

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XII

ZESZYT 3(39)

WARSZAWA 1965

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

SPIS TREŚCI

1. <i>Stefan Jasiński</i> — Radioklimat środkowej Polski	3
2. <i>Edward Dumania</i> — Zmniejszenie szumów nadajnika w linii radiowej o modulacji impulsowej	13
3. <i>Mieczysław Lubański i Zenon Zakrzewski</i> — Metoda projektowania koncentrycznego sprzęgacza kierunkowego o dużym sprzężeniu	37

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>С. Ясиньски</i> — Радиоклимат средней Польши	3
2. <i>Э. Думаня</i> — Уменьшение шумов передатчика радиорелейной линии с импульсной модуляцией	13
3. <i>М. Любаньски и З. Закшевски</i> — Метод проектирования коаксиального направленного ответвителя с сильной связью	37

CONTENTS

1. <i>S. Jasiński</i> — Radioclimate of central Poland	3
2. <i>E. Dumania</i> — Noise reduction of the pulse-modulated radio-link transmitter	13
3. <i>M. Lubański and Z. Zakrzewski</i> — A method of design of the coaxial directional coupler with tight coupling	37

SOMMAIRE

1. <i>S. Jasiński</i> — Le radioclimat de la Pologne centrale	3
2. <i>E. Dumania</i> — Réduction de bruit de l'émetteur de la ligne à faisceaux hertziens à modulation à impulsions	3
3. <i>M. Lubański et Z. Zakrzewski</i> — Méthode de calculs d'un coupleur directionnel coaxial à fort couplage	37

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>S. Jasiński</i> — Funkklima von Mittelspolen	3
2. <i>E. Dumania</i> — Verringerung des Rauschens des Funkliniensender mit Impulsmodulation	13
3. <i>M. Lubański und Z. Zakrzewski</i> — Entwurfsverfahren eines konzentrischen Richtungskopplers mit fester Kopplung	37

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XII

ZESZYT 3(39)

WARSZAWA 1965

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. Feliks Błocki*

Redaktorzy działów:

adj. inż. Aleksy Brodowski, prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski,

prof. mgr inż. Lesław Kędziński

Sekretarz Redakcji — *Maria Jabłonowska*

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 *I. Czarnecka*

WNT. Warszawa 1966. Wydanie 1. Nakład 565. Ark. wyd. 3,6. Ark. druk 3,99/A. Format B5.
Papier ilustr. kl. V, 70 g, 70 × 100/16. Oddano do składania 2. 3. 66. Podpisano do druku 13. 5. 66.
Druk ukończono w maju 1966. Symbol 80369/INB. Cena zł 14,—

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu — 570/66 — W-3

STEFAN JASIŃSKI

621.391.812,621(438):551.509

RADIOKLIMAT ŚRODKOWEJ POLSKI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25. V. 1965 r.

Po wyjaśnieniu znaczenia współczynnika refrakcji atmosferycznej w radiokomunikacji, podano wyniki obliczeń tego współczynnika dla stacji meteorologicznej Warszawa-Bielany; w szczególności omówiono sposób obliczania i podano rozkład w czasie średnich miesięcznych parametrów N , przy powierzchni Ziemi N_s i na poziomie morza N_0 oraz podano prowizoryczne dane co do rozkładu gradientu ΔN . Ponadto, scharakteryzowano radioklimat w Warszawie oraz wyrażono pogląd, że radioklimat Warszawy może być uważany za reprezentatywny dla radioklimatu środkowej Polski.

1. ZNACZENIE RADIOKLIMATOLOGII OPARTEJ NA WSPÓLCZYNNIKU REFRAKcji ATMOSFERYCZNEJ

Znaczenie i szybki rozwój radiokomunikacji mikrofalowej wysuwa potrzebę przeprowadzenia badań radioklimatu Polski.

Rozwój radioklimatologii [1] przejawiał się w ostatnich latach głównie w dziedzinie pomiarów współczynnika refrakcji atmosferycznej i jego rozkładów w różnych regionach klimatycznych.

Jednym z najważniejszych parametrów, którym zajmuje się radioklimatologia, jest współczynnik refrakcji atmosferycznej n , wyrażany często w postaci jego nadmiaru względem jedności ($n-1$). Ponieważ n mało różni się od jedności, przyjęte jest wyrażać tę wielkość w tzw. jednostkach N , a mianowicie:

$$N \stackrel{def}{=} (n - 1) \cdot 10^6 \quad (1)$$

¹⁾ Ang. refractivity, niem. Brechungsziffer.

Ważną rolę w klimatologii odgrywa ponadto gradient ΔN obliczany ze wzoru

$$N \stackrel{\text{def}}{=} N_1 - N_s \quad (2)$$

w którym N_1 jest wartością N na wysokości 1 km nad powierzchnią Ziemi, a N_s wartością N przy powierzchni Ziemi.

Stwierdzono w ostatnich latach [2], że prosty model wykładniczego spadku wartości N z wysokością posiada poważne znaczenie praktyczne.

W strefie umiarkowanej występuje korelacja pomiędzy medialną dekadową lub miesięczną wartością panujących natężeń pola a ΔN . Opierając się na tej korelacji można wykorzystywać współczynnik refrakcji jako prognostyka do prognoz z dnia na dzień natężenia pola fal metro- wych i centymetrowych.

Zainteresowanie współczynnikiem refrakcji atmosferycznej wzmożło się, gdy potwierdzono doświadczalnie wartość parametru N_s jako prognostyka całkowitej refrakcji atmosferycznej przy kątach wzniesienia promienia ponad kilka stopni [3], [4], [5], [6a]. Okoliczność ta ma poważne znaczenie przy śledzeniu satelitów komunikacyjnych w pobliżu horyzontu, szczególnie przy ostrokierunkowych antenach.

Już te kilka własności współczynnika refrakcji atmosferycznej wystarczająco uwypukla potrzebę poznania jego wartości i rozkładów w czasie i przestrzeni na terytorium Polski.

Jak już było wspomniane, N zmniejsza się z wysokością. Aby nie mylić zmiany N spowodowanej przez wysokość h pewnej stacji meteorologicznej ze zmianami związanymi z klimatologią, przyjęto zredukować wartość N do poziomu morza i oznaczać ją symbolem N_0 .

Istnieją mapy wartości N_0 i ΔN [7c], [7f] sporządzone dla całego świata. Błąd obciążający to podawane na tych mapach wartości średnie, na obszarach, co do których posiadano dostateczną liczbę danych meteorologicznych jest na ogół mniejszy od 2,0 jednostek N i rzadko przekracza wartość 2,7 jednostek N , która to wartość została określona jako ostateczny błąd w rysunku i odczycie map.

Jako podstawa do budowy tych map posłużyły dane sponad 300 stacji meteorologicznych, z których jednak ani jedna z nich nie leżała na terytorium Polski. Z tego powodu mapy te podają dla obszarów Polski tylko wartości orientacyjne. Wobec takiego stanu wynikła potrzeba poznania bardziej wiarygodnych danych co do wartości N na naszym terytorium przez odpowiednie obliczenia oparte na wykorzystaniu posiadanych danych meteorologicznych dla kilku punktów na terenie Polski.

Wymagania wynikające z potrzeby opracowania światowej klimatologii opartej na współczynniku refrakcji znalazły oddźwięk na X Zebraniu Ogólnym CCIR w Genewie w 1963 r. w Programie Studiów 192

(V) [7d]. Program ten zaleca dostarczanie dodatkowych danych co do N_s , N_0 i ΔN oraz precyzuje wymagania, którym powinny odpowiadać podstawy obliczania tych parametrów. Wymagania te uwzględniają zalecenia 4 i 5 Komisji Aerologicznej WMO (World Meteorological Organization).

Z punktu widzenia naukowego, badanie troposfery jako środowiska propagacji fal uzyskało poparcie XIV Zebrania Ogólnego URSI (International Scientific Radio Union) w Tokio w 1963 r. [8].

2. WYZNACZENIE DANYCH RADIOKLIMATOLOGICZNYCH DLA OBSZARU WARSZAWY

Ze względu na potrzebę posiadania wiadomości co do radioklimatu Polski środkowej, jako punkt obserwacji została wybrana stacja meteorologiczna Warszawa-Bielany, ponieważ można przyjąć, że Warszawa leży w centrum terytorium Polski. Bliskie sąsiedztwo Zakładu Aerologicznego w Legionowie, w którym dokonuje się obecnie w Roku Spokojnego Słońca regularnych radiosondaży, pozwoli w przyszłości na rozszerzenie danych radioklimatologicznych wymienionej stacji meteorologicznej przez wyznaczenie średnich gradientów parametru ΔN .

Współrzędne geograficzne stacji meteorologicznej Warszawa-Bielany są:

$$\varphi = 52^{\circ} 17' N \quad \lambda = 20^{\circ} 55' E$$

a wysokość barometru nad poziomem morza wynosi 93,3 m.

Obliczenie parametru N refrakcji atmosferycznej dokonane zostało za pomocą znanej zależności teoretyczno-empirycznej o współczynnikach określonych przez *Smitha* i *Weintrauba* [9] zgodnie z zaleceniem CCIR [7b]

$$N = \frac{77,6}{T} \left(p + \frac{4810e}{T} \right) \text{ jednostek } N \quad (3)$$

w którym:

$$N = (n - 1) 10^6,$$

n — współczynnik refrakcji powietrza,

T — temperatura bezwzględna ($^{\circ}K$),

p — ciśnienie atmosferyczne całkowite (mb),

e — ciśnienie pary wodnej (mb).

Stosując znaną zależność

$$e = 6,105 \exp \left[5369 \left(\frac{1}{273} - \frac{1}{T} \right) \right] \text{ mb} \quad (4)$$

w którym:

τ — punkt rosy w °K,

otrzymujemy po podstawieniu (4) do (3) tę samą zależność w bardziej operatywnej postaci opartej na punkcie rosy

$$N = \frac{77,6p}{T} + \frac{2,28 \cdot 10^6}{T^2} \exp \left[5369 \left(\frac{1}{273} - \frac{1}{\tau} \right) \right] \text{ jedn. } N \quad (5)$$

Obliczono średnie miesięczne wartości parametru N_s przy powierzchni Ziemi dla poszczególnych godzin obserwacji, a mianowicie 07^h, 13^h i 21^h oraz średnie miesięczne wartości tych parametrów dla doby. Obliczenia takie wykonano dla lat 1954, 1955, 1956, 1957, 1959 dla czterech miesięcy w każdym roku reprezentujących pory roku, a mianowicie dla m-ca lutego, maja, sierpnia i listopada.

Przyziemne parametry meteorologiczne zaczerpnięto z Roczników Meteorologicznych PIHM.

Na podstawie powyższych danych obliczono średnie wartości parametru N_s za pięć wymienionych lat. Wyniki podano w tabl. 1.

Ponieważ refrakcyjność powietrza na mapach przyjęto jest wyrażać parametrem N_0 , zredukowano parametry N_s do poziomu morza za pomocą prostego wzoru [7c] wykorzystanego do budowy tych map, a mianowicie

$$N_0 = N_s \exp [0,1057 h] \text{ jedn. } N \quad (6)$$

w którym h jest wysokością poziomu barometru stacji meteorologicznej nad poziomem morza, w km.

Po podstawieniu do (6) wartości $h = 0,0933$ km otrzymujemy dla stacji Warszawa-Bielany

$$N_0 = 1,01 N_s \quad (7)$$

Uzyskane w ten sposób wartości N_0 podane są w tabl. 2.

Aż do czasu uzyskania odpowiednich danych z radiosondaży wykorzystano istniejącą korelację pomiędzy wartością parametru N_s a ΔN .

Korelacja ta jest zależna od obszaru klimatycznego. Dla Polski, ze względu na zbliżone warunki klimatyczne, przyjęliśmy zależność korelacyjną pomiędzy ΔN i N_s wyznaczoną dla zachodniej Europy [7a], [7f], [10]

$$\Delta N = -9,30 \exp [0,004565 N_s] \quad (8)$$

Obliczono za pomocą przytoczonego wzoru (8) średnie miesięczne wartości ΔN dla poszczególnych godzin obserwacji przyziemnych danych meteorologicznych oraz średnie miesięczne wartości dla doby, dla czterech pór roku, za pięć uprzednio przytoczonych lat. Wyniki tych obliczeń zestawione są w tabl. 3 w charakterze danych prowizorycznych.

Tablica 1
Średnie miesięczne współczynniki refrakcji atmosferycznej fal radiowych przy powierzchni Ziemi N_s dla stacji meteorologicznej Warszawa-Bielany w jednostkach N

Czas miejscowy	07 ^h	13 ^h	21 ^h	Średnia miesięczna dla doby
UT	05 ^h 37 ^m	11 ^h 37 ^m	19 ^h 37 ^m	
Luty	313	309	313	312
Maj	323	312	319	318
Sierpień	337	328	336	334
Listopad	318	315	315	316

Tablica 2
Średnie miesięczne współczynniki refrakcji atmosferycznej fal radiowych zredukowane do poziomu morza N_0 dla stacji meteorologicznej Warszawa-Bielany w jednostkach N

Czas miejscowy	07 ^h	13 ^h	21 ^h	Średnia miesięczna dla doby
UT	05 ^h 37 ^m	11 ^h 37 ^m	19 ^h 37 ^m	
Luty	316	312	316	315
Maj	326	315	322	321
Sierpień	340	331	339	337
Listopad	321	318	318	319

Tablica 3
Prowizoryczne średnie miesięczne gradienty refrakcji atmosferycznej dla fal radiowych ΔN dla stacji meteorologicznej Warszawa-Bielany w jednostkach N

Czas miejscowy	07 ^h	13 ^h	21 ^h	Średnia miesięczna dla doby
UT	05 ^h 37 ^m	11 ^h 37 ^m	19 ^h 37 ^m	
Luty	-39	-38	-39	-39
Maj	-40	-39	-40	-40
Sierpień	-43	-42	-43	-43
Listopad	-40	-39	-39	-39

3. WNIOSKI

Zostało stwierdzone [7f], że charakter klimatu wpływa bardzo wyraźnie na zakres zmian średniej miesięcznej N_s w ciągu roku. Można zauważyć np., że napływ dużych mas wilgotnego powietrza morskiego nad lądem wywołuje zmiany N_s od 20 do 30 jedn. N , a wymiana powietrza arktycznego na morskie powietrze tropikalne wywołuje zmiany tego parametru od 40 do 50 jedn. N .

Z analizy tablicy 1 wynika, że w Warszawie zmiany średniej miesięcznej N_s dla doby w ciągu roku nie są duże i wynoszą ok. 22 jedn. N .

Praktyczne znaczenie posiada znajomość zakresu zmian N_s podczas doby. W tabl. 4 podane są średnie miesięczne zmiany N_s w ciągu doby dla różnych pór roku.

