

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VII

ZESZYT 4(21)

W A R S Z A W A 1 9 6 0

I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

SPIS TREŚCI

1. Zbigniew Kowalski — Analiza porównawcza własności głośnikowych aparatów telefonicznych	3
2. Władysław Moroń i Ryszard Grzegorz Strużak — Warunki przeprowadzania pomiarów przemysłowych zakłóceń odbioru radiowego	65
3. Halina Zołnowska — Sposób redukcji jonogramów z wysokości pozornych na wysokości rzeczywiste metodą Schmerlinga	93

СОДЕРЖАНИЕ

1. Зб. Ковальски — Сравнительный анализ свойств громкоговорительных телефонных аппаратов	61
2. В. Моронь и Р. Г. Стружак — Условия произведения измерений промышленных помех радиоприему	91
3. Г. Жолновска — Способ приведения действующих высот к действительным в высотно-частотных характеристиках ионосферы (в ионограммах)	104

CONTENTS

1. Zb. Kowalski — Comparative analysis of characteristics of loud-speaking telephone sets	61
2. W. Moroń and R. G. Strużak — Conditions of industrial radio interference measurements	91
3. H. Zołnowska — Reduction of ionogrammes from apparent altitudes to the real altitudes by the method of Schmerling	104

SOMMAIRE

1. Zb. Kowalski — L'analyse comparative des propriétés des appareils téléphoniques haut parleurs	62
2. W. Moroń et R. G. Strużak — Les conditions des mesures des perturbations radioélectriques	91
3. H. Zołnowska — Réduction des ionogrammes des altitudes apparentes aux altitudes réelles selon la méthode de Schmerling	105

INHALTSVERZEICHNIS

1. Zb. Kowalski — Vergleichsanalyse der Parameter von Lautsprechern	62
2. W. Moroń und R. G. Strużak — Bedingungen für die Durchführung der Messungen der durch elektrische Geräte erzeugten Funkstörungen	91
3. H. Zołnowska — Bestimmung der wahren Höhen der Ionosphärenschichten von den aus den Ionogrammen entnommenen scheinbaren Höhen nach der Methode von Schmerling	105

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VII

ZESZYT 4(21)

W A R S Z A W A 1 9 6 0

I N S T Y T U T Ł Ą C Z N O Ś C I

K o m i t e t R e d a k c y j n y

Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów:

*inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski,
doc. mgr inż. Lesław Kędzierski*

Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

A d r e s R e d a k c j i

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Instytut Łączności. Warszawa 1960 r. Wydanie I. Nakład 520 egz. Ark. wyd. 8,5
Ark. druk. 8,977/A. Format B5. Papier druk. sat. kl. V, 70 gr, 70×100/16. Rękopis
oddano do składania 2.II.61 r. Podpisano do druku 26.VI.1961 r. Druk ukończono
w lipcu 1961 r. Cena zł 42.—

Drukarnia im. Rewolucji Październikowej, Warszawa. Zam. 218/61. S-82.

ZBIGNIEW KOWALSKI (Habdank)

621.395.623.7:621.395.721.1.

ANALIZA PORÓWNAWCZA WŁASNOŚCI GŁOŚNIKOWYCH APARATÓW TELEFONICZNYCH

Rękopis dostarczono do IŁ 4.5.1960 r.

W pierwszej części artykułu wysunięto propozycję stosowania pięciu parametrów charakteryzujących głośnikowe aparaty telefoniczne, pracujące w systemie dupleksowym. Podano definicje: skuteczności nadawczej, skuteczności odbiorczej, czułości odbiorczej, odstępu od gwizdu i tłumienności echowej układu, oraz zaproponowano ich wartości normalne.

W drugiej części artykułu przeprowadzono uproszczoną analizę działania układu aparatu o niezmiennych skutecznościach kanałów, który przyjęto do celów porównawczych jako odniesienie. Następnie rozważono działanie sześciu wybranych układów aparatów o zmiennych skutecznościach kanałów. Są to układy o dwóch, oraz o trzech stanach równowagi, sterowane głosem rozmówców zarówno na zasadzie pierwszeństwa czasowego, jak i na zasadzie chwilowej przewagi wolumenu. Każdy układ scharakteryzowano wyprowadzonymi zależnościami między parametrami.

Trzecia część artykułu zawiera zestawienie porównawcze rozważanych układów oraz wytyczne wyboru optymalnego układu spełniającego określone wymagania.

WSTĘP

Głośnikowe aparaty telefoniczne są znane od lat kilkudziesięciu. Wyraźny postęp w rozwoju tych urządzeń nastąpił około połowy naszego wieku. Świadczą o tym opisy coraz doskonalszych rozwiązań aparatów, które można znaleźć w czasopismach zagranicznych (od [1] do [6] oraz [27]). Jak można wnioskować z opisów ostatnio opublikowanych w kraju [7], nasi konstruktorzy stosują w swych rozwiązaniach wyłącznie najprostsze układy. Niewątpliwie — tak rozwiązane urządzenia są najtańsze. Jednak nie zawsze mogą spełnić wymagania, jakie im stawiają użytkownicy. Tu należy postawić 2 pytania: jakie wymagania należy stawiać głośnikowym aparatom telefonicznym oraz jakiego rodzaju urzą-

dzenia trzeba stosować, aby w istniejących warunkach działania, mogło ono spełnić postawione wymagania.

Niestety, w istniejącej literaturze nie można znaleźć odpowiedzi na te pytania, chyba że zadowolimy się pewnymi informacjami jakościowymi odnośnie własności poszczególnych układów. Dotychczas ukazało się zaledwie kilka artykułów traktujących ogólnie głośnikowe aparaty telefoniczne*), a i te (od [8] do [9]) dotyczą niemal wyłącznie zagadnień elektroakustycznych. Autor postawił zatem problem przeprowadzenia analizy porównawczej różnych układów głośnikowych aparatów telefonicznych, jednocześnie zacieśniając zagadnienie do aparatów o działaniu dwupleksowym, przewidzianych do jednotorowej współpracy ze zwyczajnymi aparatami telefonicznymi. Oczywiście przeprowadzenie takiej analizy stałoby się możliwe dopiero po ustaleniu ilościowych kryteriów porównawczych.

Pierwsza część opracowania jest zatem próbą ustalenia takich kryteriów, dokonaną w oparciu o układ najprostszy. Druga część opracowania zawiera analizę własności pewnych wybranych układów na podstawie poprzednio ustalonych kryteriów. Należy jednak podkreślić, że kryteria oceny ustalone na początku pracy nie charakteryzują w sposób wyczerpujący wszystkich układów. Uznając, że materiał zawarty w istniejącym opracowaniu jest jedynie pierwszym przybliżeniem analizy, autor wyraża nadzieję, że ten artykuł pobudzi dyskusję na temat głośnikowych aparatów telefonicznych.

*) W roku 1960 ukazała się nowa publikacja [29].

1. KRYTERIA OCENY GŁOŚNIKOWYCH APARATÓW TELEFONICZNYCH

1.1. Uzasadnienie wyboru kryteriów

W niniejszym opracowaniu „głośnikowym aparatem telefonicznym”, lub „telefonem głośnikowym” nazwano urządzenie, umożliwiające przeprowadzenie rozmowy telefonicznej tak, jak gdyby rozmówca znajdował się w tym samym pomieszczeniu co i użytkownik aparatu.

1.1.1. Ocena subiektywna

Głośnikowy aparat telefoniczny powinien zapewnić dobre warunki porozumiewania się zarówno jego użytkownikowi, jak i wszystkim abonentom, z którymi będzie przeprowadzana rozmowa telefoniczna.

Subiektywna ocena przez laika jakości warunków porozumienia telefonicznego podczas rozmowy przeprowadzanej za pośrednictwem głośnikowego aparatu telefonicznego zależy od odpowiedzi na następujące pytania:

- 1) czy użytkownik telefonu głośnikowego dobrze słyszy swego rozmówcę,
- 2) czy rozmówca dobrze słyszy użytkownika głośnikowego aparatu telefonicznego,
- 3) czy podczas przeprowadzania rozmowy nie występują czynniki utrudniające porozumienie,
- 4) czy na skutek istnienia czynników utrudniających porozumienie użytkownik telefonu głośnikowego nie jest zmuszony do jakichkolwiek ograniczeń swobody zachowania się podczas trwania rozmowy telefonicznej.

1.1.2. Normalne warunki pracy

Ograniczenia swobody zachowania się odnoszą się do warunków przyjętych za normalne, a które są związane z zapewnieniem należytej jakości transmisji wymaganej przez każdą audycję pośrednią.

Główne wymagania audycji pośredniej sprowadzają się do tego, aby

podczas nadawania mikrofon nie odbierał dźwięków obniżających zrozumiałość transmitowanej mowy. Warunek ten zostanie spełniony, gdy:

- 1) pomieszczenie będzie dostatecznie ciche (dobra izolacja akustyczna przy występowaniu silnych hałasów zewnętrznych; usunięcie z pomieszczenia wszelkich możliwych źródeł hałasów);
- 2) pomieszczenie będzie dostatecznie dobrze wytlumione akustycznie;
- 3) odległość między ustami mówiącego a mikrofonem nie przekracza dopuszczalnej, uwarunkowanej przez [2] i [1].

Dla zapewnienia dostatecznej wygody użytkownikom głośnikowych aparatów telefonicznych przyjmijmy za normalne warunki użytkowania takie, przy których odległość ust mówiącego od mikrofonu jest rzędu 1 m. Przy zachowaniu tej odległości jako przeciętnej dopuścimy całkowitą swobodę ruchu rozmawiającego.

Ograniczeniem swobody zachowania się użytkownika będzie zatem np. konieczność manipulacji przy urządzeniu w czasie trwania rozmowy telefonicznej, bądź też konieczność przybliżania mikrofonu do ust.

1.1.3. Wytyczne wyboru parametrów

Spróbujmy obecnie ustalić obiektywne kryteria oceny głośnikowych aparatów telefonicznych. Ponieważ urządzenia te umożliwiają przekazywanie informacji — do oceny własności telefonów głośnikowych wskazane byłoby zastosowanie kryteriów odpowiadających informacyjnym kryteriom oceny przenoszenia wiadomości. Ze względów praktycznych, przyjętym obiektywnym kryteriom oceny własności głośnikowych aparatów telefonicznych powinny odpowiadać takie parametry urządzeń, które są łatwe do pomierzenia. Przyjęte miary tych parametrów powinny z kolei odpowiadać łatwym do sprecyzowania subiektywnym doznaniom użytkowników głośnikowych aparatów telefonicznych, dotyczącym oceny jakości porozumiewania się. Niestety, w obecnym stanie wiedzy i techniki nie jest możliwe operowanie ilościowymi kryteriami informacyjnymi jakości przenoszenia wiadomości za pomocą urządzeń głośnomówiących*). Zupełnie realne jest natomiast przyjęcie ilościowych kryteriów energetycznych — analogicznych do tych, które są dotychczas używane w „normalnej” telefonii, przy zastosowaniu zwyczajnych aparatów telefonicznych.

W przypadku niezniekształcającego kanału elektroakustycznego można ustalić jednoznaczną zależność między kryteriami informacyjnymi a energetycznymi (np. między zrozumiałością mowy a tłumiennością kanału). W przypadku kanału wprowadzającego zniekształcenia i zakłócenia

*) Jednak patrz [30].

zależność przestaje być jednoznaczna. W praktyce można jednak uważać zależność za jednoznaczna, gdy zniekształcenia i zakłócenia występujące w kanale elektroakustycznym nie przekraczają pewnych dopuszczalnych wartości. Powyżej tych granic uzależnienie staje się funkcją wartości zniekształceń i zakłóceń. W tym zakresie posługiwanie się kryteriami energetycznymi jest uzasadnione tylko przy porównywaniu wyników uzyskanych przy tych samych wartościach zniekształceń i zakłóceń.

W przeciwieństwie do zwyczajnych aparatów telefonicznych (których węglowe wkładki mikrofonowe wprowadzają bardzo znaczne zniekształcenia sięgające np. 40% zawartości harmonicznych) same urządzenia telefonów głośnikowych, po należyтым wyregulowaniu, wprowadzają zazwyczaj pomijalne zniekształcenia i zakłócenia. Jednakże współrozmówcy użytkowników głośnikowych aparatów telefonicznych zainstalowanych w pomieszczeniach zazwyczaj dostrzegają zniekształcenia pogłosowe. Zniekształcenia te powstają w akustycznym obszarze nadawczym i są związane z monofonicznym (niestereofonicznym) odbiorem dźwięków przez mikrofon telefonu głośnikowego. Zniekształcenia pogłosowe mogą występować szczególnie wyraźnie przy głośnikowych aparatach telefonicznych pracujących dupleksowo, ze względu na istnienie dodatkowego sprzężenia akustycznego między głośnikiem a mikrofonem urządzenia (patrz [8] i [9], oraz Załączniki I i II).

Przy zastosowaniu telefonów głośnikowych obszary akustyczne mają również znacznie większy udział w wynikowych zakłóceniach kanału elektroakustycznego, niż to miało miejsce przy stosowaniu zwyczajnych aparatów telefonicznych.

Wyżej podane zastrzeżenia mają na celu zwrócenie szczególnej uwagi na konieczność zachowania warunków uzasadniających stosowanie energetycznych kryteriów oceny własności głośnikowych aparatów telefonicznych.

1.1.4. Rodzaje parametrów

Głośnikowy aparat telefoniczny stanowi układ elektroakustyczny przenoszący energię foniczną w obu kierunkach: nadawczym i odbiorczym. Ocenę własności układu należy zatem przeprowadzać niezależnie dla każdego kierunku przenoszenia. Z energetycznego punktu widzenia głównym parametrem charakteryzującym własności przenoszeniowe układu jest porównanie ilości energii fonicznej przechodzącej przez układ. Ponieważ rozpatrywany układ przemienia rodzaj energii (z akustycznej na elektryczną lub odwrotnie) — parametr ten nazywamy skutecznością. Pomoocnym parametrem układu jest minimalna ilość wejściowej energii

fonicznej, zapewniająca odbiór przesyłanych informacji — nazywamy go czułością.

Oprócz tych parametrów, charakteryzujących pozytywne własności układu należy ustalić parametry charakteryzujące negatywne własności układu: wprowadzane zniekształcenia i zakłócenia. Ze szczegółowej analizy działania układów telefonów głośnikowych pracujących w systemie dwupleksowym wynika, że głównymi własnościami negatywnymi są zniekształcenia sprzężeniowe przy nadawaniu i echo przy odbiorze. Właściwościom tym odpowiadają parametry: odstęp od gwizdu i tłumienność echa.

Każdy z parametrów głośnikowych aparatów telefonicznych można przedstawić za pomocą różnego rodzaju wartości. Do celów porównawczych proponuję stosowanie wartości „e f e k t y w n y c h”, określonych w ten sposób, aby stanowiły one odpowiedniki naszych doznań słuchowych*). Wartości takie można pomierzyć za pomocą przyrządów o stałej czasu całkowania rzędu 1/4 s [10], przy zastosowaniu sztucznego głosu jako źródła dźwięku. (Wyjątek będzie stanowić odstęp od gwizdu, dla którego ze względów praktycznych będzie się podawać wartość minimalną, występującą dla częstotliwości powstawania gwizdu).

1.2. Skuteczność nadawcza

1.2.1. Określenie skuteczności bezwzględnej

Bezwzględną skutecznością nadawczą S_n głośnikowego aparatu telefonicznego nazwijmy stosunek napięcia U_n na końcówkach liniowych telefonu głośnikowego, obciążonego opornością dopasowania Z_L , do ciśnienia p_n dźwięku działającego na membranę mikrofonu**).

$$S_n = \frac{U_n}{p_n} \quad (1)$$

1.2.2. Wartości normalne

Z warunku, że głośnikowy aparat telefoniczny ma zastępować zwyczajny aparat telefoniczny wynika, że ich parametry liniowe (tzn. oporność wewn. oraz SEM) powinny być identyczne przy normalnym użytkowaniu obu aparatów.

Jako normalne napięcie wyjściowe głośnikowego aparatu telefonicznego przyjmijmy napięcie równe przeciętnemu napięciu wyjściowemu zwyczajnych aparatów telefonicznych.

*) Ścisłe określenie wartości efektywnej jest podane w Załączniku VI.

***) Przy założeniu stosowania mikrofonu ciśnieniowego.

Dla obecnie stosowanych zwyczajnych aparatów telefonicznych przeciętne napięcie liniowe wynosi podczas nadawania [11]

$$U_{nN} \approx 86,9 \text{ [mV]} \quad (2)$$

Przyjmijmy, że normalna odległość ust użytkownika telefonu głośnikowego od mikrofonu będzie wynosić 1 m.

Przyjmijmy jako wartość normalną ciśnienia dźwięku działającego na membranę mikrofonu — wartość odpowiadającą przeciętnemu ciśnieniu, występującemu w swobodnym polu akustycznym w odległości 1 m od ust mówiącego na osi promieniowania podczas normalnej rozmowy [12]

$$p_{nN} \approx 0,513 \text{ [}\mu\text{B]} \quad (3)$$

Stąd

$$S_{nN} = \frac{U_{nN}}{p_{nN}} \approx 169 \left[\frac{\text{mV}}{\mu\text{B}} \right] \quad (4)$$

Należy zwrócić uwagę, że rzeczywista wartość przeciętnego ciśnienia dźwięku, która będzie występować na membranie mikrofonu głośnikowego aparatu telefonicznego zainstalowanego w pomieszczeniu będzie większa od wartości przyjętej za normalną i zależna od*) wartości zysku akustycznego danego pomieszczenia dla odległości nadawania (normalnie 1 m) [13]. Telefony głośnikowe powinny zatem być wyposażone w regulatory, umożliwiające zmniejszenie skuteczności nadawczej w stosunku do uznanej za normalną tak, aby uzyskać przy pracy w danym pomieszczeniu normalne wyjściowe napięcie liniowe. Tak skorygowaną dla danego pomieszczenia skuteczność nazwijmy skorygowaną normalną skutecznością nadawczą

$$S'_{nN} = \frac{U_{nN}}{p'_{nN}} = S_{nN} \cdot \left[\frac{p_{nN}}{p'_{nN}} \right]_{r=1\text{ m}}$$

gdzie p'_{nN} jest ciśnieniem akustycznym w danym pomieszczeniu w odległości 1 m od źródła dźwięku, które wytworzyłoby w swobodnym polu akustycznym ciśnienie p_{nN} . Wyrażenie

$$\left[\frac{p'_{nN}}{p_{nN}} \right]_{r=1\text{ m}}$$

jest wartością bezwzględną zysku akustycznego danego pomieszczenia dla odległości 1 m od źródła dźwięku. Ponieważ wartość zysku akustycznego zależy od parametrów akustycznych pomieszczenia, przeto skorygowana normalna skuteczność nadawcza, mimo iż jest parametrem praktycznie użytecznym, nie może być stosowana do porównywania własności głośnikowych aparatów telefonicznych.

*) W normalnych warunkach pracy układu duplexowego (patrz Załącznik I, oraz rozdz. 1.5.2) wpływ sprzężenia zwrotnego jest do pominięcia.

1.2.3. Określenie skuteczności względnej

Względną skutecznością nadawczą głośnikowego aparatu telefonicznego nazwijmy stosunek wartości skuteczności bezwzględnych: danego aparatu do aparatu o skuteczności normalnej (odniesienia):

$$s_n = \frac{S_n}{S_{nN}} \quad (5)$$

wyrażając w mierze logarytmicznej

$$\eta_n = \ln s_n = \ln \frac{S_n}{S_{nN}} \quad (6)$$

W dalszym ciągu niniejszej pracy, o ile to nie zostanie specjalnie zastrzeżone, pod pojęciem „skuteczności nadawczej” będziemy rozumieć wartość wyrażenia (6) określoną ze stosunku efektywnych wartości skuteczności bezwzględnych.

1.3. Skuteczność odbiorcza

1.3.1. Określenie skuteczności bezwzględnej

Bezwzględną skutecznością odbiorczą S_o głośnikowego aparatu telefonicznego nazwijmy stosunek ciśnienia p_o dźwięku wytwarzanego przez głośnik urządzenia w swobodnym polu akustycznym w odległości 1 m wzdłuż osi promieniowania, do wejściowego napięcia U_o na końcówkach liniowych telefonu głośnikowego

$$S_o = \frac{p_o}{U_o} \quad (7)$$

1.3.2. Wartość normalna skuteczności

Jako normalną bezwzględną skuteczność odbiorczą głośnikowego aparatu telefonicznego przyjmijmy taką jej wartość, przy której użytkownik telefonu głośnikowego znajdujący się w odległości 1 m od głośnika będzie słyszeć swego rozmówcę z taką samą głośnością, jak gdyby znajdował się on rzeczywiście w odległości 1 m od rozmówcy w tym samym pomieszczeniu (odbiorczym), pod warunkiem, że skuteczność nadawcza aparatu współrozmówcy jest normalna oraz że tłumienność linii połączeniowej wynosi zero.

Przy tak określonej wartości normalnej skuteczności odbiorczej, w swobodnym polu akustycznym istnieje zależność:

$$S_{nN} \cdot S_{oN} = 1 \quad (8)$$

skąd

$$S_{oN} \approx 5,91 \left[\frac{\mu\text{B}}{\text{V}} \right] \quad (9)$$

Otrzymana wartość oznacza, że w swobodnym polu akustycznym głośnikowy aparat telefoniczny o normalnej skuteczności odbiorczej, wzbudzony przeciętnym napięciem liniowym równym 86,9 mV wytworzy w odległości 1 m wzdłuż osi promieniowania głośnika przeciętne ciśnienie akustyczne równe 0,513 μB . W pomieszczeniu przeciętne ciśnienie akustyczne będzie większe, a jego wartość zależna od zysku akustycznego danego pomieszczenia dla odległości odbioru równej 1 m.

1.3.3. Określenie skuteczności względnej

Względną skutecznością odbiorczą głośnikowego aparatu telefonicznego nazwijmy stosunek wartości skuteczności: danego aparatu do aparatu odniesienia

$$s_o = \frac{S_o}{S_{oN}} \quad (10)$$

lub w mierze logarytmicznej

$$\eta_o = \ln s_o = \ln \frac{S_o}{S_{oN}} \quad (11)$$

W dalszym ciągu niniejszej pracy, o ile to nie zostanie specjalnie zastrzeżone, pod pojęciem „skuteczności odbiorczej” będziemy rozumieć wartość wyrażenia (11), określoną ze stosunku efektywnych wartości skuteczności bezwzględnych.

1.4. Czulość odbiorcza

1.4.1. Określenie progu czulości bezwzględnej

Progiem bezwzględnej czulości odbiorczej głośnikowego aparatu telefonicznego nazwijmy najniższą wartość odbieranego z linii przeciętnego napięcia prądów rozmównych, która zapewnia zadowalający odbiór mowy w normalnych warunkach użytkowania telefonu głośnikowego.

1.4.2. Warunki odniesienia

Kryteria uznania odbioru za zadowalający proponuję uzależnić od cech skuteczności odbiorczej głośnikowych aparatów telefonicznych (a mianowicie od tego, czy jest ona niezmienna, czy też sterowana głosem).

W układach o niezmienniej skuteczności — uznajmy odbiór mowy za zadowalający, gdy przy zachowaniu normalnych warunków użytkowania telefonów głośnikowych jest zapewnione przekroczenie progu zrozumiałości odbieranej mowy. Próg ten jest zdefiniowany jako „poziom, przy którym słuchacz może odebrać, bez odczuwalnego wysiłku, znaczenie prawie każdej myśli lub zdania przeprowadzanej rozmowy” [14] (patrz rozdz. 2.2.4).

Dla układów, których skuteczność odbiorcza posiada wartość zmienną, uzależnioną od istnienia energii fonicznej — próg bezwzględnej czułości odbiorczej jest wyznaczony przez wartość napięcia fonicznego, wywołującego wzrost skuteczności.

1.4.3. Określenie progu czułości względnej

Progiem względnej czułości odbiorczej nazwijmy stosunek wartości: napięcia progu czułości bezwzględnej do napięcia odniesienia, równego normalnemu napięciu liniowemu

$$c_o = \frac{\min U_o}{U_{nN}} \quad (12)$$

lub w mierze logarytmicznej

$$r_o = \ln c_o = \ln \frac{\min U_o}{U_{nN}} \quad (13)$$

W dalszym ciągu niniejszej pracy, o ile to nie zostanie specjalnie zastrzeżone, pod pojęciem „progu czułości” będziemy rozumieć wartość wyrażenia (13) określoną ze stosunku efektywnych wartości napięć liniowych, zaś pod pojęciem „czułości” urządzenia — tę samą wartość wziętą z odwrotnym znakiem.

1.5. Odstęp od gwizdu

1.5.1. Określenie

Odstępem od gwizdu układu dupleksowego głośnikowego aparatu telefonicznego nazwijmy wielkość dodatkowego wzmocnienia, które należy wprowadzić do pętli fonicznej*) układu, aby doprowadzić go do punktu powstania gwizdu. Wyrażony w mierze logarytmicznej odstęp od gwizdu układu jest równy dookólnej tłumienności pętli.

*) Pętlą foniczną układu głośnikowego aparatu telefonicznego nazwijmy pętlę elektroakustyczną zamkniętą dla sygnałów o częstotliwościach akustycznych, utworzoną z mikrofonu, wzmacniacza nadawczego, rozwidlenia, wzmacniacza odbiorczego, głośnika oraz obszaru akustycznego między głośnikiem a mikrofonem.

1.5.2. Wartości dopuszczalne

W przeciwieństwie do telefonii dalekosiężnej — przy analizie warunków pracy telefonów głośnikowych odstęp od gwizdu należy rozpatrywać we wszystkich stanach i warunkach pracy układu głośnikowego aparatu telefonicznego. Jest to uzasadnione koniecznością oceny nie tylko minimalnej stabilności telefonu głośnikowego podczas jego użytkowania, lecz również zniekształceń sprzężeniowych przenoszonej mowy, występujących w każdym ze stanów pracy urządzenia.

Gdy głośnikowy aparat telefoniczny nie przenosi sygnałów akustycznych — urządzenie nie powinno w żadnym przypadku wzbudzić się. Uwzględniając występujące zmiany parametrów przyjmijmy jako najmniejszy dopuszczalny odstęp od gwizdu

$$\sigma_a = 0,3 \text{ [N]} \quad (14)$$

Gdy głośnikowy aparat telefoniczny transmituje energię foniczną, występujące elektroakustyczne sprzężenie zwrotne powoduje powstawanie zniekształceń sprzężeniowych, których wynikiem jest obniżenie zrozumiałości przenoszonej mowy. To obniżenie zrozumiałości występuje (przy monofonicznym, tzn. nie stereofonicznym transmitowaniu dźwięków) głównie w akustycznym obszarze nadawczym na skutek wzrostu efektywnego czasu pogłosu pomieszczenia. Dla niedopuszczenia do poważnego spadku zrozumiałości przenoszonej mowy wzrost efektywnego czasu pogłosu powinien być nieznaczny. Przyjmując za dopuszczalny 20% wzrost maksymalnego czasu pogłosu pomieszczenia na skutek istnienia elektroakustycznego sprzężenia zwrotnego otrzymujemy odpowiadającą temu wzrostowi wartość dopuszczalnego odstępu od gwizdu podczas nadawania (patrz od [15] do [19] oraz Załącznik II)

$$\sigma_n = 1 \text{ [N]} \quad (15)$$

Należy zwrócić uwagę, że w normalnych warunkach zainstalowania*) głośnikowego aparatu telefonicznego przy odstępie od gwizdu 1N mimo dostrzegalnych zniekształceń pogłosowych powstających podczas nadawania — nie są zauważalne ani zniekształcenia pogłosowe powstające podczas odbioru, ani też zniekształcenia częstotliwościowe powstające zarówno podczas nadawania jak i podczas odbioru. Efektywne zniekształcenia częstotliwościowe są bowiem mniejsze od maksymalnych, a maksymalne występujące dla częstotliwości powstawania gwizdu podczas nadawania wynoszą 0,08 N (patrz Załącznik II). Tak samo efektywne zniekształcenia pogłosowe są mniejsze od maksymalnych, które odpowiadają

*) Przyjęto za normalne takie zainstalowanie głośnikowego aparatu telefonicznego w pomieszczeniu zamkniętym, przy którym odległość między przetwornikami elektroakustycznymi jest rzędu 1 m. (Patrz rozdz. 2.2.2., oraz Załącznik I).

20% wzrostowi czasu pogłosu dla częstotliwości powstawania gwizdu, a więc nie wpływają dostrzegalnie na obniżenie zrozumiałości odtwarzanej mowy przy dwuosznym nasłuchu w przeciętnych pomieszczeniach, dla których naturalny czas pogłosu jest rzędu $0,7 \div 0,9$ s [19].

1.6. Tłumiennosc echowa

1.6.1. Określenie

Tłumiennoscą echową głośnikowego aparatu telefonicznego nazywamy logarytm naturalny ze stosunku napięć na końcówkach liniowych: wejściowego U_o , do towarzyszącego mu napięcia wyjściowego U_{ne}

$$\varepsilon = \ln \frac{U_o}{U_{ne}} \quad (6)$$

W dalszym ciągu niniejszej pracy, o ile to nie zostanie specjalnie zastrzeżone, pod pojęciem „tłumiennosci echowej” będziemy rozumieć wartość wyrażenia (16), określoną ze stosunku efektywnych wartości napięć liniowych.

1.6.2. Wartości dopuszczalne

Podczas rozmowy telefonicznej z użytkownikiem głośnikowego aparatu telefonicznego abonent słyszy w słuchawce echo własnego głosu.

Dla telefonii dalekosiężnej dopuszczalność echa własnego wyznaczono statystycznie. Echo uważa się za leżące na granicy dopuszczalności, gdy abonent telefoniczny o przeciętnym słuchu stwierdzi, że występujące w słuchawce echo własne zaczyna wyraźnie przeszkadzać w prowadzonej rozmowie.

Przyjmując dla telefonii głośnikowej identyczne wartości minimalne dopuszczalnej tłumienności drogi echa, jakie obowiązują dla telefonii dalekosiężnej [20], można obliczyć wartości minimalne dopuszczalnej tłumienności echowej układu głośnikowego aparatu telefonicznego, zakładając najniekorzystniejsze warunki połączenia między abonentami. Tłumiennosc drogi echa własnego u abonenta połączonego z użytkownikiem telefonu głośnikowego linią o tłumienności A wynosi

$$\varepsilon' = 2A + \varepsilon \quad (17)$$

Oczywiście zachodzi:

$$\min \varepsilon' = \varepsilon \quad \text{dla } A = 0 \quad (18)$$

zatem jako dopuszczalną wartość tłumienności echowej głośnikowego aparatu telefonicznego przyjmijmy taką jej minimalną wartość, przy której abonent telefoniczny o przeciętnym słuchu, rozmawiający z użyt-

kownikiem telefonu głośnikowego za pomocą zwyczajnego aparatu telefonicznego w układzie antylokalnym, połączonego z głośnikowym aparatem telefonicznym za pomocą linii o tłumienności równej zero stwierdzi, że występujące w słuchawce echo zaczyna przeszkadzać w prowadzonej rozmowie.

Wyznaczona w sposób graficzny (patrz Załącznik III) najmniejsza dopuszczalna wartość tłumienności echowej głośnikowego aparatu telefonicznego wynosi

$$\varepsilon_d \approx 3 \text{ [N]} \quad (19)^*$$

Uzyskanie dostatecznie dużej tłumienności echowej głośnikowych aparatów telefonicznych jest szczególnie ważne przy połączeniach grupowych. W tym przypadku bowiem zjawisko echa występuje nie tylko u aktualnie mówiącego, lecz również u wszystkich pozostałych abonentów**). Echo to ma wyraźny charakter pogłosowy, bardzo znacznie obniżając zrozumiałość odbieranej mowy.

2. ANALIZA WŁASNOŚCI RÓŻNYCH UKŁADÓW GŁOŚNIKOWYCH APARATÓW TELEFONICZNYCH

2.1. Omówienie ogólne

Najchętniej stosowanym telefonem głośnikowym jest takie urządzenie, które, nie wymagając manipulacji, pozwala na osiągnięcie dostatecznie głośnego i niezniekształconego odbioru mowy nadawanej przez abonenta z przeciwległego końca łącza.

Ze względu na prostotę i taniść układu najczęściej stosowanym typem urządzenia jest głośnikowy aparat telefoniczny pracujący w „klasycznym” układzie dupleksowym, o stałych skutecznościach kanałów***): nadawczego i odbiorczego (patrz od [1] do [3]). Przy przeciętnych rozwiązaniach nie zapewnia on jednak dostatecznie głośnego odbioru mowy abonentów o dużym tłumieniu linii. Przy specjalnie dobieranych równoważnikach głośność odbioru wzrasta, jednak jednocześnie narasta głośność echa, występującego na przeciwnym końcu łącza.

