

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ZESZYT 1 (3)
ROK III



WARSZAWA 1956

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE



PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ZESZYT 1 (3)

ROK III

Ministerstwo Łączności — Prace Instytutu Łączności

Błędy dostrzeżone w druku

Sfr.	Wiersz	Jest	Powinno być
2	2 od dołu	inonosphärischen	ionosphärischen
31	11 od góry	$\frac{V_{wm}}{Vm} \geq 0,9$	$\frac{U_{wm}}{Um} \geq 0,9$
38	Załącznik D rubryka 9, 16 od dołu	63,2	63,6
49	13 od góry	$= \frac{\sqrt{U_{Rsz}^2 + U_t^2}}{\gamma}$	$= \frac{\sqrt{U_{Rsz}^2 + U_t^2}}{\gamma}$



WARSZAWA 1956

Komitet Redakcyjny
 Redaktor naczelny prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz
 Redaktorzy działowi: doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski,
 inż. Aleksy Brodowski
 Sekretarz Redakcji: Edward Tomkiel

Adres Redakcji
 Instytut Łączności, Warszawa 4, ul. Targowa 74

SPIS TREŚCI

1.	Henryk Helbing — Metoda pomiaru szerokości pasma emisji radiotelegraficznych	3
2.	Jerzy Ilmurzyński, Stanisław Kuhn, Bolesław Urbański — Miernikiysterowania w polskiej radiofonii	14
3.	Wilhelm Rotkiewicz — Miernik poziomu zakłóceń	41
4.	Stefan Borowski, Sylwester Jarkowski, Stefan Manczarski — Ograniczenia parametrów anten kierunkowych w radiokomunikacji jonosferycznej i troposferycznej	52

СОДЕРЖАНИЕ

1.	Г. Гельбинг — Метод измерения ширины полосы при передаче радиотелеграфных сигналов	3
2.	Ю. Ильмурынский, С. Кун, Б. Урбаньски — Измерители управления в польском радиовещании	14
3.	В. Роткевич — Аппарат для измерения уровня помех	41
4.	С. Боровски, С. Ярковски, С. Манчарски — Ограничения параметров антенны направленного действия при ионосферной и тропосферной радиосвязи	52

CONTENTS

1.	H. Helbing — The method of measurement of the band-width of wireless telegraphy emissions	3
2.	J. Ilmurzyński, S. Kuhn, B. Urbański — Control meters in polish broadcasting	14
3.	W. Rotkiewicz — Noise level meter	41
4.	S. Borowski, S. Jarkowski, S. Manczarski — The limitation of parameters of directional antennas in ionospheric and tropospheric radiocommunication	52

CONTENU

1.	H. Helbing — La méthode de mesure de la largeur de bande des émissions radiotélégraphiques	3
2.	J. Ilmurzyński, S. Kuhn, B. Urbański — Les appareils de mesure de commande dans la radiodiffusion polonaise	14
3.	W. Rotkiewicz — Appareil de mesure du niveau des perturbations	41
4.	S. Borowski, S. Jarkowski, S. Manczarski — Les limitations des paramètres des antennes directionnelles dans la radiocommunication ionosphérique et troposphérique	52

INHALT

1.	H. Helbing — Ein Bandbreiten-Messverfahren in Funkfern-schreiben	3
2.	J. Ilmurzyński, S. Kuhn, B. Urbański — Aussteuerungsmesser in polnischem Rundfunkwesen	14
3.	W. Rotkiewicz — Störpegelmesser	41
4.	S. Borowski, S. Jarkowski, S. Manczarski — Beschränkung der Kennwerte von Richtantennen in ionosphärischem und troposphärischem kommerziellem Funkbetrieb	52

HENRYK HELBING

621.3.083:621.396

METODA POMIARU SZEROKOŚCI PASMA EMISJI RADIOTELEGRAFICZNYCH

Rękopis dostarczono do IŁ 30. 8. 1955

Opisano metodę i układ do pomiaru szerokości pasma emisji radiotelegraficznych. Opracowana metoda pozwala na dogodny i prosty sposób obsługi urządzenia i daje wystarczającą dokładność pomiaru przy bezpośrednim odczycie szerokości pasma zajętego przez nadawanie. Podano wyniki uzyskane za pomocą omawianego układu przy pomiarach sygnałów z modulacją amplitudy i porównano je z wartościami obliczonymi teoretycznie.

1. WSTĘP

Do kontroli wypromieniowanej fali przy nadawaniu sygnałów modulowanych potrzebne są przyrządy zezwalające na pomiar szerokości zajmowanego pasma.

Szerokość pasma zajmowanego przez nadawanie została zdefiniowana przez Międzynarodowy Regulamin Radiokomunikacyjny (Atlantic City w 1947 roku) jako pasmo częstotliwości obejmujących ogółem 99% mocy wypromieniowanej, rozszerzone ponadto o tyle, aby objąć każdą częstotliwość, której odpowiada co najmniej 0,25% całkowitej mocy wypromieniowanej.

Pomiaru szerokości pasma używanymi obecnie do tego celu przyrządami dokonuje się głównie metodą analizy widmowej. Metoda ta jest jednak w eksploatacji mało praktyczna, gdyż wymaga wysoko wykwalifikowanej obsługi oraz kłopotliwej interpretacji wyników. Osiągana dokładność odczytów amplitud dla składników ustalonego widma sygnałów może wynosić od 1% do przeszło 25%, zależnie od tego, czy generator przemiany częstotliwości jest przestrajany ręcznie, czy automatycznie.

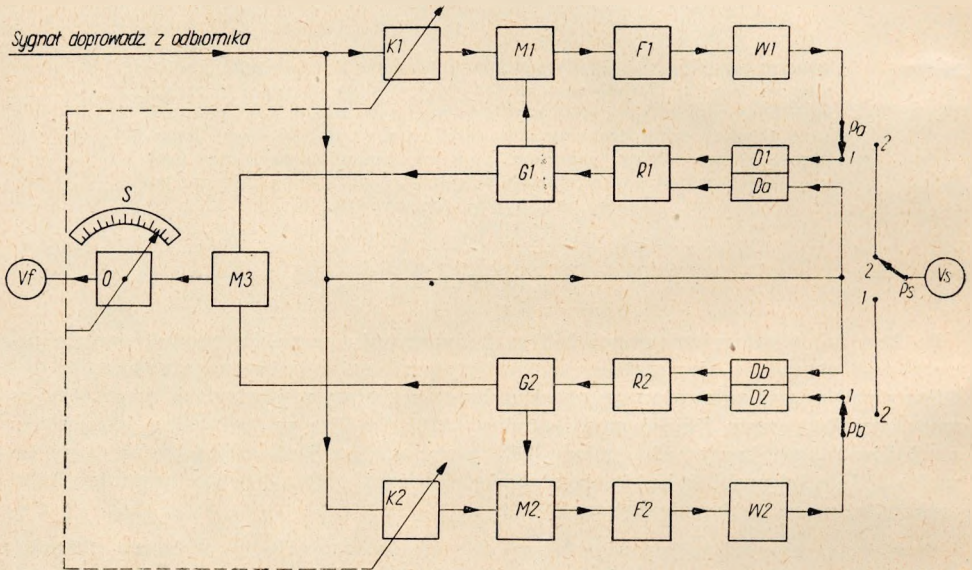
Inne przyrządy są oparte w działaniu na metodzie dostosowanej do definicji szerokości pasma i mierzą względną moc zawartą w części widma sygnału. Niedogodnością tej metody jest potrzeba wykonania szeregu pomiarów z wymianą filtrów, by następnie przez interpolację wyników móc określić rzeczywistą szerokość pasma. Dokładność przyrządów zależy od dokładności pomiaru stosunku mocy i od spadkości charakterystyk tłumienia filtrów górnoprzepustowych.

Z myślą o praktycznym w eksploatacji mierniku zaprojektowany został w Instytucie Łączności układ, którego metoda pomiaru jest również dostosowana do definicji szerokości pasma zajmowanego przez nadawanie, lecz nie wymaga wymiennych filtrów dzięki odpowiedniemu zastosowaniu przestrajanych automatycznie generatorów przemiany częstotliwości. Zaletą metody jest prosty sposób obsługi układu, dającego wystarczającą dokładność pomiarową przy bezpośrednim odczycie szerokości pasma zajmowanego przez nadawanie.

2. OPIS METODY I UKŁADU PASMOMIERZA

Metoda pomiaru polega na porównaniu mocy całkowitej sygnału (100%) z mocą jego części (1%) znajdującą się na zewnątrz rzeczywistej szerokości pasma (będącej przedmiotem pomiaru). Zaprojektowany układ został przewidziany do współpracy z odbiornikiem radiokomunikacyjnym lub z odbiornikiem specjalnie wykonanym do tego celu, przy czym dochodzący do układu badany sygnał modulowany ma być pobierany ze stopni częstotliwości pośredniej, która w tym celu powinna wynosić 100 kHz.

Rysunek 1 przedstawia schemat blokowy pasmomierza, którego zasada działania jest następująca:



Rys. 1. Schemat blokowy pasmomierza: K — korektor, M — mieszacz, G — generator, F — filtr, W — wzmacniacz, D — detektor, R — układ lamp reaktancyjnych, V — woltomierz lampowy, O — obwód rezonansowy, S — skala szerokości pasma w Hz, P — przełącznik

W układzie sygnał doprowadza się równolegle do mieszaczy $M1$ i $M2$ oraz detektorów Da i Db ($K1$ i $K2$ są to korektory w postaci oporników zmiennych). Generator $G1$ jest dostrojony po wycechowaniu układu (patrz p. 3) do częstotliwości 105 kHz, generator zaś $G2$ do częstotliwości 95 kHz. Po liniowej przemianie częstotliwości w mieszaczach $M1$ i $M2$ sygnał dochodzi do jednakowych środkowoprzepustowych filtrów $F1$ i $F2$ o częstotliwościach granicznych 5 kHz i 15 kHz.

W następstwie filtracji do wzmacniacza $W1$ dochodzi energia dolnej wstęgi, natomiast do wzmacniacza $W2$ — energia górnej wstęgi widma sygnału. Kanały $M1$ — $F1$ — $W1$ oraz $M2$ — $F2$ — $W2$ dają w pasmie przepuszczanym przez filtry, wzmocnienie po około 23 dB. Napięcia wyprostowane otrzymane z detekcji kwadratowej w detektorach $D1$ i $D2$ działają przeciwnie napięciu dostarczanemu przez Da względnie Db . Napięcia te są użyte do sterowania lamp reaktancyjnych $R1$ i $R2$, przestrajających generatory $G1$ i $G2$. Jeżeli napięcie otrzymane z detektora $D1$ ($D2$) jest większe od napięcia otrzymanego z detektora Da (Db), wówczas generator $G1$ ($G2$) jest przestrajany w kierunku zmniejszenia różnicy między częstotliwością generatora a czę-

stotliwością pośrednią odbiornika (100 kHz). Powoduje to słumienie przez filtr coraz dalej położonych od środka składników widma i zmniejszanie się napięcia przestrajałego generatora.

Przestrajanie generatorów $G1$ i $G2$ ustaje z chwilą wystarczającego wyrównania się mocy doprowadzonych do detektorów, to jest po zrównaniu całkowitej mocy sygnału ze wzmacnioną o około 23 dB częścią mocy każdej wstęgi bocznej zawartej poza rzeczywistą szerokością pasma. Tym sposobem następuje porównanie mocy sygnału w Da i Db (po 100%) z jego częściami, które dochodzą do detektorów $D1$ i $D2$ (po 0,5%).

Suma zmian częstotliwości dostarczanych przez generatory $G1$ i $G2$ odpowiada rzeczywistej szerokości pasma, którą bezpośrednio można odczytać na skali S obwodu rezonansowego O , dostrajanego pokrętłem na maksimum wychylenia wskaźnika Vf .

Dla zbadania przydatności zaprojektowanej metody w Instytucie Łączności został wykonany układ pasmomierny do prób laboratoryjnych. Poniżej zostaną pokrótce omówione poszczególne fragmenty wykonanego układu z podaniem ich ważniejszych charakterystyk.

Mieszacze $M1$ i $M2$ są zrównoważonymi modulatorami pierścieniowymi na diodach 6H6. Ten typ mieszaczy zastosowano tutaj ze względu na potrzebę uzyskania przemiany częstotliwości możliwie bez zniekształceń i eliminacji innych szkodliwych częstotliwości. Napięcie dostarczane do mieszacza przez generator lokalny jest co najmniej dwudziestokrotnie większe od napięć składników widma sygnału.

Filtry $F1$ i $F2$ są właściwie filtrami górnoprzepustowymi typu drabinkowego zawierającymi pięć członów pochodnych o różnych m dla uzyskania odpowiedniej charakterystyki tłumienia. Częstotliwość graniczna filtru jest 5 kHz, a skuteczne tłumienie minimalne dla zakresu tłumionego wynosi 54 dB, które filtr osiąga już przy częstotliwości 4850 Hz.

Tłumienie częstotliwości większych od 15 kHz uzyskuje się dzięki odpowiedniemu zaprojektowaniu wzmacniacza, którego częstotliwościowa charakterystyka wzmocnienia jest opadająca powyżej 15 kHz i poniżej 5 kHz.

Jednym z ważniejszych elementów układu są detektory $D1$, Da , $D2$ i Db , które ze względu na metodę pomiarową — porównywania mocy — powinny dawać detekcję kwadratową. Każdy z detektorów pracuje na pentodzie 6AC7 w układzie detekcji siatkowej. Pomiar wykazały, że dla małych napięć zmiennych, w granicach do około 150 miliwoltów, charakterystyka tych detektorów jest prawie ściśle kwadratowa.

Układy lamp reaktancyjnych $R1$ i $R2$ składają się każdy z dwóch lamp 6AC7, z których jedna wprowadza do obwodu oscylacyjnego generatora pojemność, druga zaś indukcyjność. Przeciwsobne sterowanie lamp reaktancyjnych daje lepszy efekt przestrajania generatora, wyrównuje obciążenie generatora przy przestrajaniu oraz zmniejsza wpływ zmian napięć zasilających na częstotliwość generatora lokalnego. W obwodzie sterowania lamp reaktancyjnych zastosowano układ oporowo-pojemnościowy o stałej czasu wynoszącej około 0,7 sekundy.

Generatory $G1$ i $G2$ pracują na lampach 6SJ7 (jako triody) w układzie Hartley'a z opornością stabilizacyjną w anodach lamp. Generatory charakteryzują się małą zawartością harmonicznych.

Miernik sumy zmian częstotliwości generatorów $G1$ i $G2$ składa się z mieszacza $M3$ na lampie 6L7, obwodu rezonansowego O o dużej dobroci, dostrajanego kondensatorem zmiennym, i woltomierza lampowego Vf , w układzie mostkowym, jako wskaźnika dostrojenia.

Skala miernika S przy kondensatorze zmiennym jest cechowana od zera do 5250 Hz, co wystarcza do pomiaru szerokości pasma dla nadawań telegraficznych z normalnymi szybkościami.

Ponadto miernik ten jest wykorzystany do kontroli nastawiania poziomu wejściowego sygnałów badanych, o czym będzie mowa dalej.

Korektory amplitudy $K1$ i $K2$ są wykonane w postaci zmiennych oporników, sprzężonych mechanicznie z osią kondensatora zmiennego w obwodzie rezonansowym O . Dzięki temu korektory przez odpowiednią zmianę wartości napięć sterujących lampy reaktancyjne uwzględniają zależność przesunięć częstotliwości generatorów od polaryzacji lamp reaktancyjnych.

V_s jest woltomierzem lampowym, służącym jako wskaźnik właściwego dostrojenia odbiornika do sygnałów badanych.

Za pomocą przełączników Pa i Pb ustawia się właściwy poziom doprowadzonych do pasmomiernika sygnałów. Przełączników tych używa się każdorazowo na początku dokonywanego pomiaru.

Przełącznik Ps wykorzystuje się przy dokładnym dostrajaniu odbiornika do częstotliwości badanych sygnałów. Używa się go również na początku dokonywanego pomiaru.

3. TECHNIKA POMIARU

Po połączeniu układu z odbiornikiem i uruchomieniu zestawu odbiornik należy dostroić na słuch do częstotliwości sygnałów, których szerokość pasma ma być pomierzona.

Następnie należy wyregulować w odbiorniku poziom odbieranych sygnałów, tak aby w pozycji 2 przełączników Pa i Pb uzyskać maksymalne wychylenie wskazówki woltomierza V_f przy ustawieniu obwodu rezonansowego O na „cechowanie“.

Ustawienie przełączników Pa i Pb w pozycji 2, jak widać ze schematu blokowego, przerywa dopływ energii do detektorów $D1$ i $D2$, pozostawiając natomiast jej dopływ do D_a i D_b . Doprowadzone do detektorów D_a i D_b sygnały przestrajają za pośrednictwem lamp reaktancyjnych generatory $G1$ i $G2$ w kierunku zwiększenia różnicy między częstotliwością tych generatorów a częstotliwością pośrednią odbiornika (100 kHz).

W wyniku tak przeprowadzonego cechowania generatory $G1$ i $G2$ zostają dostrojone do częstotliwości 95 kHz i 105 kHz.

Dokładne dostrojenie odbiornika do sygnałów badanych uzyskuje się przez obserwację wychyleń wskazówki woltomierza V_s . Wychylenia powinny być jednakowe dla obu położań przełącznika Ps .

Po zestrojeniu odbiornika i wycechowaniu układu można przystąpić do właściwego pomiaru, przerzucając przedtem przełączniki Pa i Pb w położenie 1.

Właściwy pomiar sprowadza się do dostrojenia pokrętkiem obwodu rezonansowego O na maksimum wychylenia wskaźnika V_f i do odczytu rzeczywistej szerokości pasma na skali S obwodu O .

4. WARUNKI POMIARÓW

Pomiary rzeczywistych szerokości pasm wykonane opisanym pasmomiernikiem były przeprowadzone na sygnałach uzyskiwanych z generatora sygnałów wzorcowych. Generator ten był dołączony do układu pasmomiernika zamiast odbiornika i był dostrajany do częstotliwości 100 kHz w wyżej opisany sposób.

Przy badaniu sygnałów o emisji $A1$ i $A2$ był wykorzystywany automat nadawczy znaków Morse'a, włączony między generator sygnałów wzorcowych a pasmomiernik.

Dzięki temu modulacja telegraficzna odbywa się bezpośrednio na częstotliwości 100 kHz, zezwalając na uzyskiwanie impulsów prostokątnych.

Kropki lekko zaokrąglone otrzymywano za pomocą równoległego obwodu rezonansowego o dużym Q , dostrojonego do 100 kHz i dołączonego dodatkowo na czas pomiaru impulsów kształtowanych do wejścia układu pasmomierni za automatem nadawczym.

Kształty impulsów były obserwowane na oscyloskopie dołączonym równolegle do wejścia układu.

5. WYNIKI POMIARÓW

Wyniki pomiarów emisji A1 zostały ujęte w formę wykresów przedstawionych na rysunkach 2, 3 i 4.

Na rysunku 2 przedstawiono pomierzone zależności rzeczywistych szerokości pasm ΔF od szybkości telegrafowania B dla periodycznych nadawń kropek, kresek oraz tekstu składającego się na przemian z kropki i kreski. Powyższe zależności przedstawiono liniami ciągłymi.

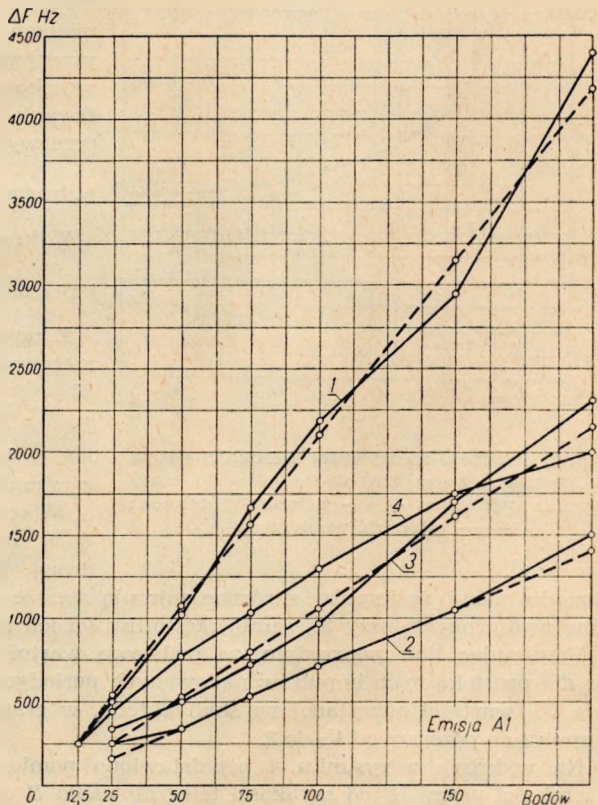
W celu porównania na ten sam wykres zostały naniesione odpowiednie wartości obliczone dla impulsów prostokątnych (linie przerywane). Obliczenia wykonano według wzorów podanych w załączniku 1. Przy obliczaniu rzeczywistej szerokości pasma dla tekstu składającego się z kropek i kresek nadawanych na zmianę oparto się ponadto na teorii superpozycji w zastosowaniu do widm, która mówi, że widmo sumy impulsów równa się sumie widm składowych.

Z obliczeń wynika, że

1. dla kropek, to jest dla impulsów o pewnej jednostce długości i takiej samej przerwie, rzeczywista szerokość pasma ΔF wynosi $21B$ Hz.

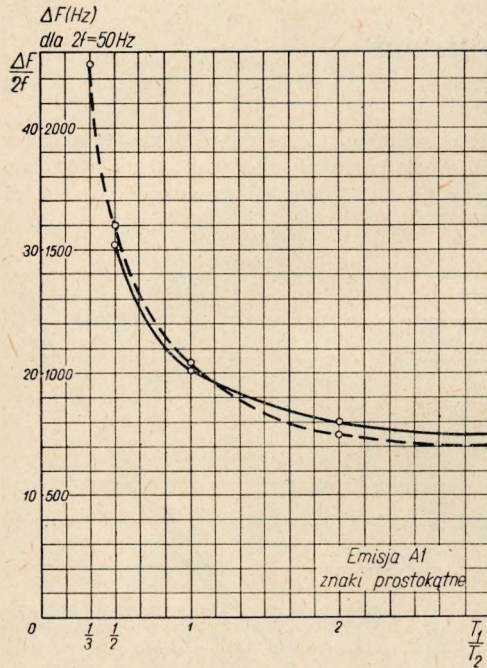
2. dla kresek, to jest dla impulsów o trzech jednostkach długości i jednej jednostce przerwy, $\Delta F = 7B$ Hz.

3. dla tekstu składającego się z kropek i kresek nadawanych na zmianę i przedzielonych przerwą o jednej jednostce długości $\Delta F = 10\frac{2}{3}B$ Hz.



Rys. 2. Zależność rzeczywistej szerokości pasma od szybkości telegrafowania kodem Morse'a przy periodycznych impulsach: 1 — kropki prostokątne, 2 — kreski prostokątne, 3 — tekst kropka-kreska prostokątne, 4 — kropki lekko zaokrąglone, ——— wartości pomierzone, - - - - - wartości obliczone

Wykres wskazuje na dużą zbieżność wyników uzyskiwanych na drodze obliczeniowej i pomiarowej za pomocą pasmomierni. Przyjmując za podstawę wartości obliczone można stwierdzić, że dla prostokątnych impulsów nadawanych periodycznie z szybkością od 25 do 200 bodów błąd pomiaru nie przekracza 10% wartości odczytanej na pasmomierni. Wyjątkiem tutaj jest szerokość pasma dla kresków nadawanych z szybkością 25 bodów, przy której błąd pomiaru wypadła większy. Można zauważyć ogólnie, że dokładność pomiarów dla szerokości pasm poniżej 250 Hz maleje.



Rys. 3. Zależność rzeczywistej szerokości pasma od stosunku czasu trwania impulsu do czasu trwania przerwy: — — — zależność obliczona
— — — — — zależność pomiarowa

ponadto mówi, że impulsy skrócone zajmują szersze pasmo częstotliwości od impulsów wydłużonych, przy tej samej częstotliwości ich nadawania.

Przyjmując, jak poprzednio, za podstawę wartości obliczone można stwierdzić, że dla prostokątnych impulsów nadawanych periodycznie błąd pomiaru nie przekracza 7% wartości odczytanej na skali układu, w granicach zmian stosunku długości impulsu do przerwy od $\frac{1}{2}$ do 3.

Na wykresie z rysunku 4 przedstawiono pomierzone zależności rzeczywistych szerokości pasm ΔF od szybkości telegrafowania B dla różnych tekstów:

1. kropka — kreska (nadawane na zmianę);
2. pięć kropek — pięć kresków (nadawane na zmianę);
3. dziesięć kropek — dziesięć kresków (nadawane na zmianę);
4. przypadkowy tekst nadawany kodem Morse'a.

Wykres ten wskazuje na dość zbliżone wyniki uzyskane z pomiarów szerokości pasm dla trzech wyżej określonych tekstów periodycznych, charakteryzujących się

Uzyskana z pomiarów dla kropek lekko zaokrąglonych opadająca krzywa 4 szerokości pasma tłumaczy się stosowaniem tego samego obwodu kształtującego, niezależnie od szybkości telegrafowania. Tym sposobem kropki nadawane z większą szybkością — B miały stosunkowo do swej długości większe zaokrąglenia.

Na rysunku 3 są przedstawione pomierzone (linia ciągła) i obliczone (linia przerywana) zależności rzeczywistych szerokości pasm ΔF od stosunku czasu trwania impulsu T_1 do czasu trwania przerwy T_2 przy stałej częstotliwości im-

pulsowania $f = 25$ Hz, gdzie $f = \frac{1}{T_1 + T_2}$

Wykres ten może być uogólniony i przedstawiać zależność $\frac{\Delta F}{2f} = \varphi\left(\frac{T_1}{T_2}\right)$.

Z wykresu widać, że przy $T_1 = T_2$ rzeczywista szerokość pasma ΔF wynosi $\frac{21}{T_1} = 21B$ Hz, co jest zgodne z wynikiem przedstawionym na wykresie z rysunku 2.

Wykres na rysunku 3 wskazuje na dużą zbieżność wyników osiągniętych drogą obliczeń i pomiarów. Wykres ten

przy tej samej szybkości telegrafowania jednakową energią emisji w okresie 10 kropek + 10 kresek.

Dla periodycznego tekstu kropka — kreska wartości podane na wykresie pokrywają się z danymi wykresu przedstawionego na rysunku 2.

Próby przeprowadzone z periodycznymi sygnałami o przebiegach długookresowych wykazały potrzebę stosowania w istniejącym układzie pasmomierni nieco odmiennej techniki pomiarowej dla wolniejszych nadawań.