Tablica 4

**Srednie miesięczne zmiany N_s w ciągu doby
w jednostkach N**

Luty	Maj	Sierpień	Listopad
2	9	11	5

Łatwo można zauważyć, że średnia miesięczna N_s w większym stopniu ulega zmianom podczas doby na wiosnę i w lecie niż w zimie. Dane tabl. 1 pokazują, że w ciągu doby N_s przybiera najmniejsze wartości w godzinach południowych. Zmiany średniej miesięcznej N_s za okres nocy są małe i wynoszą zależnie od pory roku od 0 do 3 jednostek N .

Interesujące są również największe odchylenia od średniej miesięcznej N_s o tej samej porze roku w ciągu całego obserwowanego okresu. Dane te podane są w tabl. 5.

Tablica 5

**Największe odchylenia od średniej miesięcznej N_s
w ciągu obserwowanego okresu w jednostkach N**

Luty	Maj	Sierpień	Listopad
-7; +3	-5; +1	-3; +3	-3; +1

Jak widać, największe odchylenia od średniej miesięcznej z roku na rok obserwuje się w zimie, a najmniejsze na jesieni.

Podane w tablicy 3 wartości ΔN oparte na zależności korelacyjnej (8) mogą być wykorzystywane w charakterze danych prowizorycznych do rozwiązywania zagadnień praktycznych.

Rozkłady parametru N i jego gradientu ΔN w Europie uwidocznione na istniejących mapach [3c] upoważniają nas do wniosku, że radioklimat Warszawy może być praktycznie uważany za radioklimat środkowej Polski bez zauważalnych nieścisłości.

Praca powstała wspólnym wysiłkiem Zakładu Geofizyki PAN oraz Instytutu Łączności.

Na zakończenie pragniemy podziękować p. *Anieli Krawczykowej* za wykonanie żmudnych obliczeń współczynników refrakcji i wyznaczenie średnich.

WYKAZ LITERATURY

1. *S. Jasiński*: Zagadnienie i znaczenie radiometeorologii i radioklimatologii. *Przegl. Geofiz.* 1958, 3, 3—4, s. 235—248.
2. *P. Misme, B. R. Bean and C. D. Thayer*: Models of the atmospheric radio refractive index. *Proc. IRE*, 48, 1960, nr 8, s. 1498—1501.
3. *A. D. Amray*: Empirical determination of total atmospheric refraction at centimeter wavelengths by radiometric means. *J. Res. NBS*, 67 D (Radio Prop.) 1963, nr 2, s. 153—160.
4. *B. R. Bean and C. D. Thayer*: Comparison of observed atmospheric radio refraction effects with values predicted through the use of surface weather observations. *J. Res. NBS*, 68 D (Radio Prop.), 1963, nr 3, s. 273—286.
5. *W. R. Kiff and J. M. Holt*: Use of surface refractivity in the empirical prediction of total atmospheric refraction. *J. Res. NBS*, 67 D (Radio Prop.), 1963, nr 1, s. 31—35.
6. URSI National Committee Report XIV General Assembly, Tokyo, September 1963. Commission 2. Tropospheric radio propagation. *J. Res. NBS*, 68 D (Radio Science), 1964, nr 5, s. 547—567.
 - a. Radio Climatology, ditto, s. 553—554.
 - b. Tropospheric Propagation affecting space communications, ditto s. 558—559.
7. CCIR. Documents de la X^e Assemblée Plénière. Genève, 1963. Vol. II, Propagation.
 - a. Rapport 231. Atmosphères de référence. Ditto p. 74—75.
 - b. Rapport 232. Constantes de l'équation donnant l'indice de réfraction radio-électrique. Ditto p. 75—76.
 - c. Rapport 233. Influence de l'atmosphère sur la propagation des ondes. Ditto p. 76—120.
 - d. Programme d'étude 192 (V). Influence des régions nonionisées de l'atmosphère sur la propagation des ondes. Ditto p. 233—234.
 - e. Avis 369. Définition d'une atmosphère fondamentale de référence. Ditto p. 24.
8. USA. Données climatologiques concernant les valeurs de N_0 pour les États-Unis et le reste du monde. Documents commissions d'études du CCIR. Période 1960—1962. Doc. V/49-F.
9. URSI Inf. Bull. nr 140, p. 15, Resolution II. 5.
10. *E. K. Smith and S. Weintraub* — The constants in the equation for atmospheric refractive index at radiofrequencies. *Proc. IRE* 41, 1953, nr 8, 1035—1037.

10. B. R. Bean, L. Fehlhaber and J. Grosskopf — Die Radiometeorologie und ihre Bedeutung für die Ausbreitung der m-, dm-, und cm-Wellen auf grosse Entfernungen. NTZ, 1, nr 9, 1962.

C. Ясиньски

РАДИОКЛИМАТ СРЕДНЕЙ ПОЛЬШИ

Резюме

После истолкования значения коэффициента атмосферной рефракции в радиосвязи, приведено результаты расчетов этого коэффициента для метеорологической станции Варшава-Беляны, описано способ расчета и приведено распределение во времени средних месячных параметров N , при земной поверхности N_s и на уровне моря N_0 ; а также приведены предварительные данные на счет распределения градиента ΔN . Кроме этого приведены характеристики радиоклимата в Варшаве и выражено мнение, что радиоклимат Варшавы может считаться репрезентативным для радиоклимата средней Польши.

S. Jasiński

RADIOCLIMATE OF CENTRAL POLAND

Summary

After explaining of the meaning of atmospheric refraction coefficient in communications, the results of computation of this coefficient for the meteorological station Warsaw — Bielany, in particular the means of computation of monthly parameters N and their distribution in time, on earth, level N_s and on sea level N_0 , as well as provisional data concerning the gradient distribution ΔN have been given. Furthermore the radioclimate of Warsaw has been characterised and opinion has been expressed that the radioclimate of Warsaw may be regarded as representative for the radioclimate of central Poland.

S. Jasiński

LE RADIOCLIMAT DE LA POLOGNE CENTRALE

Resumé

Après l'explication de la signification du coefficient de la réfraction atmosphérique dans les communications, on a présenté les résultats des calculs de ce coefficient pour la station météorologique Varsovie — Bielany, en particulier on a décrit le moyen de calcul et on a présenté la distribution dans le temps des paramètres mensuels moyens N , au niveau de la terre N_s et au niveau de la mer N_0 , ainsi que les données provisoires de la distribution du gradient ΔN . En outre on a caracté-

risé le radioclimat de Varsovie et on a exprimé l'opinion que le radioclimat de Varsovie peut être considéré comme étant représentatif pour le radioclimat de la Pologne centrale.

S. Jasiński

FUNKKLIMA VON MITTELSPOLEN

Zusammenfassung

Nach der Erläuterung der Bedeutung des Refraktionskoeffizienten der Atmosphäre in den Funkverbindungen, sind die Ergebnisse der Berechnungen dieses Koeffizienten für die meteorologische Station Warschau — Bielany gegeben worden. Die Weise der Berechnung und die Zeitverteilung der mittleren monatlichen Parameter N , auf dem Erdniveau N_s und auf dem Meeresniveau N_0 , sind insbesondere gegeben worden, wie auch die provisorischen Daten über die Verteilung des Gradienten N . Man hat auch das Funkklima von Warschau charakterisiert und die Meinung geäußert dass er für das representative Funkklima von Mittelpolen gelten kann.

EDWARD DUMANIA

621.391.822:621.396.61:621.396.43

ZMNIEJSZENIE SZUMÓW NADAJNIKA W LINII RADIOWEJ O MODULACJI IMPULSOWEJ

Rękopis Dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 24. XII. 1964 r.

Omówiono przeprowadzone w Instytucie Łączności badania szumów wprowadzanych do sygnału telefonicznego przez nadajnik linii radiowej o modulacji położenia impulsów przy wykorzystywaniu przednich lub tylnych zboczy odbieranych impulsów do pobudzania układów demodulujących. Szумы te powodowane są niestabilnością narastania drgań w generatorze samowzbudnym zastosowanym w nadajniku.

Wyniki badań potwierdzają przeprowadzone wcześniej [1] rozważania teoretyczne.

Pomiary wykazały, że przy wykorzystywaniu tylnych zboczy impulsów szумы są o około 14—21 dB mniejsze niż przy wykorzystywaniu zboczy przednich.

Po zastosowaniu w nadajniku generatora pomocniczego stabilizującego narastanie drgań poprawa (zmniejszenie szumów) przy wykorzystywaniu zboczy tylnych była mniejsza i wynosiła do kilku dB.

1. WSTĘP

W pracy pt. „Impulsowa praca generatora samowzbudnego” [1] przeprowadzono analizę kształtu impulsów w. cz.¹⁾ wytwarzanych przez samowzbudny generator wielkiej częstotliwości pobudzany do drgań ciągiem impulsów. Jednym z wniosków analizy było stwierdzenie, że tylne zbrocze impulsu wielkiej częstotliwości jest bardziej stabilne co do położenia i kształtu niż zbrocze przednie. W związku z tym w liniach radiowych o modulacji położenia impulsów do pobudzania układów demodulujących w aparaturze odbiorczej byłoby celowe korzystanie

¹⁾ Pod terminem „kształt impulsu wielkiej częstotliwości” należy rozumieć kształt obwiedni impulsu złożonego z szeregu drgań wielkiej częstotliwości.

z tylnych zboczy odbieranych impulsów, a nie ze zboczy przednich, które wykorzystywane są w stosowanych obecnie urządzeniach. Przy korzystaniu ze zboczy tylnych jakość transmisji wyrażona stosunkiem sygnału do szumów w kanale telefonicznym powinna być lepsza na skutek wyeliminowania szumów nadajnika powodowanych niestabilnością przedniego zbocza impulsów w. cz. w przypadku, gdy te impulsy są generowane w nadajniku przez samowzbudny generator impulsowy.

Dla eksperymentalnego potwierdzenia powyższych wniosków przeprowadzono odpowiednie badania i pomiary na wykonanej w Instytucie Łączności aparaturze linii radiowej o modulacji impulsowej, której opis podano poniżej.

2. OPIS APARATURY

W trakcie wykonywania pomiarów stwierdzono, że wyniki ich w znacznym stopniu zależą od rozwiązania układów. Celowe będzie omówienie tu aparatury zastosowanej do pomiarów, ponieważ w innych układach możliwe jest uzyskanie nieco innych (gorszych lub lepszych) wyników od wyników omówionych poniżej

2.1. Zasada działania urządzeń linii radiowej

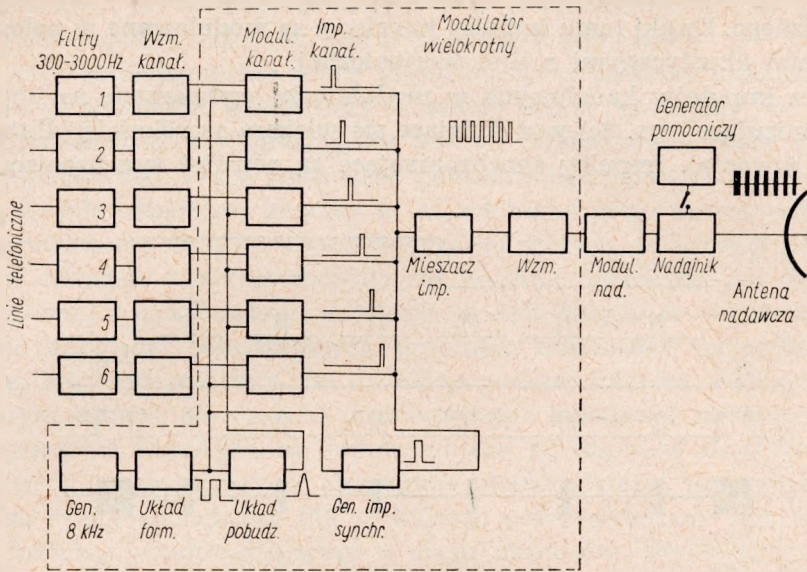
Pomiary przeprowadzono przy wykorzystaniu zbudowanej w Instytucie Łączności aparatury 6-kanalowej linii radiowej o modulacji położenia impulsów [2], przy czym część radiowa aparatury pracowała w pasmie 1500—1800 MHz [3]. W czasie wykonywania pomiarów omawiana aparatura była zainstalowana na trasie pomiarowej [4].

Uproszczony schemat blokowy aparatury pokazano na rys. 1a i 1b, a przebiegi występujące w niej na rys. 2.

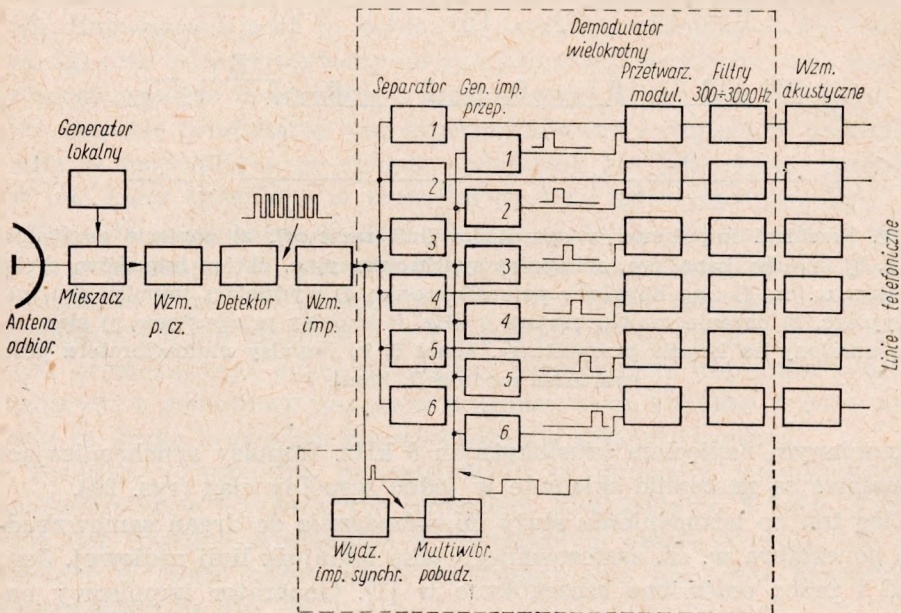
Napięcia akustyczne z poszczególnych linii telefonicznych doprowadzone są poprzez filtry ograniczające pasmo i wzmacniacze do impulsowego modulatora wielokrotnego.

W modulatorze tym wytwarzany jest ciąg impulsów i zachodzi modulacja położenia impulsów kanałowych odpowiednimi napięciami akustycznymi.

