

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

**PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ROK XI

ZESZYT 2 (35)

WARSZAWA 1964

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

## SPIS TREŚCI

1. <i>Michał Nowicki</i> — Sposób zmiany współczynnika przeliczania elektronicznego układu liczącego . . . . .	3
2. <i>Janusz Zygierewicz</i> — Wpływ obwodów sprzęgających RC na wartość przesłuchów międzykanałowych w systemach wielokrotnych o modulacji położenia impulsów . . . . .	9
3. <i>Henryk Helbing, Aleksander Makiedoński</i> — Pomiar szumów wywołanych niepożądaną modulacją kątową w nadajnikach radiowych . . . . .	27

## СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>М. Новицкий</i> — Способ изменения коэффициента пересчета электронной счетной схемы . . . . .	3
2. <i>Я. Зыгиревич</i> — Влияние резистивно-емкостных цепей связи на значение междуканальных переходных помех в многоканальных системах с временной (фазовой) импульсной модуляцией . . . . .	9
3. <i>Г. Гэлбинг, А. Македонски</i> — Измерение шумов, вызванных паразитной угловой модуляцией в радиопередатчиках . . . . .	27

## CONTENTS

1. <i>M. Nowicki</i> — Manner of changing the scaling ratio of the electronic computers . . . . .	3
2. <i>J. Zygierewicz</i> — Influence of RC coupling circuits on the interchannel crosstalk values in the pulse phase modulated multiplex . . . . .	9
3. <i>H. Helbing, A. Makiedoński</i> — The measurements of the noise caused by the spurious angle modulation in the radio transmitters . . . . .	27

## SOMMAIRE

1. <i>M. Nowicki</i> — Moyen de changer le coefficient de récomptage des impulsions du dispositif calculeur électronique . . . . .	3
2. <i>J. Zygierewicz</i> — L'influence des circuits coupleurs RC sur la valeur de diaphonie entre les canaux de faisceaux hertziens à la modulation en position par impulsions . . . . .	9
3. <i>H. Helbing, A. Makiedoński</i> — Les mesures des bruits provoqués par nuisible modulation d'angle dans les radio-émetteurs . . . . .	27

## INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>M. Nowicki</i> — Verfahren zur Änderung des Umrechnungsfaktors einer elektronischen Zählschaltung . . . . .	3
2. <i>J. Zygierewicz</i> — Die Beeinflussung der Mithörwerte zwischen Kanälen eines TF-Systems mit Pulslagemodelung durch RC-Kopplungsglieder . . . . .	9
3. <i>H. Helbing, A. Makiedoński</i> — Messung der in Funksendern durch unerwünschte Winkelmodelung verursachten Geräusche . . . . .	27

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE  
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XI

ZESZYT 2(35)

WARSZAWA 1964

WYDAWNICTWA NAUKOWO-TECHNICZNE

K o m i t e t   R e d a k c y j n y  
Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów:  
*adj. inż. Aleksy Brodowski, prof. mgr inż. Sylwester Jarkowski*  
*prof. mgr inż. Lesław Kędziński*  
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

*Printed in Poland*

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny *A. Woźniakowska*

---

WNT Warszawa 1964. Wydanie 1. Nakład 581 egz. Ark. wyd. 5,6. Ark. druk 6,32/A. Format B5.  
Pap. druk. sat. kl. V, 70 g, 70 × 100/16. Maszynopis oddano do składania 25. 8. 64. Podpisano do  
druku 12. 11. 64. Druk ukończono w listopadzie 1964. Symbol 80349/INB. Cena zł 21,—.

---

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu — Zam. 1712/64 — O-4

MICHAŁ NOWICKI

## SPOSÓB ZMIANY WSPÓŁCZYNNIKA PRZELICZANIA ELEKTRONICZNEGO UKŁADU LICZĄCEGO

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 20.1.1963 r.

Przy projektowaniu urządzeń, w skład których wchodzi elektroniczne układy liczące, zachodzi nieraz potrzeba rozwiązania zagadnienia łatwej zmiany współczynnika przeliczania tych układów. Podano prosty i praktyczny sposób jednoczesnej zmiany współczynnika przeliczania wielu układów liczących za pomocą jednego manipulatora.

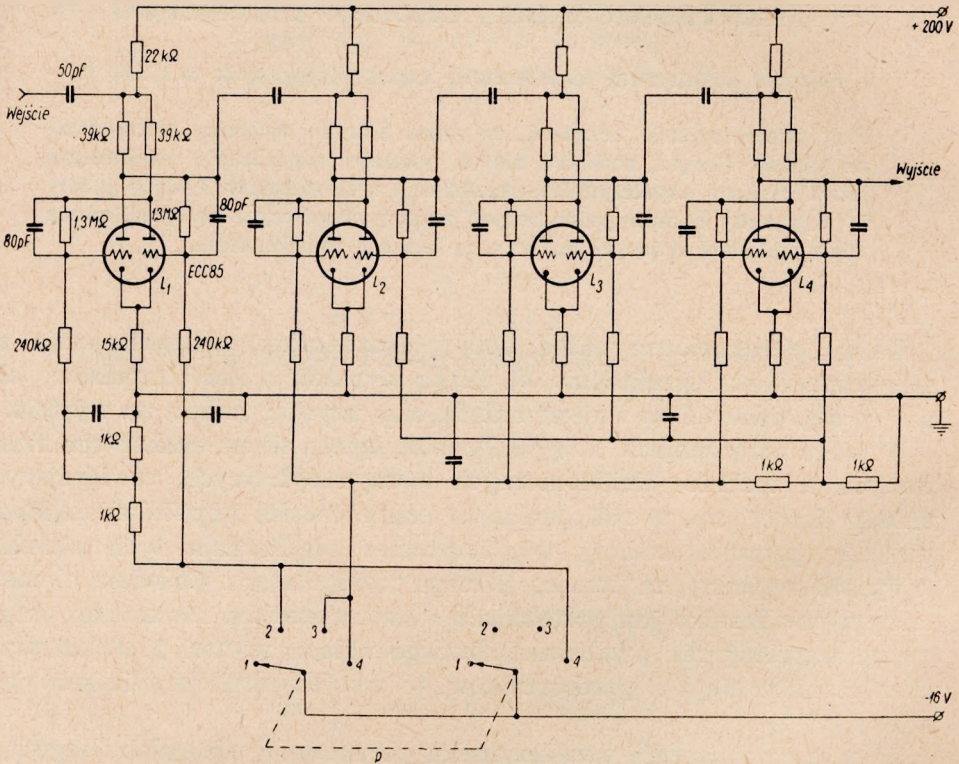
Każdy elektroniczny układ liczący (przelicznik) charakteryzuje się współczynnikiem przeliczania, tj. liczbą wyrażającą ilość impulsów, jaką należy doprowadzić na wejście układu, aby uzyskać impuls na wyjściu.

W wielu urządzeniach, których budowa opiera się na elementach stosowanych w technice elektronicznych maszyn cyfrowych, zawierających układy liczące (np. w roli obniżaczy częstotliwości impulsów), zachodzi niekiedy potrzeba zmiany współczynnika przeliczania tych układów w sposób wygodny, za pomocą jednego manipulatora. Układem elementarnym przelicznika jest przerzutnik o dwóch stanach równowagi, dzięki czemu współczynnik przeliczania takiego układu wynosi 2. Jeżeli przelicznik składa się z  $n$  przerzutników, to współczynnik przeliczania jego wynosi  $2^n$ .

W celu zmniejszenia współczynnika przeliczania należałoby wyeliminować z pracy pewną ilość przerzutników. Można to wykonać na przykład przez skierowanie impulsów wejściowych bezpośrednio do następnych kolejnych przerzutników, pomijając pierwszy, względnie kilka pierwszych przerzutników. Występują tu jednak trudności, polegające na tym, że mamy tu do czynienia z obwodami, którymi przebiegają impulsy. Z konieczności wymaga to użycia dodatkowych elementów, jak np. przekaźników elektronicznych, wtórników katodowych, miniaturowych przekaźników elektromagnetycznych itp. W rezultacie wzrastają wymiary projektowanego urządzenia i jego koszt. Szczególne trudności występują wtedy, gdy chodzi o jednoczesne przełączanie za pomocą jednego manipu-

latorsa wielu obwodów, rozmieszczonych w urządzeniu w dostatecznie dużej odległości od siebie.

Powyższe trudności rozwiązuje sposób opisany poniżej<sup>1)</sup>. Sposób ten wykorzystuje zjawisko zmiany charakteru pracy układu pełniącego rolę przerzutnika i jest pod względem technicznym bardzo wygodny. Przelączanie bowiem odbywa się w niezułych miejscach układu, tj. w takich obwodach, które mogą być obciążone dużymi pojemnościami bez szkodliwego wpływu na pracę układu. Sposób ten nie wymaga żadnych dodatkowych lamp ani przekaźników.



Rys. 1. Schemat przelicznika lampowego ze zmianą współczynnika przeliczania

Zmianę charakteru pracy przerzutnika uzyskuje się przez wytworzenie asymetrii jego układu, polaryzując obie siatki przerzutnika odpowiednimi różnymi potencjałami. Wskutek takiej zmiany układu lampa pełniąca rolę przerzutnika o dwóch stanach równowagi przeobraża się w multiwibrator jednoskokowy. W rezultacie, w tak przeobrażonym przerzutniku każdy przyłożony na jego wejście impuls wywoła impuls na wyjściu.

<sup>1)</sup> Patent nr 47876 udzielony przez Urząd Patentowy PRL.

Współczynnik przeliczania zatem takiego elementarnego układu nie będzie wynosił 2, jak było poprzednio, lecz 1.

Na rysunku 1 jest przedstawiony, jako przykład, fragment dwójkowego przelicznika składającego się z czterech przerzutników. Gdy przełącznik  $P$  znajduje się w pozycji 1, oporniki ( $240\text{ k}\Omega$ ), znajdujące się w obwodach siatkowych wszystkich lamp, są połączone z ziemią. (Oporniki  $1\text{ k}\Omega$  są do pominięcia wobec oporników  $240\text{ k}\Omega$ !), Przerzutniki pracują normalnie. Współczynnik przeliczania takiego czterolampowego układu wynosi  $2^4 = 16$ . Gdy przełącznik  $P$  ustawiony jest w pozycji 2, opornik  $240\text{ k}\Omega$ , znajdujący się w obwodzie lewej siatki lampy  $L_1$ , jest dołączony do punktu będącego pod potencjałem  $-8\text{ V}$  (środek dzielnika oporowego  $1\text{ k}\Omega + 1\text{ k}\Omega$ ); natomiast opornik znajdujący się w obwodzie prawej siatki lampy  $L_1$  jest dołączony do napięcia  $-16\text{ V}$ . W takiej sytuacji powstaje asymetria układu, która powoduje przekształcenie przerzutnika w multiwibrator jednostkowy, a tym samym zmianę jego współczynnika przeliczania z 2 na 1. Współczynnik przeliczania całego układu w tym przypadku wynosi  $2^3 = 8$ .

Gdy przełącznik  $P$  znajduje się w pozycji 3, w podobny sposób zostaje zachwiana równowaga lamp  $L_2$ ,  $L_3$  i  $L_4$ , w wyniku czego współczynnik przeliczania układu wyniesie zaledwie  $2^1 = 2$ .

Analogicznie w 4 pozycji przełącznika  $P$  współczynnik przeliczania będzie się równał  $2^0 = 1$ .

Łącząc ze sobą liczbę ilości przerzutników i stosując rozmaite kombinacje połączeń można uzyskać dowolny współczynnik przeliczania układu liczącego.

Zmiany polaryzacji siatek przerzutników mogą być oczywiście zrealizowane w inny sposób, niekoniecznie w sposób podany na rysunku 1.

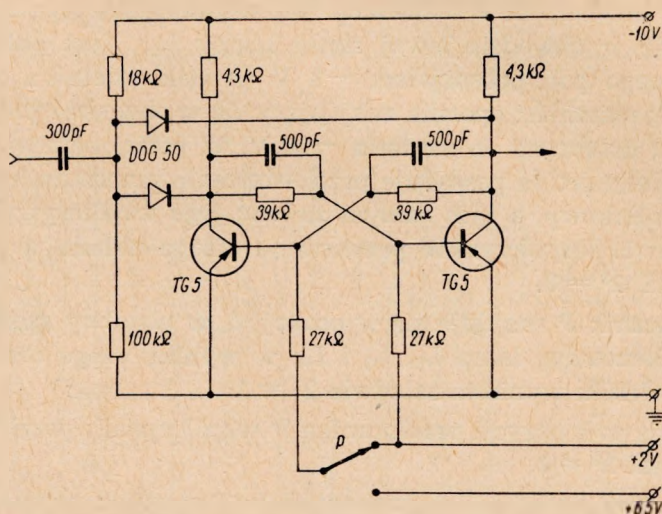
Tolerancja zmiany napięć polaryzujących ( $8$  i  $16\text{ V}$ ) dla układu przedstawionego na rysunku 1 jest dość duża i wynosi około  $\pm 4\text{ V}$ .

Istotną rzeczą w opisanym sposobie zmiany współczynnika przeliczania jest wytworzenie asymetrii przerzutnika w celu przeobrażenia go w multiwibrator jednoskokowy. Asymetrię można również uzyskać zmniejszając odpowiednio potencjał początkowy tylko jednej (prawej) siatki przerzutnika. Uzależnione to jest od wartości elementów układu przerzutnika oraz od żądanej pewności pracy układu.

Rysunek 2 przedstawia układ przerzutnika w rozwiązaniu tranzystorowym ze zmianą współczynnika przeliczania. W normalnej pracy układu obie bazy tranzystorów podłączone są poprzez oporniki  $27\text{ k}\Omega$  do źródła napięcia stałego wynoszącego  $+2\text{ V}$ . W celu wytworzenia asymetrii układu w danym przypadku wystarczy zmienić napięcie pracy bazy lewego tranzystora, podnosząc potencjał punktu, do którego jest przyłączony

odpowiedni opornik  $27\text{ k}\Omega$  do  $+6,5\text{ V}$ . Po takiej zmianie przerzutnik zachowuje się jak mulwibrator jednostkowy.

Zaletą opisanego sposobu jest przede wszystkim to, że umożliwia on zmianę współczynnika przeliczania dowolnej ilości układów, które mogą być znacznie od siebie oddalone przestrzennie, gdyż przewody łączące przełącznik zmiany współczynnika z układami przerzutników są zablokowane dużymi pojemnościami do ziemi. Poza tym sposób ten nie wymaga dodatkowych elementów, jak lampy, przekaźniki itp.



Rys. 2. Schemat przerzutnika tranzystorowego ze zmianą współczynnika przeliczania

Opisany sposób zmiany współczynnika przeliczania układów liczących został wypróbowany w praktyce i z pożytkiem zastosowany w dwóch statystycznych analizatorach przebiegów, opracowanych w Instytucie Łączności w modelu SAP-160 (lampowym) oraz w modelu SAP-264 (lampowo-tranzystorowym).

*M. Новицкий*

#### СПОСОБ ИЗМЕНЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕСЧЕТА ЭЛЕКТРОННОЙ СЧЕТНОЙ СХЕМЫ

##### Резюме

При проектировании устройств, в состав которых входят электронные счетные схемы, неоднократно приходится решать вопрос легкого изменения коэффициента пересчета этих схем. Приведено простой и практический способ одно-временного изменения коэффициента пересчета многих счетных схем с помощью одного регулирующего органа.



*M. Nowicki*

### MANNER OF CHANGING THE SCALING RATIO OF THE ELECTRONIC COMPUTERS

#### Summary

During designing the equipment containing electronic computing devices we have sometimes to deal with the problem of changing their scaling ratios.

A simple and practical method of simultaneous modification of the scaling ratio in many computing circuits by means of one single knob is given.

*M. Nowicki*

### MOYEN DE CHANGER LE COEFFICIENT DE RÉCOMPTAGE DES IMPULSIONS DU DISPOSITIF CALCULATEUR ÉLECTRONIQUE

#### Résumé

Dans les projets des dispositifs à schéma calculateur il arrive souvent la nécessité de résoudre d'une manière facile et simple le problème de modifier le coefficient de récomptage.

L'auteur présente ici le moyen simple et pratique de modifier simultanément la base de récomptage de plusieurs circuits calculateurs au moyen d'un seul élément de manipulation.

*M. Nowicki*

### VERFAHREN ZUR ÄNDERUNG DES UMRECHNUNGSFAKTORS EINER ELEKTRONISCHEN ZÄHLSCHALTUNG

#### Zusammenfassung

Wenn man elektronische Zählschaltungen enthaltende Einrichtungen entwickelt, taucht oftmals die Notwendigkeit hervor, den Umrechnungsfaktor dieser Zählschaltungen in einfacher Weise veränderlich zu gestalten. Es wird ein einfaches und handliches Verfahren angegeben, den Umrechnungsfaktor vieler Zählschaltungen gleichzeitig mit einem gemeinsamen Betätigungsorgan zu verändern.

JANUSZ ZYGIEREWICZ

621.376.55 : 621.396.43

## WPLYW OBWODÓW SPRZĘGAJĄCYCH $RC$ NA WARTOŚĆ PRZESŁUCHÓW MIĘDZYKANAŁOWYCH W SYSTEMACH WIELOKROTNYCH O MODULACJI POŁOŻENIA IMPULSÓW

Rekopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 30. 5. 1963 r.

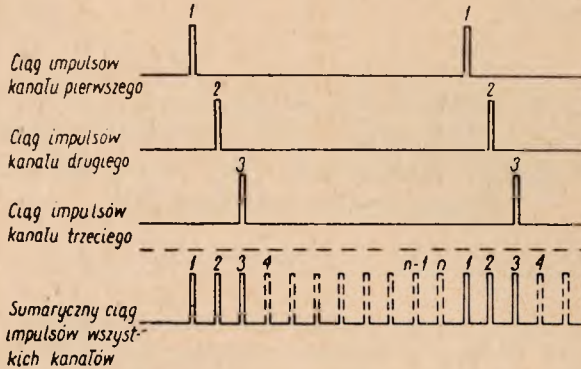
Rozważono wpływ zmiany kształtu impulsów trapezowych na skutek przejścia przez obwody sprzęgające całkujące lub różniczkujące  $RC$  o różnych stałych czasu na zwiększenie przesłuchów między sąsiednimi kanałami. Wzięto pod uwagę najbardziej niekorzystne przypadki jednoczesnej 100% modulacji położenia impulsów obu kanałów niezależnymi sygnałami. Obliczenie potwierdzono wynikami pomiarów przeprowadzonych przy wykorzystaniu urządzeń 6-kanałowej linii radiowej o modulacji impulsowej.

