli poziomu bieli, stosuje się impuls prostokątny, o amplitudzie odpowiadającej poziomowi bieli obrazu. Wszystkie te sygnały mogą występować pojedynczo lub grupowo.

Na rysunkach 2 i 3 przedstawione są przebiegi sygnałów kontrolnych zalecane przez OIRT (zalecenie OIRT nr 38), z podaniem zależności amplitudowych i czasowych.

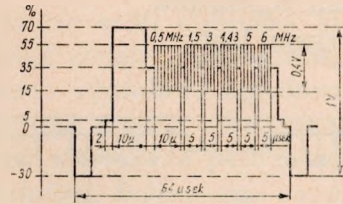
Przebieg sygnału telewizyjnego z wprowadzonymi sygnałami linii kontrolnych w okresie impulsu gaszącego pierwszego półobrazu, wg przyjętych na rys. 1a i b oznaczeń, podany jest na rys. 1c.

Zalecenia OIRT pozostawiają poza tym dużą swobodę w wyborze i stosowaniu innych sygnałów pomiarowych.

Całkowite urządzenie do pomiarów parametrów torów wizyjnych w czasie nadawania programu składa się z dwu podstawowych części: nadawczej i odbiorczej.



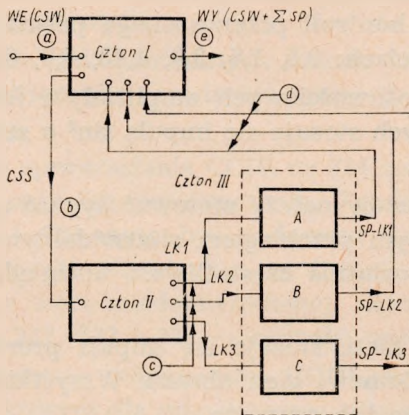
Rys. 2. Sygnał kontrolny nr 1



Rys. 3. Sygnał kontrolny nr 2

Część nadawczą i odbiorczą urządzenia włącza się na końcach odcinka toru wizyjnego, którego parametry należy pomierzyć, przy czym część nadawczą włącza się na wejściu tego odcinka, natomiast część odbiorczą — na jego wyjściu.

Należy tu zaznaczyć, że torem wizyjnym nazywamy cały tor, przez który przechodzi sygnał wizyjny lub też przenoszona jest jego obwiednia, jak to ma miejsce w obwodach w. cz. nadajnika lub w liniach ra-

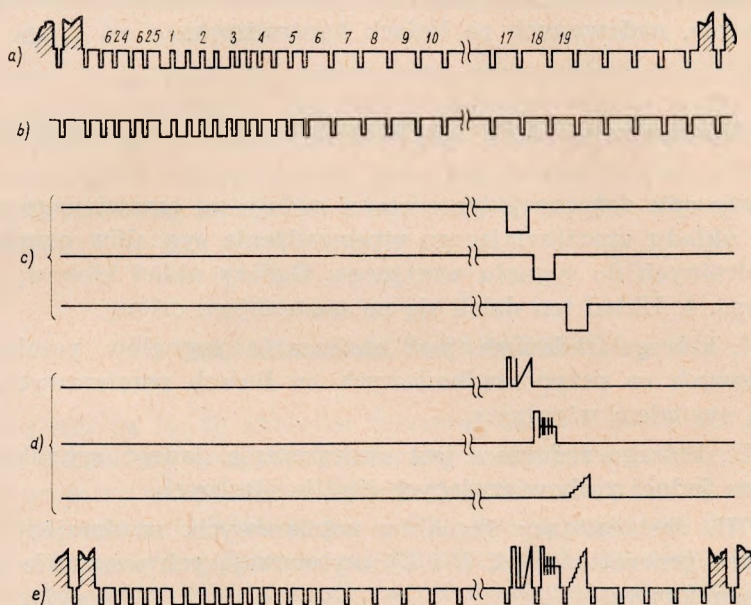


Rys. 4. Ogólny układ blokowy urządzenia

diowych. Przy pomiarach zniekształceń, bezpośrednio za urządzeniem przenoszącym obwiednię sygnału wizyjnego, urządzenie odbiorcze powinno zawierać dodatkowo odpowiednie układy detekcyjne. Zadaniem części nadawczej jest wprowadzenie na odpowiednie linie kontrolne sygnałów pomiarowych i zmieszanie ich z całkowitym sygnałem wizyjnym. Jak z tego wynika, część nadawcza jest umieszczona na drodze sygnału wizyjnego — urządzenie to musi więc być tak rozwiązane, aby nie wprowadzało żadnych zauważalnych zniekształceń sygnału wizyj-

nego, a w przypadku uszkodzenia musi być zapewniona możliwość wyłączenia go z toru, przy jednoczesnym zapewnieniu drogi przelotowej dla sygnału.

Ogólna koncepcja rozwiązania przedstawiona jest na rys. 4, a odpowiadające przebiegi elektryczne na rys. 5. Polega ona na wydzieleniu



Rys. 5. Typowe przebiegi elektryczne w układzie

z całkowitego sygnału telewizyjnego (a), nie zawierającego jeszcze sygnałów pomiarowych linii kontrolnych, całkowitego sygnału synchronizującego (b). Sygnał ten służy do wytworzenia trzech impulsów (c), odpowiadających położeniu linii kontrolnych. Impulsy te wprowadzają w stan pracy generatory sygnałów pomiarowych — przebiegi (d). W końcu doprowadzając do mieszacza wytworzone w odpowiednich momentach czasu sygnały pomiarowe (d) i całkowity sygnał telewizyjny (a), otrzymuje się sygnał telewizyjny z liniami kontrolnymi (e).

Zadaniem części odbiorczej urządzenia jest kontrola oraz pomiary parametrów toru, które dokonuje się na ekranie lampy oscyloskopowej, na obrazie odkształconych przebiegów sygnałów testowych.

W stałej służbie eksploatacyjnej część odbiorcza urządzenia powinna znajdować się we wszystkich punktach kontroli sygnału telewizyjnego. Część odbiorczą może stanowić oscylograf telewizyjny, zapewniający możliwość wybierania kolejnych linii sygnału lub oscylograf specjalny, wyposażony w urządzenie do wybierania jedynie linii kontrolnych. Przy

odpowiednio gęstej sieci punktów kontrolnych, obserwacja sygnałów pomiarowych pozwoli na szybką lokalizację źródeł zniekształceń liniowych, które mogą pojawić się w torze wizyjnym w czasie trwania emisji programu, a często na natychmiastową ich korekcję.

Artykuł niniejszy podaje opis opracowanego urządzenia oraz sposoby oceny parametrów toru wizyjnego, na podstawie zniekształceń sygnałów pomiarowych, nadawanych na liniach kontrolnych.

2. OGÓLNA KONCEPCJA ROZWIĄZANIA URZĄDZENIA

Niniejszy opis dotyczy jedynie części nadawczej omawianego urządzenia, tzn. układu umożliwiającego wprowadzenie sygnałów pomiarowych linii kontrolnych do sygnału wizyjnego. Ogólny układ blokowy podany jest na rys. 4. Układ ten dzieli się na następujące człony:

człon I, którego zadaniem jest zmieszanie sygnałów pomiarowych, umieszczonych na przyporządkowanych im liniach pomiarowych, z całkowitym sygnałem wizyjnym,

człon II, którego zadaniem jest umieszczenie danego sygnału pomiarowego na jednej z obowiązujących linii kontrolnych,

człon III, dostarczający sygnałów pomiarowych, zawierający zespoły specjalnych generatorów (*A*, *B* i *C*), wytwarzających wszystkie zalecane sygnały pomiarowe.

Z punktu widzenia potrzeb eksploatacji należy wybrać takie rozwiązanie urządzenia, w którym każdy z wymienionych członów stanowiłby oddzielną, wyjmowalną część.

Ogólna koncepcja rozwiązania urządzenia jest następująca.

Na wejście członu I doprowadza się całkowity sygnał wizyjny CSW (*a*), z którego wydziela się całkowity sygnał synchronizujący CSS (*b*). Ten z kolei jest doprowadzany na wejście członu II. Na wyjściach tego członu uzyskujemy trzy impulsy prostokątne LK1, LK2 i LK3 (*c*), rozpoczynające się z niewielkim opóźnieniem (rzędu 2—3 μ sek) za impulsami synchronizującymi linii:

17/330 — pierwszy impuls

18/331 — drugi impuls

19/332 — trzeci impuls.

Impulsy te służą do wyzwiania generatorów sygnałów pomiarowych (człon III). Z punktu widzenia pracy tych generatorów ważne jest jedynie położenie przednich zboczy powyższych impulsów, gdyż nie pracują one w sposób ciągły, a jedynie w czasie trwania przyporządkowanych im linii kontrolnych. Sygnały pomiarowe (SP-LK), otrzymywane

na wyjściach generatorów (d), są następnie doprowadzane do mieszacza (człon I), gdzie dodawane są do całkowitego sygnału wizyjnego (e). Ponieważ sygnały te występują jedynie w czasie trwania przyporządkowanych im linii kontrolnych, na wyjściu mieszacza otrzymujemy całkowity sygnał wizyjny wraz z sygnałami pomiarowymi, umieszczonymi na odpowiednich liniach kontrolnych. Tak ukształtowany sygnał przesyła się dalej, do nadajnika wizji.