Zasadniczym elementem modulatora wielokrotnego jest generator wytwarzający stabilne drgania prostokątne (rys. 2a) o częstotliwości 8 kHz. Drgania te za pośrednictwem odpowiednich układów opóźniających typu RC pobudzają multiwibratory modulatorów kanałowych, które wytwarzają impulsy kanałowe odpowiednio rozstawione w czasie (rys. 2b). Wystartowanie (chwila wysterowania) multiwibratora kanało-



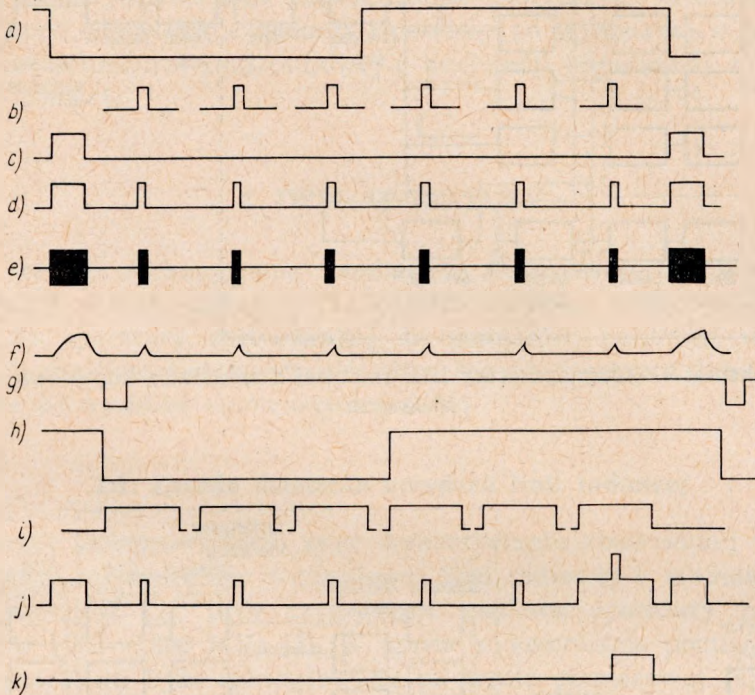
Rys. 1a. Schemat blokowy aparatury linii radiowej z modulacją impulsową — część nadawcza



Rys. 1b. Schemat blokowy aparatury linii radiowej z modulacją impulsową — część odbiorcza

wego, a więc i położenie impulsu jest dodatkowo uzależnione od napięcia akustycznego. Dzięki temu impulsy kanałowe są modulowane w położeniu napięciami akustycznymi z linii telefonicznej.

Prócz impulsów kanałowych w modulatorze wytwarzane są impulsy synchronizujące (rys. 2c) wyróżniające się większą szerokością (dłuższym czasem trwania). Impulsy synchronizujące są również synchronizowane



Rys. 2. Przebiegi impulsowe w aparaturze linii radiowej: a) napięcie generatora 8 kHz, b) impulsy kanałowe, c) impulsy synchronizacyjne, d) ciąg impulsów, e) ciąg impulsów w. cz., f) ciąg impulsów po scałkowaniu, g) wydzielnik impulsu synchronizacyjnego, h) drgania multiwibratora 8 kHz, i) impulsy przepustowe, j) ciąg impulsu nałożony na impuls przepustowy, kanał 6, k) impulsy multiwibratora przetwarzacza modulacji, kanał 6

wspomnianym napięciem prostokątnym 8 kHz. Impulsy synchronizujące i kanałowe są następnie składane w jeden wspólny ciąg (rys. 2d).

Ciąg ten po wzmocnieniu służy do pobudzenia do drgań samowzбудnego generatora w. cz. zastosowanego jako nadajnik linii radiowej. Jego układ i pracę omówiono szczegółowo w [1]. Generator impulsowy nadajnika wytwarza, odpowiadające ciągowi impulsów pobudzających, impulsy wielkiej częstotliwości (rys. 2e), które doprowadzane są kablem

współosiowym do anteny nadawczej i wypromieniowywane w postaci fal elektromagnetycznych w kierunku anteny odbiorczej.

W celu ustabilizowania pracy impulsowego generatora nadajnika zastosowano generator pomocniczy o małej mocy, pracujący w sposób ciągły na częstotliwości praktycznie równej częstotliwości pracy generatora impulsowego. Pracę generatora pomocniczego omówiono w [1] i [4].

Po stronie odbiorczej impulsy w. cz. odebrane przez antenę odbiorczą są doprowadzane kablem współosiowym do wejścia odbiornika pracującego w układzie superheterodyny. Na wyjściu odbiornika po detekcji, wzmocnieniu i uformowaniu uzyskuje się ciąg impulsów odpowiadający ciągowi impulsów pobudzających generator impulsowy nadajnika.

Ciąg ten doprowadzany jest do układów demodulatora wielokrotnego, w którym odbywa się rozdział poszczególnych kanałów i zamiana modulacji położenia impulsów na odpowiadające jej napięcia akustyczne.

Jednym z zasadniczych elementów demodulatora jest wydzielnik impulsu synchronizującego [5], w którym przeprowadzane jest wydzielenie impulsu synchronizującego z ciągu impulsów. Wybieranie to odbywa się w układzie całkowitym RC . Po scałkowaniu uzyskuje się ciąg impulsów pokazany na rys. 2f, w którym impuls odpowiadający impulsowi synchronizującemu jest wyraźnie wyższy od impulsów kanałowych i może być następnie wydzielony w układzie obcinającym. Wydzielony tym sposobem impuls synchronizujący jest następnie opóźniany za pomocą linii opóźniającej (o około 10 μ sek), wzmacniany i formowany (rys. 2g) oraz wykorzystywany do synchronizacji multiwibratora wytwarzającego napięcie prostokątne o częstotliwości 8 kHz (rys. 2h). Tym samym napięcie prostokątne jest synchronizowane z drganiami generatora 8 kHz w modulatorze po stronie nadawczej, ale jak można zauważyć, jest ono nieco opóźnione w stosunku do tego ostatniego (rys. 2g).

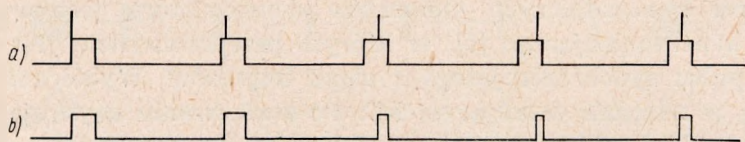
Napięcie prostokątne 8 kHz, po odpowiednich przesunięciach czasowych w układach RC , jest wykorzystywane do pobudzenia kanałowych generatorów impulsów przepustowych. Przy czym generatory impulsów przepustowych dla kanałów 1, 2 i 3 pobudzane są jedną krawędzią napięcia prostokątnego, synchronizowaną bezpośrednio impulsem synchronizującym, a generatory impulsów przepustowych kanałów 4, 5 i 6 pobudzone są drugą krawędzią bezpośrednio nie synchronizowaną.

Generatory impulsów przepustowych są układami jednoskokowych multiwibratorów wyzwanych napięciem prostokątnym 8 kHz. Wytwarzają one impulsy prostokątne o jednakowym czasie trwania, ale rozstawione w czasie odpowiednio do rozstawiania impulsów kanałowych jak pokazano na rys. 2i.

Wydzielanie impulsów kanałowych jest przeprowadzane przez nałożenie ciągu impulsów odbieranych na odpowiednie impulsy przepustowe

(rys. 2j). Dzięki temu wybierany impuls jest „podwyższony” i można go wydzielić przez odpowiedni układ obcinający.

Wydzielone w powyższy sposób impulsy poszczególnych kanałów uruchamiają multiwibratory przetwarzacza modulacji. Są to multiwibratory wyzwalane impulsami kanałowymi, a gaszone tylnymi krawędziami odpowiednich impulsów przepustowych. Wytwarzają one impulsy o czasie trwania, od początku impulsu kanałowego do końca impulsu przepustowego, jak pokazano przykładowo na rys. 2k dla kanału 6. Czas trwania (długość) tych impulsów uzależniony jest od chwilowego położenia impulsu kanałowego. Jeżeli ten ostatni jest modulowany w położeniu, to impulsy przetwarzacza modulacji będą miały różne czasy trwania, jak pokazano na rys. 3. Uzyskuje się przez to zmianę modulacji położenia impulsu na modulację szerokości impulsu.



Rys. 3. Przetwarzanie modulacji położenia na modulację szerokości impulsów:
 a) impulsy kanałowe nałożone na impulsy przepustowe, b) impulsy o zmodulowanej szerokości

Wydzielanie składowej akustycznej z ciągu impulsów o modulacji szerokości odbywa się za pomocą filtrów akustycznych.

Napięcia akustyczne z wyjścia filtrów są wzmacniane i doprowadzane do linii telefonicznych.

Istotne znaczenie dla dalszych rozważań ma fakt, że do synchronizacji multiwibratora 8 kHz po stronie odbiorczej, a więc i do synchronizowania impulsów przepustowych wykorzystywane jest przednie zbocze odbieranego impulsu synchronizującego. Również do wyzwalania multiwibratorów przetwarzacza modulacji wykorzystywane są przednie zbocza odpowiednich impulsów kanałowych.

2.2. Układy pomocnicze

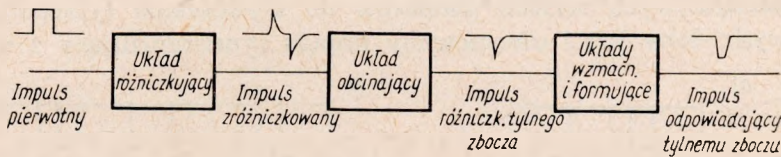
Omawiana aparatura jest przystosowana do pracy przy wykorzystaniu przednich zboczy odbieranych impulsów. Przy tym założeniu została zaprojektowana i zbudowana. Przejście na wykorzystanie zboczy tylnych wymagałoby wprowadzenia do niej poważnych zmian i ponownego dobrania warunków pracy, a nawet zasad pracy wielu poszczególnych układów. Wprowadzenie takich zmian byłoby nie tylko uciążliwe

i wyeliminowało na dłuższy czas aparaturę z normalnej eksploatacji, ale nie dałoby możliwości wyraźnego i szybkiego porównania jakości transmisji przy korzystaniu ze zboczy tylnych odbieranych impulsów w stosunku do jakości transmisji przy korzystaniu ze zboczy przednich.

W tych warunkach zdecydowano, aby zbudować pomocnicze układy pośredniczące, które można na żądanie włączać pomiędzy odbiornikiem a układami demodulacyjnymi. Zadaniem układów pomocniczych, które nazywać będziemy „wydzielaczami tylnych zboczy impulsów”, jest wytworzenie nowych impulsów odpowiadających tylnym zbrozom odbieranych impulsów oraz wzmocnienie ich i uformowanie do takiego kształtu, by mogły one swoimi przednimi zbrozami uruchamiać układy demodulacyjne bez wprowadzania zmian w tych ostatnich i bez wprowadzania zmian w odbiorniku.

Włączenie tych układów powoduje, że układy demodulacyjne będą w sposób pośredni uruchamiane tylnymi zbrozami odbieranych impulsów, a ich wyłączenie powoduje, że układy demodulacyjne uruchamiane będą bezpośrednio zbrozami przednimi odbieranych impulsów.

Zasadę pracy wydzielacza tylnych zboczy impulsów (w sensie omówionym powyżej) pokazano na rys. 4. Impulsy wyjściowe z odbiornika są najpierw różniczkowane przez układ RC. Otrzymuje się impulsy odpowiadające przedniemu i tylnemu zbrozu impulsu pierwotnego.



Rys. 4. Zasada pracy wydzielacza tylnego zbocza impulsu

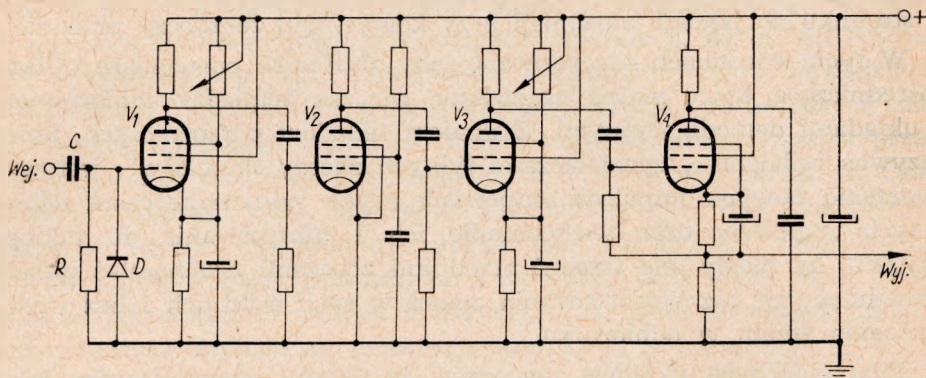
Impuls różniczkowy odpowiadający przedniemu zbrozu jest następnie wycinany, a impuls różniczkowy odpowiadający zbrozu tylnemu jest wzmacniany i formowany do poziomu i kształtu odpowiednich dla uruchamiania układów demodulujących.

W naszym przypadku zaszła potrzeba budowy dwu tego rodzaju układów: jednego do wydzielania tylnych zboczy impulsów kanałowych, a drugiego do wydzielania tylnych zboczy impulsów synchronizujących.

2.2.1. Wydzielacz tylnych zboczy impulsów kanałowych

Schemat stosowanego przy pomiarach wydzielacza tylnych zboczy impulsów kanałowych ilustruje rys. 5.

Ciąg impulsów z wyjścia odbiornika jest różniczkowany w układzie RC. Impulsy różniczkowe zbczozy przednich są wycinane przez odpo-

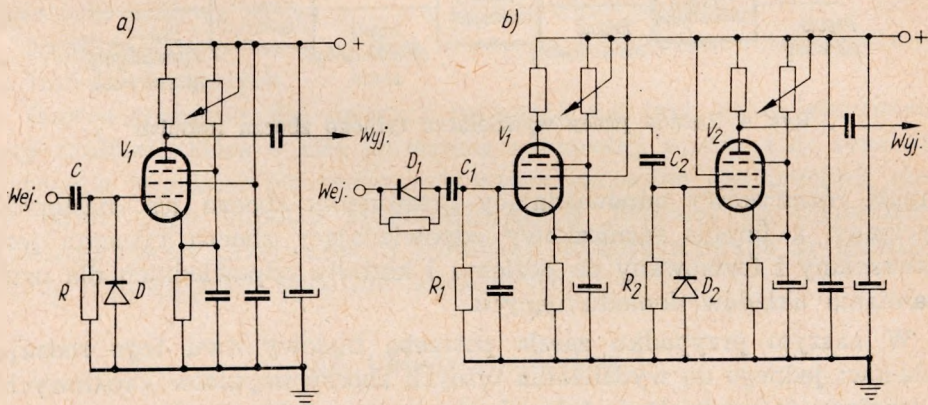


Rys. 5. Schemat wydzielacza tylnych zbczozy impulsów kanałowych

wiednio spolaryzowaną diodę półprzewodnikową D . Impulsy różniczkowe odpowiadające zbczozy tylnym są wzmacniane i formowane w 4 stopniach lampowych.