Dla takich nadawań wskazówka woltomierza V_f wykazuje ciągły ruch i nie daje się ustabilizować w położeniu maksymalnym. Strojenie obwodu rezonansowego O w tym przypadku było więc wykonywane na najmniejsze, lecz o zwiększonej częstotliwości wahanie wskazówki woltomierza V_f w pobliżu jej maksymalnego wychylenia.

Ten sposób pomiaru daje jednak kilkakrotnie mniejszą dokładność strojenia i odczytu od normalnego, jakim jest strojenie obwodu rezonansowego O na ustabilizowane maksimum wychylenia wskazówki woltomierza V_f .

Strojenie przy wahającej się wskazówce okazało się konieczne dla następujących tekstów i szybkości (zaznaczonych na rysunku 4 liniami przerywanymi):

— dla periodycznego tekstu kropka — kreska przy szybkości nadawania poniżej 15 bodów;

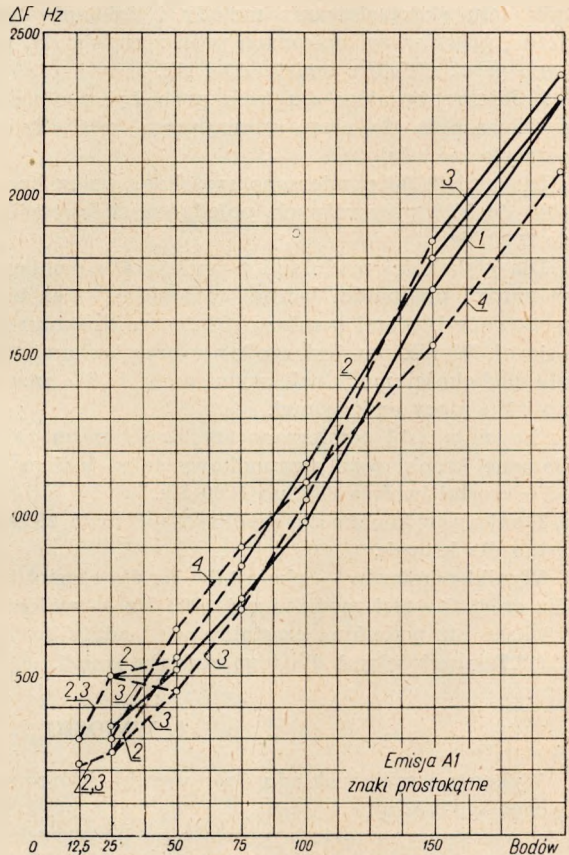
— dla periodycznego tekstu 5 kropek — 5 kresek przy szybkości nadawania poniżej 75 bodów;

— dla periodycznego tekstu 10 kropek — 10 kresek przy szybkości nadawania poniżej 150 bodów;

— dla tekstu przypadkowego przy wszystkich szybkościach nadawania.

Ponadto, jak zaznaczono na rysunku 4, dla tekstów 5 kropek — 5 kresek oraz 10 kropek — 10 kresek można było uzyskać przy szybkości nadawania 25 bodów podwójne odczyty szerokości pasma, odpowiadające oddzielnie kropkom i oddzielnie kreskom.

Przedstawione tutaj dla normalnych emisji $A1$ trudności w uzyskaniu jednoznacznego i pewnego odczytu rzeczywistej szerokości pasma wywołane są ciągłą zmianą tej szerokości przy nadawaniu tekstu.



Rys. 4. Zależność rzeczywistej szerokości pasma od szybkości telegrafowania kodem Morse'a przy różnych tekstach: 1 — kropka-kreska (na zmianę), 2 — 5 kropek-5 kresek (na zmianę), 3 — 10 kropek-10 kresek (na zmianę), 4 — tekst przypadkowy

Jest oczywiste, że seria kropek w tekście wykaże inną, około trzykrotnie większą szerokość pasma niż seria nadanych kresek. Wykonany w IŁ pasmomierz pozwala na uzyskiwanie wystarczająco dokładnych wyników pomiarów dla nadawań o okresie do 400 milisekund, co odpowiada szybkości nadawania 150 bodów dla tekstu 10 kropek + 10 kresek, równających się 60 jednostkom długości. Okres ten zależy przede wszystkim od zastosowanej stałej czasu w układzie lamp reaktancyjnych.

W celu skontrolowania metody i działania układu laboratoryjnego przeprowadzono, prócz wyżej opisanych prób z emisją A1, pomiary szerokości pasm zajmowanych przez niektóre emisje A3 i A2.

Źródłem sygnałów dla tych prób był również generator sygnałów wzorcowych z dołączonym do niego generatorem częstotliwości akustycznych, wytwarzającym napięcie modulujące.

Dla emisji A3 pomierzono szerokość wstęg bocznych dla głębokości modulacji od 10% do 50% przy różnych, pojedynczych częstotliwościach modulujących od 100 Hz do 2600 Hz.

Dla głębokości modulacji powyżej 14% pomiary szerokości pasma emisji, a więc w danym przypadku łącznej szerokości wstęg bocznych wykazały nieznaczne, spowodowane błędami pomiaru różnice w stosunku do podwójnej częstotliwości modulującej. Wynik ten jest zgodny z przesłankami teoretycznymi biorąc pod uwagę, że dla głębokości modulacji wynoszącej 14,2% moc składników wstęg bocznych wynosi 1% mocy emitowanej.

Dla emisji A2 pomierzono szerokości pasm zajmowanych przez periodycznie nadawane kropki oraz przypadkowy tekst kodem Morse'a przy głębokości modulacji 50% częstotliwością 800 lub 1000 Hz.

Pomiary wykonano dla szybkości nadawań 25 bodów oraz dodatkowo 12,5 bodów — tylko dla kropek.

Wyniki pomiarów — około 1700 Hz dla częstotliwości modulującej 800 Hz i 2100 Hz dla częstotliwości modulującej 1000 Hz — wykazały, że szerokość pasma jest nieco większa niż podwójna częstotliwość modulująca, co zgadza się z podawanymi przez C.C.I.R. wartościami dla tego rodzaju emisji.

6. WNIOSKI

Wykonane próby układu dały wyniki, które pozwalają na wyciągnięcie następujących wniosków:

- a) zastosowana metoda pozwala na bezpośredni odczyt szerokości pasma zajętego przez nadawanie i daje ogólnie dogodny i prosty sposób obsługi układu;
- b) uzyskiwane wyniki pomiarowe mają wystarczającą dokładność dla potrzeb eksploatacji urządzeń nadawczych;
- c) do pomiaru szerokości pasma zajmowanego przez emisję A1 z przypadkowym tekstem metoda wymaga zastosowania w układzie odpowiednich stałych czasu.

W związku z ostatnim wnioskiem prowadzone są obecnie próby przystosowania układu do takich pomiarów. Wobec braku wytycznych, za szerokość pasma przy nadawaniu tekstu uważać się będzie szerokość zbliżoną do maksymalnej, występującej w czasie badanego nadawania (np. pasmo zajmowane przez serię kropek w emisji A1).

Ponadto należy zauważyć, że układ o metodzie pomiaru dostosowanej do definicji szerokości pasma nie daje pewności objęcia każdej częstotliwości, której odpowiada co najmniej 0,25% całkowitej mocy wypromieniowanej.

Ponieważ podane w definicji wartości zostały przyjęte umownie, dla ułatwienia pomiarów pożądane byłoby to zastrzeżenie anulować lub też zmienić szerokość pasma na obejmującą 99,5% mocy wypromieniowanej.

Załącznik 1

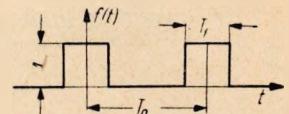
Obliczanie szerokości pasma ΔF , obejmującego 99% mocy periodycznych emisji A1 dla impulsów prostokątnych kodem Morse'a.

Periodyczne impulsy prostokątne, przedstawione na rysunku 5, można wyrazić w postaci następującego szeregu Fouriera:

$$f(t) = \frac{1}{K} + \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{2}{n \cdot \pi} \sin \frac{n \cdot \pi}{K} \cos n \frac{2 \pi t}{T_0} \quad (1)$$

gdzie

$$K = \frac{T_0}{T_1}$$



Rys. 5. Wykres impulsów prostokątnych

Moc impulsów obliczona z widma jest proporcjonalna do

$$P \div \frac{1}{K^2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi^2} \left(\sin^2 \frac{\pi}{K} + \frac{1}{2^2} \sin^2 \frac{2\pi}{K} + \frac{1}{3^2} \sin^2 \frac{3\pi}{K} + \dots + \frac{1}{m^2} \sin^2 \frac{m\pi}{K} + \dots \right) \quad (2)$$

Moc obliczona z przebiegu impulsów jest proporcjonalna do

$$P \div \frac{T_1}{T_0} = \frac{1}{K} \quad (3)$$

skąd dla 99% mocy

$$0,99 P \div 0,99 \frac{1}{K} \leq \frac{1}{K^2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{\pi^2} \left(\sin^2 \frac{\pi}{K} + \frac{1}{2^2} \sin^2 \frac{2\pi}{K} + \frac{1}{3^2} \sin^2 \frac{3\pi}{K} + \dots + \frac{1}{m^2} \sin^2 \frac{m\pi}{K} \right) \quad (4)$$

Rzeczywista szerokość pasma ΔF dla emisji A1 kodem Morse'a wynosi

$$\Delta F = 2m \cdot \frac{1}{p \cdot K} \cdot B \text{ [Hz]}, \quad (5)$$

gdzie:

- B — szybkość telegrafowania w bodach;
- m — ilość harmonicznych obliczona z równania (4);
- p — współczynnik, który wynosi:
 - dla kropek — 1,
 - dla kresek — 3.

WYKAZ LITERATURY

1. C.C.I.R., Documents de la VII-e Assemblée Plénière, Volume I, Avis No 87, Avis No 88, Programme d'études No 39 (I) et Programme d'études No 40 (I), Londres 1953.
2. C.C.I.R., Réunion des Commissions d'études I et XI, Doc. No No 2-F, 4-F, 11-F,

13-F, 18-F, 24-F, 25-F, 56-F et 68-F, Bruxelles 1955.

3. *Cherry E. C.*: Pulses and transients in communication circuits. Chapman & Hall, London 1949 lub tłumaczenie na język rosyjski *Cherry E. C.*: Pierechodnyje processy w elektryczeskich ciepiach pri pieredacze impulsow. — Sowietkoje Radjo, Moskwa 1951.
4. *Harkiewicz A. A.*: Spiektry i analiz. Gos. Izd. Tech. Teor. Litieratury, Moskwa 1952.
5. *Helbing H.*: Pomiary widma radiotelegraficznego. — Prace Instytutu Łączności, zeszyt 1 (2), rok II, 1955.

Г. Гельбинг

**МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ШИРИНЫ ПОЛОСЫ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ
РАДИОТЕЛЕГРАФНЫХ СИГНАЛОВ**

Резюме

Описан метод и схема для измерения ширины полосы занятой при передаче радиотелеграфных сигналов. Этот метод позволяет на удобное и простое обслуживание установки и дает достаточную точность измерений при непосредственном измерении ширины полосы занятой при передаче радиотелеграфных сигналов. Приведенные результаты получены при помощи описанной схемы при измерениях радиотелеграфных сигналов с модулированной амплитудой и сопоставлены со значениями вычисленными теоретически.

H. Helbing

**THE METHOD OF MEASUREMENT OF THE BAND-WIDTH OF WIRELESS
TELEGRAPHY EMISSIONS**

Summary

The paper describes the method and the equipment employed for the measurement of the band-width of the wireless telegraphy emissions. This method enables a convenient and simple way of controlling the arrangement and gives a sufficient accuracy of direct measurement of wireless telegraphy emission band-width. The results obtained for amplitude modulated signals by means of the described equipment are compared with the theoretically calculated values.

H. Helbing

**LA MÉTHODE DE MESURE DE LA LARGEUR DE BANDE DES ÉMISSIONS
RADIOTÉLÉGRAPHIQUES**

Résumé

L'auteur donne la description de la méthode et du schéma employé pour la mesure de la largeur de bande des émissions radiotélégraphiques. Cette méthode permet de contrôler le travail de l'arrangement d'une façon simple et commode et donne une

exactitude suffisante de la mesure directe de la largeur de bande occupée par l'émission radiotélégraphique. Les résultats obtenus en employant ce schéma pour mesurer les signaux modulés en amplitude sont comparés avec les valeurs calculés théoriquement.

H. Helbing

EIN BANDBREITEN — MESSVERFAHREN IN FUNKFERNSCHREIBEN

Zusammenfassung

Es wird ein Messverfahren und -schaltung zum Bestimmen der Breite des im radiotelegrafischen Senden in Anspruch genommenen Frequenzbandes beschrieben. Das gewählte Verfahren gestattet eine bequeme und einfache Bedienungsweise der Schaltung unter direkter Ablesung der Breite des durch die Sendung in Anspruch genommenen Frequenzbandes. Mit der besprochenen Schaltung an amplitudengemodelten Signalen gewonnene Messergebnisse werden mitgeteilt und mit theoretisch berechneten Werten verglichen.

JERZY ILMURZYŃSKI, STANISŁAW KUHN, BOLESŁAW URBAŃSKI

621.317.7:621.396.8

MIERNIKI WYSTEROWANIA W POLSKIEJ RADIOFONII

Rękopis dostarczono do IŁ. 23. 8. 1955

Pomiar napięć sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie lub programowi radiowemu odbywa się za pomocą mierników wysterowania. Poszczególne zarządy radiofonii używają do tego celu bądź mierników wartości szczytowych, bądź mierników v_u (volume units). Artykuł ma na celu ustalenie warunków pracy oraz wad i zalet obu tych mierników w warunkach radiofonii polskiej, korzystającej obecnie głównie z mierników v_u . Po omówieniu wykonanych pomiarów i obserwacji przeprowadzono dyskusję, z której wynika, że do kontroli wysterowania w radiofonii polskiej nadawałyby się lepiej mierniki wartości szczytowych.

1. ZAGADNIENIE MIERNIKÓW WYSTEROWANIA W ŚWIETLE MATERIAŁÓW C.C.I.R.

W torach rozgłoszeniowych i telefonicznych mogą występować sygnały elektryczne o przebiegu ustalonym lub przebiegi zmienne, złożone, nieokresowe o charakterze narastającym i zanikającym.

Pierwszy rodzaj sygnału odpowiada dźwiękom prostym, ciągłym, takim, jakie wytwarza się np. za pomocą generatora sygnałów akustycznych. Wartość sygnałów sinusoidalnych w stanie ustalonym określa się jednoznacznie za pomocą wartości szczytowej, skutecznej lub podając wartość średnią przebiegu wyprostowanego. Między tymi wartościami występują dla przebiegów sinusoidalnych w stanie ustalonym znane zależności.

Znacznie większą trudność przedstawia określenie wartości sygnałów elektrycznych drugiego rodzaju, tj. sygnałów odpowiadających mowie lub programowi radiowemu. Kształt występujących wtedy przebiegów jest na ogół złożony i nieokresowy. Czas narastania, trwania i zanikania tych przebiegów może się zmieniać w szerokich granicach od ułamka milisekundy do paru sekund, w zależności od rodzaju źródła dźwięku i warunków rozchodzenia się dźwięku (właściwości akustycznych pomieszczeń). Na kształt samych już sygnałów elektrycznych, wywołanych tymi przebiegami akustycznymi, mogą mieć dalszy wpływ właściwości elektryczne elementów toru przenoszenia, np. zniekształcenia nieliniowe, fazowe itd.

Pcnieważ od wartości sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie lub programowi zależy:

- a. wykorzystanie urządzeń (nadajników, wzmacniaczy, urządzeń do nagrywania itp.),
- b. jakość i wierność przenoszenia dźwięków (zniekształcenia, szумы, zakłócenia, dynamika),
- c. utrzymanie jednakowej intensywności odbieranej przez słuchacza audycji,

zagadnienie określenia najważniejszej dla kontroli wartości tych sygnałów, sposobu pomiaru tej wartości i przyrządów pomiarowych stanowiło zasadniczy problem od początku rozwoju radiofonii.

Problem ten rozwiązywały poszczególne zarządy radiofonii we własnym zakresie. I tak np. zarządy radiofonii: angielski, niemiecki, szwajcarski, holenderski i szereg innych uznały, że najbardziej interesującą wielkość w przebiegu sygnału elektrycznego odpowiadającego mowie lub programowi radiowemu stanowią wartości szczytowe tego przebiegu, gdyż urządzenia zostają przesterowane tylko przez szczyt napięcia, zatem miarodajny jest pomiar wartości szczytowych. Zarządy te opracowały i stosują od szeregu lat mierniki wskazujące wartości szczytowe napięć przebiegów o częstotliwościach akustycznych.

W Stanach Zjednoczonych Ameryki Północnej do oceny przebiegów sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie lub programowi radiowemu wprowadzono nową jednostkę zwaną „vu“, opartą na wskazaniach znormalizowanego miernika wartości pośredniej między średnią a skuteczną wyprostowanego sygnału. Wydano normy dotyczące metod i urządzeń do pomiaru wartości vu. Za Stanami Zjednoczonymi mierniki wartości vu przyjęły również inne zarządy radiofonii, jak np. francuski, nowozelandzki, południowo-afrykański.

W radiofonii polskiej stosuje się również głównie mierniki vu. W wielu urządzeniach pracują jeszcze inne mierniki wskazujące wartości zbliżone bądź do vu, bądź do wartości szczytowych. Współpraca tych ostatnich z miernikami vu nastęrcza poważne trudności.

Zagadnienie ujednoczenia poglądów odnośnie wielkości najbardziej przydatnej do kontroli przebiegów odpowiadających mowie i programowi radiowemu oraz zagadnienie normalizacji miernikówysterowania były tematem pracy X Komisji Studiów C.C.I.R. Na plenarnym zebraniu w Londynie w 1953 roku sytuacja na tym odcinku, w podsumowaniu dotychczasowych wyników, przedstawiała się następująco:

Wiele zarządów radiofonii uważa, że najważniejszym parametrem, który należy kontrolować w czasie przygotowania, przesyłania i nadawania programu radiowego, jest wartość szczytowa napięcia przebiegów. Ponieważ jednak zniekształcenia o bardzo krótkim czasie trwania mogą być na ogół tolerowane, powszechnie są używane mierniki nie pokazujące dokładnie wartości szczytowych najkrótszych impulsów.

Inne zarządy uważają, że powinno się kontrolować nie jeden, lecz równocześnie kilka parametrów przebiegu, między innymi wartości szczytowe, średnie i minimalne, oraz że miernik typu vu o czasie całkowania ok. 300 ms daje wskazania określające wzajemne zależności między tymi wartościami. Kontrola taka całkowicie zadowala w praktyce te zarządy. Poziom wskazywany przez miernik typu vu w ogólności różni się od poziomów wskazywanych przez miernik typu „szczytowego“ o wartość zmieniającą się w zależności od rodzaju programu. Różnica ta może osiągać a niekiedy nawet przekraczać wartość 10 dB.

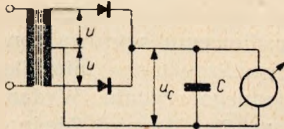
Prace C.C.I.R. w tej dziedzinie nie zostały oczywiście jeszcze zakończone i mają być kontynuowane w latach następnych.

2. MIERNIKI WARTOŚCI SZCZYTOWYCH

Mierniki wartości szczytowych powinny wskazywać wartości szczytowe sygnałów elektrycznych, odpowiadających mowie lub programowi radiowemu. Jako mierniki tego typu mogłyby służyć oscylografy i inne wskaźniki elektronowe czy jonowe. Wskazania, jakie daje oscylograf, są bardzo szybkie i trudne do obserwacji; poza tym oscylograf wymaga wzmacniaczy i zasilaczy niskiego i wysokiego napięcia, co

oczywiście powoduje, że są to urządzenia duże, drogie, niepewne i kłopotliwe w eksploatacji. Inne wskaźniki wartości szczytowych typu elektronowego lub jonowego nie znalazły również zastosowania ze względu na znikomą dokładność ewentualnych odczytów.

Mierniki wartości szczytowych stosowane w radiofonii są to układy złożone z obwodu ładującego kondensator do szczytowej wartości napięcia mierzonego impulsu oraz z przyrządu prądu stałego wskazówkowego lub lusterkowego, mierzącego to napięcie. Kondensator rozładowuje się tak wolno, aby całkowite wychylenie wskazówki mogło nastąpić zanim kondensator zdąży się znacznie rozładować. Ogólny układ miernika wartości szczytowych przedstawia rysunek 1. W dobrym mierniku prostowanie musi być dwupołówkowe z uwagi na niesymetrię szczytów występujących w dodatniej i ujemnej połowce przebiegu.



Rys. 1. Ogólny układ miernika wartości szczytowych

Charakterystyczną cechą układu miernika wartości szczytowych jest mała stała czasu ładowania (T_1), określona iloczynem pojemności kondensatora i oporności wewnętrznej źródła i prostownika, oraz duża stała czasu rozładowania (T_2), określona pojemnością tego kondensatora i opornością wewnętrzną przyrządu. Dlatego przyrząd ten

jest z reguły woltomierzem lampowym.

Wartość napięcia u_c występującego na pojemności C jest bliska, lecz zawsze mniejsza od wartości szczytowej napięcia u mierzonego sygnału. Różnica ta jest tym większa, im większa jest stała czasu T_1 , a mniejsza stała czasu T_2 ; różnica ta zależy w sposób zasadniczy od charakteru mierzonego napięcia. Łatwo jest przewidzieć, że na wyniki pomiaru znaczny wpływ mają:

- czas trwania impulsu mierzonego napięcia,
- kształt impulsu mierzonego napięcia.

Różnica i wynikający z niej uchyb pomiaru są małe przy impulsach długich i przebiegach sinusoidalnych lub zbliżonych do prostokątnych. Rosną one natomiast w miarę skracania mierzonych impulsów, czy też „wyostrzania“ kształtu impulsów napięciowych (u) drogą nakładania się w odpowiednich fazach wyższych harmonicznych.

Dalszy wpływ na uchyb wskazań mają właściwości przyrządu wychyłowego przyłączonego do układu elektrycznego miernika. Przyrząd wychyłowy powinien:

- odznaczać się takimi właściwościami, aby w żadnych stanach przejściowych nie wskazywał wartości większych od faktycznie mierzonych,
- mieć małą bezwładność, nadążając możliwie wiernie za zmianami wartości napięcia u_c .

Spełnienie ostatniego warunku jest tym łatwiejsze, im większa jest stała czasu T_2 . Z drugiej strony zbytne powiększenie T_2 zmniejsza operatywność miernika.

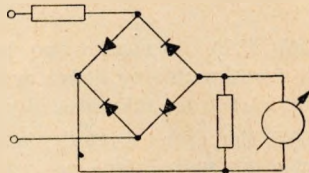
Miernikom wartości szczytowych napięć występujących w torze elektroakustycznym w radiofonii stawia się wysokie wymagania, gdyż mają one wskazywać wartości szczytowe przebiegów, których czas trwania i kształt są nader różnorodne. Kryterium przydatności danego miernika stanowi uchyb jego wskazań przy pomiarze wartości szczytowej krótkiego impulsu, złożonego z kilku okresów przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości akustycznej. Na przykład mierniki używane w radiofonii niemieckiej wykazują przy impulsach o czasie trwania 10 ms uchyby od 3 dB (U_{4a}) i 2,5 dB (U_{4aK}) do 1 dB (U_{10} i U_{21}). Skale tych ostatnich mierników są wycechowane w decybelach w szerokim zakresie od +5 dB do -50 dB. Skalę taką uzyskuje się przez zastosowanie w obwodzie rozładowania kondensatora układów logarytmujących, dzielników nieliniowych lub lamp o zmiennym nachyleniu.

3. MIERNIKI VU (VU-METERS)

Mierniki vu są to układy złożone z prostownika i miliamperomierza prądu stałego. Ogólny układ miernika vu przedstawia rysunek 2. Prostownik pracuje w układzie dwupołówkowego prostowania, aby zapewnić wskazania przyrządu niezależne od biegunowości przyłączenia zacisków miernika do obwodu mierzonego. Charakterystyka prostownika ma przebieg pośredni między liniową i kwadratową ($i = k \cdot u^n$, gdzie $n = 1,2 \pm 0,2$). System wychyłowy przyrządu powinien spełniać określone wymagania odnośnie swych właściwości dynamicznych, mianowicie prędkości wychylenia wskazówki i tłumienia wychyleń.

Skale tych mierników są cechowane w jednostkach zwanych vu w zakresie od +3 vu do -20 vu. VU jest jednostką logarytmiczną, identyczną dla przebiegów w stanie ustałym z decybelem, dla której poziom odniesienia przyjęty został podobnie jak w teletechnice: 1 mW na 600 Ω .

Właściwości tego miernika, budowa i układ pomiarowy oraz wskazówki praktyczne posługiwania się nim zostały ujęte normami ASA (załącznik A).



Rys. 2. Ogólny układ miernika vu

4. WSKAZANIA MIERNIKÓW WARTOŚCI SZCZYTOWYCH I MIERNIKÓW VU DLA PRZEBIEGÓW SYGNAŁÓW ELEKTRYCZNYCH ODPOWIADAJĄCYCH POLSKIEJ MOWIE I MUZYCE

Mierniki poziomu przyłączane są w różnych punktach toru elektroakustycznego rozgłośni: w konsolach reżyserskich, amplifikatorniach, niektórych magnetofonach, rozdzielniach.

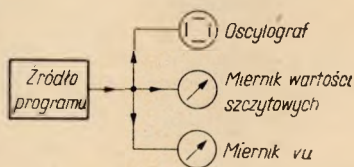
Zachowanie się mierników przy różnych rodzajach sygnałów można prześledzić w układzie pomiarowym podanym na rysunku 3.

W układzie tym badane mierniki oraz oscylograf przyłączone są do źródła programu, którym może być też generator akustyczny.

Mierniki wartości szczytowych są cechowane zazwyczaj w decybelach w stosunku do przyjętego poziomu odniesienia. Mierniki vu są cechowane w jednostkach vu; poziom odniesienia (0 vu) jest taki sam, jak dla miernika szczytowego. Przy pomiarze sygnałów sinusoidalnych w stanie ustalonym miernikami o tak ustawionych poziomach odniesienia wskazania mierników szczytowych i mierników vu są liczbowo jednakowe. Przy pomiarze napięć sygnałów elektrycznych odpowiadających programowi radiowemu występuje różnica wskazań obu rodzajów mierników (załączonych równolegle w dowolnym miejscu toru). Wskazania vu (na mierniku vu) dla poszczególnych impulsów mierzonych napięć są zawsze mniejsze od wskazań dB (na mierniku wartości szczytowej).