### 1. ZASADA ZWIELOKRATNIANIA CZASOWEGO

Zasada zwielokratniania czasowego polega na tym, że sygnały małej częstotliwości kanału telefonicznego przenoszone są nie w sposób ciągły, lecz w postaci krótkich „wycinków”, które w obwodach elektrycznych mają postać impulsów prądowych. W celu możliwie dokładnego odtworzenia pierwotnego sygnału małej częstotliwości po stronie odbiorczej, liczba tych impulsów przesyłanych w jednostce czasu musi być dostatecznie duża i praktycznie odpowiada 2—3 impulsom na okres największej częstotliwości sygnału. W przypadku sygnałów telefonicznych o pasmie 300—3400 Hz niezbędne jest przesłanie około 8000 imp/sek i taka częstotliwość powtarzania impulsów została określona w dokumentach CCIR. Impulsy danego kanału powtarzają się więc w odstępie 125  $\mu s$ .

Jeżeli przyjmiemy, że szerokość każdego impulsu nie przekracza 1  $\mu s$ , to jest rzeczą oczywistą, iż przy przesyłaniu ciągu impulsów tylko jednego kanału telefonicznego linia przesyłowa miałaby długie przerwy w pracy. Przerwy te można wykorzystać do przesyłania ciągów impulsów (o tej samej częstotliwości powtarzania) innych kanałów, przy czym impulsy kolejnych kanałów muszą być przesunięte względem siebie o pewien okres czasu. W ten sposób zrealizowana zostaje zasada zwielokrat-

niania czasowego sygnałów, a ciągi impulsów modulowanych sygnałami poszczególnych rozmów telefonicznych są przesyłane kolejno przez linię transmisyjną, którą może być np. mikrofalowa linia radiowa (rys. 1).



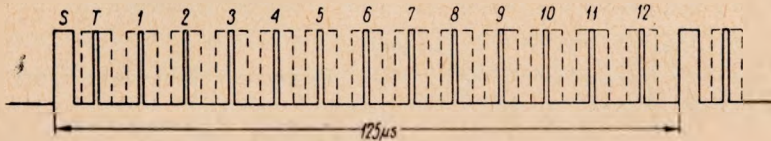
Rys. 1. Sumowanie przesuniętych czasowo ciągów impulsów poszczególnych kanałów

Liczba sygnałów kanałów telefonicznych  $n$ , jaką można jednocześnie przesyłać przez linię transmisyjną, zależy od szerokości impulsów kanałowych, od rodzaju modulacji impulsowej i od dopuszczalnej minimalnej odległości pomiędzy impulsami sąsiednich kanałów. Przy powszechnie stosowanej ze względu na swoje zalety modulacji położenia impulsów udaje się tą drogą uzyskać najwyżej krotność 60. Najczęściej spotyka się jednak systemy 12 i 24-kanałowe. Krotność 12 przyjęto ze względu na stosowaną uprzednio krotność telefonii nośnej. Zwiększanie krotności pociąga za sobą konieczność bardzo dokładnego rozmieszczenia czasowego impulsów poszczególnych kanałów i prowadzi do komplikacji układów. Ponadto przy modulacji położenia impulsów ogranicza to głębokość modulacji położenia każdego impulsu kanałowego przy tej samej amplitudzie sygnału modulującego, co daje w efekcie, podobnie jak zmniejszanie dewiacji przy modulacji częstotliwości, pogorszenie stosunku sygnału do szumów na wyjściu urządzeń odbiorczych.

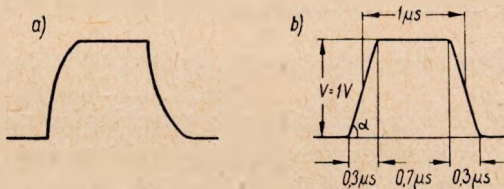
## 2. PODZIAŁ CZASOWY W 12-KROTNEJ IMPULSOWEJ LINII RADIOWEJ WYKONANEJ W INSTYTUCIE ŁĄCZNOŚCI

Eksperymentalna aparatura linii radiowej o modulacji położenia impulsów wykonana przez Zakład Komunikacji Mikrofalowej IŁ pozwala na przesyłanie na tej samej fali nośnej impulsów 12 kanałów telefonicznych o zwielokrotnianiu czasowym. Poza impulsami 12 kanałów w urządzeniach tego typu należy jeszcze przesyłać impulsy kanału przeznaczo-

nego do rozmów służbowych oraz impulsy synchronizacyjne, mające za zadanie synchronizację pracy układów nadawczych i odbiorczych. W celu umożliwienia łatwego wydzielenia, po stronie odbiorczej, tych ostatnich z sumarycznego ciągu impulsów kanałowych są one w przypadku omawianej aparatury 4-krotnie szersze. Tak więc okres powtarzania  $125 \mu\text{s}$  jest podzielony na 14 przedziałów czasowych i w rezultacie na wyjściu modulatora wielokrotnego stacji nadawczej otrzymuje się sumaryczny ciąg impulsów rozmieszczonych w okresie powtarzania w sposób podany na rys. 2. Liniami przerywanymi zaznaczono na tym rysunku maksymalny zakres zmiany położenia każdego impulsu kanałowego w przypadku modulacji sygnałami rozmównymi.



Rys. 2. Rozmieszczenie impulsów kanałowych w okresie powtarzania  $125 \mu\text{s}$ .



Rys. 3. Kształt impulsów kanałowych

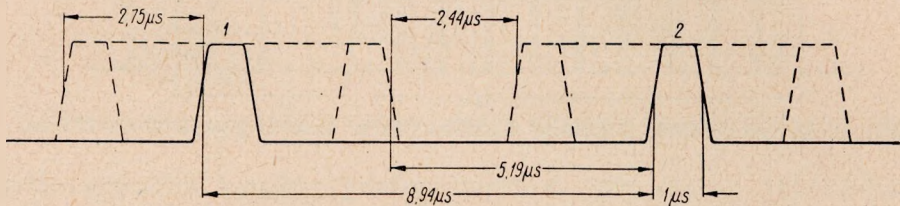
Rzeczywisty kształt poszczególnych impulsów kanałowych przedstawiono na rys. 3a. Z dostatecznym jednakże przybliżeniem, które pozwala na łatwą matematyczną analizę impulsu, można przyjąć, że w końcowych stopniach układu modulatora wielokrotnego po stronie nadawczej oraz na wyjściu wzmacniacza szerokopasmowego odbiornika impulsy mają kształt idealnych trapezów o szerokości i stromości krawędzi przedstawionej na rys. 3b.

### 3. PRZESŁUCHY W URZĄDZENIACH WIELOKROTNYCH O PODZIALE CZASOWYM

Przesłuchem nazywamy oddziaływanie sygnału przesyłanego w danym kanale na przebiegi w pozostałych kanałach. W urządzeniach o zwielokrotnianiu czasowym występują przesłuchy dwóch rodzajów. Przesłuchy pierwszego rodzaju powstają na skutek rozmaitego rodzaju sprzężeń między obwodami poszczególnych kanałów. Mogą to być sprzężenia po-

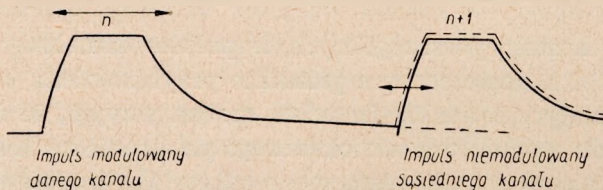
jemnościowe, indukcyjne, oporowe. Zalicza się do nich między innymi oddziaływanie na skutek promieniowania energii przez układy impulsowe poszczególnych kanałów.

Przesłuchami drugiego rodzaju nazywamy przesłuchy powstałe na skutek oddziaływania na siebie samych przebiegów impulsowych poszczególnych kanałów po połączeniu ich w sumaryczny ciąg impulsów. Gdyby impulsy przy przechodzeniu przez wspólne obwody posiadały założony idealny kształt trapezowy (rys. 4), to wówczas impulsy sąsiednich kanałów nie mogłyby oddziaływać na siebie, chyba że przy niewłaściwym wysterowaniu głębokość modulacji położenia byłaby tak duża, że w momentach szczytowych sąsiednie impulsy „zachodziłyby” na siebie krawędziami.



Rys. 4. Zmiana położenia impulsów kanałowych przy 100% głębokości modulacji

Zakładając nawet idealny kształt tych przebiegów na wyjściu układu sumowania impulsów kanałowych, w układach następnych, jak np. we wzmacniaczu wyjściowym modulatora wielokrotnego, w układzie mo-



Rys. 5. Występowanie szkodliwej modulacji położenia krawędzi impulsu sąsiedniego kanału na skutek małej stromości krawędzi impulsów

dulatora nadajnika oraz kablu łączącym, ma miejsce zniekształcanie impulsów, objawiające się zmniejszeniem stromości krawędzi, zwłaszcza krawędzi tylnej. Jeżeli taki zniekształcony impuls będzie teraz zmieniał swe położenie wskutek modulacji, to w takt okresowego przesuwania się impulsu będzie również następowała modulacja położenia przednich krawędzi następujących po nim impulsów, a przede wszystkim impulsu sąsiedniego kanału, co objawi się powstaniem przesłuchu (rys. 5). Przesłuchu tego nie da się usunąć nawet przez ponowne ukształtowanie impulsów do pierwotnej postaci stosując wzmocnienie i obcięcie.

Szkodliwa modulacja położenia impulsu sąsiedniego kanału będzie tym większa, im większe jest zniekształcenie krawędzi impulsów na skutek stałych czasu obwodów w układach przenoszących sumaryczny ciąg impulsów wszystkich kanałów oraz im większa jest głębokość modulacji położenia impulsów kanałowych. Poniżej przedstawiona zostanie analiza matematyczna wpływu wartości stałych czasu obwodów całkujących i różniczkujących  $RC$  na zniekształcenia impulsów o założonym kształcie trapezowym na wejściu układów oraz na związane z tym poziomy przesłuchów międzykanałowych. Rozważania te mają wartość praktyczną, pozwalają bowiem na określenie odpowiedniej wartości elementów  $RC$  w obwodach sprzęgających układów przenoszących ciągi modulowanych impulsów kanałowych. Wyniki obliczeń podane zostaną dla dwóch skrajnych przypadków: 1) 100% modulacja położenia sąsiednich impulsów kanałowych niezależnymi sygnałami akustycznymi; 2) 100% modulacja położenia impulsu jednego kanału, gdy impuls kanału następnego (zakłócanego) jest nie modulowany.

#### 4. POSTAĆ MATEMATYCZNA IMPULSU TRAPEZOWEGO

Rozważania na temat odpowiedzi impulsowej dowolnego obwodu złożonego z elementów liniowych  $RLC$  najlepiej przeprowadzić na ogólnych symbolach za pomocą przekształcenia Laplace'a i następnie do otrzymanego w ten sposób wzoru podstawić konkretne wartości liczbowe. W tym celu należy przede wszystkim wyrazić dany impuls w postaci jednej funkcji lub sumy prostych funkcji matematycznych. W przypadku impulsu o kształcie trapezowym najlepiej przyjąć, że składa się on z sumy dwóch napięć narastających liniowo oraz dwóch opadających liniowo, przy czym napięcia te występują z odpowiednim przesunięciem czasowym (rys. 6).

Ogólnie więc impuls taki da się wyrazić za pomocą czterech przebiegów, przy czym każdy z nich jest opóźniony w stosunku do poprzedniego o pewną wielkość, zależną od parametrów czasowych impulsu:

$$V_1(t) = + \frac{V \cdot t}{T} \quad \text{dla} \quad 0 < t \leq t_1$$

$$V_2(t) = - \frac{V(t - t_1)}{T} \quad \text{dla} \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

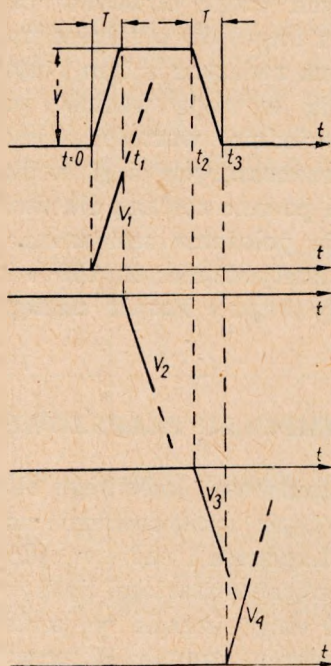
$$V_3(t) = - \frac{V(t - t_2)}{T} \quad \text{dla} \quad t_2 \leq t \leq t_3$$

$$V_4(t) = + \frac{V(t - t_3)}{T} \quad \text{dla} \quad t \geq t_3$$

$$V(t) = V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) + V_4(t)$$

Po dokonaniu transformacji Laplace'a impuls o kształcie trapezowym i jednakowym nachyleniu obu krawędzi wyrazi się następującą funkcją:

$$V(p) = \frac{V}{p^2 T} (1 - e^{-pt_1} - e^{-pt_2} + e^{-pt_3}) \quad (1)$$



Rys. 6. Impuls trapezowy jako suma czterech przebiegów:  
 $V(t) = V_1(t) + V_2(t) + V_3(t) + V_4(t)$

## 5. KSZTAŁT IMPULSU TRAPEZOWEGO PO PRZEJŚCIU PRZEZ OBWÓD CAŁKUJĄCY RC

Rozważmy odpowiedź obwodu całkującego  $U(t)$  na impuls idealnie trapezowy wyrażony funkcją  $V(t)$ .

Jeżeli na taki obwód przyłożymy napięcie impulsu o kształcie trapezowym  $V_1(t)$ , to w obwodzie pojawi się prąd o przebiegu

$$I_1(p) = \frac{V(p)}{Z(p)} = \frac{V}{p^2 \cdot T} \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{pC}} = \frac{V}{T \cdot R} \cdot \frac{1}{p \left( p + \frac{1}{RC} \right)}$$

stąd

$$I_1(t) = \frac{VC}{T} (1 - e^{-t/RC})$$

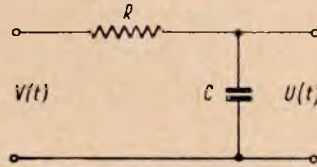
Prąd ten zaczyna płynąć od momentu czasu  $t = 0$ .

Podobnie możemy wyrazić prąd płynący w obwodzie pod wpływem przyłożenia samego napięcia  $V_2(t)$

$$I_2(t) = -\frac{VC}{T} (1 - e^{-(t-t_1)/RC})$$

Prąd  $I_2(t)$  ma taką samą postać jak prąd  $I_1(t)$ , z tym że posiada przeciwny kierunek i zaczyna płynąć w chwili  $t = t_1$ .

Rys. 7. Obwód całkujący



Napięcie  $U(t)$  na kondensatorze  $C$  w każdym momencie czasowym równa się ładunkowi podzielonemu przez tę pojemność i stąd otrzymuje się dla okresu czasu  $0 \leq t \leq t_1$

$$\begin{aligned} U_1(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t I_1(t) dt = \frac{V}{T} \int_0^t (1 - e^{-t/RC}) dt = \\ &= \frac{V}{T} [t + RC \cdot e^{-t/RC}]_0^t = \frac{V}{T} [t + RC \cdot e^{-t/RC} - RC] \end{aligned}$$

Dla okresu czasu  $t_1 \leq t \leq t_2$  mamy

$$\begin{aligned} U_2(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t I_1(t) dt + \frac{1}{C} \int_{t_1}^t I_2(t) dt = \\ &= \frac{V}{T} [t + RC \cdot e^{-t/RC} - RC + t_1 - t - RC \cdot e^{-(t-t_1)/RC} + RC] = \\ &= \frac{V}{T} [t_1 + RC \cdot e^{-t/RC} - RC \cdot e^{-(t-t_1)/RC}] \end{aligned}$$

Postępując podobnie dla przedziałów czasowych  $t_2 \leq t \leq t_3$  i  $t \geq t_3$  możemy napięcie wyjściowe  $U(t)$  wyrazić w postaci następujących równań

$$U(t) = \frac{V}{T} [t + RC \cdot e^{-t/RC} - RC] \quad \text{dla } 0 \leq t \leq t_1 \quad (2a)$$

$$U(t) = \frac{V}{T} [RC \cdot e^{-t/RC} (1 - e^{t_1/RC}) + t_1] \quad \text{dla } t_1 \leq t \leq t_2 \quad (2b)$$



$$U(t) = \frac{V}{T} \{[-t + t_1 + t_2] + RC[1 + e^{-t/RC}(1 - e^{t_2/RC} - e^{t_1/RC})]\} \quad \text{dla } t_2 \leq t \leq t_3 \quad (2c)$$

$$U(t) = \frac{V}{T} \{[t_1 - t_3 + t_2] + RC e^{-t/RC}(1 - e^{t_2/RC} - e^{t_1/RC} + e^{t_3/RC})\} \quad \text{dla } t \geq t_3 \quad (2d)$$

Podstawiając w powyższych równaniach parametry rozważanego impulsu trapezowego z rys. 3b

$$t_1 = T = 0,3 \mu\text{s}; \quad t_2 = 1 \mu\text{s}; \quad t_3 = 1,3 \mu\text{s} \quad \text{oraz } V = 1 \text{ V}$$

otrzymuje się:

$$U(t) = 3,3(t + RC \cdot e^{-t/RC} - RC) \text{ woltów} \quad \text{dla } 0 \leq t \leq 0,3 \mu\text{s} \quad (3a)$$

$$U(t) = 3,3[RC \cdot e^{-t/RC}(1 - e^{0,3/RC}) + 0,3] \text{ woltów} \quad \text{dla } 0,3 \mu\text{s} \leq t \leq 1,0 \mu\text{s} \quad (3b)$$

$$U(t) = 3,3 \{[1,3 - t] + RC[1 + e^{-t/RC}(1 - e^{1/RC} - e^{0,3/RC})]\} \text{ woltów} \quad \text{dla } 1,0 \mu\text{s} \leq t \leq 1,3 \mu\text{s} \quad (3c)$$

$$U(t) = 3,3 \cdot RC \cdot e^{-t/RC}(1 - e^{1/RC} - e^{0,3/RC} + e^{1,3/RC}) \text{ woltów} \quad \text{dla } t \geq 1,3 \mu\text{s} \quad (3d)$$

Ponieważ rozpatrujemy zmianę kształtu impulsu trapezowego tylko z punktu widzenia przesłuchu, czyli oddziaływania impulsu modulowanego w położeniu na zmianę położenia czasowego krawędzi impulsu sąsiedniego kanału, przeto tylko niektóre z powyższych równań są dla nas istotne. Zainteresuje nas przede wszystkim równanie (3d) określające, według jakiej krzywej zmniejsza się napięcie tylnej krawędzi impulsu. Szybkość opadania tego napięcia decyduje bowiem o wielkości modulacji położenia przedniej krawędzi impulsu następnego kanału, jak to przedstawia rys. 5. Na wielkość szkodliwej modulacji położenia krawędzi impulsu następnego kanału ma również wpływ stromość tej krawędzi. Z tego względu interesujące jest również równanie (3a), określające szybkość narastania przedniej krawędzi impulsu trapezowego po przejściu przez obwód całkujący  $RC$ . Posługując się tym równaniem można otrzymać krzywe wyrażające przebieg napięcia wyjściowego w czasie od 0 do  $0,3 \mu\text{s}$  (od momentu pojawienia się przedniej krawędzi do wierzchołka impulsu), dla różnych wartości współczynnika  $X = \frac{RC}{T} = \frac{RC}{0,3} = 3,3 RC$ . Dla poniższych wartości stałych czasu  $RC$ :

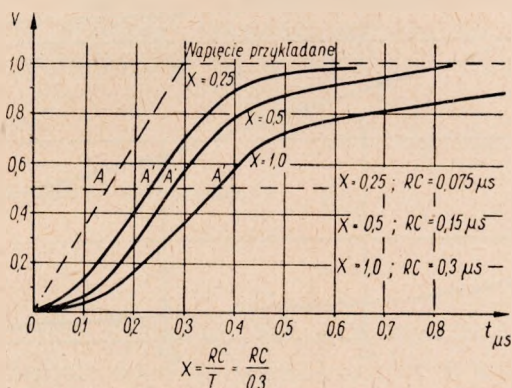
$$RC = 0,075 \mu\text{s} \quad X = 0,25$$

$$RC = 0,15 \mu\text{s} \quad X = 0,5$$

$$RC = 0,3 \mu\text{s} \quad X = 1,0$$

krzywe te przybiorą postać przedstawioną na rys. 8.