2.2.2. Wydzielacz tylnego zbczoza impulsu synchronizującego

W początkowych seriach pomiarów do wydzielania tylnego zbczoza brano wydzielony już i uformowany impuls synchronizujący z wyjścia



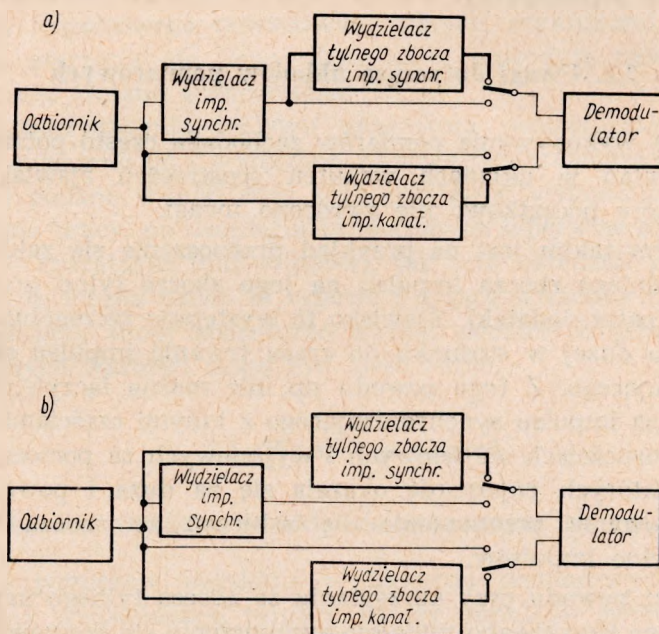
Rys. 6. Schematy wydzielaczy tylnego zbczoza impulsu synchronizacyjnego: a) dla układu pomiarowego z rys. 7a, b) dla układu pomiarowego z rys. 7b

wydzielacza impulsu synchronizującego. Schemat stosowanego w tym przypadku wydzielacza tylnego zbczoza impulsu synchronizującego pokazano na rys. 6a.

Impulsy synchronizujące są różniczkowane w układzie RC. Impulsy różniczkowe odpowiadające zboczom przednim są obcinane przez diodę. Do wzmocnienia i uformowania impulsów różniczkowych odpowiadających tylnym zboczom wystarczył jeden stopień wzmacniający z lampą V_1 . Wydzielacz tylnego zbocza impulsu synchronizującego włączano wtedy pomiędzy wyjście wydzielacza impulsu synchronizującego a odpowiednie wejście demodulatora, jak pokazano na rys. 7a.

Wyniki pomiarów uzyskiwane w tych warunkach nie były zadowalające (o czym będzie mowa poniżej) i zaszła potrzeba innego rozwiązania wydzielenia tylnego zbocza impulsu synchronizującego.

Ostatecznie zdecydowano się zastępować normalny wydzielacz impulsu synchronizującego wydzielaczem nowym, na którego wyjściu otrzymywano impulsy odpowiadające tylnym zboczom oryginalnych impulsów synchronizujących już odpowiednio uformowane i wystarcza-



Rys. 7. Schematy układów pomiarowych: a) układ pomiarowy w przypadku stosowania wydzielacza tylnego zbocza impulsu synchronizacyjnego o schemacie podanym na rys. 6a, b) o schemacie podanym na rys. 6b

jąco opóźnione, to jest bezpośrednio przydatne do synchronizowania układów demodulujących. Schemat układu tego wydzielacza pokazano na rys. 6b. Sposób włączania go w czasie pomiarów pokazano na rys. 7b.

Ciąg impulsów uzyskiwany z wyjścia odbiornika doprowadzony jest do układu całkującego $R_1 C_1$. Dioda D_1 powoduje skrócenie czasu trwania tylnych zboczy impulsów scałkowanych w celu zmniejszenia możliwości przesłuchów [5]. Impuls scałkowany odpowiadający impulsowi synchronizującemu wyższy od impulsów scałkowanych odpowiadających impulsom kanałowym jest następnie wydzielany i wstępnie formowany przez lampę V_1 . Z kolei jest on różniczkowany w układzie $R_2 C_2$. Impuls różniczkowy odpowiadający przedniemu zboczu impulsu synchronizującego jest wycinany przez odpowiednio spolaryzowaną diodę D_2 , a impuls różniczkowy odpowiadający zboczu tylnemu wzmacniany i formowany przez lampę V_2 do poziomu i kształtu umożliwiającego synchronizację układów demodulujących.

Impuls z wyjścia wydzielacza, odpowiadający tylnemu zboczu impulsu synchronizującego jest doprowadzony bezpośrednio do odpowiedniego wejścia demodulatora.

2.3. Uwagi dotyczące układów pomiarowych

W trakcie wykonywania pomiarów zachodziła często potrzeba wprowadzania zmian w układach wskutek spostrzeżeń zjawisk drugiego rzędu, na które początkowo nie zwrócono uwagi.

Zjawiskiem takim jest na przykład przenoszenie się zakłóceń położenia¹⁾ przedniego zbocza impulsu na jego zbocze tylne przy procesie całkowania (patrz dodatek). Zjawisko to występuje szczególnie wyraźnie w przypadku dużej w stosunku do czasu trwania impulsu stałej czasu układu całkującego. Z tego powodu np. nie można łączyć wydzielacza tylnego zbocza impulsu synchronizującego z innymi częściami aparatury o dużych opornościach wejściowych i wyjściowych za pomocą kabelków w ekranie, których pojemność okazała się za duża i powodowała na skutek całkowania przenoszenie się zakłóceń ze zbocza przedniego na zbocza tylne impulsów.

Z tego też powodu przy korzystaniu ze zbocza tylnego impulsu synchronizującego uzyskiwano mniejsze zmniejszenie się szumów, na skutek tego, że wybieranie impulsu synchronizującego odbywa się poprzez jego całkowanie w wydzielaczu.

¹⁾ Pod pojęciem „zakłócenie położenia zbocza impulsu” należy rozumieć niepożądane przesunięcia w czasie zbocza impulsu w stosunku do zbocza impulsu pierwotnego (pobudzającego), czyli pasożytniczą modulację położenia zbocza impulsu powodowaną w rozpatrywanym przypadku niestabilnością startowania generatora w. cz. w nadajniku.

3. POMIARY

Celem pomiarów było stwierdzenie różnicy w jakości transmisji w odniesieniu do poziomu szumów psfometrycznych w kanałach telefonicznych, przy wykorzystywaniu przednich lub tylnych zboczy odbieranych impulsów do pobudzania układów demodulujących przy różnych warunkach pracy impulsowego generatora w. cz. w nadajniku.

Jakość transmisji określano mierząc psfometrycznie poziom szumów lub stosunek sygnału do szumów w kanale telefonicznym po stronie odbiorczej w warunkach dopasowania.

Warunki pracy generatora impulsowego nadajnika zmieniano przez zmianę iloczynu ($b \cdot k$) (współczynnik sprzężenia zwrotnego \times wzmocnienie) układu generatora. Uzyskiwano to przez zmianę dostrojenia obwodu katodowego generatora, to jest przez zmianę współczynnika sprzężenia. Uzyskane tym sposobem wyniki pomiarów dają dostatecznie wyraźny obraz zależności i mogą obrazować zmiany warunków pracy generatora impulsowego powodowane innymi czynnikami, jak zmiana obciążenia, starzenie się lampy itp., które powodują zmiany iloczynu ($b \cdot k$) poprzez zmianę wzmocnienia.

Dla zaobserwowania wpływu generatora pomocniczego na jakość transmisji włączano go i wyłączano podczas przeprowadzania pomiarów.

Poniżej podano wyniki dwu serii pomiarów wykonanych w końcowym okresie pracy, po usunięciu zauważonych wpływów drugiego rzędu zarówno w aparaturze linii radiowej, jak i w układach pomocniczych.

Wyniki te można uznać za typowe i dające właściwy obraz zjawisk. Oczywiście przy innej aparaturze wyniki podobnych pomiarów co do bezwzględnych wartości mogą być nieco różne.

3.1. Wyniki pomiarów

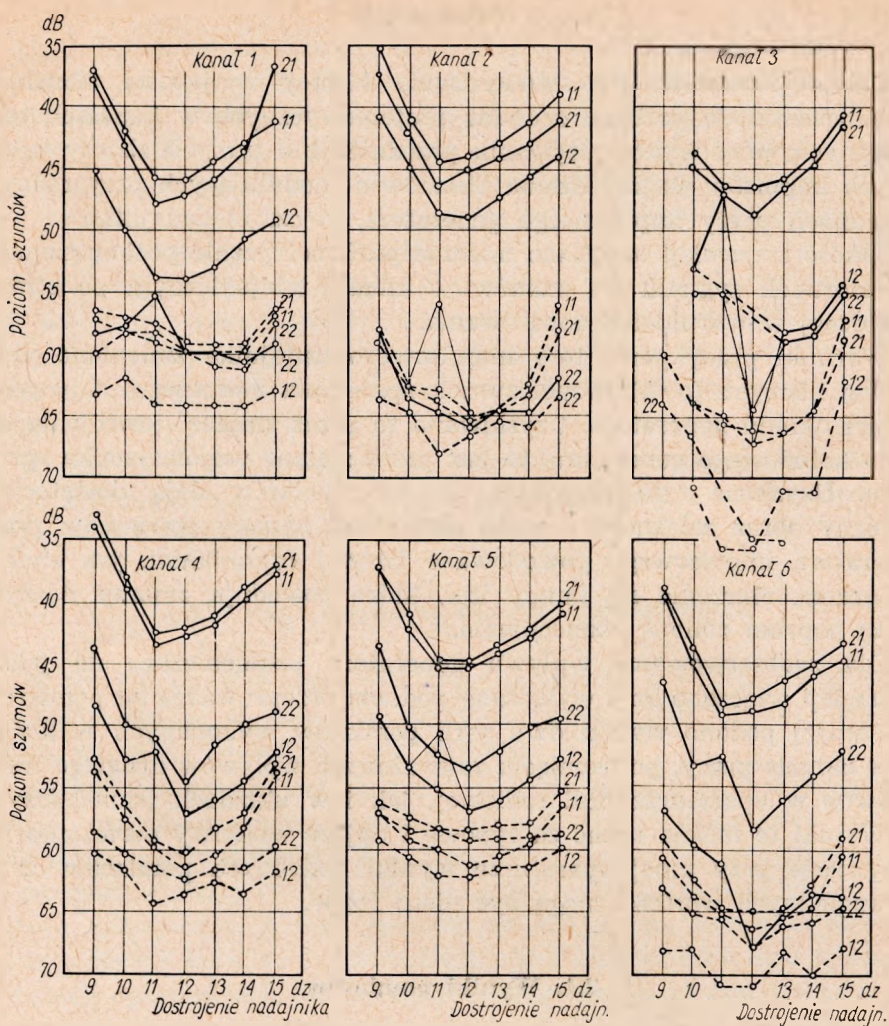
3.1.1. Wyniki uzyskane w układzie pokazanym na rys. 7a

Wyniki pomiarów uzyskane w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 7a z wydzielaczem tylnych zboczy impulsów synchronizujących zgodnym z rys. 6a przedstawiono w postaci wykresów na rys. 8.

Pokazano na nim zależność szumów psfometrycznych w poszczególnych kanałach od różnych warunków pracy generatora impulsowego nadajnika zmienianych w sposób omówiony poprzednio.

Poszczególne krzywe uzyskano w następujących warunkach.

Krzywe 11 uzyskano przy korzystaniu z przednich (1) zboczy impulsów synchronizujących i z przednich (1) zboczy impulsów kanałowych.



Rys. 8. Poziom szumów psfometrycznych w kanałach telefonicznych pomierzony w układzie z rys. 7a w zależności od dostrojenia obwodu katodowego generatora nadajnika

- 11 — przednie zbocza impulsów synchronizujących i przednie zbocza impulsów kanałowych bez stosowania generatora pomocniczego
- 21 — tylne zbocza impulsów synchronizujących i przednie zbocza impulsów kanałowych bez stosowania generatora pomocniczego
- 12 — przednie zbocza impulsów synchronizujących i tylne zbocza impulsów kanałowych bez stosowania generatora pomocniczego
- 22 — tylne zbocza impulsów synchronizujących i tylne zbocza impulsów kanałowych bez stosowania generatora pomocniczego
- - - (linie kreskowane) przy stosowaniu generatora pomocniczego

Krzywe 12 uzyskano przy korzystaniu z przednich (1) zboczy impulsów synchronizujących i tylnych (2) zboczy impulsów kanałowych.

Krzywe 21 uzyskano przy korzystaniu z tylnych (2) zboczy impulsów synchronizujących i z przednich (1) zboczy impulsów kanałowych.

Krzywe 22 uzyskano przy korzystaniu z tylnych (2) zboczy impulsów synchronizujących i z tylnych (2) zboczy impulsów kanałowych.

Przy czym krzywe ciągłe uzyskano przy pracy nadajnika bez stosowania generatora pomocniczego, natomiast krzywe kreskowane uzyskano przy pracy nadajnika z generatorem pomocniczym.

Wartości szumów podano na osiach rzędnych poszczególnych wykresów w dB jako stosunek sygnału nominalnego do szumów. Na osiach odciętych wykresów podano dostrojenie obwodu katodowego generatora impulsowego w działkach.

Jak wynika z rys. 8, korzystanie z tylnych zboczy impulsów kanałowych dawało zawsze zmniejszenie szumów w stosunku do tych, jakie uzyskiwano przy korzystaniu ze zboczy przednich, to jest dawało zgodnie z przewidywaniami poprawę od kilku do kilkunastu dB. (Porównanie krzywych 12 z krzywymi 11 oraz krzywych 22 z krzywymi 21).

Korzystanie z tylnych zboczy impulsów synchronizujących nie dawało spodziewanej poprawy jakości transmisji, raczej jej pogorszenie, co szczególnie wyraźnie widać z pomiarów w kanałach 3, 4, 5 i 6. Pomierzone szумы przy korzystaniu z tylnych zboczy impulsów synchronizujących były większe od tych, jakie mierzono przy korzystaniu z ich zboczy przednich. (Porównanie krzywych 21 z krzywymi 11 oraz krzywych 22 z krzywymi 12).

Świadczy to o tym, że szумы niesione przez tylne zbocza impulsów synchronizujących, wybranych i uformowanych w wydzielaczu impulsów synchronizujących aparatury, są większe niż szумы niesione przez zbocza przednie tych impulsów. Mamy tu do czynienia z wyraźnym efektem przenoszenia się zakłóceń położenia zbocza przedniego impulsu, na jego zbocze tylne poprzez układy całkujące (patrz dodatek). Przyczyną powyższego efektu jest to, że przy opracowywaniu wydzielacza impulsu synchronizującego [5] zwracano uwagę przede wszystkim na uzyskanie możliwie stromego zbocza przedniego, które było wykorzystane do uruchomienia układów demodulujących. Nie zwracano uwagi na kształt zbocza tylnego, jaki uzyskiwano w stopniach przejściowych układu wydzielacza. Powyższe przenoszenie się zakłóceń zachodzi we wstępnym układzie całkującym (czego nie można uniknąć), w linii opóźniającej i w stopniach kształtujących.