Dążenia konstruktorów zostały zatem skierowane ku takim rozwiąza-

*) Uwaga Red.: Warunek (19) został wyprowadzony w oparciu o dotychczas obowiązującą krzywą dopuszczalnej tłumienności echowej dla telefonii dalekosiężnej. W październiku 1960 r. opublikowano projekt nowych norm (patrz Biuletyn Nr 178 I-Komisji Studiów CCITT za okres lat 1957/1960).

***) W przypadku gdy utworzone połączenie grupowe zawiera oprócz zwyczajnych aparatów telefonicznych tylko jeden aparat głośnikowy, zjawisko echa nie występuje u użytkownika telefonu głośnikowego.

****) Określenie pojęcia „kanału” głośnikowego aparatu telefonicznego zawiera rozdz. 2.2.1.

niom głośnikowych aparatów telefonicznych, przy których uzyskuje się wystarczającą głośność odbioru mowy abonentów o dużym tłumieniu linii, przy jednoczesnym ograniczeniu głośności echa do wartości dopuszczalnej.

Opracowano układy dupleksowe „sterowane głosem”, w których skuteczności kanałów są samoczynnie regulowane w sposób zapewniający osiągnięcie wystarczającej skuteczności kanału aktualnie transmitującego dźwięki (patrz od [4] do [6], oraz [27]). Rozwiązanie takie, uprzywilejowując na dany okres czasu jeden kierunek transmisji, jednocześnie (na ten sam okres czasu) upośledza przeciwny kierunek transmisji.

Układy sterowane głosem działają poprawnie wówczas, gdy nie wprowadzają zbyt dużych zniekształceń transmitowanej mowy. Zniekształcenia te występują wskutek zmian skuteczności kanałów w trakcie przekazywania mowy. Dla uniknięcia zniekształceń skuteczność kanału transmisyjnego nie powinna ulegać zmianie przez cały czas transmisji mowy. Oznacza to, że wymagana skuteczność kanału powinna być osiągnięta równocześnie z pojawieniem się dźwięków mowy i to bez względu na wielkość energii fonicznej występującej w początkowej głosce. Celem sprowadzenia do minimum zniekształceń początków mowy czułość członów kontrolnych, sterujących skutecznościami kanałów, powinna być zatem jak największa. Istnieje jednak szereg czynników ograniczających czułość członów kontrolnych w różnych układach. Czynniki te zostaną omówione szczegółowo przy rozpatrywaniu każdego z układów. Obecnie uwzględnijmy jedynie odstęp od zakłóceń.

Istnieją dwie grupy układów o regulowanej skuteczności kanałów: układy sterowane na zasadzie pierwszeństwa zajęcia toru przez dany kierunek przenoszenia oraz układy sterowane na zasadzie chwilowej przewagi energii fonicznej z danego kierunku przenoszenia.

Układy pierwszej grupy posiadają tę wspólną wadę, że mogą zostać jednokierunkowo zablokowane przez podtrzymujący się dostatecznie silny sygnał. Z tego względu próg czułości urządzeń opartych na układach tej grupy musi leżeć powyżej występującego najwyższego poziomu zakłóceń.

Układy drugiej grupy nie mogą zostać jednokierunkowo zablokowane, a ich czułość jest ograniczona jedynie możliwością „przekrzyczenia” zakłóceń dochodzących z przeciwnego kierunku transmisji, a zatem próg czułości może leżeć nawet znacznie poniżej najwyższego poziomu zakłóceń. Jeżeli układom należącym do tej grupy stawia się dodatkowy warunek możliwości „przekrzyczenia” rozmówcy, wówczas maksymalna głośność odbioru musi być zawsze mniejsza od maksymalnej głośności nadawania. Układy takie powinny być zatem wyposażone w automatyczną regulację głośności odbioru.

Porównanie układów zostanie przeprowadzone w odniesieniu do „klasycznego” układu dupleksowego.

Rozpatrywane układy zostały uporządkowane w takiej kolejności, że każdy następny układ wykazuje korzystniejsze wartości parametrów w porównaniu do układu poprzedniego. Oczywiście istnieje bardzo wielka liczba możliwych układów o najrozmaitszych schematach. Celem osiągnięcia jasności i zwięzłości przedstawionego materiału przeprowadzono eliminację układów, wybierając z układów o równorzędnych parametrach te, które mają najprostsze schematy blokowe. Przedstawione w niniejszym opracowaniu zestawienie porównawcze obejmuje zatem jedynie te wyselekcjonowane układy.

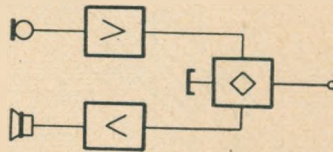
2.2. Układ dupleksowy o niezmiennych skutecznościach obu kanałów (układ I)

2.2.1. Zasada działania

Układ I jest najprostszym układem głośnikowego aparatu telefonicznego umożliwiającym jednoczesny odbiór i nadawanie. Z tego względu do celów porównawczych zostaje przyjęty jako układ odniesienia.

Schemat blokowy układu I jest podany na rys. 1.

Rys. 1. Schemat blokowy układu I — dupleksowego o niezmiennych skutecznościach obu kanałów



Układ zawiera: mikrofon, wzmacniacz mikrofonowy, rozwidlenie (z równoważnikami i z końcówkami liniowymi), wzmacniacz głośnikowy i głośnik. Tor „mikrofon — końcówki liniowe” stanowi kanał nadawczy układu; tor „końcówki liniowe — głośnik” stanowi jego kanał odbiorczy. W układzie działają jednocześnie oba kanały, przy czym ich skuteczność jest niezależna od aktualnie występującego kierunku transmisji. Ze względu na występowanie elektroakustycznych sprzężeń zwrotnych skuteczność kanałów jest ograniczona dopuszczalną wartością zniekształceń pogłosowych nadawanej mowy.

2.2.2. Skuteczności kanałów

Dla układu idealnego, nie wprowadzającego zniekształceń częstotliwościowych, o schemacie blokowym przedstawionym na rys. 1 można napisać równanie stabilności

$$\bar{\sigma} = \bar{\tau} + \bar{\alpha} - (\bar{\eta}_n + \bar{\eta}_o) \quad (20)$$

gdzie:

$\bar{\alpha}$ — oznacza tłumienność akustyczną w pętli fonicznej.

$\bar{\tau}$ — oznacza tłumienność niezrównoważenia linii*),

Wprowadzając pojęcie nierównomierności częstotliwościowej Γ w pętli fonicznej układu głośnikowego aparatu telefonicznego i przechodząc na efektywne wartości skuteczności i minimalne wartości odstepu od gwizdu, tłumienności niezrównoważenia i tłumienności akustycznej (w pasmie przenoszonym) mamy dla układu rzeczywistego

$$\sigma + \Gamma = \tau + \alpha - (\eta_n + \eta_o) \quad (21)$$

stąd

$$\eta_n + \eta_o = \tau + \alpha - (\sigma + \Gamma) \quad (22)$$

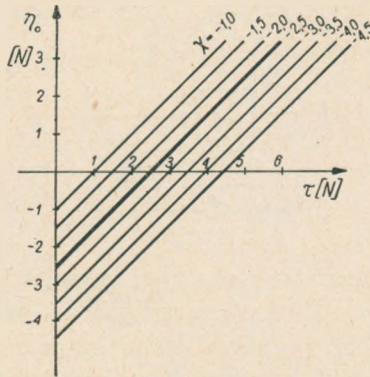
Oznaczywszy

$$\alpha - (\sigma + \Gamma) = \chi \quad (23)$$

mamy

$$\eta_n + \eta_o = \tau + \chi \quad (24)$$

Wielkość χ jest parametrem, charakteryzującym określone urządzenie w określonych warunkach zainstalowania. Przy niezmiennych warunkach zainstalowania parametr χ posiada wartość stałą dla danego urzą-



Rys. 2. Zależność skuteczności odbiorczej od tłumienności niezrównoważenia dla różnych miar dobroci χ urządzeń

dzenia. Przy porównywaniu różnych urządzeń o tym samym schemacie blokowym, instalowanych w identycznych warunkach lokalizacji akustycznej wartość χ stanowi miarę dobroci każdego z urządzeń. Ustawisz bowiem skuteczność nadawczą każdego z urządzeń na wartość normalną

$$\eta_n = 0 \text{ [N]} \quad (25)$$

otrzymamy

$$\eta_o = \tau + \chi \quad (26)$$

Równanie (26) jest przedstawione graficznie na rys. 2.

*) Ścisłe: czynną tłumienność niezrównoważenia, uwzględniającą odbicie energii fonicznej (patrz Załącznik IV).

Z zależności (26) widać, że skuteczność odbiorcza będzie tym większa, im większe wartości wykazują: tłumienność niezerównoważenia rozwidlenia τ oraz miara dobroci χ .

Z zależności (23) widać, że wartość χ będzie tym większa, im większą wartość ma tłumienność akustyczna α , oraz im mniejszą wartość wykazuje nierównomierność częstotliwościowa Γ . Dla uzyskania możliwie dużej wartości χ należy zatem dążyć do stosowania przetworników o charakterystykach jednokierunkowych (lecz niezbyt „ostrych” ze względu na ograniczenia swobody ruchu użytkowników telefonów głośnikowych), wytłumiania akustycznego pomieszczenia (i to tym silniejszego, im mniejszą kierunkowość wykazuje mikrofon; jest to ważne również ze względu na uzyskanie możliwie dużej zrozumiałości nadawanej mowy), najodpowiedniejszej wzajemnej lokalizacji przetworników (tak aby ich obszary graniczne*) wzajemnie się nie przenikały) oraz — uzyskania możliwie płaskiego przebiegu dookólnej charakterystyki częstotliwościowej pętli fonicznej. Ten ostatni warunek sprowadza się przede wszystkim do stosowania przetworników elektroakustycznych silnie i jednorodnie częstotliwościowo wytłumionych, które nie wykazują „wysokich” i „ostrych” rezonansów, oraz do dopasowania przeciętnego przebiegu charakterystyk częstotliwościowych wzmacniaczy obu kanałów do przeciętnego przebiegu charakterystyk częstotliwościowych drogi akustycznej między głośnikiem a mikrofonem.

Pomiary kilku urządzeń modelowych opracowanych przez autora dały, w przeciętnych warunkach zainstalowania po ustawieniu $\sigma=1$ N, wartość przeciętną:

$$\chi \approx -2,5 \text{ [N]} \quad (27)$$

Zakładając, że pomierzone urządzenia należą do przeciętnych rozwiązań głośnikowych aparatów telefonicznych, pracujących w klasycznym układzie dupleksowym — wartość podaną w (27) przyjęto jako wartość od-

*) Obszarem granicznym przetwornika w pomieszczeniu nazywam przestrzeń otaczającą przetwornik, ograniczoną „powłoką”, w której gęstość energii akustycznej: fal pogłosu i fali bezpośredniej są równoważne w odniesieniu do strony elektrycznej przetwornika.

Dla głośników obszarem granicznym jest przestrzeń, na której „powłoce” gęstość energii akustycznej (wypromieniowanej przez głośnik w danym pomieszczeniu) fali bezpośredniej jest równa gęstości energii fal pogłosu.

Dla mikrofonów obszarem granicznym jest przestrzeń, na której „powłoce” winno się znajdować bezkierunkowe źródło dźwięku, aby na wyjściu przetwornika ilości energii elektrycznej odpowiadające akustycznym falom: bezpośredniej i pogłosu (wytworzonym w danym pomieszczeniu przez to bezkierunkowe źródło) były sobie równe.

Dla przetworników bezkierunkowych obszar graniczny jest wyznaczony odległością graniczną pomieszczenia, określoną jako odległość od bezkierunkowego źródła dźwięku w pomieszczeniu o danym współczynniku chłonności akustycznej, na której gęstość energii fali bezpośredniej jest równa gęstości energii fal pogłosu, gdy cała energia akustyczna pochodzi jedynie z rozważanego źródła.

niesienia, co umożliwiło liczbowe określenie przeciętnych parametrów głośnikowych aparatów telefonicznych pracujących w innych układach.

Należy zaznaczyć, że dla celów teoretycznego porównania własności różnych układów strukturalnych głośnikowych aparatów telefonicznych, przyjęcie na odniesienie wartości (27), nie popartej dostatecznym materiałem statystycznym, nie ma istotnego znaczenia. Istotne znaczenie ma bowiem wartość różnicy parametrów charakteryzujących różne układy strukturalne (wyrażanych w mierze logarytmicznej).

Wartość (27) umożliwia określenie wartości liczbowej skuteczności odbiorczej, przy której nie będzie przekroczony normalny odstęp od gwizdu.

$$\eta_o \leq \tau - 2,5 \text{ [N]} \quad (28)$$

2.2.3. Głośność odbioru

Względną głośność odbioru można wyrazić zależnością*)

$$l_o \cong u_o + \eta_o \quad (29)$$

gdzie

l_o — względny poziom ciśnienia odbieranego dźwięku (w odniesieniu do ciśnienia uznanego za normalne),

u_o — względny poziom napięcia odbieranego z linii (w odniesieniu do napięcia uznanego za normalne).

Względny poziom napięcia odbieranego można wyrazić zależnością

$$u_o = u_n - A \quad (30)$$

gdzie

u_n — względny poziom napięcia nadawanego na linię,

A — tłumienność linii.

Gdy napięcie nadawane na linię jest normalne, tj.

$$\text{gdy } u_n = 0, \text{ to } u_o = -A \quad (31)$$

i wówczas zależność (29) przyjmuje postać

$$l_o \cong \eta_o - A \quad (32)$$

Uwzględniając (26) mamy:

$$l_o \cong \tau - A + \chi \quad (33)$$

zaś uwzględniając (28) będzie

$$l_o \leq \tau - A - 2,5 \text{ [N]} \quad (34)$$

*) Przybliżenie równania wynika z nieuwzględnienia wpływu akustycznego sprzężenia zwrotnego występującego w układzie. Jednak przy założonym odstępnie od gwizdu $\sigma=1$ N zniekształcenia sprzężeniowe odbieranych dźwięków, występujące w normalnych warunkach zainstalowania, są do pominięcia (patrz Załączniki I i II).

2.2.4. Czulość odbiorcza

Dla układu głośnikowego aparatu telefonicznego o niezmiennej skuteczności progowi czulości powinien odpowiadać próg zrozumiałości odbieranej mowy w najcięższych warunkach użytkowania, które jeszcze przyjmuje się za normalne. O warunkach odbioru mowy za pośrednictwem telefonu głośnikowego decydują przede wszystkim występujące w pomieszczeniu odbiorczym zakłócenia akustyczne. Dla pomieszczeń biurowych maksymalny poziom przeszkód dźwiękowych jest rzędu 55 dB (patrz [21] i [22]). Przy zakłóceniach o poziomie powyżej 50 dB przyjmuje się, że próg zrozumiałości, odpowiadający 50% wyrazistości logatomowej, leży 8÷10 dB poniżej poziomu zakłóceń (patrz [14] i [23]).

Stąd dla osiągnięcia progu zrozumiałości w pomieszczeniu o poziomie przeszkód dźwiękowych 55 dB, poziom mowy odbieranej w odległości 1 m od głośnika powinien wynosić 45÷47 dB. Ponieważ za poziom normalny uważa się 68 dB (patrz [12]), odstęp progu zrozumiałości wynosi (21÷23) dB, tzn. około 2,5 N. Jeżeli normalny poziom odbieranej mowy uzyskuje się przy normalnej skuteczności odbiorczej, gdy na końcówkach liniowych głośnikowego aparatu telefonicznego występuje normalny poziom napięcia liniowego, to jak widać z zależności (29), poziom odbieranej mowy równy $-2,5$ N otrzymamy przy danej skuteczności odbiorczej układu głośnikowego aparatu telefonicznego, gdy na końcówkach liniowych będzie występować poziom napięcia odpowiadający progowi czulości v_o .

$$-2,5 \approx v_o + \eta_o \text{ [N]} \quad (35)$$

stąd

$$v_o \approx -(\eta_o + 2,5) \text{ [N]} \quad (36)$$

Jest zrozumiałe, że przy pracy telefonu głośnikowego w pomieszczeniu, w którym maksymalny poziom przeszkód dźwiękowych jest mniejszy niż 55 dB odstęp progu zrozumiałości jest większy od 2,5 N, a więc możliwy będzie odbiór sygnałów leżących poniżej poziomu określonego zależnością (36).

2.2.5. Tłumienność echowa

Dla układu idealnego, nie wprowadzającego zniekształceń częstotliwościowych, tłumienność echowa wynosi*).

$$\bar{\varepsilon} \cong \bar{\alpha} - (\bar{\eta}_o + \bar{\eta}_n) \quad (37)$$

*) Przybliżenie równania wynika z nieuwzględnienia wpływu akustycznego sprzężenia zwrotnego występującego w układzie. Jednakże w normalnych warunkach zainstalowania przy założonym odstępnie od gwizdu $\sigma=1$ N wpływ ten jest zupełnie do pominięcia.

Wprowadzając pojęcie nierównomierności częstotliwościowej Γ_e na drodze echa w układzie głośnikowego aparatu telefonicznego i przechodząc na efektywne wartości tłumienności echowej i skuteczności, oraz na minimalną wartość tłumienności akustycznej (w pasmie przenoszonym) mamy dla układu rzeczywistego

$$\varepsilon \cong \alpha + \Gamma_e - (\eta_o + \eta_n) \quad (38)$$

oznaczając przez

$$\alpha + \Gamma_e = \alpha_e \quad (39)$$

efektywną wartość tłumienności akustycznej dla drogi echa mamy

$$\varepsilon \cong \alpha_e - (\eta_o + \eta_n) \quad (40)$$

Wartość wyrażenia α_e zależy w znacznym stopniu od przenoszenia niższych częstotliwości akustycznych przez urządzenie głośnikowego aparatu telefonicznego. Jest to wywołane zarówno silniejszym oddziaływaniem bezpośrednich fal dźwiękowych głośnika na mikrofon, jak i słabszym pochłanianiem w pomieszczeniach odbiorczych fal o niższych częstotliwościach akustycznych w porównaniu do fal o częstotliwościach wyższych. Ograniczanie przenoszenia niższych częstotliwości akustycznych (korzystne również z punktu widzenia zrozumiałości mowy nadawanej z pomieszczeń słabo wytłumionych akustycznie) prowadzi zatem do zmniejszenia efektu echa.

Dla urządzeń modelowych w przeciętnych warunkach zainstalowania i po ustawieniu $\sigma=1$ N pomiary wykazały, że przeciętnie

$$\alpha_e \approx 1 \text{ [N]} \quad (41)$$

Uwzględniając (41) i (25) w (40) mamy

$$\varepsilon \approx 1 - \eta_o \text{ [N]} \quad (42)$$

Z zależności tej widać, że wzrostowi skuteczności odbiorczej układu głośnikowego aparatu telefonicznego o niezmienniej skuteczności kanałów towarzyszy spadek tłumienności echowej. Oznacza to, że dla rozpatrywanego układu głośnikowego aparatu telefonicznego warunki uzyskania dostatecznie dużych skuteczności i tłumienności echowej są przeciwstawne.

2.2.6. Ograniczenia zakresu stosowania układu

Aby przy pracy telefonu głośnikowego w przeciętnych warunkach zainstalowania tłumienność echowa aparatu określona wzorem (42) nie przekroczyła wartości dopuszczalnej podanej równością (19), musi być spełniony warunek

$$\eta_o \leq -2 \text{ [N]} \quad (43)$$

podstawiając otrzymaną wartość do (29) otrzymamy

$$i_o \leq u_o - 2 \text{ [N]} \quad (44)$$

Przy nadawaniu z normalnym poziomem i tłumienności linii połączeniowej równej zeru będzie

$$u_o = 0 \text{ [N]}$$

a więc

$$i_o \leq -2 \text{ [N]} \quad (45)$$

Ponieważ różnicy poziomów równej 1 N odpowiada około dwukrotny spadek (albo też wzrost) subiektywnie odczuwanej głośności dźwięku (patrz [24]), przeto z zależności (45) wynika, że: dla uniknięcia zbyt głośnego echa, które by przeszkadzało abonentowi w prowadzeniu rozmowy telefonicznej, użytkownik głośnikowego aparatu telefonicznego pracującego w klasycznym układzie dupleksowym powinien słuchać swego rozmówcę około czterokrotnie ciszej, niż gdyby słuchał go bezpośrednio. Oczywiście użytkownicy głośnikowych aparatów telefonicznych nie chcą się zadowolić tak małą głośnością odbioru swych rozmówców. Jeżeli tylko istnieje możliwość regulacji — zwiększają skuteczność odbiorczą aż do uzyskania normalnej głośności odbioru (równej głośności nadawania) lub do wystąpienia wyraźnych zniekształceń sprzężeniowych pojawiających się przy pracy układu w pobliżu punktu powstawania gwizdu. Jest zrozumiałe, że taki sposób działania telefonu głośnikowego jest niewłaściwy. Łączność telefoniczna wymaga zapewnienia obu porozumiewającym się stronom dobrych warunków przeprowadzania rozmowy. Zwiększenie skuteczności odbiorczej powyżej wartości określonej zależnością (43) jest dopuszczalne tylko w układach zaopatrzonych w tłumik echa (patrz układ II).

Istnieje wprawdzie inny sposób zwiększenia głośności odbioru abonentów (o tłumienności linii połączeniowej bliskiej zeru) bez przekraczania dopuszczalnej wartości natężenia echa i bez stosowania tłumika echa. Sposób ten nie jest jednak chętnie stosowany przez użytkowników głośnikowych aparatów telefonicznych. Polega on na odpowiednim przeregulowaniu skuteczności obu kanałów, tak aby przy zachowaniu wymaganej tłumienności echowej układu, równej (19) uzyskać dostatecznie dużą (bliską normalnej) skuteczność odbiorczą

$$\eta_o \leq -(\eta_m + 2) \text{ [N]} \quad (46)$$

Oczywiście jednocześnie skuteczność nadawcza ulega zmniejszeniu tak, że dla zachowania normalnego poziomu wyjściowego na linię konieczne jest mówienie do mikrofonu z małej odległości (wynoszącej część odległości granicznej pomieszczenia). Powoduje to znaczne ograniczenie swobody ruchów użytkownika telefonu głośnikowego, gdyż dla zacho-

wania stałości poziomu wyjściowego na linię konieczne jest utrzymywanie stałej odległości ust rozmówcy od mikrofonu. Warunek ten nie musi być zachowany przy normalnej pracy mikrofonu, gdy odległość od ust jest większa od odległości granicznej pomieszczenia (która dla przeciętnych pomieszczeń biurowych wynosi część metra) (patrz [25] i [26]).

Wartości skuteczności określone zależnościami (43) lub (46) nie mogą być przekroczone przy połączeniach za pośrednictwem linii o tłumienności równej zero. Przy połączeniach po liniach o tłumienności $A > 0$, dla utrzymania echa własnego na dopuszczalnym poziomie, tłumienność drogi echa, określona zależnością (17) powinna spełniać warunek

$$2A + \varepsilon \geq 3 \text{ [N]} \quad (47)$$

zaś skuteczność odbiorcza, z równania (42), warunek

$$\eta_o \leq 2(A - 1) \text{ [N]} \quad (48)$$

A więc z punktu widzenia dopuszczalności echa skuteczność odbiorcza może wzrastać proporcjonalnie do podwojonej wartości tłumienności linii połączeniowej.

Podstawiając (48) do (30) mamy

$$i_o \leq A - 2 \text{ [N]} \quad (49)$$

co oznacza, że z punktu widzenia dopuszczalności echa głośność odbioru może być tym większa, im większa jest tłumienność linii połączeniowej.

Ograniczenie zastosowania głośnikowego aparatu telefonicznego pracującego w klasycznym układzie dwupleksowym przy połączeniach za pośrednictwem linii o większych tłumiennościach wynika ze stosunkowo małej głośności odbioru określonej zależnością (34).

Dla osiągnięcia wymaganej głośności odbioru i_o tłumienność niezrównoważenia powinna spełniać zależność

$$\tau \geq i_o + A + 2,5 \text{ [N]} \quad (50)$$

Głośność odbioru uważa się za zadowalającą, gdy

$$i_o \geq -2,5 \text{ [N]} \quad (51)$$

wówczas

$$\tau \geq A \quad (52)$$

lub

$$\max A \approx \tau \quad (53)$$

a więc maksymalna tłumienność linii połączeniowych jest ograniczona osiągalnymi wartościami tłumienności niezrównoważenia tych linii. Jeżeli do współpracy z głośnikowym aparatem telefonicznym zostaną zastosowane zwyczajne aparaty telefoniczne CB z węglowymi wkładkami

mikrofonowymi, to, ze względu na zmiany ich oporności wejściowej w trakcie rozmowy, osiągalne tłumienności nie zrównoważenia są b. niskie. Możliwość dokładnego zrównoważenia linii abonenckich istnieje tylko wówczas, gdy telefon głośnikowy będzie współpracować ze specjalnymi aparatami telefonicznymi, których oporność wejściowa nie zmienia się w czasie. Mogą to być np. aparaty CB z tranzystorowymi wzmacniaczami mikrofonowymi. Jak wynika z zależności (52), tylko takie aparaty umożliwiają użytkowanie głośnikowego aparatu telefonicznego pracującego w klasycznym układzie dwupleksowym przy połączeniach po liniach o znacznej tłumienności. Jeżeli zastosowanie takich aparatów nie jest realne — uzyskanie dużej głośności odbioru jest możliwe tylko w układach dwupleksowych sterowanych głosem, w których podczas odbioru następuje wzrost skuteczności kanału odbiorczego przy jednoczesnym zmniejszeniu skuteczności kanału nadawczego (patrz układ III i następne).

Reasumując: klasyczny układ dwupleksowy zaleca się stosować w urządzeniach telefonów głośnikowych wówczas, gdy nie jest wymagana duża głośność odbioru. Przy b. krótkich liniach połączeniowych, ze względu na echo występujące u współrozmówcy, głośność odbioru powinna być kilkakrotnie niższa od głośności nadawania. Przy długich liniach połączeniowych, o dużej tłumienności, dla uzyskania zadowalającej głośności należy stosować do współpracy aparaty telefoniczne o nieziennej oporności wejściowej, a linie dokładnie równoważyć.

Zestawienie parametrów układu I zawiera tablica 1.

Tablica 1

Zestawienie parametrów charakteryzujących klasyczny układ dwupleksowy (układ I)

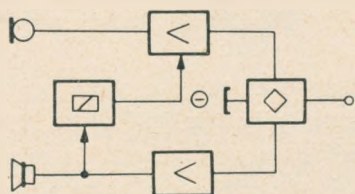
Nazwa	Sym- bol	Wy- miar	Wzór ogólny	Uzasadnienie wartości liczbowej	Wzór szczególny
Skuteczność kanału nadawczego	η_n	N		z założenia	0
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ	N		z założenia	1
Skuteczność kanału odbiorczego	η_o	N	$\tau + \chi$	z pomiaru $\chi \approx -2,5$	$\tau - 2,5$
Tłumienność cechowa	ε	N	$\alpha_e - \eta_o$	z pomiaru $\alpha_e \approx 1$	$3,5 - \tau$
Próg czułości odbiorczej	ν_o	N	$l_o - \eta_o$	z założenia $l_o = -2,5$	$-\tau$

2.3. Układy sterowane głosem, w których kierunek transmisji jest wyznaczony pierwszeństwem nadejścia sygnałów z danego kierunku przenoszenia

2.3.1. Układ dwuplexowy o skuteczności kanału nadawczego uzależnionej od istnienia sygnału odbieranego (Układ II — dwuplex z tłumikiem echa)

Układ zaleca się stosować wówczas, gdy przewidywane są połączenia za pośrednictwem linii o niewielkich tłumiennościach i gdy wymaganie dużej siły głosu przy odbiorze może być spełnione przez osiągnięcie w praktyce dostatecznie dużych tłumienności niezrównoważenia rozwidlenia.

Schemat blokowy układu II jest podany na rys. 3.



Rys. 3. Schemat blokowy układu II — dwuplexowego o skuteczności kanału nadawczego uzależnionej od istnienia sygnału odbieranego

Poza elementami wchodzącymi w skład klasycznego układu dwuplexowego, układ zawiera człon kontrolujący istnienie napięcia fonicznego w kanale odbiorczym i sterujący wielkością wzmocnienia kanału nadawczego. Człon kontrolno-sterujący powinien zadziałać jedynie przy odbiorze z linii prądów rozmównych.

W stanie spoczynku człon skuteczność obu kanałów układu jest równa skuteczności kanałów klasycznego układu dwuplexowego o równoważnych parametrach. W stanie działania człon skuteczność kanału nadawczego zostaje zmniejszona, tłumiąc szkodliwe dla współrozmówcy echo do wartości dopuszczalnej.

Dla zapewnienia prawidłowej pracy układu człon kontrolno-sterujący nie powinien zadziałać ani przy odbiorze zakłóceń z linii, ani też przy nadawaniu na linię. Te dwa warunki niezależnie ograniczają próg zadziałania członu.

Przyjmując, że podczas nadawania efektywna skuteczność kanału nadawczego jest równa normalnej otrzymamy:

— w stanie spoczynkowym członu, tj. podczas nadawania oraz podczas (względnej) ciszy: parametry układu są równe parametrom klasycznego układu dwuplexowego, tj.

$$\eta_n = 0 \text{ [N]} \quad (54)$$

$$\eta_o \leq \tau - 2,5 \text{ [N]} \quad (55)$$

$$\nu_o \approx -(2,5 + \eta_o) \text{ [N]} \quad (56)$$

— w stanie zadziałania członu natomiast, tj. podczas odbioru następuje zmniejszenie skuteczności kanału nadawczego do wartości, przy której tłumienność echowa układu osiąga wartość dopuszczalną (przy liniach połączeniowych o zerowej tłumienności). Uwzględniając (19) i (41) w (40) mamy*)

$$\text{odb } \eta_n + \text{odb } \eta_o = -2 \text{ [N]} \quad (57)$$

a ponieważ

$$\text{odb } \eta_o = \eta_o \quad (58)$$

więc

$$\text{odb } \eta_n \approx -(\eta_o + 2) \text{ [N]} \quad (59)$$

przy czym oczywiście

$$\text{odb } \eta_n \leq \eta_n \quad (60)$$

Granice stosowalności układu wyznacza graniczny warunek zależności (60), tj.

$$(\text{odb } \eta_n)_{gr} = \eta_n$$

po uwzględnieniu którego otrzymamy

$$\eta_{o\ gr} \approx -2 \text{ [N]} \quad (61)$$

lub, z (55)

$$\tau \geq 0,5 \text{ [N]} \quad (62)$$

co oznacza, że stosowanie tłumika echa w układach dupleksowych o osiągalnej tłumienności niezrównoważenia rozwidlenia mniejszej od 0,5 N mija się z celem.

Z punktu widzenia użytkownika stosowanie tłumika echa można uznać za celowe wówczas, gdy daje to łatwo spostrzegalny efekt akustyczny, np. dwukrotnie głośniejszy odbiór przy utrzymaniu głośności echa na granicy dopuszczalności.

W tych warunkach otrzymamy

$$\tau_{gr} \approx 1,5 \text{ [N]} \quad (63)$$

co oznacza, że stosowanie układu z tłumikiem echa jest uzasadnione wówczas, gdy osiągalna tłumienność niezrównoważenia rozwidlenia jest co najmniej równa 1,5 N.

Drugie ograniczenie zakresu stosowalności układu wynika z ograniczeń progu zadziałania członu kontrolno-sterującego.

Aby uniknąć blokowania kanału nadawczego przez zakłócenia docho-

*) W tym układzie, jak i w innych układach o dwóch stanach równowagi członu kontrolno-sterującego, symbol odb przed symbolem parametru oznacza wartość tego parametru w stanie odbioru układu (odpowiadającemu stanowi zadziałania członu); brak tego symbolu oznacza wartość rozważanego parametru w stanie spoczynku członu (tj. w stanach układu spoczynkowym i nadawania). Ten sposób oznaczania wprowadzono dla osiągnięcia większej komunikatywności wzorów.

dzące z linii, próg zadziałania członu musi leżeć powyżej poziomu maksymalnych zakłóceń odbieranych z linii

$$v_p > \max u_z \quad (64)$$

Aby uniknąć samoblokowania kanału nadawczego, człon kontrolno-sterujący nie powinien zapracować od napięć nadawczych przechodzących przez rozwidlenie nawet przy najwyższym poziomie nadawania

$$v_p > \max u_n - \tau \quad (65)$$

Oznaczamy przez δ odstęp progu zadziałania członu przy najwyższym poziomie nadawania; wówczas

$$\delta = v_p - (\max u_n - \tau) \quad (66)$$

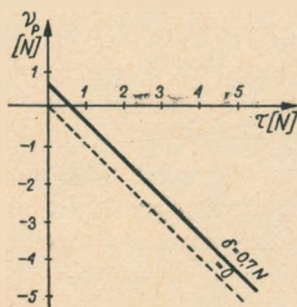
Jeżeli na wyjściu kanału nadawczego zastosujemy limiter ograniczający maksymalne napięcie liniowe do poziomu zerowego, tj.

$$\max u_n = 0 \quad (67)$$

to

$$r_p = \delta - \tau \quad (68)$$

Równanie (68) jest przedstawione graficznie na rys. 4.