Wykonane urządzenie jest prototypem, który będzie wykorzystany do eksperymentalnych badań nad wprowadzeniem ciągłej kontroli torów telewizyjnych, za pomocą sygnałów pomiarowych przesyłanych na liniach kontrolnych i z tego też względu zapewniono w nim możliwość zastosowania dowolnej kolejności i liczby (w granicach trzech) sygnałów pomiarowych.

3. ZASADY PRACY URZĄDZENIA

Ze względu na to, że aktualne zalecenia CCIR i OIRT nie precyzują w sposób ostateczny wszystkich zalecanych sygnałów pomiarowych, wykonany prototyp urządzenia obejmuje jedynie człony I i II omówionego powyżej schematu blokowego, a jako źródła sygnałów pomiarowych można wykorzystywać fabryczne generatory tych sygnałów, po uprzednim przystosowaniu ich do współpracy z wykonanym urządzeniem.

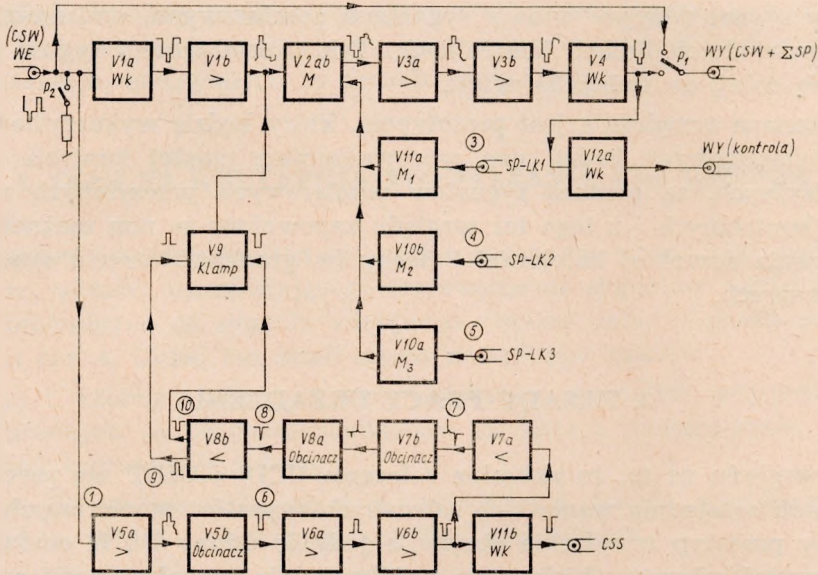
Człon I

W członie I następuje zmieszanie całkowitego sygnału wizyjnego, doprowadzanego do urządzenia, z umieszczonymi na liniach kontrolnych sygnałami pomiarowymi. Sygnały pomiarowe doprowadzane są do trzech identycznych torów mieszacza ze specjalnych generatorów telewizyjnych sygnałów pomiarowych.

Na wyjściu członu I otrzymujemy więc całkowity sygnał wizyjny, w którym na liniach 17/330, 18/331 i 19/332 umieszczone są sygnały pomiarowe. Obwody członu I zaprojektowano i wykonano tak, że sygnał wizyjny nie ulega żadnym zniekształceniom, a jego amplituda i polaryzacja na wyjściu jest taka sama, jak na wejściu oraz poziom białości sygnałów pomiarowych jest równy poziomowi białości emitowanego sygnału wizji.

Na rysunku 6 podano szczegółowy schemat blokowy członu I. W torze wizji pracują lampy V1, V2, V3 i V4. Lampy V5, V6, V7 i V8 tworzą układ kształtowania impulsów dla kluczowanego układu stabilizacji poziomu wygaszania (V9). Sumowanie sygnałów pomiarowych następuje

w lampach V10 i V11a. Człon I posiada oprócz tego oddzielne wyjście całkowitego sygnału synchronizującego z lampy V11b oraz specjalne wyjście dla kontroli sygnału wizyjnego z lampy V12a.



Rys. 6. Schemat blokowy członu I

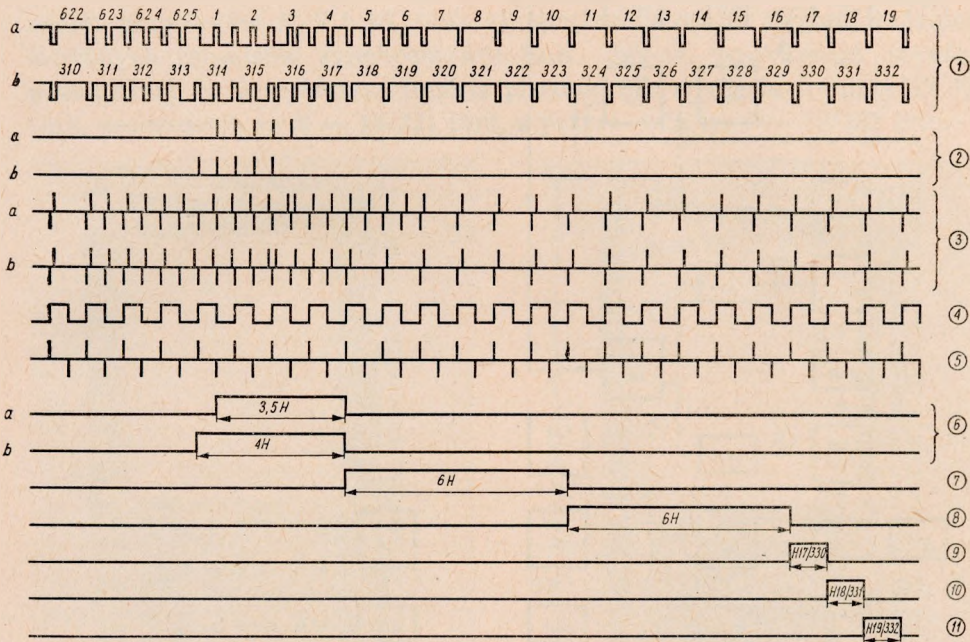
Człon II

Jak już zaznaczono w poprzednim punkcie, o położeniu sygnałów pomiarowych względem impulsu synchronizacji obrazu decyduje człon II. Zadaniem jego jest dostarczenie sygnałów o kształcie impulsów prostokątnych, przypadających na czas trwania linii kontrolnych. W wykonanym modelu przyjęto, że sygnały pomiarowe w kolejnych półobrazach, tzn. przypadające odpowiednio na linie nr nr 17 i 330, 18 i 331 oraz 19 i 332 będą takie same. Założenie to pozwala na uproszczenie konstrukcji omawianego członu, ponieważ unika się w ten sposób konieczności rozróżniania półobrazu parzystego i nieparzystego. W przeciwnym razie, zamiast trzech ciągów impulsów prostokątnych o częstotliwości powtarzania 50 Hz, należałoby wytworzyć sześć ciągów takich impulsów, ale o częstotliwości powtarzania 25 Hz. Poza tym wybór takiego rozwiązania jest uzasadniony tym, że w obecnej chwili nie zachodzi potrzeba stosowania więcej niż trzech sygnałów pomiarowych.

Pracę członu II najlepiej objaśnia rys. 7, na którym przedstawiono diagram impulsów wytwarzanych kolejno w poszczególnych obwodach tego członu. Szczegółowy schemat blokowy przedstawiono na rys. 8.

Cyfry podane w kółkach oznaczają numery przebiegów impulsowych z rys. 7.

Podstawowym obwodem jest tu synchronizowany przerzutnik jednokodowy. Sygnałem wejściowym jest całkowity sygnał synchronizujący

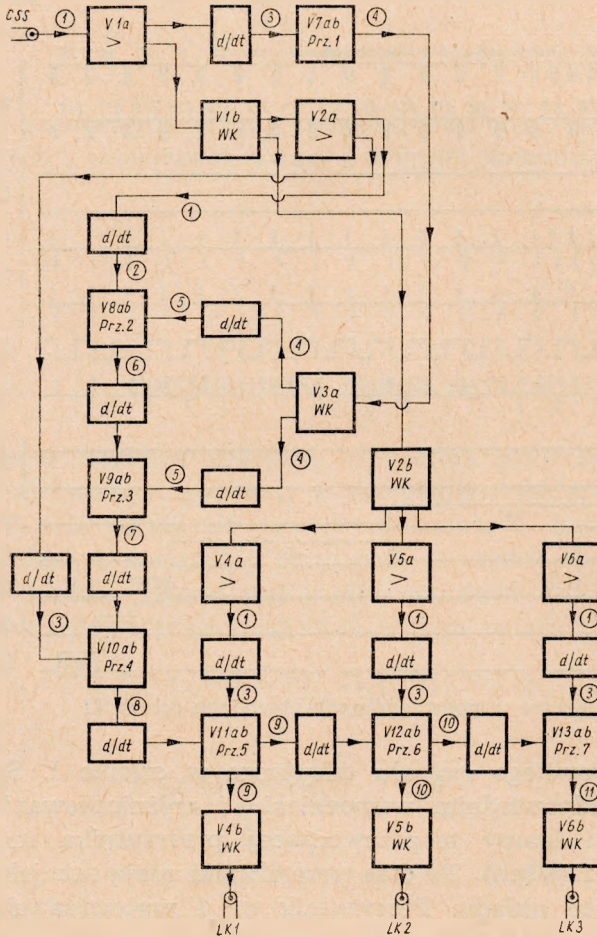


Rys. 7. Przebiegi impulsowe w poszczególnych obwodach członu II

(CSS), wydzielany z całkowitego sygnału wizyjnego w członie I. Sygnał synchronizacji, po odpowiednim wzmocnieniu i zróżniczkowaniu, jest dostarczany do siatki lampy nieprzewodzącej przerzutnika nr 1 (V7ab) i przerzutnika nr 2 (V8ab). Te dwa przerzutniki mają specjalne znaczenie dla pracy całego układu. Przerzutnik nr 1 wytwarza ciąg impulsów o szerokości około $H/2$ (32 μ sek) i częstotliwości powtarzania równej częstotliwości linii. Zróżniczkowane impulsy tego ciągu służą do synchronizacji następnych przerzutników.