3.1.2. Wyniki uzyskane w układzie pokazanym na rys. 7b

W celu wyeliminowania opisanego zjawiska przenoszenia się w wydzielaczu impulsu synchronizującego zakłóceń położenia przedniego zbocza na zbocze tylne, zbudowano nowy wydzielacz, w którym by to nie zachodziło lub przynajmniej zachodziło w stopniu mniejszym. Zasadę jego pracy omówiono w rozdz. 2.2.2, a schemat pokazano na rys. 6b.

Układ pomiarowy z wykorzystaniem nowego wydzielacza pokazano na rys. 7b.

Wyniki pomiarów uzyskane w tych warunkach przedstawiono na rys. 9a i 9b, przy czym w odróżnieniu od pomiarów omówionych w rozdz. 3.1.1 przed przystąpieniem do pomiarów wyrównano poziomy szumów we wszystkich kanałach poprzez regulację wzmocnienia kanałowych wzmacniaczy odbiorczych do wartości około 9 mV przy optymalnym zestrojeniu generatora nadajnika bez stosowania generatora pomocniczego. Takie wyregulowanie wzmocnienia kanałowych wzmacniaczy odbiorczych nie ma wpływu na badane zjawiska, a ułatwia wykonanie pomiarów.

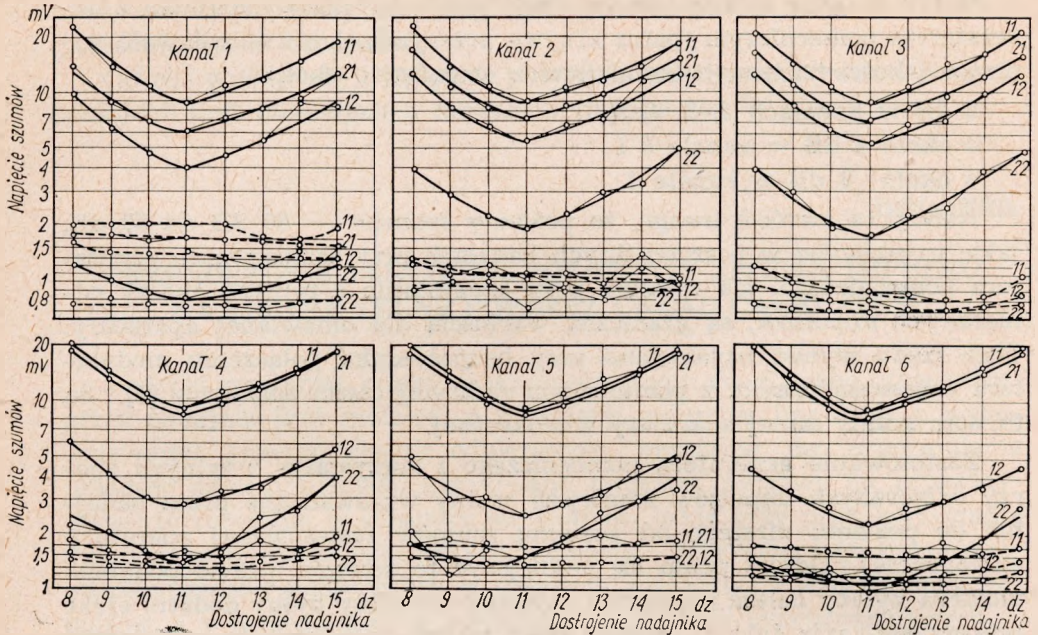
Na rysunku 9a pokazano wartości szumów psfometrycznych wyrażonych w mV, przy pobudzaniu układów demodulujących przednimi i tylnymi zboczami odbieranych impulsów, w zależności od różnych warunków pracy nadajnika. Na rysunku tym przeprowadzono wykreślną interpolację wyników pomiarów w celu zmniejszenia błędów przypadkowych. Poszczególne wyniki pomiarów zaznaczono punktami.

Na rysunku 9b pokazano odczytane z rys. 9a wartości poprawy jakości transmisji w odniesieniu do zmniejszenia poziomu szumów w kanale przy korzystaniu z tylnych zboczy impulsów w stosunku do jakości transmisji przy korzystaniu ze zboczy przednich (w stosunku do pomiarów 11, to jest do pomiarów bez generatora pomocniczego).

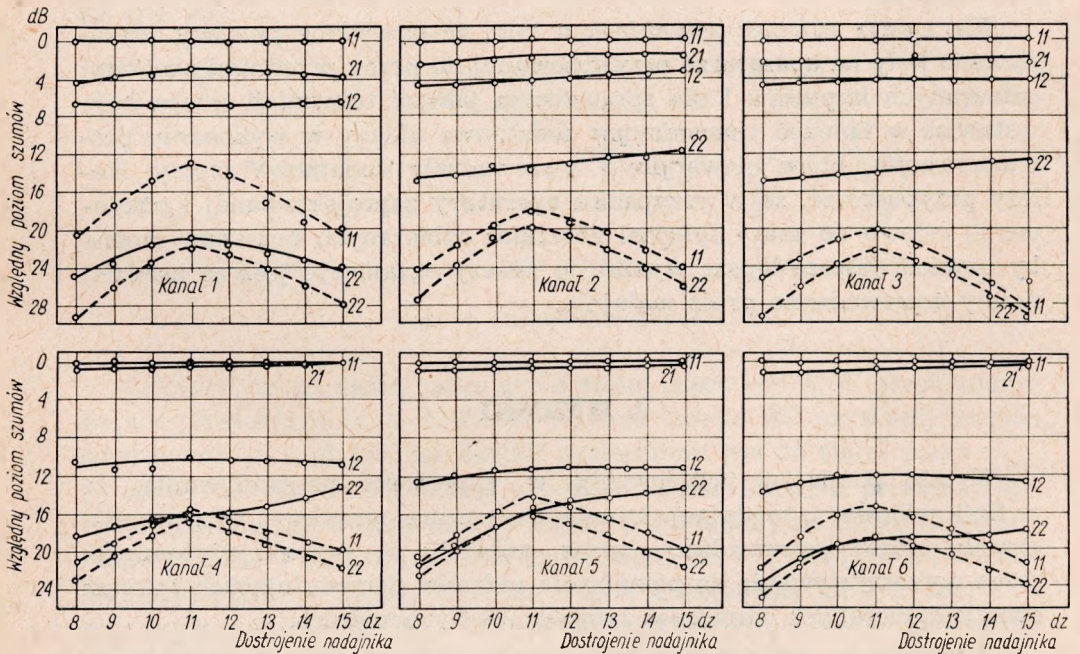
Jak widać z powyższych rysunków, wykorzystywanie tylnych zboczy impulsów do uruchamiania układów demodulujących daje zawsze zmniejszenie szumów w kanałach telefonicznych. Poprawę daje zarówno wykorzystanie tylnych zboczy impulsów kanałowych, jak i wykorzystanie tylnych zboczy impulsów synchronizujących.

Przy równoczesnym korzystaniu z tylnych zboczy impulsów kanałowych i synchronizujących uzyskiwano przy optymalnym dostrojeniu nadajnika zmniejszenie szumów o około:

- 14 dB w kanałach 2 i 3,
- 16 dB w kanałach 4 i 5,
- 19 dB w kanale 6 i
- 21 dB w kanale 1.



Rys. 9a. Szумы w kanałach telefonicznych w zależności od dostrojenia obwodu katodowego generatora nadajnika pomierzone w układzie z rys. 7b (oznaczenia krzywych jak na rys. 8)



Rys. 9b. Poprawa jakości transmisji przy korzystaniu z tylnych zbroczy odbieranych impulsów (odczytana z rys. 9a), (oznaczenia krzywych jak na rys. 8)

Wykorzystanie tylnych zboczy impulsów przy pracy nadajnika z generatorem pomocniczym (patrz krzywe przerywane) również dawało poprawę jakości transmisji (zmniejszenie szumów) o około:

- 2 dB w kanałach 2, 3, 4, 5,
- o około 4 dB w kanale 6 i
- o około 8 dB w kanale 1.

Należy tu zwrócić uwagę, że poziomy szumów — 60 dB do 65 dB, jakie uzyskiwano w poszczególnych kanałach przy zastosowaniu generatora pomocniczego, jak również przy korzystaniu z tylnych zboczy odbieranych impulsów, są graniczną wartością dla omawianej aparatury. Tego rzędu wyniki uzyskiwano przy bezpośrednim połączeniu modulatora z demodulatorem, z pominięciem radiowej części aparatury [4]. Są to więc szумы samej aparatury wielokrotnej.

Zastosowanie generatora pomocniczego i korzystanie z tylnych zboczy odbieranych impulsów zmniejsza szумы wprowadzane przez nadajnik do poziomu niższego od poziomu szumów zastosowanej aparatury wielokrotnej. Gdyby udało się zmniejszyć te ostatnie, prawdopodobnie możliwa byłaby dalsza poprawa i bardziej widoczny byłby dodatni efekt wykorzystywania tylnych zboczy odbieranych impulsów do pobudzania układów demodulujących w przypadku pracy nadajnika z generatorem pomocniczym.

Nie należy również zapominać o tym, że omawiane pomiary wykonywane były na aparaturze przystosowanej do pracy przednimi zboczami odbieranych impulsów i dla sprawdzenia jakości transmisji trzeba było wstawiać w łańcuch transmisyjny dodatkowe układy w wykonaniu prowizorycznym, które niewątpliwie wprowadzały dodatkowe szумы. Należy przypuszczać, że w przypadku aparatury zaprojektowanej i zbudowanej celowo do pracy tylnymi zboczami odbieranych impulsów można by uzyskać jeszcze lepsze wyniki, to znaczy ograniczyć jeszcze bardziej szумы wprowadzane przez nadajnik.

4. WNIOSKI

Wyniki pomiarów potwierdziły w zupełności przewidywania, że w linii radiowej o modulacji impulsowej można ograniczyć w znacznym stopniu szумы wprowadzane przez nadajnik do sygnału użytecznego przez wykorzystywanie do pobudzania układów demodulujących tylnych zboczy odbieranych impulsów zamiast zboczy przednich.

Zmniejszenie szumów jest w tym przypadku tak duże, że praktycznie wpływ szumów nadajnika na jakość transmisji w mierzonej linii jest

niezauważalny (szczególnie przy dodatkowym zastosowaniu generatora pomocniczego w nadajniku).

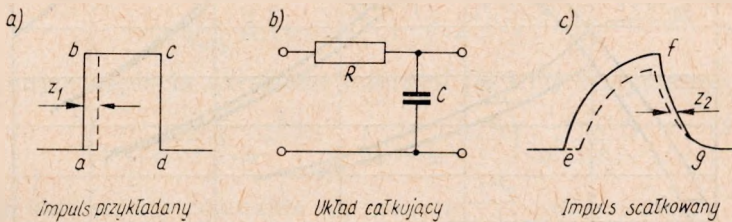
Celowe wydaje się uwzględnić powyższe przy opracowywaniu nowych urządzeń linii radiowych o modulacji impulsowej.

DODATEK

PRZENOSZENIE ZAKŁÓCEŃ POŁOŻENIA ZBOCZA IMPULSU NA ZBOCZE TYLNE POPRZEZ UKŁAD CAŁKUJĄCY

Podczas pomiarów szumów, wprowadzanych do sygnału użytecznego przez nadajnik linii radiowej o modulacji położenia impulsów z wykorzystaniem tylnych zboczy odbieranych impulsów do uruchamiania układów demodulujących, uzyskiwano mniejszą poprawę od przewidywanej teoretycznie w stosunku do szumów, jakie były przy korzystaniu z poprzednich zboczy odbieranych impulsów. Przyczyną tego było całkowanie impulsów odbieranych w układach odbiornika i wzmacniaczy impulsów, a w szczególności w wydzielaczu impulsów synchronizujących.

W układach całkujących zakłócenia położenia przedniego zbocza ab impulsów są przenoszone na zbocza tylne dc . Pokazano to schematycznie na rys. 10.



Rys. 10. Całkowanie impulsu

Załóżmy, że na układ całkujący o stałej czasu $\tau = R \cdot C$ przykładamy impuls prostokątny (a, b, c, d). Na wyjściu układu RC uzyskamy impuls scałkowany (e, f, g), którego kształt uzależniony jest od stałej czasu τ .

Jeżeli na skutek zakłócenia przednie zbocze impulsu prostokątnego będzie przesunięte o z_1 , to znaczy impuls przykładany na układ całkujący rozpocznie się o z_1 później (linia kreskowana na rys. 10a), to po scałkowaniu otrzymamy impuls oznaczony linią kreskowaną na rys. 10c. Impuls scałkowany będzie nieco niższy od poprzedniego i oprócz przesunięcia zbocza przedniego, które będzie wynosiło z_1 , zaobserwujemy również przesunięcie zbocza tylnego o z_2 . Zakłócenie położenia zbocza tylnego z_2

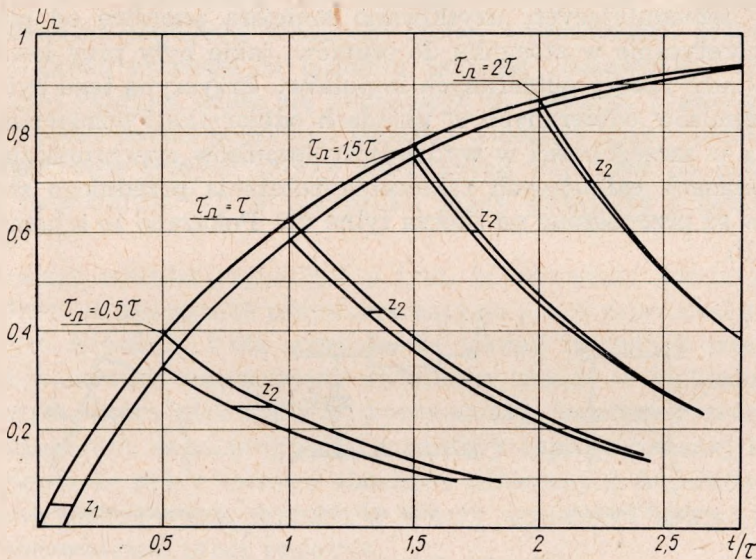
będzie tym mniejsze, im dłuższy będzie impuls prostokątny w stosunku do stałej czasu całkowania.

Dla ilustracji powyższego wykreślono na rys. 11 kształty impulsów scałkowanych dla kilku wartości stosunku τ_{Π}/τ przy założeniu zakłócenia przedniego zbocza o $z_{1/r}$.