Znajomość różnic występujących między wskazaniami vu i dB przy wszelkich rodzajach audycji jest niezbędna do projektowania i eksploatacji urządzeń rozgłośni i radiostacji. Chodzi tu z jednej strony o należyte wykorzystanie zainstalowanych urządzeń technicznych, a z drugiej strony — o nieprzesterowywanie tych urządzeń.

Z doświadczeń niektórych zarządów radiofonii stosujących mierniki vu (USA) wynika, że między wskazaniami vu a wartością szczytową mierzonych napięć w dB występują różnice tylko sporadycznie, przekraczając liczbę 10 przy produkcjach muzycznych oraz 12 — przy produkcjach słownych. Dane te mogą zmieniać się za-



Rys. 3. Układ do porównawczej oceny miernikówysterowania

leżnie od narodowego charakteru radiofonii. Dlatego sprawdzenie tych danych w radiofonii polskiej korzystającej z mierników vu jest konieczne i stanowi jeden z tematów niniejszego artykułu.

W celu zebrania i analizy statystycznego materiału pomiarowego należało zarejestrować wskazania mierników obu typów. Rejestracji takiej można dokonać w różny sposób:

W USA fotografowano bezpośrednio wychylenia wskazówek mierników. Droga ta jest kosztowna, gdyż wymaga dokonania dużej liczby zdjęć z dużą prędkością (400 klatek na sekundę). Wyniki są trudne do analizy.

W Niemczech wychylenia wskazówek mierników rejestrowano fotografując plamkę świetlną zastępującą wskazówkę miernika szczytowego i wykorzystując automatyczny zapisywacz o właściwościach miernika vu.

W Centralnym Laboratorium Polskiego Radia zastosowano jeszcze inną metodę,

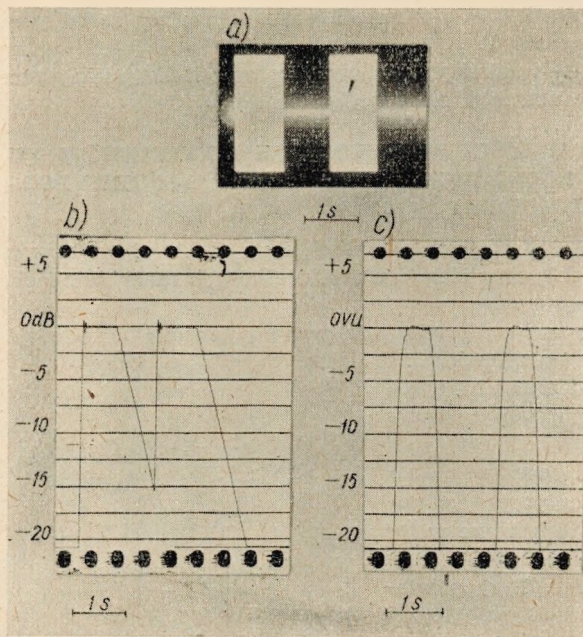
budując specjalne urządzenie rejestrujące. Dążąc do możliwie prostego wykonania i uzyskania dokładnych wyników pomiarów oraz wyeliminowania układów mechanicznych i optycznych urządzenie oparto na układach elektronowych stosując jako człon rejestrujący automatyczny zapisywacz firmy Brüel & Kjaer. Rozwiązanie takie wymagało zastosowania czwórników elektrycznych odwzorowujących badane mierniki wysterowania w ten sposób, aby napięcia wyjściowe czwórników odpowiadały wskazaniom mierników (załącznik B).

Za pomocą tej aparatury sporządzono wykresy wskazań mierników vu i wartości szczytowych oraz dokonano szeregu zdjęć oscylograficznych mierzonych przebiegów. Wskazania vu i wartości szczytowych

w dB zapisano w jednakowej skali w celu ułatwienia bezpośrednich porównań. Zachowanie się obu typów mierników wysterowania przy różnych sygnałach spotykanych w audycjach radiowych ilustrują rysunki od 4 do 11.

Na rysunku 4 pokazano dla dwóch następujących po sobie długich impulsów napięcia sinusoidalnego 1 kHz o poziomie zerowym: a) zdjęcie oscylograficzne, b) zapis dB (wartość szczytowa), c) zapis vu. Na dalszych rysunkach przedstawiono odpowiednio zdjęcia i zapisy fragmentów kilku sygnałów odpowiadających muzyce i mowie.

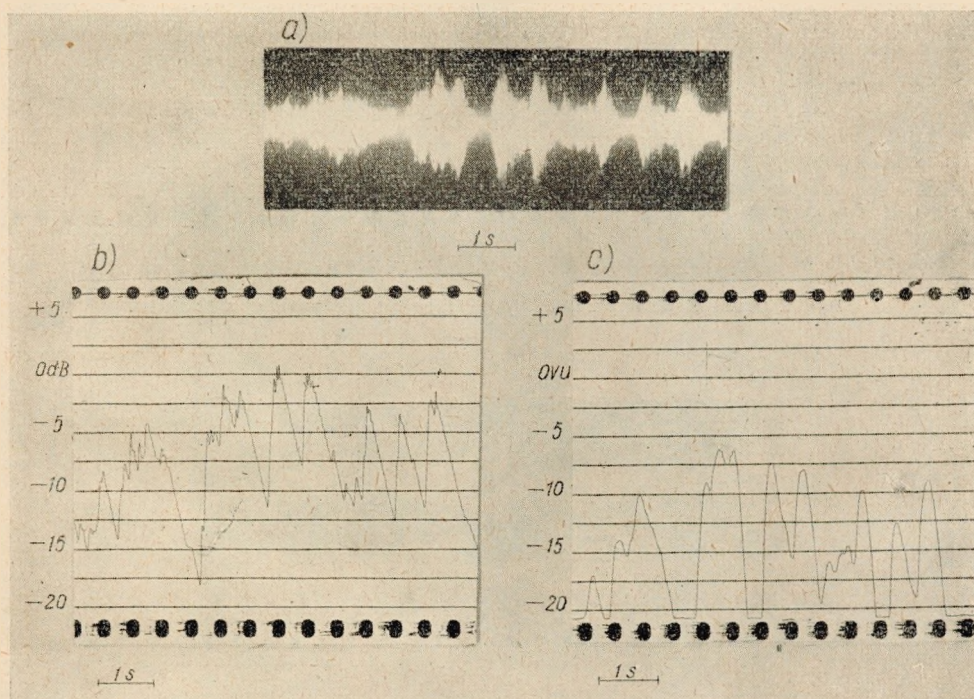
Podobne dokumenty zostały zebrane dla ponad 80 kilkudziesięciosiekundowych różnych odcinków programowych o łącznym czasie trwania około 1,5 godziny. Nie-



Rys. 4. Dwa długie impulsy napięcia sinusoidalnego 1000 Hz; poziom zerowy

zależnie od tego prowadzono wielogodzinne obserwacje za pomocą mierników, oscyloskopów i urządzenia umożliwiającego wielokrotne powtarzanie badanych fragmentów dźwiękowych.

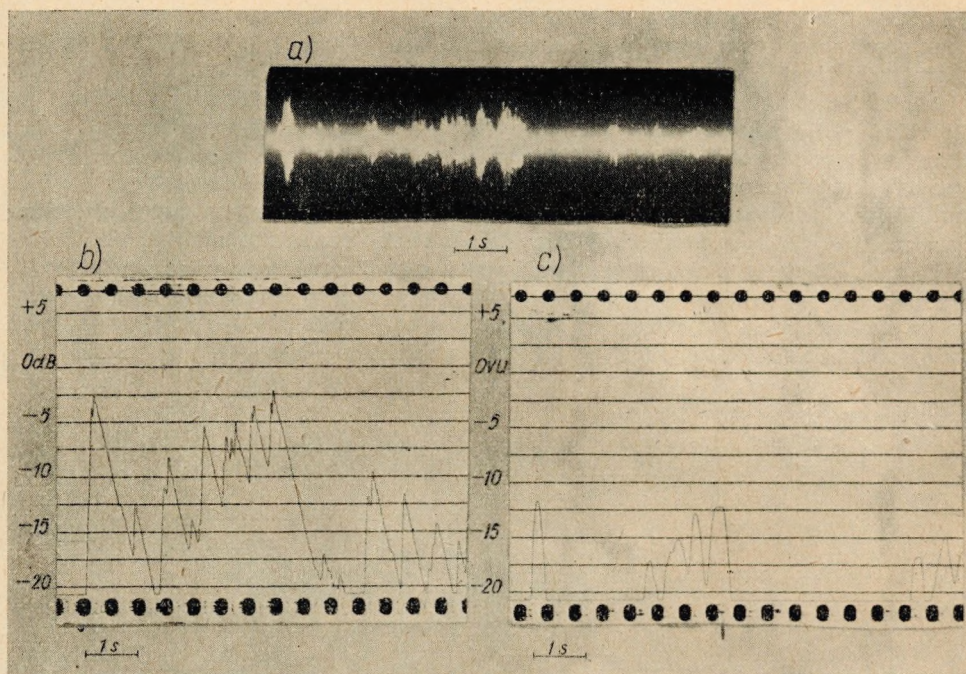
Analizując zgromadzone materiały dzielono rozpatrywane fragmenty audycji na kolejne 10-sekundowe odcinki (tzn. nieco dłuższe od pokazanych na rysunkach 5÷11). Przy wyborze długości odcinków kierowano się tym, że z pominięciem specjalnych produkcji artystycznych oraz piano muzycznego miernik wysterowania przy kontroli audycji w ciągu takiego 10-sekundowego odcinka zazwyczaj przynajmniej raz wskazuje wartość bliską zera skali. Dla każdego odcinka znaleziono maksymalne wskazania ν i dB oraz różnicę między tymi wskazaniami, oznaczoną dalej symbolem Δ . Wyznaczone w ten sposób wartości Δ dla zbadanego materiału programowego są zestawione w załączniku C. Przeanalizowane fragmenty audycji zgrupowano tutaj według charakteru produkcji (muzyka symfoniczna, operowa, słowo itp.).



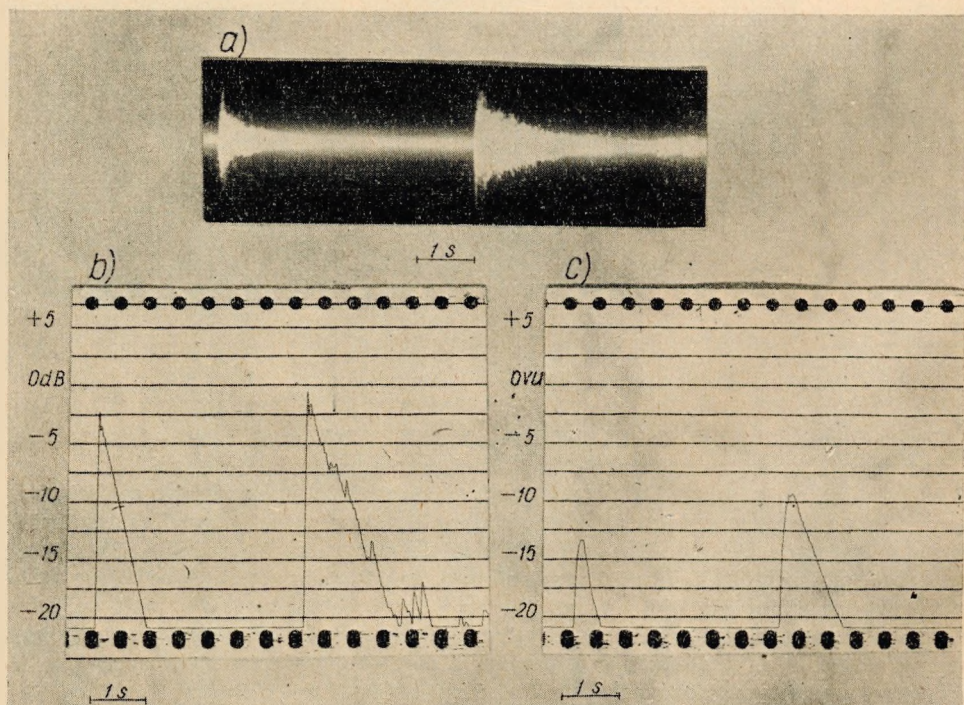
Rys. 5. Koncert f-moll Chopina; fragment introdukcji orkiestry

Dla każdego rodzaju produkcji obliczono licznosc odcinków o określonej wartości Δ i wyznaczono procentowy ich udział w każdej grupie produkcji (załącznik D).

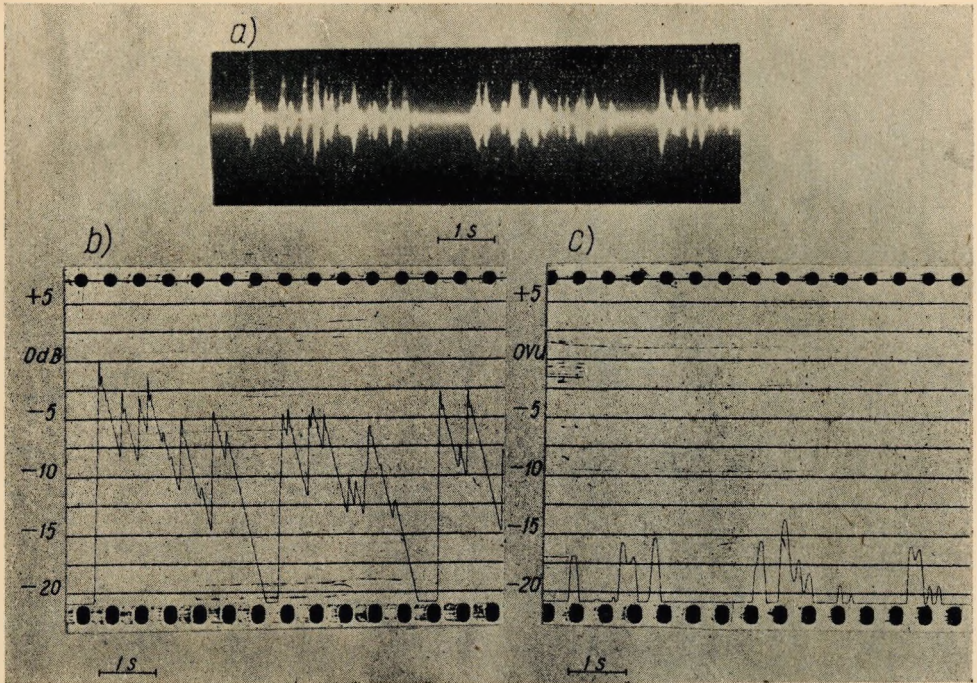
Przyjmując, że powyższe dane dla grup muzycznych są słuszne dla całości programu muzycznego radiofonii polskiej obliczono i podano w kolumnie 7 załącznika D udział odcinków o określonej wartości Δ w całości programu muzycznego. Składa się on przeciętnie w 15% z muzyki symfonicznej, w 10% z muzyki operowej, w 10% z muzyki kameralnej, w 15% z muzyki ludowej i w 50% z muzyki rozrywkowej i tanecznej. Z załącznika D widać, iż ekstremalne i średnie wartości Δ są podobne w różnych grupach produkcji muzycznych, dlatego też program muzyczny w ogóle reprezentować może dobrze kolumna 7 tego załącznika.



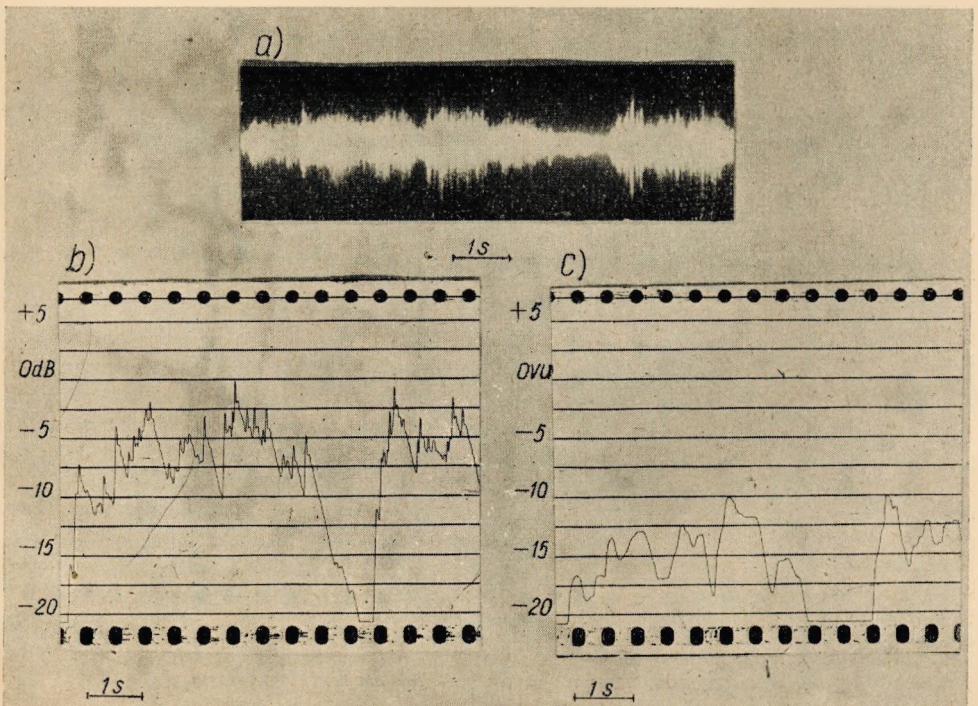
Rys. 6. Opera Kopciuszek Rossiniego; fragment arii basowej z II aktu



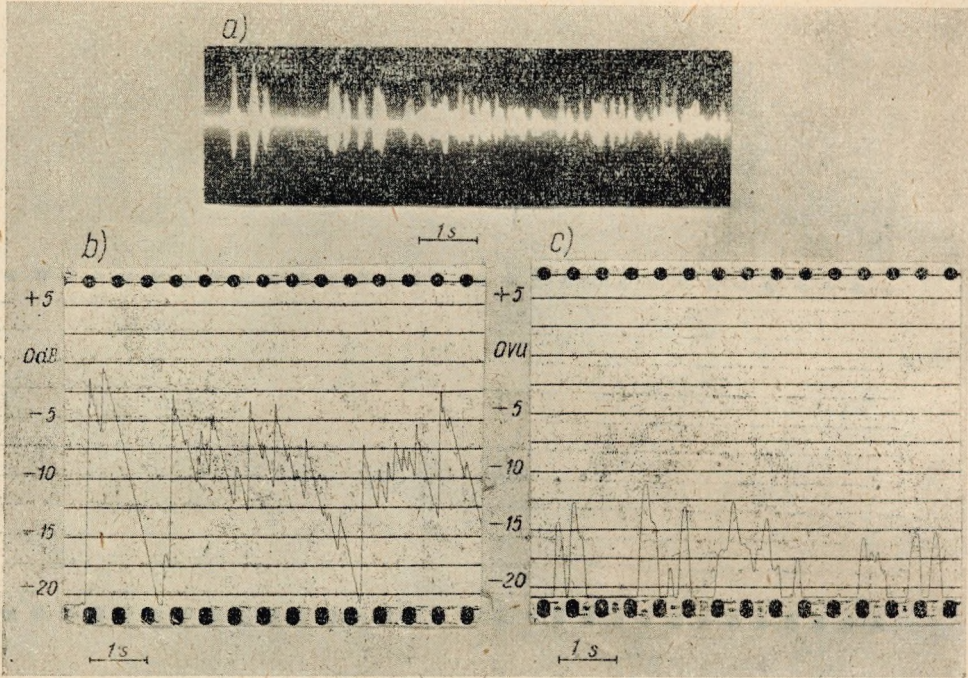
Rys. 7. Scherzo h-moll Chopina; początek



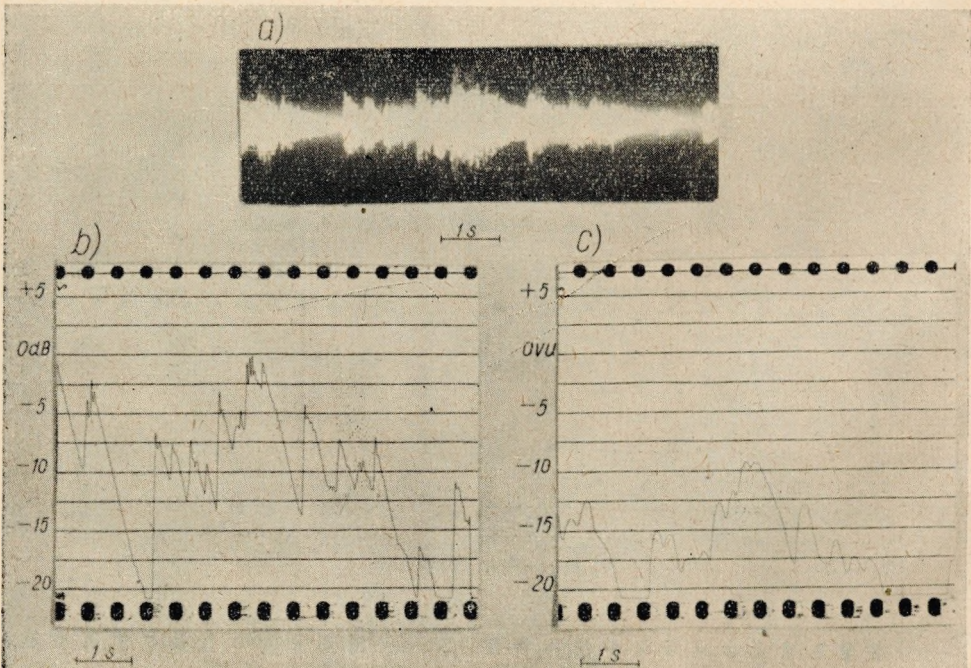
Rys. 8. Scherzo h-moll Chopina; fragment



Rys. 9. Zespół Mazowsze; fragment piosenki



Rys. 10. Dziennik radiowy — głos kobiecy; fragment



Rys. 11. Dziennik radiowy — głos męski; fragment

W grupach produkcji słownych nie wprowadzono bardziej szczegółowego podziału, np. na głos męski i kobiecy; z danych zawartych w załączniku C widać, że spotykane wartości Δ nie wykazują systematycznych rozbieżności. Dlatego całość programu słownego przedstawiono w kolumnie 8 załącznika D.

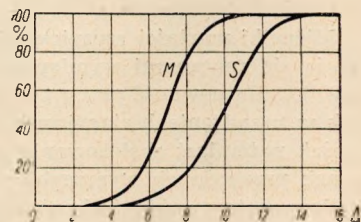
Szczególnie duże wartości Δ zaobserwowano przy efektach dźwiękowych. I tak oklaski w sali koncertowej dają Δ rzędu 13–15, a strzał z pistoletu w przestrzeni otwartej do ok. 20. Ten sam strzał w studio speakerskim daje $\Delta = 8$, a w nieco większym studio Δ maleje do 3. Widać z powyższego duży wpływ pogłosu na Δ przy tej samej produkcji dźwiękowej. Podobny wpływ pogłosu widoczny jest również z próbek podanych w załączniku C, grupy „muzyka rozrywkowa i taneczna”. Różnice te zależą nie tylko od pogłosu pomieszczenia, ale również od ilości i sposobu ustawienia mikrofonów względem źródła dźwięku.

Dalszy wpływ na obniżenie wartości Δ przy wszelkich produkcjach mają zniekształcenia liniowe toru elektroakustycznego. Zwężenie przekazywanego pasma zmniejsza Δ . Wydaje się, że zniekształcenia fazowe i niewielkie zniekształcenia nieliniowe w torze, wpływając na poszczególne wartości Δ nie zmieniają obrazu statystycznego.

W radiofonii stosującej do kontroliysterowania mierniki v_u musi być określona pewna graniczna wartość Δg . Wartość Δg jest tak dobrana, by dla wszelkich produkcji programowych spełniony był na ogół warunek $\Delta \leq \Delta g$. Można tylko sporadycznie pozwalać, aby wartość Δ przekraczała nieco przyjęte Δg . Z określonych wartości poziomu odniesienia i Δg wynikają wartości napięć, jakie bez zniekształceń przenosić muszą wszystkie elementy toru elektroakustycznego (wraz z nadajnikiem).

Wartość Δg dla radiofonii polskiej wyznaczyć można z danych zawartych w kolumnach 9 i 10 załącznika D. Powyższe dane dla muzyki i słowa przedstawione są również na rysunku 12. Jak widać, produkcje muzyczne i słowne wymagają ustalenia dwóch odrębnych Δg , różniących się o wartość rzędu 3, przy tym samym prawdopodobieństwie przesterowania (np. dla muzyki $\Delta g = 10$, dla mowy $\Delta g = 13$). Zmniejszanie Δg powoduje częstsze i większe przesterowania poszczególnych elementów toru.

Wartość Δg określa graniczną różnicę w decybelach, która może wystąpić między rzeczywistymi wartościami napięć a napięciem poziomu odniesienia przy regulacjiysterowania do 0 v_u (na skali przyrządu). Na przykład przy poziomie odniesienia 1,228 V (tj. dla maksymalnej czułości miernika v_u) i wartości $\Delta g = 10$ dla muzyki należy się liczyć z występowaniem w torze napięć o poziomie o 10 dB wyższym od napięcia odniesienia 1,228 V, tj. około 3,9 V. Sygnały o tej wartości powinny być przenoszone bez zniekształceń przez urządzenia. Audycje słowne, dla których np. $\Delta g = 13$, należałoby dla utrzymania tych samych warunków pracy urządzeń sterować do $-3 v_u$. W audycjach, w których występują efekty o jeszcze większych Δg należałoby stosować jeszcze mniejszeysterowanie.



Rys. 12 Wykres dla kolumn 9 i 10 załącznika D

5. WNIOSKI

W radiofonii kontrolaysterowania ma zapewnić:

- pełne wykorzystanie urządzeń technicznych rozgłośni i radiostacji,
- nieprzesterowywanie tych urządzeń,
- dostarczenie słuchaczom audycji o średnim poziomie głośności, w małym stopniu zależnym od charakteru produkcji programowej.

Miernik stosowany przy kontroli powinien być możliwie prosty i pewny w działaniu.

Na podstawie uzyskanych wyników pomiarów i obserwacji można stwierdzić, że ani miernik v_u , ani miernik wartości szczytowych nie może jednocześnie spełnić dokładnie tych warunków. Wyboru, który z tych mierników jest przydatniejszy dla radiofonii polskiej, można dokonać po przedyskutowaniu wyników obserwacji i pomiarów otrzymywanych przy użyciu mierników wartości szczytowych oraz przy użyciu mierników v_u .