Jak wynika z powyższego rysunku, po przejściu przez układ całkujący impuls ulega opóźnieniu, przednia krawędź zostaje przesunięta w czasie o wartość zależną od stałej czasu  $RC$ . Natomiast nachylenie zbocza impulsu w połowie wysokości dla wartości stałej czasu, nie przekraczającej wartości czasu narastania krawędzi ( $RC \leq 0,3 \mu s$ ), prawie nie ulega zmianie. Ma to dużą wartość praktyczną, pozwala bowiem uprościć rozważania podane w rozdz. 7.



Rys. 8. Przebieg napięcia na wyjściu obwodu całkującego dla okresu czasu 0 — 0,9  $\mu s$

Przebieg napięcia wyrażony równaniem 3d jest interesujący tylko w zakresie oddziaływania tego napięcia na przednią krawędź impulsu następnego kanału. Przyjmując zgodnie z założeniem podanym w 3 rozdz. 100% modulację położenia impulsu danego kanału oraz 100% modulację następnego kanału niezależnymi sygnałami akustycznymi, można stwierdzić, że istotne są wartości tego napięcia tylko w zakresie od 3,4  $\mu s$  do 3,7  $\mu s$ , licząc od początku impulsów. W przypadku braku modulacji na zakłócanym kanale zakres ten rozciąga się od 6,2  $\mu s$  do 6,5  $\mu s$ . Przebiegi napięcia dla powyższych przedziałów czasowych przy różnych wartościach  $RC$ , obliczone na podstawie równania (3d), przedstawia rys. 9.

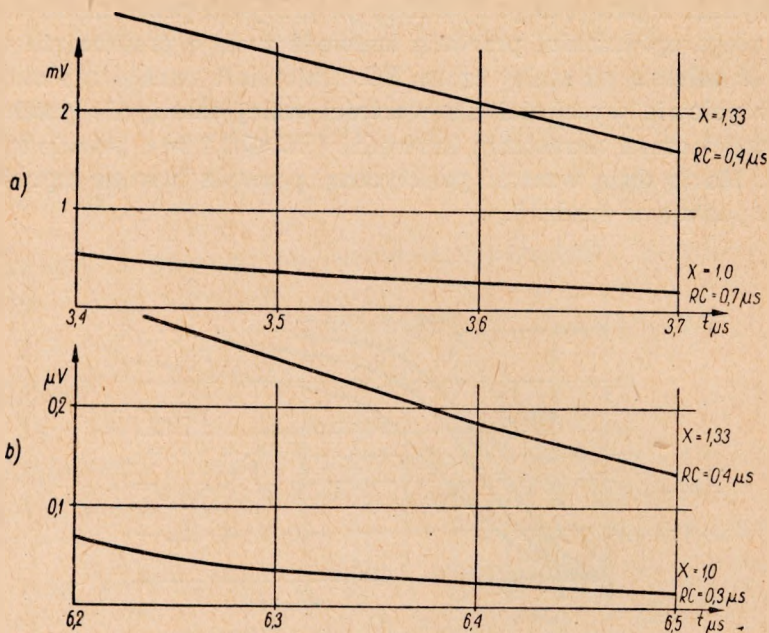
Dla  $X = 1,0$  czyli  $RC = 0,3 \mu s$  z równania (3d) otrzymuje się przebieg krzywej zgodnie z funkcją

$$U(t) = 3,3 \cdot 0,3 \cdot e^{-t/0,3} (1 - e^{1/0,3} - e^{0,3/0,3} + e^{1,3/0,3}) = \\ = e^{-t/0,3} (1 - 28,0 - 2,72 + 76,71) \cong 47 \cdot e^{-t/0,3}$$

Dla  $X = 1,33$ , czyli  $RC = 0,4 \mu s$  otrzymuje się natomiast

$$U(t) = 3,3 \cdot 0,4 \cdot e^{-t/0,4} (1 - e^{1/0,4} - e^{0,3/0,4} + e^{1,3/0,4}) = \\ = 1,32 \cdot e^{-t/0,4} (1 - 12,2 - 2,2 + 25,8) \cong 16,5 \cdot e^{-t/0,4}$$

W tak niewielkich przedziałach czasowych można uznać przebieg wyrażony powyższymi równaniami jako prawie prostolinijny.



Rys. 9. Przebieg napięcia „szcztawkowego” tylnej krawędzi impulsu w zakresie jej oddziaływania na impuls następnego kanału

## 6. KSZTAŁT IMPULSU TRAPEZOWEGO PO PRZEJŚCIU PRZEZ OBWÓD RÓŻNICZKUJĄCY RC

Rozważymy teraz odpowiedź obwodu różniczkującego  $U(t)$  na impuls idealnie trapezowy, wyrażony funkcją  $V(t)$ , (rys. 10).

Odpowiedź ta będzie miała postać:

$$U(t) = \frac{VRC}{T} (1 - e^{-t/RC}) + \quad \text{dla } 0 \leq t \leq t_1 \quad (4a)$$

$$- \frac{VRC}{T} (1 - e^{-(t-t_1)/RC}) + \quad \text{dla } t_1 \leq t \leq t_2 \quad (4b)$$

$$- \frac{VRC}{T} (1 - e^{-(t-t_2)/RC}) + \quad \text{dla } t_2 < t \leq t_3 \quad (4c)$$

$$+ \frac{VRC}{T} (1 - e^{-(t-t_3)/RC}) \quad \text{dla } t \geq t_3 \quad (4d)$$

Podstawiając w powyższych równaniach parametry impulsu trapezowego z rys 3b:

$$t_1 = T = 0,3 \mu s; \quad t_2 = 1 \mu s; \quad t_3 = 1,3 \mu s \quad \text{oraz} \quad V = 1 V$$

otrzymuje się:

$$U(t) = 3,3 RC(1 - e^{-t/RC}) + \quad \text{dla } 0 \leq t \leq 0,3 \mu\text{s} \quad (5a)$$

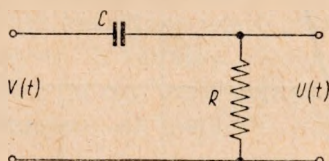
$$- 3,3 RC(1 - e^{-(t-0,3)/RC}) + \quad \text{dla } 0,3 \mu\text{s} \leq t \leq 1,0 \mu\text{s} \quad (5b)$$

$$- 3,3 RC(1 - e^{-(t-1,0)/RC}) + \quad \text{dla } 1,0 \mu\text{s} \leq t \leq 1,3 \mu\text{s} \quad (5c)$$

$$+ 3,3 RC(1 - e^{-(t-1,3)/RC}) \quad \text{dla } t \geq 1,3 \mu\text{s} \quad (5d)$$

Podobnie jak w przypadku obwodu całkującego interesuje nas tylko zmiana nachylenia przedniej krawędzi impulsu oraz wielkość napięcia tylnej krawędzi pojawiającego się w pobliżu przedniej krawędzi impulsu

Rys. 10. Obwód różniczkujący

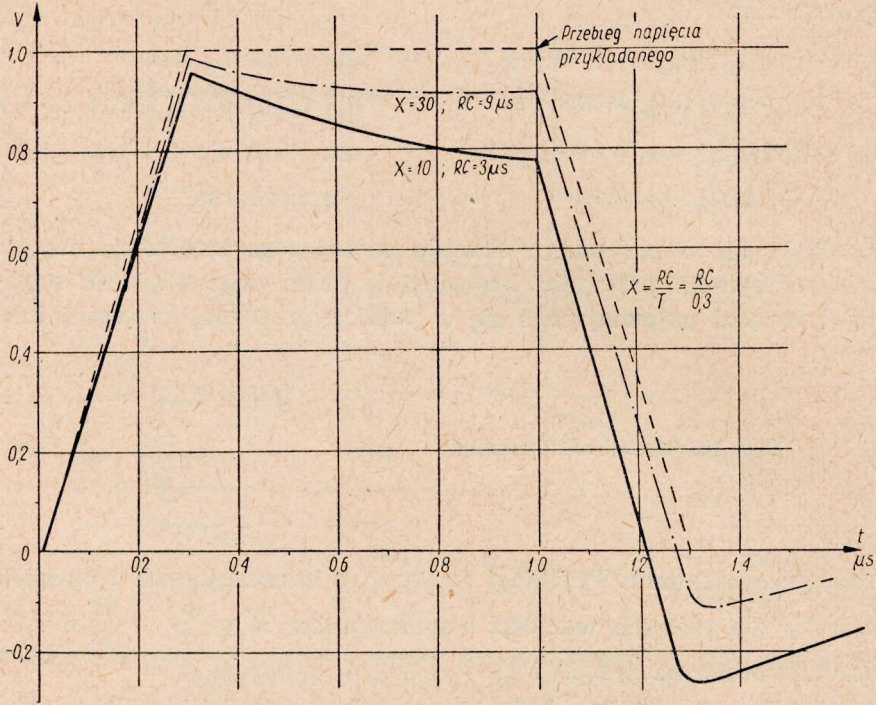


su następnego kanału. Przebiegi funkcji w interesujących przedziałach czasowych dla różnych wartości współczynnika  $X = \frac{RC}{T} = \frac{RC}{0,3} = 3,3 RC$  są przedstawione na rys. 11 i 12.

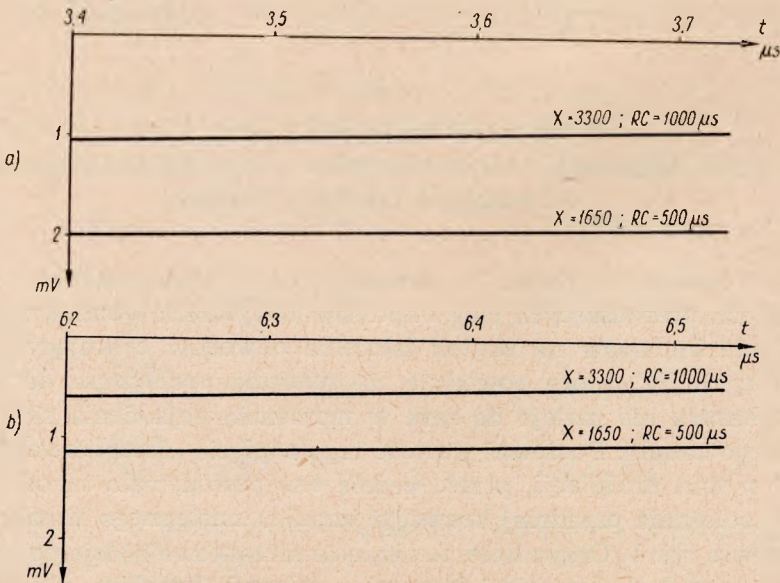
Jak wynika z rys. 11, nachylenie przedniej krawędzi impulsu po przejściu obwodu różniczkującego prawie nie ulega zmianie, nawet przy stosunkowo małej stałej czasu  $RC$ . Pozwala to uprościć rozważania podane w rozdz. 7.

## 7. WPŁYW WARTOŚCI STAŁEJ CZASU OBWODU CAŁKUJĄCEGO I RÓŻNICZKUJĄCEGO NA POZIOM PRZESŁUCHÓW

Jak wyjaśniono w rozdz. 3, powodem przesłuchu drugiego rodzaju w układach przenoszących ciąg impulsów wszystkich kanałów jest zniekształcenie impulsów na skutek istnienia obwodów całkujących i różniczkujących  $RC$ , które powoduje, że napięcie pochodzące od impulsu danego kanału nie maleje do zera w momencie pojawienia się impulsu następnego kanału. Ponieważ wartość tego napięcia „szczętkowego” zmienia się w takt modulacji, przeto będzie ono powodowało szkodliwą modulację położenia przedniej krawędzi impulsu następnego kanału, jak to przedstawia rys. 5. Oczywiście, to napięcie szczętkowe będzie powodowało również modulację krawędzi impulsów dalszych kanałów, ale ponieważ wartość tego napięcia zmienia się według krzywej wykładniczej, przeto



Rys. 11. Przebieg napięcia na wyjściu obwodu różniczkującego dla okresu czasu 0 — 1,5  $\mu\text{s}$



Rys. 12. Przebieg napięcia „szcztkowego” tylnej krawędzi impulsu w zakresie jej oddziaływania na impuls następnego kanału

zawsze największe oddziaływanie będzie na impuls następnego kanału i do tego wystarczy ograniczyć rozważania.

Na wstępie należy określić dopuszczalną ze względu na przesłuchy wartość napięcia „szczątkowego” impulsu danego kanału w pobliżu środka przedniej krawędzi impulsu następnego kanału. Zależy ona od maksymalnego dopuszczalnego poziomu przesłuchu. Odpowiednie zalecenia międzynarodowe dopuszczają minimalną wartość tłumienia przesłuchu równą 57 dB. Uwzględnienie retransmisji sygnału przez wiele stacji przekąźnikowych oraz przesłuchów wprowadzanych przez urządzenia wielkiej częstotliwości powoduje, że tłumienie przesłuchu dla jednego kompletu aparatury wielokrotnej nie może być mniejsze od około 70 dB. Dlatego też można przyjąć, że w dowolnym stopniu aparatury wielokrotnej, przenoszącej sumaryczny ciąg impulsów wszystkich kanałów, tłumienie przesłuchu nie powinno być mniejsze od około 80 dB, czyli napięcie sygnału zakłócającego musi być 10 000 razy mniejsze od napięcia użytecznego ( $80 \text{ dB} = 20 \lg \cdot 10^4$ ).

Na tej podstawie należy teraz określić dopuszczalną wartość napięcia „szczątkowego”, pojawiającego się w pobliżu środka przedniej krawędzi impulsu zakłócanego kanału. Do obliczeń tych wykorzystano dane z rys. 4 i 13. Z rys. 4 wynika, że zakres zmian położenia przedniej krawędzi impulsu przy 100% głębokości modulacji wynosi  $\pm 2,75 \mu\text{s}$ . Ponieważ stosunek wartości napięcia sygnału użytecznego do wartości napięcia sygnału pochodzącego od przesłuchu musi wynosić  $10^4$ , oznacza to, że na skutek pojawienia się napięcia szczątkowego dodatniego (obwód całkujący) lub ujemnego (obwód różniczkujący) pochodzącego od impulsu poprzedniego kanału zakres zmian położenia przedniej krawędzi impulsu zakłócanego kanału, podany na rys. 13 liniami przerywanymi, nie może przekraczać

$$\frac{\pm 2,75 \mu\text{s}}{10^4} = \pm 2,75 \cdot 10^{-4} \mu\text{s}$$

Przytoczone powyżej wymagania co do poziomu przesłuchów zostały sformułowane dla wartości skutecznych napięć sygnału i zakłóceń. W przypadku rozpatrywanym napięcie „szczątkowe” ma przebieg wykładniczy, przeto modulacja przedniej krawędzi impulsu zakłócanego kanału ma charakter nieliniowy i kształt napięcia przesłuchu będzie znacznie odbiegał od sinusoidy. Dla ułatwienia obliczeń przyjęto jednak w powyższym wzorze stosunki amplitud, co jest dopuszczalne, ponieważ spełnienie warunku 80 dB dla stosunku amplitud zapewni również spełnienie tego warunku dla stosunku wartości skutecznych.

Odpowiadające temu przesunięcie przedniej krawędzi impulsu w wartościach napięcia można określić z rys. 13.

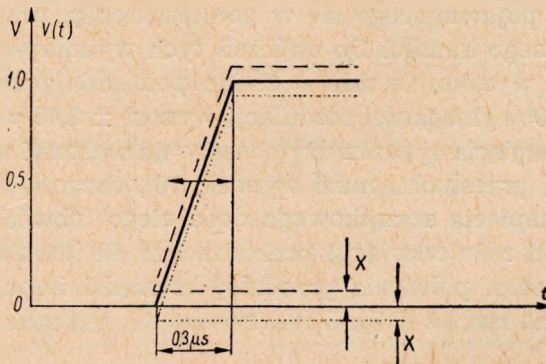
Przyjmując amplitudę impulsu  $V = 1 \text{ V}$  z rysunku powyższego otrzymuje się następującą proporcję:

$$\frac{X}{1\text{V}} = \frac{\pm 2,75 \cdot 10^{-4} \mu\text{s}}{0,3 \mu\text{s}}$$

stąd

$$X = \pm 9,3 \cdot 10^{-4} \text{ V} = \pm 0,93 \text{ mV}$$

Wyprowadzając tę zależność założono, że pierwotne nachylenie przedniej krawędzi impulsu po przejściu przez obwód całkujący lub różniczkujący nie ulega zmianie. Jak wynika z rys. 8 i 11, założenie to jest dopuszczalne przy stałych czasu nie przekraczających pewnych wartości. Uwzględniając jednak jeszcze ewentualną poprawkę na zmniejszenie stromości tej krawędzi możemy przyjąć, że w celu utrzymania tłumienia przesłuchów międzykanałowych na poziomie 80 dB wartość napięcia „szczętkowego”, pojawiającego się przy przedniej krawędzi impulsu następnego kanału, nie powinna przekraczać około 0,8 mV.



Rys. 13. Zmiana położenia przedniej krawędzi impulsu kanałowego na skutek szkodliwej modulacji od impulsu poprzedniego kanału

W celu określenia, jakim wartościom stałych czasu obwodów całkującego i różniczkującego odpowiada ta wartość napięcia trzeba się posłużyć wykresami przedstawionymi na rys. 9 i 12.