Rys. 4. Zależność progu czułości odbiorczej członu kontrolno-sterującego od tłumienności niezrównoważenia dla różnych wartości odstępów bezpieczeństwa δ

Określając z zależności (26)

$$\tau = \eta_0 - \chi \quad (69)$$

mamy

$$v_p = \delta + \chi - \eta_0 \quad (70)$$

określając z zależności (36)

$$\eta_0 = -(v_0 + 2,5) \text{ [N]} \quad (71)$$

mamy

$$r_p = v_0 + \delta + \chi + 2,5 \text{ [N]} \quad (72)$$

Jeśli przyjmiemy za bezpieczny taki odstęp progu zadziałania, przy którym musi nastąpić podwojenie napięcia, tj.

$$\delta = \ln 2 \cong 0,7 \text{ [N]} \quad (73)$$

oraz uwzględnimy wartość (27), to

$$\nu_p \cong \nu_o + 0,7 \text{ [N]} \quad (74)$$

co oznacza, że w przyjętych warunkach pracy układ nie będzie tłumić ech sygnałów nadchodzących z linii, gdy przeciętny poziom tych sygnałów będzie niższy od określonego równaniem (74).

Nastawienie członu kontrolno-sterującego na większą czułość nie jest wskazane, ponieważ przy nadawaniu głośniejszych dźwięków istniałoby prawdopodobieństwo samoblokowania kanału nadawczego.

Dla zapewnienia prawidłowego przebiegu nadawania użytkownik telefonu głośnikowego pracującego w układzie dupleksowym z tłumikiem echa powinien posiadać: wskaźnik normalnego działania kanału nadawczego oraz przycisk umożliwiający odblokowanie tego kanału. Rozwiązanie takie nie jest konieczne, gdy blokada kanału nadawczego podczas odbioru jest słaba, tj., gdy wartość bezwzględna wyrażenia

$$\Delta\eta_n = \text{odb } \eta_n - \eta_n \approx (\eta_o + 2) \text{ [N]} \quad (75)$$

jest mała.

Gdy natomiast blokada jest silna, mogłoby się zdarzyć, że na skutek braku wskaźnika, użytkownik telefonu głośnikowego mówiłby mimo tego, że chwilowo kanał nadawczy byłby zablokowany. Na ogół spowodowałyby to konieczność powtarzania zdań już raz nadanych, a tym samym znaczne utrudnienie porozumienia. Zastosowanie wskaźnika należy więc uznać za konieczne. Zastosowanie przycisku odblokowującego jest konieczne tylko wówczas, gdy istnieje prawdopodobieństwo występowania na linii zakłóceń o poziomie wyższym od progu czułości członu kontrolno-sterującego. Zastosowanie przycisku jest konieczne również wówczas, gdy przewiduje się możliwość przerywania rozmówcom ich ciągłego potoku wymowy.

Porównanie parametrów rozważanego układu z układem odniesienia zawiera tabl. 2.

2.3.2. Układ dupleksowy o skutecznościach obu kanałów uzależnionych od istnienia sygnału odbieranego (Układ III)

Układ zaleca się stosować wówczas, gdy przewidywane są połączenia za pośrednictwem linii o niewielkich tłumiennościach, przy których istniejące wymaganie dużej siły głosu przy odbiorze nie może być spełnione przez klasyczny układ dupleksowy ze względu na niemożność osiągnięcia w praktyce wymaganych wartości tłumienności niezrównoważenia rozwidlenia.

Schemat blokowy układu III jest podany na rys. 5.

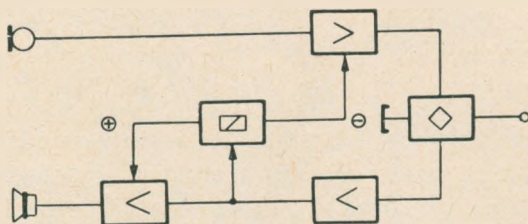
Poza elementami wchodzącymi w skład klasycznego układu duplekso-

Tabela 2

Porównanie parametrów układu II-dupleksowego wyposażonego w tłumik echa i klasycznego układu dupleksowego

Nazwa	Symbol	Wymiar	Układ odniesienia (I)	Układ porównywany (II)		Uwagi	Wartość stałych
				stan spoczynkowy i nadawania	stan odbioru		
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ	N	1	1	> 1	—	—
Tłumienność echa	ε	N	$\alpha_e - \eta_o$	$\alpha_e - \eta_o$	ε_o	ε_o zakładamy	$\varepsilon_o = 3$
Skuteczność kanału nadawczego	η_n	N	0	0	$\alpha_e - \eta_o - \varepsilon_o$	—	$\alpha_e = 1$
Skuteczność kanału odbiorczego	η_o	N	$\tau + \chi$	$\tau + \chi$	$\tau + \chi$	—	$\chi = -2,5$
Próg czułości odbiorczej	v_o	N	$t_o - \eta_o$	$t_o - \eta_o$	$t_o - \eta_o$	—	$t_o = -2,5$
Próg czułości członu kontrolnego	v_p	N	—	$v_o + \delta$	$v_o + \delta$	dla $\begin{cases} \max u_n \leq 0 \\ \max u_z < v_o \end{cases}$	$\delta = 0,7$

wego układ zawiera człon kontrolujący istnienie napięcia fonicznego w kanale odbiorczym i sterujący wielkością wzmacnień obu kanałów. Człon kontrolno-sterujący powinien zapracowywać jedynie przy odbiorze z linii prądów rozmównych.



Rys. 5. Schemat blokowy układu III — dupleksowego o skutecznościach obu kanałów uzależnionych od istnienia sygnału odbieranego

W stanie spoczynku członu skuteczność obu kanałów układu jest równa skuteczności kanałów klasycznego układu dupleksowego o równoważnych parametrach.

W stanie działania członu skuteczność kanału odbiorczego zostaje zwiększona, zaś skuteczność kanału nadawczego — zmniejszona w sposób zapewniający uzyskanie wymaganej głośności odbioru przy jednoczesnym stłumieniu echa do wartości dopuszczalnej.

Dla zapewnienia prawidłowej pracy układu człon kontrolno-sterujący nie powinien zapracowywać ani przy odbiorze zakłóceń z linii, ani też przy nadawaniu na linię. Te dwa warunki niezależnie ograniczają próg zadziałania członu.

Przyjmując, że podczas nadawania efektywna skuteczność kanału nadawczego jest równa normalnej — otrzymamy:

— w stanie spoczynkowym członu, tj. podczas nadawania oraz podczas (względnej) ciszy — parametry układu są równe parametrom klasycznego układu dupleksowego, tj.

$$\eta_n = 0 \text{ [N]} \quad (76)$$

$$\eta_o \leq \tau - 2,5 \text{ [N]} \quad (77)$$

$$\nu_o \approx -(2,5 + \eta_o) \text{ [N]} \quad (78)$$

— zaś w stanie zadziałania członu, tj. podczas odbioru następuje: 1) wzrost skuteczności kanału odbiorczego do wymaganej wartości

$$\text{odb } \eta_o = \eta_o + \Delta\eta_o \quad (79)$$

gdzie

$$\Delta\eta_o \geq 0 \quad (80)$$

oraz jednocześnie 2): zmniejszenie skuteczności kanału nadawczego do

wartości, przy której tłumienność echa przez układ osiąga wartość dopuszczalną. Uwzględniając (19) i (41) w równaniu (40) mamy

$$\text{odb } \eta_n + \text{odb } \eta_o = -2 \text{ [N]} \quad (81)$$

skąd, uwzględniając (79), mamy

$$\text{odb } \eta_n \approx -(\eta_o + \Delta\eta_o + 2) \text{ [N]} \quad (82)$$

przy czym oczywiście

$$\text{odb } \eta_n \leq \eta_n \quad (83)$$

W omawianym układzie teoretycznie można uzyskać dowolną głośność podczas odbioru, nawet sygnałów słabych, byleby leżały one powyżej progu zadziałania członu kontrolno-sterującego. Ponieważ jednak zależy raczej na dostatecznie głośnym odbiorze zarówno sygnałów słabych jak i silnych — stosuje się automatyczne wyrównywanie poziomu wyjściowego podczas odbioru.

Głośność odbieranych dźwięków można wyrazić zależnością

$$v_o \cong (\text{odb } \eta_o) + u_o \quad (84)$$

Ze wzoru (84) można wyznaczyć próg zadziałania automatyki v_a , założywszy poziom, na którym następuje ograniczenie głośności. Zazwyczaj jako graniczną przyjmuje się głośność normalną, tj.

$$v_o = 0 \text{ [N]} \quad (85)$$

Uwzględniając (79) mamy

$$v_a = -(\eta_o + \Delta\eta_o) \quad (86)$$

Próg zadziałania automatyki może leżeć tym niżej, im większą wartość ma suma skuteczności spoczynkowej i przyrostu skuteczności kanału odbiorczego. Próg zadziałania automatyki może być obniżany aż do granicy wyznaczonej progiem czułości odbiorczej członu kontrolno-sterującego, określonego zależnością (70).

Nastąpi to dla

$$\Delta\eta_o = -(\chi + \delta) \quad (87)$$

Uwzględniając wartość (27) i (73) mamy

$$\Delta\eta_o \approx 1,8 \text{ [N]} \quad (88)$$

Granice stosowalności układu wyznacza graniczny warunek zależności (80), tj.

$$\Delta\eta_o = 0 \quad (89)$$

Oczywiście z punktu widzenia użytkownika stosowanie układu można uznać za celowe wówczas, gdy daje to łatwo dostrzegalny efekt akustyczny (w porównaniu z klasycznym układem dupleksowym o równoważnych parametrach), tzn. gdy

$$\Delta\eta_o \geq 1 \text{ [N]} \quad (90)$$

Nierówność (90) podaje dolną granicę przyrostu skuteczności odbiorczej, począwszy od której uzasadnione jest stosowanie rozpatrywanego układu.

Górna granica przyrostu skuteczności odbiorczej nie może być teoretycznie wyznaczona, jednak ze względu na występowanie zniekształceń (obcinania) początków odbieranych głosek (szczególnie bezdźwięcznych) należy zawsze dążyć do osiągania wymaganej skuteczności kanału odbiorczego podczas odbioru przy możliwie najmniejszej wartości tego przyrostu, a więc drogą uzyskiwania możliwie dużych tłumienności niezrównoważenia rozwidlenia. Zakładając wymaganą wartość skuteczności kanału odbiorczego podczas odbioru otrzymamy z równań (79) i (26)

$$\min \Delta \eta_o \approx \text{odb } \eta_o - (\chi + \max \tau) \quad (91)$$

Drugie ograniczenie zakresu stosowalności układu wynika z ograniczeń progu zadziałania członu kontrolno-sterującego i jest identyczne jak w układzie dupleksowym z tłumikiem echa, tzn. że

$$v_p > \max u_z \quad (92)$$

oraz

$$v_p > \max u_n - \tau \quad (93)$$

Przy zastosowaniu limitera dającego

$$\max u_n = 0 \quad (94)$$

oraz odstęp bezpieczeństwa zadziałania δ , będzie

$$v_p = \delta - \tau \quad (95)$$

Wykres tej zależności jest podany na rys. 4.

Uwzględniając zależności (26), (36), (27) i (73) mamy

$$v_p \cong v_o + 0,7 \text{ [N]} \quad (96)$$

Należy zwrócić uwagę, że omawiany układ może zapewnić wymaganą głośność odbioru tylko dla sygnałów ponadprogowych, tzn. takich, których przeciętny poziom przekracza wartość (95) lub (96).

Wszystkie sygnały o poziomie podprogowym będą odbierane cicho, z głośnością odpowiadającą klasycznemu układowi dupleksowemu o równoważnych parametrach lub też będą odbierane z dużymi zniekształceniami spowodowanymi chwilowymi zadziałaniami członu kontrolno-sterującego (gdy odbierane napięcie foniczne chwilowo przekracza próg zadziałania członu). Układ ten należy zatem stosować tylko do odbioru sygnałów, których przeciętna wartość leży zawsze powyżej progu zadziałania członu kontrolno-sterującego

$$\min u_o > v_p \quad (97)$$

Z zależności (95) widać, że obniżenie dolnej granicy sygnałów ponadprogowych: $\min u_o$ jest możliwe tylko przez zwiększenie osiągalnej tłumienności niezrównoważenia.

Ponieważ

$$\min u_o = u_n - \max A \quad (98)$$

przeło przy nadawaniu z normalnym poziomem będzie

$$\max A < \tau - \delta \quad (99)$$

a uwzględnwszy (73)

$$\max A < \tau - 0,7 \text{ [N]} \quad (100)$$

Nierówność (100) oznacza, że maksymalna tłumienność linii współpracującej z rozważanym układem musi być mniejsza od osiągalnej tłumienności niezrównoważenia co najmniej o 0,7 N i to przy zastrzeżeniu, że przeciętny poziom nadawania współrozmówcy nie spada poniżej normalnego.

Jako granicę opłacalności stosowania automatyki można przyjąć warunki, przy których jej działanie będzie już wyraźnie dostrzegalne przez użytkownika, a więc np. gdy przy obniżeniu poziomu sygnału liniowego o 1 N względem normalnego użytkownik nie stwierdzi zmiany głośności odbieranych dźwięków.

Dla

$$r_o < -1 \text{ [N]} \quad (101)$$

będzie, uwzględniając (86)

$$\eta_o + \Delta\eta_o \geq 1 \text{ [N]} \quad (102)$$

który to warunek oznacza, że stosowanie automatyki jest opłacalne wówczas, gdy suma skuteczności spoczynkowej i przyrostu skuteczności kanału odbiorczego przekracza wartość 1 N.

Rozważany układ, tak jak i poprzedni powinien być wyposażony we wskaźnik normalnego działania kanału nadawczego oraz przycisk odblokowujący ten kanał.

Porównanie parametrów rozważanego układu z układem odniesienia zawiera tabl. 3.

2.3.3. Układ duplexowy o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia sygnału w przeciwnym kanale. (Układ IV)

Układ zaleca się stosować wówczas, gdy przewidywane są połączenia za pośrednictwem linii o znacznych tłumiennościach, przy czym poziom zakłóceń dochodzących z linii jest pomijalny w stosunku do poziomu odbieranych sygnałów.

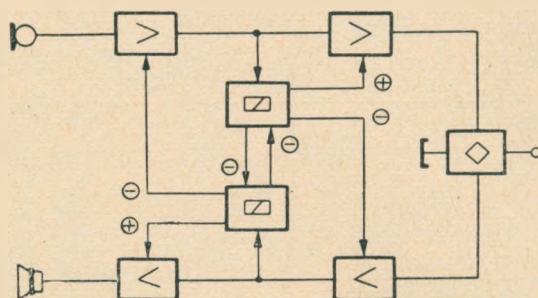
Schemat blokowy układu IV jest podany na rys. 6.

Tabela 3

Porównanie parametrów układu III — duplexowego o skutecznościach obu kanałów uzależnionych od istnienia sygnału odbieranego i klasycznego układu duplexowego

Nazwa	Symbol	Wymiar	Układ odniesienia (I)	Układ porównywany (III)		Uwagi	Wartości stałych
				stan spoczynkowy i nadawania	stan odbioru		
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ	N	1	1	> 1	—	$\alpha_e = 1$
Tłumienność echa	ε	N	$\alpha_e - \eta_0$	$\alpha_e - \tau - \chi$	ε_0	ε_0 zakładamy	$\varepsilon_0 = 3$
Skuteczność kanału nadawczego	η_n	N	0	0	$\alpha_e - \tau - \chi + \Delta\eta_0 - \varepsilon_0$	$\Delta\eta_0$ zakładamy	$\Delta\eta_0$ dowolnie
Skuteczność kanału odbiorczego	η_0	N	$\tau + \chi$	$\tau + \chi$	$\tau + \chi + \Delta\eta_0$	—	$\chi = -2,5$
Próg czułości odbiorczej	v_0	N	$\iota_0 - \eta_0$	$\iota_0 - \tau - \chi$	—	—	$\iota_0 = -2,5$
Próg czułości czionu kontrolnego	v_p	N	—	$v_0 + \delta$	—	dla $\begin{cases} \max u_n \leq 0 \\ \max u_z < v_0 \end{cases}$	$\delta = 0,7$

Poza elementami wchodzącymi w skład klasycznego układu duplexowego, układ zawiera dwa człony kontrolno-sterujące. Każdy z członów bada, czy w kontrolowanym przez niego kanale występuje napięcie foniczne i steruje wielkością wzmocnień obu kanałów, zwiększając skuteczność własnego kanału i równocześnie zmniejszając skuteczność kanału przeciwnego. Oba człony wzajemnie się blokują, dzięki czemu niemożliwe jest jednoczesne zadziałanie obu członów.



Rys. 6. Schemat blokowy układu IV — duplexowego o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia sygnału w przeciwnym kanale

W ten sposób po nadejściu sygnałów fonicznych z danego kierunku przenoszenia następuje uprzywilejowanie tegoż kierunku z równoczesnym upośledzeniem kierunku przeciwnego. Po zniknięciu sygnału fonicznego następuje powrót układu do stanu spoczynku.

Po pojawieniu się sygnału fonicznego z odwrotnego kierunku przenoszenia następuje odwrotne uprzywilejowanie (i upośledzenie) kanałów.

Podczas trwania jednego ze stanów działania układu sygnały foniczne transmitowane w kierunku aktualnie upośledzonym nie mogą, bez względu na ich amplitudę, odwrócić istniejącego uprzywilejowania kanałów.

Z tego względu czułość członów kontrolno-sterujących jest ograniczona tylko maksymalnym poziomem zakłóceń.

Zasadniczo układ może posiadać dowolnie wielkie skuteczności każdego z kanałów w trakcie uprzywilejowania. Dla zachowania jednak niekształceń sprzężeniowych i tłumienności echowej na dopuszczalnym poziomie — wzrostowi skuteczności kanału aktualnie uprzywilejowanego musi towarzyszyć spadek skuteczności kanału równocześnie upośledzonego. Wzrost skoku skuteczności między stanami uprzywilejowania i upośledzenia każdego z kanałów powoduje zatem stopniowe przechodzenie układu duplexowego do simpleksowego systemu pracy. Wpływa to niekorzystnie na warunki porozumiewania się przez stopniowe pogarszanie słyszalności abonenta aktualnie „upośledzonego”.

Dla celów porównawczych założmy, że podczas działania skuteczność każdego z kanałów rozpatrywanego układu jest równa skuteczności odpowiednich kanałów poprzedniego układu (III).

Podczas nadawania będzie zatem*)

z założenia

$$\text{nad } \eta_n = 0 \text{ [N]} \quad (103)$$

więc

$$\text{nad } \eta_o \leq \tau - 2,5 \text{ [N]} \quad (104)$$

Podczas odbioru zaś będzie

z założenia

$$\text{odb } \eta_o = \text{nad } \eta_o + \Delta\eta_o \quad (105)$$

gdzie

$$\Delta\eta_o > 0 \quad (106)$$

oraz

$$\text{odb } \eta_n \approx -(\text{nad } \eta_o + \Delta\eta_o + 2) \text{ [N]} \quad (107)$$

W stanie spoczynkowym układu skuteczności każdego z kanałów wykazują wartości pośrednie między wartościami krańcowymi występującymi podczas działania układu.

O wyborze wartości skuteczności każdego z kanałów w stanie spoczynkowym układu decydują dwa czynniki: czułość układu i zniekształcenia początków ciągów sygnałów fonicznych transmitowanych w każdym z kierunków.

Czułość odbiorcza układu będzie tym większa, im większą skuteczność spoczynkową będzie wykazywać kanał odbiorczy. Jednakże, przy zachowaniu niezmienniej stabilności w pętli fonicznej wzrostowi skuteczności spoczynkowej kanału odbiorczego musi towarzyszyć równorzędny spadek skuteczności spoczynkowej kanału nadawczego. Wywołuje to spadek czułości nadawczej układu, wyznaczonej przez próg zadziałania członu kontrolującego kanał nadawczy.

Zniekształcenia początków odbieranych ciągów sygnałów fonicznych będą tym mniejsze, im mniejszy będzie skok skuteczności kanału odbiorczego przy przejściu układu ze stanu spoczynkowego do stanu odbioru, tzn. im większą skuteczność spoczynkową będzie wykazywać kanał odbiorczy. Wzrostowi skuteczności spoczynkowej kanału odbiorczego towarzyszy równorzędny spadek skuteczności spoczynkowej kanału nadawczego, a więc wzrost skoku skuteczności kanału nadawczego

*) W tym układzie, jak i w innych układach o trzech stanach równowagi członu kontrolno-sterującego, symbole: *nad*, *spocz*, *odb* przed symbolami parametrów oznaczają wartości tych parametrów w odpowiednich stanach układu: nadawania, spoczynku i odbioru. Oznaczenia takie wprowadzono w celu zwiększenia komunikatywności wzorów.

przy przejściu układu ze stanu spoczynkowego do stanu nadawania. Wywołuje to z kolei wzrost zniekształceń początków nadawanych ciągów sygnałów fonicznych.

W celu zachowania takiego samego prawdopodobieństwa występowania zniekształceń początków ciągów sygnałów fonicznych transmitowanych w obu kierunkach zazwyczaj przyjmuje się równość skoków skuteczności każdego z kanałów przy przejściu ze stanu spoczynku do stanu działania, tzn.

$$\text{nad } \eta_n - \text{spocz } \eta_n = \text{odb } \eta_o - \text{spocz } \eta_o \quad (108)$$

Uwzględniając warunek, że w stanie spoczynkowym układu (tzn. gdy nie transmituje się dźwięków użytecznych) istnieje możliwość zmniejszenia odstępów od gwizdu w pętli fonicznej z wartości normalnej przy nadawaniu σ_n do wartości minimalnej σ_d

$$\text{spocz } \eta_n = -\frac{1}{2}[\Delta\eta_o - (\sigma_n - \sigma_d)] \quad (109)$$

zaś uwzględniając (14) i (15) mamy*)

$$\text{spocz } \eta_n \approx 0,35 - \frac{1}{2}\Delta\eta_o \text{ [N]} \quad (110)$$

oraz

$$\text{spocz } \eta_o \leq (\tau + \chi + \Delta\eta_o) - \frac{1}{2}[\Delta\eta_o - (\sigma_n - \sigma_d)] \quad (111)$$

zaś, uwzględniając (27) oraz (14) i (15) mamy**)

$$\text{spocz } \eta_o \leq \tau + \frac{1}{2}\Delta\eta_o - 2,15 \text{ [N]} \quad (112)$$

Czułość odbiorcza rozpatrywanego układu wynosi

$$r_o \approx - (2,5 + \text{spocz } \eta_o) \text{ [N]} \quad (113)$$

W układzie celowe jest zastosowanie automatycznego wyrównywania poziomu wyjściowego podczas odbioru, jeśli tylko jest spełniony warunek

$$\text{odb } \eta_o \geq 1 \text{ [N]} \quad (114)$$

Próg zadziałania automatyki ustawionej na poziomie równym głośności normalnej jest określony z zależności (81), (85), (105), i (104) jako

$$v_a \approx 2,5 - (\tau + \Delta\eta_o) \text{ [N]} \quad (115)$$

*) Należy zwrócić uwagę, że w tym przypadku ($\sigma_d=0,3$ N) układ w stanie spoczynkowym wywołuje blisko 2,5-krotny wzrost czasu pogłosu pomieszczenia (dla częstotliwości powstawania gwizdu), oraz zniekształcenia sprzężeniowe nadawanych dźwięków sięgające 0,4 N (dla tej samej częstotliwości).

***) Należy zwrócić uwagę, że w tym przypadku ($\sigma_d=0,3$ N) układ w stanie spoczynku wywołuje zniekształcenia sprzężeniowe odbieranych dźwięków sięgające 0,22 N (dla częstotliwości powstawania gwizdu).

Przy największej osiągalnej wartości spoczynkowej skuteczności kanału odbiorczego równej

$$\max \text{spocz } \eta_o \approx \tau + \frac{1}{2} \Delta \eta_o - 2,15 \text{ [N]} \quad (116)$$

otrzymamy najniższy próg czułości kanału odbiorczego równy:

$$\min v_o \approx - \left(\tau + \frac{1}{2} \Delta \eta_o + 0,35 \right) \text{ [N]} \quad (117)$$

Gdy poziom zakłóceń występujących na liniach połączeniowych jest pomijalny, tzn. gdy

$$\max u_z < \min v_o \quad (118)$$

wówczas próg zadziałania członu kontrolującego kanał odbiorczy, wyznaczający czułość odbiorczą rozpatrywanego układu, może być równy najniższemu progowi czułości kanału odbiorczego

$$v_p = \min v_o \quad (119)$$

Oczywiście możliwe jest stosowanie niższych progów czułości członu kontrolno-sterującego. Nie jest to jednak celowe, gdyż następowałyby wówczas między innymi odtwarzanie nadchodzących sygnałów z głośnością mniejszą od przyjętej za minimalną.

Gdy natomiast warunek (118) nie jest spełniony, wówczas próg czułości odbiorczej tego układu (tak jak i wszystkich układów sterowanych głosem na zasadzie pierwszeństwa zajęcia toru) powinien leżeć powyżej wartości

$$\min v_p = \max u_z \quad (120)$$

Gdy poziom zakłóceń leży wyżej od wymaganego progu czułości głośnikowego aparatu telefonicznego — konieczne jest zastosowanie jednego z układów sterowanych głosem na zasadzie przewagi energii fonicznej.

Porównanie parametrów rozważanego układu z układem odniesienia zawiera tablica 4.

2.4. Układy sterowane głosem, w których kierunek transmisji jest wyznaczany chwilową przewagą energii sygnałów nadchodzących z danego kierunku przenoszenia

2.4.1. Układ dupleksowy o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia różnicy energii między sygnałami w obu kanałach (Układ V)

Układ jest udoskonaleniem układu III.

Schemat blokowy układu V jest podany na rys. 7.

Poza elementami wchodzącymi w skład klasycznego układu duplekso-

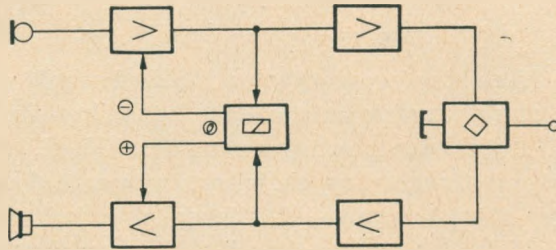
Tabela 4

Porównanie parametrów układu IV — dupleksowego o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia sygnału w przeciwnym kanale i klasycznego układu dupleksowego

Nazwa	Symbol	Wy- miar	Układ odniesie- nia (I)	Układ porównywany (IV)			Uwagi	Wartość stałych
				stan nadawania	stan spoczynkowy	stan odbioru		
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ	N	1	1	σ_d	> 1	σ_d zakładamy	$\sigma_d = 0,3$
Tłumienność echa	ε	N	$\alpha_e - \eta_0$	$\alpha_e - \tau - \chi$	$\alpha_e - \tau - \chi - (1 - \sigma_d)$	ε_0	ε_0 zakładamy	$\varepsilon_0 = 3$
Skuteczność kanału nadawczego	η_n	N	0	0	$\frac{1}{2} [(1 - \sigma_d) - \Delta\eta_0]$	$\alpha_e - \tau - \chi - \Delta\eta_0 - \varepsilon_0$	$\Delta\eta_0$ zakładamy	$\Delta\eta_0$ do- wolnie
Skuteczność kanału odbiorczego	η_0	N	$\tau + \chi$	$\tau + \chi$	$\tau + \chi + \frac{1}{2} [(1 + \sigma_d) - \Delta\eta_0]$	$\tau + \chi + \Delta\eta_0$	--	$\chi = 2,5$
Próg czułości odbiorczej	ν_0	N	$\nu_0 - \eta_0$	ν_p			--	$\nu_0 = 2,5$
Próg czułości członu kontrolnego	ν_p	N	--	--	$(\nu_0 - \tau - \chi) - \frac{1}{2} [(1 - \sigma_d) + \Delta\eta_0]$	--	dla $\max u_z < \nu_p$	$\alpha_e = 1$

wego, układ zawiera człon kontrolujący kierunek różnicy napięć fonicznych równocześnie występujących w każdym z kanałów. Człon ten posiada dwa stany równowagi: spoczynkowy oraz działania.

Gdy napięcia foniczne w ogóle nie występują (cisza), lub gdy przewaga napięcia leży po stronie kanału nadawczego, człon znajduje się w stanie spoczynku (układ znajduje się wówczas w stanie spoczynku lub w stanie nadawania).



Rys. 7. Schemat blokowy układu V — dupleksowego o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia różnicy energii między sygnałami w obu kanałach

Jeżeli przewaga napięcia leży po stronie kanału odbiorczego, człon przechodzi w stan działania, sterując wzmacniaczami obu kanałów (układ znajduje się wówczas w stanie odbioru). Następuje zwiększenie skuteczności kanału odbiorczego o wartość umożliwiającą osiągnięcie dostatecznej głośności odbieranych dźwięków, a jednocześnie następuje zmniejszenie skuteczności kanału nadawczego o wartość umożliwiającą osiągnięcie dostatecznej tłumienności echa.

W przypadku odwrócenia się kierunku różnicy napięć następuje przejście członu do przeciwnego stanu równowagi, powodując zmianę uprzywilejowania kanałów.

Wartości skuteczności układu wyrażają się takimi samymi zależnościami, jak dla układu III.

W stanie spoczynku członu, tj. w stanie spoczynku układu i podczas nadawania, skuteczność kanału nadawczego wynosi

$$\eta_n = 0 \text{ [N]} \quad (121)$$

zaś kanału odbiorczego wyraża się zależnością

$$\eta_o \leq \tau - 2,5 \text{ [N]} \quad (122)$$

W stanie działania członu, tj. podczas odbioru, skuteczność kanału odbiorczego wynosi

$$\text{odb } \eta_a = \eta_o + \Delta\eta_o \quad (123)$$

gdzie

$$\Delta\eta_o > 0 \quad (124)$$

zaś kanału nadawczego wyraża się zależnością

$$\text{odb } \eta_n \approx -(\eta_o + \Delta\eta_o + 2) [N] \quad (125)$$

przy czym oczywiście

$$\text{odb } \eta_n < \eta_n \quad (126)$$

Układ może być wyposażony w automatyczną regulację siły głosu podczas odbioru, ograniczającą głośność do poziomu normalnego. Próg zadziałania tak ustawionej automatyki wynosi

$$v_a = -(\eta_o + \Delta\eta_o) \quad (127)$$

Przejsie układu ze stanów spoczynku lub nadawania do stanu odbioru następuje na skutek zadziałania członu kontrolno-sterującego, którego próg czułości może leżeć poniżej poziomu zakłóceń.

Zadziałaniu członu towarzyszy częściowe samozablokowanie się członu w osiągniętym stanie równowagi. Zjawisko to jest wywołane wprowadzaniem w obwód kontrolujący kanał nadawczy tłumienności, której wartość jest wyznaczona dopuszczalną tłumiennością echową podczas odbioru i wynosi

$$\Delta\eta_n \approx -(\Delta\eta_o + \eta_o + 2) [N] \quad (128)$$

Przy występowaniu zakłóceń (na linii względnie w pomieszczeniu za instalowania telefonu głośnikowego) — dla przesterowania członu, powodującego odwrócenie uprzywilejowania kierunków transmisji, konieczne jest, aby sygnały foniczne transmitowane w kierunku aktualnie uproszonym, po sflumieniu o wartość określoną zależnością (128) miały poziom wyższy od poziomu zakłóceń przebiegających w uprzywilejowanym kierunku.

Przy założeniu, że oba wejścia członu kontrolno-sterującego wykazują jednakową czułość (względem poziomów przyjętych za normalne), warunek możliwości przesterowania członu można przedstawić w postaci

$$(\text{nad } \iota_n + \Delta\eta_n) - \text{spocz } \iota_n > \max u_z - \min v_p \quad (129)$$

gdzie:

$\text{nad } \iota_n$ — względny poziom głośności nadawania w trakcie trwania odbioru zakłóceń z linii o poziomie $\max u_z$ powodujący przesterowanie członu kontrolno-sterującego z odbioru na nadawanie.