Przy zastosowaniu do kontroli wysterowania mierników wartości szczytowych spełnienie powyżej sformułowanych warunków „a” i „b” wynika z samej zasady działania miernika. Właściwa konstrukcja mierników może pozwolić na sporadyczne niewielkie przesterowania urządzeń; przesterowania takie, niesłyszalne przez odbiorców programu, umożliwiają lepsze wykorzystanie urządzeń, głównie nadajników, przez co ulega poprawie stosunek sygnału do szumów i zakres możliwej dynamiki.

Badania nad spełnieniem warunku „c” prowadzić można w zasadzie jedynie drogą ankietowania słuchaczy. Opierając się na przesłankach teoretycznych, doświadczeniach i danych z publikacji uważa się, iż wrażenie słuchowe zależy w przybliżeniu od wartości v_u . Stąd spełnienie warunku jednakowej średniej głośności różnych audycji przez mierniki wartości szczytowych można dyskutować porównując je z miernikiem v_u . Na tej podstawie dochodzi się do wniosku, że w warunkach polskich średni poziom głośności audycji słownych przy regulacji wysterowania kontrolowanej miernikiem wartości szczytowych waha się w granicach rzędu 2 dB. Przy audycjach muzycznych wahania te są większe i zawierają się w granicach rzędu 4 dB. Poza tym audycje słowne są przeciętnie o ok. 3 dB „cichsze” od muzycznych. Ponieważ zmiana średniego poziomu głośności audycji o 1 dB jest z trudnością wyczuwalna, powyższe wahania nie dyskwalifikują pod tym względem mierników wartości szczytowych.

Mierniki wartości szczytowych, mając dość rozbudowane układy lampowe, odznaczają się znacznymi wymiarami i ciężarem; wymagają one okresowego cechowania i wykazują pewność pracy podobną do innych urządzeń lampowych rozgłośni. Użycie ich w urządzeniach stacyjnych i przewoźnych (wozy transmisyjne) nie nasuwa trudności, natomiast zastosowanie mierników wartości szczytowych w małych urządzeniach przenośnych wymagałoby oddzielnego opracowania.

Przy zastosowaniu do kontroli poziomu mierników v_u stopień spełnienia warunków „a” i „b” (wykorzystania i nieprzesterowywania urządzeń) zależy od doboru wartości Δg . Konstruktorzy miernika v_u sugerują przyjęcie $\Delta g = 10$ dla audycji muzycznych oraz $\Delta g = 12$ dla audycji słownych. W warunkach polskich prowadziłoby to do wysterowania nadajników do głębokości modulacji nie większej niż 70% przy poziomie audycji muzycznych i na ogół dobrego wymodulowania przy audycjach słownych. Przesterowania audycji muzycznych zdarzałyby się średnio co 4 minuty, nie przekraczając 1,5 dB (por. rys. 12) i prawdopodobnie nie byłyby zauważane przez słuchaczy. Przesterowania audycji słownych byłyby częstsze, co ok. 1 minutę i sięgałyby do ok. 2,5 dB. Wydaje się zatem, że dla mowy polskiej należałoby ustalić $\Delta g = 13$; wtedy częstość i wielkość przesterowań oraz wykorzystanie urządzeń byłyby podobne jak dla muzyki. Zagadnienie słyszalności zniekształceń spowodowanych różnymi przesterowaniami wymaga oddzielnego rozpatrzenia.

Mierniki v_u , jak już wspomniano, spełniają dość ściśle warunek jednakowej średniej głośności różnych audycji. Jednak konieczność wprowadzenia różnych Δg dla muzyki i słowa pociąga za sobą różną głośność tych produkcji. Przy proponowanych założeniach mowa będzie brzmiała przeciętnie o 3 dB „ciszej” od muzyki, a więc podobnie jak przy regulacji wysterowania kontrolowanej miernikiem wartości szczytowych.

Mierniki v_u odznaczają się prostotą budowy i małymi wymiarami. Trwałość ich i stałość wskazań jest dobra.

Należy zwrócić jednak uwagę na stosunkowo małą czułość mierników v_u oraz na zniekształcenia nieliniowe, jakie mogą one wprowadzać do mierzonego obwodu. Największa czułość miernika v_u przy pracy w warunkach określonych normami, tj. przy zamknięciu przyrządu na właściwą oporność pracy, wynosi 1,228 V (+ 4 dB) przy wychyleniu wskazówki do 0 v_u . Wnoszone przez miernik v_u zniekształcenia nieliniowe zależą od oporności wewnętrznej mierzonego obwodu i poziomu mierzonego napięcia, przy czym zniekształcenia te nie są do pominięcia. Tak np. przy załączeniu miernika na źródło o oporności wewnętrznej 600 Ω i poziomie + 4 dB występują zniekształcenia przekraczające 0,3% — a więc o wartości rzędu współczynnika zawartości harmonicznych całego toru elektroakustycznego.

Podsumowując, za najbardziej istotną wielkość, którą należy kontrolować w czasie przygotowania i wysyłania programu, uważa się wartości szczytowe sygnału elektrycznego, odpowiadającego mowie i programowi. Kontrola tych wartości za pomocą miernika szczytowego daje następujące korzyści:

- a. pełne wykorzystanie urządzeń rozgłośni i radiostacji przy audycjach wszelkich typów,
- b. dokładną kontrolę występujących przesterowań,
- c. znajomość faktycznie występujących w obwodzie napięć i brak jakiegokolwiek umowności w pracy rozgłośni i radiostacji, co upraszcza wymianę programów.

Wytykany często jako wada miernika wartości szczytowych brak współbieżności wskazań dla tych samych sygnałów kontrolowanych w różnych punktach rozległych sieci przenoszeniowych należy uznać raczej za zaletę. Miernik wartości szczytowych pokazuje faktycznie występujące w sieci napięcia, które są miarodajne dla właściwej obsługi urządzeń.

Przy stosowaniu w radiofonii polskiej mierników v_u można spełnić również, w przybliżonym stopniu, wymagania stawiane kontroliysterowania. W tym celu należy przede wszystkim ustalić jednolity poziom napięć dopuszczalnych w torze elektroakustycznym każdej z rozgłośni, a następnie wprowadzić ściśle określone zasady posługiwania się miernikami v_u , dokładnie ustalić sposób współpracy z radiostacjami i odpowiednio wyregulować elementy toru, szczególnie magnetofony. Jednak nawet skrupulatne przestrzeganie umownych, ustalonych przepisów nigdy nie może zapewnić wypełnienia podanych wyżej warunków w sposób taki, jak za pomocą miernika wartości szczytowych. Wsuwana często zaleta mierników v_u utrzymywania jednakowej średniej głośności różnych audycji jest problematyczna wobec koniecznościysterowania różnych audycji do różnych poziomów v_u .

Z punktu widzenia taniaści, wymiarów, pewności działania i prostoty budowy mierniki v_u przewyższają mierniki napięć szczytowych. Ponieważ jednak mierniki wartości szczytowych zapewniają lepsze wykorzystanie urządzeń (np. stosowanie mniejszych i tańszych nadajników przy tym samym żądanym zasięgu), z ekonomicznego punktu widzenia powinny być bardziej opłacalne.

Poza tym nie należy zapominać, że miernik wartości szczytowych jest urządzeniem doskonalszym, pozwala na kontrolę rozpiętości dynamiki audycji w bardzo szerokich granicach, podczas gdy przy mierniku v_u kontrola dynamiki jest silnie ograniczona.

W celu umożliwienia czytelnikowi bliższego zaznajomienia się z omówionymi w niniejszym artykule miernikamiysterowania podano:

- a. w załączniku A wyciąg z przyjętej przez „American Standards Association“ normy dotyczącej pomiaru sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie i programowi radiowemu,
- b. w załączniku B opis opracowanej przez Centralne Laboratorium Polskiego Radia aparatury do rejestracji wskazań miernikówysterowania.

POMIAR POZIOMU SYGNAŁÓW ELEKTRYCZNYCH ODPOWIADAJĄCYCH MOWIE I PROGRAMOWI RADIOWEMU

(Wyciąg z normy przyjętej przez American Standards Association 6. XI. 1942 r.)

1. Wstęp

W radiofonii występuje zagadnienie pomiaru sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie i programowi radiowemu. Pomiary wykonywane dotąd przez różne rozgłośnie, o różnym wyposażeniu technicznym, wykazywały znaczne rozbieżności.

Miernik opisany w poniższej normie został opracowany specjalnie dla placówek rozgłoszeniowych i telefonicznych, które pełnią służbę łączeniową między rozgłośniami. W zwykłych warunkach postępowanie wg tej normy zapewnia zadowalającą zgodność pomiaru i dzięki odpowiednim właściwościom balistycznym przyrządu pozwala na szybsze i bardziej dokładne odczytywanie wychyleń wskazówki, niż to miało miejsce przy posługiwaniu się przyrządami stosowanymi dotychczas.

Dokument ten zawiera opis miernika poziomu i sposobu posługiwania się nim.

2. Część ogólna

Norma niniejsza dotyczy metod i urządzeń do pomiaru wartości sygnałów elektrycznych częstotliwości akustycznej odpowiadających mowie i programowi radiowemu.

Pomiary złożonych i nieokresowych przebiegów występujących w telekomunikacji nie mogą być wyrażone w prosty sposób, zwykle stosowanymi wielkościami prądu, napięcia lub mocy.

Pojęcie „poziomu programowego“ (Volume) pozwala w praktyczny sposób wyznaczyć liczbowo wartość sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie i programowi.

Poziomy programowe odczytuje się przez obserwowanie największych wychyleń wskazówki przyrządu, zwanego miernikiem poziomu programowego (volume indicator). Ponieważ reagowanie takiego przyrządu na szybko zmieniające się sygnały jest zależne w dużym stopniu od prędkości wychyleń systemu ruchomego, jego tłumienia i innych właściwości, norma dotycząca pomiarów poziomu programowego powinna zawierać dane dotyczące tych właściwości.

Przyjęto podawać odczyty poziomu programowego w decybelach powyżej lub poniżej jednego z wielu przyjmowanych poziomów odniesienia. Norma ta posługuje się nowym pojęciem „vu“ dla określenia poziomu programowego w mierze logarytmicznej względem poziomu odniesienia, który stanowi część tej normy, podobnie jak dla określenia poziomu w stanie ustalonym stosuje się decybele.

3. Określenia

Określenia podane poniżej odnoszą się tylko do wielkości i przyrządów mających zastosowanie w omawianej dziedzinie.

3.1. Poziom programowy (Volume)

Pojęcie to odnosi się do wartości sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie i programowi. Wartość tę wskazuje przyrząd zwany miernikiem poziomu.

3.2. Miernik poziomu

Miernik poziomu jest to przyrząd o specyficznych właściwościach dynamicznych (wycechowany i odczytywany w przepisany sposób) używany do wskazywania poziomu programowego. Znormalizowany miernik poziomu powinien wykazać właściwości podane w punkcie 4.

3.3. Vu

Wyrażenie to stosuje się dla liczbowego określenia poziomu programu. Poziom programu w vu jest liczbowo równy względnej wartości w decybelach sygnałów elektrycznych odpowiadających mowie i programowi powyżej lub poniżej „poziomu odniesienia“ określonego w p. 3.4.

Pojęcia vu nie należy używać dla przedstawiania wyników pomiarów złożonych sygnałów elektrycznych przyrządami o właściwościach odbiegających od właściwości znormalizowanego miernika vu.

3.4. Poziom odniesienia

Poziom odniesienia stanowi podstawę systemu pomiaru poziomu programowego. Poziom odniesienia jest to taka wartość sygnałów odpowiadających mowie i programowi, która daje odczyt 0 vu na mierniku poziomu programowego. Właściwości i sposób odczytu tego miernika są opisane w niniejszej normie. Miernik jest wycechowany tak, aby wskazywał 0 vu przy doprowadzeniu do jego zacisków ciągłego sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1000 Hz wydzielającego moc 1 mW na oporności 600Ω.

3.5. Wychylenie miernika odpowiadające poziomowi odniesienia

Jest to wychylenie wskazówki do takiego punktu skali, przy którym lub w pobliżu którego zwykle będzie się odczytywało wskazania przyrządu.

4. Miernik vu

Poziom programowy jest mierzony za pomocą miernika vu. Miernik ten powinien odpowiadać następującym danym i powinien być stosowany w sposób opisany poniżej.

4.1. Części składowe

Miernik vu składa się co najmniej z dwóch części:

- a. przyrządu wychyłowego,
- b. tłumika.

4.2. Właściwości dynamiczne

Doprowadzenie do zacisków miernika sinusoidalnego napięcia o częstotliwości 35 a 10000 Hz i amplitudzie, która w stanie ustalonym odpowiada wychyleniu odniesienia, powinno spowodować osiągnięcie przez wskazówkę miernika 99% wychylenia odniesienia w czasie 0,3 sek \pm 10%. Następnie wskazówka powinna przekroczyć wychylenie odniesienia co najmniej o 1,0%, lecz nie więcej niż 1,5%. Czas powrotu wskazówki przyrządu po usunięciu sinusoidalnego napięcia nie powinien znacznie odbiegać od czasu wychylenia.

4.3. Charakterystyka częstotliwościowa

Czułość miernika vu nie powinna różnić się od czułości przy 1 kHz więcej niż o 0,2 dB między 35 a 10000 Hz i nie więcej niż o 0,5 dB między 25 a 16000 Hz.

4.4. Działanie przy sygnałach o złożonym przebiegu

Zachowanie się miernika przy sygnałach złożonych o amplitudzie odpowiadającej wychyleniu odniesienia, odczytywanych w sposób podany w p. 4.9., powinno być równoważne zachowaniu się przyrzędu prądu stałego z prostownikiem, którego współczynnik charakterystyki wynosi $1,2 \pm 0,2$.

4.5. Odwracalność zacisków przyrzędu

Wskazania miernika muszą być niezależne od biegunowości przyłączenia przy pomiarze przebiegów niesymetrycznych. Taką właściwość można uzyskać używając przyrzędu prądu stałego w połączeniu z dwupołkowym prostownikiem.

4.6. Skala miernika

Punkt odpowiadający wychyleniu odniesienia powinien być wyraźnie zaznaczony w odpowiedni sposób. Reszta skali powinna być wyskalowana w v_u powyżej i poniżej wychylenia odniesienia (patrz również p. 5.4).

4.7. Tłumik

Tłumik jest zazwyczaj regulowany i powinien być wycechowany w v_u .

4.8. Wycechowanie

Właściwie wycechowany miernik v_u wraz ze swoim tłumikiem ustawionym na zero v_u da wychylenie odniesienia, gdy przyłączy się go do źródła napięcia sinusoidalnego, które na oporności obciążenia 600Ω wydziela moc 1 mW . Przy tłumiku ustawionym na n moc cechowania jest $n \text{ dB}$ powyżej 1 mW .

4.9. Sposób odczytu miernika v_u

Odczyt jest określony przez największe wychylenia wskazówki, występujące w ciągu ok. 1 minuty dla sygnałów odpowiadających programowi lub w krótszym okresie czasu (np. 5 do 10 s) dla sygnałów odpowiadających mowie telefonicznej. W okresie tym mogą wystąpić, co najwyżej, dwa krótkotrwałe wychylenia przekraczające odczytywany poziom. Miernik v_u jest zazwyczaj przyłączany do obwodu w miejscu, w którym oporność pozorna wynosi 600Ω , a tłumik zostaje ustawiony tak, aby wychylenia wskazówki, odczytywane tak jak opisano powyżej, osiągnęły punkt skali odpowiadający wychyleniu odniesienia. Poziom programowy w v_u odczytuje się wtedy z tłumika. Jeżeli wychylenia wskazówki osiągają jakiś inny punkt skali niż ten, który odpowiada wychyleniu odniesienia, poziom programowy określony jest algebraiczną sumą odczytu z tłumika i wychylenia wskazówki.

Gdy oporność pozorna obwodu w miejscu przyłączenia miernika jest inna niż 600Ω , odczytany poziom programowy należy skorygować ze względu na tę różnicę.

Poprawka, którą należy dodać, wyraża się wzorem:

$$10 \log \left[\frac{600}{Z} \right] v_u,$$

gdzie Z — oporność występująca w miejscu przyłączenia miernika.

5. Wskazówki praktyczne

Następujące uwagi, chociaż nie posiadają zasadniczego znaczenia dla powyższej normy, służą jako wskazówki praktyczne.

5.1. Oporność

Miernik *vu* zwykle bocznikuje obwód, a zatem jego oporność musi być dostatecznie duża, aby nie miała wpływu na sygnał mierzony. Pożądane jest stosowanie oporności nie mniejszej niż 7500Ω przy obwodach 600-omowych.

5.2. Wprowadzane zniekształcenia

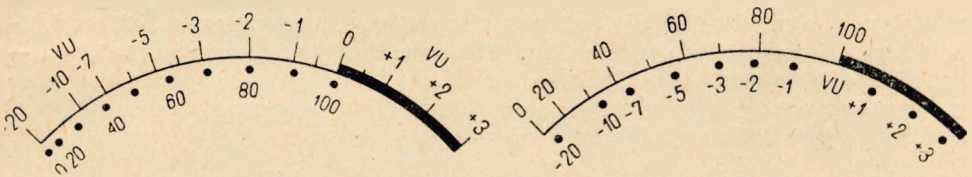
Przyłączenie miernika *vu* do prostego obwodu o charakterze oporności rzeczywistej, w którym występuje sygnał sinusoidalny o częstotliwości od 25—8000 Hz, nie powinno spowodować wytworzenia harmonicznych o współczynniku zawartości przekraczającym $0,2\%$.

5.3. Przeciężalność

Ze względu na duże zmiany amplitudy sygnałów, które mierzy miernik, powinien on posiadać większą wytrzymałość na przeciążenia niż jest to wymagane od przeciętnych przyrządów. Żąda się często, by miernik mógł wytrzymać bez uszkodzenia i bez wpływu na wycechowanie chwilowe obciążenia dziesięciokrotnie większe od napięcia odpowiadającego wychyleniu odniesienia i obciążenia trwale pięciokrotnie większe od tego napięcia.

5.4. Skala

Punkt odpowiadający wychyleniu odniesienia powinien być umieszczony między $2/3$ i $3/4$ pełnej długości skali. Oprócz skali *vu* jest korzystnie w praktyce dodać również skalę od 0 do 100 proporcjonalną do napięcia, przy czym punkt 100 skali powinien odpowiadać punktowi wychylenia odniesienia. Przykłady tych dwóch typów skali będących w ogólnym użytku są pokazane na rys. A1.



Rys. A1. Przykład skal stosowanych w miernikach *vu*

U w a g a

Norma powyższa została znowelizowana w 1954 r. Różnica między starą a nową normą polega jedynie na wprowadzeniu dowolnej oporności R w miejsce 600Ω . Zaleca się przy tym stosowanie wartości 150 lub 600Ω . Wycechowanie miernika zależy więc od oporności R , której wartość zostaje zaznaczona na mierniku.

Z tej nowej wersji normy wynika wyraźnie, że *vu* jest jednostką mocy.

Załącznik B

APARATURA DO REJESTRACJI WSKAZAŃ MIERNIKÓW WYSTEROWANIA

1. Wstęp

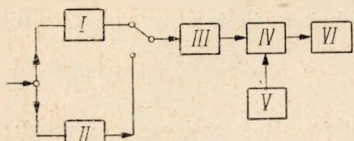
Analiza metod kontroli poziomu sygnałów elektrycznych, odpowiadających przebiegom akustycznym w radiofonii, wymaga m. in. zebrania obszernych danych statystycznych. Zgromadzenie drogą obserwacji takich danych o zachowaniu się mierników wartości szczytowych oraz mierników *vu* przy użyciu ich do kontroli wysterowania jest żmudne, zaś wyniki obserwacji trudno przedstawić w postaci dokumentu.

W Centralnym Laboratorium Polskiego Radia opracowano i wykonano urządzenie rejestrujące w czasie odczytu różnych mierników wystęrowania. Urządzenie zawiera układ elektryczny miernika wartości szczytowych napięcia, jak również elektrycznie odwzorowany układ miernika u_v .

2. Urządzenie rejestrujące odczyty różnych mierników wystęrowania

Schemat blokowy urządzenia rejestrującego pokazany jest na rysunku B1. Poszczególnymi elementami urządzenia są:

- I — czwórnik odpowiadający układowi elektrycznemu miernika wartości szczytowych,
- II — czwórnik stanowiący elektryczne odwzorowanie miernika u_v ,
- III — logarytmiczny wzmacniacz prądu stałego (modulator),
- IV — wzmacniacz modulowany,
- V — generator m. cz. (generator wzbudający),
- VI — automatyczny zapisywacz.



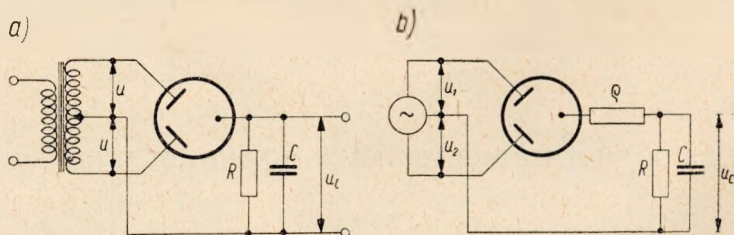
Rys B1. Schemat blokowy urządzenia rejestrującego

W urządzeniu zastosowano dwa czwórniki: jeden odpowiadający układowi elektrycznemu miernika wartości szczytowych napięcia i drugi stanowiący elektryczne odwzorowanie miernika u_v .

Napięcia z czwórników doprowadzane są do logarytmicznego wzmacniacza prądu stałego, którego napięcie wyjściowe określa odpowiednio poziom w dB wartości szczytowych lub poziomu u_v sygnałów doprowadzanych do urządzenia. Ponieważ napięciem wyjściowym wzmacniacza prądu stałego nie można bezpośrednio sterować użytym w urządzeniu automatycznym zapisywaczem, rejestruje się więc napięcie sinusoidalne z generatora m. cz. o amplitudach modulowanych tym napięciem wyjściowym. Powyższe elementy urządzenia — logarytmiczny wzmacniacz prądu stałego, wzmacniacz modulowany, generator wzbudający — można by pominąć, dysponując automatycznym zapisywaczem prądu stałego o logarytmicznym zapisie i odpowiednio dużej prędkości zapisu.

3. Odwzorowanie miernika wartości szczytowych

Układ czwórnika odpowiadającego miernikowi wartości szczytowych napięcia, pokazany na rys. B2a, można przedstawić jak na rys. B2b. W tym układzie oporność ρ symbolizuje oporność wewnętrzną źródła i diod



Rys. B2. Układ odpowiadający miernikowi napięć szczytowych: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy

Przebieg chwilowych wartości napięć występujących w układzie po doprowadzeniu do niego impulsu napięcia o częstotliwości na przykład 100 Hz, trwającego 10 ms i wywołany tym przebieg wskazań miernika pokazane są na rysunku B3, gdzie:

- $u_1 - u_2$ — krzywe napięcia impulsu,
- u_c — krzywa napięcia na pojemności C,
- u_w — przebieg wskazań miernika,
- U_m — wartość szczytowa impulsu,
- U_{cm} — wartość szczytowa napięcia na pojemności C,
- U_{wm} — wartość szczytowa wskazana przez miernik.

Przyjmując, jak dla dobrych mierników szczytowych, uchyb 1 dB przy 10 ms impulsie otrzymujemy dla układu odwzorowującego

$$\text{warunek } \frac{U_{wm}}{U_m} > 0,9.$$

Do układu odwzorowującego miernik wartości szczytowych przyłączony jest automatyczny zapisywacz. Zapisuje on przebieg napięcia u_w na taśmie o szerokości 50 mm z prędkością pisania 500 mm/s. W najniekorzystniejszym przypadku czas t_w , po którym zachodzi

równość $u_w = u_c$, będzie rzędu $\frac{50}{500} = 0,1$ s. Od chwili zaniknięcia mierzonego impulsu do chwili osiągnięcia właściwego położenia przez rysik zapisywacza upłynie czas nie dłuższy niż 90 ms.

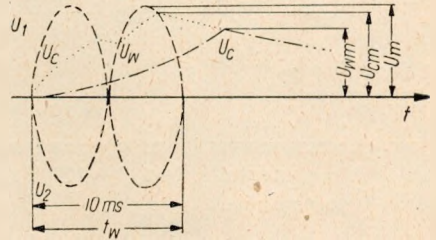
Stała czasu rozładowania T_2 układu odwzorowującego powinna być dobrana tak, aby w ciągu 90 ms napięcie u_c zmalało nie więcej niż o ułamek decybel. Przyjmując $T_2 = 2$ s, mamy

$$U_{wm} > U_{cm} \exp\left(-\frac{0,09}{2}\right) = 0,957 U_{cm},$$

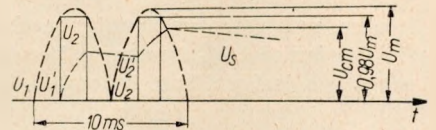
czyli uchyb pomiaru wynikający z ograniczonej prędkości zapisywacza będzie w omawianym przypadku mniejszy od 0,4 dB. Czas rozładowania między dwoma sąsiednimi okresami ładowania w ciągu trwania impulsu nie jest nigdy większy od 5 ms; napięcie u_c maleje wtedy o co najwyżej 0,025 dB. Z powyższego wynika, że w czasie trwania impulsu można pominąć zjawisko rozładowywania kondensatora C.

Stała czasu ładowania T_1 jest trudna do ścisłego przeliczenia, gdyż rachunek prowadzi do równań nierozwiązalnych w sposób ogólny. W omawianym przypadku posłużono się rozumowaniem przybliżonym. W tym celu zastąpiono dwa odcinki komutowanej sinusoidy z rysunku B3 dwoma prostokątami mieszczącymi się wewnątrz tych odcinków jak na rys. B4. Nie wymaga dowodu, że spełniając warunek na dopuszczalny uchyb przy zasilaniu miernika napięciem o powyższym przebiegu prostokątnym, warunek ten będzie tym bardziej spełniony dla napięcia sinusoidalnego, gdyż napięcie założone do obliczenia jest w każdej chwili mniejsze od napięcia rzeczywistego.

Zakładając, że amplituda prostokątów wynosi $0,98 U_m$ czas trwania każdego z nich wypada 0,64 ms. Na rysunku B4 przedstawiony jest przebieg napięcia u_c przy ładowaniu kondensatora takimi impulsami. Jak wspomniano, rozładowanie kondensatora między dwoma okresami ładowania można pominąć i wartość szczytowa napięcia U_{cm} na pojemności będzie taka sama przy ładowaniu kondensatora dwoma impulsami trwającymi po 0,64 ms jak jednym impulsem trwającym 1,28 ms, a mającym tę samą amplitudę $0,98 U_m$.