W celu obliczenia zakłócenia położenia zbocza tylnego (z_2) impulsu scałkowanego spowodowanego zakłóceniem położenia zbocza przedniego (z_1) impulsu przykładanego przeprowadzimy poniższe rozważania.

Założmy, że pierwotny impuls prostokątny o amplitudzie 1 i czasie trwania τ_{Π} jest przykładany do układu całkującego o stałej czasu τ jak na rys. 10.

Narastanie impulsu scałkowanego (jego przednie zbocze) określa zależność



Rys. 11. Kształty impulsów scałkowanych

$$u_{c1} = (1 - e^{-t/\tau}) \quad (1)$$

gdzie:

- t — czas liczony od początku impulsu,
- τ — stała czasu układu całkującego.

Narastanie to będzie trwało do czasu $t = \tau_{\Pi}$, kiedy napięcie impulsu scałkowanego osiągnie maksymalną wartość równą:

$$u_{cmax} = (1 - e^{-\tau_{\Pi}/\tau}) \quad (2)$$

Od tej chwili rozpocznie się opadanie napięcia impulsu scałkowanego (jego tylne zbocze) według zależności

$$u_{c2} = (1 - e^{-\tau_n/\tau}) \cdot e^{-\frac{t-\tau_n}{\tau}} \quad (3)$$

Jeżeli przyjmiemy, że na skutek zakłócenia zbocze impulsu pierwotnego przesunie się o czas z_1 (jak na rys. 10), narastanie impulsu scałkowanego (jego przednie zbocze) określi wzór

$$u_{c1z} = \left(1 - e^{-\frac{t-z_1}{\tau}}\right) \quad (4)$$

Opadanie impulsu scałkowanego (jego zbocze tylne) rozpocznie się jak poprzednio w chwili $t = \tau_n$, ale od wartości maksymalnej.

$$u_{cmaxz} = \left(1 - e^{-\frac{\tau_n-z_1}{\tau}}\right) \quad (5)$$

i będzie określone zależnością

$$u_{c2z} = \left(1 - e^{-\frac{\tau_n-z_1}{\tau}}\right) \cdot e^{-\frac{t-\tau_n}{\tau}} \quad (6)$$

Dla znalezienia przesunięcia z_2 zapiszemy wyrażenie na napięcie tylnego zbocza impulsu scałkowanego.

Dla impulsu niezakłóconego napięcie to określa wzór (3).

W przypadku impulsu zakłóconego ta sama wartość napięcia będzie osiągnięta w chwili o z_2 wcześniejszej. Zgodnie z (6) otrzymamy

$$u_{c2z} = \left(1 - e^{-\frac{\tau_n-z_1}{\tau}}\right) \cdot e^{-\frac{t-\tau_n-z_2}{\tau}} \quad (7)$$

Porównując napięcia określone wzorami (3) i (7) otrzymamy:

$$\left(1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau}}\right) \cdot e^{-\frac{t-\tau_n}{\tau}} = \left(1 - e^{-\frac{\tau_n-z_1}{\tau}}\right) \cdot e^{-\frac{t-\tau_n-z_2}{\tau}} \quad (8)$$

Dzieląc obie strony równania (8) przez $e^{-\frac{t-\tau_n}{\tau}}$ otrzymamy:

$$\left(1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau}}\right) = \left(1 - e^{-\frac{\tau_n-z_1}{\tau}}\right) \cdot e^{-\frac{z_2}{\tau}} \quad (9)$$

a stąd

$$e^{-\frac{z_2}{\tau}} = \frac{1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{\tau_n-z_1}{\tau}}} \quad (10)$$

i wreszcie ostatecznie:

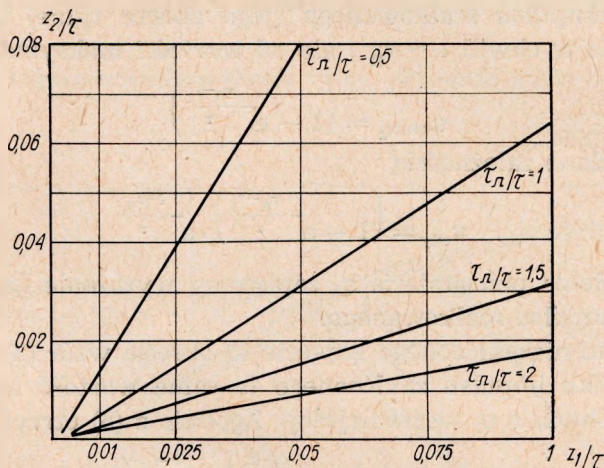
$$\frac{z_2}{\tau} = \ln \frac{1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{\tau_n-z_1}{\tau}}} \quad (11)$$

Wzór (11) określa szukaną zależność zakłócenia tylnego zbocza (z_2) impulsu scałkowanego od zakłócenia przedniego zbocza z_1 impulsu całkowanego.

Obliczono tę zależność dla kilku wartości stosunku τ_n/τ (czasu trwania impulsu do stałej czasu układu całkującego), a mianowicie dla

$$\frac{\tau_n}{\tau} = 0,5; 1; 1,5 \text{ i } 2.$$

Wyniki obliczeń przedstawiono wykreślnie na rys. 12.



Rys. 12. Zależność z_2 od z_1

Z powyższego wynika, że w przypadku dużej stałej czasu układu całkującego w stosunku do długości impulsu (np. $\frac{\tau_n}{\tau} = 0,5$), zakłócenie tylnego zbocza z_2 impulsu scałkowanego może być większe od zakłócenia przedniego zbocza z_1 impulsu całkowanego. Zakłócenie to (z_2) jest tym mniejsze, im większy jest stosunek $\frac{\tau_n}{\tau}$.

Jeżeli stała czasu układu całkującego jest przynajmniej kilkakrotnie mniejsza od czasu trwania impulsu ($\tau \ll \tau_n$), to $e^{-\frac{\tau_n}{\tau}} \ll 1$. W tym przypadku również i $e^{-\frac{\tau_n - z_1}{\tau}} \ll 1$, ponieważ na ogół $z_1 \ll \tau$.

Przy powyższym założeniu można uprościć wzór (11) korzystając z zależności, że dla $e^x \ll 1$ $\ln(1 - e^x) \approx -e^x$. Otrzymamy:

$$\frac{z_2}{\tau} = -e^{-\frac{\tau_n}{\tau}} + e^{-\frac{\tau_n - z_1}{\tau}} = \frac{e^{\frac{z_1}{\tau}} - 1}{e^{\tau_n/\tau}} \quad (12)$$

Biorąc z kolei pod uwagę, że w praktycznych przypadkach $\frac{z_1}{\tau}$ jest również dużo mniejsze od 1, czyli że $e^{-\frac{z_1}{\tau}} \approx 1 - \frac{z_1}{\tau}$, otrzymamy ostatecznie uproszczone wyrażenie na zakłócenie z bocza tylnego impulsu scalkowanego w zależności od zakłócenia położenia z bocza przedniego impulsu scalkowanego:

$$\frac{z_2}{\tau} = \frac{z_1}{\tau} \cdot e^{-\frac{\tau_n}{\tau}}; \quad \frac{z_2}{z_1} = e^{-\frac{\tau_n}{\tau}} \quad (13)$$

Zależność (13) jest słuszna tylko przy podanych wyżej założeniach, to jest, jeżeli $z_1 \ll \tau_n$ przynajmniej kilkakrotnie.

Przykład liczbowy

W linii z modulacją położenia impulsów wykorzystującej impulsy o czasie trwania $\tau_n = 1 \mu\text{sek}$ (szerokość impulsów odbieranych) pomierzono zakłócenia wprowadzane przez nadajnik na przednich zboczach impulsów $z_1 \approx 0,02 \mu\text{sek}$ (odpowiada to poziomowi zakłóceń -40 do -50 dB).

Zakładając całkowanie tych impulsów w urządzeniach odbiorczych obliczymy, w jakim stosunku zakłócenia z bocza przedniego przeniosą się na z bocze tylne.

1. Przyjmując stałą czasu całkowania $\tau = 0,1 \mu\text{sek}$, czyli $\tau_n = 10 \tau$, otrzymamy z (13)

$$\frac{z_2}{z_1} = e^{-\frac{1}{0,1}} = 4,5 \cdot 10^{-5}$$

$$20 \lg \frac{z_2}{z_1} = -87 \text{ dB}$$

Zakłócenia położenia z bocza tylnego w tym przypadku byłyby o 87 dB mniejsze od zakłóceń z bocza przedniego.

2. Jeżeli stała czasu całkowania wynosiłaby $0,2 \mu\text{sek}$, czyli $\tau_n = 5 \tau$, otrzymamy:

$$\frac{z_2}{z_1} = e^{-\frac{1}{0,2}} = 6,7 \cdot 10^{-3}$$

$$20 \lg \frac{z_2}{z_1} = -43,5 \text{ dB}$$

W tym przypadku zakłócenia położenia z bocza tylnego byłyby o 43,5 dB mniejsze od zakłócenia z bocza przedniego.

3. Jeżeli impulsy byłyby całkowane w układzie o stałej czasu $\tau = 0,3 \mu \text{ sek}$, czyli $\tau_n = 3,3 \tau$, otrzymamy

$$\frac{z_2}{z_1} = e^{-\frac{1}{0,3}} = 3,7 \cdot 10^{-2}$$

$$20 \lg \frac{z_2}{z_1} = -28,5 \text{ dB}$$

Zakłócenia położenia zbocza tylnego byłyby w tym przypadku tylko o 28,5 dB mniejsze od zakłóceń zbocza przedniego.

W przypadku gdy na układ całkujący przykładane są impulsy nie prostokątne a trapezowe lub eksponencjalne, zależności są bardziej skomplikowane.

WYKAZ LITERATURY

1. E. Dumania: Impulsowa praca generatora samowzbudnego. Prace IŁ, rok IX, 1962, zeszyt 3(28), s. 3—39.
2. Łącze 6-kanałowe z modulacją impulsową. Dok. techniczna Nr 003, Inst. Łączności, Warszawa 1954.
3. System 12-kanałowej linii radiowej o modulacji impulsowej, część II — Aparatura w cz. Dok. techniczna Nr I-108, Inst. Łączności, Warszawa 1961.
4. Dostosowanie aparatury lini radiowej o modulacji impulsowej do współpracy z automatyczną centralą miejską — Próbną eksploatacja linii Dok. techniczna I-123, Inst. Łączności, Warszawa 1961.
5. S. Jarkowski: Wydzielanie impulsu synchronizacyjnego w urządzeniach wielokanałowych z modulacją fazy impulsów. Prace PIT, 1951, nr 4, s. 31—34.

Э. Думаня

УМЕНЬШЕНИЕ ШУМОВ ПЕРЕДАТЧИКА РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ С ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Резюме

Описано произведенные Институтом Связи исследования шумов, вводимых в телефонный сигнал передатчиком радиорелейной линии с модуляцией положения импульсов, при использовании передних или задних фронтов принимаемых импульсов для возбуждения демодулирующих схем. Эти шумы вызваны нестабильностью нарастания колебаний в генераторе с самовозбуждением, который применяется в передатчике.

Результаты исследований подтверждают произведенные раньше [1] теоретические рассуждения.

Измерения доказали, что при использовании задних фронтов импульсов шумы являются на приблизительно 14 дБ до 21 дБ меньше чем при использовании передних фронтов.

После применения в передатчике вспомогательного генератора стабилизирующего нарастание колебаний, положительный эффект (уменьшение шумов) при использовании задних фронтов был меньше и составлял несколько дБ.

E. Dumania

NOISE REDUCTION OF THE PULSE-MODULATED RADIO-LINK TRANSMITTER

Summary

The research carried out in the Telecommunication Institute on the noises introduced into the telephone signal by the pulseposition modulated radio-link transmitter, when using the front or the back slopes of the receiving pulses to actuate the demodulation circuits, is being related. These noises are caused by the instability of the oscillations build-up in the self-excited generator used in the transmitter.

The results of the research are confirming the theoretical considerations carried out earlier.

The measurements have shown that by utilising the back slopes of the pulses the noise is about 14 to 21 dB less than when utilising the front slopes.

When an auxiliary generator has been used in the transmitter stabilising the build-up of the oscillations, the improvement (noise reduction) when utilising the back slopes have been less and have amounted to few dB.

E. Dumania

RÉDUCTION DE BRUIT DE L'ÉMETTEUR DE LA LIGNE À FAISCEAUX HERTZIENS À MODULATION À IMPULSIONS

Resumé

On a décrit les recherches exécutées à l'Institut des Télécommunications sur les bruits introduits au signal téléphonique par l'émetteur d'une ligne à faisceaux hertziens à modulation d'impulsions en utilisant les pentes avant ou arrière des impulsions reçues pour l'excitation des circuits de démodulation. Ces bruits sont causés par l'instabilité d'accroissement des oscillations dans le générateur à auto-excitation employé dans l'émetteur.

Les résultats des recherches confirment les considérations théoriques élaborées précédemment.

Les mesures ont montré qu'en utilisant les pentes arrière des impulsion le bruit est environ 14 à 21 dB inférieur qu'en utilisant les pentes avant.

En appliquant à l'émetteur un générateur auxiliaire stabilisant l'accroissement des oscillations, l'amélioration (la réduction du bruit) en utilisant les pentes arrière est inférieure et s'élève à quelques dB.

E. Dumania

VERRINGERUNG DES RAUSCHENS DES FUNKLINIENSENDER MIT IMPULSMODULATION

Zusammenfassung

Die in Institut für Fernmeldewesen durchgeführten Untersuchungen über das Rauschen, das in das Telefonsignal durch den Funkliniensender mit Impulsphasenmodulation eingeführt wird, wenn man die Vorder- oder Rückflanke der empfangenen Impulse für die Erregung der Modulationskreisen benutzt, ist besprochen worden. Dieses Rauschen ist durch die Instabilität des Anwachsens der Schwingungen im selbsterregenden Generator, der im Sender angewendet wird, verursacht.

Die Ergebnisse der Untersuchungen bestätigen die früher durchgeführten theoretischen Erwägungen.

Die Messungen haben gezeigt, dass bei Benutzung der Rückflanken der Impulse das Rauschen ist um etwa 14 bis 21 dB weniger als bei Benutzung der Vorderflanken.

Bei Anwendung im Sender eines Hilfsgenerators, der das Anwachsen der Schwingungen stabilisiert, die Verbesserung (die Verringerung des Rauschens) bei Benutzung der Rückflanken war geringer und betrug einige dB.

MIECZYŚLAW LUBAŃSKI
ZENON ZAKRZEWSKI

621.317.74:621.372.2.029.6

METODA PROJEKTOWANIA KONCENTRYCZNEGO SPRZĘGACZA KIERUNKOWEGO O DUŻYM SPRZĘŻENIU

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 22. VI. 1965 r.

Opisano uproszczoną metodę projektowania pętlowego sprzęgacza kierunkowego, w którym długość pętli sprzęgającej jest mała w porównaniu do długości fali. Podano przykład rozwiązania konstrukcyjnego sprzęgacza złożonego z odcinka linii koncentrycznej oraz wyniki eksperymentalne.