Przerzutnik nr 2 jest wyzwalany pierwszym cząstkowym impulsem synchronizacji pionowej. Szerokość impulsu otrzymywanego z tego przerzutnika jest inna dla półobrazu parzystego i nieparzystego. Różnica ta jest konsekwencją faktu, że pierwszy impuls cząstkowy synchronizacji pionowej dla półobrazu parzystego pokrywa się z impulsem synchronizacji linii, a dla półobrazu nieparzystego — jest przesunięty o $H/2$. Dlatego też dla półobrazu nieparzystego impuls otrzymywany z przerzutnika nr 2 jest o $H/2$ szerszy niż dla półobrazu parzystego. Jak podano

na rys. 7, w wykonanym modelu impuls ten ma szerokość 3,5 lub 4 H (przebieg 6). Różnicę szerokości uzyskuje się dzięki synchronizowaniu przerzutnika zróżniczkowanym ciągiem impulsów H/2. Zróżniczkowane

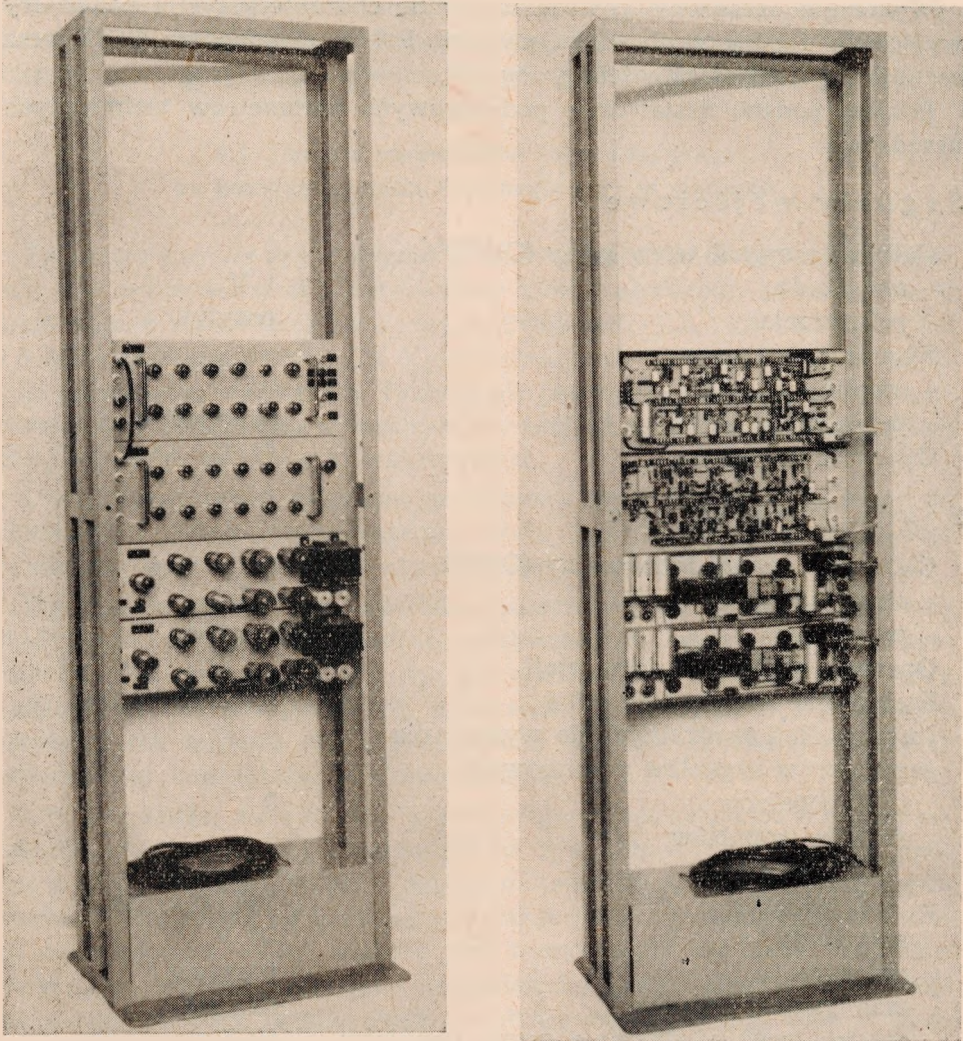


Rys. 8. Schemat blokowy członu II

tylne zbocze impulsu, otrzymywanego z przerzutnika nr 2, wyzwała przerzutnik nr 3 (V9ab), w którym wytwarzany jest impuls o szerokości 6 H (przebieg 7). Przerzutnik ten jest również synchronizowany zróżniczkowanym ciągiem impulsów H/2 (przebieg 5). Różniczka tylnego zbocza impulsu o szerokości 6 H wyzwała przerzutnik nr 4 (V10ab), który wytwarza kolejny impuls o szerokości 6H (przebieg 8). Dzięki temu, że do siatki lampy przewodzącej tego przerzutnika doprowadzony jest ciąg zróżniczkowanych impulsów synchronizujących, tylne zbocze impulsu wytwarzanego w przerzutniku nr 4 pokrywa się z tylnym zboczem impulsu synchronizacji linii 17/330. Następne przerzutniki nr 5, 6 i 7

(V11ab, V12ab, V13ab) wytwarzają impulsy prostokątne o szerokości $1H$, które po obcięciu we wtórnikach wyjściowych są impulsami przeznaczonymi do wyzwalania generatorów sygnałów pomiarowych (przebiegi 9, 10 i 11).

Przerzutniki te są wyzwalane kolejno, zróżniczkowanymi tylnymi zbozczami przebiegów 8, 9 i 10, oraz są synchronizowane ciągami zróżniczkowanych impulsów synchronizacji linii. Jak z powyższego wynika, przerzutnik nr 5 wytwarza impuls prostokątny w czasie trwania $17/330$ linii, przerzutnik nr 6 — $18/331$ linii, a przerzutnik nr 7 — $19/332$ linii.



Rys. 9. Ogólny widok wykonanego urządzenia: z lewej — od strony lamp, z prawej — od strony montażu

Wszystkie przerzutniki zastosowane w tym członie mają zapewnioną maksymalną stabilność szerokości wytwarzanych impulsów, dzięki zasilaniu siatek lamp przewodzących dodatnim napięciem anodowym. Przerzutniki te pracują w układzie ze sprzężeniem katodowym.

Opisany model urządzenia do wprowadzania sygnałów pomiarowych linii kontrolnych do sygnału wizyjnego został wykonany w wersji lampowej i ma służyć do przeprowadzania prób eksploatacyjnych nad wdrożeniem metod stałej kontroli parametrów torów wizyjnych.

Ogólny widok wykonanego urządzenia przedstawiony jest na rys. 9a i b.

Wykonane urządzenie posiada wszystkie charakterystyki i parametry wyjściowe zgodne z obowiązującym w Polsce standardem OIRT oraz cechuje się dużą stabilnością pracy.

Poniżej podano zestawienie podstawowych parametrów technicznych urządzenia:

Sygnały wejściowe

Całkowity sygnał telewizyjny (OIRT)	
amplituda	1 V _{pp}
polaryzacja	pozytywny
Sygnały pomiarowe	
amplituda	0,7 V _{pp}
polaryzacja	pozytywny
Oporność wejściowa	75 Ω

Sygnały wyjściowe

Całkowity sygnał telewizyjny (OIRT)	
amplituda	1 V _{pp}
polaryzacja	pozytywny
Oporność wyjściowa toru wizji	75 Ω
Pasma przenoszone toru wizji	6,5 MHz (0 dB)
Impulsy linii kontrolnych do wyzwiania generatorów sygnałów pomiarowych	
ilość impulsów	3
numery impulsów	
I półobraz	17, 18, 19
II półobraz	330, 331, 332
amplituda	50 V
polaryzacja	pozytywny
czas trwania impulsu	64 μsek
częstotliwość powtarzania grupy impulsów	50 Hz

Zasilanie

220 V, 50 Hz

4. POMIARY PARAMETRÓW JAKOŚCIOWYCH TORU WIZYJNEGO

Opisane wyżej urządzenie umożliwia, na podstawie zniekształceń transmitowanych sygnałów testowych, obserwowanych na ekranie lampy oscyloskopowej urządzenia odbiorczego, określić parametry jakościowe toru wizyjnego. Jak wynika z poprzednich omówień, dany sygnał testowy umożliwia pomiar określonego parametru toru lub pewnej ich liczby.