Rys. B3. Przebieg napięć i wskazań miernika



Rys. B4. Przebieg napięć i wskazań miernika w przypadku impulsów prostokątnych

Ponieważ uchyb spowodowany zapisywaczem wynosi $< 0,4$ dB, więc przy całkowitym założonym uchybie ≤ 1 dB uchyb ładowania może sięgać 0,6 dB. Wartość ta odpowiada warunkowi $U_{cm} \geq 0,935 U_m$, jaki należy spełnić przy ładowaniu kondensatora impulsem prostokątnym o długości 1,28 ms i amplitudzie 0,98 U_m . Stała czasu ładowania T_1 określona jest więc zależnością

$$\left[1 - \exp \left(- \frac{1,28 \cdot 10^{-3}}{T_1} \right) \right] 0,98 U_m > 0,935 U_m,$$

skąd

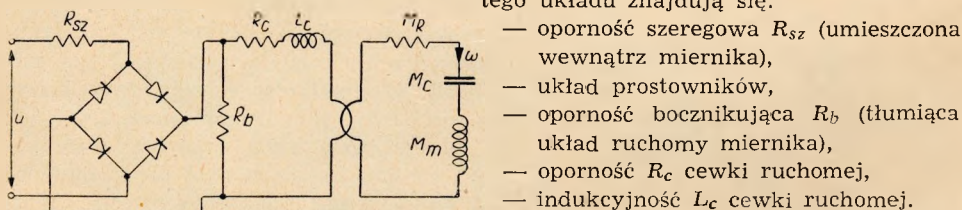
$$T_1 \leq 0,41 \text{ ms} \approx 0,4 \text{ ms}$$

Powyższe rozumowanie, przeprowadzone w założeniu impulsu (10 ms) napięcia sinusoidalnego o częstotliwości $f = 100$ Hz, jest też słuszne dla każdej większej częstotliwości tego napięcia.

W konkretnym rozwiązaniu czwórnik odwzorowujący miernik wartości szczytowych i stanowiący człon omawianego urządzenia zrealizowano dobierając $Q = 400 \Omega$, $C = 0,5 \mu\text{F}$, $R = 1 \text{ M}\Omega$. Detektorem jest duodiuda 6AL5. Dla utrzymywania uchybu w założonych granicach stałą czasu rozładowania zmniejszono do 0,5 s z uwagi na pewne niedotłumienie automatycznego zapisywacza, związane z dużą żądaną prędkością pisania (patrz rys. 4).

4. Odwzorowanie elektryczne miernika vu

Stosując analogie elektro-mechaniczne, elektryczny układ zastępczy normalnego miernika vu (rys. 2) przedstawić można jak na rysunku B5. W części elektrycznej tego układu znajdują się:



Rys. B5. Schemat zastępczy miernika vu

- oporność szeregową R_{sz} (umieszczoną wewnątrz miernika),
- układ prostowników,
- oporność bocznikującą R_b (tłumiącą układ ruchomy miernika),
- oporność R_c cewki ruchomej,
- indukcyjność L_c cewki ruchomej.

Z obwodem elektrycznym sprzężony jest magnetoelektrycznie obwód mechaniczny miernika, w którym występują: mechaniczny moment oporności ruchowej M_R , moment sprężystości M_c i moment bezwładności M_m ; wspólną wielkością obwodu mechanicznego jest prędkość kątowa ω . Wskazania miernika odpowiadają wychyleniom

$$\text{układu ruchomego } \alpha = \int_0^t \omega dt.$$

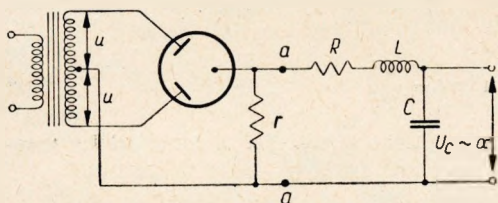
Poszczególne elementy miernika są tak dobrane, by miernik miał określone normy właściwości; wtedy wielkość wychylenia α jest w każdej chwili miarą vu napięcia doprowadzonego do zacisków miernika.

Za odwzorowanie elektryczne miernika vu uważać można czwórnik, na którego zaciskach wyjściowych występować będzie napięcie proporcjonalne do wychylenia α , przy doprowadzeniu do zacisków wejściowych czwornika napięcia o wartości chwilowej u . Czwórnik taki można by zbudować formalnie na podstawie układu z rysunku B5, przenosząc elementy obwodu mechanicznego na stronę obwodu elektrycznego,

jak na rysunku B6. Układ ten można sprowadzić do prostszego czwórnika, który spełni wszystkie wymagania stawiane normą miernikowi (rys. B7).

Czwórnik z rysunku B7, stanowiący elektryczne odwzorowanie miernika vu , rozdzielić można w punktach $a-a$ na dwa ogniwa. Każde z ogniw rozpatrywać można niezależnie w założeniu, że ogniwo drugie nie obciąża pierwszego, co w praktyce jest łatwe do zrealizowania. W ogniwie pierwszym spełnić należy własności statyczne miernika, w ogniwie drugim — dynamiczne (balistyczne).

Z normy na miernik vu wynikają następujące właściwości drugiego ogniwa czwórnika odwzorowującego, jakie należy spełnić przez odpowiedni dobór elementów R , L i C :



Rys. B7. Czwórnik odwzorowujący miernik vu

Nie zmniejszając ogólności rozważań można założyć, iż do zacisków $a-a$ zostało doprowadzone w chwili $t = 0$ napięcie $U_1 = 1$. Rozwiązując dla tych warunków równanie różniczkowe znaleźć można

$$u_c = 1 - \exp(-at) \left(\frac{a}{\beta} \sin \beta t + \cos \beta t \right) \quad (1)$$

$$\text{gdzie } \alpha = \frac{R}{2L}; \quad \alpha^2 + \beta^2 = \frac{1}{LC} \quad (2)$$

Napięcie u_c osiąga po czasie $t = \frac{\pi}{\beta}$ wartość szczytową równą

$$U_{cm} = 1 + \exp\left(-\pi \frac{\alpha}{\beta}\right) \quad (3)$$

Zgodnie z warunkami normy (punkt b) napięcie U_{cm} ma być zawarte w granicach

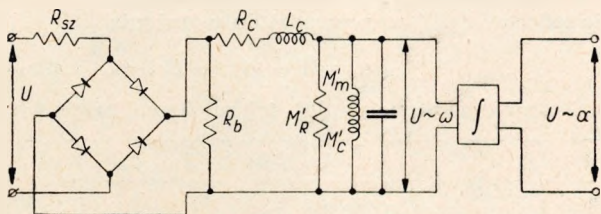
$$1,01 < U_{cm} < 1,015 \quad 0,01 < \exp\left(-\pi \frac{\alpha}{\beta}\right) < 0,015, \quad (4)$$

skąd wynika

$$1,34 < \frac{\alpha}{\beta} < 1,46 \quad (5)$$

Podstawiając warunki normy (punkt a) do zależności (1) otrzymuje się drugie równanie dla rozpatrywanego ogniwa czwórnika

$$\exp(-0,3a) \left(\frac{\alpha}{\beta} \sin 0,3\beta + \cos 0,3\beta \right) = 0,01 \quad (6)$$



Rys. B6. Przekształcony schemat z rys. B5

a. po doprowadzeniu do zacisków $a-a$ napięcia stałego U_1 napięcie u_c na zaciskach wyjściowych czwórnika ma po czasie $0,3s \pm 10\%$ osiągnąć wartość $0,99 U_1$;

b. po osiągnięciu wartości $0,99 U_1$ napięcie u_c ma wzrastać dalej do wartości $(1,01 \div 1,015) U_1$, lecz nie więcej, a następnie zmaleć do wartości stanu ustalonego U_1 .

Z układu równań (5) i (6) otrzymuje się przybliżone rozwiązanie:

$$\alpha = 11; \quad \beta = 8. \quad (7)$$

Warunki te zgodnie z zależnością (2) spełniać mają parametry R , L i C czwórnika. W celu zobrazowania narastania napięcia u_c w czasie należy podstawić warunki (7) do zależności (1), co prowadzi do wyrażenia

$$u_c = 1 - \exp(-11t) (1,375 \sin 8t + \cos 8t) \quad (8)$$

Charakterystyczne punkty tej zależności zawiera tabela:

t	[s]	0	0,01	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,8
u_c/U_1		0	0,01	0,16	0,44	0,852	0,9897	1,013	1,006	0,9998
u_c/U_1	[dB]		-40	-16	-7	-1,35	-0,1	+0,13	+0,06	0

Z powyższej tabeli, jak i z warunków normy wynika, że obwód R , L , C czwórnika jest tłumiony niemal krytycznie. Stąd nasuwa się myśl zastąpienia drugiego ogniwa czwórnika prostym członem całkującym $R' C'$. W tym przypadku napięcie u'_c , zamiast wyrażeniem (1), dane byłoby zależnością

$$u'_c = 1 - \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \quad (9)$$

gdzie $T = R' C'$. Zgodnie z warunkiem normy (punkt a) wartość T dana byłaby równaniem

$$\exp\left(-\frac{0,3}{T}\right) = 0,01 \quad (10)$$

Oczywiście, w takim układzie spełnienie warunku z punktu b nie jest możliwe.

Z zależności (10) wynika:

$$\frac{1}{T} = 15,4 \quad (11)$$

oraz

$$u'_c = 1 - \exp(-15,4t) \quad (12)$$

Charakterystyczne punkty przebiegu narastania napięcia u'_c ujmuje tabela:

t	[s]	0	0,01	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,8
u'_c/U_1		0	0,14	0,537	0,785	0,954	0,988	0,998	0,9995	1
u'_c/U_1	[dB]		-17	-5,4	-2,1	-0,4	-0,1	0	0	0

Z porównania obu tabel widać, że charakter narastania przebiegów napięć u_c i u'_c jest zasadniczo różny. W czwórniku odwzorowującym miernik vu nie można więc zastąpić ogniwa R , L , C członem $R' C'$.

Dobierając konkretne wielkości parametrów R , L , C do układu odwzorowującego żądano możliwie dużej oporności R z uwagi na założenie nieobciążania pierwszego członu czwórnika. Prowadzi to do stosowania dużej indukcyjności L , zgodnie z zależnością (2). Czwórnik zrealizowano przyjmując $L = 20\,000$ H, $R = 0,4$ M Ω , $C = 0,25$ μ F. Detektorem jest duodiada 6AL5, r wynosi 30 k Ω .

Stwierdzono pomiarowo, iż układ zachowuje się zgodnie z normą. Przy impulsach o dowolnym kształcie i czasie trwania układ pracuje tak, jak rzeczywisty miernik vu .

WARTOŚCI Δ BADANYCH FRAGMENTÓW AUDYCJI

Fragment	Wartości Δ w kolejnych 10 sekundowych odcinkach fragmentu										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
Muzyka symfoniczna											
IX Symfonia Beethovena, początek cz. 2	8		8	6,5	7	8,5	7,5				
jw. początek cz. 3	6	6,5	5	7	7,5	8	7	6			
jw. fragm. cz. 4	6	7	8	8,5	8	8	7,5	8,5	7		
Koncert skrzypcowy Bee- thovena, początek cz. 3	5,5	6	6,5	5,5	5,5	7	4	5,5	6	7	
Koncert f-moll Chopina, początek cz. 1	4,5	6	5	9	8	8,5	9	6,5	8		
jw. ciąg dalszy	5,5	7,5	9,5	8	8	9,5	8	9	8,5	7,5	
jw. początek cz. 2	7,5	8	9	8	8,5	10,5	6,5	10	8,5	8	
jw. początek cz. 3	4	8,5	7,5	8,5	11						
Symfonia Dankowskiego, fragment części 1	8	5,5	6,5	7	4,5	5,5	7				
jw. fragm. cz. 2	7,5	7	5,5	7,5	7	6	4	7,5			
jw. fragm. cz. 3	6,5	7,5	6,5	6,5	7	8	7	6,5	7		
jw. fragm. cz. 4	7,5	7,5	7,5	7	8	7	8,5	6			
Preludia Liszta, fragment	6	5	6	7	6,5	6,5	6	7	5,5		
Rapsodia Vladigerova, fra- gment	8	7,5	7,5	7	5,5	5,5	7,5	7,5			
Muzyka operowa											
Flis Moniuszki uwertura, fragm. 1	8,5	8,5	10	7	6	5	4	7,5	8		
jw. fragm. 2	5	7,5	7	5,5	5	7,5	6,5	7			
Halka Moniuszki akt I, fragment arii Halki	5		5,5	5,5	7	7	5	3,5	7	7	
jw. fragm. duetu Halki i Janusza	3	5,5	5,5	5,5	5,5	4	6,5	4	8,5		
jw. aria Stolnika	9	7	9	9	9,5	8					
jw. Mazur	8,5	10	6	6,5	8	7,5	7	7,5	9	7,5	
Kopciuszek Rossiniego akt II fragm. arii basowej	5,5	6,5	8	7	6,5	7	6	6	6,5	8	
Porgy and Bess Gershwi- na, fragm. suity	7,5	8,5	9	9	10,5	10	7	9,5	8,5	8	

Załącznik C (cd.)

Fragment	Wartości Δ w kolejnych 10 sekundowych odcinkach fragmentu									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
M u z y k a k a m e r a l n a										
Scherzo h-moll Chopina, początek	9	9	10	9						
jw. fragment	5	6	5,5	7,5	7,5	6,5				
Andante Spianato Chopina, fragment	4,5	3,5	5,5	5	4,5	7	3,5	3,5		
Polonez Es-dur Chopina, fragment	4,5	3,5	5	5,5	5	5,5	4	4,5	5	
Preludiowanie fragment 1	7,5	6,5	9	9,5	8,5	5	7,5	5,5	8	
jw. fragment 2	6,5	7,5	8,5	7	8	7	6,5	6,5		
jw. fragment 3	6,5	7,5	6	7,5	8					
Kwartet smyczkowy frag- ment 1	7,5	7,5	9,5	8	8	7,5	4,5	6	7,5	6
jw. fragment 2	8	7	7	6	8	7	9	12		
M u z y k a l u d o w a										
Zespół Mazowsze fragment 1	4,5	7,5	11	7,5	8,5	7				
jw. fragment 2	7,5	9,5	9	8,5	3,5					
jw. fragment 3	3,5	5,5	8	9,5						
jw. fragment 4	3	5,5	6,5	4	7,5	9				
Kapela Ludowa fragment 1	7,5	11	8,5	8,5						
jw. fragment 2	8	9,5	7,5	7,5						
jw. fragment 3	8,5	9,5	8							
M u z y k a r o z r y w k o w a i t a n e c z n a										
Orkiestra Rachonia fragm. 1 w M.D.K.	9	8,5	8,5	8,5	8	6,5	5	5,5	5	
jw. fragm. 1 w M1	6	7	7	6,5	7,5	6	6,5	7,5	6	
jw. fragm. 2 w MDK	6,5	7,5	8	8	7	5	7	8,5		
jw. fragm. 2 w M1	7	6,5	7	6,5	7,5	6,5	7,5			
Orkiestra Rachonia i ksy- lofon	8	8	7,5	8,5	7	6,5	9,5	8	8,5	
Sekstet Rachonia	5	6	6	6,5	6,5	7	5,5			
Kwartet rytmiczny	7,5	8	5,5	8	7,5	8	7	8	8	7
Zespół jazzowy fragment 1	7	7,5	6,5	6,5	8	6,5	6,5	8,5		
jw. fragment 2	7,5	8	5,5	6	8,5	6,5	9	11		
jw. fragment 3	11,5	9,5	11,5	11	9,5	8	9,5			
Organy kinowe	6,5	7	7	7	7,5	6,5	6			

Załącznik C (cd.)

Fragment	Wartości Δ w kolejnych 10 sekundowych odcinkach fragmentu									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Słowo (w studio)										
Felieton, głos męski małe studio	11	8	8	8,5	9	6,5	8,5	9,5		
jw. duże studio	9,5	9,5	9,5	8	8,5	7	10	5		
Dyskusja										
głos kobiecy 1	11,5	12	10							
głos kobiecy 2	8	6,5	7	11,5						
głos kobiecy 3	13	12	10,5	8						
głos męski 1	11,5	10	11	10	10					
głos męski 2	12,5	12	9,5	12	10,5	8,5				
Dziennik Radiowy										
głos kobiecy 1	12,5	11								
głos kobiecy 2	6,5	7,5	10							
głos kobiecy 3	5	9,5	10							
głos męski 1	7,5	5	13							
głos męski 2	8,5	11	11	11,5						
głos męski 3	10,5	8,5	9	8,5						
Komentarz polityczny										
głos męski	13	10,5	11	10						
Wiadomości sportowe										
głos męski 1	14,5	12,5	15							
głos męski 2	11	10	12,5	12						
głos męski 3	12	12,5	12	11						
głos męski 4	11	11	10,5	8,5	10					
głos kobiecy	10,5	13	11							

Załącznik D

**PROCENTOWA LICZNOŚĆ ODCINKÓW O OKREŚLONYCH WARTOŚCIACH Δ
DLA RÓŻNYCH RODZAJÓW AUDYCJI**

Δ	Licznosc odcinkow w %								Procentowa licznosc próbek o Δ nie większym od określonego	
	Muzyka symfoniczna	Muzyka operowa	Muzyka kameralna	Muzyka ludowa	Muzyka rozrywkowa i taneczna	Muzyka	Słowo			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
3	0	1,4	0	3,1	0	0,6	0	0,6	0	
3,5	0	1,4	5,9	6,3	0	1,7	0	2,3	0	
4	2,6	4,2	1,5	3,1	0	1,5	0	3,8	0	

Załącznik D (cd.)

Δ	Liczność odcinków w %							Procentowa liczność próbek o Δ nie większym od określonego	
	Muzyka symfoniczna	Muzyka operowa	Muzyka kameralna	Muzyka ludowa	Muzyka rozrywkowa i taneczna	Muzyka	Słowo	Muzyka	Słowo
								9	10
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
4,5	1,8	0	7,5	3,1	0	1,5	0	5,3	0
5	2,6	7,0	8,9	0	4,5	4,2	3,6	9,5	3,6
5,5	9,5	11,3	7,5	6,3	4,5	6,5	0	16,0	3,6
6	9,5	5,6	7,5	0	7,9	6,7	0	22,7	3,6
6,5	10,3	8,5	8,9	3,1	19,2	13,3	3,7	36,0	7,3
7	16,3	16,8	8,9	3,1	15,7	13,2	2,5	49,2	9,8
7,5	15,5	9,9	16,4	21,8	12,4	14,4	2,5	63,2	12,3
8	15,5	8,5	10,5	9,4	15,7	13,5	6,2	77,1	18,5
8,5	8,7	8,5	3,0	15,6	9,0	9,3	10,0	86,4	28,5
9	3,5	8,5	7,5	6,3	2,2	4,2	1,3	90,6	29,8
9,5	1,8	2,8	3,0	12,5	4,5	5,0	8,7	95,6	38,5
10	0,8	4,2	1,5	0	0	0,7	12,5	96,3	51,0
10,5	0,8	1,4	0	0	0	0,8	7,5	96,6	58,5
11	0,8	0	0	6,3	2,2	2,2	13,8	98,8	72,3
11,5	0	0	0	0	2,2	1,1	5,8	99,9	77,3
12	0	0	1,5	0	0	0,1	8,8	100,0	86,1
12,5	0	0	0	0	0	0	6,3	100,0	92,4
13	0	0	0	0	0	0	5,0	100,0	97,4
13,5	0	0	0	0	0	0	0	100,0	97,4
14	0	0	0	0	0	0	0	100,0	97,4
14,5	0	0	0	0	0	0	1,3	100,0	98,7
15	0	0	0	0	0	0	1,5	100,0	100,0

WYKAZ LITERATURY

1. Chinn H. A.: The Measurement of audio volume. Audio Eng., 35; No. 9, 26, Sept. 1951; No. 10, 24, Oct. 1951.
2. Chinn H. A., Gannett D. K. and Morris R. M.: The new standard volume indicator and reference level. Proc. IRE, 28: 1, Jan. 1940, and Bell Sys. Tech. J., 19: 94 Jan 1940.
3. Monroe: Revised Standard for Volume Measurements of Electrical Speech and Program Waves, SEMPT E August 1955.
4. Pavel, Gastell, Bidlingmaier: Über vergleichende Messungen mit dem Volumensmesser und dem Spitzenwertmesser bei der Kontrolle von Rundfunk-Übertragungen. FZT, Heft 4, 1955.
5. American Standard Practice for Volume Measurements of Electrical Speech and Program Waves, C 16. 5 — 1942. American Standards Assn., New York.
6. American Standard Practice for Volume Measurements of Electrical Speech and Program Waves, C 16. 5 — 1954. American Standards Assn., New York.
7. Dokumenty C.C.I.R. z r. 1953: Doc. 277—E, Doc. 330—E, Doc. 217—E, Doc. 298—E, Doc. 330—E, Doc. 713—E, Doc. 577—E.

8. IRE Standards on audio techniques: definition of terms, 1954. Proc. IRE, 42: 1109, July 1954.
9. IRE Standards on American Recommended Practice for Volume Measurements of Electrical Speech and Program Waves, 1953, Proc. IRE, 42: 815, May 1954.

Ю. Ильмужиньски, С. Кун, Б. Урбаньски

ИЗМЕРИТЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ В ПОЛЬСКОМ РАДИООБЩАНИИ

Резюме

Напряжения электрических сигналов, соответствующих речи или радиовещательным программам измеряется при помощи измерителей управления. Отдельные радиовещательные станции пользуются для этой цели или измерителями пиковых значений или измерителями децибеллов. В статье рассматриваются преимущества и недостатки этих измерителей для польского радиовещания, в котором в настоящее время применяется главным образом измерители децибеллов. Оговорив произведенные измерения и наблюдения авторы приходят к заключению, что для польского радиовещания в качестве измерителей управления более пригодны были бы измерители пиковых значений.

J. Ilmurzyński, S. Kuhn, B. Urbański

CONTROL METERS IN POLISH BROADCASTING

Summary

The tensions of electrical signals corresponding to the human voice or broadcasting are measured by means of programme meters. Broadcasting stations are using for this purpose either peak value meters or volume unit indicators. The paper describes the advantages and disadvantages of both systems of these meters for polish broadcasting, in which at present the volume unit indicators are mainly used. The discussion of measurements and observations leads to the conclusion, that for polish broadcasting the peak value meters would be rather more suitable.

J. Ilmurzyński, S. Kuhn, B. Urbański

LES APPAREILS DE MESURE DE COMMANDE DANS LA RADIODIFFUSION POLONAISE

Résumé

Pour faire des mesures de tension des signaux électriques, correspondant à la voix humaine ou bien aux programme radiodiffusés, on utilise des appareils de mesure de commande. Dans ce but les stations de radiodiffusion employent des appareils de mesure de valeurs de crête ou bien des volumètres. Dans cet article sont discutés les avantages et les défauts de ces appareils pour la radiodiffusion polonaise, où actuellement on utilise surtout les volumètres. La discussion des mesures et des observations conduit à une conclusion, que les appareils de mesure de crête répondraient mieux aux besoins de la radiodiffusion polonaise.

J. Ilmurzyński, S. Kuhn, B. Urbański

AUSSTEUERUNGSMESSER IN POLNISCHEM RUNDfunkWESEN

Zusammenfassung

Die Spannung von Sprache und Rundfunkprogramm übertragenden elektrischen Signalen wird mit Aussteuerungsmessern gemessen. Die einzelnen Rundfunkverwaltungen benutzen dazu entweder Spitzenwertmesser oder Volumenmesser. Der Aufsatz bezweckt es, Betriebsbedingungen dieser beiden Messgeräte sowie ihre Nach- und Vorteile unter Bedingungen des polnischen Rundfunkwesens, wo jetzt hauptsächlich Volumenmesser benutzt werden, festzulegen. Es werden ausgeführte Messungen und Beobachtungen besprochen und anschließend mit dem Ergebnis diskutiert, dass sich in polnischen Rundfunkwesen die Spitzenwertmesser besser eignen würden.

WILHELM ROTKIEWICZ

621.317.7:621.396.823

MIERNIK POZIOMU ZAKŁÓCEŃ

Rękopis dostarczono do IŁ 25. 8. 1955

W pracy niniejszej opisano nowy typ miernika poziomu zakłóceń. Podano właściwości charakterystyczne miernika, opisano układ blokowy oraz poszczególne jego stopnie. Omówiono problem szumów własnych związany z zastosowaniem nowego układu obwodu wejściowego o bardzo małym poziomie szumów własnych. Obwód ten składa się z wielokrotnego filtra górnoprzepustowego RC. Ponadto opisano metodę kontroli skalowania napięciowego miernika za pomocą wzorcowych obwodów rezonansowych LCR.

1. WSTEP

Do określania poziomu powodujących zakłócenia odbioru radiowego drgań elektrycznych wytwarzanych przez różnego rodzaju urządzenia przemysłowe, laboratoryjne i elektromedyczne służą selektywne woltomierze lampowe powszechnie zwane miernikami poziomu zakłóceń.

Miernik poziomu zakłóceń powinien umożliwiać pomiar składowej niesymetrycznej napięcia zakłóceń, które zwykle mierzy się między poszczególnymi zaciskami urządzenia zakłócającego a ziemią oraz natężenia pola zakłóceń w danej odległości od źródła zakłóceń.

Pożądanym jest pomiar wartości szczytowych badanych zakłóceń, lecz z powodu bezwładności układu pomiarowego mierzy się zwykle wartości tzw. quasi-szczytowe — nieco mniejsze od wartości szczytowych.

Wartości napięcia zakłóceń lub natężenia pola zakłóceń wskazywane przez miernik są więc wartościami quasi-szczytowymi i mogą być określane jako poziom zakłóceń, tj. poziom napięcia zakłóceń lub poziom natężenia pola zakłóceń.