### 7.1. Obwód całkujący

Dla otrzymania napięcia „szczętkowego” nie przekraczającego 0,8 mV stała czasu obwodu całkującego, przenoszącego ciąg impulsów wszystkich kanałów, nie może przekraczać  $0,3 \mu\text{s}$  (rys. 9). Dotyczy to najniekorzystniejszego z punktu widzenia przesłuchu przypadku jednoczesnej 100% modulacji położenia impulsów sąsiednich kanałów dwoma niezależnymi

sygnałami (rys. 9a). W przypadku gdy impuls kanału, w którym powstaje napięcie przesłuchu, jest niemodulowany, dopuszczalna stała czasu byłaby o wiele większa, bowiem na skutek charakterystyki wykładniczej wielkość napięcia „szczętkowego” w funkcji czasu bardzo szybko maleje (rys. 9b).

Stała czasu  $RC = 0,3 \mu\text{s}$  odpowiada przykładowo następującym wartościom elementów obwodu całkowitego:

$$\begin{array}{ll} R = 100 \Omega ; & C = 3000 \text{ pF} \\ R = 1 \text{ k}\Omega ; & C = 300 \text{ pF} \\ R = 10 \text{ k}\Omega ; & C = 30 \text{ pF} \\ R = 100 \text{ k}\Omega ; & C = 3 \text{ pF} \end{array}$$

Na podstawie maksymalnej dopuszczalnej stałej czasu można np. określić dopuszczalną oporność obciążenia lampy wzmacniacza przy danych pojemnościach wewnętrznych lampy i montażu, dopuszczalną pojemność niedopasowanego kabla łączącego itp.

## 7.2. Obwód różniczkujący

Dla otrzymania napięcia „szczętkowego” nie przekraczającego  $0,8 \text{ mV}$  stała czasu obwodu różniczkującego, przez który przesyłany jest ciąg impulsów wszystkich kanałów, nie może być mniejsza od  $1000 \mu\text{s}$  (rys. 12). Dotyczy to również najniekorzystniejszego przypadku jednoczesnej 100% modulacji położenia impulsów sąsiednich kanałów dwoma niezależnymi sygnałami (rys. 12a). W przypadku gdy impuls kanału, w którym powstaje przesłuch, nie jest modulowany, dopuszczalna stała czasu nie może być również o wiele większa. Wynika to stąd, że na skutek dużych stałych czasu napięcie „szczętkowe” maleje znacznie wolniej niż w przypadku obwodu całkowitego (rys. 12b).

Wielkość stałej czasu  $RC = 1000 \mu\text{s}$  odpowiada przykładowo następującym wartościom poszczególnych elementów obwodu różniczkującego:

$$\begin{array}{ll} R = 1 \text{ M}\Omega ; & C = 1000 \text{ pF} \\ R = 100 \text{ k}\Omega ; & C = 10\,000 \text{ pF} \\ R = 10 \text{ k}\Omega ; & C = 0,1 \mu\text{F} \end{array}$$

Na podstawie w ten sposób określonej minimalnej stałej czasu obwodu różniczkującego można np. wyznaczyć wielkości pojemności sprzęgających przy danych opornościach wejściowych lampy itp.

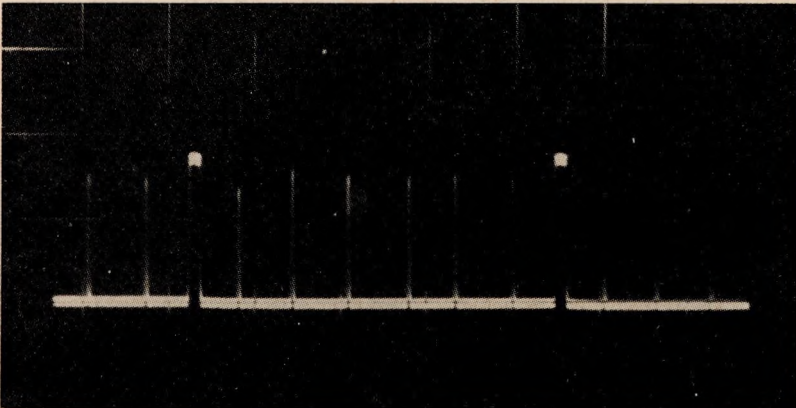
Powyższe obliczenia nie dotyczą ciągu impulsów, w którym jeden z nich jest szerszy (np. impuls synchronizacyjny), w którym to przypadku stała czasu obwodu różniczkującego musi być znacznie większa od otrzymanej z powyższych obliczeń.



## 8. WYNIKI POMIARÓW

W celu potwierdzenia słuszności wzorów powyżej wyprowadzonych w oparciu o założenia teoretyczne dokonano pomiarów praktycznych przy wykorzystaniu układów laboratoryjnych systemu linii radiowej o modulacji impulsowej.

Ze względu na trudności związane z pomiarami zbyt małych napięć pochodzących od przesłuchu próby przeprowadzono przy takich wartościach stałych czasu  $RC$ , aby wprowadzone na skutek tego przesłuchy drugiego rodzaju nie były mniejsze od około 60 dB.

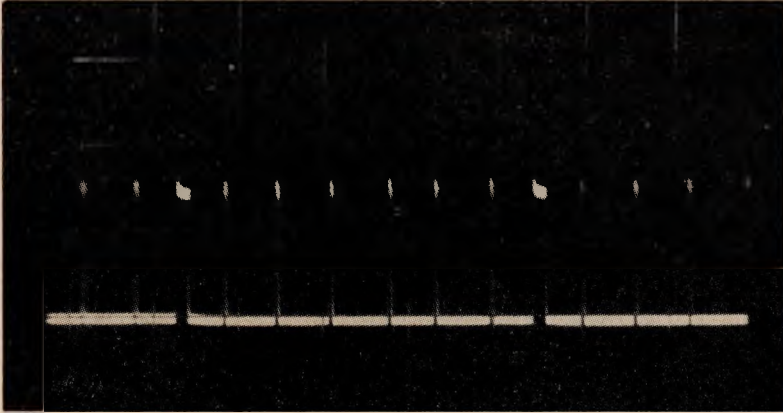


Rys. 14. Ciąg impulsów z wyjścia modulatora 6-kanalowego po przejściu przez obwód całkujący o  $RC = 0,5 \mu s$

Na wstępie pomiarów dobrano taką parę położonych obok siebie impulsów kanałowych, aby bez wprowadzenia dodatkowych przesłuchów przez włączenie na wyjście modulatora wielokrotnego układu różniczkującego lub całkującego, tłumienie przesłuchów dla dwóch kanałów telefonicznych odpowiadających tym impulsom wynosiło około 60 dB przy 100% głębokości modulacji położenia obu impulsów niezależnymi sygnałami akustycznymi. Następnie założono przykładowo, że włącza się na wyjście modulatora taki obwód całkujący  $RC$ , żeby wprowadzony na skutek tego dodatkowy poziom przesłuchów był również o 60 dB niższy w stosunku do poziomowi akustycznego w kanale. Z równania (3d) obliczono, że odpowiada to stałej czasu obwodu  $RC \cong 0,5 \mu s$ . Układ zrealizowano za pomocą elementów  $R = 2,5 \text{ k}\Omega$ ;  $C = 200 \text{ pF}$ . Na oscyloskopie otrzymano wówczas przebieg podany na rys. 14. Pomierzony w takich warunkach na wyjściu kanału po stronie odbiorczej, poziom przesłuchu odpowiadał tłumieniu przesłuchu około 55 dB. Ponieważ z obliczeń teoretycznych wynikało, że tłumienie przesłuchu po włączeniu obwodu powinno zmaleć o 6 dB, czyli do wartości  $60 \text{ dB} - 6 \text{ dB} = 54 \text{ dB}$ , przeto

można uznać dużą zgodność wyników pomiarów praktycznych z obliczeniami.

Taki sam poziom dodatkowych przesłuchów wprowadzono przez włączenie na wyjście modulatora wielokrotnego obwodu różniczkującego o stałej czasu  $RC = 200 \mu s$ , realizowanego przy użyciu elementów o wartościach:  $R = 100 \text{ k}\Omega$ ;  $C = 2000 \text{ pF}$ . Pomiar wykazał wówczas zmniejszenie tłumienia przesłuchów do około 52 dB, gdy teoretycznie powinno się



Rys. 15. Ciąg impulsów z wyjścia modulatora 6-kanalowego po przejściu przez obwód różniczkujący o  $RC = 200 \mu s$

otrzymać ponownie 54 dB. Różnice między obu pomierzonymi wartościami w stosunku do wartości otrzymanej z obliczeń wynikają przede wszystkim z tego, że rzeczywisty kształt impulsów odbiega od założonego idealnie trapezowego. Przebiegi na wyjściu modulatora wielokrotnego po włączeniu obwodu różniczkującego  $RC$  przedstawia rys. 15.

*Я. Зыгеревич*

ВЛИЯНИЕ РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНЫХ ЦЕПЕЙ СВЯЗИ НА ЗНАЧЕНИЕ  
МЕЖДУКАНАЛЬНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПОМЕХ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ  
СИСТЕМАХ С ВРЕМЕННОЙ (ФАЗОВОЙ) ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

#### Резюме

Рассмотрено влияние изменения формы трапециoidalных импульсов, вызванного прохождением через дифференцирующие или интегрирующие резистивно-емкостные цепи с разными постоянными времени, на увеличение переходных помех между смежными каналами. Учтено наиболее невыгодные случаи одно-временной 100% фазовой импульсной модуляции (ВИМ) в смежных каналах независимыми сигналами. Расчет был подтвержден результатами измерений, произведенных при использовании устройств 6-канальной радиoliniии с импульсной модуляцией.

*J. Zygierewicz*

INFLUENCE OF RC COUPLING CIRCUITS ON THE INTERCHANNEL  
CROSSTALK VALUES IN THE PULSE PHASE MODULATED MULTIPLEX

S u m m a r y

The author examines the influence of changing the shape of trapezoidal impulses on the increase of the crosstalk between adjacent channels as the result of passing pulses through RC coupling, integrating or differentiating circuits, having different time constants.

The most disadvantageous cases of simultaneous 100% pulse phase modulation in both channels by independent signals are considered.

The calculations are confirmed by the results of measurements carried out on the equipment of 6 channel radio link with pulse phase modulation.

*J. Zygierewicz*

L'INFLUENCE DES CIRCUITS COUPLEURS RC SUR LA VALEUR DE DIAPHONIE ENTRE LES CANAUX DE FAISCEAUX HERTZIENS À LA MODULATION EN POSITION PAR IMPULSIONS

R é s u m é

L'auteur traite de l'influence de la forme de l'impulsion trapézoïdale sur l'augmentation de diaphonie entre les canaux voisins pendant le passage par circuits coupleurs RC, intégrant ou différenciant à constantes de temps différentes.

Il prend en considération les cas le plus défavorables à savoir les cas de modulation (à taux de modulation de 100%) par des signaux indépendants dans les deux voies voisines.

Les calculs sont confirmés par les résultats de mesures faites sur les installations de faisceaux hertziens à 6 voies à modulation en position par impulsions.

*J. Zygierewicz*

DIE BEEINFLUSSUNG DES NEBENSPRECHENS ZWISCHEN KANÄLEN EINES MEHRFACHSYSTEMS MIT PULSLAGEMODULATION DURCH RC-KOPPLUNGSGLIEDER

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

Durchlaufen trapezförmige Impulse differenzierende oder integrierende RC-Kopplungsglieder verschiedener Zeitkonstanten, so wird die Gestalt der Impulse geändert; die dadurch beeinflusste Vergrößerung des Nebensprechens zwischen benachbarten Kanälen wird erörtert. Berücksichtigt werden die ungünstigsten Fälle einer gleichzeitigen Pulslagemodulation mit dem Modulationsgrad  $m = 1$  in beiden Kanälen mit unabhängigen Signalen. Die Rechnung wird mit Messergebnissen bestätigt, die an einer 6-Kanal-Richtfunkanlage mit Impulsmodulation gewonnen wurden.

HENRYK HELBING  
ALEKSANDER MAKIEDOŃSKI

621.317:621.391.822.4

## POMIAR SZUMÓW WYWOŁANYCH NIEPOŻĄDANĄ MODULACJĄ KĄTOWĄ W NADAJNIKACH RADIOWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 20. 6. 1963 r.

W pracy rozpatrzono występujące trudności przy pomiarze szumów własnych nadajników z modulacją częstotliwości, pracujących w zakresie 30 — 100 MHz i opracowano środki, umożliwiające prawidłowe wykonanie tego pomiaru.

Omówiono czynniki, wywołujące niepożądaną modulację kątową fali nośnej, które określają szumy własne nadajników radiowych, zwane dalej ze względu na swe pochodzenie szumami typu *FM*.

Przedstawiono zagadnienie chwilowych niestabilności częstotliwości oraz przeanalizowano widmo wywołane modulacją kątową fali nośnej.

Do pomiaru poziomu szumów własnych typu *FM* nadajników potrzebne są przyrządy pomiarowe o znanych, określonych charakterystykach. Dla zbadania tych charakterystyk opracowano metodę, pozwalającą na określenie poziomu szumów własnych typu *FM* mierników dewiacji (używanych jako pomiarowych detektorów *FM*) za pomocą generatora sygnałów wzorcowych o nie znanym bliżej poziomie szumów własnych tego typu. Przeprowadzono analizę szumów własnych typu *FM* często stosowanego miernika dewiacji Marconi typu TF 791C/2.

Zbudowano przystawkę, która w połączeniu z wymienionym miernikiem dewiacji pozwala badać nadajniki bądź generatory z mniejszymi o 9 dB poziomami szumów własnych typu *FM*, niż przy użyciu tylko samego miernika dewiacji.

### WSTĘP

Pomiar szumów własnych typu *FM* nadajnika jest teoretycznie prosty, jednak przy jego wykonywaniu występuje w praktyce szereg trudności. Trzeba sobie zdawać sprawę, że wymagania na poziom szumów własnych różnego rodzaju generatorów i nadajników są wysokie i że przyrządy użyte do ich badania muszą mieć charakterystyki odpowiednio lepsze. Sprawę tę utrudnia fakt, że w skład przyrządów stosowanych do po-

miaru szumów typu *FM* wchodzi przestrajana heterodyna, służąca do przemiany częstotliwości i detektor *FM* (dyskryminator), których szumy własne nawet w dobrym wykonaniu fabrycznym są często współmierne z badanymi.

Praca niniejsza miała za zadanie rozpatrzenie występujących trudności przy pomiarze szumów własnych typu *FM*, przede wszystkim nadajników z modulacją częstotliwości, pracujących w zakresie (30 — 100) MHz i znalezienie środków umożliwiających rzetelne ich wykonanie. Wszystkie jednak wnioski dotyczące metod pomiaru fluktuacji częstotliwości nośnej, spowodowanej szumami, mogą być rozszerzone również na nadajniki radiofoniczne radiokomunikacyjne i telewizyjne, pracujące z innymi niż *F3* rodzajami modulacji i w innym niż podano powyżej zakresie częstotliwości.

Jednocześnie praca pozwoliła sformułować zalecenia odnośnie wartości dopuszczalnego poziomu szumów typu *FM* w nadajnikach radiofonicznych, krajowej sieci ukf.

## 1. CZYNNIKI OKREŚLAJĄCE POZIOM SZUMÓW WŁASNYCH TYPU *FM*

Ogólnie biorąc, szumem nazywamy każde niepożądane zakłócenie sygnału użytecznego. Do zakłóceń nie zaliczamy zniekształceń liniowych i nieliniowych sygnału.

Szumem własnym nadajnika nazywamy więc niepożądaną część przebiegu zmodulowanego, która powstaje w samym nadajniku zarówno przy modulacji użytecznej, jak i bez niej, a która nie jest wynikiem zniekształceń nieliniowych ani też modulacji właściwej.

Na poziom szumów własnych typu *FM* nadajników z modulacją kątową składają się:

- A. Szumy własne generatora wzbudzającego.
- B. Szumy wzmacniacza w. cz.
- C. Szumy powielaczy i stopnia końcowego nadajnika.

W torze nadawania można wyróżnić następujące zasadnicze źródła szumów *FM*.

- a. Szumy śrutowe lamp elektronowych.
- b. Szumy spowodowane efektem migotania katod.
- c. Szumy cieplne oporników.
- d. Szumy spowodowane efektem mikrofonowym, zarówno lamp elektronowych jak i innych elementów konstrukcyjnych. Prądy powstałe wskutek tego zjawiska powodują pasożytniczą modulację sygnału użytecznego z częstotliwością wibracji lub najczęściej z harmonicznymi częstotliwościami wibracji.

e. Szum zasilania (przydźwięk sieci) występujący wskutek zarzenia katod prądem zmiennym i zasilania obwodów anodowych i siatkowych napięciem stałym, zawierającym niedostatecznie odfiltrowaną składową zmienną.

f. Szumy wywołane zakłócającymi polami elektrycznymi i magnetycznymi.

g. Szumy wywołane występowaniem pasożytniczych dodatnich sprzężeń zwrotnych, zarówno we wzmacniaczach m. cz., jak i w stopniach wielkiej częstotliwości.

## 2. WIDMO SYGNAŁU PRZY MODULACJI KĄTOWEJ, STAŁOŚĆ I NIESTAŁOŚĆ CZĘSTOTLIWOŚCI

W modulacji kątowej parametrem, który podlega zmianie w takt sygnału modulującego, jest kąt fazowy sinusoidalnego przebiegu fali nośnej. W praktyce znalazły wykorzystanie dwa typy modulacji kątowej: A — modulacja częstotliwości i B — modulacja fazy.

Oba typy modulacji są wzajemnie powiązane i występują jednocześnie.

### 2.1. Częstotliwość i faza przebiegów periodycznych

Określenie bezwzględnej wartości częstotliwości polega na liczeniu okresów oraz mierzeniu czasu trwania przebiegów periodycznych.

Liczbę okresów możemy mierzyć np. licznikiem i odczytywać:

w chwili  $t_1$  stan licznika  $N_1$ ,

w chwili  $t_2$  stan licznika  $N_2$ .

Pomierzona w ten sposób częstotliwość przebiegu

$$f_{(t_2-t_1)} = \frac{N_2 - N_1}{t_2 - t_1} \quad (1)$$

nazywa się średnią częstotliwością w czasie  $t_2 - t_1$ .

Jeżeli czas trwania pomiaru sprowadzi się do jednego okresu, tj.

$$t_2 - t_1 = T \quad (2)$$

oraz

$$N_2 - N_1 = 1 \quad (3)$$

to częstotliwość

$$f = \frac{1}{T} \quad (4)$$

nazywa się częstotliwością średnią za jeden okres.

Dla przebiegu sinusoidalnego

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \text{const}$$

Wtedy

$$f_{(t_2-t_1)} = f \quad (5)$$

czyli częstotliwość średnia przebiegu jest równa średniej częstotliwości za okres.