W celu wprowadzenia w technikę pomiarów, dla każdego sygnału testowego podany będzie ogólny sposób określania związanych z nim parametrów oraz przykłady wykonanych pomiarów układów.

4.1. Pomiar parametrów toru wizyjnego za pomocą sygnału złożonego z grup sinusoid

Przedstawiony na rys. 2 sygnał pomiarowy o znormalizowanym poziomie 1 V zawiera sygnał identyfikujący bieli o szerokości 10 μ sek i sześć grup napięć sinusoidalnych o częstotliwościach 0,5, 1,5, 3, 4,43, 5,0 i 6 MHz oraz amplitudzie 0,4 V, umieszczonych na poziomie 0,35 V, licząc od poziomu wygaszania. Przesyłanie powyższego sygnału pozwala na określenie zniekształceń wzmocnienia w funkcji częstotliwości dla najbardziej istotnych punktów charakterystyki.

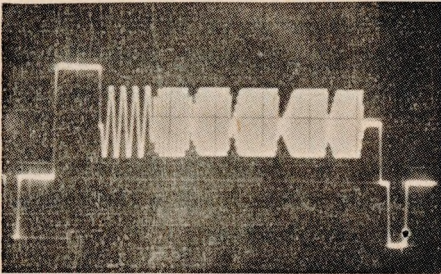
Umieszczony przed sygnałem grup prostokątny impuls bieli służy do określenia poziomu maksymalnej bieli, nie zawsze występującego w obrazie, oraz do pomiaru stanów przejściowych toru.

Wymagania techniczne, stawiane poszczególnym urządzeniom toru studyjnego, podają dopuszczalne zniekształcenie podstawowych parametrów elektrycznych. I tak np. dla wzmacniaczy rozdzielczych, przy badaniu stanów przejściowych, dopuszcza się w sygnale wyjściowym oscylacje nie większe niż 2% amplitudy impulsu prostokątnego, przy prawidłowej charakterystyce wzmocnienia.

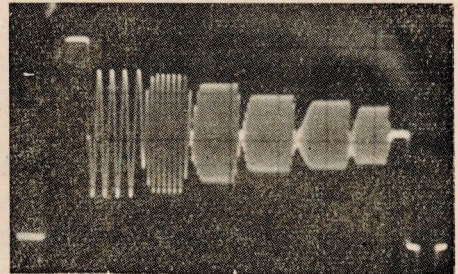
Dla przykładu, na rys. 10a przedstawiony jest omawiany sygnał na wejściu układu badanego, natomiast na rys. 10b — po przejściu przez tor wizyjny. Amplitudy grup napięć sinusoidalnych dla poszczególnych częstotliwości zależą od przebiegu charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości — im większe jest wzmocnienie dla danej częstotliwości, tym większa amplituda odpowiedniej grupy sinusoid i odwrotnie — im mniejsze wzmocnienie dla danej częstotliwości, tym większe tłumienie odpowiadającej jej grupy sinusoid. Przebieg charakterystyki wzmocnienia toru w funkcji częstotliwości określić można przyjmując

jako odniesienie, amplitudę grupy sinusoid o częstotliwości 0,5 lub 1,5 MHz i obliczając kolejno wzmocnienie dla poszczególnych częstotliwości, jako stosunek amplitudy grupy sinusoid mierzonej częstotli-

a)



b)



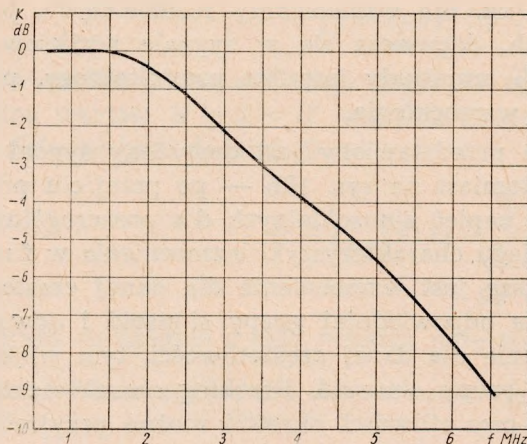
Rys. 10. Sygnał pęczków sinusoid: a) na wejściu układu badanego, b) po przejściu przez tor wizyjny

wości (V_2) do amplitudy grupy sinusoid o częstotliwości 0,5 lub 1,5 MHz (V_1)

$$k = 20 \lg \frac{V_2}{V_1} \text{ (dB)}$$

W podanym na rysunku 10b przypadku, obliczona charakterystyka wzmocnienia toru w funkcji częstotliwości ma następujący przebieg (rys. 11).

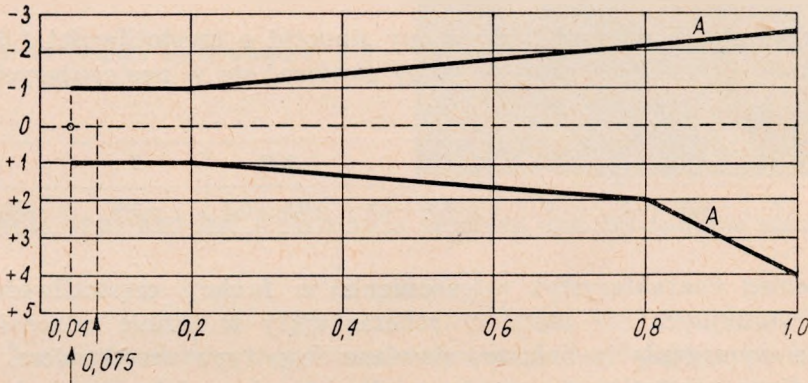
f	MHz	0,5	1,5	3	4,43	5,0	6
k	dB	0	-0,5	-3	-5,5	-6,6	-9



Rys. 11. Charakterystyka wzmocnienia toru w funkcji częstotliwości

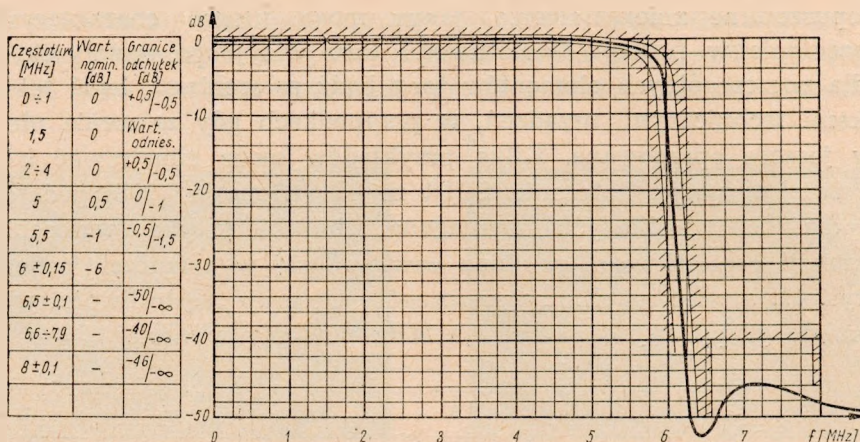
Dopuszczalne zniekształcenia, jakim mogą ulegać charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości toru wizyjnego, zostały określone dla poszczególnych elementów toru bądź zaleceniami, bądź też warunkami technicznymi urządzeń, w przypadkach gdy zalecenia nie zostały jeszcze opracowane. Kilka przykładów może zilustrować istniejącą tutaj sytuację. Zalecenie CCIR nr 421 (Genewa 1963) podaje, że np. dla linii radiowych wymagana charakterystyka wzmocnienia w funkcji częstotliwości powinna zawierać się w granicach podanych na rys. 12, a więc amplitudy poszczególnych grup częstotliwości w stosunku do grupy częstotliwości 0,5 MHz powinny wynosić

f	MHz	0,5	1,5	3	4,43	5	6
A	dB	0	+1/-1	+1,5/-1,5	+2/-2	+2,2/-2,1	+4/-2,5



Rys. 12. Tolerancje charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości dla linii radiowych

Dla nadajników telewizyjnych dopuszczalne zniekształcenia charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości zostały określone przez OWŁ (Moskwa 1963). Dokument ten podaje jednak tylko charakterystykę wstęp bocznych nadajnika w funkcji częstotliwości, której nie można zmierzyć przy użyciu sygnału testowego, złożonego z grup częstotliwości. Natomiast charakterystyki wzmocnienia toru zawierającego nadajnik plus demodulator jednowstęgowy nie zostały dotychczas ujęte zaleceniami. Podobnie nie istnieją dotychczas zalecenia dotyczące charakterystyk demodulatora jednowstęgowego. W praktyce pomiar charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości dla demodulatora opiera się na niemieckich (NRD) warunkach technicznych przedstawionych na rys. 13.