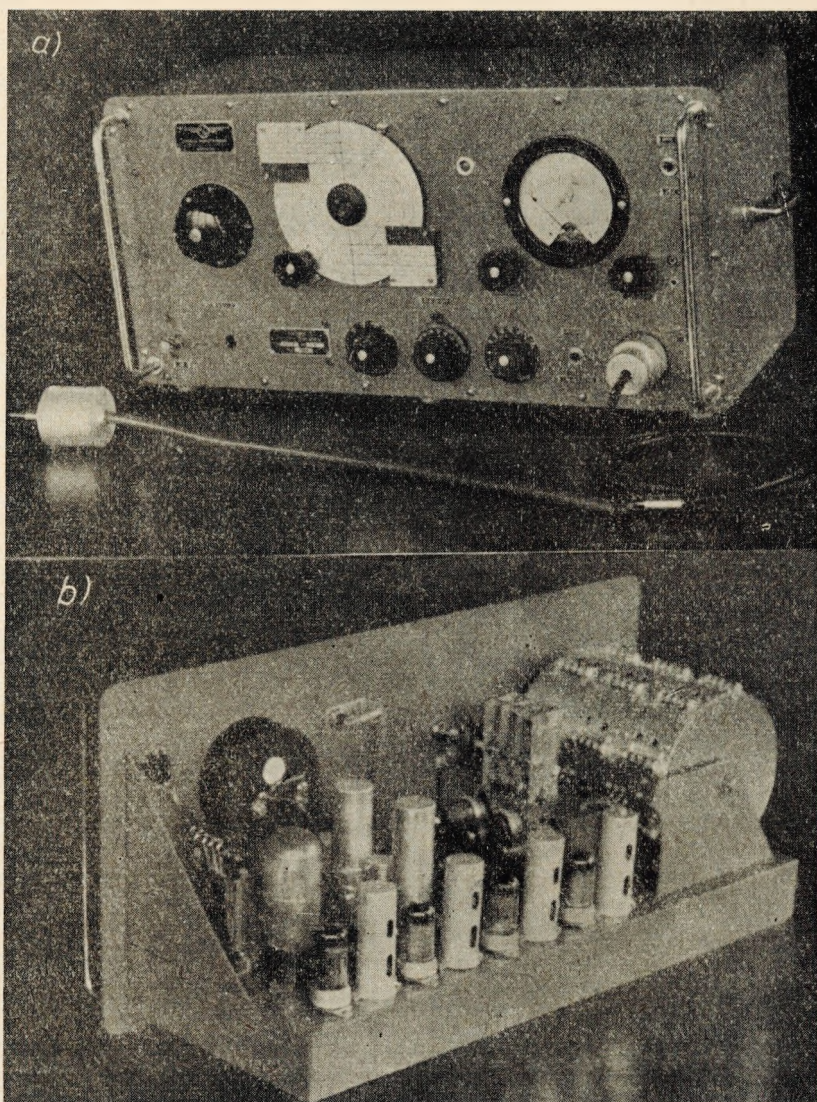
Aby wyniki pomiarów wykonanych różnymi miernikami poziomu zakłóceń były jednakowe, konieczne jest znormalizowanie metod pomiarowych oraz głównych właściwości charakterystycznych mierników. Najważniejszymi parametrami miernika, od których w dużym stopniu zależą wyniki pomiarowe, są: stałe czasu ładowania i wyładowania układu detekcyjnego, stała czasu wskazówki przyrządu pomiarowego oraz szerokość pasma przepuszczanego przez miernik. Ponadto duży wpływ ma rodzaj napięcia użytego do skalowania miernika.

W omawianym mierniku parametry te są zgodne z parametrami radzieckich mierników najnowszego typu.

2. OPIS OGÓLNY I WŁAŚCIWOŚCI CHARAKTERYSTYCZNE

Opisywany miernik poziomu zakłóceń typu MZ-3 (rys. 1) jest miernikiem laboratoryjnym, umożliwiającym pomiar składowej niesymetrycznej napięcia zakłóceń. Przy zastosowaniu anteny o znanej wysokości skutecznej miernik ten umożliwia mierzenie natężenia pola zakłóceń.

Miernik poziomu zakłóceń jest selektywnym woltomierzem lampowym, pracującym w układzie superheterodynowym z rezonansowym wzmacniaczem wielkiej częstotli-



Rys. 1. Miernik poziomu zakłóceń typu MZ-3: a) widok z przodu, b) widok od tyłu po wyjęciu ze skrzynki

wości, zapewniającym dostateczne tłumienie kanału lustrzanego i kanałów odpowiadających harmonicznym heterodyny oraz częstotliwości pośredniej.

Dane techniczne miernika są następujące:

Zakres mierzonych napięć: 1...12000 μV w 4 podzakresach zmienianych za pomocą dzielnika napięcia:

1...	12 μV	120...	1200 μV
12...	120 μV	1200...	12000 μV

Dokładność pomiaru napięć:

- $\pm 15\% \pm 1 \mu\text{V}$ przy częstotliwości $f < 4,5 \text{ MHz}$
- $\pm 20\% \pm 1 \mu\text{V}$ przy częstotliwości $4,5 < f < 15 \text{ MHz}$
- $\pm 25\% \pm 1 \mu\text{V}$ przy częstotliwości $f > 15 \text{ MHz}$

Zakres częstotliwości: 0,15...20 MHz w 8 podzakresach wybieranych za pomocą przełącznika bębnowego. W zakresie tym jest luka od 0,77 do 0,97 MHz, w której mieści się częstotliwość pośrednia wynosząca 0,87 MHz. Dokładność pomiaru częstotliwości $\pm 2\%$.

Oporność wejściowa: wejście miernika jest oporowo-pojemnościowe. Oporność rzeczywista wynosi 0,5 M Ω . Równolegle do tej oporności występuje dynamiczna oporność wejściowa siatki pierwszej lampy. Pojemność wejściowa miernika jest mniejsza od 20 pF.

Szerokość pasma: skuteczna szerokość pasma wynosi około 9 kHz.

Tłumienie kanałów niepożądanych: tłumienie kanałów lustrzanych i częstotliwości pośredniej oraz kanałów odpowiadających harmonicznym heterodyny — ponad 25 dB.

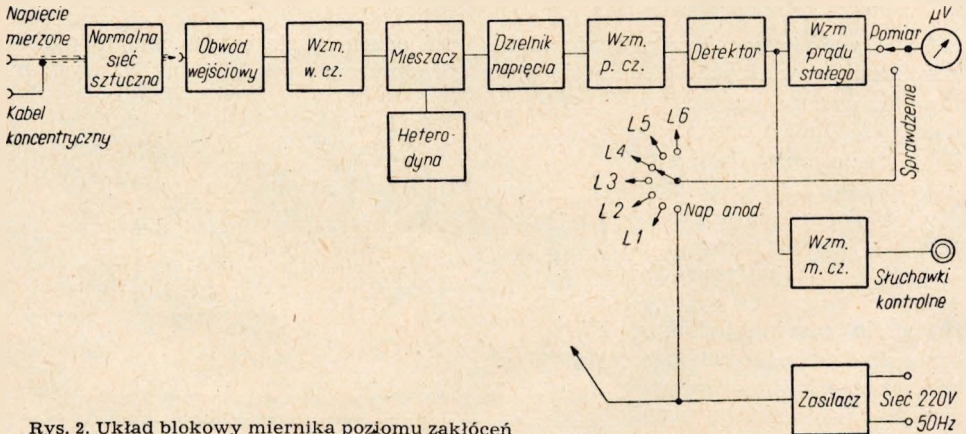
Stała czasu: stała czasu ładowania wynosi około 10 ms, stała czasu wyładowania — około 500 ms. Stała czasu wskazówki przyrządu pomiarowego jest rzędu 300 ms.

Zasilanie: z sieci prądu zmiennego 50 Hz 220 V (pobór mocy około 60 VA) lub z baterii (napięcie żarzenia 6 V, prąd żarzenia około 2 A, napięcie anodowe 120 V, prąd anodowy około 50 mA).

Przy zasilaniu z sieci napięcie anodowe jest stabilizowane.

3. UKŁAD BLOKOWY

Na rysunku 2 jest przedstawiony układ blokowy miernika. Miernik składa się z obwodu wejściowego, wzmacniacza wielkiej częstotliwości, mieszacza z filtrem częstotliwości pośredniej i heterodyną, dziesiątego dzielnika napięcia, wzmacniacza p. cz., detektora, wzmacniacza prądu stałego, pomiaru i sprawdzienia.



Rys. 2. Układ blokowy miernika poziomu zakłóceń

w drugim obwodzie tego filtra oraz ze wzmacniacza częstotliwości pośredniej. Po wzmacniaczu częstotliwości pośredniej pracuje detektor ze wzmacniaczem prądu stałego i przyrządem wskazówkowym (mikroamperomierzem) przeskalowanym w mikro-

woltach. Część napięcia wyprostowanego przez detektor doprowadza się do wzmacniacza małej częstotliwości ze słuchawkami, które służą do kontroli słuchowej.

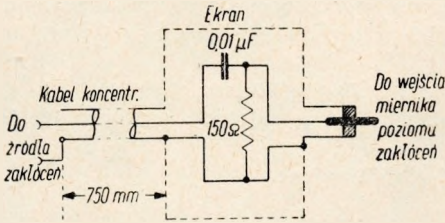
Napięcia zasilania dostarcza specjalny zasilacz sieciowy.

Do zasilania z baterii służy dodatkowy wtyk ze sznurem. Po włożeniu wtyku bateryjnego zasilacz sieciowy zostaje automatycznie odłączony.

Odpowiedni przełącznik umożliwi wykorzystanie tego samego przyrządu wskaźkowego do pomiaru napięcia anodowego, dostarczanego przez zasilacz lub baterię anodową, oraz do pomiaru prądów anodowych poszczególnych lamp.

4. SIĘĆ SZTUCZNA

Mierzone napięcie zakłóceń doprowadza się do obwodu wejściowego miernika poziomu zakłóceń za pomocą kabla koncentrycznego. Między zakończeniem kabla koncentrycznego a obwodem wejściowym miernika poziomu zakłóceń łączy się normalną sieć sztuczną (rys. 3), która daje takie same obciążenie źródła zakłóceń, jak sieć rzeczywista przyłączona do źródła zakłóceń w normalnych warunkach pracy.



Rys. 3. Układ normalnej sieci sztucznej z kablem koncentrycznym

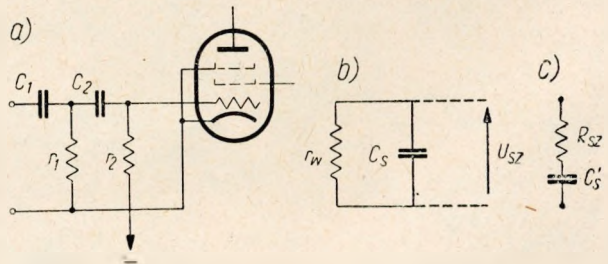
Elementy normalnej sieci sztucznej są zaekranowane. Długość ekranowanego kabla koncentrycznego łączącego normalną sieć sztuczną z badanym źródłem zakłóceń wynosi 75 cm.

W omawianym układzie (rys. 3) zastosowano oporność rzeczywistą o wartości 150Ω, która odpowiada przeciętnej wartości oporności sieci energetycznej dla składowej niesymetrycznej zakłóceń wielkiej częstotliwości [1]. Kondensator o pojemności

0,01 μF służy do oddzielenia napięcia sieci energetycznej od napięcia zakłóceń wielkiej częstotliwości.

5. UKŁAD WEJŚCIOWY

Obwód wejściowy miernika poziomu zakłóceń odznacza się bardzo małym poziomem szumów własnych. Składa się on z górnoprzepustowego filtra RC (rys. 4), który praktycznie nie obciąża badanego źródła zakłóceń w całym zakresie częstotliwości od 0,15 do 20 MHz, bowiem oporność wejściowa tego filtra dla wielkiej częstotliwości (z uwzględnieniem wpływu dynamicznej oporności wejściowej siatki pierwszej lampy) składa się z wypadkowej oporności rzeczywistej r_w oraz pojemności wejściowej siatki i całego układu C_s . Odpowiedni układ równoważny jest przedstawiony na rys. 4b.



Rys. 4. Układ wejściowy z dwustopniowym filtrem górnoprzepustowym: a) schemat zasadniczy, b) równoległy układ równoważny dla wielkiej częstotliwości, c) szeregowy układ równoważny dla wielkiej częstotliwości

Zastosowanie wielokrotnego układu RC (w danym przypadku dwukrotnego) ma na celu wyeliminowanie wpływu na miernik zakłóceń napięcia sieci energetycznej przy

jednoczesnym uzyskaniu bardzo małego poziomu szumów własnych obwodu wejściowego [3].

Napięcie sieci przenikające do obwodu siatki pierwszej lampy nie powinno przesterować tej lampy. Należy więc spełnić warunek

$$U_z < |U_{S0}|$$

gdzie U_z oznacza amplitudę napięcia o częstotliwości sieci w obwodzie siatki pierwszej lampy, a U_{S0} — początkowe ujemne napięcie siatki.

Jeżeli $U_{S0} \approx -2$ V, to przy napięciu sieci wynoszącym 220 V potrzebne jest tłumienie

$$\delta = 20 \lg \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{|U_{S0}|} = 20 \lg \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{2} = 44 \text{ dB}$$

Przy zastosowaniu pojemności $C_1 = C_2 = C = 200$ pF i oporności $r_1 = r_2 = r = 1$ M Ω , tłumienie filtru dla częstotliwości sieci 50 Hz wynosi:

$$\delta = 20 \lg \left(1 + \frac{1}{\omega^2 r^2 C^2} \right) = 20 \lg \left(1 + \frac{1}{4\pi^2 \cdot 50^2 \cdot 10^{12} \cdot 200^2 \cdot 10^{-24}} \right) = 48,1 \text{ dB}$$

Ponadto układ RC normalnej sieci sztucznej dla częstotliwości 50 Hz daje tłumienie wynoszące 66,7 dB.

Natomiast dla wielkiej częstotliwości zakresu pomiarowego tłumienie filtru jest znikomo małe. Wpływ oporności r_1 i r_2 w całym zakresie pomiarowym można pominać. Wówczas biorąc pod uwagę pojemnościowy dzielnik napięcia składający się z pojemności C_1 , C_2 oraz $C_s = 20$ pF otrzymujemy tłumienie dla wielkiej częstotliwości

$$\delta_w = 20 \lg \frac{C/2 + C_s}{C/2} = 20 \lg \frac{100 + 20}{100} = 1,6 \text{ dB}$$

a więc tłumienie obwodu wejściowego dla wielkiej częstotliwości jest nieznaczne i prawie stałe w bardzo szerokim zakresie częstotliwości. Przy najwyższych częstotliwościach zakresu (powyżej 10 MHz) występuje wpływ składowej rzeczywistej oporności wejściowej siatki, powodujący wzrost tłumienia obwodu wejściowego. W związku z tym korzystne jest zastosowanie lampy miniaturowej o dużej oporności wejściowej siatki.

6. WZMACNIACZ WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI ORAZ MIESZACZ I HETERODYNA

Wzmacniacz wielkiej częstotliwości składa się z dwóch stopni wzmocnienia z dwoma obwodami strojonymi. W celu uzyskania stałego wzmocnienia w całym zakresie częstotliwości (tj. na wszystkich podzakresach i w granicach każdego podzakresu) obwody rezonansowe strojone są silnie tłumione za pomocą równolegle załączonych oporników. Jednak mimo dużego tłumienia obwodów strojonych w. cz. selekcja dla kanałów niepożądanych jest dostatecznie duża.

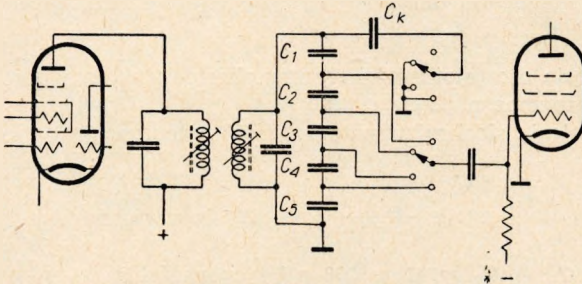
Obwody rezonansowe wzmacniacza wielkiej częstotliwości oraz obwody heterodyny są przełączane za pomocą przełącznika bębnowego. Do strojenia tych obwodów służy potrójny kondensator o zmiennej pojemności każdej sekcji 10...200 pF. Jako mieszacz zastosowano heptodę-triodę typu ECH21.

7. WZMACNIACZ CZĘSTOTLIWOŚCI POŚREDNIEJ

Wzmacniacz częstotliwości pośredniej składa się z trzech stopni wzmocnienia z lampami EF22 i zawiera 4 filtry dwuobwodowe. W obwodzie siatki pierwszego stop-

nia wzmocnienia częstotliwości pośredniej znajduje się pojemnościowy dzielnik napięcia (rys. 5), który służy do zmiany zakresów mierzonych napięć.

Dzielnik napięcia wchodzi w skład pierwszego filtra częstotliwości pośredniej



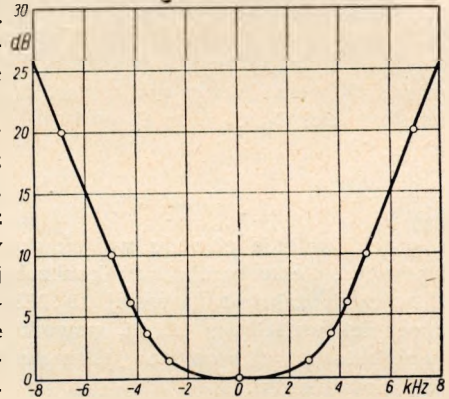
Rys. 5. Filtr częstotliwości pośredniej z dziesiętnym dzielnikiem napięcia w układzie pojemnościowym

i składa się z kondensatorów C_1, C_2, C_3, C_4 i C_5 połączonych szeregowo. Kondensator C_k kompensuje wpływ pojemności wejściowej siatki, która przy przełączaniu dzielnika napięcia mogłaby powodować rozstrojenie filtra.

Zastosowanie dzielnika napięcia na wejściu wzmacniacza częstotliwości pośredniej jest bardzo dogodnie. Przede wszystkim unika się trudności konstrukcyjnych

związanych z wykonaniem dzielnika napięcia wielkiej częstotliwości, pracującego w szerokim zakresie częstotliwości. Ponadto stosowanie dzielnika oporowego nie jest konieczne i można zastosować znacznie prostszy dzielnik pojemnościowy. Przesterowanie wzmacniacza wielkiej częstotliwości w danym zakresie mierzonych napięć nie występuje.

Wzmocnienie drugiego stopnia częstotliwości pośredniej jest regulowane ręcznie przez zmianę ujemnego napięcia siatki sterującej. Regulacja ta jest konieczna w związku z pewną nierównomiernością wzmocnienia w funkcji częstotliwości wzmacniacza wielkiej częstotliwości i stopnia przemiany. Do regulacji wzmocnienia służy potencjometr ze skalą zaopatrzoną w podziałkę. Każdej częstotliwości pomiarowej odpowiada pewna podziałka, na którą trzeba ustawić skalę potencjometru zgodnie z tabelą kalibracyjną. Skala przyrządu wskazówkowego, wykonana w mikrowoltach, jest ważna tylko przy ustawieniu potencjometru na właściwą podziałkę. Skuteczna szerokość pasma miernika poziomu zakłóceń jest określona głównie przez krzywą selektywności wzmacniacza częstotliwości pośredniej, przedstawioną na rysunku 6.



Rys. 6. Krzywa selektywności wzmacniacza częstotliwości pośredniej miernika poziomu zakłóceń

8. DETEKTOR I WZMACNIACZ PRĄDU STAŁEGO

Ostatni filtr częstotliwości pośredniej jest zakończony detektorem diodowym. Stała czasu ładowania układu detekcyjnego wynosi około 10 ms, a wyładowania około 500 ms.

Takie stałe czasu są stosowane w wielu miernikach poziomu zakłóceń (np. w miernikach radzieckich). Są one dostosowane kompromisowo do wrażliwości ucha ludzkiego na zakłócenia quasi-impulsowe oraz do możliwości konstrukcyjnych.

Napięcie wyprostowane przez układ detekcyjny służy do sterowania wzmacniacza prądu stałego (z lampą typu EF22) z mikroamperomierzem w obwodzie anodo-

wym. Wzmacniacz prądu stałego pracuje z poślizgowym napięciem ekranu, tak dobranym, iż uzyskuje się logarytmiczną skalę mikroamperomierza, podaną w mikrowoltach. Do regulacji zera skali służy odpowiedni opornik w obwodzie katody wzmacniacza.

9. WZMACNIACZ MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Do kontroli słuchowej służy wzmacniacz małej częstotliwości ze słuchawkami.

Do obwodu siatki tego wzmacniacza doprowadza się napięcie małej częstotliwości, pobierane z dodatkowego układu RC , znajdującego się w obwodzie detektora i mającego małą stałą czasu, rzędu 10^{-5} s, jak w przeciętnych odbiornikach radiofonicznych.

10. ZASILACZ

Zasilacz jest przystosowany do zasilania z sieci prądu zmiennego o napięciu 220 V, 50 Hz i zawiera stabilizator jarzeniowy napięcia anodowego. Ponadto miernik jest przystosowany do zasilania bateryjnego. Przy zasilaniu bateryjnym zasilacz sieciowy jest nieczynny. Baterie są włączane za pomocą odpowiedniego wtyku, odłączającego automatycznie zasilacz sieciowy.

11. SZUMY WŁASNE MIERNIKA

Poziom szumów własnych miernika zależy w głównej mierze od szumów obwodu wejściowego i pierwszej lampy.

W przypadku zastosowania rezonansowego obwodu wejściowego w zakresie fal długich i średnich uzyskuje się znaczny poziom szumów własnych, uniemożliwiający uzyskanie pożądanej czułości miernika. Przyczyną nadmiernych szumów własnych jest duża wartość oporności rezonansowej obwodu wejściowego.

Napięcie szumów własnych, odniesione do wejścia miernika, wyraża się wzorem

$$U_{1sz} = \frac{\sqrt{U_r^2 + U_l^2}}{\gamma}$$

gdzie U_r^2 oznacza średni kwadrat napięcia szumów cieplnych obwodu rezonansowego, U_l^2 — średni kwadrat napięcia szumów pierwszej lampy, a γ — wykorzystanie obwodu wejściowego określone stosunkiem napięcia siatki U_2 do napięcia wejściowego U_1 :

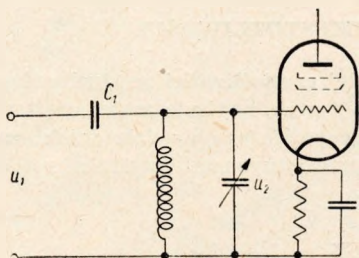
$$\gamma = \frac{U_2}{U_1}$$

Ponieważ napięcie szumów własnych, odniesione do wejścia miernika U_{1sz} , jest odwrotnie proporcjonalne do wykorzystania obwodu wejściowego γ , należy dążyć do uzyskania możliwie dużej wartości γ . Jednak w mierniku poziomu zakłóceń uzyskanie dużych wartości γ jest niemożliwe, gdyż obwód miernika powinien spełniać specjalne wymagania. Mianowicie oporność wejściowa miernika powinna być możliwie duża, aby miernik nie obciążał badanego źródła zakłóceń i aby nadawał się do różnorodnych badań laboratoryjnych. Ponadto pożądane jest możliwie równomierne wykorzystanie obwodu wejściowego na poszczególnych podzakresach oraz konieczne jest zachowanie dokładnej współbieżności obwodu wejściowego z innymi obwodami strojonymi.

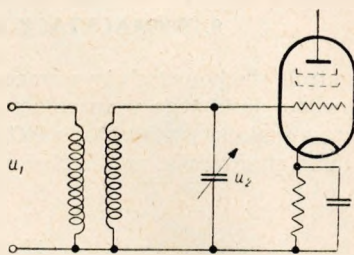
Stosując sprzężenie pojemnościowe w układzie przedstawionym na rysunku 7 uzyskuje się znaczną nierównomierność wykorzystania obwodu wejściowego. Nieco

lepsze wyniki można otrzymać stosując sprzężenie wysokoindukcyjne w układzie przedstawionym na rysunku 8.

W zakresie fal długich przy zastosowaniu obwodu rezonansowego o dobroci



Rys. 7. Rezonansowy obwód wejściowy o sprzężeniu pojemnościowym



Rys. 8. Rezonansowy obwód wejściowy o sprzężeniu indukcyjnym

$Q = 25$ układy te (rys. 7 i 8) dają wykorzystanie $\gamma \approx 1 \div 2$ V/V. W takich warunkach pracy otrzymuje się następujący poziom szumów własnych:

Jeżeli mamy np. częstotliwość $f = 200$ kHz, to oporność rezonansowa obwodu Z_r w przypadku pracy np. z pojemnością $C = 100$ pF wynosi

$$Z_r = Q \frac{1}{\omega C} = 25 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 200\,000 \Omega = 200 \text{ k}\Omega$$

Jeżeli skuteczna szerokość pasma miernika wynosi $\Delta f = 9$ kHz, to równoważne napięcie (w μV) szumów cieplnych obwodu wynosi

$$U_r = \sqrt{U_r^2} = \frac{\sqrt{Z_r \Delta f}}{8} = \frac{\sqrt{200 \cdot 9}}{8} = 5,3 \mu\text{V}$$

Przy tak dużych szumach cieplnych obwodu szumy lampowe są oczywiście do pominięcia. Przy wykorzystaniu $\gamma \approx 1$ V/V będziemy więc mieli napięcie szumów własnych odniesione do wejścia miernika

$$U_{1sz} \approx U_r = 5,3 \mu\text{V}$$

W przypadku więc pracy z rezonansowym obwodem wejściowym pomiar napięć zakłóceń w pierwszym podzakresie, tj. od 1 do 12 μV w zakresie fal długich byłby niemożliwy. W związku z tym w opracowanym mierniku zastosowano obwód wejściowy składający się z górnoprzepustowego filtra RC (rys. 4).

Napięcie równoważne szumów cieplnych oporności wypadkowej r_w obciążonej pojemnością C_s (rys. 4b) w przypadku wąskiego pasma jest równe napięciu szumów cieplnych oporności rzeczywistej równoważnego układu szeregowego (rys. 4c) [2]

$$R_{sz} = \frac{r_w}{1 + \omega_{sr}^2 C_s^2 r_w^2}$$

gdzie ω_{sr} jest pulsacją odpowiadającą środkowi pasma Δf .

Przy zastosowaniu $r_1 = r_2 = 1 \text{ M}\Omega$ mamy $r_w = 0,5 \text{ M}\Omega$. Jeżeli pojemność $C_s = 20 \text{ pF}$, to przy częstotliwości $f = 200 \text{ kHz}$ oporność rzeczywista równoważnego układu szeregowego wynosi:

$$R_{sz} = \frac{r_w}{1 + \omega_{sr}^2 C_s^2 r_w^2} \approx \frac{1}{\omega_{sr}^2 C_s^2 r_w} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 200^2 \cdot 10^6 \cdot 20^2 \cdot 10^{-24} \cdot 0,5 \cdot 10^6} = 3150\Omega = 3,15k\Omega$$

Napięcie równoważne szumów cieplnych oporności R_{sz}

$$U_{r_w} = U_{R_{sz}} = \frac{\sqrt{R_{sz} \Delta f}}{8} = \frac{\sqrt{3,15 \cdot 9}}{8} = 0,66 \mu V,$$

tj. ośmiokrotnie mniej niż przy zastosowaniu obwodu rezonansowego. W tym przypadku szumów lampowych już nie można pomijać. Jeżeli np. zastosujemy lampę z opornością równoważną szumów własnych $R_l = 1,5 k\Omega$, to napięcie równoważne szumów lampowych wyniesie

$$U_l = \frac{\sqrt{R_l \Delta f}}{8} = \frac{\sqrt{1,5 \cdot 9}}{8} = 0,46 \mu V.$$

Biorąc pod uwagę, że w danym przypadku wykorzystanie obwodu wejściowego jest mniejsze od jedności ($\gamma = 0,83$ V/V; co odpowiada wartości $-1,6$ dB), wypadkowe napięcie szumów odniesione do wejścia miernika wyniesie:

$$U_{1_{sz}} = \frac{\sqrt{U_{R_{sz}}^2 + U_l^2}}{\gamma} = \frac{\sqrt{0,66^2 + 0,46^2}}{0,83} = 0,97 \mu V,$$

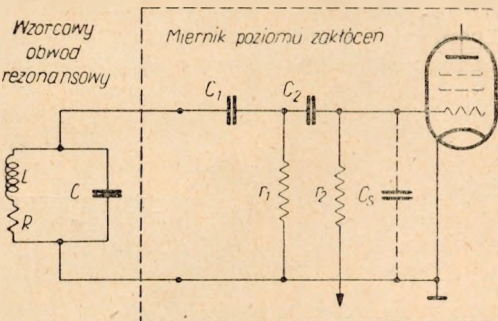
a więc w porównaniu z rezonansowym obwodem wejściowym filtr górnoprzepustowy RC w danym przypadku zapewnia $\frac{5,3}{0,97} = 5,5$ -krotnie mniejszy poziom szumów własnych.