Jednakże z faktu, że częstotliwość średnia jakiegoś przebiegu jest stała nie wynika jeszcze, że jego częstotliwość średnia za okres jest również wielkością stałą. W rzeczywistości generatory o idealnie stałej częstotliwości za okres nie istnieją.

Przypuśćmy jednak, że mamy generator o idealnie stałej częstotliwości  $f_0$ . Częstotliwość tę nazwiemy częstotliwością odniesienia.

Częstotliwość generatora rzeczywistego mającego częstotliwość średnią za okres  $f$  będzie się różniła od częstotliwości  $f_0$  o wielkość

$$\delta_f = f - f_0 \quad (6)$$

Jeżeli częstotliwość  $f$  ma w czasie  $t_2 - t_1$  średnią wartość  $f_{(t_2-t_1)}$  i jeśli częstotliwość  $f_0$  tak dobrano, że

$$f_0 = f_{(t_2-t_1)} \quad (7)$$

to  $\delta_f$  nazwiemy chwilową niestałością za okres generatora rzeczywistego (jeżeli  $t_2 - t_1 = T$ ).

Względną niestałością częstotliwości nazywamy stosunek

$$\frac{\delta_f}{f_0} = \frac{\delta_f}{f_{(t_2-t_1)}} \quad (8)$$

Największe odchylenia  $\delta_f$  max w czasie obserwacji nazywamy maksymalną niestałością w tym przedziale czasu.

Przebieg niestałości częstotliwości  $\delta_f$  może być złożony i jego bardzo wolne zmiany określają to, co przyjęto uważać za niestabilność częstotliwości, nakładające się zaś szybkie zmiany dają efekt, zwany szumami FM generatora.

Ze względu na zakłócenia słuchowe interesują nas w tym przypadku tylko te fluktuacje częstotliwości generatora, które wywołują szumy w pasmie częstotliwości akustycznych (30 Hz — 15 kHz).

Przebieg o stałej częstotliwości można przedstawić w postaci wektora na płaszczyźnie, którego faza  $\varphi(t)$  wzrasta liniowo z czasem  $\varphi(t) = \omega_0 \cdot t$  (rys. 1), gdyż wtedy pulsacja  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = \text{const}$ .

Jeżeli faza  $\varphi(t)$  zmienia się nierównomiernie, to znaczy, jeżeli prędkość kątowna  $\frac{d\varphi(t)}{dt}$  nie jest stała, to wtedy również częstotliwość prze-

biegu nie jest wielkością stałą. W tym przypadku należy mówić o chwilowej częstotliwości przebiegu.

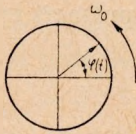
Jeśli mamy dwa przebiegi ze stałymi, lecz różnymi pulsacjami  $\omega_1$  i  $\omega_2$

$$\left. \begin{aligned} a &= A_0 \sin \omega_1 t = A_0 \sin \varphi_1(t) \\ b &= B_0 \sin \omega_2 t = B_0 \sin (\omega_1 t + \Delta\omega t) = B_0 \sin \varphi_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

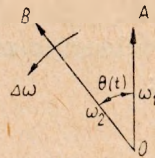
gdzie

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1 > 0$$

to przy osi czasu wirującej z prędkością kątową  $\omega_1$ , w kierunku zgodnym z ruchem wskazówki zegara możemy powyższe przebiegi przedstawić w postaci prostego wykresu wektorowego (rys. 2), na którym wektor  $\overline{OA}$ , odpowiadający przebiegowi  $a$  będzie nieruchomy, wektor zaś  $\overline{OB}$ ,



Rys. 1. Wektor wirujący ze stałą szybkością kątową  $\omega_0$ , jako przebieg o stałej częstotliwości



Rys. 2. Wykres wektorowy przedstawiający przebieg  $b$  (o pulsacji  $\omega_2$ ) jako przebieg o pulsacji  $\omega_1$  ze stałe narastającą fazą  $\Theta(t)$

odpowiadający przebiegowi  $b$ , będzie obracał się ze stałą szybkością kątową  $\Delta\omega$  w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówki zegara i kąt  $\Theta(t)$  po upływie czasu  $t$  będzie wynosił

$$\Theta(t) = \Delta\omega t \quad (10)$$

podstawiając zależność (10) do (9) otrzymamy

$$\left. \begin{aligned} a &= A_0 \sin \omega_1 t \\ b &= B_0 \sin [\omega_1 t + \Theta(t)] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Stąd wynika, że przebieg  $b$  o pulsacji  $\omega_2$  można rozpatrywać jako przebieg o pulsacji  $\omega_1$ , ( $\omega_1 < \omega_2$ ) z fazą liniowo wzrastającą ( $\Theta(t) = \Delta\omega \cdot t$ ).

Można również przebieg o pulsacji  $\omega_1$  traktować jako przebieg o pulsacji  $\omega_2$  z fazą liniowo malejącą ( $\Theta(t) = -\Delta\omega t$ ).

Gdy w ciągu czasu  $t$  częstotliwość przebiegu  $b$  nie jest stała, to znaczy gdy  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$  jest pewną funkcją czasu  $\Delta\omega(t)$ , wtedy kąt  $\Theta(t)$  można określić zależnością:

$$\Theta(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt \quad (12)$$



a

$$\varphi_2(t) = \omega_1 t + \int_0^t \Delta\omega(t) dt \quad (13)$$

w założeniu, że  $\omega_1 \neq \omega_1(t)$  (nie jest funkcją czasu).

W przypadku gdy  $\omega_1 = \omega_1(t)$ , to zmiana fazy przebiegu  $b$  w czasie od 0 do  $t$  będzie równa

$$\varphi_2(t) = \int_0^t \omega_1(t) dt + \int_0^t \Delta\omega(t) dt = \int_0^t \omega_2(t) dt$$

skąd ogólnie

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (14)$$

Analogicznie, jeżeli w czasie  $dt$  faza przebiegu  $b$  ze wzoru (9) w stosunku do przebiegu  $a$  zmienia się o  $d\Theta$ , to różnica pulsacji tych przebiegów wynosi:

$$\Delta\omega = \frac{d\Theta}{dt} \quad (15)$$

W przypadku ogólnym, w odniesieniu do całkowitej fazy przebiegu  $\varphi(t)$ , pulsację chwilową  $\omega(t)$  określa wzór

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (16)$$

Wzory (14) i (16) wyrażają podstawowe zależności z teorii modulacji kątowej; określają one zmiany częstotliwości wywołane zmianami fazy i na odwrót, przez co wiążą modulację częstotliwości z modulacją fazy.

Przy modulacji kątowej faza przebiegu zmienia się w ogólnym przypadku według zależności

$$\varphi(t) = \omega_0 t + y(t) \quad (17)$$

a chwilowa wartość prądu wynosi

$$i(t) = I_0 \cos \varphi(t) = I_0 \cos [\omega_0 t + y(t)] \quad (18)$$

Przy sinusoidalnej modulacji częstotliwości

$$y(t) = \int_0^t \Delta\omega_d \cos \Omega t dt \quad (19)$$

gdzie:

$\Delta\omega_d$  — amplituda zmian pulsacji,

$\Omega = 2\pi F$ ,

$F$  — częstotliwość modulująca.

W tym przypadku faza przebiegu będzie równa

$$\varphi(t) = \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega_d \cos \Omega t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \sin \Omega t$$

zaś prąd

$$i(t) = I_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \cos \Omega t \right) \quad (20)$$

wielkość  $\frac{\Delta\omega_d}{\Omega}$  — nosi nazwę wskaźnika modulacji  $K$ .

Analizując powyższą zależność można zauważyć, że modulacja częstotliwości jednym sygnałem sinusoidalnym z dewiacją  $\Delta\omega_d$  jest równoważna periodycznej zmianie fazy ze wskaźnikiem  $K = \frac{\Delta\omega_d}{\Omega}$ .

Przy sinusoidalnej modulacji fazy

$$y(t) = \Theta(t) = \Theta_{max} \sin \Omega t \quad (21)$$

gdzie  $\Theta_{max}$  — amplituda zmian fazy, zwana wskaźnikiem modulacji.

Wtedy faza przebiegu  $\varphi(t)$  będzie równa

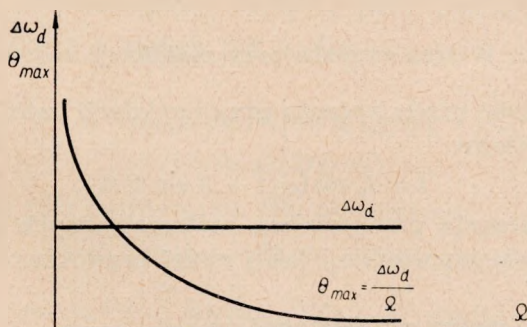
$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Theta_{max} \sin \Omega t \quad (22)$$

a chwilowa wartość prądu

$$i(t) = I_0 \sin [\omega_0 t + \Theta_{max} \sin \Omega t] \quad (23)$$

Chwilowa pulsacja tego przebiegu wynosi

$$\omega(t) = \omega_0 + \Theta_{max} \Omega \cos \Omega t \quad (24)$$



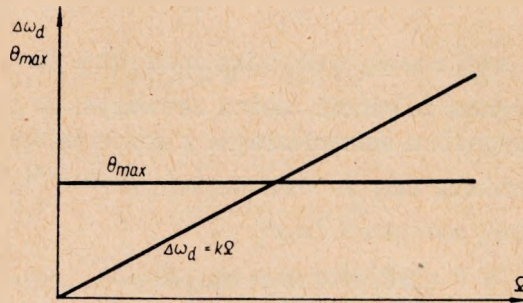
Rys. 3. Zależność dewiacji  $\Delta\omega_d$  i wskaźnika modulacji  $\Theta_{max}$  od częstotliwości modulującej  $\Omega$  dla przypadku modulacji częstotliwości

Jak widać, modulacja fazy ze wskaźnikiem  $\Theta_{max}$  wywołana sygnałem sinusoidalnym o pulsacji  $\Omega$  jest równoważna modulacji częstotliwości z dewiacją  $\Omega \cdot \Theta_{max}$  wywołana tymże sygnałem modulującym.

Przy modulacji częstotliwości wielkość odchylenia  $\Delta\omega_d$  jest proporcjonalna do amplitudy napięcia modulującego i nie zależy od częstotli-

wości modulującej, natomiast przy modulacji fazy wielkość  $\Theta_{max}$  jest proporcjonalna do amplitudy napięcia modulującego i nie zależy od częstotliwości modulującej.

Zależności  $\Delta\omega_d$  i  $\Theta_{max}$  od pulsacji modulującej  $\Omega$  przy stałej amplitudzie napięcia modulującego dla modulacji częstotliwości przedstawione są na rys. 3, a dla modulacji fazy na rys. 4.



Rys. 4. Zależność dewiacji  $\Delta\omega_d$  i wskaźnika modulacji  $\Theta_{max}$  od częstotliwości modulującej  $\Omega$  dla przypadku modulacji fazy

Analizując wykres z rys. 4 można zauważyć, że modulacja fazy nawet z dużym wskaźnikiem modulacji  $\Theta_{max}$ , lecz wywołana małą częstotliwością  $\Omega$  powoduje powstawanie stosunkowo niewielkiej dewiacji częstotliwości. Stąd wynika wniosek, że w odbiorze FM najgroźniejsze będą zakłócenia wywołane niepożądaną modulacją fazy na wyższych częstotliwościach zakresu akustycznego.

## 2.2. Widmo sygnału przy modulacji kątowej

Chwilowa wartość prądu sygnału przy modulacji kątowej jedną częstotliwością  $\Omega$  jest równa

$$i = I_0 \cos(\omega_0 t + K \sin \Omega t) \quad (25)$$

W celu uproszczenia przekształceń matematycznych początkowe fazy zarówno dla przebiegu wielkiej, jak i małej częstotliwości przyjęto jako równe zero.

Wyrażenie (25) można przekształcić na

$$i = I_0 [\cos(K \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - \sin(K \sin \Omega t) \sin \omega_0 t] \quad (26)$$

albo przekształcając dalej otrzymać wyrażenie

$$\begin{aligned} i = & I_0(K) I_0 \cos \omega_0 t + I_1(K) I_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t - I_1(K) I_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t + \\ & + I_2(K) I_0 \cos(\omega_0 + 2\Omega)t + I_2(K) I_0 \cos(\omega_0 - 2\Omega)t + \\ & + I_3(K) I_0 \cos(\omega_0 + 3\Omega)t - I_3(K) I_0 \cos(\omega_0 - 3\Omega)t + \\ & + I_4(K) I_0 \cos(\omega_0 + 4\Omega)t + I_4(K) I_0 \cos(\omega_0 - 4\Omega)t + \dots \quad (27) \end{aligned}$$

Pierwszy wyraz tego równania określa składnik o częstotliwości środkowej, drugi i trzeci parę składników bocznych pierwszego rzędu, czwarty i piąty parę składników bocznych drugiego rzędu itd.

Funkcje  $I_n(K)$  noszą nazwę funkcji Bessela pierwszego rodzaju, rzędu  $n$  od argumentu  $K$ . Ich wartości można znaleźć w odpowiednich tablicach matematycznych.

Z równania 27 widać, że przy modulacji kątowej nawet tak prosty przypadek, jak modulacja sygnałem sinusoidalnym daje teoretycznie nieskończoną ilość składników bocznych, których amplitudy są proporcjonalne do funkcji Bessela  $I_n$ .

Przy modulacji kątowej kilkoma częstotliwościami modulującymi widmo sygnału jest bardziej skomplikowane.

Na przykład przy jednoczesnej modulacji dwoma częstotliwościami  $\Omega_1$  i  $\Omega_2$  widmo posiada następujące składniki:

a) pulsację średnią (nośną)  $\omega_0$  o amplitudzie proporcjonalnej do iloczynu  $I_0(K_1) I_0(K_2)$ ,

b) składniki boczne  $(\omega_0 \pm p\Omega_1)$  i  $(\omega_0 \pm n\Omega_2)$ ,

c) dalsze składniki boczne o pulsacjach  $[\omega_0 \pm (p\Omega_1 \pm n\Omega_2)]$

gdzie:  $\left. \begin{array}{l} p \\ i \\ n \end{array} \right\} — \text{dowolne liczby całkowite.}$

Amplitudy tych składników bocznych są proporcjonalne do iloczynu  $I_p(K_1) I_n(K_2)$ .

Rozpatrzmy przypadek tzw. wąskopasmowej modulacji kątowej ( $K \ll 1$ ). Przypadek ten jest szczególnie ciekawy przy pomiarze szumów, gdzie z reguły wspomniany warunek jest spełniony.

Przy  $K \ll 1$

$$\begin{aligned} \sin(K \sin \Omega t) &\approx K \sin \Omega t \\ \cos(K \sin \Omega t) &\approx 1 \end{aligned} \quad (28)$$

Wprowadzając (28) do równania (26) otrzymamy:

$$\begin{aligned} i &\approx I_0 [\cos \omega_0 t - (K \sin \Omega t) \sin \omega_0 t] = \\ &= I_0 \left[ \cos \omega_0 t + \frac{K}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{K}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t \right] \end{aligned} \quad (29)$$

Jak widać, widmo przebiegu przy  $K \ll 1$  otrzymane za pomocą upraszczających wzorów 28 jest bardzo podobne do widma przebiegu z modulacją amplitudy i składa się z tych samych składników, tj. fali nośnej i dwóch wstęg bocznych. Różnica między nimi polega tylko na tym, że przy wąskopasmowej modulacji kątowej faza składnika o częstotliwości  $(\omega_0 - \Omega)$  różni się o  $180^\circ$  od fazy tego samego składnika przy modulacji amplitudy.

Odstęp między składnikami skrajnymi w tym przypadku, również jak i przy *AM* wynosi  $2\Omega$ . Przy pomiarach szumów *FM*, chociaż dewiacja częstotliwości nimi spowodowana jest bardzo mała (kilkadziesiąt Hz), to jednak odstęp między składnikami skrajnymi wynosi  $2\Omega$  i wobec tego charakterystyka dyskryminatora w przypadku  $K \ll 1$  musi być liniowa w zakresie  $2F_{max}$ .

$F_{max}$  — górna częstotliwość modulująca.

Przy pomiarze szumów *FM* nadajnika, gdzie częstotliwości modulujące wynoszą  $30 \text{ Hz} \div 15\,000 \text{ Hz}$ , zakres liniowy dyskryminatora —  $2F_{max} = 30 \text{ kHz}$ .

### 3. METODA POMIARU SZUMÓW *FM*, NADAJNIKÓW Z MODULACJĄ CZĘSTOTLIWOŚCI

Wprowadzenie radiofonii UKF miało na celu dostarczenie radiosłuchaczom transmisji programu z lepszymi parametrami jakościowymi aniżeli to ma miejsce na falach średnich, długich i krótkich. Dlatego też wymagania co do parametrów technicznych nadajników *FM* są wyższe. W szczególności, ponieważ poziom szumów własnych typu *FM* jest obok zniekształceń nieliniowych i liniowych jednym z najważniejszych parametrów charakteryzujących nadajnik *FM*, należy rozpatrzyć to zagadnienie możliwie dokładnie. Poziom szumów własnych typu *FM* fali nośnej nadajnika *FM* nie powinien być wyższy aniżeli poziom szumów typu *AM*, występujący w nowoczesnych rozwiązaniach nadajników z modulacją amplitudy: i tak dla przykładu — poziom szumów własnych nadajnika Warszawa I (500 kW) leży w granicach  $57 \div 60 \text{ dB}$  poniżej poziomu odpowiadającego 100% głębokości modulacji.

W Polsce na razie nie ma norm określających wielkość poziomu szumów nadajników *FM*. Normy amerykańskie wg National Association of Broadcasters — (Engineering Handbook str. 1—153 rok wydania 1960) przewidują, że poziom szumów typu *FM* systemu nadawczego (nadajnik łącznie z przedwzmacniaczem mikrofonowym i linią) z modulacją częstotliwości powinien być nie wyższy od  $-60 \text{ dB}$  w stosunku do poziomu napięcia otrzymywanego na wyjściu detektora pomiarowego *FM* przy wymodulowaniu nadajnika do nominalnej dewiacji,  $\Delta f_{nom} = \pm 75 \text{ kHz}$ .

Dla zorientowania się w wartościach osiąganych poziomów szumów przytoczono w tabl. 1 dane katalogowe znanych wytwórni produkujących nadajniki.