WSTĘP

W niniejszej pracy przedstawiona jest metoda analizy właściwości i projektowania sprzęgacza kierunkowego, pętlowego o dużym sprzężeniu, umieszczonego w linii koncentrycznej. Teoria sprzęgaczy pętlowych jest znana [1] [2], jednak w ogólnym przypadku wzory są skomplikowane i nie podano dotychczas przejrzystej metody projektowania sprzęgaczy.

Często w praktyce zachodzi potrzeba stosowania sprzęgaczy pętlowych o dużym sprzężeniu, to znaczy takich, w których długość pętli sprzęgającej jest mała w porównaniu z długością fali oraz zanurzenie pętli jest małe w porównaniu ze średnicą przewodu zewnętrznego linii koncentrycznej.

W tych warunkach analizę pracy sprzęgacza można istotnie uprościć. Uzyskane zależności są nieskomplikowane i umożliwiają opracowanie prostej metody projektowania omawianych sprzęgaczy. Zaprojektowane w oparciu o podaną metodę sprzęgacze kierunkowe wykazują dużą zgodność pomierzonego sprzężenia z przewidywanym.

Praca niniejsza jest fragmentem pracy wykonywanej przez Katedrę Radiokomunikacji Politechniki Gdańskiej na zlecenie Ministerstwa Łącz-

ności i stanowiącej część opracowywanego przez Instytut Łączności tematu pt. „Racjonalna redukcja promieniowań niepożądanych generowanych przez radiostacje nadawcze służby stałej”¹⁾.

2. PARAMETRY SPRZĘGACZA KIERUNKOWEGO

Koncentryczny sprzęgacz kierunkowy zawiera dwa odcinki linii. Jedną z nich umieszcza się w badanym torze przesyłowym i ta nosi nazwę linii głównej, a druga, połączona z układem detekcyjnym, nazywa się linią pomocniczą.

Na rysunku 1 przedstawiony jest schemat sprzęgacza kierunkowego, zawierający oznaczenia przedstawionych wielkości niezbędnych do zdefiniowania jego parametrów:

P_1 — moc dostarczona z generatora na wejście linii głównej (1—1')

P_2 — moc wydzielona w obciążeniu linii głównej (2—2')

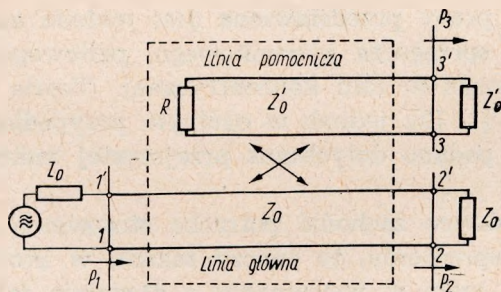
P_3 — moc wydzielona w obciążeniu linii pomocniczej (3—3')

P'_3 — moc wydzielona w obciążeniu linii pomocniczej po zamianie miejscami generatora i obciążenia linii głównej

Z_0 — impedancja charakterystyczna linii głównej

Z'_0 — impedancja charakterystyczna linii pomocniczej.

Należy podkreślić, że powyższe oznaczenia dotyczą mocy występujących w warunkach dopasowania w przekrojach 1—1', 2—2' i 3—3' (rysunek 1).



Rys. 1. Schemat sprzęgacza kierunkowego

W dalszym ciągu pracy przyjęto następujące definicje parametrów sprzęgacza kierunkowego:

$$1. \text{ Sprzężenie } C = 10 \lg \frac{P_1}{P_3} \quad (2.1)$$

$$2. \text{ Kierunkowość } D = 10 \lg \frac{P_3}{P'_3} \quad (2.2)$$

¹⁾ „Prace IŁ”, rok X, zeszyt 2(31), str. 47—84.

3. Własny współczynnik fali stojącej w linii głównej — WFS w dopasowanej uprzednio linii przesyłowej o impedancji charakterystycznej Z'_0 , do której wtrącono sprzęgacz kierunkowy (przy dopasowaniu również w przekroju 3—3').

4. Własny współczynnik fali stojącej w linii pomocniczej — WFS w linii przesyłowej o impedancji charakterystycznej Z'_0 , na wyjście której podłączona została linia pomocnicza sprzęgacza (przy dopasowaniu w przekrojach 1—1' i 2—2').

5. Tłumienie linii głównej

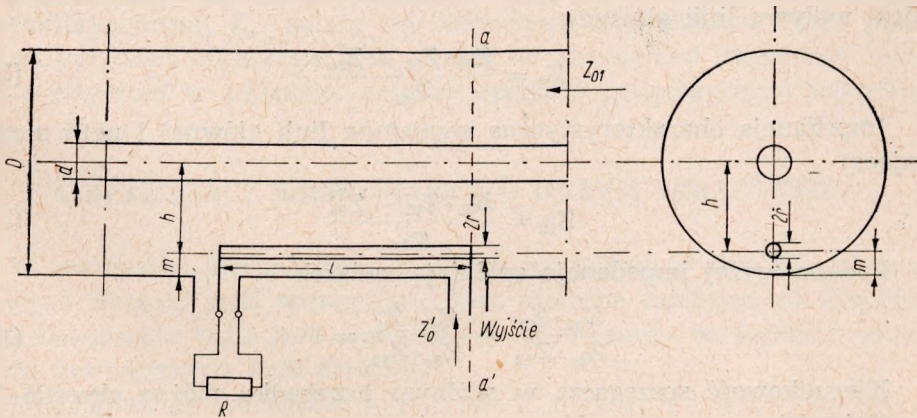
$$L = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \quad (2.3)$$

W ogólnym przypadku wszystkie wymienione parametry zależą od konstrukcji sprzęgacza i częstotliwości. Kierunkowość idealnego sprzęgacza kierunkowego jest nieskończenie duża, a własne współczynniki fali stojącej obu linii równe są jedności.

Dla sprzęgacza o dużym sprzężeniu i bliskim jedności WFS linii głównej jest $P_2 \cong P_1$ i tłumienie linii głównej można zaniedbać ($L \cong 0$).

3. OGÓLNA TEORIA SPRZĘGACZA PĘTLOWEGO W LINII KONCENTRYCZNEJ

W celu pełnego opisanie właściwości sprzęgacza kierunkowego wystarczy podać cztery parametry zdefiniowane w rozdz. 2. Przy określo-



Rys. 2. Schemat konstrukcji sprzęgacza

nej częstotliwości wartość tych parametrów zależy od poprzecznych wymiarów sprzęgacza i długości pętli oraz oporności obciążenia pętli.

Na rysunku 2 przedstawiony jest schemat konstrukcji sprzęgacza.

Wpływ poprzecznych wymiarów sprzęgacza na jego parametry można [4] określić, podając wartości trzech impedancji charakterystycznych sprzęgacza, niezależnych od częstotliwości. Są to:

Impedancja charakterystyczna linii głównej bez pętli sprzęgającej

$$Z_{01} = 60 \ln \frac{D}{d} \quad (3.1)$$

Impedancja charakterystyczna osiowego odcinka pętli przy usuniętym wewnętrznym przewodzie linii głównej

$$Z_{02} = 60 \operatorname{Arcosh} \frac{D^2 - 4h^2 + 4r^2}{4Dr} \quad (3.2)$$

Impedancja charakterystyczna sprzężenia

$$Z_{0s} = 60 \ln \frac{D}{2h} \quad (3.3)$$

Oznaczenia wymiarów D , d , h i r jak na rys. 2.

Ze względu na uproszczenie dalszej analizy wygodnie jest wprowadzić trzy nowe impedancje, których wartości są jednoznacznie określone przez Z_{01} , Z_{02} i Z_{0s} .

Są to:

Impedancja charakterystyczna sprzężenia z uwzględnieniem wpływu pętli sprzęgającej

$$Z_1 = \frac{Z_{01} \cdot Z_{02} - Z_{0s}^2}{Z_{02}} \quad (3.4)$$

Impedancja charakterystyczna osiowego odcinka pętli z uwzględnieniem wpływu linii głównej

$$Z_2 = \frac{Z_{01} \cdot Z_{02} - Z_{0s}^2}{Z_{01}} \quad (3.5)$$

Impedancja charakterystyczna wzajemna linii głównej i pętli sprzęgającej

$$Z_{12} = \frac{Z_{01} \cdot Z_{02} - Z_{0s}^2}{Z_{0s}} \quad (3.6)$$

Podane wyżej impedancje spełniają związek

$$\frac{Z_{01} \cdot Z_2}{Z_{0s} \cdot Z_{12}} = \frac{Z_{02} \cdot Z_1}{Z_{0s} \cdot Z_{12}} = 1 \quad (3.7)$$

Kierunkowość sprzęgacza w ogólnym przypadku można określić [4] z zależności

$$D = 10 \lg \frac{P_3}{P'_3} = 10 \lg \left| \frac{\left(Z_{0s} + R \frac{Z_{01}}{Z_{12}} \right) \cos \beta l + j \left(Z_{02} \frac{Z_{01}}{Z_{12}} + Z'_0 \frac{Z_{0s}}{Z_2} \right) \sin \beta l}{Z_{0s} - R \frac{Z_{01}}{Z_{12}}} \right|^2 \quad [\text{dB}] \quad (3.8)$$

gdzie:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ — stała fazowa fali,}$$

λ — długość fali,

Z'_0 — impedancja charakterystyczna linii pomocniczej,

R — oporność obciążenia pętli sprzęgającej.

Sprężenie sprzęgacza w ogólnym przypadku określone jest wzorem

$$C = 10 \lg \frac{P_1}{P_3} = 10 \lg \left| \frac{(Z'_0 + R) \cos \beta l + j \left(Z'_0 \frac{R}{Z_2} + Z_{02} \right) \sin \beta l}{\left[\left(1 + \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \frac{R}{Z_2} \right) \cos \beta l + j \left(\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \cdot \frac{Z_{02}}{Z_2} + \frac{Z'_0}{Z_2} \right) \sin \beta l \right] Z_{0s} \sin \beta l} \right|^2 \text{ [dB]} \quad (3.9)$$

gdzie:

Γ — współczynnik odbicia w linii głównej w przekroju a-a'.

Można wykazać, że jeżeli linia główna jest dopasowana od strony obciążenia i od strony generatora, to na skutek wprowadzenia pętli sprzęgającej pojawia się fala stojąca ze współczynnikiem

$$\rho_1 = \frac{1 + \frac{Z_1 - Z_{01}}{2 Z_{01}} \cos \beta l}{1 - \frac{Z_1 - Z_{01}}{2 Z_{01}} \cos \beta l} \quad (3.10)$$

Jest to własny współczynnik fali stojącej w linii głównej zdefiniowany w rozdz. 2.

Własny współczynnik fali stojącej w linii pomocniczej o impedancji charakterystycznej Z'_0 zależy od impedancji charakterystycznej pętli Z_2 , od oporności obciążenia pętli R oraz od nieciągłości impedancji charakterystycznej w układzie: gniazdo opornika-pętla-łączówka kablowa.

4. SPRZĘGACZ KIERUNKOWY O DUŻYM SPRĘŻENIU

W sprzęgaczu kierunkowym o dużym sprężeniu w zakresie fal metrowych długość pętli sprzęgającej jest znacznie mniejsza od długości fali. Zanurzenie pętli jest niewielkie w porównaniu ze średnicą przewodu zewnętrznego linii głównej.

Uwzględnienie warunków

$$l \ll \lambda$$

(4.1)

$$m = \frac{D}{2} - h \ll D$$

proceeds to essential simplifications of the analysis of the coupling properties. Moreover, in practice, the condition is usually satisfied

$$2R \ll D \quad (4.2)$$

Conditions (4.1) and (4.2) allow us to represent the formulas (3.1) ÷ (3.3) in the simplified form

$$Z_{01} = 60 \ln \frac{D}{d} \quad (3.1)$$

$$Z_{02} = 60 \operatorname{Arcosh} \frac{D \cdot m + r^2 - m^2}{D \cdot r} \cong 60 \operatorname{Arcosh} \frac{m}{r} \quad (4.3)$$

$$Z_{0s} = 60 \ln \frac{D}{D - 2m} \cong 120 \frac{m}{D} \quad (4.4)$$

In practical cases $Z_{01} \cdot Z_{02} \gg Z_{0s}^2$ and

$$Z_1 \cong Z_{01} = 60 \ln \frac{D}{d} \quad (4.5)$$

$$Z_2 \cong Z_{02} \cong 60 \operatorname{Arcosh} \frac{m}{r} \quad (4.6)$$

$$Z_{12} \cong \frac{Z_{01} \cdot Z_{02}}{Z_{0s}} \cong 30 \frac{D}{m} \left(\ln \frac{D}{d} \right) \cdot \left(\operatorname{Arcosh} \frac{m}{r} \right) \quad (4.7)$$

The directivity of such a coupler can be calculated from the simplified formula

$$D \cong 20 \lg \left| \frac{Z_{0s} + R \frac{Z_{01}}{Z_{12}}}{Z_{0s} - R \frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \right| \quad [\text{dB}] \quad (4.8)$$

introduced by taking into account (4.1).

From (3.7) it follows, that

$$\frac{Z_{01}}{Z_{0s} \cdot Z_{12}} \frac{1}{Z_2} \quad \text{and} \quad D \cong 20 \lg \left| \frac{1 + \frac{R}{Z_2}}{1 - \frac{R}{Z_2}} \right| \quad [\text{dB}] \quad (4.9)$$

The directivity of the coupler increases when the value of R approaches Z_2 .

Taking into account the conditions mentioned above and assuming the existence of a state close to matching in the main line ($|\Gamma| \cong 0$) leads to the following simplified formula for the coupling:

$$C \cong 20 \lg \frac{Z_0' + R}{\left(1 + \frac{R}{Z_2}\right) \cdot Z_{0s} \sin \beta l} \quad [\text{dB}] \quad (4.10)$$

Dla $l \ll \lambda$ $\sin \beta l \cong \beta l = \frac{2\pi l}{\lambda}$ i

$$C \cong 20 \lg \left[\frac{Z'_0 + R}{Z_{0s} \left(1 + \frac{R}{Z_2}\right)} \cdot \frac{\lambda}{2\pi l} \right] \text{ [dB]} \quad (4.11)$$

Własny współczynnik fali stojącej w linii głównej jest równy

$$\rho_1 \cong \frac{1 + \frac{Z_1 - Z_{01}}{2Z_{01}}}{1 - \frac{Z_1 - Z_{01}}{2Z_{01}}} \quad (4.12)$$

Z (3.4) wynika

$$Z_1 - Z_{01} = \frac{Z_{0s}^2}{Z_2} \cong \frac{Z_{0s}^2}{Z_{02}} \quad \text{i}$$

$$\rho_1 \cong \frac{1 + \frac{Z_{0s}^2}{2Z_{01} \cdot Z_{02}}}{1 - \frac{Z_{0s}^2}{2Z_{01} \cdot Z_{02}}} \cong 1 + \frac{Z_{0s}^2}{Z_{01} \cdot Z_{02}} \quad (4.13)$$

Własny współczynnik fali stojącej w linii pomocniczej zależy od czynników omówionych w rozdz. 3.