12. SKALOWANIE MIERNIKA

Skalowanie napięciowe miernika poziomu zakłóceń zostało wykonane napięciem sinusoidalnym wielkiej częstotliwości, modulowanym amplitudowo z częstotliwością 400 Hz do głębokości $m = 80\%$. Do tego celu wykorzystano generator sygnałów wzorcowych. Mikroamperomierz miernika został zaopatrzony w odpowiednią podziałkę od 1 do 12 mikrowoltów, dostosowaną do charakterystyki wzmacniacza prądu stałego i detektora. Regulator wzmocnienia wzmacniacza częstotliwości pośredniej przeskalowano w funkcji częstotliwości utrzymując czułość miernika na stałym poziomie. Tym sposobem skorygowano nierównomierność wzmocnienia wzmacniacza wielkiej częstotliwości i mieszcza.

W czasie eksploatacji konieczna jest kontrola skalowania, które może z biegiem czasu ulegać zmianom, np. z powodu starzenia się lamp. Do tego celu zastosowano komplet wzorcowych obwodów rezonansowych, umożliwiającą kontrolę skalowania w różnych punktach poszczególnych podzakresów częstotliwości.

Metoda kontroli skalowania jest następująca: do wejścia miernika zamiast normalnej sieci sztucznej włącza się równoległy obwód rezonansowy LCR (rys. 9). Miernik poziomu zakłóceń dostraja się do częstotliwości własnej tego obwodu i uzyskuje się wychylenie mikroamperomierza



Rys. 9. Kontrola skalowania miernika poziomu zakłóceń za pomocą wzorcowego obwodu rezonansowego LCR

miernika, odpowiadające szumom cieplnym obwodu rezonansowego. Dobroć wzorcowych obwodów rezonansowych jest tak dobrana, aby wszystkie obwody dawały określone napięcie szumów, umożliwiające sprawdzenie i ewentualnie skorygowanie skalowania regulatora wzmocnienia w funkcji częstotliwości.

- Wykorzystanie napięcia szumów własnych obwodu rezonansowego do kontroli skalowania jest szczególnie dogodne w przypadku, gdy układ wejściowy miernika nie zawiera obwodu rezonansowego, lecz składa się z filtra górnoprzepustowego RC. W takim przypadku unika się dodatkowego przełącznika, który byłby konieczny przy zastosowaniu diody szumowej z rezonansowymi obwodami wejściowymi.

WYKAZ LITERATURY

1. *Lutow S. A.*: Industrialnyje pomiechi radioprijema i borba s nimi. Moskwa — Leningrad 1952.
2. *Rotkiewicz W.*: Technika odbioru radiowego. T. II. PWT, Warszawa 1954.
3. *Rotkiewicz W.*: Wielokrotny filtr górnoprzepustowy RC jako obwód wejściowy woltomierza selektywnego wielkiej częstotliwości. Prace Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji w Warszawie. Zeszyt 13/14, 1954, str. 76.
4. *Treter A.*: Miernik poziomu zakłóceń. — Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej. Zeszyt 6, 1955, str. 83.

В. Роткевич

АППАРАТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ ПОМЕХ

Резюме

Автор описывает новый тип аппарата для измерения уровня помех. Указаны характерные свойства этого аппарата и описана его блок-схема, а также и отдельные его части. Обсуждена проблема внутренних шумов связанная с применением новой схемы для входного контура с очень низким уровнем внутренних шумов. Контур этот состоит из многократного фильтра верхних частот типа RC. Кроме того оговорен метод контроля градуирования аппарата для измерения напряжений при помощи эталонного резонансового контура LCR.

W. Rotkiewicz

NOISE LEVEL METER

Summary

The paper describes a new type of noise level meter and its characteristic properties. The block diagram of this meter as well as its separate stages are discussed. The problem of internal noise joint with the adaptation of a new system of input circuit having a very low level of internal noise is also discussed. This circuit contains a multiple high pass filter of the type RC. Moreover a method of control of the calibration of a tension meter by means of a standard resonant circuit LCR is described.

W. Rotkiewicz

APPAREIL DE MESURE DU NIVEAU DES PERTURBATIONS

Résumé

L'auteur donne la description d'un nouveau type d'appareil pour mesure du niveau des perturbations et des particularités caractéristiques de cet appareil. On discute le schéma synoptique et ses étages particuliers. Le problème de bruit de fond, lié avec l'adaptation d'un nouveau circuit d'entrée, ayant un très bas niveau de bruit interne est aussi discuté. Ce circuit contient un filtre multiple passe-haut type RC. En outre, l'auteur considère la méthode du contrôle de l'étalonnage de l'appareil pour mesure de tension à l'aide des circuits résonants LCR étalonnés.

W. Rotkiewicz

STÖRPEGELMESSER

Zusammenfassung

Der Aufsatz beschreibt einen neuartigen Störpegelmesser, gibt seine Besonderheiten an und beschreibt die Prinzipanordnung sowie die einzelnen Stufen. Es wird die Frage des Eigenrauschens in Zusammenhang mit der zur Anwendung gekommenen neuen, sehr rauscharmen Schaltung des Eingangskreises erörtert, der aus einem Mehrfach-RC-Hochpass besteht. Beschrieben wird ausserdem das Verfahren zur Nachprüfung der Spannungseichung des Messgerätes mittels Eich-LCR-Resonanzkreisen.

S T E F A N B O R O W S K I , S Y L W E S T E R J A R K O W S K I , S T E F A N M A N C Z A R S K I

**OGRANICZENIA PARAMETRÓW ANTEN KIERUNKOWYCH
W RADIOKOMUNIKACJI JONOSFERYCZNEJ I TROPOSFERYCZNEJ**

Rękopis dostarczono do IŁ 7. 9. 1955

W artykule omówiono podstawowe parametry anten kierunkowych, stosowanych w radiokomunikacji jonosferycznej i troposferycznej, z punktu widzenia propagacji; w rozważaniach nie wzięto pod uwagę mechanicznego wykonania konstrukcji wsporczej anten w celu uniknięcia wibracji. Własności kierunkowe anten są całkowicie określone przez zysk kierunkowy. Wartość tego zysku zależy od przestrzennej charakterystyki promieniowania danej anteny. Używane w radiokomunikacji anteny kierunkowe nie mogą mieć w praktyce zysku nieograniczenie wielkiego. Artykuł rozważa czynniki, które wywierają decydujący wpływ na konieczność ograniczenia tego zysku. Dla anten krótkofalowych szerokość użyteczna wiązki głównej jest ograniczona w płaszczyźnie poziomej zbaczaniem fali od kierunku ortodromy na skutek zmiennych nachyleń stropu jonosferycznego, w płaszczyźnie zaś pionowej — zmiennością kąta przychodzenia fal odbitych od jonosfery.

Charakterystyka promieniowania anten ultrakrótkofalowych również nie może być zbyt ostra, zwłaszcza w płaszczyźnie pionowej, ze względu na zmienność toru, po jakim przebiega fala w troposferze. Na podstawie zestawienia danych, opartych na różnych pomiarach, artykuł formułuje ograniczenia co do podstawowych parametrów omawianych anten kierunkowych. Na zakończenie, ze względu na rozbieżności niektórych danych spotykanych w literaturze technicznej, stawia się następujący wniosek: byłoby wskazane opracowanie przez C. C. I. R. ramowych wytycznych co do wyboru podstawowych parametrów anten kierunkowych stosowanych w radiokomunikacji zarówno jonosferycznej, jak i troposferycznej.

1. WSTĘP

W artykule zostaną omówione podstawowe (z punktu widzenia propagacji) parametry anten kierunkowych, stosowanych w radiokomunikacji jonosferycznej i troposferycznej.

Właściwości kierunkowego działania anten są określane przez tzw. zysk kierunkowy. Wartość tego zysku zależy od przestrzennej charakterystyki danej anteny.

Dla anten krótkofalowych rozwartość użyteczna wiązki głównej jest ograniczona w płaszczyźnie poziomej zbaczaniem fali od kierunku ortodromy na skutek zmiennych nachyleń stropu jonosferycznego, w płaszczyźnie zaś pionowej — zmiennością kąta przychodzenia fal odbitych od jonosfery.

Charakterystyka promieniowania anten krótkofalowych nie może być również zbyt ostra, zwłaszcza w płaszczyźnie pionowej, ze względu na zmienność toru, po jakim przebiega fala w jonosferze.

Z tego wynika, że anteny używane w radiokomunikacji nie mogą mieć w praktyce zysku nieograniczenie wielkiego.

W celu ustalenia najkorzystniejszych podstawowych parametrów anten ultrakrótkofalowych zebrano szereg danych pomiarowych, na podstawie których określono maksymalne dopuszczalne wartości zysku kierunkowego dla anten jonosferycznych i troposferycznych.

2. ANTENY JONOSFERYCZNE [2]

Dla anten krótkofalowych rozwartość użyteczna wiązki głównej jest ograniczona w płaszczyźnie poziomej zbaczaniem fali od kierunku ortodromy na skutek zmiennych nachyleń stropu jonosferycznego, w płaszczyźnie zaś pionowej — zmiennością kąta przychodzenia fal odbitych od jonosfery. Dane pomiarowe kątów przychodzenia fal są podane w załączniku 1.

W załączniku 2 zestawiono wnioski wyciągnięte przez różnych autorów odnośnie do kątów przychodzenia fal krótkich jonosferycznych.

Z doświadczenia wynika, że w wielu przypadkach kąt przychodzenia fali nie równa się kątowi, pod którym fala została wypromieniowana. Okoliczność ta ma ważne praktyczne znaczenie, gdyż stąd można wyciągnąć wniosek, że nie możemy budować anteny kierunkowej o dowolnie wąskiej charakterystyce według zadanego kąta promieniowania.

Przyczyny opisywanego zjawiska są następujące:

1. Pułap jonosfery ulega okresowym wahaniom w sensie niewielkich nachyleń; wyrazem tego są fale Lamba [14]. Zmiany kąta nachylenia pułapu jonosfery dochodzą przy częstotliwościach 6—15 MHz na odległościach od 90 km do 5000 km do wartości $\pm 4^\circ$ w odniesieniu do poziomu (średnie standardowe odchylenie) [17], [18], [19]. Dane te wzięto z obserwacji radionamiarów. Wynika stąd, że kąt przychodzenia może przy pojedynczym odbiciu od jonosfery zmieniać się o kąt podwójny, czyli $\pm 8^\circ$.

2. Drugą przyczyną zmiany kąta przychodzenia fali jonosferycznej jest ta okoliczność, że fala odbita od jonosfery przestaje być falą spolaryzowaną liniowo, a staje się falą, ogólnie biorąc, spolaryzowaną eliptycznie, przy czym fala ta jest rozszczepiona na dwie składowe: zwyczajną i nadzwyczajną. Największą rolę gra w radiokomunikacji fala zwyczajna. Jeśli przyjmiemy dla uproszczenia, że trafiająca na ziemię po odbiciu od jonosfery fala jest spolaryzowana kołowo, to możemy ją rozpatrywać jako dwie fale spolaryzowane liniowo, jedna w płaszczyźnie poziomej, a druga w płaszczyźnie pionowej. Fala spolaryzowana pionowo słabo odbija się od ziemi w pobliżu tzw. kąta pseudo-Brewstera. Kąt pseudo-Brewstera Δ_{pB} wyraża się znanym wzorem

$$\sin \Delta_{pB} = \sqrt{\frac{\varepsilon - 1 + \sqrt{(x^2 + \varepsilon^2)^2 (\varepsilon - 1)^2 + x^2 [(x^2 + \varepsilon^2)^2 - 1]}}{(x^2 + \varepsilon^2)^2 - 1}}$$

gdzie:

- ε — stała dielektryczna ziemi,
- σ — przewodność ziemi w S/m,
- $x = 60 \sigma \lambda$,
- λ — długość fali w metrach.

W szczególnych przypadkach:

- a. gdy $x \gg \varepsilon$, $\sin \Delta_{pB} \approx \frac{1}{\sqrt{x}}$;

$$\text{b. gdy } x \ll \varepsilon, \sin \Delta_{pB} \approx \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon}}.$$

W przypadku ogólnym moduł współczynnika odbicia od ziemi wyraża się wzorem:

$$r_{pB} = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{8} + \frac{b_1}{4} - \frac{b_2}{2} \right)$$

gdzie

$$\operatorname{tg} b_1 = \frac{\varepsilon - \cos^2 \Delta_{pB}}{x}$$

$$\operatorname{tg} b_2 = \frac{\varepsilon}{x}$$

Dla dużego x

$$r_{pB} \approx \operatorname{tg} \frac{\pi}{8} = \operatorname{tg} 22^\circ 30' = 0,415.$$

Dla przeciętnej gleby o parametrach

$$\sigma = 0,01 \frac{S}{m} \quad \text{i } \varepsilon = 4$$

otrzymuje się:

$$\text{a. dla fali } \lambda = 100 \text{ m,} \quad \Delta_{pB} \approx 7^\circ 24';$$

$$\text{b. dla fali } \lambda = 40 \text{ m,} \quad \Delta_{pB} \approx 11^\circ 42'.$$

Kąt pseudo-Brewstera może być odczytany również z wykresu (patrz np. załącznik 3), gdzie odpowiada on wierzchołkom linii falistych.

Jak z tego wynika, składowa spolaryzowana pionowo może być przy pewnych kątach w znacznym stopniu wygaszana. Zmienia to charakterystykę promieniowania wiązki odbitej od ziemi, czemu sprzyja zjawisko rozpraszania fal przez ziemię.

Jeśli chodzi o wahania wiązki głównej w płaszczyźnie poziomej, to jak wykazuje doświadczenie, wahania te wynoszą często $\pm 4^\circ$ od kierunku wielkiego koła [3], [13], [17]. Spowodowane to jest wahaniami nachylenia pułapu jonosfery.

Na podstawie powyższych danych oraz uwzględniając wyniki przedstawione w załączniku 1 możemy przyjąć, że główna wiązka anteny kierunkowej (nie w układzie specjalnym, jak np. MUSA) powinna mieć rozwartość użyteczną rzędu 8° w płaszczyźnie poziomej oraz rzędu 25° ($30^\circ - 5^\circ$) w płaszczyźnie pionowej [3] — [5], [7] — [10], [15], [20], [21].

Pozwala to na obliczenie w sposób przybliżony kąta bryłowego wiązki głównej, który wyraża się liczbą

$$\omega = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{8^\circ \cdot 25^\circ}{57,3^2} \approx 0,048 \text{ rd}^2$$

gdzie $\frac{\pi}{4}$ — współczynnik uwzględniający eliptyczny przekrój wiązki głównej.

Wobec tego zysk kierunkowy anteny względem anteny izotropowej w wolnej przestrzeni wyniesie w przybliżeniu

$$G = \frac{4\pi}{0,048} \approx 260$$

Tak więc ze względu na wahania wiązki maksymalny zysk anteny kierunkowej, przeznaczonej do pracy na falach krótkich, wynosi około 260.

Względem dipola półfalowego w wolnej przestrzeni zysk ten wyniósłby

$$g = \frac{G}{1,64} = \frac{260}{1,64} \approx 160$$

3. ANTENY TROPOSFERYCZNE

Charakterystyki kierunkowe anten troposferycznych nie mogą być również zbyt ostre, zwłaszcza w płaszczyźnie pionowej, ze względu na zmienność toru, po jakim przebiega fala troposferyczna.

Jeśli chodzi o propagację troposferyczną, to zmiany kąta przychodzenia fali są wynikiem głównie refrakcji troposferycznej. Zmiany kąta przychodzenia fal troposferycznych są jednak zupełnie innego rzędu niż w przypadku fal jonosferycznych i rzadko przekraczają mały ułamek stopnia.

Pomiarom kątów przychodzenia fal troposferycznych przyświecają dwa czysto praktyczne cele, a mianowicie:

1. Na jaki największy zysk można projektować antenę mikrofalową, która nie powodowałaby na trasie przekątnikowej zaników przez fluktuację kątów przychodzenia, porównywalną z szerokością wiązki anteny.

2. Na jaką największą kątową dokładność nastawienia anteny można liczyć przy uwzględnieniu nieuniknionych fluktuacji kątów przychodzenia fali troposferycznej.

Posiadany materiał pomiarowy wskazuje, że należy rozróżnić odległości stosunkowo niewielkie, do 40 km, i odległości stosunkowo duże, do 100 km i więcej. Najbogatszy materiał pomiarowy posiadamy odnośnie do niewielkich zasięgów.

W tym właśnie zakresie pomiary poziomego i pionowego kąta przychodzenia były najczęściej przeprowadzane na trasach o długości około 20 km i 40 km przy użyciu fali o długości 3,2 cm [23], [24].

Dla trasy o długości 20 km stwierdzono bardzo małe odchylenia kąta przychodzenia w płaszczyźnie poziomej, które nie przekraczały przeważnie $\pm 0,03^\circ$. Zmiany kąta pionowego były na ogół większe.

Dla trasy 20 km i fal o długościach 3,2 cm i 1,25 cm inne pomiary dały następujące wyniki [5]:

1. Odchylenia kąta przychodzenia fali w płaszczyźnie poziomej nie przekraczały $\pm 0,03^\circ$.

2. Odchylenia w płaszczyźnie pionowej zawierały się w granicach od $\pm 0,04^\circ$ do $\pm 0,11^\circ$ w stosunku do linii widzialności na obu długościach fal.

Jeśli chodzi o pomiary kąta przychodzenia fal troposferycznych na większych odległościach, to należy wspomnieć o pracy w tej dziedzinie doc. S. Jarkowskiego. Mianowicie obserwował on na trasie nadmorskiej o długości 100 km na falach rzędu 3 cm i 9 cm wahania kąta przychodzenia w płaszczyźnie pionowej do $\pm 0,3^\circ$.

Należy zauważyć, że przeprowadzone dla porównania na tej samej trasie badania przy pomocy reflektora świetlnego wykazały odchylenie wiązki świetlnej nieco większe, dochodzące do $\pm 0,5^\circ$.

Wracając do doświadczeń z falami troposferycznymi należy stwierdzić, że wahania kąta przychodzenia w płaszczyźnie poziomej były mniejsze niż w pionowej i wynosiły do $\pm 0,05^\circ$. Jednakże z powodu braku w literaturze innych danych, uzyskanych w innych warunkach terenowych, nie jesteśmy w stanie wyrobić sobie dziś ostatecznego poglądu na wartość omawianych kątów.

Na podstawie powyższego możemy stwierdzić, że dotychczasowe wyniki pozwalają na dość pewne określenie maksymalnego dopuszczalnego zysku anten dla radiokomunikacji troposferycznej jedynie na trasach nie przekraczających około 40 km.

Dla tras dłuższych brak jest danych doświadczalnych co do odchyień kątów przychodzenia fali zarówno w płaszczyźnie poziomej, jak i pionowej w różnych warunkach lądowych i morskich. Uniemożliwia to na razie miarodajną ocenę maksymalnego zysku anten dla fal troposferycznych przeznaczonych do pracy na dłuższych trasach.

Na zakończenie przeprowadzimy orientacyjne obliczenie maksymalnego dopuszczalnego zysku anten mikrofalowych na małe odległości ze względu na warunki kąta przychodzenia fali.

Stosując wzory jak dla anten jonosferycznych, otrzymamy dla kątów użytecznych rozwartości wiązki głównej, a mianowicie $0,06^\circ$ (w płaszczyźnie poziomej) i $0,22^\circ$ (w płaszczyźnie pionowej)

$$\omega = 3,17 \cdot 10^{-6} \text{ rd}^2$$

Wobec tego zysk kierunkowy anteny względem anteny izotropowej w wolnej przestrzeni wyniesie maksymalnie

$$G \approx 4 \cdot 10^6 \text{ (co odpowiada ok. 66 dB)}$$

Jak widać, możliwości teoretyczne zysku kierunkowego anten troposferycznych są znacznie większe niż anten jonosferycznych.

Dla ilustracji, że anteny o zysku podobnego rzędu mogą być już realnie budowane podaje się następujący przykład.

Stosowana do celów radioastronomii antena paraboliczna o największym znanym dziś zysku [11] ma reflektor o średnicy 50 stóp (około 15 m). Antena ta pracuje przy długości fali $\lambda = 8 \text{ mm}$. Orientacyjny zysk kierunkowy takiej anteny jest zatem rzędu

$$G = 4\pi \frac{0,7 \cdot S}{\lambda^2} = 4\pi \frac{0,7 \cdot \pi \cdot 750^2}{0,8^2} \approx 25 \cdot 10^6,$$

gdzie S — powierzchnia anteny kierunkowej.

Jak widać, osiągnięty w radioastronomii rezultat przekracza teoretyczne możliwości zysku przy propagacji wzdłuż powierzchni ziemi. Objaśnić to można rodzajem badań anten radioastronomicznych, biorąc jeszcze pod uwagę mniejszą refrakcję, jaka zachodzi przy obserwacjach astronomicznych, które odbywają się na ogół przy większych kątach elewacji.

Reasumując otrzymane wyniki, należy stwierdzić, że brak nam jeszcze miarodajnych danych pomiarowych dotyczących radiokomunikacji troposferycznej na większe odległości.

4. WNIOSKI

W literaturze technicznej spotyka się duże rozbieżności odnośnie do wyników pomiarów kąta przychodzenia fal krótkich podawanych przez różnych autorów. Wnioski wynikające z tych pomiarów są zestawione w załączniku 2.

Wobec istnienia znacznych rozbieżności byłoby wskazane opracowanie przez C.C.I.R. ramowych wytycznych co do wyboru podstawowych parametrów anten kierunkowych stosowanych w radiokomunikacji zarówno jonosferycznej, jak i troposferycznej.

Załącznik 1

**DANE POMIAROWE ODNOŚNIE KĄTÓW PRZYCHODZENIA FAL
KRÓTKICH JONOSFERYCZNYCH**

Źródło	Data badania	Trasa i jej długość	Częstotliwość w MHz	Kąty w stopniach	Uwagi
C.C.I.R. Doc. 143—E Londyn 1953 [4]	Okres 5 lat	Japonia — San Francisco ok. 10.000 km	7,715	21	Podano kąty średnie Kąty te są większe od obliczonych teoretycznie o 10° do 20°
	Zima			26	
	Wiosna		9,94	21	
	Lato		13,72	16	
	Jesień			17	
Zima		16			
	Wiosna		18,00	12	
Friis, Feldman i Sharpless [7]		Halifax—Holmdell ok. 1030 km	6,11	25 i 42	Podano kąty średnie
		Rugby—Holmdell ok. 5050 km	9,02 9,51 13,5	25 i 32 15 i 22—36 8,5 i 20,5	
Walmsley (RRS Slough) [5]	1932 r. Listopad Dzień	Anglia—USA ok. 5050 km	14,45	ok. 11	Odbiór w Ameryce
				ok. 14 i 15	Odbiór w Anglii
RRS. Slough [5]	Grudzień 1932 r.— —kwiecień 1933 r. od południa do zachodu	Anglia—USA i Kanada o k. 5050 km	14,59	15—18	
			14,42		
	1939 r. Lato		13,39 13,285		
	Godz. 12—21 Godz. 21— 1			14 8	
RRS Slough, General Post Office [5]	1933 r. i 1934 r. Zima	Anglia — USA i Kanada ok. 5050 km	9,87	12	Podano kąty średnie
	Godz. 20—23 „ 20—23		9,17	12	

Załącznik 1 (cd.)

Źródło	Data badania	Trasa i jej długość	Częstotliwość w MHz	Kąty w stopniach	Uwagi
RRS Slough, General Post Office [5]	Godz. 23-0	Anglia—USA i Kanada ok. 5050 km	6,755	15	Podano kąty średnie
	„ 0-3		5,078	24,5	
	„ 19-22		9,332	12	
	„ 23-0		4,905	25	
RRS Slough, General Post Office [5]	1933 r.	Anglia — Ameryka Północna ok. 5050 km	14,42	9 i 12	Podano kąty średnie
	Listopad Lato			15	
	31.3.1935r. — 6.10.1935r. Godz. 20-23			9,34	
Cable and Wireless, RCA [5]	1936 r. i 1937 r.	Anglia — USA ok. 5050 km	13-15	8-25	Średnio 13°
			8	8-30	Średnio 13°
Glöckner i Messerschmidt [8]	1938 r. Godz. 0-5 Czas przejściowy Dzień	Niemcy — Ameryka Południowa 4450 km 6660 km 7400 km	8,1-9,1	10, 16, 25 16, 22, 25 14, 18, 23	
			13,8-14,8		
			17-20		
Bray, Merriman Lowry (General Post Office, Bell Telephone and American Telephone and Telegraph Co.) [5]	1938 r. Sierpień Godz. 19.20 — 20.00	Anglia — USA ok. 5050 km	18,34	7,75 i 19	Kąty średnie
	1939 r. Marzec Godz. 1.56 — 2.15		9,17	12, 27, 36	

Załącznik 1 (cd.)