Podane wartości na poziom szumów typu *FM* odnoszą się do następującego ich określenia: „Poziom szumów własnych typu *FM* nadajnika z modulacją częstotliwości jest to stosunek wyrażony w decybelach war-

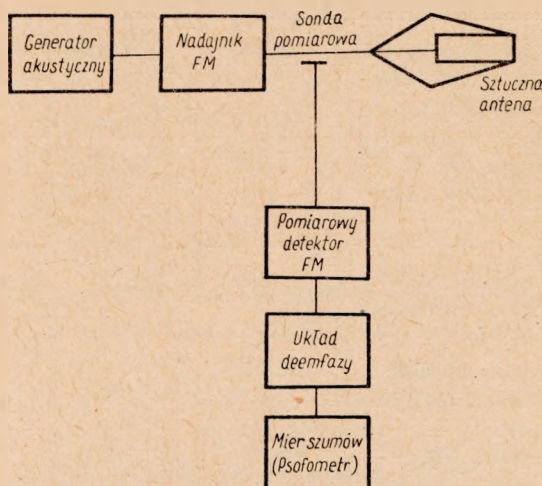
Tablica 1

## Dane katalogowe nadajników produkowanych przez znane wytwórnie

Firma	Rodzaj nadajnika, częstotliwość	Moc	Nominalna dewiacja częstotl.	Szumy <i>FM</i> Szumy <i>AM</i>
Rohde-Schwarz	radiofoniczny <i>FM</i> 87 ... 108 MHz typu SU 3	3 kW	$\pm 75$ kHz	$\leq -60$ dB $\leq -45$ dB
Siemens	fonia <i>FM</i> do TV 47 ... 88 MHz	2 kW	$\pm 50$ kHz	$\leq -54$ dB $\leq -40$ dB przy $\Delta f = 0$
„	radiof. średniof. 500 ... 1600 kHz	10 kW	—	— $\leq -60$ dB
„	radiof. średniof. 525 ... 1605 kHz	50 kW	—	— $\leq -58$ dB
Marconi	radiof. <i>FM</i> 87,5 ... 108 MHz typu BD 322	900 W	$\pm 75$ kHz	$\leq -60$ dB $\leq -50$ dB
„	radiof. <i>FM</i> 87,5 ... 108 MHz typu BD 321	5 kW	$\pm 75$ kHz	$\leq -60$ dB $\leq -50$ dB
„	fonia <i>FM</i> do TV 42 ... 88 MHz typu BD 325 A	5 kW	$\pm 50$ kHz	$\leq -60$ dB $\leq -50$ dB
„	radiof. średniof. 525 ... 1605 kHz typu BD 227	10 kW	—	— $\leq -60$ dB
ZSRR	radiofoniczny <i>FM</i> 66-73 MHz typu „Dożdź”	1,75 kW	$\pm 50$ kHz	$\leq -55$ dB $\leq -40$ dB przy $\Delta f \approx 0$ $\leq -30$ dB przy $\Delta f = \pm 50$ kHz

tości skutecznej napięcia szumów na końcówkach wyjściowych odpowiedniego układu pomiarowego m. cz. (pomiar bez modulacji, przy zwarceniu wejścia modulatora oporem równym oporności charakterystycznej linii modulacyjnej) do wartości skutecznej napięcia m. cz. na tych samych końcówkach pomiarowych przy 100% modulacji *FM* (to jest przy nominalnej dewiacji —  $\Delta f_{nom}$ ), wywołanej sinusoidalnym sygnałem modulującym”.

Częstotliwość sygnału modulującego wynosi zwykle 400 albo 1000 Hz. W zasadzie może być ona dowolna byleby leżała w zakresie częstotliwości, w którym układ preemfazy w nadajniku nie działa.



Rys. 5. Schemat blokowy układu pomiarowego szumów własnych typu FM nadajnika radiofonicznego z modulacją częstotliwości

Odpowiedni układ pomiarowy szumów FM przedstawia rys. 5. Układ ten wynika z poniżej przeprowadzonej analizy charakterystyk zarówno samego miernika szumów, jak i pomiarowego detektora FM.

### 3.1. Charakterystyka amplitudowa miernika szumów

Ponieważ szum ma charakter funkcji niesinusoidalnej, a skala miernika szumów musi być wyskalowana zgodnie z definicją pomiaru poziomu szumów w wartościach skutecznych, miernik szumu powinien posiadać kwadratową charakterystykę amplitudy, gdyż tylko wówczas jego wskazania wartości skutecznych nie będą zależeć od kształtu krzywej.

Powyższe właściwości posiadają wszystkie dobre mierniki zniekształceń nieliniowych i szumów znajdujące się w eksploatacji i służące do pomiaru szumów AM nadajników z modulacją amplitudy. Mierniki te mogą być z powodzeniem stosowane do pomiaru szumów typu FM nadajników FM.

Użycie miernika reagującego na wartości średnie, a wyskalowanego w wartościach skutecznych dla przebiegu sinusoidalnego, powoduje powstanie dodatkowego błędu wynoszącego w większości przypadków nie więcej niż 11% ([20] str. 145).

### 3.2. Charakterystyka częstotliwościowa i szumy własne miernika szumów

Ponieważ szumy w końcowym efekcie są odbierane przez organ słuchu, charakterystyka częstotliwościowa miernika szumów powinna być zbliżona do charakterystyki czułości ucha ludzkiego.

Subiektywna ocena natężenia dźwięku jest różna dla różnych częstotliwości akustycznych. Czułość organu słuchu jest największa w zakresie częstotliwości 400—5000 Hz. Chociaż miernik z płaską charakterystyką przy częstotliwościach zakłócających, np. 100 i 1000 Hz, będzie pokazywał ten sam poziom szumu, to jednak efekt akustyczny będzie różny, np. aby subiektywna ocena siły dźwięku przy  $F = 1000$  Hz była ta sama co przy  $F = 100$  Hz, poziom napięcia zakłócającego o częstotliwości  $F = 1000$  Hz należałoby obniżyć o około 26 dB.

W związku z tym rozkład energii szumów własnych nadajnika w pasmie częstotliwości akustycznych może być zróżnicowany zgodnie z zalecaną przez CCIF charakterystyką częstotliwościową psfometru radiofonicznego.

Dotychczas w Polsce pomiary szumów nadajników za pomocą psfometru (woltomierz lampowy z filtrem odtwarzającym zależność czułości miernika od częstotliwości mierzonej wg charakterystyki psfometrycznej zalecanej przez CCIF) nie były wykonywane. Szereg firm zachodnich podaje dla nadajników wartości poziomu szumów *FM*, mierzone za pomocą psfometru. Wprowadzenie pomiaru szumów *FM* za pomocą psfometru łądzi dość ostre warunki stawiane konstruktorom nadajników w zakresie częstotliwości harmonicznych sieci, które są głównym źródłem zakłóceń.

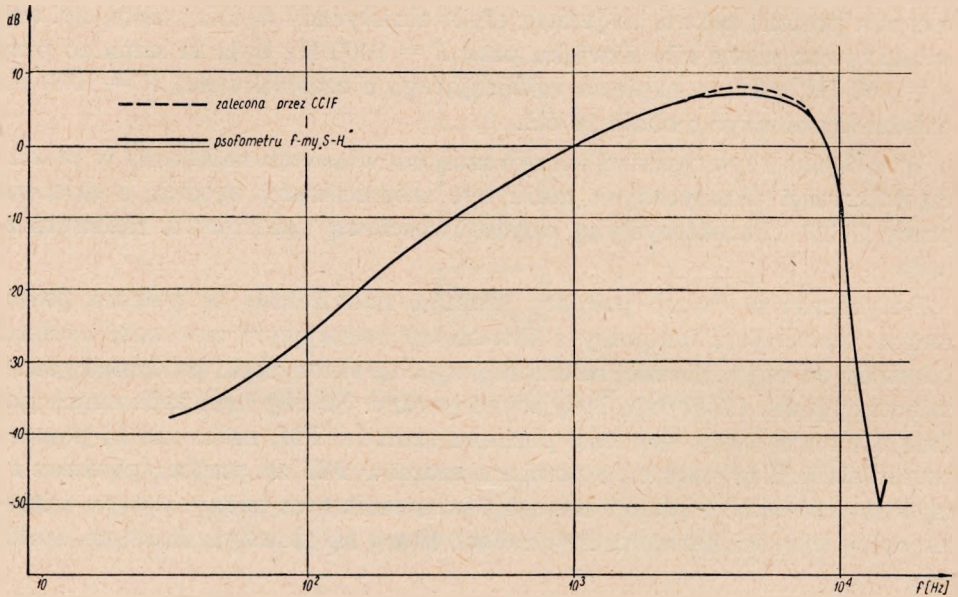
Jednocześnie skorzysta na tym radiosłuchacz, gdyż przyjęcie np. poziomu szumu psfometrycznego wynoszącego  $-70$  dB (w stosunku do poziomu otrzymywanego przy  $\Delta f = \pm 50$  kHz i przy częstotliwości cechującej równej 1000 Hz) zamiast szumu niepsfometrycznego o wartości  $-60$  dB wpływa efektywnie na zmniejszenie niepsfometrycznego szumu leżącego w pasmie 400—5000 Hz, a więc najlepiej słyszalnego. Charakterystyka psfometryczna (rys. 6) dotyczy częstotliwości 60—10 000 Hz, to jest pasma akustycznego, wykorzystywanego przez radiofonię *AM*. Nadajniki *FM* pracują z częstotliwościami modulującymi w zakresie 30—15 000 Hz; psfometry więc obliczane na pasmo 60—10 000 Hz będą mierzyć w tym przypadku z pewnym błędem, dlatego też do pomiarów szumów *FM* nadajników z modulacją częstotliwości należałoby używać psfometrów z filtrem, który by przeprowadzał korekcję w zakresie częstotliwości 30—60 Hz i 10—15 kHz. Najbardziej celowe byłoby zbudowanie nowego filtra na zakres częstotliwości 30—15 000 Hz. Do chwili obecnej brak jest jednak zatwierdzonego przebiegu charakterystyki psfometrycznej dla



całego zakresu 30—15 000 kHz. W pracach laboratoryjnych posługiwano się psfometrem radiofonicznym firmy „Siemens-Halske” typu 9 Rel 34311 5/89663.

Charakterystykę częstotliwościową tego psfometru przedstawiono na rys. 6 razem z zalecaną przez CCIF.

Aby zorientować się, jakie minimalne szumy źródeł napięć m. cz. będzie można tym psfometrem badać, zmierzono poziom jego szumów własnych w stosunku do napięcia wejściowego 0,775 V (0 dB).



Rys. 6. Charakterystyka częstotliwościowa psfometru radiofonicznego

Stwierdzono, że szum własny psfometru wynosi  $-73$  dB (przy założonym filtrze psfometrycznym) oraz jest mniejszy od  $-80$  dB przy odłączonym filtrze. Psfometrem tym można mierzyć szum źródeł napięć m. cz. również w stosunku do poziomu  $+20$  dB (7,75 V) i wtedy własny szum przyrządu wynosi odpowiednio  $-93$  dB (z filtrem) i mniej niż  $-100$  dB bez filtru.

Zmiana położenia suwaka potencjometru regulującego wzmocnienie w psfometrze zmienia szum własny przyrządu. Dlatego pomiar szumu należy wykonywać przy lewym skrajnym ustawieniu suwaka potencjometru, w którym uzyskuje się obniżenie poziomu szumów własnych przyrządu o 6,5 dB.

Podane powyżej wartości na poziom szumów psfometru zostały osiągnięte właśnie w tych warunkach.

Omawiany psfometr nie posiada ekranującej obudowy (skrzynki drewniane), dlatego też nie może być używany w pomieszczeniach o dużym natężeniu pola elektromagnetycznego. Po zaekranowaniu (co zostało w pracowni wykonane) może być z powodzeniem używany również na radiostacjach nadawczych, w pomieszczeniach o dużym natężeniu szkodliwego pola w. cz.

Dotychczasowe uwagi na temat charakterystyki częstotliwościowej miernika szumów były robione w założeniu dostatecznie płaskiej charakterystyki liniowej samego nadajnika.

W rzeczywistości wszystkie nadajniki *FM* posiadają układy wprowadzające wstępne zniekształcenia liniowe sygnałów modulujących, tzw. układy preemfazy.

Sztuczne podniesienie wyższych częstotliwości modulujących jest spowodowane koniecznością zapewnieniażądanego stosunku sygnału do szumu na wyższych częstotliwościach modulujących na wyjściu detektora *FM* w odbiorniku.

Z analizy widmowej zarówno mowy ludzkiej, jak i utworów muzycznych wynika, że występujące w nich składniki częstotliwościowe o największych amplitudach znajdują się w pasmie 200—1500 Hz, a składniki o częstotliwościach najwyższych mają amplitudy mniejsze od poprzednich o około 12—20 dB.

W rezultacie tego, już w radiofonii *AM*, przy równomiernie rozłożonych zakłóceniach w kanale przesyłowym w. cz., powstaje po detekcji *AM* (która zachowuje równomierny rozkład zakłóceń) gorszy stosunek sygnału do szumu, aniżeli na częstotliwościach średnich.

System radiofonii *FM* jest pod tym względem w gorszym położeniu, gdyż równomierny rozkład zakłóceń w kanale przesyłowym w. cz. daje po detekcji *FM* trójkątny rozkład zakłóceń akustycznych, pogarszając tym jeszcze bardziej stosunek sygnału do szumu dla większych częstotliwości modulujących. W tym przypadku wprowadzenie sztucznego podniesienia poziomu składników audycji o większych częstotliwościach jest bardzo celowe.

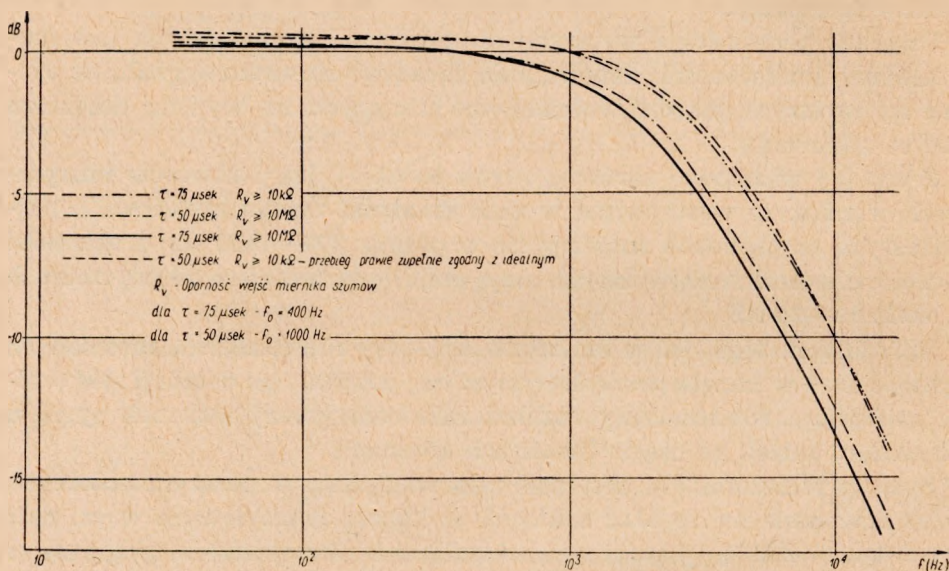
W praktyce, w USA przyjęto układy preemfazy i deemfazy o stałej czasu 75  $\mu$ sek, a w ZSRR i w Polsce o stałej czasu 50  $\mu$ sek.

Na rysunku 7 są przedstawione idealne przebiegi charakterystyk układów deemfazy. Oczywiście w odbiorniku muszą się znajdować na wyjściu detektora *FM* podobne układy, ale obniżające wyższe częstotliwości, tzw. układy deemfazy o tej samej stałej czasu.

Jeżeli w odbiorniku zamiast  $\tau = 75 \mu$ sek jest układ deemfazy z  $\tau = 50 \mu$ sek, to wynikną pewne, zresztą niewielkie zniekształcenia liniowe, które mogą być z łatwością skompensowane za pomocą znajdującej się w prawie każdym odbiorniku regulacji barwy dźwięku.

Zachodzi teraz pytanie, czy przy pomiarach szumów *FM* nadajników *FM* należy w obwód pomiarowy włączać układ deemfazy. Niektóre firmy produkujące nadajniki z góry zakładają konieczność włączenia w obwód pomiarowy układu deemfazy nie uzasadniając przy tym celowości takiego postępowania.

Z analizy tego zagadnienia wynika, że układ preemfazy podnosi tylko w sposób sztuczny szumy tej części urządzenia, która znajduje się przed tym układem. Jeżeli mierzymy szumy nadajnika stosując układ deemfazy, to w założeniu, że następne stopnie nadajnika po układzie preemfazy nie szumią, otrzymamy prawidłowy obraz szumów nadajnika.



Rys. 7. Charakterystyki układów deemfazy

Powyższe założenie jest zbliżone do warunków rzeczywistej pracy nadajnika, gdyż dalsze stopnie wnoszą stosunkowo mały, dodatkowy szum.

Jeżeli jednak następne stopnie nadajnika również szumią, to stosując układ deemfazy w urządzeniu pomiarowym otrzymamy szum mniejszy, aniżeli rzeczywistość istniejąca w nadajniku. Wobec tego jednak, że w odbiorniku stosuje się również układ deemfazy, który w sztuczny sposób obniża szumy — w górnym zakresie częstotliwości akustycznych — nie ma więc potrzeby nadmiernego zaostrzenia wymagań w stosunku do szumów w. cz. nadajnika. Tak więc, uwzględniając całe łącze od wejścia linii modulacyjnej nadajnika aż do wejścia wzmacniacza m. cz. odbiornika, dochodzimy do wniosku, że w układzie dla pomiarów szumów *FM* nadajników *FM* powinien znajdować się układ deemfazy. Odpowiedni schemat

blokowy układu do pomiaru szumów *FM* nadajników z modulacją częstotliwości przedstawia rys. 5.

### 3.3. Charakterystyki pomiarowego detektora *FM*

Detektor *FM* jest najważniejszym elementem wchodzącym w skład zespołu przyrządów służących do pomiaru szumów *FM*. Od jego parametrów zależy głównie zarówno poprawność, jak i dokładność całego pomiaru. Musi on spełniać następujące wymagania:

1. Detektor *FM* nie powinien reagować na pasożytniczą modulację amplitudy, towarzyszącą modulacji częstotliwości; ogranicznik wchodzący zazwyczaj w jego skład powinien zmniejszać niepożądaną modulację *AM* przynajmniej o 40 dB, w przeciwnym przypadku będziemy oprócz szumu *FM* mierzyć również szum *AM*, a więc otrzymamy poziom szumu *FM* wyższy niżeli w rzeczywistości dany nadajnik posiada.

2. Detektor *FM* powinien mieć szumy własne typu *FM* przynajmniej o 10 dB niższe od poziomu szumu mierzonego nadajnika.

Ponieważ, jak widać z tabl. 1, szumy *FM* współczesnych nadajników z modulacją częstotliwości są małe, rzędu -60 dB, wymagania stawiane detektorom *FM* są wysokie.

Detektor *FM*, a raczej cały zestaw przyrządów do pomiaru szumów *FM*, musi więc posiadać szum własny mniejszy od około -70 dB w stosunku do nominalnej dewiacji.