5. PROJEKTOWANIE SPRZĘGACZA KIERUNKOWEGO

Idealny sprzęgacz kierunkowy powinien reagować tylko na falę rozchodzącą się w linii głównej w określonym kierunku. Odpowiada to nieskończonej wartości kierunkowości i , jak wynika z wzoru (4.9), zachodzi dla $R = Z_2$.

Z drugiej strony, w linii pomocniczej powinny istnieć warunki dopasowania. W przypadku krótkiej ($l \ll \lambda$) pętli dopasowanie istnieje, gdy $R = Z'_0$. Wynika stąd, że w optymalnych warunkach musi być spełnione równanie:

$$R = Z_2 = Z'_0 \quad (5.1)$$

Z (4.6) i (5.1)

$$R = Z'_0 = 60 \operatorname{Arcosh} \frac{m_{opt}}{r} \quad (5.2)$$

Optymalne, ze względu na kierunkowość sprzęgacza, zanurzenie pętli jest więc równe:

$$m_{opt} = r \operatorname{cosh} \frac{Z'_0}{60} \quad (5.3)$$

W przypadku optymalnego zanurzenia pętli sprzężenie sprzęgacza kierunkowego można obliczyć z (4.11), uwzględniając warunek (5.1)

$$C \cong 20 \lg \frac{Z'_0}{Z_{0s}} \cdot \frac{\lambda}{2\pi l} \quad [\text{dB}] \quad (5.4)$$

Wzór (5.4) wygodnie jest przedstawić w postaci

$$C \cong 20 \lg \frac{Z'_0}{Z_{0s}} + 20 \lg \frac{\lambda}{l} - 16 \quad [\text{dB}] \quad (5.5)$$

Wartość pierwszego członu (5.5) zależy jedynie od wymiarów sprzęgacza. O wartości drugiego członu decyduje stosunek długości pętli do długości fali. Zmiany sprzężenia w funkcji częstotliwości nie zależą od wymiarów sprzęgacza i wynoszą 6 dB na oktawę.

Uwzględniając (4.4), otrzymuje się:

$$\frac{Z_{0s}}{Z'_0} = \frac{120}{Z'_0} \cdot \frac{r}{D} \cosh \frac{Z'_0}{60} \quad \text{i} \quad (5.6)$$

$$20 \lg \frac{\lambda}{l} = C + 20 \lg \left[\frac{120}{Z'_0} \cosh \frac{Z'_0}{60} \right] - 20 \lg \frac{D}{r} + 16 \quad [\text{dB}] \quad (5.7)$$

Kolejne człony prawej strony równania (5.7) uwzględniają wpływ odpowiednio: wartości sprzężenia C , impedancji charakterystycznej linii pomocniczej Z'_0 oraz stosunku $\frac{D}{r}$ na wymaganą względną długość $\frac{l}{\lambda}$ pętli sprzęgającej.

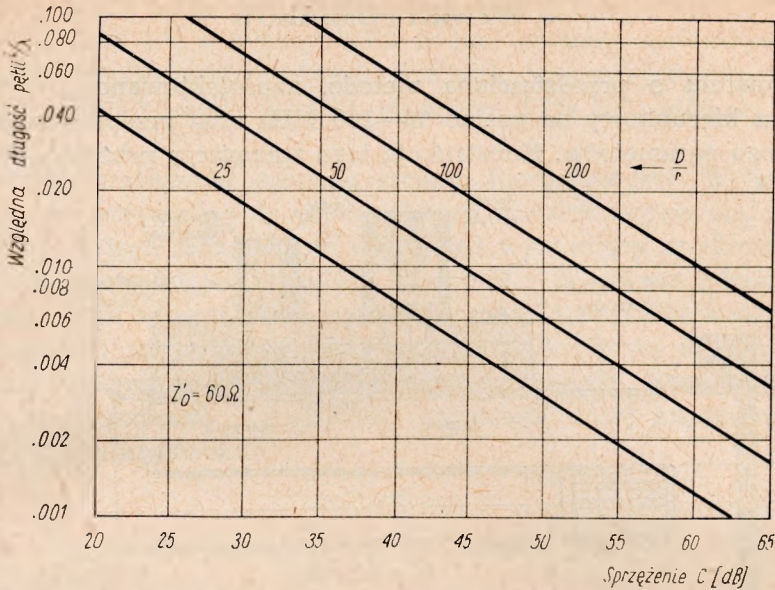
Dla określonej wartości impedancji Z'_0 względna długość pętli zależy od stosunku $\frac{D}{r}$ i wymaganej wartości sprzężenia C . Na rys. 3 przedstawione są wykresy $\frac{l}{\lambda} = f(C)_{\frac{D}{r} = \text{const}}$ dla impedancji charakterystycznej $Z'_0 = 60 \Omega$. W zakresie impedancji $Z'_0 = 50 \div 75 \Omega$ wartości $\frac{l}{\lambda}$ dla danego $\frac{D}{r}$ i C zmieniają się nieznacznie i można korzystać z tego samego wykresu.

Współczynnik fali stojącej w linii głównej jest równy

$$\rho_1 = 1 + \left(\frac{120 \cdot m_{opt}}{D} \right)^2 \cdot \frac{1}{Z_{01} \cdot Z'_0} \quad (5.8)$$

gdzie Z_{01} i Z'_0 są wyrażone w omach.

Projektowanie sprzęgacza polega na wyznaczeniu długości l , promienia r i zanurzenia m pętli sprzęgającej, gdy dane są: impedancja charakterystyczna Z_{01} i średnica przewodnika zewnętrznego D linii głównej, impedancja charakterystyczna Z'_0 linii pomocniczej oraz wymagana wartość sprzężenia C , przy określonej długości fali λ .



Rys. 3. Zależność względnej długości pętli sprzęgającej od wymaganego sprzężenia C

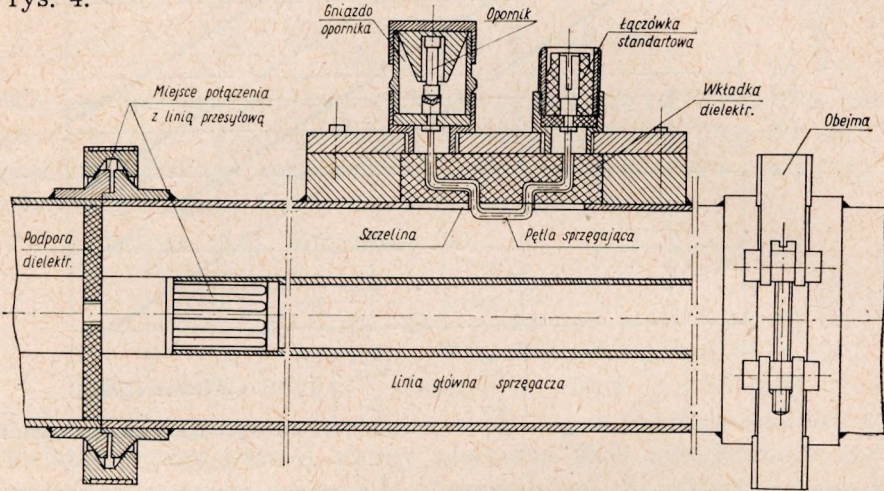
W oparciu o otrzymane wyniki można ustalić następujący tok postępowania przy projektowaniu sprzęgacza kierunkowego o dużym sprzężeniu:

- 1) wybrać promień pętli sprzęgającej,
- 2) obliczyć optymalne zanurzenie pętli sprzęgającej z wzoru (5.3),
- 3) wyznaczyć długość pętli sprzęgającej z wykresu $\frac{l}{\lambda} = f(C) \frac{D}{r} = \text{const}$,
- 4) obliczyć wartość współczynnika fali stojącej w linii głównej z wzoru (5.8).

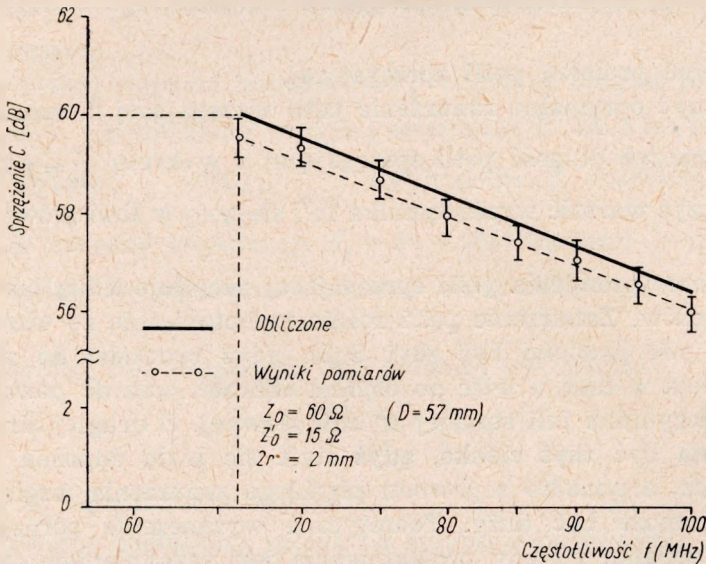
O wyborze promienia pętli sprzęgającej decyduje kilka omówionych niżej względów. Zanurzenie pętli rośnie monotonicznie ze wzrostem jej średnicy i nie powinno być zbyt duże, gdyż prowadzi do zaburzenia rozkładu pola w linii, a więc do błędów obliczeń oraz do powstania dużego współczynnika fali stojącej w linii głównej. Z drugiej strony pętla nie powinna być zbyt cienka, gdyż staje się mało odporna na urazy mechaniczne, a ponadto z powodu płytkiego zanurzenia względny błąd ustawienia może być duży. Teoretyczne wyznaczenie górnej granicy błędu dla podanej metody projektowania jest zagadnieniem skomplikowanym i autorom nie udało się go rozwiązać. Niemniej jednak przeprowadzone doświadczenia wykazały, że w granicach parametrów sprzęgacza zaznaczonych na rys. 3 możliwe jest uzyskiwanie wartości sprzężenia różniącej się od przewidywanej o mniej niż 1 dB.

6. WYNIKI POMIARÓW

W oparciu o przedstawioną metodę, zaprojektowano i wykonano sprzęgacz kierunkowy na pasmo 66—100 MHz oraz przeprowadzono pomiary jego parametrów. Konstrukcja tego sprzęgacza przedstawiona jest na rys. 4.



Rys. 4. Budowa sprzęgacza kierunkowego



Rys. 5. Porównanie wyników obliczeń i pomiarów sprężenia sprzęgacza kierunkowego

Na rysunku 5 porównane są wyniki obliczeń i pomiarów sprężenia. Kierunkowość sprzęgacza w całym pasmie pracy jest w przybliżeniu

stała i nie mniejsza od 23 dB. Współczynnik fali stojącej w linii pomocniczej mniejszy od 1,1, a własny WFS w linii głównej niewykrywalny na tle współczynnika zastosowanych łączówek koncentrycznych, który wynosił ok. 1,05 (obliczona wartość własnego WFS linii głównej $\rho_1 = 1,004$).

Specjalnego omówienia wymaga sprawa kierunkowości. Wykonany sprzęgacz przeznaczony był do pomiaru mocy dostarczonej do obciążenia linii głównej. W tego rodzaju pomiarach błąd wynikający ze skończonej wartości kierunkowości jest niewielki i przy $D = 23$ dB nie przekracza 0,5%. Konstrukcja sprzęgacza zapewniająca możliwość dokładnego ustawienia głębokości zanurzenia pętli w każdym wykonanym egzemplarzu pozwala na uzyskanie znacznie większych kierunkowości. W omawianym przypadku zrezygnowano z możliwości uzyskania dużej kierunkowości na rzecz prostoty konstrukcji.

Autorzy pragną wyrazić *Panu Profesorowi Doktorowi Leonardowi Knochowi*, Kierownikowi Katedry Radiokomunikacji Politechniki Gdańskiej, podziękowanie za cenną pomoc okazywaną im w trakcie wykonywania niniejszej pracy oraz Resor-towi Łączności za umożliwienie jej wykonania.

WYKAZ LITERATURY

1. A. R. Wolpiert: Teoreticzeskoje i eksperimentalnoje issledowanie fidiernowo reflektometri. Radiotekhnika, 1947, t. 2, nr 2, s. 3.
2. K. Kowalski: O kilku typach współosiowych sprzęgaczy. Zeszyty Naukowe Polit. Warszawskiej, Elektryka, nr 25, s. 79.
3. M. Wind, H. Rapaport: Handbook of Microwave Measurements Polytechnic Press, Brooklyn, 1955.
4. A. Z. Fradin, E. W. Ryżkow: Izmerienije paramietrow antenn. Moskwa, 1962.

М. Любаньски, З. Закшевски

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОАКСИАЛЬНОГО НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ С СИЛЬНОЙ СВЯЗЬЮ

Резюме

Описан упрощенный метод проектирования петлевого направленного ответвителя, в котором длина петли связи значительно меньше длины волны. Приведен пример конструкции ответвителя, состоящего из отрезка коаксиальной линии; приведены также результаты экспериментальных испытаний.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

A METHOD OF DESIGN OF THE COAXIAL DIRECTIONAL COUPLER WITH TIGHT COUPLING

Summary

A simplified design method of a directional loop coupler, in which the loop length is small in comparison with the wavelength, is described. An example of the constructional coupler solution comprising a coaxial line section, as well as experimental results obtained, are presented.

M. Lubański, Z. Zakrzewski

MÉTHODE DE CALCULS D'UN COUPLEUR DIRECTIONNEL COAXIAL À FORT COUPLAGE

Resumé

L'article donne la description d'une méthode simplifiée de calculs d'un coupleur directionnel à boucle, dans lequel la longueur de celle-ci est petite par rapport à la longueur d'onde. Il présente ensuite un exemple de solution de construction d'un coupleur composé d'un tronçon de ligne coaxiale et les principaux résultats expérimentaux.

M. Lubański Z. Zakrzewski

ENTWURFSVERFAHREN EINES KONZENTRISCHEN RICHTUNGSKOPPLERS MIT FESTER KOPPLUNG

Zusammenfassung

Ein vereinfachtes Entwurfsverfahren eines Schleifenrichtungskopplers, in dem die Länge der Schleife klein gegenüber der Wellenlänge ist, wird geschrieben. Ein Beispiel von Konstruktionslösung des Richtungskopplers, der aus einem Abschnitt des konzentrischen Kabels besteht, sowie die Ergebnisse der Experimente, werden angegeben.

Cena zł 14,—