$\text{spocz } \iota_n$ — względny poziom głośności nadawania w stanie spoczynkowym członu kontrolno-sterującego, równoważący działanie napięcia liniowego o względnym poziomie równym progowi zadziałania tego członu $\min v_p$.

Z zależności (129) mamy

$$\min v_p > \max u_z - (\Delta\eta_n + \text{nad } \iota_n - \text{spocz } \iota_n) \quad (130)$$

Oznaczmy

$$\text{nad } \iota_n - \text{spocz } \iota_n = \nabla \quad (131)$$

— jest to skok głośności nadawanych dźwięków, powodujących przesterowanie członu kontrolno-sterującego, przy przejściu ze stanu spoczynkowego do stanu pracy (odbioru).

Wyrażenie (130) przyjmie postać

$$\min v_p > \max u_z - (\Delta\eta_n + \nabla) \quad (132)$$

Jeżeli przyjmiemy, że najniższy poziom nadawanej mowy leży powyżej poziomu $\text{spocz } \iota_n$, to przesterowanie członu w trakcie odbioru zakłóceń nastąpi, gdy skok głośności ∇ będzie mniejszy od dynamiki nadawczej mowy.

$$\text{Założywszy, że} \quad \nabla \approx 3 \text{ [N]} \quad (133)$$

i uwzględniając (128) mamy

$$\min v_p \geq \max u_z + (\eta_o + \Delta\eta_o - 1) \text{ [N]} \quad (134)$$

Uwzględniając (129), mamy

$$\min v_p \geq \max u_z + (\tau + \Delta\eta_o - 3,5) \text{ [N]} \quad (135)$$

Przy stałym poziomie zakłóceń próg zadziałania członu kontrolno-sterującego może leżeć tym niżej, im mniejszą wartość ma wyrażenie

$$(\eta_o + \Delta\eta_o - 1) = \text{odb } \eta_o - 1 \text{ [N]} \quad (136)$$

co jest możliwe tylko przy jednoczesnym obniżeniu głośności odbioru w omawianym układzie.

Przy zachowaniu tej samej wartości skuteczności kanału odbiorczego podczas odbioru możliwe jest uzyskanie większej czułości w układzie o ulepszonej kontroli kanałów (VI).

Porównanie parametrów rozważanego układu z układem odniesienia zawiera tablica 5.

2.4.2. Układ duplexowy o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia różnicy energii między sygnałami w obu kanałach i o ulepszonej kontroli kanałów (Układ VI)

Schemat blokowy układu VI podano na rys. 8.

Zasada działania układu jest identyczna z zasadą układu poprzedniego. Zmiana polega na tym, że w obwód kontrolny członu od strony kanału nadawczego jest wtrącane tłumienie o wartości równej przyrostowi skuteczności kanału odbiorczego podczas odbioru. Pozostała część tłumienia, wymagana przez obwód foniczny dla dostatecznego stłumienia echa jest wtrącana poza obwodem kontrolnym członu.

Osiągane w tym układzie wartości skuteczności są identyczne jak w układzie poprzednim.

Tablica 5

Porównanie parametrów układu V — dupleksowego sterowanego głosem różnicowo i klasycznego układu dupleksowego

Nazwa	Symbol	Wymiar	Układ odniesienia (I)	Układ porównywany (V)		Uwagi	Wartość stałych
				stan spoczynkowy i nadawania	stan odbioru		
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ	N	1	1	> 1	—	$\alpha_e = 1$
Tłumiennosc echa	ε	N	$\alpha_e - \eta_0$	$\alpha_e - \tau - \chi$	ε_0	ε_0 zakładamy	$\varepsilon_0 = 3$
Skuteczność kanału nadawczego	η_n	N	0	0	$\alpha_e - \tau - \chi + \Delta\eta_0 - \varepsilon_0$	$\Delta\eta_0$ zakładamy	$\Delta\eta_0$ dowolnie
Skuteczność kanału odbiorczego	η_0	N	$\tau + \chi$	$\tau + \chi$	$\tau + \chi + \Delta\eta_0$	—	$\chi = -2,5$
Próg czułości odbiorczej	ν_0	N	$\iota_0 - \eta_0$	$\iota_0 - (\tau + \chi)$	$\iota_0 - (\tau + \chi + \Delta\eta_0)$	—	$\iota_0 = -2,5$
Próg czułości członu kontrolnego	ν_p	N	—	$\max u_z - (V + \alpha_e - \tau - \chi - \Delta\eta_0 - \varepsilon_0)$	—	V zakładamy	V = 3

Układ wykazuje natomiast większą czułość. Dla zapewnienia możliwości przesterowania członu jego próg czułości powinien spełniać zależność

$$\min v_p > \max u_z + \Delta\eta_0 - \nabla \quad (137)$$

co dla

$$\nabla \approx 3 \text{ [N]} \quad (138)$$

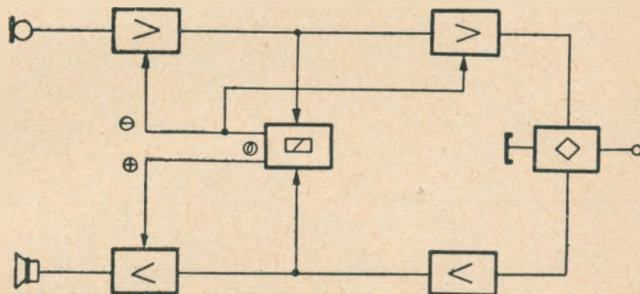
daje

$$\min v_p \geq \max u_z + \Delta\eta_0 - 3 \text{ [N]} \quad (139)$$

Próg czułości układu może leżeć poniżej poziomu zakłóceń wówczas, gdy

$$\Delta\eta_0 \leq 3 \text{ [N]} \quad (140)$$

Jeżeli przy tej samej skuteczności odbiorczej konieczne jest uzyskanie większej czułości — należy zastosować układ ulepszony o zmniejszo-



Rys. 8. Schemat blokowy układu VI — dupleksowego o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia różnicy energii między sygnałami w obu kanałach i o ulepszonej kontroli kanałów

nym skoku skuteczności przy przejściu ze stanu spoczynkowego do stanu odbioru (VII).

Jak to już podano przy omawianiu układu III, zwiększeniu wartości $\Delta\eta_0$ towarzyszy wzrost zniekształceń czoła odbieranego przebiegu akustycznego na początku każdego ciągu sygnałów fonicznych.

Zniekształcenia te można zmniejszyć zarówno przez zmniejszenie czasu zadziałania układu poniżej wartości fizjologicznego czasu zadziałania ucha ludzkiego, jak i przez zmniejszenie wielkości skoku skuteczności każdego z kanałów.

Ponieważ zmniejszenie czasu zadziałania układu poniżej pewnych wartości staje się nieopłacalne — opracowano układ o zmniejszonym skoku skuteczności odbiorczej przy przejściu ze stanu spoczynkowego do stanu odbioru.

Porównanie parametrów rozważanego układu z układem odniesienia zawiera tablica 6.

Tablica 6

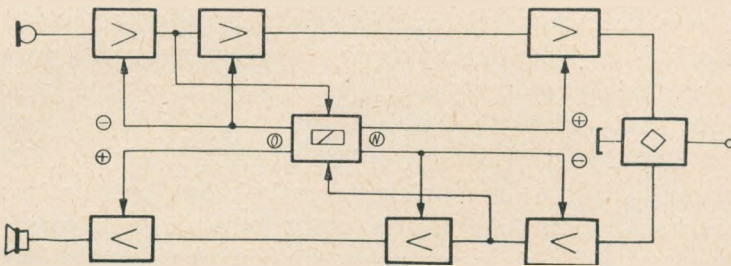
Porównanie parametrów układu VI — dwupleksowego sterowanego głosem różnicowo o ulepszonej kontroli kanałów i klasycznego układu dwupleksowego

Nazwa	Symbol	Wymiar	Układ odniesienia (I)	Układ porównywany (VI)		Uwagi	Wartości statycznych
				stan spoczynkowy i nadawania	stan odbioru		
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ	N	1	1	1	—	$\alpha_e = 1$
Tłumiennosc echa	ε	N	$\alpha_e - \eta_0$	$\alpha_e - \tau - \chi$	ε_0	ε_0 zakładamy	$\varepsilon_0 = 3$
Skuteczność kanału nadawczego	η_n	N	0	0	$\alpha_e - \tau - \chi +$ $- \Delta \eta_0 - \varepsilon_0$	$\Delta \eta_0$ zakładamy	$\Delta \eta_0$ dowolnie
Skuteczność kanału odbiorczego	η_0	N	$\tau + \chi$	$\tau + \chi$	$\tau + \chi + \Delta \eta_0$	—	$\chi = -2,5$
Próg czułości odbiorczej	η_0	N	$t_0 - \eta_0$	$t_0 - (\tau + \chi)$	$t_0 +$ $-(\tau + \chi + \Delta \eta_0)$	—	$t_0 = -2,5$
Próg czułości członu kontrolnego	η_p	N	—	$\max u_x + \Delta \eta_0 - \nabla$	∇ zakładamy	—	$\nabla = 3$

2.4.3. Układ dupleksowy o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia różnicy energii między sygnałami w obu kanałach, o ulepszonej kontroli kanałów i o zmniejszonych zniekształceniach początków ciągów transmitowanych sygnałów (Układ VII)

Schemat blokowy układu VII podano na rys. 9.

Poza elementami wchodzącymi w skład klasycznego układu dupleksowego, układ zawiera człon kontrolujący kierunek różnicy napięć fonicznych równocześnie występujących w każdym z kanałów. Człon ten ma trzy stany równowagi: spoczynkowy oraz dwa stany działania: nadawania i odbioru.



Rys. 9. Schemat blokowy układu VII — dupleksowego o skuteczności każdego z kanałów uzależnionej od istnienia różnicy energii między sygnałami w obu kanałach, o ulepszonej kontroli kanałów i o zmniejszonych zniekształceniach początków ciągów transmitowanych sygnałów

Gdy napięcia foniczne w ogóle nie występują (cisza) — człon znajduje się w stanie spoczynkowym, nie oddziałując na wzmacniacze kanałów, które w tym stanie wykazują skuteczności równe skutecznościom spoczynkowym.

Gdy przewaga napięcia leży po stronie kanału odbiorczego, wówczas człon przechodzi w stan odbioru sterując wzmacniaczami obu kanałów tak, że skuteczność kanału odbiorczego wzrasta do wymaganej wartości, a skuteczność kanału nadawczego równocześnie maleje do wartości wyznaczonej przez dopuszczalną tłumienność echa.

Gdy przewaga napięcia leży po stronie kanału nadawczego, wówczas człon przechodzi w stan nadawania, sterując wzmacniaczami obu kanałów tak, że skuteczność kanału nadawczego wzrasta do wymaganej wartości, a skuteczność kanału odbiorczego jednocześnie maleje do wartości wyznaczonej przez dopuszczalne zniekształcenia sprzężeniowe.

Przy przejściu układu ze stanu spoczynku do jednego ze stanów działania w obwód kontrolny kanału aktualnie upośledzonego jest wtrącone tłumienie równe przyrostowi skuteczności kanału aktualnie uprzywilejowanego. Dzięki temu stopień blokowania członu kontrolno-sterującego jest nieznaczny i układ wykazuje bardzo dużą czułość.

W przypadku odwrócenia się kierunku różnicy napięć następuje przejście członu do przeciwnego stanu pracy, powodując zmianę uprzywilejowania kanałów.

Skuteczności kanałów we wszystkich stanach*) wyrażają się identycznymi zależnościami jak w układzie IV (patrz wzory 103÷113).

W porównaniu z układem VI skok skuteczności kanału odbiorczego rozpatrywanego układu przy przejściu ze stanu spoczynku do stanu odbioru zmniejszył się więcej niż dwukrotnie.

W porównaniu z układem poprzednio omówionym zmniejszenie skoku skuteczności kanału odbiorczego przy przejściu rozważanego układu ze stanu spoczynku do stanu odbioru znacznie zmniejsza prawdopodobieństwo obcinania początków odbieranych głosek. Układ ten powoduje jednak obcinanie początków nadawanych głosek, przy czym prawdopodobieństwo obcinania przy nadawaniu jest zazwyczaj równe prawdopodobieństwu obcinania przy odbiorze.

Ponieważ prawdopodobieństwo to jest znacznie mniejsze niż w układzie poprzednim, a powstałe zniekształcenia mogą być dostrzeżone jedynie przez współrozmówców użytkownika telefonu głośnikowego — porównawcza ocena jakości rozważanego układu przez użytkownika głośnikowego aparatu telefonicznego wypada wyraźnie na niekorzyść układu poprzedniego.

Zmniejszenie skoku skuteczności kanału odbiorczego pozwala jednocześnie na zwiększenie czułości odbiorczej układu. Jeżeli przyjmiemy, że skok skuteczności każdego z kanałów przy przejściu ze stanu działania danego kanału jest jednakowy dla obu kanałów i równy

$$\Delta\eta = \frac{1}{2} \Delta\eta_0 - 0,35 \text{ [N]} \quad (141)$$

to najniższy próg czułości układu powinien spełniać zależność

$$\min v_s \geq \max u_s + \frac{1}{2} \Delta\eta_0 - 0,35 - \nabla \text{ [N]} \quad (142)$$

co dla

$$\nabla \approx 3 \text{ [N]} \quad (143)$$

daje

$$\min v_s \geq \max u_s + \frac{1}{2} \Delta\eta_0 - 3,35 \text{ [N]} \quad (144)$$

*) Należy przypomnieć, że w stanie spoczynku, gdy odstęp od gwizdu wynosi $\sigma_d = 0,3 \text{ N}$, układ wprowadza zniekształcenia sprzężeniowe sięgające $0,4 \text{ N}$, oraz wywołuje blisko 2,5-krotny wzrost czasu pogłosu pomieszczenia, w którym zainstalowano telefon głośnikowy. Przy przejściu do każdego ze stanów pracy zniekształcenia sprzężeniowe oraz przyrost czasu pogłosu zostają sprowadzone do wartości dopuszczalnych (patrz rozdz. 1.5.).

a zatem próg czułości może leżeć poniżej poziomu zakłóceń gdy

$$\Delta\eta_o \leq 6,7 \text{ [N]} \quad (145)$$

Gdy głośnikowy aparat telefoniczny jest przewidziany tylko do połączeń parowych, rozważany układ umożliwia, praktycznie biorąc zawsze, zejście z progiem czułości poniżej poziomu zakłóceń.

Dla publicznej sieci telefonicznej można bowiem przyjąć, że

$$\max \max A \approx 4,6 \text{ [N]} \quad (146)$$

Dla połączeń parowych jest

$$r_o = - \max A \quad (147)$$

a zatem

$$r_o \approx - 4,6 \text{ [N]} \quad (148)$$

Z zależności

$$r_o = odb \eta_o + r_o \quad (149)$$

mamy, uwzględniając, że $r_o = -2,5 \text{ [N]}$

$$odb \eta_o \approx 2,1 \text{ [N]} \quad (150)$$

Ponieważ

$$odb \eta_o = \tau + \chi + \Delta\eta_o \quad (151)$$

więc, przyjmując że

$$\min \chi \approx - 4,5 \text{ [N]} \quad (152)$$

mamy

$$\max \Delta\eta_o \approx 6,6 - \tau \text{ [N]} \quad (153)$$

a ponieważ

$$\min \min \tau \approx 0 \text{ [N]} \quad (154)$$

więc

$$\max \max \Delta\eta_o \approx 6,6 \text{ [N]} \quad (155)$$

Porównanie parametrów rozważanego układu z układem odniesienia zawiera tabl. 7.

3. ZESTAWIENIE PORÓWNAWCZE UKŁADÓW

3.1. Porównanie ogólne

W tablicy 8 są zestawione parametry układów omówionych w rozdz. 2. Zestawienie zostało sporządzone przy założeniu, że każdy z rozpatrywanych układów wykazuje taką samą miarę dobroci $\chi = -2,5 \text{ N}$ i taką samą wartość tłumienności akustycznej dla drogi echa $\alpha_e = 1 \text{ N}$. Próg czułości odbiorczej został określony dla głośności odbioru leżącej $2,5 \text{ N}$ poniżej głośności normalnej. Dla układów o sterowaniu różnicowym przyjęto skok głośności przy przesterowywaniu członu kontrolnego równy 3 N .

Tabela 7

Porównanie parametrów układu VII — dwupleksowego sterowanego gosem różnicowo o ulepszonej kontroli kanałów i o zmniejszonych zniekształceniach ciągów transmisyjnych z klasycznym układem dwupleksowym

Nazwa	Sym- bol	Wy- miar	Układ odniesie- nia (I)	Układ porównywany (VII)			Uwagi	Wartość stałych
				stan nadawania	stan spreczynekowy	stan odbioru		
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ	N	1	1	σ_d	> 1	σ_d zakładamy	$\sigma_d = 0,3$
Tłumienność echa	ε	N	$\alpha_e - \eta_0$	$\alpha_e - \tau - \chi$	$\alpha_e - \tau - \chi - (1 - \sigma_d)$	ε_0	ε_0 zakładamy	$\varepsilon_0 = 3$
Skuteczność kanału nadawczego	η_n	N	0	0	$\frac{1}{2} [(1 - \sigma_d) - \Delta\eta_0]$	$\alpha_e - \tau - \chi - \Delta\eta_0 - \varepsilon_0$	$\Delta\eta_0$ zakładamy dowolnie	$\alpha_e = 1$
Skuteczność kanału odbiorczego	η_0	N	$\tau + \chi$	$\tau + \chi$	$\tau + \chi + \frac{1}{2} [(1 + \sigma_d) + \Delta\eta_0]$	$\tau + \chi + \Delta\eta_0$	—	$\chi = -2,5$
Próg czułości odbiorczej	η_0	N	$\varepsilon_0 - \eta_0$	$\varepsilon_0 - \tau - \chi$	$\varepsilon_0 - \tau - \chi - \frac{1}{2} [(1 + \sigma_d) + \Delta\eta_0]$	$\varepsilon_0 - \tau - \chi - \Delta\eta_0$	—	$\varepsilon_0 = -2,5$
Próg czułości członu kontrolnego	η_0	N	—	$\max u_z + \frac{1}{2} [\Delta\eta_0 - (1 - \sigma_d)] - \nabla$			∇ zakładamy	$\nabla = 3$

Własności układu odniesienia zostały szczegółowo omówione w rozdziale 2.2.

W porównaniu do układu odniesienia pozostałe układy oznaczają się następującymi własnościami:

1. We wszystkich układach począwszy od II — zadowalającą tłumiennością echową (której wartość dopuszczalna została przyjęta na 3 N) dla sygnałów leżących powyżej progu czułości odbiorczej.

2. We wszystkich układach począwszy od III — zadowalającą skutecznością odbiorczą a zatem i głośnością odbioru (której wartość można użyć dowolnie dużą przez zastosowanie dostatecznie dużego skoku skuteczności przy przejściu ze stanu nadawania do stanu odbioru) dla sygnałów leżących powyżej progu czułości odbiorczej.

Peza tym:

3. W układach IV i VII, o trzech stanach równowagi (spoczynkowym, odbiorczym i nadawczym) uzyskuje się mniejsze zniekształcenia polegające na obcinaniu (ściślej: zmniejszaniu głośności) początkowych głosek transmitowanej mowy, niż w układach: III, V i VI o dwóch stanach równowagi (nadawczym i odbiorczym).

4. W układach II, III i IV (sterowanych głosem na zasadzie pierwszeństwa), w celu uniknięcia zablokowania jednego z kierunków transmisji, próg zadziałania członu kontrolno-sterującego powinien leżeć powyżej poziomu zakłóceń; jeśli rozpatrywany układ nie jest wyposażony w przycisk do odblokowywania — należy brać pod uwagę maksymalny poziom zakłóceń, jaki może nadchodzić z linii.

5. Dla wszystkich układów począwszy od II czułość odbiorcza jest wyznaczona progiem zadziałania członu kontrolno-sterującego. W układach począwszy od IV próg zadziałania członu jest uzależniony od skoku skuteczności odbiorczej przy przejściu ze stanu nadawania do stanu odbioru.

6. Najniższy próg czułości odbiorczej układów II i III musi leżeć powyżej progu czułości odbiorczej układu odniesienia (o 0,7 N) i to pod warunkiem limitowania nadawczych napięć wyjściowych na poziomie normalnym.

Najniższy próg czułości układu IV i następnych może leżeć poniżej progu czułości układu odniesienia.

Najniższy próg czułości układu V i następnych może leżeć poniżej poziomu zakłóceń.

7. W układach V, VI i VII (sterowanych głosem różnicowo) możliwe jest odwrócenie kierunku transmisji przez wysłanie w przeciwnym kierunku sygnału fonicznego o poziomie wyższym od poziomem sygnału aktualnie przesyłanego o wartość zależną od skoku czułości członu kontrolno-sterującego przy przeblokowywaniu.

T a b l i c a 8

Zestawienie parametrów porównywanych układów

Układ	Nr	I	II	III	IV	V	VI	VII	Stan działania układu
Odstęp od gwizdu w pętli fonicznej	σ [N]	1	1	1	0,3	1	1	0,3	spoczynkowy
Tłumienność echa	ϵ [N]	3,5- τ	3,5- τ	3,5- τ	2,8- τ	3,5- τ	3,5- τ	2,8- τ	nadawania spoczynkowy
Skuteczność kanału nadawczego	η_n [N]	0	0	0	0	0	0	0	odbioru nadawania
Skuteczność kanału odbiorczego	η_o [N]	$\tau-2,5$	0,5- τ	0,5- $\tau-\Delta\eta_o$	0,5- $\tau-\Delta\eta_o$	0,5- $\tau-\Delta\eta_o$	0,5- $\tau-\Delta\eta_o$	0,5- $\tau-\Delta\eta_o$	spoczynkowy odbioru
Próg czułości odbiorczej	v_o [N]	- τ	$\tau-2,5$	$\tau-2,5$	$\tau-2,5+\Delta\eta_o$	$\tau-2,5$	$\tau-2,5$	$\tau-2,5+\Delta\eta_o$	spoczynkowy nadawania
Schemat blokowy	wg. rys. Nr	1	3	5	6	7	8	9	
Grupa układów	-	układ odniesienia (oniemianych skutecznościach obu kanałów).	układy sterowane głosem, w których znaczonego pierwszeństwem nadejścia sygnałów z danego kierunku	układy sterowane głosem, w których kierunek transmisji jest wyznaczony przez energię sygnałów nadchodzących z danego kierunku.	$\left. \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ \tau+0,35+ \\ + \frac{1}{2} \Delta\eta_o \end{array} \right\} \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ (0,7-\tau)^* \end{array}$	$\left. \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ \tau-2,5 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ (0,7-\tau)^* \end{array}$	$\left. \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ \tau-2,5 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ (0,7-\tau)^* \end{array}$	$\left. \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ \tau-2,5 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \geq \max u_z \\ (0,7-\tau)^* \end{array}$	U w a g a: *) - pod warunkiem zastosowania limitera w kanale nadawczym, ograniczającego poziom wyjściowy na wartości nominalnej

3.2. Wytyczne wyboru układu optymalnego

Ten punkt stanowi próbę odpowiedzi na pytanie, jaki układ głośnikowego aparatu telefonicznego należy zastosować, aby w przewidywanych warunkach działania, urządzenie spełniało postawione wymagania.

Punktem wyjścia powinno być sprecyzowanie następujących danych:

1) minimalnego poziomu odbieranych napięć liniowych, co pozwala określić wymagany próg czułości odbiorczej układu: ν_0

2) wymaganej głośności odbioru sygnałów leżących na progu czułości, co pozwala określić wymaganą skuteczność kanału odbiorczego podczas odbioru: $odb \eta_0$;

3) najwyższego poziomu zakłóceń odbieranych z linii: $\max u_z$;

4) osiągalnej tłumienności niezrównoważenia każdej z linii przewidzianych do współpracy z urządzeniem, co pozwala określić jego wartość minimalną: $\min \tau$;

oraz ewentualnie:

5) zakresu wyrównania poziomu głośności odbieranych dźwięków, co pozwala określić próg zadziałania automatyki odbiorczej.

Wyznaczenie rodzaju układu należy rozpocząć od zbadania możliwości zastosowania układu o nieziennej skuteczności odbiorczej (a więc klasycznego układu dwupleksowego wzgl. układu z tłumikiem echa).

Należy porównać wartości $odb \eta_0$ i $\min \tau + \chi$.

Oceniając zakres przeciętnej lokalizacji akustycznej przetworników elektroakustycznych oraz zazwyczaj występujące nierównomierności charakterystyk przenoszenia obu kanałów układu autor proponuje przyjęcie (patrz Załącznik V), że

$$\chi = -2,5 \begin{cases} +1 \\ -2 \end{cases} \text{ [N]}$$

Należy przy tym pamiętać, że przyjmowanie dużych wartości χ (tzn. bliskich — 1,5 N) jest równoznaczne z pokonywaniem dużych trudności przy praktycznym realizowaniu takich układów. Małe wartości χ należy przyjmować wówczas, gdy przewiduje się, że układ będzie wykazywać znaczne nierównomierności elektroakustycznych charakterystyk przenoszenia częstotliwości akustycznych.

Jeżeli

$$odb \eta_0 \leq \min \tau + \chi$$

to można zastosować klasyczny układ dwupleksowy lub układ z tłumikiem echa.

Jeśli natomiast

$$odb \eta_0 > \min \tau + \chi$$

to należy stosować jeden z układów sterowanych głosem.

Przy konieczności stosowania układu sterowanego głosem należy najpierw ustalić wymaganą grupę sterowania, porównując wartości ν_0 i $\max u_z$:

Jeżeli

$$\max u_z < \nu_0$$

to dalszy wybór należy przeprowadzać wśród układów sterowanych głosem na zasadzie pierwszeństwa.

Jeśli natomiast

$$\max u_z \geq \nu_0$$

— wyboru należy dokonywać wśród układów ze sterowaniem różnicowym.

Ostateczny wybór układu należy poprzedzić obliczeniem wartości liczbowej wyrażenia

$$\Delta\eta_0 = odb \eta_0 - (\min \tau + \chi)$$

Następnie, posługując się tablicą 8 dla $\chi = -2,5$ N, albo tablicami od 1 do 7 dla innych wartości χ należy wyznaczyć najprostszy układ (tzn. oznaczony najniższą liczbą porządkową), którego próg czułości odbiorczej leży poniżej wartości ν_0 .

4. ZAŁĄCZNIKI

Załącznik I

Ustalenie normalnych warunków zainstalowania głośnikowego aparatu telefonicznego

Przy pracy aparatu w systemie dupleksowym część energii akustycznej wypromieniowanej przez głośnik dostaje się do mikrofonu. Normalnie głośnikowy aparat telefoniczny instaluje się w pomieszczeniu zamkniętym. W tym przypadku to zwrotne przenoszenie energii zachodzi zarówno na falach bezpośrednich jak i na falach pogłosu.

Przyjmijmy dla uproszczenia, że: I — fale pogłosu są doskonale rozproszone a ich natężenie jednakowe w całym pomieszczeniu; II — oba przetworniki elektroakustyczne posiadają kuliste charakterystyki kierunkowe; III — cały układ (przetworniki + pole akustyczne) jest niezależny od częstotliwości.

Przy spełnieniu tych założeń w przypadku zmiany odległości między przetwornikami będzie: 1 — ilość energii przenoszanej bezpośrednio zmienia się odwrotnie proporcjonalnie do kwadratu tej odległości; 2 — ilość energii przenoszanej pogłosowo nie ulega zmianie; 3 — ilości obu składowych energii przenoszanej zwrotnie stają się sobie równe dla odległości

granicznej pomieszczenia, uzależnionej od jego parametrów akustycznych.

Gdy odległość między przetwornikami jest mniejsza od odległości granicznej pomieszczenia — akustyczne sprzężenie zwrotne ma charakter sprzężenia bezpośredniego i szybko wzrasta przy zmniejszaniu tej odległości. Gdy odległość między przetwornikami jest większa od odległości granicznej pomieszczenia — akustyczne sprzężenie zwrotne ma charakter sprzężenia pogłosowego i bardzo nieznacznie maleje przy wzroście tej odległości. W przeciętnych pomieszczeniach biurowych odległość graniczna jest rzędu części metra ([19] i [25]).

Doświadczenia wykazały, że akustyczne sprzężenie zwrotne praktycznie biorąc przestaje maleć, gdy odległość między przetwornikami przekracza 1 m ([1] i [8]).

Dalsze zwiększenie odległości między przetwornikami wiąże się z koniecznością zwiększania odległości między użytkownikiem głośnikowego aparatu telefonicznego a przetwornikami. Jest to niepożądane ze względu na spadek użytecznej*) skuteczności nadawczej i odbiorczej aparatu, a wyraźnie szkodliwe przy wzroście odległości między użytkownikiem a mikrofonem ze względu na spadek zrozumiałości nadawanej mowy ([26] i [16]). Czynniki te przemawiają za przyjęciem odległości 1 m za normalną odległość między przetwornikami głośnikowego aparatu telefonicznego.

Przy tej odległości wpływ akustycznego sprzężenia zwrotnego na fałach bezpośrednich można pominąć, co potwierdziły doświadczenia przeprowadzane przez autora.

Załącznik II

Określenie wartości efektywnego czasu pogłosu oraz zniekształceń sprzężeniowych w normalnych warunkach zainstalowania głośnikowego aparatu telefonicznego

Jeżeli w pomieszczeniu o przeciętnym współczynniku a absorpcji powierzchni i czasie naturalnego pogłosu T_p czynny jest układ lokalnego wzmocnienia dźwięku o współczynniku β akustycznego sprzężenia zwrotnego (wywołanego doskonale rozproszonymi falami pogłosu), wówczas czynny czas pogłosu pomieszczenia wynosi [17]

$$T_e = T_p \frac{\ln(1-a)}{\ln[1-a(1-\beta^2)]} \quad (\text{II.1})$$

Zgodnie z przyjętym określeniem odstępu od gwizdu mamy

$$\sigma = -\ln \beta \quad (\text{II.2})$$

*) Odniesionej do rzeczywistej odległości rozmówcy od mikrofonu i od głośnika

stąd

$$\beta = e^{-\sigma} \quad (\text{II.3})$$

więc

$$T_c = T_p \frac{\ln(1-a)}{\ln[1-a(1-e^{-2\sigma})]} \quad (\text{II.4})$$

skąd

$$\sigma = -\frac{1}{2} \ln \left[\frac{(1-a)^{T_p/T_c}}{a} + 1 - \frac{1}{a} \right] \quad (\text{II.5})$$

Zniekształcenia sprzężeniowe częstotliwościowej charakterystyki przenoszenia, określone jako stosunek wartości skutecznej ciśnienia akustycznego z istniejącym elektroakustycznym sprzężeniem zwrotnym o współczynniku β , do wartości skutecznej ciśnienia bez sprzężenia zwrotnego wynoszą przy nadawaniu: [17]

$$z_n = \sqrt{\frac{1}{1-\beta^2}} \quad (\text{II.6})$$

Wyrażając w mierze logarytmicznej

$$\xi_n = \ln z_n \quad (\text{II.7})$$

i uwzględniając (II.3) mamy

$$\xi_n = -\frac{1}{2} \ln(1-e^{-2\sigma}) \quad (\text{II.8})$$

Zniekształcenia sprzężeniowe przy odbiorze wynoszą:

$$z_o = \sqrt{1+\beta^2} \quad (\text{II.9})$$

lub w mierze logarytmicznej

$$\xi_o = \ln z_o \quad (\text{II.10})$$

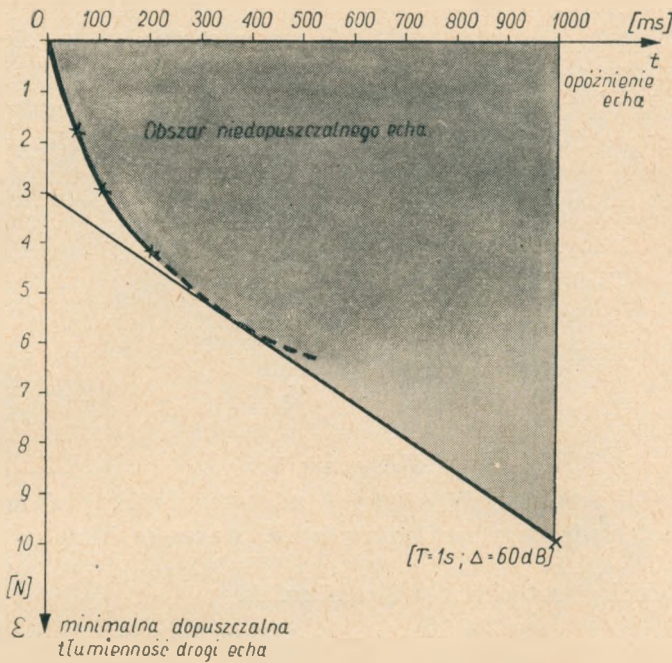
uwzględniając (II.3) mamy

$$\xi_o = \frac{1}{2} \ln(1+e^{-2\sigma}) \quad (\text{II.11})$$

Załącznik III

Określenie dopuszczalnej tłumienności echowej głośnikowego aparatu telefonicznego następuje przy pomocy ekstrapolowanego wykresu dopuszczalnej tłumienności echowej telefonii dalekosiężnej [20] przez wrysowanie nań linii idealnego zaniku dźwięku w pomieszczeniu o danym czasie pogłosu*). Aby echo nie przeszkadzało słuchającemu, linia zaniku może być co najwyżej styczna do „obszaru niedopuszczalnego echa”.