Rys. 13. Tolerancje charakterystyki wzmacnienia w funkcji częstotliwości dla demodulatora jednowstęgowego

W odniesieniu do amplitudy grupy sinusoid o częstotliwości 1,5 MHz amplitudy pozostałych grup powinny zawierać się w następujących granicach:

f	MHz	0,5	1,5	3	4,43	5	6
A	dB	-0,5 / +0,5	0	-0,5 / +0,5	-0,5 / +0,5	-1/0	-32,5 / -3

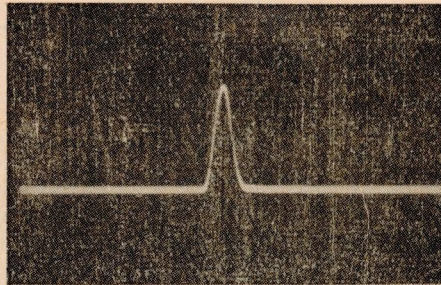
Przebieg charakterystyk wzmacnienia w funkcji częstotliwości dla torów studyjnych nie został dotychczas ujęty w formie zalecenia, jednakże wymagania techniczne, stawiane tego typu urządzeniom, określają górną częstotliwość graniczną, dla której spadek amplitudy wyjściowej wynosić może 1 dB przy 8 MHz. Wobec tego, w przypadku pomiaru urządzenia sygnałem testowym nr 1 wszystkie grupy sinusoid powinny być przeniesione bez zniekształceń. Pomiar taki nie daje jednak pełnego obrazu przebiegu charakterystyki wzmacnienia w funkcji częstotliwości i może być traktowany jedynie orientacyjnie.

4.2. Pomiar parametrów toru za pomocą sygnału złożonego z impulsu sinus-kwadrat i napięcia zębatego z nałożonym nań przebiegiem sinusoidalnym

Przedstawiony na rys. 3 sygnał pomiarowy o poziomie znormalizowanym 1 V zawiera sygnał identyfikujący biele o szerokości 10 μ sek, impuls sinus-kwadrat o szerokości 2 T, umieszczony w odległości 6 μ sek od tylnego zbocza impulsu biele, i impuls napięcia piłozębnego, umiesz-

czony w odległości 6 μ sek od impulsu sinus-kwadrat, z nałożonym nań napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 1,2 lub 4,43 MHz. Obydwa powyższe impulsy umieszczone są na poziomie czerni sygnału. Przesyłanie tego sygnału pozwala na ocenę zniekształceń amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości, stanów przejściowych, odbić spowodowanych niedopasowaniem członów toru, poziomu bieli i czerni oraz charakterystyki nieliniowości (skala kontrastów).

Umieszczony na początku sygnału impuls bieli służy, tak jak w przypadku poprzedniego sygnału kontrolnego, do określenia maksymalnego poziomu bieli oraz stanów przejściowych. Impuls sinus-kwadrat o szerokości $2T$ (rys. 14) stosowany jest do kontroli zniekształceń amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości.



Rys. 14. Impuls sinus-kwadrat $2T$

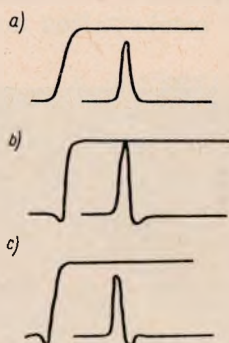
Impuls sinus-kwadrat przedstawia przebieg opisany funkcją czasu

$$U(t) = \sin^2 \left(\frac{t}{2T} \right)$$

gdzie T jest szerokością impulsu mierzoną na połowie jego wysokości.

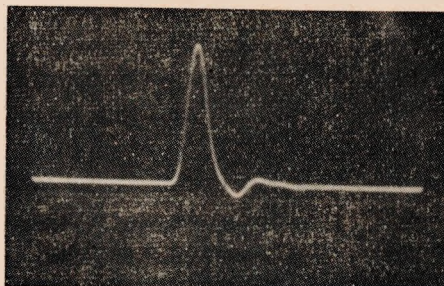
Rozkład widmowy tego impulsu charakteryzuje się tym, że prawie cała energia przenoszona umieszczona jest poniżej częstotliwości granicznej równej $\frac{1}{2T}$. Dzięki czemu jest on bardzo wygodny przy badaniu właściwości układów o ograniczonym pasmie częstotliwości, jakimi są tory wizyjne. Dokumenty CCIR i OIRT zalecają stosowanie przy danej szerokości (B) pasma kanału wizyjnego, impulsów sinus-kwadrat o dwu różnych szerokościach. Impuls węższy, nazywany impulsem T , ma szerokość równą $\frac{1}{2B}$, a więc dla naszego standardu 0,08 μ sek, natomiast impuls szerszy, nazywany impulsem $2T$, ma szerokość równą $\frac{1}{B}$, czyli 0,16 μ sek. Impuls $2T$, którego główna część widma mieści się w pasmie B , powinien przechodzić przez urządzenia toru wizyjnego bez dostrzegalnych zniekształceń. Zniekształcenia powstające na skutek obciążenia dalszych partii widma impulsu są pomijalne, ponieważ energia zawarta w tej części widma jest bardzo mała.

Zasada pomiaru impulsem sinus-kwadrat jest następująca. Przejście impulsu sinus-kwadrat przez układ zawierający zniekształcenia liniowe powoduje zmianę jego kształtu, przy czym charakter tych zmian jest zależny od rodzaju występujących zniekształceń (amplitudowe i fazowe). Jak wynika z analizy matematycznej, występowanie zniekształceń amplitudowych powoduje zmianę amplitudy impulsu sinus-kwadrat oraz wystąpienie zafalowań, umieszczonych symetrycznie przed i za impulsem. Zniekształcenia fazowe powodują natomiast występowanie zafalowań niesymetrycznych względem impulsu.



Rys. 15. Zniekształcenia impulsu sinus-kwadrat $2T$: a) amplitudy toru, b) fazy toru, c) amplitudy i fazy toru

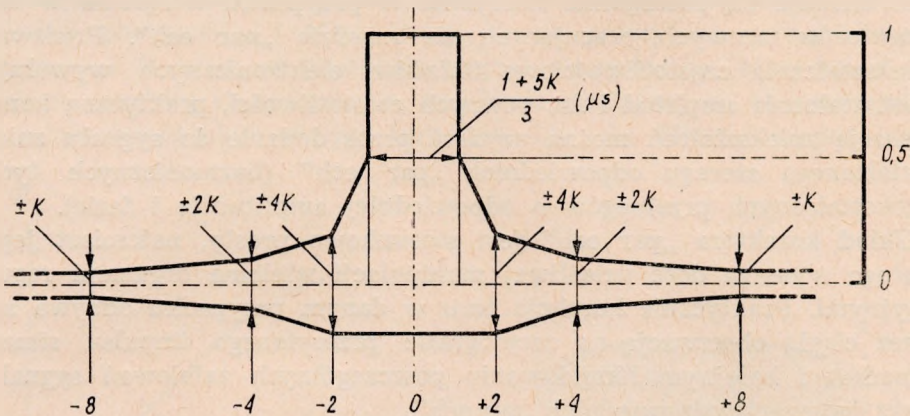
Na rysunku 15 podano przykłady oscylogramów, otrzymanych w teoretycznych przypadkach, gdy badany układ wprowadza tylko zniekształcenia amplitudowe (rys. 15a) lub fazowe (rys. 15b). W praktyce jednak badane linie wprowadzają zarówno zniekształcenia amplitudowe jak i fazowe, a uzyskane efekty sumują się (rys. 15c). Zdjęcie oscylogramu, otrzymanego przy pomiarach rzeczywistego toru telewizyjnego za pomocą impulsu sinus-kwadrat, przedstawione jest na rys. 16. Widoczne tu zniekształcenia o charakterze fazowym i amplitudowym.



Rys. 16. Impuls sinus-kwadrat $2T$ po przejściu przez tor wizyjny

Najdogodniejszą i najszybszą metodą oceny zniekształceń za pomocą impulsu sinus-kwadrat $2T$, wystarczającą dla potrzeb eksploatacji, jest stosowanie specjalnego szablonu, określającego dopuszczalne tolerancje

zmiany parametrów badanego układu. Szablon taki (rys. 17) określa pole, w którym powinien zmieścić się zniekształcony przez badany tor impuls sinus-kwadrat $2T$ w przypadku, gdy parametry układu nie prze-



Rys. 17. Szablon dla impulsu sinus-kwadrat $2T$

kroczyły 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 wystarczająco dobrą. Charakterystyki takie odpowiadają więc dopuszczalnym zniekształceniom. Następnie do danego układu doprowadza się impuls sinus-kwadrat T i określa zniekształcenia, jakim on ulega. Na tej podstawie określa się tzw. współczynnik zniekształceń, oznaczany zwykle przez „ K ”, co umożliwia już wykreślenie odpowiedniego szablonu. Wartość jego określa granicę dopuszczalnych zniekształceń urządzenia. Wyznaczanie parametru „ K ” w oparciu o warunki CCIR zostało szczegółowo omówione przez N. W. Lewisa w artykule pt. „Waveform computation by the time-series method”, zamieszczonym w Proceedings of IEE, p. III, 1952 r.

Kształt szablonu z charakterystycznymi wymiarami zależnymi od wartości współczynnika K przedstawiono na rys. 17.