Źródło	Data badania	Trasa i jej długość	Częstotliwość w MHz	Kąty w stopniach	Uwagi
E. Schlützlöffel i G. Vogt [21]	1939 r. 5. 1.	Niemcy — Ame- ryka Północna ok. 6000 km	17,78	22,4 — 23,8 10 — 12 7,4 — 10 22 — 23,8	Najczęst- sze
	11. 1.			15,33	24 — 26 6 — 10
	24. 1. Godz. 19.05		9,4 — 10,4 10,4 — 12,6 14,6 — 15,9 24 — 26		Najczęst- sze Niekiedy
	25. 1. Godz. 18 — 20 Od godz. 20.30		7,4 — 8,6		
	13. 2. Godz. 21.40		8,4 — 10,4 11,2 — 12,6 14,6 — 16 25,4 — 26		
J. Grosskopf i K. Vogt [9]	8. 10. 1940 r. Godz. 15 — 17.30	Berlin — Moskwa ok. 1520 km	12,11	20 — 25	
	16. 10. 1940 r. Godz. 17 — 20				
	12. 10. 1940 r.		9,51	20 — 25	
	9. 10 i 15. 10 1940 r. Godz. 19 — 22.30	Berlin—Daventry ok. 1020 km	9,75	28 — 33	
	23. 10 i 24. 10 1940 r. Godz. 21 — 21.30				
Bray (General Post Office) [5]	1942 r. i 1943 r. Lato: Godz. 8 — 24 — 3 Ok. godz. 20	Lawrancevill (Am. Pn.)—Anglia ok. 5050 km	14,59	5 — 10 2 — 4	

Załącznik 1 (cd.)

Źródło	Data badania	Trasa i jej długość	Częstotliwość w MHz	Kąty w stopniach	Uwagi		
Bray (General Post Office) [5]	Zima: Godz. 13—21	Lawrancevill (Am. Pn.)—Anglia ok. 5050 km	14,59	3—9			
	Lato: Noc Godz. 10		9,87	ok. 10 23	Maks. na- tężenie po- ła przy 10° w lecie. W zimie maks. nat. poła przy 10° ÷ 15°		
	Zima			10—15 6—8			
	Lato: Noc		7,55	ok. 10—29	Uwaga jak wyżej		
	Zima: Noc			5—7	Trasa w ciemności		
Lato: Godz. 3—9 Zima: Godz. 21—10		5,08	15—20—34 12 i 20				
Budde [3]	1943—1945 r. Grudzień Godz. 12—16	Dania—Niemcy ok. 1500 km	9,83	31,5—38,5			
	Godz. 8—18			36—44,5 14,5—39,5 15,5—40			
Neyer [15]	1944 r.	Niemcy—Ameryka Północna ok. 6000 km			Dokład- ność po- miarów ± 5° (prze- suniecie fazy)		
	Kwiecień Godz. 23—6				7,82	10—35	Najczęst- sze kąty 25° ÷ 30°
	Godz. 13—24				15,27	2—25	Najczęst- sze kąty 10°

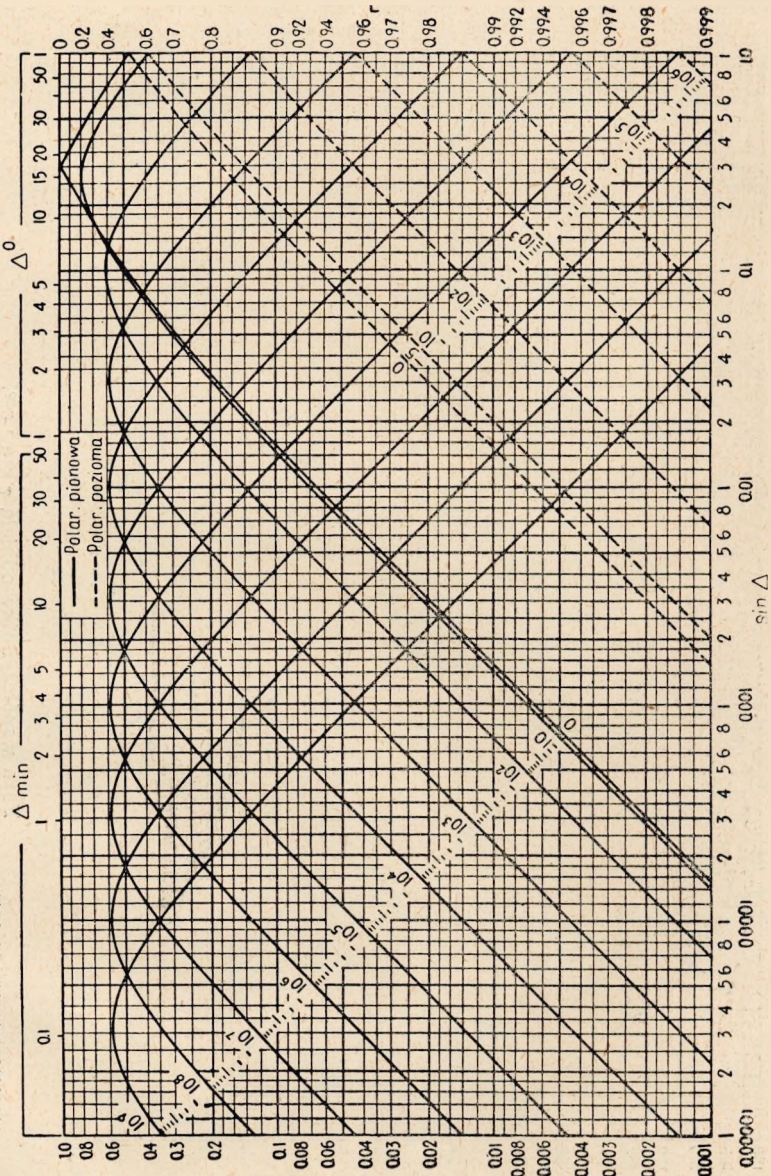
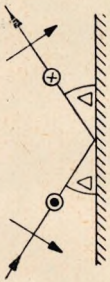
Załącznik 1 (cd.)

Źródło	Data badania	Trasa i jej długość	Częstotliwość w MHz	Kąty w stopniach	Uwagi
Neyer [15]	Lipiec Godz. 23—6	Niemcy—Ameryka Północna ok. 6000 km	7,575	5—35	Najczęstsze kąty 25° ÷ 30°
	Godz. 13—1		15,27	2—23	Najczęstsze kąty ok. 10°
Hallborg i Goldman [10]	1945 r. Zima: Noc	Nowy Jork — San Francisco ok. 4150 km		8,4/11,6 — — 12,8/20	
	Dzień			6,8/10,6 — — 12,8/18,6	
	Jesień i wiosna				
	Noc			7,6/11,6 — — 14/20	
	Dzień			14,8/23,2 — — 8,0/13,7	
	Lato Noc			7,2/14 — — 13/23,6	
Dzień	8,7/20 — — 14/30,4				
Ross, Bramley i Ashwell [20]	27. 9. 1948 r. Godz. 13—16	ok. 695 km	8,78	34 — 41 średnio 37	Dokładność pomiaru przy małych kątach, np. przy 10° ± 7°; dla dużych kątów, np. 40°, dokładność ± 0,40°

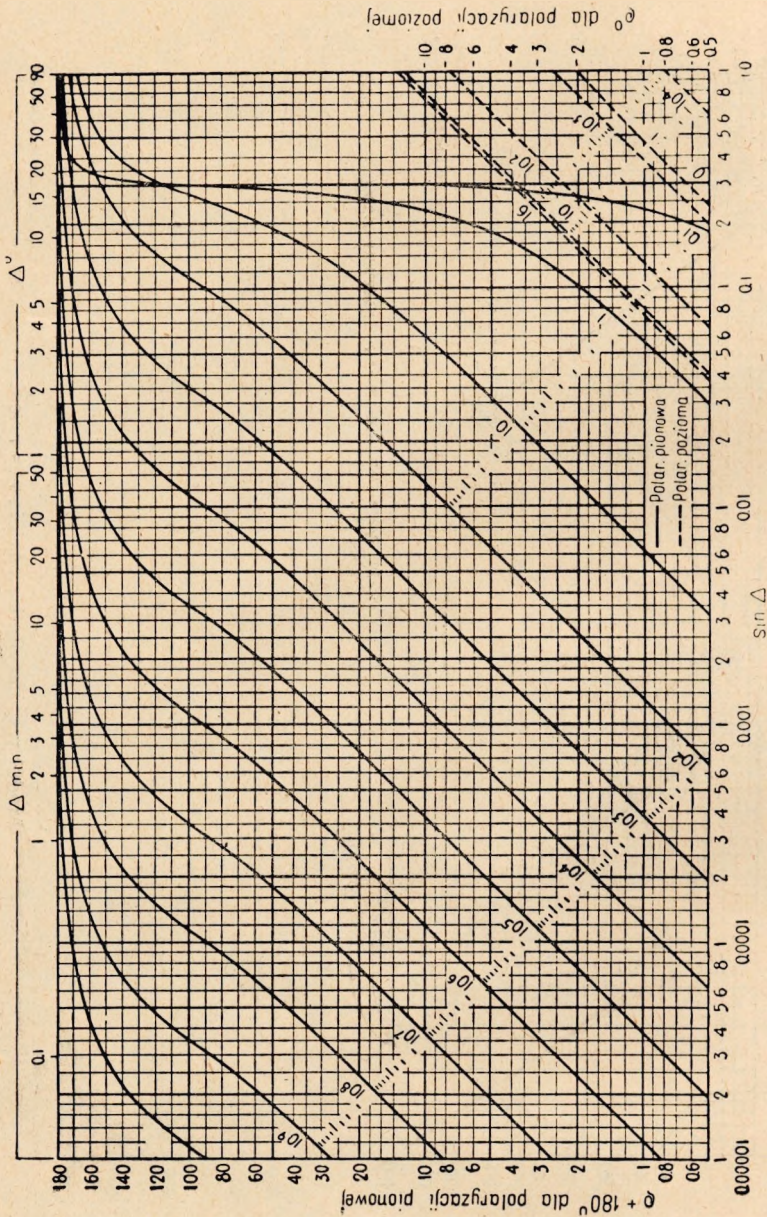
**ZESTAWIENIE WNIOSKÓW WYCIĄGNIĘTYCH PRZEZ RÓŻNYCH AUTORÓW,
DOTYCZĄCYCH KĄTÓW PRZYCHODZENIA FAL KRÓTKICH JONOSFERYCZ-
NYCH [2]**

1. Często występują kąty ok. 20° ; kąty te są większe od teoretycznie przewidywanych [21].
2. Kąty średnie na trasie Japonia — Ameryka Północna są większe o ok. 10° do 20° od przewidywanych [4].
3. Przy kątach mniejszych obserwowano odbiór słabszy [12].
4. Kąty przychodzenia fali są niezależne od odległości [22].
5. Kąty przychodzenia fali są niezależne od częstotliwości [25].
6. Kąty przychodzenia fali są zależne od częstotliwości [1], [15].
7. Kąty przychodzenia zależą od kierunku padania fali [1].
8. Kąty przychodzenia zależą od pory dnia i roku:
Kąty dzienne są wyższe niż nocne [10].
Kąty nocne są wyższe od dziennych [15].
Kąty dzienne letnie są wyższe niż zimowe [10].
Kąty nocne letnie i zimowe są podobne [10].
9. Kąty przychodzenia są zależne dla częstotliwości wyższych od 6 MHz od cyklu słonecznego; im większa liczba Wolfa, tym wyższe są te kąty [16].
10. Dolna granica kątów przychodzenia wynosi ok. 5° ; przy niższych kątach występuje na ogół silna absorpcja promieniowania w pobliżu anten nadawczych i odbiorczych [25].
11. Obserwacje sezonowe wahań kątów przychodzenia fali doprowadziły do zarzucenia anten o zbyt ostrych charakterystykach pionowych [1].

WSPÓŁCZYNNIK ODBICIA OD ZIEMI $\hat{r} = r e^{j\alpha}$
 Wg Termana — Radio Engineers Handbook, 1943.



Moduł współczynnika odbicia $\hat{r} = r \cdot e^{j\alpha}$



Faza współczynnika odbicia $\tilde{r} = r \cdot e^{j\theta}$

$\epsilon_0 = \epsilon - jx$, gdzie $\epsilon = 10$

$x = 18 \cdot 10^{14} \frac{\sigma_{\text{cgs}} \cdot \text{cm}}{f \text{ MHz}} = 1.8 \cdot 10^4 \frac{\sigma_{\text{S/m}}}{f \text{ MHz}} = 60 \frac{\sigma_{\text{S/m}} \lambda_m}{f \text{ MHz}}$

WYKAZ LITERATURY

1. *Beckman B.*: Unterschiedliche Übertragungsbedingungen auf einer Nordamerika und Südamerika Funklinie. — Bericht des Funkwetterdienstes vom 5. 6. 1951, Fernmeldetechn. Zentralamt Darmstadt.
2. *Borowski S.*: Kąty przychodzenia fal jonosferycznych. — Referat wewnętrzny Instytutu Łączności, 1955.
3. *Budde W.*: Schwankungen der Ausfallswinkel von Ionosphärenwellen. — Archiv der elektrischen Übertragung, Nr 12 (1950), s. 509—516.
4. C.C.I.R. Doc. 143-E, London, 1953.
5. C.C.I.R. Doc. 175-E, London, 1953.
6. *Crawford A., Sharpless W.*: Further observations of the angle of arrival of micro-waves. — PIRE, v. 34 (1946), s. 845.
7. *Friis H., Feldman C. B., Sharpless W.*: The determination of the direction of arrival of short radio waves. — PIRE, v. 22 (1934), s. 47—48.
8. *Glöckner, Messerschmidt*: Untersuchung eines Verfahrens zur drahtlosen Abstandsmessung für Luftfahrzeuge. — Deutsche Luftfahrtforschung, Forsch. — Ber.
9. *Grosskopf J., Vogt K.*: Einfallswinkelmessungen im Kurzwellenbereich. — TFT, t. 30 (1941), s. 19.
10. *Hallborg H. E., Goldman S.*: Radiation angle variations from ionosphere measurement. — RCA Review, 8 (1947), s. 342—351.
11. *Holzschuh D. L.*: The N.R.L. Precision "Big Dish" Antenna. — PIRE, v. 43, Nr 3, March, 1955, s. 354.
12. *Kotowski P., Schüttlöffel S., Vogt G.*: Kurzwellenanlagen mit steuerbarer Richtcharakteristik und ihre Anwendung zur Messung von Einfallswinkeln. — Archiv der elektrischen Übertragung 4 (1950), s. 247—254, s. 325—330.
13. *Kronjäger W., Vogt K.*: Über die azimutalen Schwankungen des Einfallswinkels bei Kurzwellenübertragungswegen. — NTZ, z. 10, Oktober 1955, s. 537—540.
14. *Martyn D. F.* — Proc. Roy. Soc., v. 201, s. 216 (1950).
15. *Neyer H.*: Einfallswinkel nordamerikanischer Kurzwellensender. — Elektrotechnik und Maschinenbau (E. u. M.) 1952, t. 69, z. 19, s. 444—447.
16. *Neyer H., Rawer K.*: Veränderungen des Einfallswinkels der Kurzwellen im Transatlantikverkehr unter dem Einfluss des Sonnenfleckenzyklus. — Archiv der elektrischen Übertragung, 5 (1951), s. 215—218.
17. *Ross W.*: Lateral deviation of radio waves reflected at the ionosphere: Dep. scientific and industrial research, Radio Research Special Report 19, London 1949.
18. *Ross W., Bramley E. N.*: Nature, v. 164, s. 355 (1949).
19. *Ross W., Bramley E. N.*: Nature, v. 159, s. 132 (1947).
20. *Ross W., Bramley E. N., Ashwell G. E.*: A phase-comparison method of measuring the direction of arrival of ionospheric radio waves. — PIRE, v. 98, Nr 54, cz. III, July 1951.
21. *Schlüttlöffel E., Vogt G.*: Der Einfallswinkel der Kurzwellenstrahlung im Überseeverkehr - VDE - Fachberichte 11 (1939).
22. *Schmidt O. v., Hess H. A., Schultze G.*: Indirekte Zeichen und Erdumläufe. — Deutsche Luftfahrtforschung, Forsch. — Ber. Nr 1898 (1943); Untersuchungen und Mitteilungen Nr 789 (1944).

23. *Sharpless W.*: Measurement of the angle of arrival of microwaves. — PIRE, v. 34 (1946), s. 837.
24. *Straiton A., Gerhardt J.*: Results of horizontal microwave angle — of arrival measurements. — PIRE, v. 36 (1948), s. 916.
25. *Vogt K.*: Einfallswinkelmessungen im Kurzwellenbereich. — FTZ, 1953, z. 11, s. 537—539.
26. *Alpert J. L., Ginzburg W. L., Feinberg E. L.*: Rasprostranjenje radiowohn. — Moskwa 1953.

С. Боровски, С. Ярковски, С. Манчарски

ОГРАНИЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ НАПРАВЛЕННОГО ДЕЙСТВИЯ ПРИ ИОНОСФЕРНОЙ И ТРОПОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Резюме

В статье оговорены основные параметры антенны направленного действия при ионосферной и тропосферной радиосвязи с точки зрения пропагации; механическая конструкция поддерживающая антенну для избежания вибрации не рассматривается. Направленное действие антенны полностью выражается коэффициентом направленного действия. Значение этого коэффициента зависит от пространственной характеристики излучения антенны. Антенны направленного действия не могут иметь в практике неограниченно большого коэффициента направленного действия. В статье рассмотрены факторы, оказывающие главное влияние на необходимость ограничения этого коэффициента. Для коротко-волновых антенн полезные размеры главного листка ограничены в горизонтальной плоскости отклонением волны от направления ортодромы вследствие изменяющегося наклона ионосферы, в вертикальной же плоскости — непостоянством угла падения волн, отраженных ионосферой. Характеристика излучения ультра-коротковолновых антенн тоже не может быть слишком острая, особенно в вертикальной плоскости, имея ввиду непостоянство дороги волны в тропосфере. На основании сопоставления данных, полученных при различных измерениях, авторы формулируют ограничения относительно основных параметров рассмотренных антенн направленного действия. В заключении, ввиду несогласованности некоторых данных, встречающихся в технической литературе, авторы предлагают, что былобы желательно, чтобы МККР разработал общие наставления относительно выбора основных параметров антенны направленного действия, употребляемых для ионосферной и тропосферной радиосвязи.

S. Borowski, S. Jarkowski, S. Manczarski

THE LIMITATION OF PARAMETERS OF DIRECTIONAL ANTENNAS IN IONOSPHERIC AND TROPOSPHERIC RADIOCOMMUNICATION

Summary

The paper describes from the point of view of propagation the principal parameters of directional antennas for ionospheric and tropospheric radiocommunication; the

mechanical protection of antennas against vibrations was not taken under consideration. The directional properties of the antenna are summarily expressed by the directional gain. The value of this gain depends on the space radiation pattern of antenna. The directional antennas for radiocommunication cannot have practically an unlimited gain. The paper considers the factors having a preponderant influence on the necessity to limit this gain. For the short-wave antennas useful width of the major lobe is limited in the horizontal plane by the wave deviation from the direction of the orthodrome, owing to the variability of ionospheric level inclination; but in the vertical plane — by the variability of the angle of incidence of the waves reflected from the ionosphere. The radiation pattern of ultra-short wave antennas also cannot be too sharp, especially in the vertical plane, owing to the variability of the way of the wave in the troposphere. The paper states the restrictions of the principal parameters of the described directional antennas on the base of data, founded on several measurements. In conclusion, owing to the divergence of some data in the technical literature, the authors suggest, that the elaboration by CCIR of guiding principles for choice of the principal parameters of directional antennas for ionospheric and tropospheric radiocommunication would be recommended.

S. Borowski, S. Jarkowski, S. Manczarski

BESCHRÄNKUNG DER KENNWERTE VON RICHTANTENNEN IN IONOSPHERISCHEM UND TROPOSPHERISCHEM KOMMERZIELLEM FUNKBETRIEB

Zusammenfassung

Der Aufsatz bespricht vom Standpunkt der Wellenausbreitung grundsätzliche Kennwerte in ionosphärischem und troposphärischem kommerziellem Funkbetrieb. Verwendung findender Richtantennen, wobei der mechanische Aufbau ihrer Stützkonstruktion wegen Vermeidung von Erschütterungen ausser Acht gelassen wird. Die Bündelungseigenschaften einer Antenne werden in dem Begriff ihres sog. Richtungsgewinnes zusammengefasst. Der Zahlenwert dieses Gewinnes hängt von der räumlichen Strahlungskennlinie der betreffenden Antenne ab.

Einen unbegrenzt hohen Gewinn dürfen die in praktischem Funkbetrieb zu Einsatz gelangenden Richtantennen nicht haben. Der Aufsatz erörtert diejenigen Faktoren, die die Notwendigkeit diesen Gewinn zu begrenzen massgebend beeinflussen.

Bei Kurzwellenantennen wird der horizontale Nutzöffnungswinkel dadurch begrenzt, dass der Wellenstrahl wegen veränderlicher Neigung der Ionosphärendecke von der Orthodromrichtung abweicht, und der vertikale dadurch, dass sich der Einfallswinkel der an der Ionosphäre reflektierten Welle zeitlich ändert. Auch bei Ultrakurzwellenantennen darf deren Strahlungskennlinie nicht zu scharf gebündelt sein, da der Wellenweg in der Troposphäre veränderlich ist. Als Ergebnis der zusammengestellten, verschiedenen Messungen entnommenen, Angaben werden Beschränkungen grundsätzlicher Kennwerte der besprochenen Richtantennen aufgestellt.

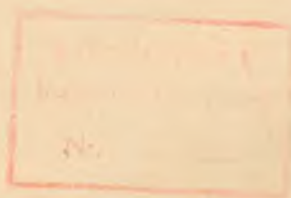
Wegen Streuung gewisser in Schrifttum anzutreffender Angaben wird zum Schluss der Vorschlag gemacht, es wäre wünschenswert, dass das C.C.I.R. richtungsweisende Richtlinien für Wahl grundsätzlicher Kennwerte von in ionosphärischem und troposphärischem kommerziellem Funkbetrieb zu Einsatz gelangenden Antennen bearbeite.

S. Borowski, S. Jarkowski, S. Manczarski

**LES LIMITATIONS DES PARAMÈTRES DES ANTENNES DIRECTIONNELLES
DANS LA RADIOCOMMUNICATION IONOSPHERIQUE ET TROPOSPHERIQUE**

Résumé

Les auteurs donnent la description des paramètres principaux des antennes directionnelles pour la radiocommunication ionosphérique et troposphérique du point de vue de la propagation; la construction des supports mécaniques des antennes pour éviter les vibrations n'a pas été envisagée. Les qualités directionnelles des antennes sont entièrement exprimées par le gain directionnel. La valeur de ce gain dépend du diagramme de rayonnement de l'antenne dans l'espace. Les antennes directionnelles pour la radiocommunication ne peuvent pas avoir pratiquement un gain directionnel illimité. Les auteurs prennent en considération les facteurs, qui ont l'influence principale sur la nécessité de limiter ce gain. Pour les antennes à ondes courtes la largeur utile du lobe principal est limitée dans le plan horizontal par la déviation des ondes de la direction de l'orthodrome à cause de la variabilité de l'inclinaison de l'ionosphère, tandis que dans le plan vertical — par la variabilité de l'angle d'incidence des ondes réfléchies par l'ionosphère. Le diagramme de rayonnement des antennes à ondes ultra-courtes ne peut pas être aussi trop pointu, particulièrement dans le plan vertical, à cause de la variabilité du trajet, parcouru par l'onde dans la troposphère. Les auteurs formulent les restrictions des paramètres principaux des antennes directionnelles décrites, appuyés sur les données de divers mesures. En conclusion, à cause de la divergence de quelques données dans la littérature technique, les auteurs posent une proposition, qu'il serait juste, que CCIR élabore des règles pour le choix des paramètres principaux des antennes directionnelles pour la radiocommunication ionosphérique et troposphérique.



WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny mgr J. Zajdowski

Korektor techniczny B. Kozłowska

PWT Warszawa 1956. Wydanie 1. Nakład 576 Ark. wyd. 6,6 Ark. druk. 5,652/A Format B5
Pap. druk. sat. kl. V, 70 g, 700 × 1000/16 prod. Zakładów Celulozowo-papierniczych im. J. Marchlew-
skiego we Włocławku. Rękopis oddano do składania 23. XII. 55 r. Podpisano do druku 31. I. 56 r
Druk ukończono 13. II. 56 r. Symbol 80202/INB. Cena zł 13.20.

„NOWA TECHNIKA“

Państwowe Wydawnictwa Techniczne podjęły w roku bieżącym realizację cyklu wydawniczego pt. „Nowa Technika“, którego zadaniem jest informowanie inżynierów i techników o postępie technicznym we wszystkich działach chemii, elektrotechniki i mechaniki.

Poszczególne zeszyty „Nowej Techniki“ omawiać będą wybrane najnowsze sprawy związane z zagadnieniami z zakresu automatyki, katalizy, zastosowania energii jądrowej w przemyśle, nowych metod walki z korozją, kontroli jakości produkcji, nowych kierunków w rozwiązaniach konstrukcyjnych, nowych przyrządów i nowych metod pomiarowych, zastosowania tworzyw i materiałów zastępczych, materiałów wysokojakościowych itp. Niektóre zeszyty dadzą przegląd współczesnego stanu metod i nowych procesów technologicznych wprowadzonych zagranicą, mających zastosowanie w określonej gałęzi przemysłu, z uwzględnieniem zarówno strony teoretycznej, jak i osiągnięć uzyskanych w praktycznym stosowaniu danej metody czy procesu.

Zadaniem cyklu „Nowa Technika“ jest szybkie (choćby wrywkowe) informowanie inżynierów, techników, pracowników przemysłu, projektantów, konstruktorów i studentów uczelni technicznych o aktualnych węzłowych problemach nauki i techniki, a także wskazywanie problemów wymagających dopiero rozwiązania.

W lutym br. ukazały się już na półkach księgarskich pierwsze dwa zeszyty

Zeszyt nr 1. ANDRIEJEW D. N.: Zastosowanie elektrycznych wyładowań do chemicznych procesów technologicznych. Tłum. z ros. prof. dr inż. St. Bretsznajder.

Zeszyt nr 2. MIKUCHIN G. P. i RIEKASZEWA A. F.: Zastosowanie izotopów do badania i kontroli chemicznych procesów technologicznych. Tłum. z ros. prof. dr inż. W. Tomassi.

W niedługim czasie ukażą się zeszyty „Nowej Techniki“ o następującej tematyce:

Elektrownie atomowe (zbiór streszczeń artykułów z konferencji genewskiej), **Automatyzacja w przemyśle chemicznym**, **Izotopy promieniotwórcze w chemii i w przemyśle chemicznym** (zbiór streszczeń artykułów z konferencji genewskiej), **Nowe zastosowania materiałów niemetalowych**, **Nowe metody w pomiarach warsztatowych**, **Nowe zastosowania niektórych metali w technice**.

W przygotowaniu do druku są dalsze zeszyty tego cyklu. Powinny one znaleźć się w rękach każdego technika i inżyniera interesującego się zagadnieniami postępu technicznego.

Państwowe Wydawnictwa Techniczne
Warszawa, Mazowiecka 2/4