*) Do obliczeń przyjęto efektywną wartość czasu pogłosu równą 1 s. Wartość ta odpowiada górnej granicy przeciętnego czasu pogłosu pomieszczeń biurowych [19] przy występującym akustycznym sprzężeniu zwrotnym o odstępnie od gwizdu 1 N.



Rys. 10. Wykres dopuszczalnej tłumienności echowej

Załącznik IV

Wpływ odbić energii fonicznej z linii można uwzględnić w równaniu

$$\bar{\sigma} = \bar{\tau} + \bar{\alpha} - (\bar{\eta}_n + \bar{\eta}_o) \quad (\text{IV.1})$$

jeśli symbolowi τ przypiszemy znaczenie czynnej tłumienności niezrównoważenia

$$\bar{\tau} = -\frac{1}{2} \ln(e^{-2\bar{\tau}_L} + e^{-2\bar{\varepsilon}_L}) \quad (\text{IV.2})$$

gdzie

$\bar{\tau}_L$ — rzeczywista tłumienność niezrównoważenia linii;

$\bar{\varepsilon}_L$ — tłumienność odbicia energii fonicznej z linii*);

Założmy, że

$$\bar{\tau}_L - \bar{\tau} \leq 0,1 \text{ [N]} \quad (\text{IV.3})$$

wówczas musi być

$$\bar{\varepsilon}_L \geq \bar{\tau}_L + 0,753 \text{ [N]} \quad (\text{IV.4})$$

Stąd: wpływ odbić energii fonicznej z linii można zaniedbać, gdy tłumienność odbicia jest co najmniej o 0,753 N większa od tłumienności nie-

* Przy współpracy rozważanego układu z linią zakończoną głośnikowym aparatem telefonicznym $\varepsilon_1 = \varepsilon'$, gdzie ε' jest określone równaniem (17).

zrównoważenia linii. Warunek ten jest w praktyce spełniony przy współpracy głośnikowego aparatu telefonicznego z miejscową siecią telefoniczną, zakończoną aparatami zwyczajnymi.

W przypadku gdy telefon głośnikowy współpracuje z miejscową siecią telefoniczną, zakończoną głośnikowymi aparatami nie wykazującymi dostatecznej tłumienności echowej, lub też dalekosiężną siecią telefoniczną, zawierającą wzmacniaki, konieczne jest ścisłe obliczanie wartości czynnej tłumienności niezrównoważenia.

Należy zwrócić uwagę, że gdy

$$\bar{\varepsilon}_L = \bar{\tau}_L \quad (\text{IV.5})$$

to

$$\bar{\tau} \cong \bar{\tau}_L - 0,35 \text{ [N]} \quad (\text{IV.6})$$

Załącznik V

Wyznaczenie granicznych wartości miary dobroci χ głośnikowego aparatu telefonicznego w normalnych warunkach zainstalowania

Miara dobroci χ jest określona zależnością

$$\chi = \alpha - (\sigma + \Gamma) \quad (\text{V.1})$$

W normalnych warunkach pracy dwupleksowej

$$\sigma = 1 \text{ [N]} \quad (\text{V.2})$$

Dla określenia maksymalnej wartości miary dobroci χ przyjmijmy, że lokalizacja akustyczna przetworników głośnikowego aparatu telefonicznego jest taka, iż minimalna wartość tłumienności akustycznej wynosi

$$\alpha \approx 1 \text{ [N]} \quad (\text{V.3})$$

oraz, że samo urządzenie aparatu jest tak udanie skonstruowane, iż wnosi zupełnie pomijalne zniekształcenia częstotliwościowe, tzn.

$$\Gamma_u \approx 0 \text{ [N]} \quad (\text{V.4})$$

W tym przypadku zniekształcenia częstotliwościowe w pętli fonicznej układu są wyznaczone charakterystyką przenoszenia obszaru akustycznego między przetwornikami:

$$\Gamma \approx \Gamma_a \quad (\text{V.5})$$

Przy odtwarzaniu wstęgi częstotliwości ($f_g - f_d$) w pomieszczeniu o czasie pogłosu T różnica między szczytowym a „efektywnym” poziomem ciśnienia wynosi [28]

$$\Gamma_a \approx \frac{1}{2} \ln [\ln T (f_g - f_d)] + 0,3 \text{ [N]} \quad (\text{V.6})$$

co dla przeciętnych wartości T , f_g i f_d

daje

$$\Gamma_a \approx 1,3 \text{ [N]} \quad (\text{V.7})$$

Zaokrąglając mamy

$$\max \chi \approx -1,5 \text{ [N]} \quad (\text{V.8})$$

Dla określenia minimalnej wartości miary dobroci χ przyjmijmy, że lokalizacja akustyczna przetworników głośnikowego aparatu telefonicznego jest taka, iż minimalna wartość tłumienności akustycznej wynosi

$$\alpha \approx 0 \text{ [N]} \quad (\text{V.9})$$

oraz, że samo urządzenie aparatu jest tak skonstruowane, iż wnosi wynikowe zniekształcenia częstotliwościowe równe

$$\Gamma_a \approx 2 \text{ [N]} \quad (\text{V.10})$$

W najbardziej niekorzystnym przypadku zniekształcenia częstotliwościowe w pętli fonicznej układu będą równe sumie arytmetycznej zniekształceń składowych

$$\Gamma = \Gamma_u + \Gamma_a \quad (\text{V.11})$$

Uwzględniając (V.7) mamy w tym przypadku

$$\Gamma \approx 3,3 \text{ [N]} \quad (\text{V.12})$$

oraz po zaokrągleniu

$$\min \chi \approx -4,5 \text{ [N]} \quad (\text{V.13})$$

Załącznik VI

Definicja matematyczna stosowanego w niniejszym opracowaniu pojęcia wartości efektywnej parametru P , który jest funkcją częstotliwości f

$$P_{eff} = \frac{\frac{1}{f_{gP} - f_{dP}} \int_{f_{dP}}^{f_{gP}} E(f) \cdot P(f) df}{\frac{1}{f_{gE} - f_{dE}} \int_{f_{dE}}^{f_{gE}} E(f) df}$$

gdzie:

$E(f)$ — funkcja częstotliwościowego rozkładu energii w normalnym widmie mowy,

f_{gE} — górna częstotliwość widma mowy, powyżej której $E(f)=0$,

f_{dE} — dolna częstotliwość widma mowy, poniżej której $E(f)=0$,

f_{gP} — górna częstotliwość przenoszona przez układ, powyżej której $P(f)=0$,

f_{dP} — dolna częstotliwość przenoszona przez układ, poniżej której $P(f)=0$.

WYKAZ LITERATURY

1. *Clemency, Romanow, Rose*: The Bell System Speakerphone: Trans. A.I.E.E. p. I. Vol 76; pp. 148÷153.
2. *Peterson*: Type 88 Loudspeaking Telephone; Wire and Radio Comm., Aug. 1957; pp. 10, 12.
3. *Fordan, Martin*: Das Silafon, ein Siemens-Lautfernsprecher; Siem. Zeitschr., h. 9/1957; s. 459÷462.
4. *Mc Creary*: Electronic Interlocking for Intercommunicators; Electronics, Vol 14, No 9; pp. 30÷32.
5. *Rickaby*: The Loudspeaking Telephone; A.T.E. Jour; Vol. 9. No 1; pp. 28÷37.
6. *Laurence*: A Voice — Switched Loudspeaking Telephone; Br. Comm. and Electronics; Vol 4, No 2; pp. 91÷93.
7. *Godwod*: Urządzenia głośnomówiące; Przegl. Kolej. Elektrotechniczny, Nr 8 — 9/1959; str. 249÷252.
8. *Langsdorff*: Elektroakustische Probleme der Gegensprechtechnik; N.T.Z., J. 9, h. 2; s. 49÷54.
9. *Emling*: General Aspects of Hands — Free Telephony; Trans A.I.E.E, p. I, Vol 76; pp. 201÷205.
10. *Fletcher*: Hearing, the Determining Factor for High — Fidelity Transmission; P.I.R.E, Vol 30, No 6; pp. 266÷277.
11. *Subrisi*: A Speech Volume Survey on Telephone Message Circuits; Bell. Lab. Rec., Vol 31, No 8; pp. 292÷295.
12. *Fletcher, Galt*: The Perception of Speech and its Relation to Telephony; J.A.S.A. Vol 22, No 2; pp. 89÷151.
13. *Korn, Hougardy*: Mesures des haut — parleurs dans les lieux d'utilisation; Acustica; Vol 9, No 3; p. 121÷125.
14. *Hawkins, Steyens*: The Masking of Pure Tones and of Speech by White Noise; J.A.S.A, Vol 22, No 1; pp. 6÷13.
15. *French, Steinberg*: Factors governing Speech Intelligibility; J.A.S.A, Vol 19, No 1; pp. 90÷119.
16. *Korn*: Théorie générale de l'intelligibilité dans les salles; An. Tc.; T: 5, No 8—9; pp. 316÷320.
17. *Zyszkowski*: Podstawy Elektroakustyki; P.W.T., Warszawa 1953; (str. 607÷612).
18. *Kowalski W.*: Intensywność dźwięku w audycji pośredniej; Biuletyn Techniczny Polskiego Radia, Nr 1/1958; str. 24÷32.
19. *Larris*: Réverbération dans les appartement;; Revue d'Optique, Paris 1950.
20. *Phillips*: Echo and its Effect on the Telephone Users; Bell Lab. Rec., Vol 32, No 8; pp. 281÷284.
21. *Beranek, Newman*: Speech Interference Levels as Criteria for Rating Background Noise in Offices; J.A.S.A, Vol 22, No 5; p. 671.
22. *Beranek*: Criteria for Office Quieting Based on Questionnaire Rating Studies; J.A.S.A, Vol 28, No 5; pp. 833÷852.
23. *Hirsh, Reynolds, Joseph*: Intelligibility of Different Speech Materials; J.A.S.A, Vol 26, No 4; pp. 530÷537.
24. *Robinson*: The Subjective Loudness scale; Acustica, Vol 7, No 4; pp. 217÷233.
25. *Stroh*: Direct Measurement of the Acoustic Ratio; J.A.S.A, Vol 31, No 2; pp. 234÷238.
26. *Briner-Aimo*: Distance microphonique et plan sonore; An Tc, T. 14, No 9÷10; pp. 218÷219.

27. *Mitnitzky, Ahlstrom*: Ericovox, Lautfernsprecher in einer Einheit; Eric. Review, Vol 36, No 4; s. 100+108.
28. *Schroeder*: Proceedings of Third International Congress on Acoustics. Elsevier Publishing Co. Amsterdam, 1960.
29. *Busala*: Fundamental Considerations in the Design of a Voice — Switched Speakerphone; The Bell Syst. Tech. Jour. Vol 39, No 2; (March 1960); pp. 265+294.
30. *Licklider, Bisberg, Schwarclander*: An Electronic Device to Measure the Intelligibility of Speech; Proc. of the National Electronics Conference, Vol XV (Chicago, 1960); pp. 329+334.

36. *Ковальски*

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СВОЙСТВ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЬНЫХ ТЕЛЕФОННЫХ АППАРАТОВ

Резюме

В первой части статьи выдвинуто и обосновано предложение применения пяти параметров, характеризующих громкоговорительные телефонные аппараты, действующие в дуплексной системе. Приведены следующие определения: электроакустического коэффициента передачи, приёмного электроакустического коэффициента, запаса устойчивости, затухания токов эхо, а также предложены их нормальные значения.

Во второй части статьи произведен упрощенный анализ действия системы аппарата с неизменяемыми эффективностями каналов, принятой для произведения сравнения в качестве исходной. В дальнейшем обсуждено действие шести избранных систем аппаратов с изменяемыми эффективностями каналов. Вышеуказанные системы имеют два, а также три состояния равновесия; они возбуждаются голосом разговаривающих так на основании принципа временного первенства, как и на основании принципа мгновенного перевеса громкости. Выведены зависимости между параметрами, характеризующие каждую систему.

В третьей части статьи находится сравнительная сводка анализируемых систем, а также указания насчёт выбора оптимальной схемы соблюдающей определённые требования.

Zb. *Kowalski*

COMPARATIVE ANALYSIS OF CHARACTERISTICS OF LOUD-SPEAKING TELEPHONE SETS

Summary

In the first part of this paper five characteristic parameters of two way loud-speaking telephone sets are suggested. The definitions of transmitting and receiving efficiency, of receiving sensitivity, of singing point and of echo attenuation are given, along with proposed normal values for these.

In the second part a simplified analysis is presented of a telephone set with

constant efficiency of transmitting and receiving circuits, taken as a reference system.

Subsequently the operation of 6 different telephone sets with variable transmitting and receiving efficiency is discussed. These are the networks with two and three states of equilibrium, controlled by talker's voice on the principle of time priority as well as on the principle of instantaneous volume superiority.

Each network is characterised by the relations existing between its parameters which have been derived by the author.

The third part contains a comparison of circuits under consideration, as well as the choice of the optimal circuit, fulfilling the required conditions.

Zb. Kowalski

L'ANALYSE COMPARATIVE DES PROPRIÉTÉS DES APPAREILS TÉLÉPHONIQUES HAUT PARLEURS

R e s u m é

Dans la première partie de l'article l'auteur propose l'emploi de cinq paramètres, qui caractérisent les appareils téléphoniques haut-parleurs, fonctionnant en système duplex.

L'auteur présente les définitions de l'efficacité d'émission et de réception, de la sensibilité de réception, du point d'amorçage, de l'affaiblissement d'écho du système et il propose leur valeurs normales.

Dans la deuxième partie de l'article l'auteur a effectué une analyse simplifiée du fonctionnement de l'appareil à efficacité des circuits d'émission et de réception constante. Cet appareil a été pris comme une base de référence. L'auteur examine le fonctionnement des appareils téléphoniques en 6 schèmes divers à efficacité changeable des circuits. Ce sont les schèmes à deux et trois états d'équilibre, commandé par la voix des interlocuteurs selon la règle de la priorité temporaire, ainsi que de la supériorité momentanée de volume.

L'auteur caractérise chaque schème en se servant des relations entre les paramètres, déduites par lui-même.

La troisième partie de l'article contient les comparaisons des schèmes, ainsi que les indications nécessaires pour le choix de la schème optimum pour satisfaire aux conditions exigées.

Zb. Kowalski

VERGLEICHANALYSE DER PARAMETER VON LAUTFERNSPRECHERN

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

Es wird im erste Teile dieses Aufsatzes vorgeschlagen, fünf kennzeichnende Parameter für die im Gegensprechsystem arbeitenden Lautfernsprecher anzuwenden. Es werden Definitionen folgender Parameter angegeben: des Sende-Übertragungsmasses, des Empfangs-Übertragungsmasses, der Empfangs-Empfindlichkeit, des Abstandes vom Pfeifpunkt und der Dämpfung der Echoströme des Systems; zugleich werden Normalwerte dieser Parameter vorgeschlagen.

Im zweiten Teile wurde eine vereinfachte Analyse der Wirkungsweise des für Vergleichszwecke als Bezugssystem angenommenen Lautfernsprecher-Systems mit unveränderlichen Übertragungsmassen der Sende- und Empfangskreise durchgeführt. Dann wurde die Wirkung der 6 gewählten Lautfernsprecher-Systeme mit veränderlichen Übertragungsmassen untersucht. Es sind Systeme mit zwei und drei Gleichgewichtszuständen; sie werden von den Sprechenden sowohl nach dem Prinzip des zeitlichen Vorzugsrechtes als auch nach dem Prinzip des augenblicklichen Vorzugsrechtes des Volumens sprachgesteuert. Jedes System wurde durch die abgeleiteten Beziehungen zwischen den Parametern gekennzeichnet.

Der dritte Teil des Aufsatzes enthält eine Vergleichszusammenstellung der diskutierten Systeme und die Richtlinien für die Wahl des optimalen, bestimmte Forderungen erfüllenden Systems.

WŁADYSŁAW MOROŃ
RYSZARD GRZEGORZ STRUŻAK

621.317.3:621.391.823

WARUNKI PRZEPROWADZANIA POMIARÓW PRZEMYSŁOWYCH ZAKŁÓCEŃ ODBIORU RADIOWEGO

Rękopis dostarczono do IŁ 5.5.1960

W pracy niniejszej omówiono pomiary napięć zakłóceń w zakresie częstotliwości od 0,15 MHz do 30 MHz.

Praca jest poświęcona wyłącznie tym problemom, które są jeszcze przedmiotem dyskusji międzynarodowych.

Ponadto, aby dać pewien pogląd na całość zagadnienia pomiarów napięć i pól zakłóceń przemysłowych, podano klasyfikacje urządzeń stanowiących źródła przemysłowych zakłóceń odbioru oraz omówiono różne pomiary tych zakłóceń.

1. WSTĘP

Pomiary zakłóceń odbioru radiowego stanowią specyficzną dziedzinę pomiarową, która wymaga znormalizowania zarówno aparatury, jak i metod pomiaru. Przyczyną tego jest zależność uzyskiwanych wartości napięć i pól zakłóceń od właściwości aparatury pomiarowej oraz od warunków przeprowadzania pomiarów.

Potrzeba takiej normalizacji została dawno uznana i rozmaite kraje posiadają już odpowiednie normy oraz przepisy, które jednak różnią się w poszczególnych punktach.

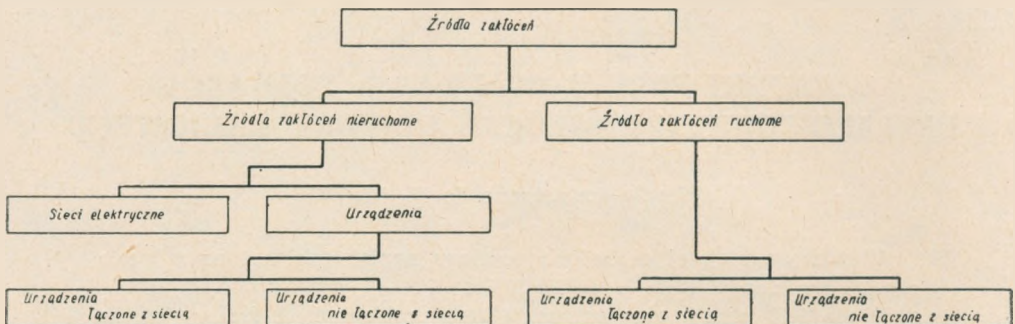
Ze względu na eksport i import urządzeń, które mogą wytwarzać zakłócenia, jest celowe ujednoczenie tych norm. Ponadto, jest to bardzo pożądane dla ułatwienia wymiany informacji naukowo-technicznej w omawianej dziedzinie.

Sprawą takiego ujednoczenia norm i przepisów w skali międzynarodowej zajmuje się CISPR (Comite International Special des Perturbations Radioelectriques), jednak nawet między poszczególnymi zaleceniami opracowanymi przez różne komitety CISPR istnieją niekiedy pewne rozbieżności.

2. KLASYFIKACJA URZĄDZEŃ ZAKŁÓCAJĄCYCH

Ogólnie biorąc, źródła zakłóceń przemysłowych podzielić można zgodnie z rys. 1.

Proponowany podział jest podyktowany właściwościami tych źródeł oraz związanymi z tym różnicami zachodzącymi w metodach ich pomiaru. Wszystkie źródła zakłócające zostały podzielone na źródła zakłóceń nieruchome i ruchome.



Rys 1. Podział źródeł zakłóceń

Do źródeł zakłóceń nieruchomych zaliczono nie tylko źródła nieruchome we właściwym słowa tego znaczeniu, ale również wszystkie te urządzenia, których działanie zakłócające nie jest związane z przemieszczaniem się ich w przestrzeni. Należą tu np. agregaty stacjonarne i przevożne, froterki, odbiorniki radiowe, piece grzejne w.c.z., sieci energetyczne i teletechniczne itd.

Urządzenia ruchome są to takie urządzenia, których działanie zakłócające jest nieodłącznie związane z przemieszczaniem się ich w przestrzeni. Są to np. tramwaje, trolejbusy, koleje elektryczne, samochody itp.

Nieruchome źródła zakłóceń dzielą się z kolei na sieci elektryczne i pozostałe urządzenia nazwane krótko urządzeniami. Przez sieci elektryczne należy rozumieć wszelkie linie elektryczne służące do przesyłania energii lub sygnałów elektrycznych. Zostały one tutaj wyodrębnione ze względu na ich znaczne długości oraz rozmieszczenie w przestrzeni i związaną z tym odrębną metodykę pomiarów.

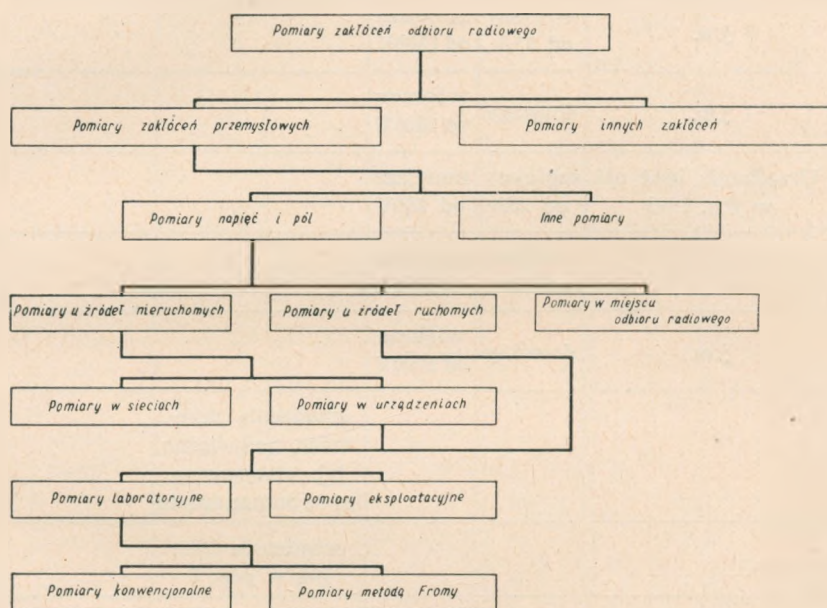
Dalszy podział urządzeń jest tu jasny i nie wymaga bliższych wyjaśnień.

3. POMIARY NAPIĘĆ I NATEŻEŃ PÓL ZAKŁÓCEŃ PRZEMYSŁOWYCH

Zakłócenia odbioru można ogólnie podzielić na dwa rodzaje: zakłócenia wywołujące falę ciągłą (zakłócenia selektywne — widmo prążkowe) oraz zakłócenia impulsowe i szumowe (widmo ciągłe).

W przypadku fali ciągłej aparatura może nie odbiegać od ogólnie stosowanej np. w technice nadawczej czy odbiorczej. W przypadku innych zakłóceń sprawa jest bardziej skomplikowana i wyniki pomiarów należy odnosić do określonych parametrów miernika zakłóceń, takich jak szerokość pasma, liniowość, stałe czasu układu detekcyjnego, dopuszczalne efekty od modulacji skrośnej itd. [6, 8].

Ponieważ technika pomiarów zakłóceń o widmie ciągłym umożliwia także pomiary zakłóceń o widmie prążkowym, w dalszym ciągu nie będziemy rozgraniczać tych rodzajów zakłóceń — a w konsekwencji i urządzeń, które są ich źródłami — omawiając je wspólnie.



Rys. 2. Zestawienie różnego rodzaju pomiarów zakłóceń

W praktyce występuje potrzeba przeprowadzania pomiarów napięć i natężeń pól zakłóceń:

- 1) w miejscu ich powstawania (u źródeł zakłóceń),
- 2) w miejscu użytkowania odbiorników radiowych (u odbiorników). Zestawienie różnego rodzaju pomiarów zakłóceń podaje rys. 2.

Pomiary u źródeł mają na celu określenie wartości napięć i natężeń pól wytwarzanych przez badane urządzenie zakłócające oraz ewentualnie wykrycie przyczyn ich występowania na zewnątrz urządzenia.

Pomiary u odbiorników mają na celu określenie wartości napięć i natężeń pól zakłócających przenikających do odbiornika radiowego w miejscu jego eksploatacji i w rzeczywistych warunkach jego pracy. Ponadto

Rodzaj pomiarów w zależności

Lp.	Źródła zakłóceń nieruchome				
	urządzenia łączone z siecią			urządzenia nie łączone z siecią	sieci elektryczne
	rodzaj urządzenia	prąd zasilania	napięcie zasilania		
1	Urządzenia przenośne, przewoźne lub stacjonarne łatwe do transportu	mniejszy od 25A	mniejsze od 250V		
2	j.w.	większy od 25A	mniejsze od 1000V		
3	j.w.	dowolny	większe od 1000V		
4	Urządzenia inne niż w poz. 1÷3	mniejszy od 25A	mniejsze od 250V		
5	j.w.	większy od 25A	mniejsze od 1000V		
6	j.w.	dowolny	większe od 1000V		
7				urządzenia przenośne, przewoźne lub stacjonarne łatwe do transportu	
8				urządzenia inne niż w poz. 7	
9					sieci o napięciu wzgl. ziemi mniejszym od 1000V
10					inne sieci
11					
12					
13					

+ pomiar przeprowadza się

- pomiaru nie przeprowadza się

+*) pomiar jest wykonywany w miarę możliwości

od rodzaju źródła zakłóceń

Tablica 1

Źródła zakłóceń ruchome		Pomiary laboratoryjne		Pomiary eksploatacyjne	
urządzenia łączone z siecią	urządzenia nie łączone z siecią	pomiary napięcie	pomiary pól	pomiary napięcie	pomiary pól
		+	+	+	+
		-	-	+	+
		-	-	-	+
		+*)	-	+	+
		-	-	+	+
		-	-	-	+
		-	+	-	+
		-	-	-	+
		-	-	+	+
		-	-	-	+
urządzenia o napięciu zasilania mniejszym od 1000V		-	-	+	+
pozostałe urządzenia		-	-	-	+
	urządzenia nie łączone z siecią	-	+*)	-	+

U w a g a: ograniczenie prądu do 25 A przy pomiarach laboratoryjnych jest związane ze stosowaniem sieci sztucznej.

służą one do wykrycia głównych dróg przenikania zakłóceń do odbiornika.

Pomiarami laboratoryjnymi nazywać będziemy dokładne pomiary wykonywane ściśle w określonych warunkach. Jeżeli natomiast, z jakichkolwiek względów, nie można ściśle warunków tych sprecyzować, to pomiary takie nazwiemy pomiarami eksploatacyjnymi. W większości przypadków pomiary takie przeprowadza się w miejscu eksploatacji urządzenia zakłócającego.

Jak widać z rysunku 2, pomiary laboratoryjne dzielą się na:

1) pomiary konwencjonalne, stanowiące pomiary wypadkowych napięć i pomiary wypadkowych natężeń pól w „wolnej przestrzeni”,

2) pomiary metodą Fromy pozwalające oddzielnie określać zakłócenia przenikające wyłącznie poprzez ekran urządzenia oraz zakłócenia przenikające wyłącznie przewodami.

Normy określające dopuszczalne poziomy zakłóceń dotyczą wypadkowych napięć i wypadkowych natężeń pól zakłóceń, nie wnikając w przyczyny ich powstawania w urządzeniu. W związku z tym, dla każdego urządzenia należy mierzyć wypadkowe napięcie wprowadzane do sieci i wypadkowe natężenie pola zakłóceń.

Służą temu właśnie laboratoryjne pomiary konwencjonalne oraz pomiary eksploatacyjne, które z natury rzeczy wykrywają efekty wypadkowe. Jednakże pomiary te, dając wyniki wypadkowe, nie pozwalają na analizowanie przyczyn pojawiania się napięcia lub pola zakłóceń na zewnątrz urządzenia.

Pomiary wykonywane metodą Fromy umożliwiają analizowanie tych przyczyn; pomiary takie są omówione w innej pracy autorów [2]. Tablica na str. 68—69 podaje proponowane przez autorów pomiary dla różnych źródeł zakłóceń.

4. WARUNKI PRACY BADANEGO URZĄDZENIA

4.1. Czynniki wpływające na wartość zakłóceń

Źródła zakłóceń przemysłowych odbioru stanowią urządzenia, które zostały zbudowane do wypełniania określonych czynności nazywanych dalej „główną funkcją urządzenia”. Wykonywaniu głównej funkcji może towarzyszyć powstawanie niezamierzonych zakłóceń odbioru radiowego.

Analiza pracy źródła zakłóceń podana w [22] wykazuje, że parametry układu „urządzenie badane — urządzenia skojarzone — ziemia” wywierają znaczny wpływ na poziom zakłóceń występujących na zewnątrz urządzenia.

Przypominamy tu wnioski wynikające z tej analizy:

1. Istnieją tylko dwie przyczyny występowania zakłóceń na zewnątrz urządzenia:

- a) niedostateczna skuteczność ekranu,
- b) niedostateczna skuteczność filtra sieciowego (dla urządzeń łączonych z siecią).

2. Zakłócenia pojawiające się na zewnątrz urządzenia zależą, pomijając jego strukturę wewnętrzną, jedynie od pięciu czynników:

- a) skuteczności ekranu,
- b) skuteczności filtra, sieciowego,
- c) usytuowania względem ziemi i sąsiednich urządzeń (geometrii układu),
- d) oporności przewodu uziemiającego,
- e) oporności sieci.

3. Niedostateczna skuteczność ekranu urządzenia powoduje:

- a) przenikanie pola zakłóceń z wnętrza urządzenia do otoczenia,
- b) przepływ prądów zakłóceń pomiędzy ekranem urządzenia a ziemią,
- c) powstawanie napięcia zakłóceń pomiędzy ekranem urządzenia a ziemią, na skutek na ogół większej od zera oporności uziemienia,
- d) powstawanie własnego pola ekranu,
- e) pojawienie się napięcia zakłóceń na oporności sieci (dla urządzeń łączonych z siecią).

4. Niedostateczna skuteczność filtra w przewodach zasilania urządzeń łączonych z siecią powoduje:

- a) wprowadzenie energii zakłóceń do sieci,
- b) przepływ prądu zakłóceń pomiędzy ekranem urządzenia a ziemią,
- c) powstawanie napięcia zakłóceń pomiędzy ekranem urządzenia a ziemią, na skutek na ogół większej od zera oporności uziemienia,
- d) powstawanie pola zakłóceń na zewnątrz urządzenia, stanowiącego pole własne ekranu.

Jak stąd widać, wypadkowe napięcia (i natężenia pola) zakłóceń należy mierzyć przy ustalonej geometrii układu i określonych opornościach uziemienia i sieci przy w.cz.

Ponieważ poziomy wytwarzanych zakłóceń zależą oczywiście także od warunków pracy urządzenia ze względu na główną funkcję, ostatecznie więc otrzymujemy dziesięć parametrów, które należy w miarę potrzeby uwzględnić i dokładnie ustalać:

- 1) wpływ obciążenia,
- 2) wpływ zasilania lub napędu,
- 3) wpływ organów regulacyjnych urządzenia zakłócającego,
- 4) wpływ sterowania,
- 5) wpływ oporności sieci na w.cz.,
- 6) wpływ oporności uziemienia na w.cz.,

- 7) wpływ operatora,
- 8) wpływ usytuowania urządzenia zakłócającego,
- 9) wpływ stanu technicznego urządzenia zakłócającego,
- 10) wpływ warunków klimatycznych.

4.2. Obciążenie

Urządzenia zakłócające, których główną funkcją jest wytwarzanie energii mechanicznej lub elektrycznej wymagają, dla stworzenia normalnych warunków pracy, odpowiedniego obciążenia naturalnego lub sztucznego. Obciążenie sztuczne powinno pozwalać na dobranie odpowiednich warunków pracy badanego urządzenia ze względu na jego główną funkcję oraz — w przypadku obciążeń elektrycznych — odtwarzać zachowanie się obciążenia naturalnego przy częstotliwościach zawartych w pasmie pomiarowym.