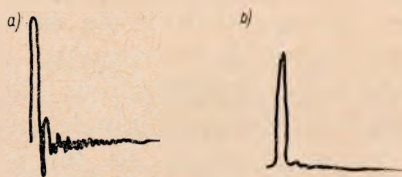
Na podstawie badań i pomiarów statystycznych stwierdzono, że zniekształcenia odpowiadające $K = 0,03$ (3%) nie wpływają jeszcze w widoczny sposób na jakość obrazu. Jeśli jednak cały tor wizyjny może dawać zniekształcenia w granicach $K = 0,03$, to poszczególne jego elementy muszą dawać zniekształcenia odpowiednio mniejsze. Należy więc ustalić dopuszczalne wielkości parametru K dla wszystkich części składowych toru i wykreślić odpowiednie szablony, w których musi się zawierać odpowiedź badanej części na impuls testowy. Na przykład dla

wzmacniaczy wizyjnych normy angielskie dopuszczają $K = 0,005$ (0,5%).

Kontrola zniekształceń liniowych toru za pomocą impulsu sinus-kwadrat okazuje się szczególnie korzystna w przypadku wtrącenia w tor korektorów fazowych, pracujących na zasadzie „par ech”. Ponieważ zniekształcenia częstotliwościowe układów elektronicznych wywołują zniekształcenia amplitud i faz pewnych częstotliwości, praktyczną kompensację zniekształceń można uzyskać przez dodanie do sygnału zniekształconego szeregu odpowiednich „par ech” (harmonicznych tych zniekształconych przebiegów o odpowiedniej amplitudzie i fazie).

Układ korektora „par ech” jest stosunkowo prosty, natomiast jego obsługa wymaga dość uciążliwej manipulacji wieloma organami regulacyjnymi. Praktycznie korekcja toru w danym przypadku odbywa się przez ciągłą obserwację na oscylografie przesyłanego impulsu sinus-kwadrat i kolejnym likwidowaniu poszczególnych zafałowań sygnału przez dodawanie odpowiednich „par ech”.

Dla przykładu rys. 18 przedstawia impuls sinus-kwadrat po przejściu przez tor wizyjny — nieskorygowany (rys. 18a) i skorygowany za pomocą korektora „par ech” (rys. 18b).



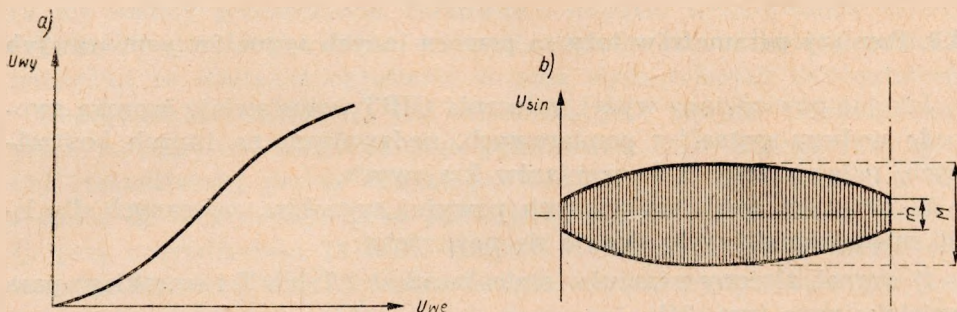
Rys. 18. Impuls sinus-kwadrat $2 T$: a) po przejściu przez tor nieskorygowany, b) po przejściu przez tor skorygowany

Przesyłany na linii kontrolnej impuls sinus-kwadrat może także służyć do pomiaru odbić, powstających w torze sygnału wizyjnego, w wyniku złego dopasowania układów. Zasada pomiaru odbić jest analogiczna do zasady działania reflektometru impulsowego.

Nadawany impuls sinus-kwadrat zostaje w miejscach złego dopasowania odbity i powraca na początek linii w zgodnej lub odwróconej fazie, z amplitudą zależną od wielkości niedopasowania i tłumienia linii. W przypadku szeregu niedopasowań na trasie występują odbicia wielokrotne. Jeżeli odbicia są wyraźne, można mierząc odległość czasową impulsu odbitego od nadawanego określić miejsce występowania niedopasowania układów bądź niejednorodności kabla.

Umieszczony w sygnale pomiarowym sygnał napięcia zębatego, z nałożonym przebiegiem sinusoidalnym o częstotliwości 1,2 lub 4 43 MHz służy do pomiaru zniekształceń nieliniarnych toru. W przypadku toru, w którym nie występują zniekształcenia nieliniarne amplituda sygnału sinusoidalnego, nałożonego na impuls napięcia zębatego, jest stała

w całym zakresie amplitud sygnałów wizji, natomiast w przeciwnym przypadku, wielkość amplitudy sygnału sinusoidy zależy od poziomu, na którym ona występuje. Jeśli więc na wejście oscylografu, na którym oglądamy odbierany sygnał, włączymy filtr górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej 1,1 MHz, który usunie przesyłane w sygnale pomiarowym impulsy, a przepuści sygnał sinusoidalny, otrzymamy na ekranie przebieg sinusoidalny o amplitudzie zależnej od charakterystyki zniekształceń nieliniarnych toru (rys. 19a i b). Mierząc wartość naj-



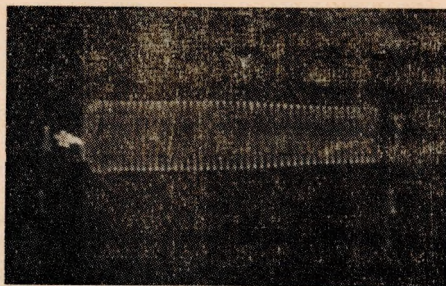
Rys. 19. Przykład charakterystyki toru i otrzymanych przebiegów: a) charakterystyka nieliniowości toru, b) przebieg otrzymany na wyjściu filtra górnoprzepustowego

większej (M) i najmniejszej (m) amplitudy otrzymanego napięcia sinusoidalnego, obliczamy współczynnik zniekształceń nieliniarnych toru

$$k = \left(1 - \frac{m}{M}\right) 100\%$$

Na rysunku 20 przedstawiono przebieg uzyskany na wyjściu rzeczywistego toru telewizyjnego, mierzony na oscylografie pomiarowym po

Rys. 20. Przebieg na wyjściu rzeczywistego toru po przejściu przez filtr górnoprzepustowy



przejściu przez filtr górnoprzepustowy. Zniekształcenia nieliniarne mierzonego przez filtr wynoszą w podanym przypadku

$$k = 27\%$$

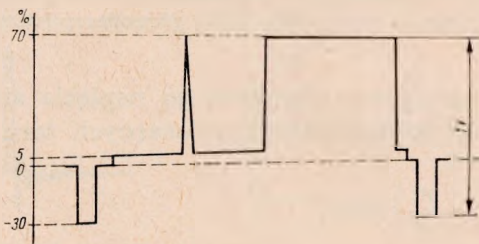
Dopuszczalne zniekształcenia nieliniarne dla linii radiowych określone zaleceniami CCIR Nr 421 (Genewa 1963) nie powinny być większe od 20%, a dla nadajników telewizyjnych określone dokumentem OWŁ (Moskwa 1963) nie powinny być większe od 10%. Zniekształcenia nieliniarne dla torów studyjnych nie zostały dotychczas ujęte zaleceniami ani normami. W praktyce przyjmuje się, że dla pojedynczego elementu toru, jak np. wzmacniacz rozdzielczy, zniekształcenia nie powinny przekraczać 2%.

4.3. Pomiary parametrów toru za pomocą innych sygnałów pomiarowych

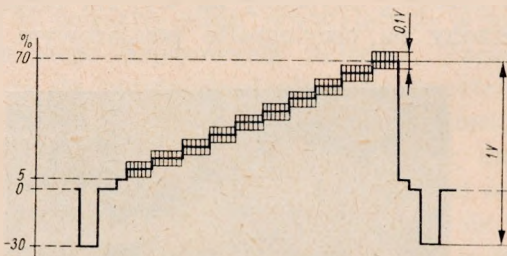
Jak już powiedziano wyżej, zalecenia OIRT pozostawiają szeroką swobodę wyboru sygnałów pomiarowych, nadawanych na liniach kontrolnych, przeznaczonych do pomiarów krajowych.

W praktyce, obok omówionych powyżej sygnałów, zalecanych dla linii międzynarodowych, stosuje się najczęściej:

1) sygnał, złożony z impulsu sinus-kwadrat $2T$ lub T i szerokiego pasa prostokątnego (rys. 21),



Rys. 21. Sygnał impulsu sinus-kwadrat i pasa prostokątnego



Rys. 22. Sygnał schodkowy

2) sygnał schodkowy, z założonym przebiegiem sinusoidalnym, o częstotliwości 1,2 lub 4,43 MHz (rys. 22).

Przedstawiony na rys. 21 sygnał pomiarowy o poziomie znormalizowanym 1 V zawiera impuls sinus-kwadrat o szerokości $2T$ lub T (0,16 lub 0,08 μ sek), umieszczony w odległości 16 μ sek od tylnego zbocza impulsu synchronizującego i impuls pasa o szerokości 32 μ sek, umieszczono-

ny w odległości 16 μ sek od impulsu sinus-kwadrat. Obydwa powyższe impulsy umieszczone są na poziomie czerni sygnału. Przesyłanie tego rodzaju sygnału pozwala na ocenę zniekształceń amplitudy i fazy w funkcji częstotliwości, stanów przejściowych oraz odbić w telewizyjnym torze nadawczym.