3. Detektor *FM* powinien dawać jak najmniejsze zniekształcenia nieliniowe, gdyż wpływają one na dokładność pomiaru poziomu szumów. Niedopuszczalne jest stosowanie takich układów detektora *FM*, których zniekształcenia nieliniowe wzrastają ze spadkiem dewiacji.

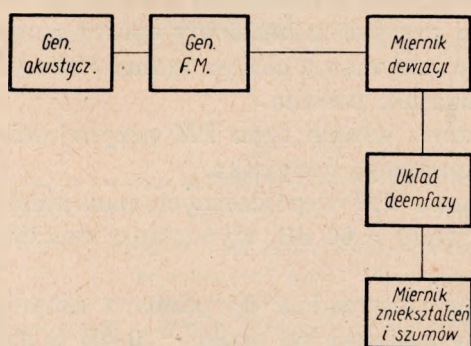
4. Obwody w. cz. detektora *FM* powinny przenieść całe pasmo emisji nadajnika przy modulacji zarówno tonem pomiarowym, jak i szumem. Każde sztuczne obcięcie części energii emisji wywołuje powstawanie zniekształceń, zwiększających błąd pomiaru.

5. Układ elektryczny detektora musi przy spełnieniu ww warunków być możliwie prosty i stabilny.

6. Detektor *FM* powinien pracować w żądanym zakresie częstotliwości. Pożądane jest, aby detektorem *FM* do pomiaru szumów nadajnika można było również mierzyć poziom szumu generatorów wzbudzających. Ponieważ częstotliwość nośna generatorów wzbudzających jest jednak o wiele mniejsza od częstotliwości nadajnika, a co za tym idzie nominalna dewiacja jest też o wiele mniejsza, szum zestawu do pomiaru poziomu szumów powinien być dostatecznie mały, nie tylko w stosunku do nominalnej dewiacji wyjściowej nadajnika ( w naszych warunkach  $\pm 50$  kHz), ale również w stosunku do dewiacji o wiele mniejszych. Tak np. gene-

rator wzbudzający nadajnika radzieckiego typu „Dożdż”, pracujący na średniej częstotliwości około 7,5 MHz, powinien posiadać szum własny w stosunku do  $\Delta f = \pm 5,5$  kHz mniejszy od  $-65$  dB.

Do detekcji *FM* używane są mierniki dewiacji, które posiadają wyjście m. cz. dla podłączenia miernika zniekształceń nieliniowych i szumów. Niektóre f-my, np. Marconi, podają szумы własne *FM* swych mierników dewiacji. W rzeczywistości są one jednak często różne od podanych w instrukcjach technicznych, zaś wytwórnia RFT w ogóle nie wspomina o szumach własnych *FM* miernika dewiacji typu 3012. Nie posiadając źródła szumów *FM* o wycechowanym poziomie szumów, zmierzenie szumów własnych tych mierników dewiacji przedstawia dość trudny problem.



Rys. 8. Schemat blokowy układu pomiarowego szumów własnych typu *FM* miernika dewiacji f-my Marconi

Do określenia poziomu szumów własnych typu *FM* trzech mierników dewiacji, w tym dwóch f-my Marconi typu TF 791C/2 i jednego f-my RFT typu 3012 zastosowano układ pomiarowy z rys. 8, w którym użyto: generator akustyczny f-my Radiometer typu H012e, generator *FM* f-my Marconi typu TF 995A/2 albo typu TF 1066A/2, badany miernik dewiacji.

Układ deemfazy o stałej czasu 50 albo 75  $\mu$ sek w wykonaniu własnym opisanym poniżej.

Miernik zniekształceń nieliniowych i szumów f-my Radiometer typu BKF 5/g.

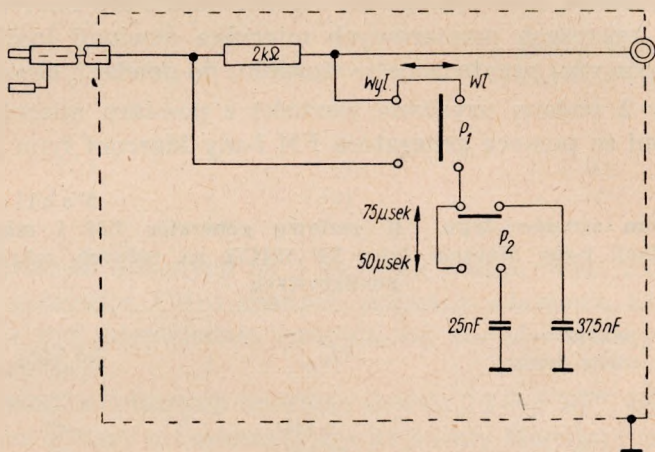
Pomiędzy generator akustyczny i generator *FM* w układzie z rys. 8 nie ma potrzeby włączać układu preemfazy, gdyż nie wpływa to na wynik pomiaru.

Układ deemfazy został wykonany jako osobny zwarty blok konstrukcyjny, którego schemat ideowy przedstawiony jest na rys. 9, a widok zewnętrzny na rys. 10.

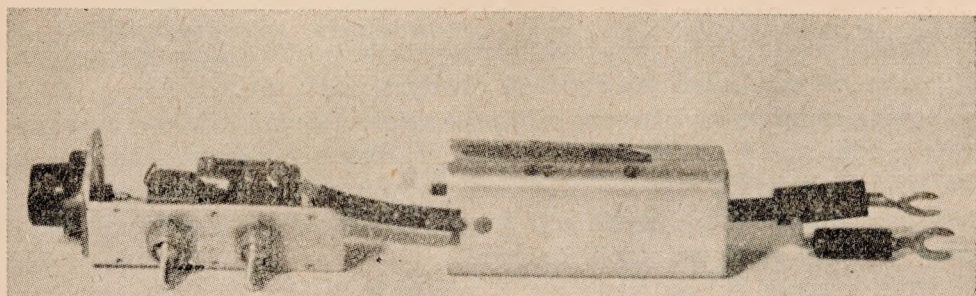
Układ ten zaprojektowany był specjalnie do miernika dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2. Wyjście układu pozwala na podłączenie miernika szumów o oporności wejściowej minimum 10 k $\Omega$ . Na ogół mierniki

szumów albo psometry mają oporność wejściową nie mniejszą niż  $10\text{ k}\Omega$ . Pojemność wejściowa tych mierników praktycznie nie oddziałuje na stałą czasu układu deemfazy.

Na rysunku 7 przedstawione są charakterystyki układu deemfazy dla stałej czasu 50 i 75  $\mu\text{sek}$ . Jak widać, charakterystyki te mało odbiegają od przebiegów idealnych. Przełącznik  $P_1$  (rys. 9) pozwala wyłączać z toru pomiarowego układ deemfazy i obserwować na skali miernika szum wywołaną tym zmianę odczytu. Przełącznik  $P_2$  umożliwia wybór stałej czasu układu.



Rys. 9. Schemat ideowy układu deemfazy



Rys. 10. Użytkowy model układu deemfazy z rys. 9

Badane mierniki dewiacji są o kilku zakresach pomiarowych:

a. Miernik dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2 ma 4 zakresy pomiarowe (5, 25, 75, 125 kHz).

b. Miernik dewiacji f-my RFT typu 3012 ma 3 zakresy pomiarowe (10, 50, 200 kHz).

Szumy własne *FM* miernika dewiacji określa się jako stosunek (wyrażony w decybelach) wartości skutecznej napięcia szumów na wyjściu wzmacniacza m.cz. miernika do wartości skutecznej napięcia akustycznego (zazwyczaj o częstotliwości 400 albo 1000 Hz), występującego na tych samych zaciskach przy dewiacji odpowiadającej końcowemu wychyleniu wskazówki miernika dewiacji na danym zakresie pomiarowym.

Mając tylko jeden miernik dewiacji i generator *FM* o nieokreślonym poziomie szumów można wyznaczyć poziom szumów miernika dewiacji na wszystkich zakresach pomiarowych oprócz najniższego.

W tym celu zmierzono na tej samej średniej częstotliwości poziom szumu  $\Delta S$  zestawu składającego się z generatora *FM* i miernika dewiacji na różnych zakresach pomiarowych miernika dewiacji (oczywiście, jak to już było powyżej przytoczone w stosunku do dewiacji danego zakresu).

W tablicy 2 podano uzyskane wartości z pomiaru miernika dewiacji f-my Marconi za pomocą generatora *FM* f-my Marconi typu TF 1066A/2.

Tablica 2  
Poziom szumów typu *FM* zestawu generator *FM* i miernik dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2 na różnych zakresach pomiarowych

Zakres miernika dewiacji	$\Delta f_{n,ax}$	$\Delta S$ (dB)
1	$\pm 5$ kHz	-43
2	$\pm 25$ kHz	-52
3	$\pm 75$ kHz	-57
4	$\pm 125$ kHz	-57

Średnia częstotliwość przy pomiarze wynosiła  $f = 70$  MHz przy napięciu w.cz. na wejściu miernika dewiacji równym  $-200$  mV.

Przed pomiarem wyznaczono zależność zniekształceń nieliniowych generatora *FM* od  $\Delta f$ ; zniekształcenia przy wartościach dewiacji od 1 kHz do 125 kHz były nie większe niż 2%. Z powyższego można wysnuć wniosek, że charakterystyki modulacji danego generatora oraz detekcji miernika dewiacji są dostatecznie liniowe.

Szum zespołu składającego się z miernika dewiacji i generatora na pierwszym zakresie pomiarowym dewiacji przy  $\Delta f_1 = \pm 5$  kHz wynosi  $\Delta S_1 = -43$  dB. Ponieważ charakterystyka modulacyjna generatora łącznie z charakterystyką detekcji miernika dewiacji jest liniowa, można przeliczyć powyższy poziom szumu względem dewiacji  $\Delta f_2 = \pm 75$  kHz.

$$\Delta S_2 = \Delta S_1 - 20 \lg \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} = -43 - 20 \lg \frac{75}{5} = -43 - 23,5 = -66,5 \text{ dB}$$

To znaczy, że generator posiada szum własny w stosunku do  $\Delta f_2 = \pm 75$  kHz nie większy od  $-66,5$  dB. Tymczasem w pomiarze (tabl. 2) uzyskano poziom szumu zespołu — gener. i miern. dew. w stosunku do  $\Delta f_2 = \pm 75$  kHz tylko  $-57$  dB. Z powyższego wynika, że miernik dewiacji na 3 zakresie pomiarowym posiada szum własny wynoszący  $-57$  dB.

Analogicznie, analizując pomiary 1 i 2 oraz 1 i 4, obliczono poziom szumów własnych FM miernika dewiacji na 2 i 4 zakresie pomiarowym. Ostateczne wyniki podane są w tabl. 3.

Tablica 3

Poziom szumów własnych typu FM miernika dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2 na różnych zakresach pomiarowych

Zakres pomiar.	$\Delta f_{max}$ (kHz)	Poziom szumów własnych $\Delta S$ (dB)
2	25	-52
3	75	-57
4	125	-57

Poziom szumów własnych na 1 zakresie pomiarowym można określić posiadając generator FM o znanych szumach własnych, które powinny jednocześnie być odpowiednio mniejsze od szumów własnych badanego miernika dewiacji.

Poziom szumów własnych miernika dewiacji f-my RFT typu 3012 okazał się jeszcze wyższy niż miernika dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2. Określenie szumów własnych w tym przypadku było proste i polegało na porównaniu wskazań miernika szumów przy podłączeniu go do jednego lub drugiego miernika dewiacji.

Układ pomiarowy przedstawiony jest na rys. 11, a wyniki pomiarów ujęte są w tabl. 4.

Tablica 4

Poziom szumów własnych typu FM, miernika dewiacji f-my RFT typu 3012 na różnych zakresach pomiarowych

$$f_{sr} = 70 \text{ MHz } U_{wejść. \text{ w. cz. }} = 200 \text{ mV}$$

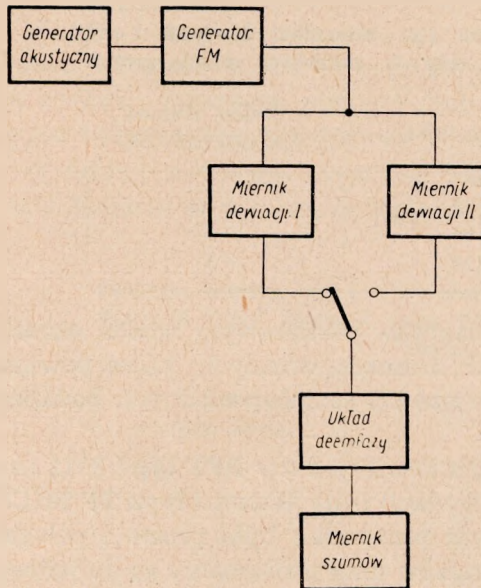
Zakres	$\Delta f_{max}$ (kHz)	$\Delta S$ (dB)
1	10	-42
2	50	-53
3	200	-56

Włączanie w układ pomiarowy układu deemfazy nie powodowało zauważalnego zmniejszenia poziomu szumów. Spowodowane to było rozkła-



dem widmowym energii szumów; większość energii szumów zawarta była w pasmie częstotliwości do 250 Hz.

Jak widać z tablic 3 i 4, badane mierniki dewiacji nie posiadają dostatecznie niskiego poziomu szumów własnych, aby z ich pomocą można było mierzyć szumy *FM* nadajników wysokiej klasy. Większy poziom szumu miernika dewiacji *f-my* RFT typu 3012 w porównaniu z miernikiem dewiacji *f-my* Marconi typu TF 791C/2 spowodowany jest prawdo-



Rys. 11. Schemat blokowy układu pomiarowego szumów własnych typu *FM* miernika dewiacji *f-my* RFT

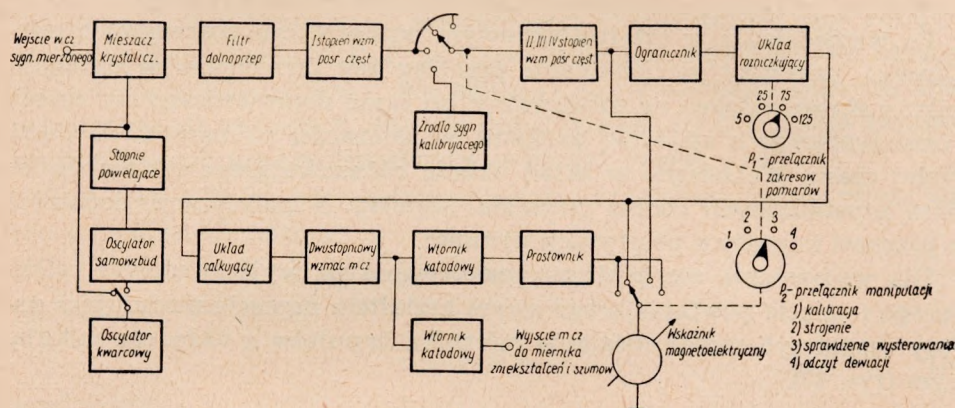
podobnie gorszą stabilnością heterodyny tego miernika. W celu zorientowania się w możliwościach zmniejszenia szumów własnych miernika dewiacji *f-my* Marconi przeprowadzono z nim szereg prób. Przede wszystkim należało ujawnić źródło szumów w samym mierniku. W tym celu konieczne było bardzo szczegółowe przeanalizowanie całego układu ww. miernika dewiacji.

#### 4. ANALIZA SZUMÓW WŁASNYCH MIERNIKA DEWIACJI F-MY MARCONI TYPU TF 791C/2

Jak widać z rysunku 12, miernik dewiacji tego typu przedstawia układ odbiornika superheterodynowego, połączonego z woltomierzem lampowym, mierzącym napięcie m.cz. na wyjściu dyskryminatora. W skład dyskryminatora wchodzi: ogranicznik, układ różniczkujący i całkujący.

Częstotliwość pośrednia w mierniku wynosi  $325 \text{ kHz} \pm 32,5 \text{ kHz}$ . Wzmacniacze pośredniej częstotliwości pracują aperiodycznie, dzięki czemu ich charakterystyka liniowa jest dostatecznie płaska w stosunkowo szerokim pasmie częstotliwości.

Heterodyna miernika zbudowana jest łącznie na czterech lampach i odznacza się dużą stałością częstotliwości. Dodatkowo w charakterze heterodyny może pracować oscylator ze stabilizacją kwarcową, który albo może dostarczać zmienne napięcie bezpośrednio do mieszacza, albo też stabilizować oscylator samowzbudny. Mieszacz miernika dewiacji pracuje na diodzie krystalicznej typu CV 291.



Rys. 12. Schemat blokowy miernika dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2

Poniżej przytoczone są niektóre dane techniczne tego miernika wg instrukcji firmowej.

1. Zakres częstotliwości mierzonych od 4 MHz do 500 MHz (w pięciu podzakresach).
2. Zakres pomiaru dewiacji od  $\pm 0,2$  do  $\pm 125 \text{ kHz}$  w czterech podzakresach (5, 25, 75, 125 kHz).
3. Zakres napięć wejściowych:
  - a) od 25 mV do 5 V przy  $f \leq 256 \text{ MHz}$ ,
  - b) od 50 mV do 5 V przy  $f > 256 \text{ MHz}$ .
4. Poziom szumów własnych miernika w stosunku do  $\Delta f = \pm 5 \text{ kHz}$  (na pierwszym zakresie):
  - a) — 30 dB z oscylatorem samowzbudnym,
  - b) — 50 dB z oscylatorem ze stabilizacją kwarcową.
5. Zniekształcenia nieliniowe własne, nie podane.
6. Charakterystyka liniowa wzmacniacza m. cz. praktycznie jest płaska do  $F = 35 \text{ kHz}$ .

7. Napięcie wyjściowe m. cz. na wyjściu wtórnika katodowego wynosi około 1,5 V (wart. skuteczna).

8. Oporność wewnętrzna wyjścia m. cz. około 1000  $\Omega$ .

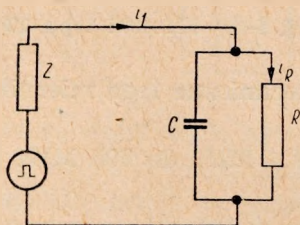
9. Dokładność miernika dewiacji: dla częstotliwości modulujących 50—25 000 Hz  $\pm 3\%$  od pełnego wychylenia, dla częstotliwości modulujących 25—35 kHz powstaje jeszcze dodatkowy błąd wynoszący  $\pm 3\%$  od wartości wskazywanej.

Zasada działania układu jest następująca:

Napięcie w. cz. doprowadzane jest do mieszacza krystalicznego, na wyjściu którego po zdudnieniu z przebiegiem oscylatora otrzymuje się częstotliwość pośrednią o wartości około 325 kHz.