Rozpatrzmy dla przykładu prądnicę zasilającą sieć. Jej główną funkcją jest wytwarzanie określonej energii elektrycznej; obciążenie sztuczne powinno więc zawierać układ odpowiednich oporników zdolnych do pochłonięcia tej energii. Jednakże, układ oporników na ogół nie odzwierciedla zachowania się sieci przy częstotliwościach pomiarowych, w związku z czym, dla odtworzenia naturalnych warunków pracy prądnicy, do obciążenia sztucznego należy wprowadzić dodatkowo sieć sztuczną, która jak wiadomo zastępuje i ustala oporność sieci przy częstotliwościach pomiarowych.

4.3. Zasilanie

Zasilanie lub napęd mają zasadniczy wpływ na warunki pracy (ze względu na główną funkcję) urządzenia badanego, a tym samym na wytwarzanie zakłóceń. W związku z tym, w uzasadnionych przypadkach (a szczególnie przy badaniach prototypów) powinno się sprawdzać poziomy zakłóceń wytwarzanych przez dane urządzenie przy zmianach warunków zasilania lub napędu, w granicach dopuszczonych przez wytwórcę, względnie w granicach specjalnie podanych przez użytkownika czy instytucję zlecającą pomiar.

4.4. Organy regulacyjne

Organy regulacyjne badanego urządzenia, zmieniające warunki jego pracy, mogą także wpływać na poziom zakłóceń. Dlatego, w uzasadnionych przypadkach, a szczególnie przy badaniach prototypów, powinno się sprawdzać poziom zakłóceń przy różnych położeniach organów regulacyjnych, w takich granicach, jakie przewiduje wytwórca przy normalnej eksploatacji urządzenia, względnie takich, jakie podaje użytkownik czy instytucja zlecająca pomiar.

4.5. Sterowanie

Pewne urządzenia do normalnego działania wymagają zastosowania sygnału sterującego. Niekiedy poziom zakłóceń wytwarzanych przez takie urządzenie w znacznym stopniu zależy od obecności i wartości tego sygnału. W czasie pomiarów można wykorzystywać naturalne źródło sygnału sterującego lub używać źródła sztucznego.

Sztuczne źródło sygnału sterującego powinno zapewniać odpowiednie warunki pracy urządzenia ze względu na jego główną funkcję, tj. odtwarzać sygnał naturalny oraz naśladować zachowanie się naturalnego źródła sygnału sterującego w pasmie częstotliwości pomiarowych, tj. odtwarzać jego impedancję wewnętrzną w tym pasmie.

Rozpatrzmy dla przykładu odbiornik radiowy traktowany jako źródło zakłóceń. Jego naturalnym źródłem sygnału jest układ antenowy z indukowaną w nim SEM-ą, natomiast sztucznym źródłem sygnału sterującego jest odpowiedni generator sygnałów wraz z odpowiednim sztucznym układem antenowym.

4.6. Oporność sieci przy w.cz.

Istotny wpływ na poziom zakłóceń urządzeń przyłączonych do sieci ma, jak powiedziano powyżej, oporność sieci przy w.cz. Jak wiadomo, oporności sieci mogą być różne i zmienne w czasie, co może utrudniać ustalenie warunków pomiarów bez stosowania środków specjalnych.

Aby ułatwić wykonanie poprawnych i powtarzalnych pomiarów, powszechnie są stosowane sieci sztuczne. Mają one za zadanie:

- 1) ustalić w zakresie częstotliwości pomiarowych oporność sieci przyłączonej w czasie pomiarów do badanego urządzenia,
- 2) przenieść energię zasilania,
- 3) izolować układ pomiarowy od niepożądanych zakłóceń, które mogłyby przenikać z sieci zasilającej,
- 4) umożliwić pomiar napięcia zakłóceń na ustalonej oporności.

Oporność sieci sztucznej w zakresie częstotliwości od 0,15 do 30 MHz według zaleceń CISPR [6], wynosi 150 Ω . Oporność ta została powszechnie przyjęta przez wszystkie kraje z wyjątkiem Stanów Zjednoczonych AP, gdzie w całym zakresie częstotliwości od 0,015 MHz wzwyż obowiązuje oporność sieci sztucznej 50 Ω [4]. Tę samą oporność zaleca CISPR [7] w zakresie częstotliwości od 30 do 300 MHz.

Aby pomiary wykonywane za pomocą sieci sztucznej były wiarygodne i powtarzalne, należy również szereg innych jej parametrów poza opornością także ustalać. Dla przykładu podamy wymagania na sieć sztuczną wg [16]. Zasada budowy takiej sieci wynika z rys. 3, na którym przedstawiono układ blokowy dla jednego przewodu.

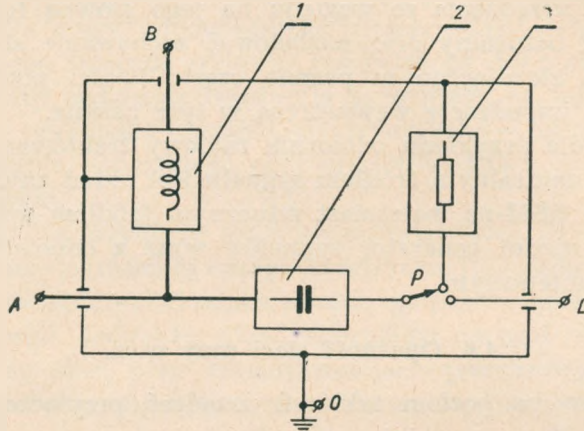
Sieć ta powinna spełniać następujące wymagania:

1) oporność $\tilde{Z}_s = Z_s \exp(j\varphi)$ mierzona pomiędzy punktami A-0, powinna wynosić

$$130 \Omega \leq |Z_s| \leq 170 \Omega$$

$$-20^\circ \leq \varphi \leq +20^\circ,$$

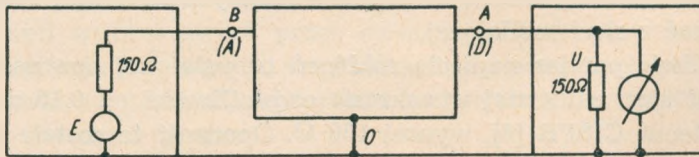
niezależnie od położenia przełącznika P i przy dowolnej oporności zewnętrznej pomiędzy punktami B-0,



Rys. 3. Układ blokowy sieci sztucznej dla jednego przewodu: 1 — filtr dolnoprzepustowy, 2 — filtr górnoprzepustowy, 3 — układ oporów

2) spadek napięcia zasilania na filtrze dolnoprzepustowym, między punktami AB, tj. nie powinien przekraczać 5%,

3) tłumienie wnoszone przez filtr dolnoprzepustowy pomiędzy punktami B0-D0 w pasmie częstotliwości pomiarowych powinno być nie mniejsze niż 30 dB,

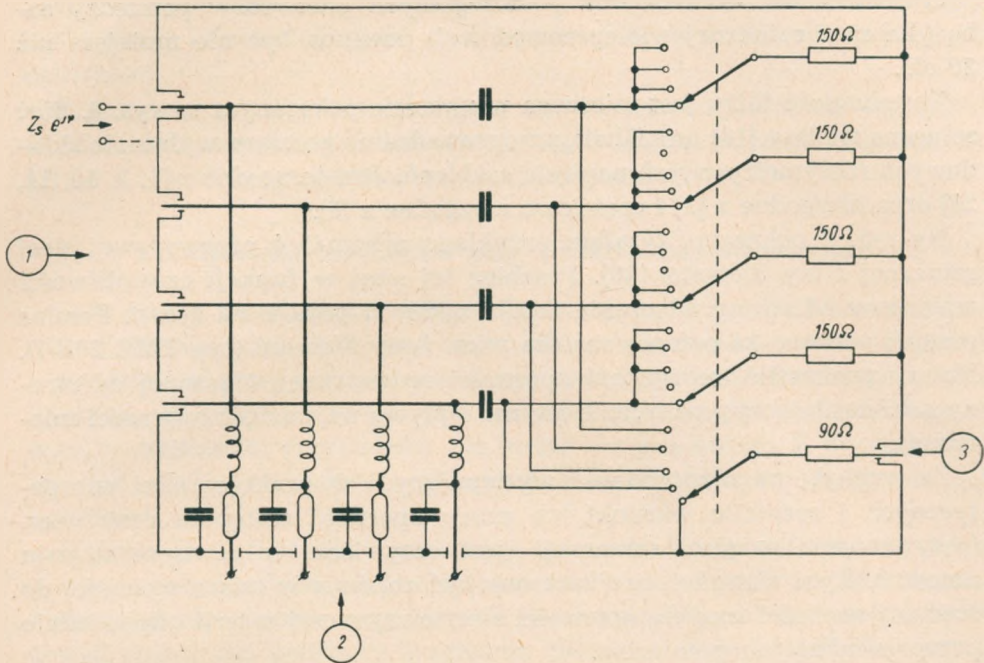


Rys. 4. Układ do pomiaru tłumienia filtra dolnoprzepustowego (górnoprzepustowego)

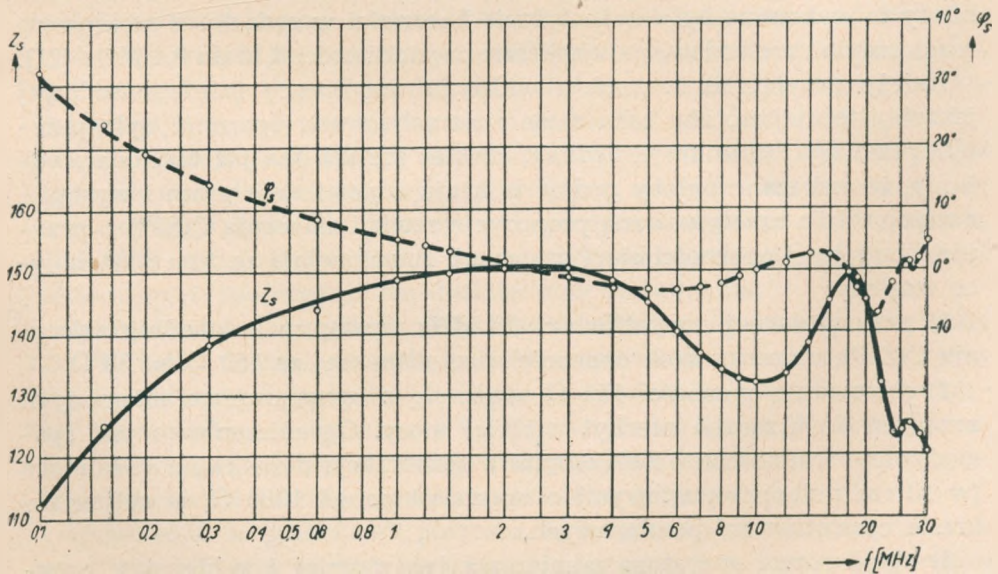
$$\text{w sieci sztucznej } T = 20 \lg \frac{\sqrt{E}}{U} \text{ [dB]}$$

4) tłumienie wnoszone przez filtr górnoprzepustowy pomiędzy punktami A0-D0 w pasmie częstotliwości pomiarowych nie powinno przekraczać 0,5 dB,

5) skuteczność ekranowania od zewnętrznych pól elektromagnetycznych powinna być nie mniejsza niż 30 dB,



Rys. 5. Schemat sieci sztucznej f-my Siemens, typ STNN 3810b: 1 — źródło zakłóceń, 2 — sieć zasilania lub obciążenia, 3 — miernik zakłóceń



Rys. 6. Przebieg modułu oporności Z_s i jej kąta fazowego dla sieci sztucznej z rys. 5

6) skuteczność ekranowania poszczególnych przewodów pomiędzy sobą (dla sieci sztucznej wieloprzewodowej) powinna być nie mniejsza niż 20 dB.

Tłumiennosc filtru jest mierzona w układzie pokazanym na rys. 4. Sieć sztuczna według [16] umożliwia przeprowadzanie pomiaru wyłącznie składowych niesymetrycznych napięcia zakłóceń. Jest to zgodne z [1, 2, 10, 14, 26] oraz niezgodne z [3] i częściowo niezgodne z [6].

Na rys. 5 pokazano, tytułem przykładu schemat 4 przewodowej sieci sztucznej f-my Siemens [26]. Przebieg tej sieci w funkcji częstotliwości zmierzony od strony włączenia źródła zakłóceń podano na rys. 6. Pomiar przeprowadzono za pomocą mostka w.cz. f-my Marconi (typ TME 20B/I). Należy podkreślić, że wartość oporności zewnętrznej włączonej od strony sieci zasilającej praktycznie nie ma wpływu na wartość oporności mierzonej.

Ze względu na różnorodność występujących w praktyce sieci energetycznych i rozmaite warunki ich pracy oporność zastępcza przy w.cz. (przyjmowana w sieci sztucznej) jest oczywiście w pewnym stopniu umowna. Tym niemniej, powinna ona być zbliżona w miarę możliwości do średniej wartości modułu oporności sieci otrzymanej z serii odpowiednio przeprowadzonych pomiarów.

Jak już wyżej powiedziano, powszechnie przyjętą obecnie zastępczą opornością sieci, w zakresie częstotliwości 0,15 do 30 MHz, jest oporność 150 Ω . Jednakże, jak wykazują wstępne pomiary oporności miejskiej sieci energetycznej, uzyskuje się tu wartości $21 \Omega \leq Z \leq 73 \Omega$. Pomiary te wykonane były w Instytucie Łączności w związku z problemem rozgłaszania przewodowego w zakresie częstotliwości 0,15 do 0,4 MHz [21].

Należy przyjąć, że z punktu widzenia współpracy międzynarodowej jest najistotniejsze, aby taka sama znormalizowana oporność była przyjęta przez wszystkie kraje. Jednak, chociaż została ona już ustalona uważamy, że wskazane byłoby podjąć w kraju odpowiednie prace i wystąpić z odpowiednio umotywowaną propozycją rewizji zalecenia CISPR o przyjęcie mniejszej oporności sieci sztucznej. Przemawiają za tym następujące względy:

1) przy umownej częstotliwości 30 MHz występuje — według zalecenia CISPR, umowny skok oporności sieci sztucznej ze 150 Ω na 50 Ω ,

2) stosowanie oporności 150 Ω wiąże się z ograniczeniem mierzonych urządzeń do urządzeń niezbyt wielkiej mocy. Ograniczenie to jest spowodowane trudnościami związanymi z konstrukcją dławika na duże moce (w filtrze dolnoprzepustowym) o oporności ponad 1000 Ω , w całym zakresie częstotliwości pomiarowych,

3) standartowa aparatura pomiarowa jak również i kable mają oporności rzędu 60 Ω ,

4) przyjęcie mniejszej oporności sieci sztucznej np. 60Ω ułatwi jej konstrukcję i zbliży oporność sieci sztucznej do wartości oporności sieci naturalnej.

Przemawia za tym również fakt, że — jak wspomniano wyżej — w Stanach Zjednoczonych AP stosuje się w całym zakresie częstotliwości od 0,015 MHz wzwyż sieć sztuczną o oporności 50Ω .

4.7. Oporność uziemienia przy wielkich częstotliwościach

Cały szereg urządzeń zakłócających należy uziemiać w czasie ich normalnej eksploatacji. Przewody uziemienia mogą mieć rozmaite długości i przedstawiać przy częstotliwościach pomiarowych różne oporności, tym bardziej, że przy projektowaniu uziemień sprawy ich oporności przy w.c.z. w większości przypadków nie bierze się pod uwagę. Z drugiej strony, jak wiadomo, poziom zakłóceń w znacznym stopniu zależy od tej oporności.

Weźmy dla przykładu pod uwagę urządzenie z podstawą metalową o wymiarach 50×50 cm umieszczone na wysokości 10 cm nad ziemią. Posługując się wzorem na pojemność kondensatora płaskiego można oszacować pojemność podstawy względem ziemi na około 22 pF. Pojemność ta wraz z indukcyjnością około $1,3 \mu\text{H}$ daje rezonans przy częstotliwości 30 MHz. Indukcyjność taką ma prosty przewód o średnicy 2,5 mm i długości 1 m. Wynika stąd, że w przypadku użycia dłuższego przewodu uziemienia, co często w praktyce zachodzi, może występować rezonans w obwodzie uziemienia przy częstotliwościach nawet mniejszych od 30 MHz.

Ze względu na zmienność z częstotliwością oporności uziemień i różny charakter tej zmienności dla różnych uziemień (długie, średnie, krótkie) wydaje się celowe dokonywanie pomiarów zakłóceń przy kilku typowych rodzajach oporności uziemienia. Tymczasem, jak wynika z dostępnych materiałów, pomiary przy różnych opornościach uziemienia są przewidywane tylko dla jednego rodzaju źródeł zakłóceń, jaki stanowią odbiorniki radiofoniczne. Takie uprzywilejowanie jednego rodzaju źródeł zakłócających nie wydaje się dostatecznie uzasadnione.

Sprawa ta nie jest zresztą dotychczas definitywnie rozwiązana i przez CISPR, który uznając potrzebę ustalenia oporności uziemienia w jednym z dokumentów zaleca badać, jaką oporność powinno się włączać pomiędzy masę badanego urządzenia i płytę sztucznej ziemi [9], a w innym dokumencie poddaje pod dyskusję możliwość stosowania oporności sztucznego uziemienia równej oporności sieci sztucznej, tj. 150Ω [6].

Widać stąd, że jakkolwiek potrzeba wykonywania pomiarów przy ściśle określonej oporności uziemienia jest sprawą bezsporną, to kwestia wartości tej oporności jest jeszcze otwarta.

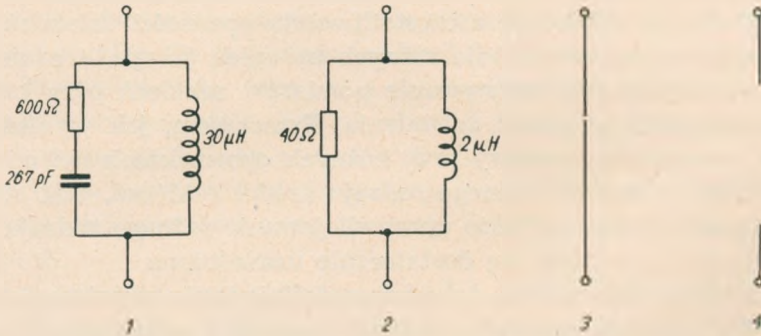
Ogólnie biorąc, do sprawy oporności sztucznego uziemienia można podejść dwojako. Z jednej strony można wykonywać pomiary przy oporności uziemienia rzeczywistej i równej, np. oporności sztucznej sieci. Upraszcza to pomiary, ale nie odpowiada warunkom spotykanym w praktyce i eliminuje możliwość odtwarzania rezonansów w obwodzie uziemienia. Dodatkowe trudności mogą tu wyniknąć w związku z warunkami bezpieczeństwa przy pomiarach.

Z drugiej strony pomiary można wykonać przy sztucznych uziemieniach o opornościach odpowiadających uziemieniu bardzo krótkiemu, o średniej długości i długiemu, oraz przy braku uziemienia, o ile nie stoi to w sprzeczności z warunkami bezpieczeństwa pracy.

Ten drugi sposób komplikuje wprowadzenie nieco pomiarów, ale pozwala wykonywać je w warunkach bardziej zbliżonych do rzeczywistych i odtwarzać ewentualne rezonanse. W przypadku pomiarów tego typu trzeba jednak znać przy w.c.z. przeciętne parametry stosowanych praktycznie uziemień.

Jak dotychczas, zostały zbadane i ustalone w skali międzynarodowej przez IEC (International Electrotechnical Commission) jedynie parametry uziemień stosowanych w odbiornikach radiofonicznych. Inne uziemienia są dotąd mało zbadane, ale wydaje się a priori, że różne uziemienia stosowane przy różnych rodzajach urządzeń mają różne parametry przy w.c.z.

Pomimo to sądzimy, że — do chwili ewentualnego ustalenia parametrów uziemień różnych typów — pomiary zakłóceń wytwarzanych przez

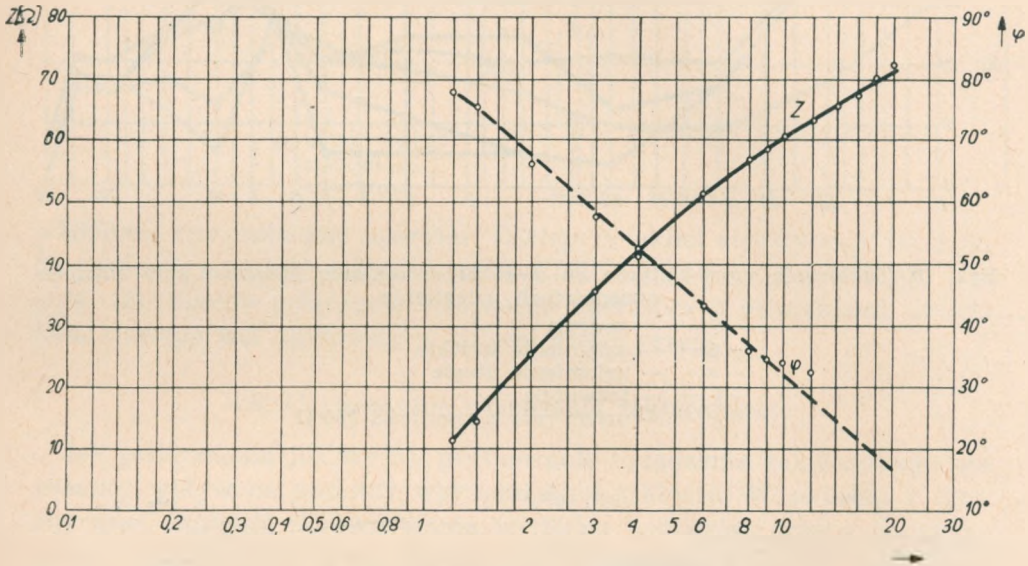


Rys. 7. Schematy sztucznych uziemień dla odbiorników radiofonicznych: 1 — uziemienie długie, 2 — uziemienie krótkie, 3 — zwarcie, 4 — rozwarcie

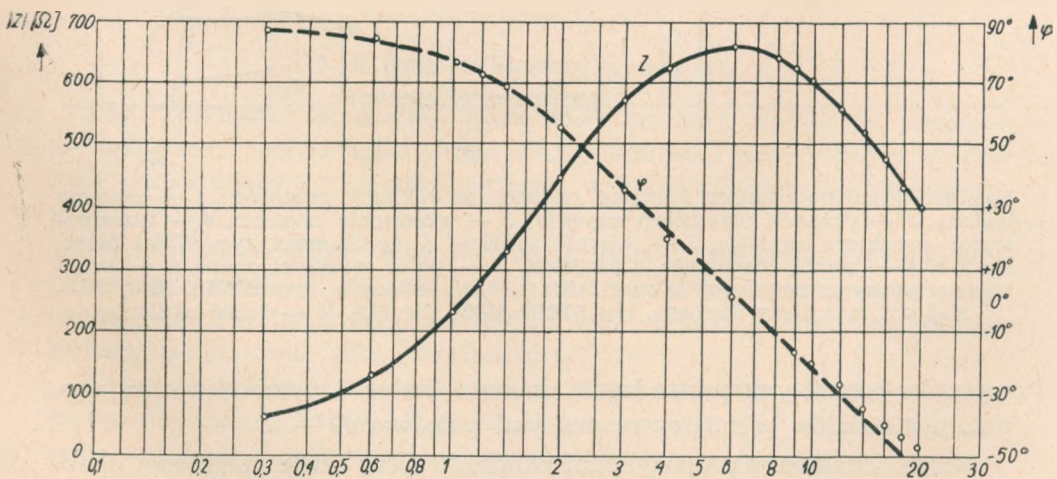
urządzenia uziemiane można by wykonywać przy uziemieniach sztucznych zalecanych dla odbiorników radiofonicznych. Schematy tych uziemień są pokazane na rys. 7, a przebiegi oporności w funkcji częstotliwości — na rys. 8 i 9. Można przypuszczać, że tą drogą uzyska się wyniki bardziej

zgodne z rzeczywistością niż stosując dotychczas stosowany sposób uziemiania przewodem o bliżej nieokreślonej oporności.

W celu pokazania wpływu oporności uziemienia na poziom mierzonych zakłóceń na rys. 10 uwidoczniono wyniki pomiarów zakłóceń, wprowadzanych do sieci przez reklamę neonową o pracy ciągłej, przy opornościach uziemienia przyjętych jak dla odbiorników oraz przy oporności 150Ω . Jak widać, wpływ ten jest znaczny. Pomiary zostały wykonane w układzie pokazanym na rys. 11.

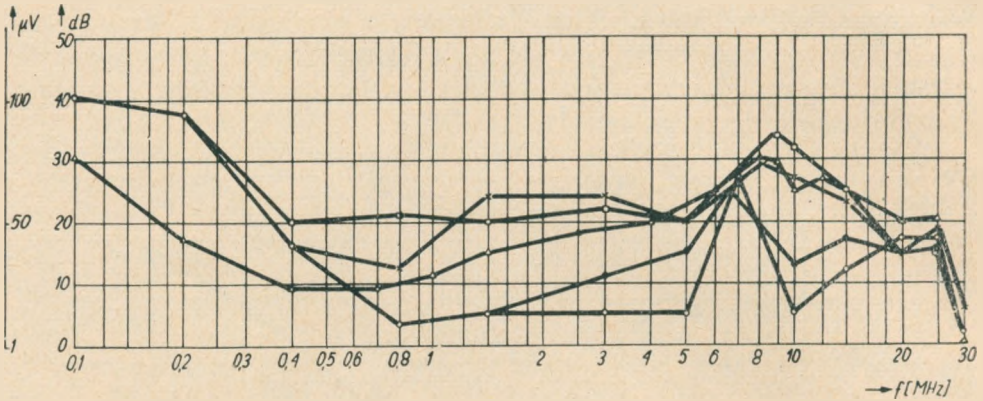


Rys. 8. Przebieg oporności uziemienia krótkiego z rys. 7



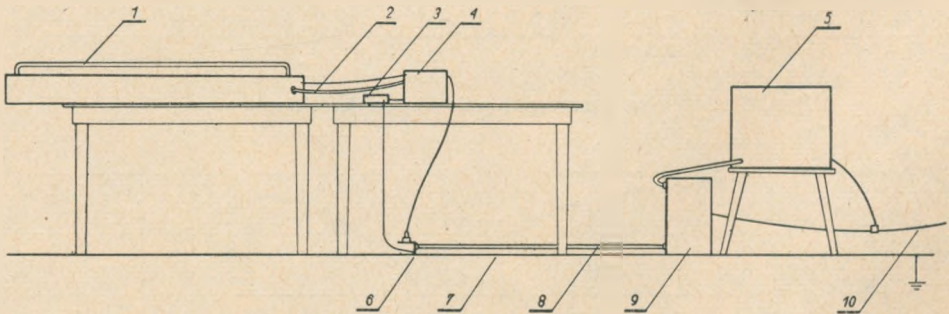
Rys. 9. Przebieg oporności uziemienia długiego z rys. 7

W chwili obecnej jest jeszcze za mało dostępnego materiału, aby można było uzasadnić wyższość takiego lub innego rozwiązania problemu sztucznego uziemienia. Problem ten, jak najbardziej obecnie aktualny,



Rys. 10. Zakłócenia wprowadzane do sieci przez reklamę neonową przy różnych opornościach uziemienia

- — zwarcie
- — uziemienie krótkie
- ×— — uziemienie długie
- — rozwarcie
- △— — uziemienie o oporności 150 Ω



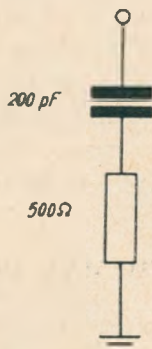
Rys. 11. Układ do pomiaru napięcia zakłóceń od reklamy neonowej: 1 — reklama badana, 2 — przewód wysokiego napięcia, 3 — uziemienie sztuczne, 4 — transformator wysokiego napięcia, 5 — miernik zakłóceń f-my Siemens, typ STMG 3800b, Nr 210, 6 — punkt wspólnego uziemienia, 7 — płyta sztucznej ziemi, 8 — kabel koncentryczny o oporności falowej 150 Ω, f-my Siemens, typ STML 3814, 9 — sieć sztuczna f-my Siemens, typ STNN 3810b, Nr 222, 10 — kabel zasilania

wymaga jeszcze przeprowadzenia szeregu badań i pomiarów oraz wymiany materiałów pomiędzy różnymi państwami.

Warto dodać, że z propozycjami pomiarów przy ściśle określonej oporności uziemienia wystąpiła Francja [4] oraz Związek Radziecki [15].

4.8. Operator

Szereg urządzeń zakłócających jest w czasie eksploatacji trzymany w rękę, a więc w swoisty sposób „uziemianych” przy w.cz. Aby w czasie pomiarów odtworzyć wpływ operatora na wytwarzanie zakłóceń, jest



Rys. 12. Układ sztucznego operatora

potrzebny tzw. sztuczny operator. Zastępczy układ elektryczny jak i jego parametry zostały ustalone przez CISPR [6] i przyjęte w kraju [16] (rys. 12). Sposób połączenia sztucznego operatora z elementami układu pomiarowego jest omówiony w dalszej części pracy.

4.9. Usytuowanie urządzenia zakłócającego

Jak podkreślono już wyżej, usytuowanie urządzenia zakłócającego ma znaczny wpływ na poziomy wytwarzanych zakłóceń. W związku z tym, aby mieć możliwość porównywania wyników pomiarów, trzeba je wykonywać zawsze przy tym samym usytuowaniu urządzenia zakłócającego. Powinno być ono możliwie zbliżone do usytuowania występującego w praktyce.

4.10. Stan techniczny urządzenia

Stan techniczny urządzenia może mieć znaczny wpływ na poziomy wytwarzanych zakłóceń. Ma to miejsce np. w silniku elektrycznym, w którym stan kolektora i szczotek wpływa w sposób istotny na wytwarzanie zakłóceń.

Nie wszystkie rodzaje badań wymagają sprawdzania zmian poziomu wytwarzanych zakłóceń, związanych ze zmianami stanu technicznego urządzenia, ale przy badaniach prototypów tego rodzaju sprawdzenie proponujemy przyjmować jako obowiązujące.

Rzecz jasna, że pogorszenie technicznego stanu urządzenia zakłócającego nie może przekraczać granic dopuszczonych przy eksploatacji danego urządzenia, przewidzianych przez wytwórcę, względnie specjalnie podanych przez odbiorcę czy instytucję zlecającą pomiary.

4.11. Warunki klimatyczne

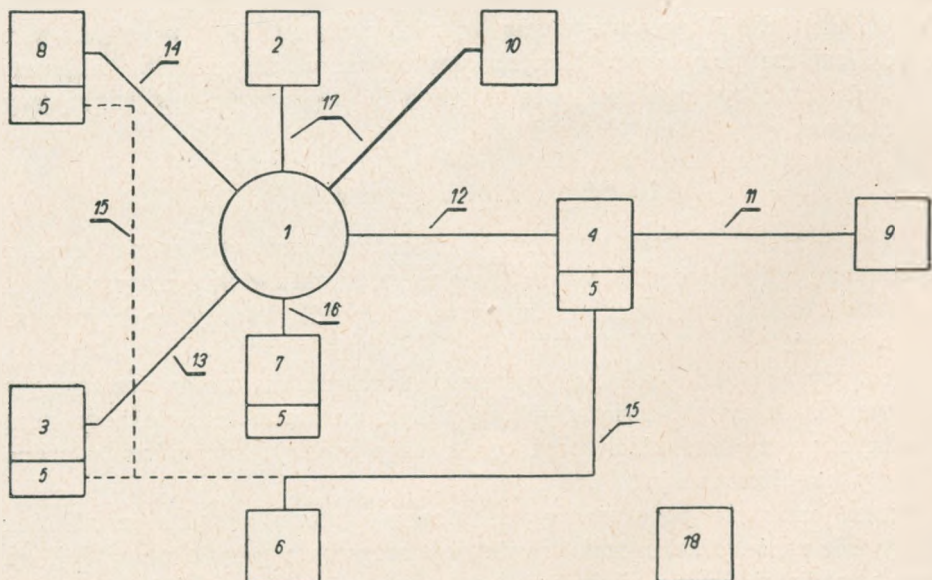
Warunki klimatyczne mogą również wpływać na poziom wytwarzanych zakłóceń bezpośrednio i pośrednio — poprzez oddziaływanie na stan techniczny urządzenia. W zasadzie, poziom zakłóceń od urządzeń pracujących w warunkach specjalnych, np. przy dużej wilgotności lub w obecności par środków chemicznych, w klimacie tropikalnym czy arktycznym, powinien być sprawdzany w odpowiednich warunkach.

Trzeba podkreślić, że sprawdzanie bezpośredniego oddziaływania warunków klimatycznych należy przeprowadzać na urządzeniu znajdującym się w odpowiednich warunkach, np. w komorze klimatyzacyjnej.