Metody kontroli układu za pomocą impulsu sinus-kwadrat o szerokości $2T$ zostały już szczegółowo opisane poprzednio i, jak wiemy, pozwalają ustalić, czy dopuszczalne tolerancje parametrów badanego toru nie zostały przekroczone. Stosowanie impulsu sinus-kwadrat o szerokości T , tj. o dwukrotnie szerszym widmie częstotliwości, pozwala natomiast na dokładne określanie stopnia występujących zniekształceń.

Impuls sinus-kwadrat T jak wiadomo, jest zawsze zniekształcany przez tor wizyjny, ponieważ jego podstawowa część widma, przy górnej częstotliwości pasma wizyjnego, tłumiona jest do poziomu 6 dB, a spada do zera dopiero przy podwojonej górnej częstotliwości pasma, tj. przy częstotliwości 12 MHz. Stopień i charakter zniekształceń tego impulsu świadczą więc o właściwościach charakterystyk toru wizyjnego w zakresie górnej częstotliwości granicznej, jak również powyżej tej częstotliwości.

Zalecenia CCIR podają następujące normy na zniekształcenia impulsu T w zależności od parametru K .

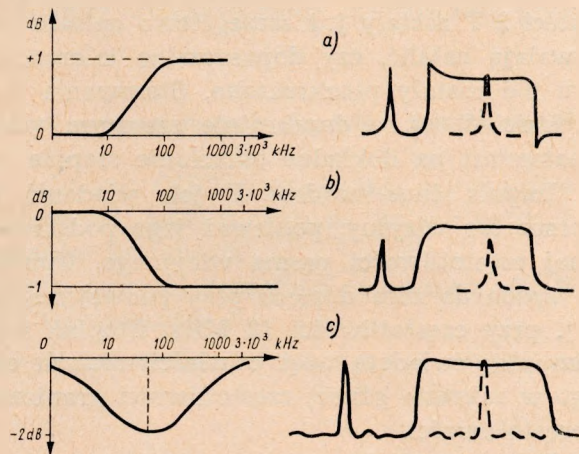
Wielkość mierzona	Parametr K w %					
	1	2	3	4	5	6
Szerokość impulsu na połowie amplitudy (μ sek)	0,122	0,125	0,127	0,130	0,132	0,135
Minimalna częstotliwość oscylacji (MHz)	6	6	6	6	6	6
Maksymalna amplituda pierwszej oscylacji ujemnej (%)	10	12	14	16	18	20
Maksymalna amplituda pierwszej oscylacji dodatniej (%)	6	8	9	10	11	12

Występujący w omawianym sygnale impuls szerokiego pasa prostokątnego jest właściwie impulsem pomocniczym, służącym głównie do oceny zniekształceń amplitudowych na częstotliwościach zbliżonych do częstotliwości powtarzania linii. Zniekształcenia te powodują zmianę szerokości impulsu sinus-kwadrat oraz spadek (zwis) wierzchołka impulsu prostokątnego. Ponieważ impuls sinus-kwadrat jest stosunkowo wąski, pomiar jego szerokości jest mało dokładny. Wielkość spadku

wierzchołka impulsu prostokątnego możemy natomiast łatwo ocenić, przesuwając impuls sinus-kwadrat wzdłuż podstawy impulsu prostokątnego (rys. 23). Przez porównanie amplitud impulsu sinus-kwadrat $2T$ i impulsu prostokątnego można szybko ocenić rodzaj zniekształceń liniowych badanego toru. Na rys. 24a, b, c przedstawiono kilka typowych



Rys. 23. Pomiar spadku wierzchołka impulsu prostokątnego



Rys. 24. Typowe przebiegi impulsu sinus-kwadrat i odpowiadające im charakterystyki przenoszenia

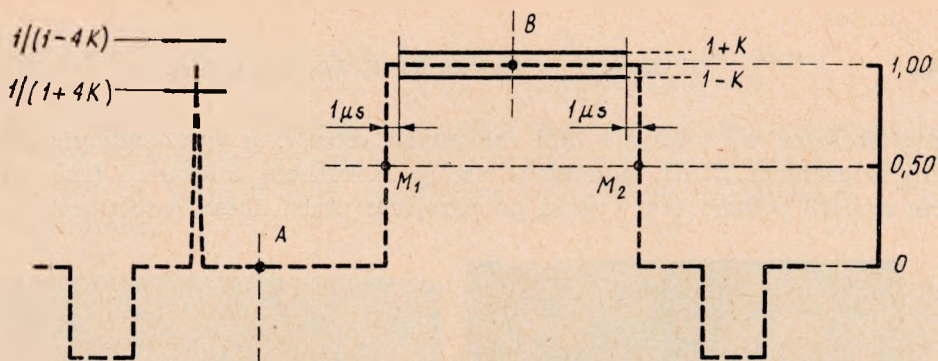
wych przebiegów i odpowiadające im charakterystyki przenoszenia, przy założeniu idealnej charakterystyki fazowej badanego układu, które pozwalają na określenie własności układów.

Podniesienie charakterystyki przenoszenia na górnych częstotliwościach powoduje wystąpienie przerostu na początku pasa, przy jednocześniej dużej stromości jego zboczy, oraz wzrost amplitudy impulsu, w stosunku do amplitudy pasa. Spadek charakterystyki przenoszenia na wysokich częstotliwościach pociąga za sobą spadek amplitudy impulsu i zmniejszenie stromości zboczy pasa.

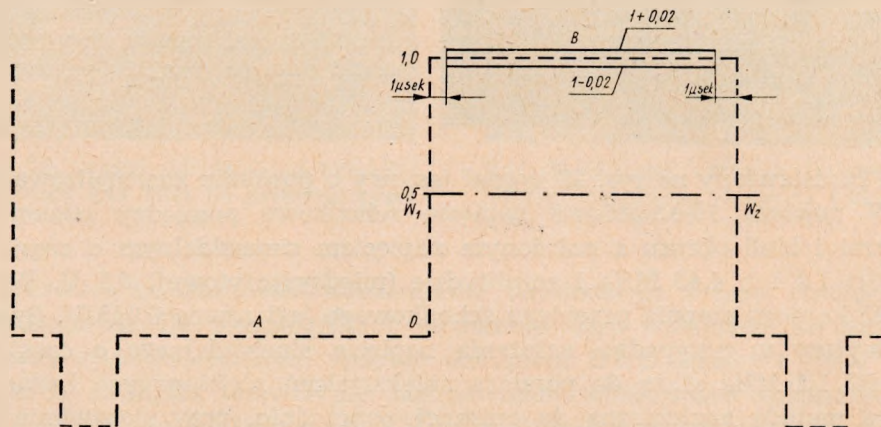
Spadek charakterystyki wewnątrz pasma przenieszonego uwidacznia się powstawaniem symetrycznych oscylacji po obu stronach impulsu sinus-kwadrat oraz odkształceniem wklęsłym wierzchołka pasa.

Granice, w których powinien zawierać się impuls pasa prostokątnego, zostały określone dla linii radiowych Zaleceniem CCIR Nr 421 (Genewa 1963) (rys. 25), a dla nadajników telewizyjnych dokumentem OWŁ (Moskwa 1963) (rys. 26).

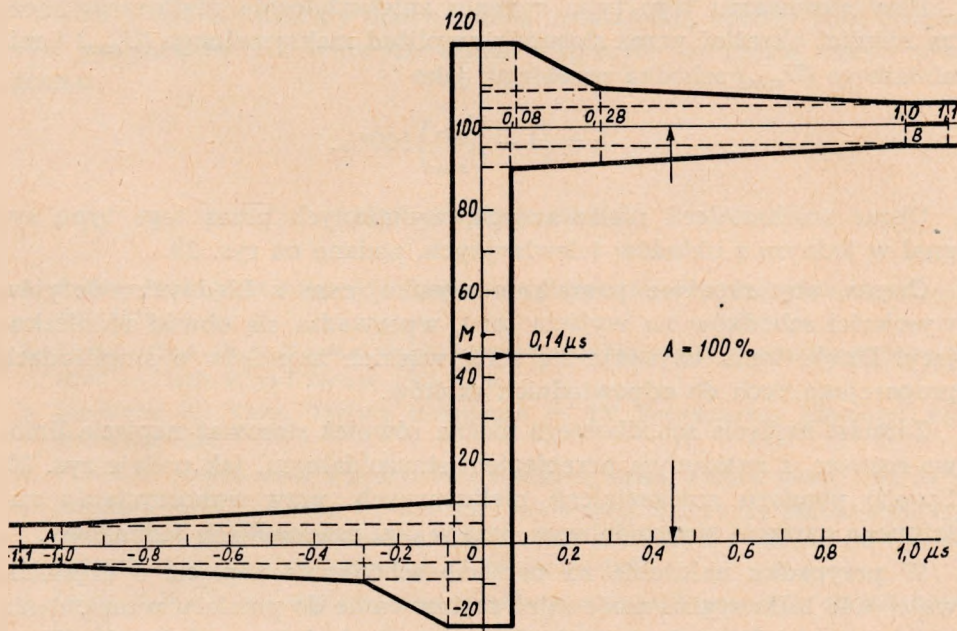
Impuls pasa, podobnie jak impuls bieli w omawianych poprzednio sygnałach testowych, służy do pomiaru stanów przejściowych, których



Rys. 25. Tolerancje impulsu pasa prostokątnego dla linii radiowych

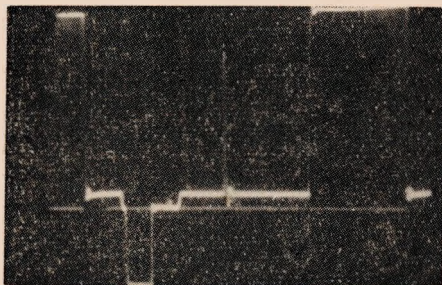


Rys. 26. Tolerancje zniekształceń impulsu pasa prostokątnego dla nadajników



Rys. 27. Tolerancje dla przedniego zbocza impulsu pasa prostokątnego dla linii radiowych

dopuszczalne wartości dla linii radiowych, określone wymienionym wyżej zaleceniem CCIR, przedstawione są szablonem tolerancji (rys. 27). Na rys. 28 podano taki sygnał po przejściu przez układ rzeczywisty.



Rys. 28. Sygnał impulsu sinus-kwadrat i pasa po przejściu przez tor

Przedstawiony na rys. 22 sygnał testowy o poziomie znormalizowanym 1 V zawiera 10-stopniowe napięcie schodkowe pomiędzy poziomami czerni i bieli obrazu z nałożonym napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 1,2 lub 4,43 MHz i amplitudzie (międzyszczytowej) 0,1 V. Wysokość każdego stopnia przebiegu schodkowego jest równa 0,065 V. Sygnał powyższy w przypadku nałożenia napięcia sinusoidalnego o częstotliwości 1,2 MHz służy do pomiaru zniekształceń nieliniarnych badanego toru metodą analogiczną do opisanej poprzednio, przy stosowaniu sygnału napięcia zębatego.

Przy stosowaniu tego typu sygnału zniekształcenia nieliniarne można również określać przez stosunek amplitud maksymalnego (U_{max}) i minimalnego (U_{min}) schodka przebiegu, jako

$$k = \left(1 - \frac{U_{min}}{U_{max}}\right) 100\%.$$

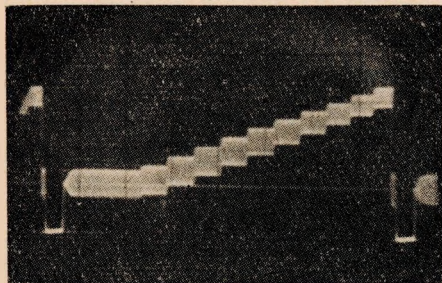
Obraz zniekształceń nieliniarnych, wykazanych przez tego typu sygnał w jednym z układów telewizyjnych, podano na rys. 29.

Często, aby zapobiec pomyłkom wynikającym z błędnych odczytów wysokości schodków na wyjściu toru, wprowadza się obwód różniczkujący. Dzięki temu uzyskuje się serię wąskich impulsów o amplitudach proporcjonalnych do odpowiednich skoków.

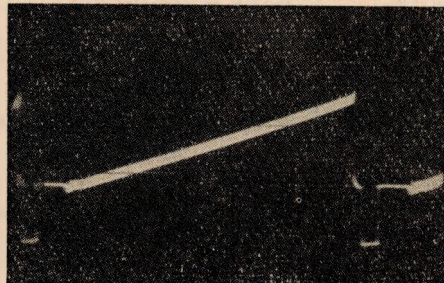
Zamiast napięcia schodkowego można również stosować napięcie linowo-rosnące, z nałożonym przebiegiem sinusoidalnym, jak podaje rys. 30. Sposób pomiaru zniekształceń nieliniarnych, przy wykorzystaniu nałożonego napięcia sinusoidalnego, jest w obu przypadkach jednakowy.

W przypadku nałożenia na napięcie schodkowe napięcia o częstotliwości 4,43 MHz sygnał może mieć zastosowanie do pomiaru wzmocnienia różnicowego i fazy różnicowej, tj. wzmocnienia i fazy zależnych od po-

ziomu sygnału, który stosuje się przy badaniu linii do przesyłania sygnałów telewizji kolorowej. Pomiary te wykonuje się za pomocą, umieszczonych na wyjściu toru, mierników wzmocnienia różnicowego i fazy różnicowej.



Rys. 29. Sygnał schodkowy z nałożoną sinusoidą 4,43 MHz po przejściu przez tor



Rys. 30. Sygnał napięcia liniowo-rosnącego z nałożoną sinusoidą 4,43 MHz

Wartości zniekształceń wzmocnienia różnicowego i fazy różnicowej dopuszczalne dla poszczególnych elementów toru wizyjnego nie zostały jeszcze ujęte zaleceniami. Jedynie dokument OWŁ (Moskwa 1963) podaje, że nadajnik telewizyjny nie powinien wprowadzać zniekształceń fazy różnicowej większych od $\pm 5^\circ$ oraz wzmocnienia różnicowego większych od -10% .

Opisane ogólnie metody pomiarowe przedstawiają obecny stan pomiarów parametrów jakościowych torów wizyjnych w czasie emisji programu.

WYKAZ LITERATURY

1. *Fröling H. E.*: Linia kontrolna i elektronowy obraz testowy. Radio Mentor. Kwiecień 1959.
2. *Kriwosejew M. I.*: Kontrol televisionnowo trakta s pomoszczju ispytatielnych strok — *Tiech. Kino i Tielew.* 1962, nr 8.
3. *Ste-Marie A.*: Video Testing techniques in TV Broadcasting Electrical Engineering. 1957.
4. *Vanek Z.*: Merici radek a jeho pouziti v televizi. *Rozhl. a telev. techn.* 1962, nr 3.
5. *Kriwosejew M., Jeremin W.*: Kontrol i izmierenje osnovnych kaczestwiennych pokazatelej televisionnowo trakta w procesie pieriedaczi s pomoszczju ispytatielnych strok. Komisja techniczna OIRT. Praga 1960.
6. *Lewis N. W.*: Waweform responses of television links. *Proceedings of IEE*, 1954, p. III.

7. Lewis N. W.: Waweform computation by the time — series method. Proceedings of IEE. 1952, p. III.
8. Kriwoszejew M. I.: Izmiereniya w telewizjonnom oborudowanij. Moskwa 1956
9. Kriwoszejew M. I.: Nowyje metody izmiereniya charakteristik telewizjonnowo kanała. Elektroswiaż 1956, nr 7.
10. Zalecenie CCIR Nr 314. Genewa 1963.
11. Zalecenie CCIR Nr 421. Genewa 1963.
12. Zalecenia OWL dla nadajników TV. Moskwa 1963 r.
13. Zalecenie OIRT Nr 38.

T. Бзовски
 А. Карвовска-Лямпарска
 Э. Янчевска

УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ТРАКТА ВО ВРЕМЯ ПЕРЕДАЧИ ПРОГРАММЫ

Резюме

В статье описано устройство для контроля, во время передачи программы, качественных показателей телевизионного тракта по методу так наз. „испытательной строки”. Приведена общая концепция построения устройства и принцип его работы. С целью выяснить технику измерений приведено еще описание типов применяемых контрольных сигналов и общего способа определения показателей тракта, а также даны примеры испытаний практических схем.

T. Bzowski
 A. Karwowska-Lamparska
 E. Janczewska

A DEVICE FOR CHECKING ON THE QUALITY PARAMETERS OF A VIDEO CHANNEL DURING PROGRAM TRANSMISSION

Summary

Paper deals with a device destined for checking on the quality of video channel parameters during a program transmission by means of so called test line.

A general idea of the solution of this device as well as its work principles are given.

Besides that, as an introduction to the measurement technique some kinds of used test signals are given as a general way of determining the parameters.

Some examples of circuits measurement are presented.

T. Bzowski
A. Karwowska-Lamparska
E. Janczewska

DISPOSITIF DE CONTROLE DES PARAMÈTRES DE QUALITÉ
DE LA CHAÎNE VIDEO, AU COURS D'UNE TRANSMISSION DU PROGRAMME

S o m m a i r e

Description du dispositif de contrôle des paramètres de qualité de la chaîne video au moyen d'une ligne test au cours de l'émission du programme.

On a présenté une idée générale du dispositif ainsi que son fonctionnement.

Afin d'introduire dans la technique des mesures, on a présenté des signaux de mesure, ainsi qu'une manière générale de déterminer les paramètres de la chaîne video. En outre on a présenté quelques exemples de telles mesures.

T. Bzowski
A. Karwowska-Lamparska
E. Janczewska

EINRICHTUNG FÜR DIE KONTROLLE DER QUALITATIVEN PARAMETER
DER FERNSEHLEITUNG WÄHREND DER PROGRAMMÜBERGABE

Z u s a m m e n f a s s u n g

In dem Artikel wird eine Einrichtung für die Kontrolle der qualitativen Parameter der Fernsehleitung während der Programmübergabe nach der „Prüfzeilenmethode“ besprochen.

Es wird die allgemeine Konzeption der Lösung der Einrichtung und die Grundprinzipien derer Arbeit angegeben. Zwecks Einführung in die Technik der Messungen werden ausserdem die gebrauchten Kontrollsignalarten beschrieben und eine Allgemeine Bestimmungsmethode der Parameter der Leitung und die Beispiele der Messungen auf den wirklichen Schaltungen gegeben.

Cena zł 19.—