5. FUNKCJONALNY SCHEMAT UKŁADU POMIAROWEGO

Spotykane w literaturze omówienie pomiarów napięcia zakłóceń najczęściej sprowadza się do wyliczenia i opisanie, różniących się w szczegółach szeregu układów pomiarowych przystosowanych do pomiarów specyficznych poszczególnych rodzajów urządzeń zakłócających. Takie podejście uwypuklające nieistotne często różnice — niepotrzebnie zaciemnia fakt, że wszystkie te układy pomiarowe są w rzeczywistości realizacją jednego i tego samego schematu funkcjonalnego.

Biorąc powyższe pod uwagę podajemy dla wszystkich źródeł zakłóceń, których pomiary są omówione w niniejszej pracy, jeden schemat funkcjo-



Rys. 13. Schemat funkcjonalny układu do pomiarów napięć zakłóceń (objaśnienia w tekście)

nalny układu pomiarowego. Zbliżone ujęcie tego zagadnienia istnieje w wojskowej normie amerykańskiej [13] oraz w [10].

Proponowany schemat funkcjonalny laboratoryjnego układu przeznaczonego do pomiarów napięć zakłócających jest przedstawiony na rys. 13. Wszystkie praktyczne układy pomiarowe stanowią jedynie szczególne przypadki realizacji tego schematu, a więc mogą zawierać tylko część elementów w nim podanych.

Na schemacie podanym na rys. 13 pokazano wszystkie elementy funkcjonalne, które układ pomiarowy może zawierać, a mianowicie: 1 — badane urządzenie — źródło zakłóceń; 2 — obciążenie mechaniczne; 3 — obciążenie elektryczne; 4 — sztuczna sieć; 5 — układ separujący. — Jest to urządzenie umożliwiające pomiar napięć zakłóceń na oporności sztucznej sieci obciążenia elektrycznego lub też oporności wyjściowej źródła sygnału sterującego, bez wpływu na ich parametry. Układ ten (wydzielony w schemacie funkcjonalnym) w realizacji układu pomiarowego może w ogóle nie być wyróżniony. Przykładem układu separującego może być np. sonda o dużej oporności, do pomiarów napięcia zakłóceń na oporności anteny i uziemienia; 6 — miernik zakłóceń; 7 — sztuczne uziemienie lub sztuczny operator; 8 — źródło sygnału sterującego; 9 — źródło zasilania; 10 — napęd mechaniczny; 11 — przewody zasilające, łączące źródło zasilania z siecią sztuczną, 12 — przewody zasilania, łączące urządzenie zakłócające z siecią sztuczną; 13 — przewody łączące badane urządzenie z obciążeniem elektrycznym; 14 — przewody łączące badane urządzenie ze źródłem sygnału sterującego; 15 — kable ekranowane, dopasowane do oporności wejściowej miernika zakłóceń; 16 — przewód uziemienia; 17 — sprzężenie mechaniczne; 18 — urządzenia pomocnicze.

W skład tych urządzeń wchodzi:

a) sztuczna ziemia — ziemia odniesienia układu pomiarowego. Stanowi ona uziemioną płytę metalową, o grubości co najmniej 0,6 mm i posiada takie wymiary, aby odległość od krawędzi badanego urządzenia umieszczonego na niej do jej krawędzi wynosiła co najmniej 1 m,

b) drewniany stół pomiarowy o odpowiedniej wysokości,

c) walec z materiału izolacyjnego o wymiarach — 20 cm średnicy i 45 cm długości,

d) podkładka izolacyjna.

6. PRZEPROWADZANIE POMIARÓW

6.1. Sposób przeprowadzania pomiarów

Zasadą jest w tym przypadku wykonywanie pomiarów w warunkach ściśle ustalonych i jednocześnie (w miarę możliwości) zbliżonych do rzeczywistych warunków użytkowania urządzenia.

Różne urządzenia zakłócające pracują na różnych wysokościach nad ziemią, ale stosowanie przy pomiarach całego szeregu wysokości jest niewygodne i trzeba je jakoś unifikować. Różne normy i zalecenia różnie rozwiązują tę sprawę.

Według przepisów VDE (Verband der Deutscher Elektrotechniker) wszystkie urządzenia należy ustawiać w odległości 40 cm od metalowej płyty sztucznej ziemi, przy czym inne uziemione masy metalowe powinny znajdować się od urządzenia badanego w odległości większej niż 80 cm [26, 27].

Według norm ASA (American Standards Association) urządzenia przenośne należy ustawiać na wysokości 45 cm, a urządzenia stacjonarne — wprost na płycie sztucznej ziemi (ewentualnie na podkładce izolacyjnej) [10].

Zalecenia CISPR ustalają rozmaite wysokości dla różnych rodzajów urządzeń (na płycie sztucznej ziemi, 45 cm, 70—80 cm, 1 m) [5, 6].

Ze względu na wygodę porównywania wyników pomiarów wykonywanych w różnych laboratoriach i krajach byłoby pożądane ustalić te odległości wszędzie jednakowo. Wydaje się, że można by sugerować unormowanie tej sprawy w sposób następujący:

1) urządzenia użytkowane na wysokości do 40 cm nad ziemią ustawiać przy pomiarach na płycie sztucznej ziemi na podkładce izolacyjnej,

2) urządzenia użytkowane na wysokości ponad 40 cm nad ziemią ustawiać przy pomiarach na wysokości 70 do 80 cm nad płytą sztucznej ziemi (wysokość przeciętnego stołu).

Pomiary wykonywane w ten sposób w Instytucie Łączności wykazały, że postępowanie takie jest praktyczne.

Badane urządzenie należy przy tym ustawiać na środku płyty sztucznej ziemi, przy czym sąsiednie większe masy metalowe powinny znajdować się w odległości nie mniejszej niż 80 cm od niego.

Miejsce połączenia sztucznego uziemienia z płytą sztucznej ziemi stanowi wspólny punkt uziemienia urządzenia badanego i aparatury pomiarowej.

Urządzenia badane (uziemiane w czasie użytkowania) łączy się przy pomiarach ze wspólnym punktem uziemienia poprzez sztuczne uziemienie.

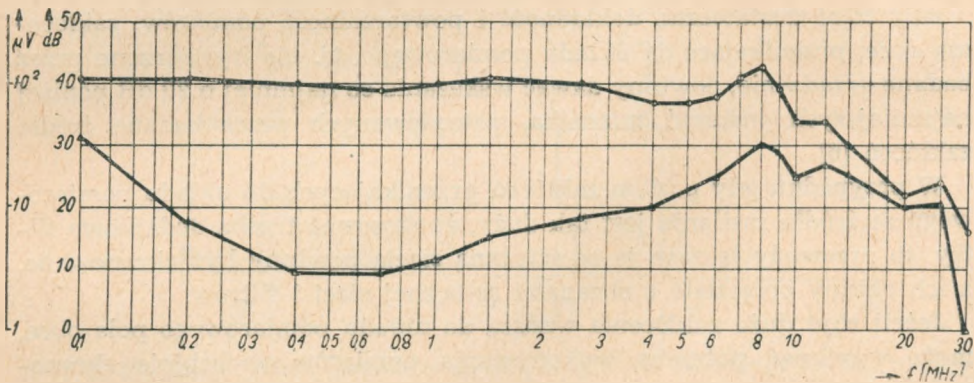
Urządzenia badane nie uziemiane w czasie użytkowania nie łączy się w ogóle ze wspólnym punktem uziemienia.

Urządzenia badane trzymane w czasie użytkowania w ręku przez operatora przy pomiarach łączy się ze wspólnym punktem uziemienia poprzez sztucznego operatora. Jeżeli rękonośność urządzenia jest metalowa i stanowi jego masę, sztuczny operator powinien być przyłączony bezpo-

średnio do tej rękojeści. W przeciwnym przypadku należy uchwyt urządzenia owinać folią metalową i do niej dołączyć układ sztucznego operatora (por. [6]).

Przewody łączące sztuczne uziemienie lub sztucznego operatora z urządzeniem i wspólnym punktem uziemienia powinny być we wszystkich przypadkach jak najkrótsze.

Przy badanych urządzeniach stawianych do pomiaru na stole przewody ich zasilania lub obciążenia, po których płynie prąd o częstotliwości przemysłowej, powinny być prowadzone pionowo w dół i łączone z kablami koncentrycznymi dopasowanymi do oporności sztucznej sieci, przy czym ich nadmiar powinien być nawinięty na walec z materiału izolacyjnego, ustawiony pod stołem. Zewnętrzne płaszcze kabli koncentrycznych powinny być połączone ze wspólnym punktem uziemienia.



Rys. 14. Napięcie zakłóceń na oporności sieci i oporności uziemienia wynoszących po 150Ω każde, powodowane przez reklamę neonową: ● — napięcie na przewodzie uziemienia, △ — napięcie na przewodzie sieci

Przy urządzeniach, stawianych do pomiaru na podkładce izolacyjnej, z przewodami własnymi urządzenia postępuje się podobnie, np. stawiając w razie potrzeby wspomniany walec obok urządzenia.

Jeżeli urządzenie nie ma własnych przewodów, to należy specjalnie dodać jednometrowe odcinki odpowiednich przewodów (podobnie jak zaleca [6]).

Pomiary napięć zakłóceń należy przeprowadzać na wszystkich przewodach zasilania, sterowania, obciążenia oraz uziemienia, z wyjątkiem tych przewodów, przez które przepływają duże prądy w.c.z. (np. przewody łączące przemysłowy generator grzejny w.c.z. z jego obciążeniem).

Propozycja przeprowadzania pomiarów napięcia zakłóceń na oporności uziemienia jest rzeczą nową, ale wydaje się, że taki pomiar jest pożądany. Na rys. 14 pokazano wyniki pomiarów napięcia zakłóceń, powodowanych

przez reklamę neonową, na oporności uziemienia równej oporności sztucznej sieci i wynoszącej 150 Ω .

W tym przypadku napięcie na oporności uziemienia jest, jak widać, większe niż na oporności sieci, a uziemienie stanowiące w wielu przypadkach długi przewód może promieniować i sprzęgać się z instalacjami antenowymi odbiorników, czy też z instalacją sieciową. Mierząc więc napięcie tylko na oporności sieci można dojść do wniosku, że poziom zakłóceń przenikających z urządzenia na zewnątrz nie jest duży, a w rzeczywistości tak nie będzie.

Przy wykonywaniu pomiarów należy pamiętać o użyciu sondy o dużej oporności.

6.2. Wpływ zakłóceń obcych

Aby mieć dostateczną dokładność i powtarzalność pomiarów, zakłócenia obce, przenikające do układu pomiarowego, tj. nie wytworzone przez badane urządzenie, powinny dawać wskazania co najmniej o 20 dB poniżej najmniejszych wskazań miernika, powodowanych przez badane źródło zakłóceń [6].

W przypadku gdy poziom zakłóceń przenikających do układu pomiarowego ze źródła zasilania jest tak duży, że stosować trzeba dodatkowe filtry, to przewody łączące je ze sztuczną siecią powinny być ekranowane, a ich ekrany połączone z ekranami sztucznej sieci i filtrów.

Jeżeli zbyt duże zakłócenia wnoszą do układu pomiarowego pola obce, może wyniknąć potrzeba wykonywania pomiarów w kabinie ekranowanej.

6.3. Warunki bezpieczeństwa

Ze względu na bezpieczeństwo pracy personelu, podczas wykonywania pomiarów, powinny być spełnione warunki bezpieczeństwa pracy przy urządzeniach elektrycznych.

Jeżeli w wyjątkowych przypadkach dotknięcie badanego urządzenia w czasie pomiarów może grozić porażeniem, należy przedsięwziąć specjalne środki ostrożności. Należy mieć na uwadze, że tego rodzaju pomiary powinien wykonywać personel wykwalifikowany.

6.4. Przedstawianie wyników pomiarów

Dla ułatwienia porównywania wyników pomiarów wykonywanych w różnych laboratoriach byłoby pożądane wprowadzić jednolity protokół pomiarowy. Sugerowany wzór protokołu jest podany w Załączniku. Zawiera on pozycje, w których są ujęte wszystkie czynniki mające wpływ

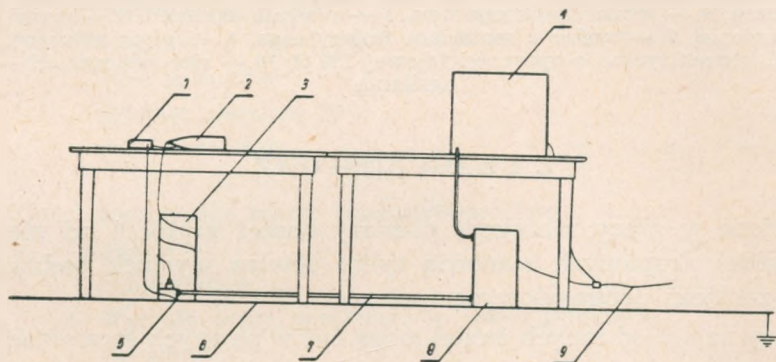
na wyniki pomiarów i pozwala w ten sposób na krótkie sprecyzowanie warunków pomiaru.

Same wyniki proponujemy przedstawiać graficznie na odpowiednim wykresie na kalce technicznej formatu A4 względnie tabelarycznie, ale tylko w przypadku nieprzydatności wykresu.

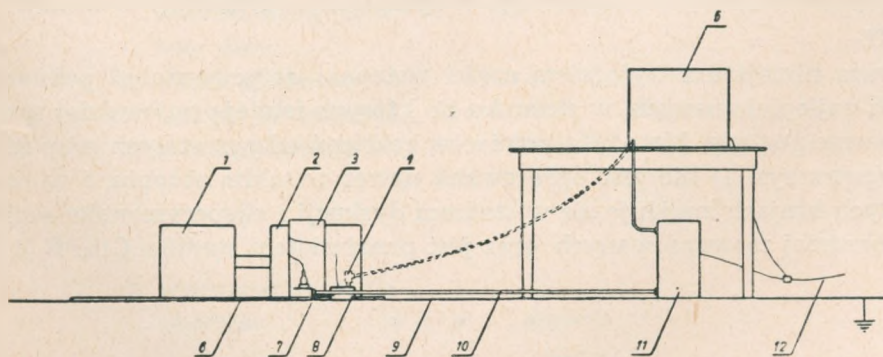
6.5. Przykłady praktycznej realizacji układu pomiarowego

Na rys. 15, 16 i 17 pokazano przykłady realizacji układu pomiarowego dla różnych rodzajów urządzeń, a mianowicie dla urządzenia domowego użytku, silnika elektrycznego i odbiornika radiofonicznego.

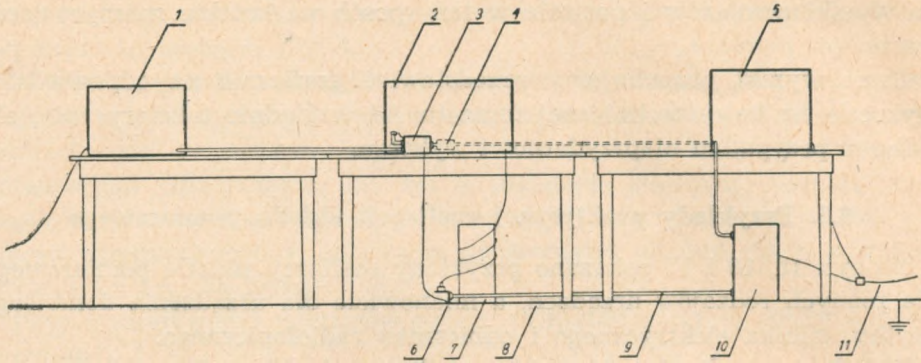
Układy te, realizując w praktyce schemat funkcjonalny pokazany na rys. 13, różnią się od siebie w rozmaitych szczegółach.



Rys. 15. Realizacja układu pomiarowego dla urządzenia domowego trzymanego w ręku: 1 — sztuczny operator, 2 — urządzenie badane, 3 — walec z materiału izolacyjnego, 4 — miernik zakłóceń, 5 — punkt wspólnego uziemienia, 6 — płyta sztucznej ziemi, 7 — kabel koncentryczny o oporności falowej 150Ω , 8 — sieć sztuczna, 9 — kabel zasilania



Rys. 16. Realizacja układu pomiarowego dla silnika elektrycznego: 1 — obciążenie, 2 — silnik badany, 3 — walec z materiału izolacyjnego, 4 — sonda wysokooporowa, 5 — miernik zakłóceń, 6 — podkładka z materiału izolacyjnego, 7 — punkt wspólnego uziemienia, 8 — sztuczne uziemienie, 9 — płyta sztucznej ziemi, 10 — kabel koncentryczny o oporności falowej 150Ω , 11 — sieć sztuczna, 12 — kabel zasilania



Rys. 17. Realizacja układu pomiarowego dla odbiornika radiofonicznego: 1 — generator sygnałów sterujących, 2 — odbiornik badany, 3 — uziemienie sztuczne i antena sztuczna, 4 — sonda wysokooporowa, 5 — miernik zakłóceń, 6 — punkt wspólnego uziemienia, 7 — walec z materiału izolacyjnego, 8 — płyta sztucznej ziemi, 9 — kabel koncentryczny o oporności falowej 150Ω , 10 — sieć sztuczna, 11 — kabel zasilania

7. UWAGI KOŃCOWE

Omówione w pracy niniejszej pomiary napięć zakłóceń od nieruchomych źródeł skupionych stanowią tylko pewien wycinek techniki pomiarów zakłóceń przemysłowych (patrz rys. 1 i 2).

Pomiary napięć od innych źródeł mogą być w pewnych szczegółach zbliżone lub nawet zbieżne z opisanymi tutaj, jednakże ogólnie biorąc przebiegają one inaczej.

Pomiary pól stanowią oczywiście rzecz jasna odrębne zagadnienie, chociaż pewne kwestie, takie jak np. warunki pracy urządzenia badanego muszą tam także być ustalane, np. w sposób zaproponowany w niniejszej pracy.

Praca niniejsza z wyjątkiem części wstępnej dotyczy metod pomiarowych najlepiej znanych, w stosunku do których istnieją najbardziej sprecyzowane poglądy. Metodyka pomiarów zakłóceń od pozostałych grup źródeł (patrz rys. 1) nie jest opracowana nawet w takim stopniu, i w rozmaitych krajach znajduje się w stadium dyskusji i eksperymentów mniej lub bardziej zaawansowanych oraz jest przedmiotem studiów CISPR [11].

* * *

Autorzy wyrażają gorące podziękowanie profesorowi Wilhelmowi Rotkiewiczowi i mgr inż. Mieczysławowi Grobelnemu za przejrzenie całej pracy i cenne uwagi.

Nazwa instytucji
przeprowadzającej
pomiar dnia

PROTOKÓŁ POMIARÓW ZAKŁÓCEŃ Nr

Pomiar $\frac{\text{napięcie}}{\text{pól}}$ w zakresie :

- 1: Urządzenie badane
nazwa:
f-ma : typ: Nr rok prod.
dane techniczne:
schemat: załącznik Nr
stan techniczny:
. : :
zastosowane środki przeciwzakłóceń:
dostawca:
miejsce pracy:
2. Warunki pracy urządzenia w czasie pomiarów
obciążenie:
zasilanie (napęd):
organy regulacyjne:
sterowanie:
uziemiaenie:
warunki klimatyczne:
inne dane:
3. Układ pomiarowy
schemat w załączniku Nr
4. Przyrządy pomiarowe
. : :
. : :
. : :
5.
6. Wykonujący pomiary
nazwisko: funkcja :
strona Nr podpis
wszystkich stron

WYKAZ LITERATURY

1. Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen: Vorschriften und Leitsätze der Funkstörmesstechnik und Entstörbe stimmungen für die Herstellung funkstörender Erzeugnisse, Ausgabe 1959.
2. British Standard Specification, B. S. 727; 1954: Characteristics and Performance of Apparatus for Measurement of Radio Interference.
3. Doc. CCIR: Anex au doc. 185-F, Varsovie 1956, Q 75.
4. Doc. CISPR: Sc/B 303, July 1956, Summary Comments Circulary Discussion on Doc. 301.
5. Doc. CISPR: (Secretariat) 367, October 1957, Report of meeting of CISPR. Sub-comittee A and B Working Groups on I.S.M. Interference in Milan, from 29th April to 1st May, 1957.
6. Doc. CISPR (Central Office) 302, January 1958, Draft Specification for CISPR Radio interference measuring apparatus for the frequency range 0,15 Mc/s to 30 Mc/s.
7. Doc. CISPR: (Central Office) 303, February 1958, Draft Specification for CISPR. Radio interference measuring apparatus for the frequency range 25 Mc/s to 300 Mc/s.
8. Doc. R. I.: (United Kingdom) 215, 24.5.50 r, I.E.C., CISPR., The Response of a Quasi-Peak Meter to Repeated Impulses, by S. F. Pearce B.Sc. A. Inst. P.
9. Doc. CISPR: (Secretariat) 352, Mai 1958, Q-8, Mesures des perturbations aux frequences comprises entre 0,15 et 30 MHz (Bruxelles 1956).
10. Doc. CISPR: (U.S.A.) 306, 1957. ASA C63.4 1957, American Standard on methods of measurement of radio influence voltage and radio influence field (radio noise), 0,015 to 25 Mc/s, low voltage electric equipment, and non-electric equipment.
11. International Special Committee on Radio Interference: (CISPR); Report of the Plenary Session held in The Hague from 18th to 21th November 1958, Published by the Central Office of the I.E.C.
12. *Fastowskij I. A., Furmanow I. M.*: Tipowyje pribory dla izmierenija industrialnych radiopomiech, Leningrad, 1959, Sudpromgiz.
13. Military Specification, Mil-I-16910 (SHIPS), 14 January 1952, with Amendment 2, 25 June 1952, Interference Measurement, Radio, Methods and Limits; 14 kc to 1000 Mc.
14. Normy predielno dopustimych industrialnych radiopomiech Min. Swiazi SSSR., 1956.
15. OSS — Praga 1959, Dok. SSSR. 1, Osnownyje trebowanija k małogabaritnym izmiritielam, iskatielam radiopomiech i metodikie izmierenija massowego primienienija w stranach — czlenach OSS.
16. Projekt Polskiej Normy PN/T-04501: Laboratoryjne metody pomiarów napięć i pól zakłóceń przemysłowych odbioru radiowego.
17. Projekt Polskiej Normy PN/T-06450: Laboratoryjne mierniki zakłóceń radioelektrycznych, 1959.
18. *Rotkiewicz W*: Miernik poziomu zakłóceń, Prace Instytutu Łączności, zeszyt 1(3), 1956.
19. *Rotkiewicz W*: Emisje zakłócające powodowane przez odbiorniki radiofoniczne, Prace Instytutu Łączności, zeszyt 2(4), 1956.
20. *Rotkiewicz W*: Technika odbioru radiowego, tom II, Warszawa, 1959, PWT.

21. Ryłski S. i inni: Badania możliwości wykorzystania sieci elektroenergetycznej dla celów rozgłaszania przewodowego w zakresie wielkich częstotliwości, sprawozdanie z pracy nr 3582, Instytut Łączności, Warszawa, 1957.
22. Strużak R. G., Moroń W: Prosta metoda badania skuteczności ekranowania i skuteczności filtrów (w druku).
23. Treter A: Miernik poziomu zakłóceń, Zeszyty Naukowe Politechniki Wrocławskiej, zeszyt 6, 1955, str. 83.
24. Treter A: Mierniki zakłóceń przemysłowych na zakres częstotliwości 0,15 ÷ ÷ 20 MHz, Prace Instytutu Łączności, zeszyt 1(7), (1957, str. 17.
25. VDE 0876/12.55: Vorschriften für Funkstör-Messgeräte.
26. VDE 0877/12.55: Leitsätze für das Messen von Funkstörungen, Teil 1, Das Messen von Funkstörspannungen.
27. VDE 0872 Teil 1/1.59: Funk-Entstörung von Ton — und Fernseh-Rundfunk-Empfangsanlagen, Teil 1, Regeln für die zulässigen Grenzwerte der von Empfängern ausgehenden Funkstörungen.

В. Моронь и Р. Г. Стружак

УСЛОВИЯ ПРОИЗВЕДЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПОМЕХ РАДИОПРИЁМУ

Резюме

В представленной работе обсуждены вопросы измерений напряжений помех в диапазоне частот от 0,15 мгц до 30 мгц.

Работа посвящена исключительно таким проблемам, которые являются ещё предметом международных обсуждений.

Кроме того, чтобы дать возможность получить некоторое общее мнение о всей проблеме измерений напряжений и полей промышленных помех, в статье приведена классификация устройств, являющихся источниками промышленных помех радиоприёму, а также описаны разные измерения этих помех.

W. Moroń and R. G. Strużak

CONDITIONS OF INDUSTRIAL RADIO INTERFERENCE MEASUREMENTS

Summary

In this paper measurements of voltage of industrial interference in the frequency band 0,15 to 30 Mc/s are discussed.

The paper deals exclusively with those problems which are still subject to discussions.

Moreover, in order to give some idea of the whole problem of interference voltage and field strength measurements, a classification is given of installations which constitute sources of industrial radio interference. Various measurements of industrial interference are briefly discussed.

W. Moroń et R. G. Strużak

LES CONDITIONS DES MESURES DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

Resumé

Dans cet article sont discutés les mesures des perturbations radioélectriques dans la bande des fréquences de 0,15 à 30 MHz.

L'article est consacré exclusivement aux problèmes qui font encore l'objet des discussions.

En outre, pour donner une certaine opinion sur l'ensemble du problème des mesures de la tension et du champ des perturbations radioélectriques est donné une classification des installations constituant les sources des perturbations.

W. Moroń und R. G. Strużak

BEDINGUNGEN FÜR DIE DURCHFÜHRUNG DER MESSUNGEN DER DURCH ELEKTRISCHE GERÄTE ERZEUGTEN FUNKSTÖRUNGEN

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden die Messungen der Störspannungen in einem Frequenzbereich von 0,15 MHz bis 30 MHz besprochen.

Die Arbeit ist ausschliesslich denjenigen Problemen gewidmet, die noch den Gegenstand der Diskussionen bilden.

Ausserdem, um eine Ansicht über das Ganze des Problems der Messungen vor den durch elektrische Geräte erzeugten Störspannungen und Störfeldern zu geben, wurde eine Klassifikation der Anlagen, die die Quellen der durch elektrische Geräte erzeugten Funkstörungen bilden, angegeben; es wurden auch verschiedene Messungen dieser Störungen besprochen.

HALINA ŻOŁNOWSKA

621.391.812.63:551.5

SPOSÓB REDUKCJI JONOGRAMÓW Z WYSOKOŚCI POZORNICH NA WYSOKOŚCI RZECZYWISTE METODĄ SCHMERLINGA

Rękopis dostarczono do IŁ 18.12.1959 r.

Realizacja zalecenia V Zebrania Komitetu Naukowego Międzynarodowego Roku Geofizycznego w Moskwie w 1958 r. w sprawie stałego dokonywania redukcji przez obserwatoria jonosferyczne, części jonogramów z wysokości pozornych na wysokości rzeczywiste była bardzo utrudniona wskutek dużej pracochłonności dotychczasowych ścisłych metod i konieczności stosowania elektronicznych maszyn cyfrowych.

Opracowana ostatnio przez Schmerlinga uproszczona teoretyczna metoda ogólna, nie wymagająca założeń co do kształtu rozkładu gęstości elektronowej w jonosferze i uwzględniająca zarazem wpływ pola geomagnetycznego, umożliwiła wspomnianą redukcję za pomocą względnie prostych rachunków.

Poniższa praca zawiera zwięzłe wyłożenie podstaw powyższej metody oraz praktyczne wskazówki co do prowadzenia samych obliczeń stosowanych przy redukcji jonogramów na stacji jonosferycznej Instytutu Łączności w Miedzeszynie.

1. WSTĘP

Jedną z wielu metod umożliwiających wyznaczenie rozkładu częstotliwości plazmy względnie gęstości elektronowej w funkcji wysokości rzeczywistej jest metoda Kelso z 1952 r. Zastosowanie jej jest jednak bardzo ograniczone, ponieważ nie uwzględnia ona wpływu magnetycznego pola Ziemi — a to wprowadza błąd w obliczeniach grubości warstwy sięgający (20—30%).

Wystarczająco dokładne są metody późniejsze uwzględniające wpływ magnetyzmu ziemskiego, np. macierzowa metoda Buddena z 1954 r. Pracochłonność związana z zastosowaniem tej ostatniej jest jednak o wiele większa.

Oprócz wstępnych obliczeń, które muszą być wykonane na elektronicznych maszynach cyfrowych, bezpośrednia interpretacja jonogramów wymaga również maszyny liczącej. Schmerling w oparciu o idee wyżej wspomnianych metod, mianowicie Kelso i Buddena opracował metodę, która pozwala interpretować jonogramy dwoma sposobami.

W pierwszym z nich posługujemy się częstotliwościami próbkującymi*).

W drugim posługujemy się pewnymi współczynnikami, które w dalszym tekście będziemy nazywać po prostu współczynnikami R^{**}).

Założenia zrobione przy wyprowadzeniu metody Schmerlinga są następujące: pominięcie zderzeń elektronów, przyjęcie dowolnego kształtu rozkładu gęstości elektronowej oraz monotoniczność zmiany gęstości elektronowej z wysokością. Konsekwentnie do zrobionych założeń, zarówno częstotliwości próbkujące jak i współczynniki R zostały zasadniczo policzone dla obszaru F .

W praktyce ze względu na wystarczającą dokładność mogą być one zastosowane również do innych warstw.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Wysokość pozorną jonizacji warstwy jonosferycznej można wyrazić wzorem

$$h'(f) = \int_0^{z_0} u'(f, N) dz \quad (1)$$

gdzie

z_0 — wysokość odbicia sygnału sondującego,

u' — grupowy współczynnik załamania zależny od częstotliwości i gęstości plazmy N .

Appleton (1930) i DE Groot wykazali, że przy pominięciu pola magnetycznego oraz założenia co do kształtu rozkładu gęstości elektronowej równanie (1) jest typu Abela i można je przez inwersję sprowadzić do równania w postaci:

$$h(f_N) = \int_0^{f_N} G(f_N, f) h'(f_N) df \dots \quad (2)$$

gdzie

$$G(f_N, f) = \frac{2}{\pi \sqrt{f_N^2 - f^2}} \quad (3)$$

Po podstawieniu

$$Q(f_N, f) = \frac{2}{\pi} \cdot \arcsin(f/f_N) \quad (4)$$

*) Ang. sampling frequency.

***) Ang. sampling ratios.

równanie (2) przybiera postać

$$h(f_N) = \int_0^1 h'(Q) dQ \quad (5)$$

gdzie:

f_N jest częstotliwością plazmy przy gęstości elektronowej N ;

Q jest funkcją od f i ustalonej wartości f_N ;

Całkę (5) można wyliczyć numerycznie.

Stosując prawo trapezów do pola pod krzywą $h' - Q$ podzielonego przy pomocy k równych przedziałów otrzymujemy:

$$h(f_N) = \frac{1}{k} \{h'(Q_0) + h'(Q_1) + h'(Q_2) + \dots + h'(Q_{k-1})\} \quad (6)$$

gdzie:

$$Q_r = \frac{2r + 1}{2k} \quad r = 0, 1, 2, \dots, k - 1 \quad (7)$$

Równanie (6) w prosty sposób wyraża wysokość rzeczywistą. Jest ona wartością średnią k wartości odczytanych z krzywych $h' - f$ przy częstotliwościach danych przez rozwiązanie równań (7) i (4) nazwanych w tej pracy częstotliwościami próbkującymi. Dzieląc próbkujące częstotliwości przez f_N otrzymujemy współczynniki R dla danego f_N .

Jak wykazuje analiza równania (4), współczynniki R nie zależą od f_N , są więc wielkościami stałymi względem f_N .

Ponieważ 10 punktów w równaniu (6), a dla krzywych gładkich 5, wystarczająco dokładnie aproksymują równanie (5), więc raz policzone 10, względnie 5 wartości współczynników R służą do wyznaczania wysokości rzeczywistej $h - f$ z jonogramów $h' - f$. Należy przy tym pamiętać, że tak jest bez uwzględnienia magnetycznego pola Ziemi, wobec czego najbardziej nawet dokładna aproksymacja równania (5) nie wyeliminuje błędu, wynikającego z pominięcia wpływu magnetyzmu ziemskiego. Przy uwzględnieniu magnetycznego pola Ziemi wysokość rzeczywista dla promienia zwyczajnego wyraża się równaniem analogicznym do równania (2) z tą różnicą, że funkcja $G(f_N, f)$ nie jest postaci (3) a bardziej skomplikowana, określona numerycznie. Dla promienia zwyczajnego nie wprowadza się nieciągłości tak, że nowa funkcja $G(f_N, f)$ może być traktowana jako zdegenerowana postać funkcji bez pola. A zatem dalsze rozważania mogły pójść w kierunku znalezienia relacji między h i h' w postaci (5).

Schmerling znalazł transformację $Q(f_N, f)$, która równanie typu (2) z nową funkcją $G(f_N, f)$ sprowadza do równania typu (5), a więc ustala prostą zależność pomiędzy wysokością rzeczywistą a pozorną.

Ta transformacja $Q(f_N, f)$ wyraża się przez współczynniki macierzy Buddena następująco

$$\left. \begin{aligned} \Theta(f_N, r\Delta f + f_0) &= \frac{1}{2} A_{Nr} + \sum_{m=1}^r A_{N,m} + P_N \\ \Theta(f_N, N\Delta f + f_0) &= \sum_{m=1}^N A_{N,m} + P_N = 1 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

dla $0 < r < N$

gdzie:

$A_{N,m}$ — wyrazy macierzy Buddena,
 P_N — reszta w macierzy Buddena.

Wzór (8) określa Q dla $f > f_0$.

Dla $f=0$ $Q=0$

Dla wartości $0 < f \leq f_0$ Q otrzymujemy z interpolacji.

Przy uwzględnieniu magnetycznego pola Ziemi równanie (6) z funkcją określoną równaniem (8) służy do redukcji jonogramów z wysokości pozorowanej na rzeczywistą. W tym przypadku, podobnie jak bez pola magnetycznego z funkcji Q dla danego f_N przy równych odstępach odczytujemy częstotliwości próbkujące.

W myśl równania (6) wartość średnia odczytanych wysokości pozornych przy częstotliwościach próbkujących odpowiadających danemu f_N daje wysokość rzeczywistą $h(f_N)$.

Używając 10 punktów, częstotliwości próbkujące znajdujemy dla $Q = (0,95, 0,85, 0,75, 0,65, 0,55, 0,45, 0,35, 0,25, 0,15, 0,05)$.

Dla pięciu punktów częstotliwości próbkujące znajdujemy przy $Q = (0,90, 0,70, 0,60, 0,30, 0,10)$.

Współczynniki R otrzymujemy dzieląc częstotliwości próbkujące przez odpowiednie f_N . Okazuje się, że przy uwzględnieniu magnetycznego pola Ziemi współczynniki R są funkcją f_N . Wraz ze zmianą f_N współczynniki R zmieniają się jednak bardzo mało. Ta powolna zmiana pozwala nam w pewnych przedziałach Δf_N traktować R jako stałe. Wobec czego współczynniki R policzone dla $r \cdot \Delta f_N$ ($r=1,2,3\dots$) służą do wyznaczania wysokości rzeczywistych dla wszystkich f z obszaru

$$(r-1)\Delta f \leq f \leq r\Delta f$$

W praktycznym zastosowaniu, jak to widać z rozpatrzonego poniżej przykładu można używać te same współczynniki R w pasmie częstotliwości o szerokości do 4 MHz.

3. ZASTOSOWANIE PRAKTYCZNE

Zastosowanie metody Schmerlinga do wyznaczania wysokości rzeczywistych z jonogramu wymaga następujących prac przygotowawczych:

1) obliczenia wyrazów macierzy Buddena, które są zależne od warun-

ków lokalnych stacji, tj. od inklinacji magnetycznej J i częstotliwości żyroskopowej f_H ,

2) obliczenia wg wzoru (8) funkcji $Q(f_N, f)$;

3) znalezienia, przez interpolację, z funkcji $Q(f_N, f)$ częstotliwości próbkujących przy odpowiednich wartościach Q .

Mając ciąg częstotliwości próbkujących, 10-punktowy względnie 5-punktowy dla danego f_N , możemy w myśl wzoru (6) obliczyć wysokość rzeczywistą dla tego f_N .

Posługiwanie się częstotliwościami próbkującymi wymaga policzenia ich dla każdego f_N , dla którego chcemy znaleźć wysokość $h(f_N)$.

Częstotliwości próbkujące dla Miedzeszyna podane są w tablicy 1. Zostały one policzone na podstawie tablic współczynników R zamieszczonych w pracy Schmerlinga (1). Na podstawie tych tablic możemy obliczać wysokości rzeczywiste przy częstotliwościach = od 3 do 13,5 MHz co 0,5 MHz.

Współczynniki R otrzymujemy dzieląc częstotliwości próbkujące przez odpowiednie f_N .

Wyznaczenie wysokości rzeczywistej przy pomocy współczynników R odbywa się następująco:

Jonogram $h'-f$ powinien być wykreślony na papierze o logarytmicznej skali częstotliwości. Następnie należy mieć drugą taką samą skalę, której podziałkę stanowią naniesione współczynniki R odpowiadające danej częstotliwości f_N . Koniec skali odpowiada jedności. Przykładamy skalę do papieru, na którym wykreślony jest jonogram. Koniec jej umieszczamy w punkcie f_N , następnie odczytujemy wysokości z jonogramu $h'-f$ w punktach odpowiadających naniesionym współczynnikom R . W myśl wzoru (6) wartość średnia odczytanych wysokości pozornych da nam wysokość rzeczywistą dla częstotliwości f_N . Przesuwając koniec skali do coraz to innych częstotliwości, oczywiście w przedziale częstotliwości, w których współczynniki R możemy traktować jako stałe i odczytując za każdym przesunięciem wysokości wskazane przez podziałkę, możemy niemal że w sposób ciągły wyliczyć wysokość rzeczywistą $h-f$ z krzywej $h'-f$. Jeżeli chcemy obliczyć gęstość elektronową w funkcji wysokości, obliczamy ją z charakterystyki $h-f$ za pomocą wzoru

$$N = 1,24 \cdot 10^4 f_N^2,$$

gdzie:

częstotliwość plazmy f_N wyrażona jest w MHz;

N liczba elektronów w cm^3 .

Współczynniki R dla Miedzeszyna, którego warunki lokalne są $J = 67^\circ 55'$ i $f_H = 1,1822$ podaje tablica 2. Współczynniki grupy górnej są dla metody 10-punktowej, dolnej dla 5-punktowej.

Częstotliwości

$f_{N_{MHz}}$ $\Theta(f_N, f)$	13,5	13,0	12,5	12,0	11,5	11,0	10,5	10,0	9,5	9,0
0,95	13,39	12,89	12,40	11,90	11,41	10,91	10,42	9,92	9,41	8,92
0,85	12,91	12,43	11,95	11,46	10,98	10,49	10,02	9,54	9,05	8,58
0,75	12,16	11,70	11,24	10,79	10,33	9,87	9,42	8,96	8,50	8,05
0,65	11,19	10,76	10,33	9,91	9,49	9,08	8,65	8,23	7,81	7,38
0,55	9,98	9,59	9,21	8,83	8,45	8,17	7,70	7,32	6,94	6,57
0,45	8,53	8,20	7,88	7,55	7,22	6,90	6,58	6,26	5,94	5,61
0,35	6,87	6,62	6,35	6,08	5,83	5,65	5,30	5,04	4,78	4,52
0,25	5,04	4,85	4,65	4,46	4,27	4,08	3,89	3,69	3,51	3,31
0,15	3,65	2,95	2,83	2,71	2,60	2,43	2,36	2,24	2,12	2,01
0,05	1,01	0,98	0,94	0,90	0,83	0,83	0,79	0,75	0,70	0,67
0,90	13,20	12,70	12,21	11,72	11,24	10,74	10,25	9,76	9,27	8,78
0,70	11,70	11,27	10,83	10,38	9,94	9,49	9,05	8,61	8,17	7,73
0,50	9,26	8,92	8,57	8,22	7,87	7,51	7,16	6,81	6,46	6,11
0,30	5,97	5,75	5,51	5,29	5,07	4,84	4,61	4,38	4,15	3,92
0,10	2,04	1,96	1,89	1,80	1,73	1,65	1,58	1,50	1,42	1,34

Wartości

$f_{N_{MHz}}$ R	13,5	13,0	12,5	12,0	11,5	11,0	10,5	10,0	9,5	9,0
$n = 10$										
1	0,992	0,992	0,992	0,992	0,992	0,992	0,992	0,992	0,991	0,991
2	0,956	0,956	0,956	0,955	0,955	0,954	0,954	0,954	0,953	0,953
3	0,901	0,900	0,899	0,899	0,898	0,897	0,897	0,896	0,895	0,894
4	0,829	0,828	0,827	0,826	0,825	0,825	0,824	0,823	0,822	0,820
5	0,739	0,738	0,737	0,736	0,735	0,734	0,733	0,732	0,731	0,730
6	0,632	0,631	0,630	0,629	0,628	0,627	0,627	0,626	0,625	0,623
7	0,509	0,509	0,508	0,507	0,507	0,506	0,505	0,504	0,503	0,502
8	0,373	0,373	0,372	0,372	0,371	0,371	0,370	0,369	0,369	0,368
9	0,227	0,227	0,226	0,226	0,226	0,225	0,225	0,224	0,223	0,223
10	0,075	0,075	0,075	0,075	0,075	0,075	0,075	0,075	0,074	0,074
$n = 5$										
1	0,977	0,977	0,977	0,977	0,977	0,976	0,976	0,976	0,976	0,976
2	0,867	0,867	0,866	0,865	0,864	0,863	0,862	0,861	0,860	0,859
3	0,687	0,687	0,686	0,685	0,684	0,683	0,682	0,681	0,680	0,679
4	0,442	0,442	0,441	0,441	0,441	0,440	0,439	0,438	0,437	0,436
5	0,151	0,151	0,151	0,150	0,150	0,150	0,150	0,150	0,149	0,149

Tablica 1

próbkiujące

Dip. (60° 70°) f_H (0,780 — 1,20) MHz

8,5	8,0	7,5	7,0	6,5	6,0	5,5	5,0	4,5	4,0	3,5	3,0
8,42	7,93	7,43	6,93	6,44	5,94	5,45	5,95	4,45	3,96	3,46	2,96
8,10	7,62	7,14	6,66	6,18	5,71	5,23	4,75	4,27	3,79	3,31	2,84
7,59	7,14	6,68	6,23	5,78	5,33	4,88	4,43	3,97	3,52	3,08	2,63
6,96	6,54	6,12	5,70	5,28	4,86	4,44	4,03	3,61	3,20	2,79	2,38
6,20	5,82	5,44	5,06	4,69	4,31	3,94	3,57	3,20	2,82	2,45	2,09
5,29	4,97	4,64	4,32	4,00	3,67	3,35	3,03	2,71	2,40	2,08	1,76
4,26	4,00	3,74	3,47	3,21	2,95	2,70	2,44	2,18	1,92	1,67	1,42
3,12	2,93	2,74	2,55	2,35	2,16	1,97	1,78	1,59	1,40	1,22	1,04
1,90	1,78	1,66	1,55	1,43	1,31	1,20	1,09	0,98	0,86	0,75	0,64
0,63	0,59	0,56	0,52	0,48	0,44	0,41	0,37	0,33	0,30	0,26	0,22
8,30	7,80	7,31	6,82	6,33	5,35	4,86	4,86	4,37	3,88	3,40	2,91
7,29	6,86	6,41	5,98	5,63	4,67	4,24	4,24	3,80	3,27	2,94	2,51
5,76	5,41	5,05	4,70	4,35	3,66	3,31	3,31	2,96	2,62	2,27	1,93
3,70	3,47	3,25	3,02	2,80	2,34	2,11	2,11	1,89	1,66	1,45	1,23
1,27	1,19	1,11	1,04	0,96	1,81	0,74	0,74	0,66	0,58	0,51	0,44

Tablica 2

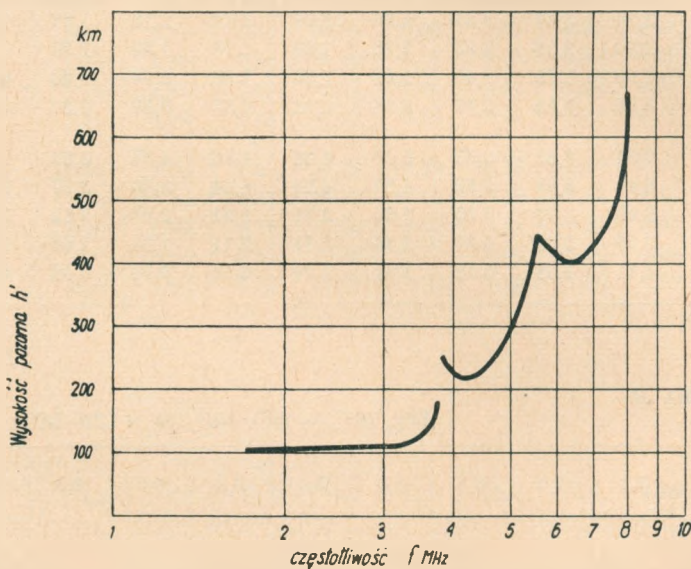
współczynnika R Dip. (60° — 70°), f_H (0,780 — 1,20) MHz

8,5	8,0	7,5	7,0	6,5	6,0	5,5	5,0	4,5	4,0	3,5	3,0
0,991	0,991	0,991	0,990	0,990	0,990	0,990	0,989	0,989	0,989	0,988	0,988
0,953	0,952	0,952	0,951	0,951	0,951	0,950	0,950	0,949	0,948	0,947	0,946
0,893	0,892	0,891	0,890	0,889	0,888	0,887	0,885	0,883	0,881	0,880	0,879
0,819	0,818	0,816	0,814	0,812	0,810	0,808	0,805	0,803	0,800	0,797	0,793
0,729	0,727	0,725	0,723	0,721	0,719	0,717	0,714	0,710	0,704	0,701	0,696
0,622	0,621	0,619	0,617	0,615	0,612	0,609	0,606	0,603	0,599	0,594	0,588
0,501	0,500	0,498	0,496	0,494	0,492	0,490	0,487	0,484	0,481	0,477	0,472
0,367	0,366	0,365	0,364	0,362	0,360	0,359	0,356	0,353	0,350	0,348	0,347
0,223	0,222	0,221	0,221	0,220	0,219	0,218	0,217	0,217	0,216	0,215	0,214
0,074	0,074	0,074	0,074	0,074	0,074	0,074	0,074	0,074	0,074	0,073	0,073
0,976	0,621	0,975	0,975	0,974	0,974	0,973	0,973	0,972	0,971	0,970	0,969
0,858	0,500	0,855	0,854	0,853	0,851	0,849	0,847	0,845	0,843	0,841	0,838
0,678	0,366	0,674	0,672	0,670	0,667	0,665	0,662	0,658	0,654	0,649	0,643
0,435	0,222	0,433	0,432	0,430	0,428	0,425	0,422	0,419	0,416	0,413	0,410
0,149	0,074	0,148	0,148	0,148	0,147	0,147	0,147	0,146	0,146	0,145	0,145

Wrażliwość współczynników R na zmianę dipola i częstotliwości żyroskopowej jest bardzo mała, tak że w praktyce, z tych samych współczynników mogą korzystać wszystkie stacje, których różnice w inklinacji magnetycznej nie przekraczają 10° , a maksymalna różnica w częstotliwości żyroskopowej nie przekracza 0,420 MHz.

Wobec tego dla stacji w Miedzeszynie mogliśmy skorzystać z tablicy współczynników R podanych przez Schmerlinga i C. A. Ventrice (1959 r.), której zakres stosowności obejmuje stacje o parametrach lokalizacji $J=(60-70)^\circ$ i $f_H=(0,780-1,20)$ MHz.

Tablice te zostały zagęszczone przez interpolację co 0,5 MHz w zakresie od 3 do 15,5 MHz. Małe zmiany we współczynnikach R upoważniają



Rys. 1. Jonogram stacji w Miedzeszynie z dnia 22.VI.59 r. godz. 14¹⁵ MEZ

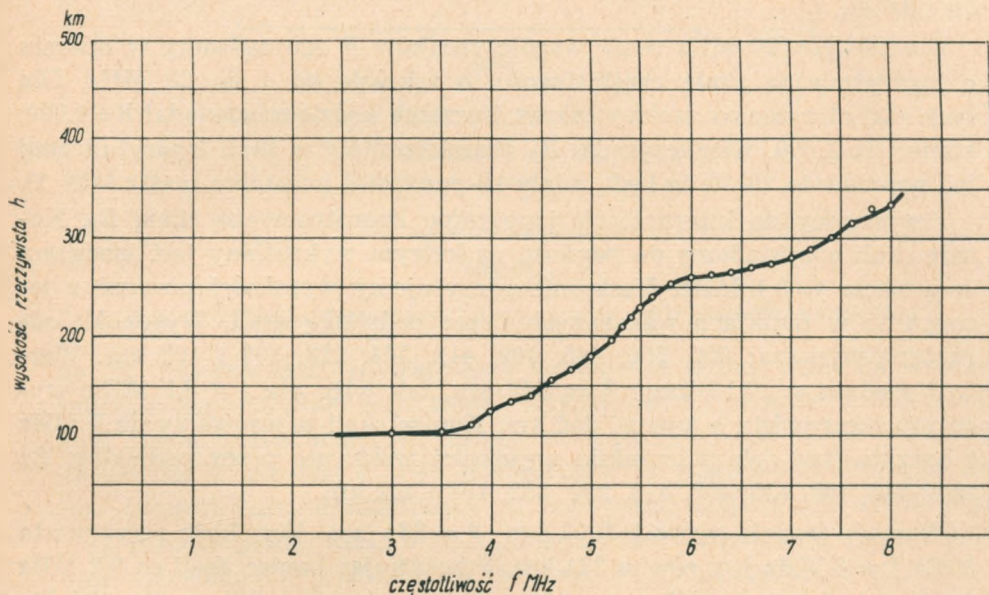
nas do sporządzenia skal co 2 MHz. Sporządzając 6 skal od 3,5 do 13,5 MHz możemy ze wszystkich jonogramów, których pasmo częstotliwości rozciąga się w granicach od 1 do 17 MHz, opisaną wyżej metodą, otrzymać charakterystyki $h-f$, ponieważ w praktyce jedna skala może być użyta w zasięgu 4 MHz.

Dla lepszego zilustrowania zastosowania omawianej metody poniżej rozpatrzono przykład wyznaczenia charakterystyki wysokości rzeczywistej w funkcji częstotliwości dla jonogramu stacji w Miedzeszynie z dnia 22 czerwca 1959 r. godz. 14,15 MEZ (rys. 1).

Interpretację przeprowadzimy drugim sposobem, przy pomocy współczynników R .

W tym celu jonogram zamieszczony na rys. 1 narysowany jest na papierze z logarytmiczną skalą częstotliwości. Następnie dobieramy współczynniki R . Ponieważ $f_oF_2^*)=8,1$ MHz, więc współczynnikami, przy użyciu których dostaniemy najdokładniejsze wyniki dla częstotliwości krytycznej i bliskich niej będą współczynniki $R = (0,991, 0,952, 0,892, 0,818, 0,727, 0,621, 0,500, 0,366, 0,222, 0,074)$ odpowiadające $f_N=8$ MHz — (patrz tabl. 2).

Na przezroczystym papierze rysujemy w skali logarytmicznej skalę, której podziałkę stanowić będą powyższe współczynniki.



Rys. 2. Zależność $h-f$ dla stacji w Miedzeszynie z dnia 22.VI.59 r. godz. 14¹⁵, otrzymana metodą 10-punktową z użyciem dwu skal

W rozpatrywanym przypadku skala logarytmiczna częstotliwości rozciąga się od 1 do 10 MHz, wobec tego sporządzana przez nas skala współczynników R powinna być tej samej długości. Koniec skali, odpowiadający 10 MHz na skali częstotliwości, będzie równy jedności, na skali współczynników R . Następnie rysujemy podziałkę nanosząc współczynniki R odpowiadające $f_N=8$ MHz w skali logarytmicznej, tak np. współczynnik 0,991 nanosimy w punkcie odpowiadającym w skali częstotliwości 9,91 MHz, współczynnik 0,952 — w punkcie 9,52 MHz itd.

Czytelnik zauważy, że ostatnim współczynnikiem, który będziemy mogli umieścić na budowanej przez nas skali będzie współczynnik 0,222 odpowiadający 2,22 MHz, ponieważ skala przez nas sporządzana zaczyna

*) Częstotliwość krytyczna warstwy F_2 .

się nie od 0, a od 0,100. W rezultacie otrzymamy skalę, której podziałkę stanowić będzie 9 współczynników R . Tak skonstruowaną skalę nazwiemy skalą R_8 . Wszystkie skale R_N , dla których $N \leq 10$, najwygodniej jest sporządzać wyżej opisanym sposobem, tzn. koniec skali równy jedności odpowiada 10 MHz na skali częstotliwości, a początek skali równy 0,100 odpowiada 1 MHz na tejże skali. Wewnątrz rozmieszczamy 9 kolejnych współczynników R odpowiadających danemu f_N . Dla wszystkich $f_N \leq 10$ MHz nie ma potrzeby przedłużania skali w celu umieszczenia ostatniego współczynnika, ponieważ przy interpretacji jonogramu nie bierze on udziału.

Dla $10 < f_N \leq 20$ MHz skale współczynników R sporządzamy w oparciu o logarytmiczną skalę częstotliwości o zakresie od 1 do 20 MHz. Dla tych skal otrzymamy szerszy zakres. Początek będzie odpowiadał $R=0,050$, koniec $R=1,000$. Współczynniki R_N rozmieszczamy w skali logarytmicznej jak poprzednio. Skale te będą miały 10-punktową podziałkę (patrz tabl. 2).

Przystąpmy do interpretacji jonogramu skonstruowaną skalą R_8 . Koniec skali przykładamy do papieru, na którym wykreślony jest jonogram w punkcie $f=8,1$ MHz. Następnie odczytujemy wysokości pozorne z jonogramu w punktach wskazanych przez podziałkę skali. Wysokości odczytane wynoszą: 600, 500, 445, 409, 412, 304, 228, 109 i 103 km. Wartość średnia = $3110 \text{ km} : 9 = 346 \text{ km}$, tak więc dla $f = 8,1$ MHz, wysokość rzeczywista h wynosi 346 km. Koniec skali przesuwamy do 8 MHz i odczytujemy jak poprzednio wysokości wskazane przez podziałkę. Są one: 530, 480, 435, 405, 418, 292, 232, 108 i 102 km.

Wartość średnia wynosi $3002 \text{ km} : 9 = 334 \text{ km}$. Wysokość rzeczywista h dla $f = 8$ MHz jest równa 334 km. Przesuwając koniec skali co 0,2 MHz w lewo i odczytując jak poprzednio wysokości wskazane przez podziałkę odczytujemy wysokości rzeczywiste jako wartości średnie odczytanych wysokości pozornych. Ze względu na kształt interpretowanego jonogramu, w którym $f_0 F_1^*) = 5,55$ MHz, skalą R_8 posłużyliśmy się do $f=5,4$ MHz, dalsza część jonogramu zredukowana była przy pomocy skali $R_{5,5}$, tj. skali, której podziałkę stanowią współczynniki $R=(0,990, 0,950, 0,887, 0,717, 0,808, 0,609, 0,490, 0,358, 0,218, 0,074)$ odpowiadające $f_N=5,5$ MHz (patrz tabl. 2) naniesione podobnie jak przy budowie skali R_8 .

Skale R_8 i $R_{5,5}$, przy pomocy których zredukowany był jonogram, podane są na rys. 3.

Charakterystykę wysokości rzeczywistej otrzymaną przy użyciu zamieszczonych skal ilustruje rys. 2.

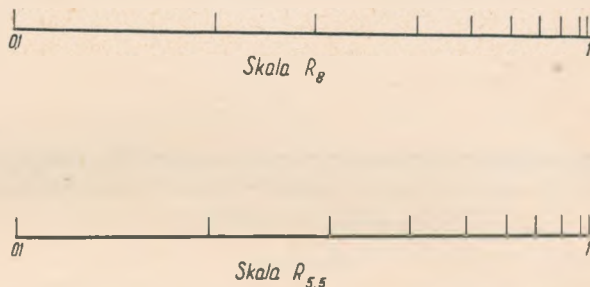
Policzono również wysokość rzeczywistą używając skali R_8 dla całego jonogramu. Okazało się, że różnice w wysokości otrzymane przy uży-

*) Częstotliwość krytyczna warstwy F_1 .

ciu tej ostatniej niedużo odbiegają od otrzymanych przy pomocy skali $R_{5,5}$.

Na przykład dla $f=5,2$ MHz wysokość rzeczywista otrzymana przy skali R_8 wynosi 202 km, a przy użyciu skali $R_{5,5}=196$ km. Dla innych częstotliwości różnice wahają się w granicach od 1 do 11 km.

Uzasadnienie takich wyników znajdzie czytelnik analizując małe różnice współczynników R obydwu użytych skal. Posłużono się dwiema skalami dlatego, by pokazać czytelnikom najlepszy sposób doboru skal ze względu na kształt krzywej oraz możliwe różnice w wysokości przy



Rys. 3. Skale pomocnicze używane przy redukowaniu jonogramu

użyciu różnych skal. Niewątpliwie stosowanie jednej skali na węższym zakresie częstotliwości daje lepsze wyniki, ale nie zawsze jest opłacalna zbyt częsta zmiana skali. W zastosowaniu praktycznym jedną skalę można używać w zakresie 4 MHz, a dla krzywych gładkich w szerszym pasmie częstotliwości. Rozpatrzony tu jonogram mógłby być redukowany przy pomocy jednej skali, o ile z punktu widzenia korzystającego dokładność otrzymanych wyników do ± 10 km jest wystarczająca.

Użycie skali z podziałką otrzymaną z 5 współczynników R daje wyniki dużo różniące się od otrzymanych, szczególnie w pobliżu częstotliwości krytycznych, tak dla naszego jonogramu przy $f=8,1$ MHz różnica wynosi 40 km. Ponieważ metoda 10-punktowa daje dokładniejsze wyniki, a praca związana z nią nie jest dużo większa, więc wskazane jest stosowanie metody 10-punktowej.

* * *

Na zakończenie autor dziękuje doc. Stefanowi Jasińskiemu za cenne uwagi udzielone w czasie opracowywania niniejszego artykułu.

WYKAZ LITERATURY

1. Schmerling E. R. i Ventrice C. A.: Coefficients for the rapid reduction of $h'—f$ records to $N—h$ profiles without computing aids. J. Atmosph Tern. Phys 14, 1959, 249—261.

2. *Schmerling E. R.*: An easily applied method for the reduction of h - f records to N - h profiles including the effects of the earth's magnetic field. *J. Atmosph. Terr. Phys.* 12, 1958, 8—16.
3. *Budden K. G.*: A method determining the variation of elektron density with height ($N(z)$ curves) from curves of equivalent height against frequency ((h',f) curves). *The Physics of the Ionosphere*, Cavendish Laboratory, Cambridge 1954, 332—339.
4. *Kelso J. M.*: A procedure for the determination of the vertical distribution of the elektron density in the ionosphere. *J. Geophys. Res.* 57, 1952, 357—367.

Г. Жолновска

СПОСОБ ПРИВЕДЕНИЯ ДЕЙСТВУЮЩИХ ВЫСОТ К ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫМ
В ВЫСОТНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ ИОНОСФЕРЫ
(В ИОНОГРАММАХ)

Резюме

Реализация рекомендации Ассамблеи Научного комитета Международного геофизического года в г. Москве (1958 г.) по вопросу постоянного определения ионосферными обсерваториями действительных (истинных) высот по действующим высотам в части ионограмм встретила значительные затруднения из-за большой трудоёмкости до сих пор применяемых точных методов и необходимости использования электронных цифровых машин.

Разработанный недавно Шперлингом упрощенный теоретический общий метод, не требующий предпосылок насчёт формы распределения электронной плотности в ионосфере и учитывающий одновременно влияние геомагнитного поля, даёт возможность выполнить вышеуказанное приведение с помощью сравнительно простых вычислений.

В статье представлено краткое изложение основ вышеуказанного метода, а также даны практические указания насчёт проведения самих вычислений, из опыта приведения высот ионосферной станцией Института связи в Медзешине.

H. Żołnowska

REDUCTION OF IONOGRAMMES FROM APPARENT
ALTITUDES TO THE REAL ALTITUDES BY THE METHOD OF SCHMERLING

Summary

The realisation of the recommendation of the V-th Assembly of the Comitee of the Geophysical Year in Moscow (1958) concerning the continuous reduction, by the ionospheric observatories, of the part of ionogrammes, from the apparent altitudes to the real ones, presents some difficulties, due to calculations requiring a great

amount of work connected with actually employed exact methods which involves the use of electronic calculating machines.

A general new simplified method has been elaborated lately by Schmerling. This method takes into account the influence of geomagnetic field, but it does not require any assumptions as to the electronic density curve of the ionosphere. The new method makes it possible to perform the above mentioned reductions by means of relatively simple calculations.

The paper contains a short exposition of the principles of this method and gives some practical indications for performing the calculations.

Such calculations for the purpose of reduction of ionogrammes are being made at the ionospheric station of the Institute of Telecommunications in Warsaw-Miedzeszyn, Poland.

H. Żołnowska

RÉDUCTION DES IONOGRAMMES DES ALTITUDES
APPARENTES AUX ALTITUDES RÉELLES SELON
LA MÉTHODE DE SCHMERLING

Resumé

La réalisation de la recommandation de la V^{ème} Assemblée du Comité Scientifique de l'Année Géophysique en 1958 à Moscou, sur la conduite continue de la réduction, dans les observatoires ionosphériques, d'une partie de ionogrammes des altitudes apparentes aux altitudes réelles, demandait une grande dépense de temps ainsi que la nécessité d'employer des machines électroniques à calculer, autant qu'on se servait des méthodes exactes, appliquées jusqu'à présent.

Une nouvelle méthode générale simplifiée, établie dernièrement par Schmerling, ne demande pas la présomption d'une certaine forme de la courbe de densité électronique dans l'ionosphère, mais tient en même temps compte du champ géomagnétique.

Cette méthode permet la réduction précitée au moyen des calculs relativement simples.

L'article expose les principes de cette méthode et contient les indications nécessaires pour les calculs.

Les calculs en question sont poursuivis à la station ionosphérique de l'Institut des Télécommunications à Varsovie-Miedzeszyn.

H. Żołnowska

BESTIMMUNG DER WAHREN HÖHEN DER IONOSPÄRENSCHICHTEN
VON DEN AUS DEN IONOGRAMMEN ENTNOMMENEN SCHEINBAREN
HÖHEN NACH DER METHODE VON SCHMERLING

Zusammenfassung

Die Verwirklichung der Empfehlung der V. Versammlung der Wissenschaftlichen Ausschusses des Internationalen Geophysikalischen Jahres in Moskau im Jahre 1958 über die systematische Bestimmung von den Ionosphärenstationen der wahren

Höhen der Ionosphärenschichten von den aus einer Reihe von Ionogrammen entnommenen scheinbaren Höhen, war infolge des grossen Arbeitsaufwandes der bisherigen strengen Methoden und infolge der Notwendigkeit, die elektronischen Digitalrechner anzuwenden, sehr umständlich.

Die letzters von Schmerling bearbeitete, vereinfachte theoretische allgemeine Methode, die keine Voraussetzung über die Form der Verteilung der Elektronendichte in der Ionosphäre benötigt und zugleich den Einfluss des erdmagnetischen Feldes berücksichtigt, erlaubt die erwähnten wahren Höhen mittels verhältnismässig einfachen Rechnungen zu bestimmen.

Die vorliegende Arbeit enthält eine kurzgefasste Erklärung des Prinzips der obengenannten Methode sowie die praktischen Anweisungen für Berechnungen, die auf Grund von Ionogrammen in der Ionosphärenstation des Wissenschaftlichen Forschungsinstitutes für das Nachrichtenwesen in Warschau-Miedzeszyn durchgeführt werden.

ZESZYT 1(18)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

- 1) *W. Cetner* — Wprowadzenie do badań widikonu
- 1) *P. Szulkin* — Promieniowanie dipola umieszczonego nad
wzniesieniem półkulistym
- 3) *Z. Życińska* — Omówienie ważniejszych międzynarodowych
poglądów bibliograficznych z dziedziny telekomunika-
cji oraz sposoby korzystania z nich

ZESZYT 2(19)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

- 1) *Z. Kossakowski, B. Tor, R. Zienkiewicz i Z. Derulski* — Pro-
jekt i omówienie wymagań technicznych oraz metod
pomiarowych ultrakrótkofalowych nadajników i od-
biorników FM stosowanych w lądowej komunikacji
ruchomej w kraju
- 2) *L. Knoch, W. Pawłowski i W. Juszkiewicz* — Łączność radio-
wa — UKF w ruchomych służbach morskich

ZESZYT 3(20)
PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

- 1) *J. Dudziewicz* — Zwiększenie stałości częstotliwości gene-
ratorów przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrot-
nego
- 2) *K. Pakoca i O. Skiba-Rogalska* — Agresywność gruntów
i wód gruntowych w stosunku do ołowiu

Cena zł 42.-