Po wzmocnieniu w czterostopniowym wzmacniaczu pośredniej częstotliwości, uzyskany po przemianie przebieg jest formowany w ograniczniku z sinusoidalnego na prostokątny, po czym doprowadzany do układu różniczkującego o zmiennej skokami, w zależności od zakresu dewiacji, stałej czasu. Wchodzący w skład układu różniczkującego zestaw dwóch diod krystalicznych obcina powstałe impulsy o polaryzacji dodatniej, a przenosi impulsy o polaryzacji ujemnej.

Dla wyjaśnienia mechanizmu powstawania na wyjściu układu całkującego napięcia powtarzającego swym kształtem napięcie modulujące należy rozpatrzyć zasadę działania miernika impulsów z układem całkującym (rys. 13).



Rys. 13. Uproszczony schemat układu całkującego miernika impulsów

Podstawowym członem mierników częstotliwości impulsów jest układ całkujący RC, a w nowszych układ całkujący LC, o dostatecznie dużej stałej czasu.

Człon ten jest zasilany badanymi impulsami, uprzednio uformowanymi w układzie normalizującym ich formę.

Zasada działania tego członu jest następująca:

Jeżeli każdy impuls ładuje kondensator C układu całkującego jednakowym ładunkiem, to napięcie na kondensatorze  $U_C$ , jak również prąd  $i_R$  będą zależęć wprost proporcjonalnie od ilości impulsów w jednostce czasu (częstotliwości). Dlatego też miernik mierzący prąd  $i_R$  albo napięcie  $U_C$  może być wyskalowany bezpośrednio w jednostkach częstotliwości.

Jeżeli stała czasu układu całkującego  $\tau$  jest dużo większa od długości impulsu  $t$

$$\tau \gg t \quad (30)$$

to przy działaniu na wejściu układu  $N$  impulsów na sekundę kondensator  $C$  w ciągu każdej sekundy dostanie ładunek

$$q = i_1 \cdot t \cdot N \quad (31)$$

gdzie:

$i_1$  — średnia wielkość prądu w impulsie (stała dla wszystkich impulsów),

$N$  — liczba impulsów na sekundę.

Jednocześnie z ładowaniem kondensatora  $C$  ma miejsce jego rozładowywanie przez oporność  $R$ . Przy doprowadzanych impulsach do układu, napięcie na kondensatorze  $C$  wzrasta do stanu ustalonego. Stan ten charakteryzuje się równością ładunku dostarczanego do  $C$  z ilością ładunku traconego przez ten kondensator (w jednostce czasu).

Ponieważ ładunek przepływający w jednostce czasu jest to prąd, wobec tego możemy napisać

$$q \text{ (w jednostce czasu)} = i_R \quad (32)$$

czyli

$$i_1 \cdot t \cdot N = i_R \quad (33)$$

a ponieważ

$$U_C = R \cdot i_R \quad (34)$$

to

$$U_C = R \cdot i_1 \cdot t \cdot N \quad (35)$$

jeżeli każdy impuls ma jednakowy kształt i wielkość

$$i_1 = \text{const}, t = \text{const}$$

to wtedy

$$U_C = K \cdot N \quad (36)$$

gdzie

$$K = R \cdot i_1 \cdot t \quad (37)$$

czyli napięcie na wyjściu układu całkującego jest proporcjonalne do ilości impulsów w jednostce czasu.

Przy modulacji częstotliwości ilość impulsów na sekundę zmienia się w czasie zgodnie z przebiegiem napięcia modulującego. W tym przypadku na wyjściu układu całkującego będziemy mieć napięcie pulsujące; jego składowa stała odpowiada stałej ilości impulsów w czasie bez modulacji, a składowa zmienna odtwarza napięcie modulujące.

Dużą zaletą powyższego dyskryminatora jest wysoka liniowość w szerokim zakresie dewiacji (praktycznie na tej częstotliwości pośredniej nieosiągalna dla innych układów dyskryminatorów) oraz stosunkowo mała wrażliwość na zmianę średniej częstotliwości pośredniej. Wadą jego jest natomiast mała czułość. Wg instrukcji firmowej średnia częstotliwość pośrednia może się odchyłać od nominalnej o  $\pm 10^0\%$ .

Napięcie m. cz. z wyjścia układu całkującego doprowadzane jest do dwustopniowego wzmacniacza m. cz., z wyjścia którego poprzez wtórnik katodowy dochodzi ono po wzmocnieniu do gniazda kontrolnego i do prostownika, w układ którego włączony jest magnetoelektryczny wskaźnik. Amplituda wyprostowanego napięcia jest wprost proporcjonalna do amplitudy zmian częstotliwości, czyli do dewiacji. Przełącznik „+” „-” znajdujący się w przyrządzie pozwala na pomiar dewiacji albo w górę, albo w dół od częstotliwości środkowej.

W celu zorientowania się, które elementy miernika wprowadzają najwięcej szumu, zmierzono najpierw szum własny wzmacniacza m. cz. wraz z wtórnikami katodowym.

Pomiar przeprowadzono w ten sposób, że od wejścia wzmacniacza odłączono układ całkujący i zwarto wejście krótkim przewodnikiem do masy. Wartość skuteczną napięcia szumów odniesiono do wartości skutecznej napięcia sinusoidalnego o częstotliwości 1000 Hz, przy którym następowało pełne wychylenie wskazówki wskaźnika miernika dewiacji. Otrzymana w ten sposób wartość poziomu szumu wyniosła  $-55$  dB na każdym zakresie pomiarowym.

Wartość ta była minimalna, jaką można było otrzymać przy żarzeniu lamp prądem zmiennym. Aby uzyskać tę wartość poziomu szumu, trzeba było poprawić filtrację napięcia anodowego, zasilającego wzmacniacz m. cz., poprzez wmontowanie do układu kondensatora elektrolitycznego o pojemności  $4 \mu\text{F}$ . Kondensator ten przyłączono równolegle do kondensatora C 71 [21].

W wyniku wielokrotnych obserwacji ustalono, że dzięki poprawieniu filtracji, poziom szumu spada średnio o około  $4-5$  dB. Bywały również przypadki, że spadku szumu nie obserwowano. Tłumaczyć to można w ten sposób, że badania były przeprowadzane w różnym czasie i wobec tego przy różnym poziomie zakłóceń w sieci energetycznej. Gdy zakłócenia były małe, polepszenie filtracji nie wpływało na szумы. Przy dużym poziomie zakłóceń w sieci energetycznej, polepszenie filtracji obniżało poziom szumów wzmacniacza m. cz. o  $4-5$  dB.

Z obserwacji oscylograficznej, jak również z analizy widma ustalono, że w szumie dominują składniki o częstotliwościach do 250 Hz.

W celu dalszego zmniejszenia poziomu szumów wzmacniacza m. cz. przeprowadzono próby z żarzeniem włókien lamp tego wzmacniacza prą-

dem stałym (z akumulatora). Stwierdzono, że dzięki temu następuje dalsze zmniejszenie poziomu szumów, średnio o 5 dB. Dalszego zmniejszenia poziomu szumów własnych wzmacniacza m. cz. bez gruntownej przebudowy całego jego układu, mimo wielokrotnych eksperymentów, nie udało się uzyskać.

W czasie badań zauważono, że mikrofonowanie pierwszej lampy wzmacniacza m. cz. ma znaczny wpływ na poziom jego szumów. Z około 10 egzemplarzy lamp typu 6AK5 wybrano do pracy w tym stopniu lampę posiadającą najmniejszy efekt mikrofonowy. Równocześnie, aby zmniejszyć wpływ wibracji zewnętrznych na pracę wzmacniacza w czasie pomiaru, cały miernik dewiacji umieszczono na elastycznej poduszce z pianogumy o grubości 5,5 cm.

W związku z powyższymi wynikami można wysnuć wniosek, że gdyby część miernika dewiacji, która znajduje się przed wzmacniaczem m. cz. była idealna i nie wprowadzała szumów, to poziom szumu całego miernika wyniósłby  $-60$  dB w stosunku do  $\Delta f = \pm 5$  kHz (tj. pełnego wychylenia wskazówki) przy żarzeniu wzmacniacza prądem stałym i  $-55$  dB przy żarzeniu lamp prądem zmiennym.

Dalsze prace przeprowadzone z tym miernikiem miały na celu określenie poziomu szumu stopni umieszczonych przed wzmacniaczem m. cz. i ich wpływu na ogólny poziom szumów miernika. W celu stwierdzenia wpływu niestabilności częstotliwości heterodyny miernika na poziom szumów przeprowadzono próby ze stabilizacją heterodyny za pomocą oscylatora kwarcowego.

Eksperymenty były przeprowadzane z trzema rezonatorami kwarcowymi o następujących częstotliwościach:

- I — 7433 kHz
- II — 7973,3 kHz
- III — 5870 kHz

W wyniku badań stwierdzono, że:

a) stabilizacja kwarcowa heterodyny znacznie zmniejsza wpływ wibracji mechanicznych oraz wszelkich zakłóceń akustycznych (hałasów) na poziom szumów własnych miernika;

b) poziom hałasów w pomieszczeniu przy stosowaniu oscylatora samowzbudnego powinien być możliwie mały;

c) w czasie pomiarów miernik dewiacji powinien być umieszczony na odpowiedniej podkładce amortyzującej (takiej np., jak omówiona poprzednio);

d) jeżeli w czasie pomiaru spełnione są warunki b) i c), to stabilizacja kwarcowa heterodyny praktycznie nie zmniejsza poziomu szumów własnych miernika dewiacji.

W celu zorientowania się w poziomie szumów własnych miernika dewiacji na różnych częstotliwościach zmierzono poziom szumów własnych zestawu składającego się z miernika dewiacji i generatora dla dwóch różnych typów generatorów *FM*, w stosunkowo szerokim zakresie częstotliwości nośnych. Wyniki pomiarów ujęte są w tabl. 5.

Tablica 5

**Zależność poziomu szumów własnych zestawu miernik dewiacji i generator *FM* od częstotliwości nośnej**  
(poziom szumów w stosunku do  $\Delta f = \pm 50$  kHz)

$f$ (MHz)	10	15	25	35	45	55	64	74	84	94	104	
$\Delta\%$ (dB)	-52	-64	-63	-58	-58	-56	-55	-54	-53	-52	-50	Generator TF 995A/2
$\Delta S_{psof.}$ (dB)	-68	-72	-72	-72	-72	-72	-73	-72	-70	-70	-68	
$\Delta S$ (dB)	-65	-67	-71	-67	-68	-63	-65	-62	-59	-58	-53,5	Generator TF1066A/2
$\Delta S_{psof.}$ (dB)	-70	-72	-72	-71	-69	-70	-71	-72	-70	-69	-68	

Jak widać z danych tablicy 5, charakter zmiany niepsofometrycznego poziomu szumów własnych z częstotliwością dla obu zestawów jest nieco różny, chociaż ogólnie można zauważyć, że w jednym i drugim przypadku poziom szumów rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości powyżej 25 MHz. Równocześnie widać, że psfometryczny poziom szumów obu zestawów praktycznie nie zależy od częstotliwości nośnej.

Z powyższego można wysnuć wniosek, że wraz ze zmianą częstotliwości nośnej zmienia się tylko charakter widma szumów w dolnym zakresie częstotliwości akustycznych.

Dodatkowo wykonane próby wtrącania układu deemfazy do toru pomiarowego nie dawały zmian wartości odczytywanych poziomów w całym badanym zakresie częstotliwości nośnych, zarówno przy pomiarze psfometrycznym, jak i niepsfometrycznym, co świadczy o stosunkowo nieznacznej wartości energii szumów na wyższych częstotliwościach akustycznych.

## 5. STABILNOŚĆ HETERODYNY MIERNIKA SZUMÓW *FM*

W polskim słownictwie technicznym pod pojęciem „dewiacja częstotliwości” rozumie się maksymalne odchylenie częstotliwości nośnej. Tymczasem do określenia wielu zjawisk zachodzących przy modulacji częstotliwości, szczególnie sygnałami złożonymi, potrzebna jest również zna-

jomość wartości skutecznych odchylen częstotliwości, średnich i chwilowych.

W związku z tym w niniejszej pracy posłużono się następującymi terminami:

a) chwilowa wartość odchyłu częstotliwości  $\Delta f_w$  jest to różnica pomiędzy częstotliwością chwilową przebiegu zmodulowanego a jego częstotliwością nośną;

b) dewiacja częstotliwości  $\Delta f$  jest to maksymalna różnica pomiędzy częstotliwością chwilową przebiegu zmodulowanego a jego częstotliwością nośną;

c) skuteczna wartość odchyłu częstotliwości  $\Delta f_{skut.}$ . Wielkość tę wyraża najlepiej wzór

$$\Delta f_{skut.} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \Delta f_w^2 dt}$$

Jednym z najważniejszych czynników wpływających na poziom szumów własnych miernika szumów *FM* jest chwilowa niestabilność częstotliwości heterodyny (fluktuacje częstotliwości oscylatora).

Założmy, że oprócz wymienionej przyczyny miernik szumów nie posiada innych źródeł szumów, sygnał wejściowy ma częstotliwość leżącą wewnątrz zakresu radiofonicznego *FM*, np. 69,675 MHz (częstotliwość pośrednia miernika szumów równa jest 325 kHz). Częstotliwość heterodyny  $f_h = f_s + f_{pośr.} = 70$  MHz.

Jeżeli poziom szumów własnych miernika szumów na wynosić np.  $\Delta S = -70$  dB w stosunku do nominalnej dewiacji  $\Delta f = \pm 50$  kHz, to skuteczna wartość odchyłu częstotliwości heterodyny  $\Delta f_{skut.}$  spowodowana szumami nie może być większa od wartości:

$$\Delta f_{skut. szumu} = \frac{\Delta f \cdot \Delta S}{1,2} = \frac{50 \text{ kHz}}{1,2 \cdot 3162 (70 \text{ dB})} \approx 11,2 \text{ Hz} \quad (38)$$

a stąd względna skuteczna niestabilność częstotliwości heterodyny

$$\delta_{skut.} = \frac{\Delta f_{skut.}}{f_h} = \frac{11,2}{70 \cdot 10^6} = 1,6 \cdot 10^{-7} \quad (39)$$

Jak widać, heterodyna miernika szumów *FM* musi mieć bardzo małą skuteczną niestabilność częstotliwości.

Jak wykazały przeprowadzone doświadczenia, stabilizacja kwarcowa częstotliwości heterodyny przy użyciu odpowiednich rezonatorów kwarcowych zapewnia otrzymanie podanej wyżej wartości na stabilność skuteczną.



Jeżeli chodzi o generator bez stabilizacji kwarcowej, to powyższy warunek może być spełniony tylko przy użyciu bardzo dobrej izolacji akustycznej i wibracyjnej heterodiny, jak również zastosowaniu specjalnych układów generacyjnych, specjalnych lamp elektronowych i wysokiej jakości elementów konstrukcyjnych.

Zbudowanie takiego generatora jest jednak zagadnieniem trudnym.

W tabelicy 6 podano uzyskane z danych katalogowych wartości skuteczne względnej niestabilności częstotliwości niektórych generatorów sygnałowych produkowanych przez znane firmy.

Tabela 6

Firma	Typ	$\delta_{skut.} = \frac{\Delta f_{skut.}}{f}$
Radiometer	MS111	$< 2 \cdot 10^{-6}$
Rohde & Schwarz	SMLM	$< 3 \cdot 10^{-6}$
Rohde & Schwarz	SMAF	$< 7 \cdot 10^{-6}$

Przy tak ostrych wymaganiach dotyczących skutecznej stabilności częstotliwości heterodiny, poważną rolę mogą odgrywać fluktuacje fazy, spowodowane efektem śrutowym zarówno w samym oscylatorze, jak również w separatorze i powielaczach. Ilościowe ujęcie wpływu efektu śrutowego na fluktuacje fazy generatorów i wzmacniaczy jest skomplikowane.

W pracy [9], [10] matematyczne ujęcie tego zjawiska zostało dokonane za pomocą równań Einsteina — Fockera.

W pracy [11], [12] zagadnienie to zostało rozwiązane za pomocą układu równań różniczkowych zmiennej zespolonej o delta-korelacyjnym, przypadkowym przebiegu.

Otrzymane przez I. Gonorowskiego [13], [14] równanie na wartość skuteczną fluktuacji częstotliwości generatora, spowodowaną efektem śrutowym, ma następującą postać:

$$\delta_{skut.} = \frac{1}{4U_0 C} \sqrt{\frac{2e I_0}{\omega_0 Q}} \quad (40)$$

gdzie:

$U_0$  — napięcie zmienne na obwodzie rezonansowym,

$I_0$  — składowa stała prądu anodowego,

$C$  — pojemność wchodząca w skład obwodu rezonansowego,

$Q$  — dobroć obwodu rezonansowego,

$\omega_0$  — pulsacja,

$e$  — ładunek elektronu ( $1,6 \cdot 10^{-9}C$ ).

Jeżeli na przykład:

$$\begin{aligned}\omega_0 &= 2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 & U_0 &= 100 \text{ V} \\ Q &= 50 & C &= 10 \text{ pF} \\ I_0 &= 20 \text{ mA}\end{aligned}$$

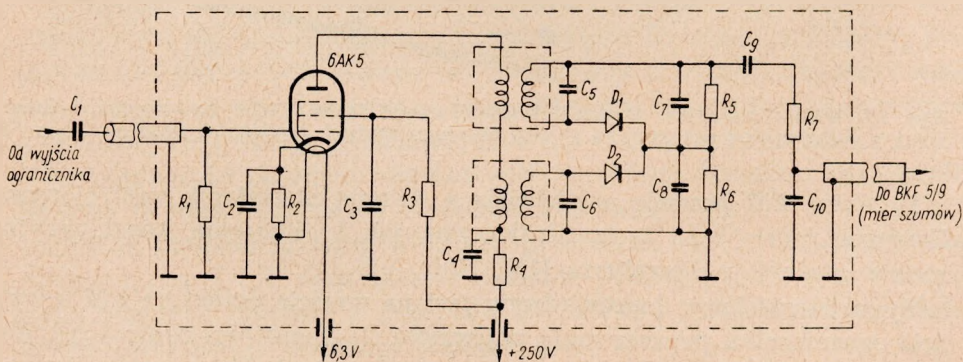
to podstawiając powyższe wartości w równanie 40 otrzymamy:

$$\delta_{skut.} \approx 1,35 \cdot 10^{-7}$$

Porównując tę wartość z minimalną żadaną niestabilnością heterodyny, konieczną dla otrzymania poziomu szumów  $-70$  dB ( $\delta_{skut.} = 1,6 \cdot 10^{-7}$ ), widzimy, że obie te wartości niewiele się różnią.

## 6. PRZYSTAWKA DO MIERNIKA DEWIACJI F-MY MARCONI TYPU TF 791C/2 I METODA POMIARU MAŁEGO POZIOMU SZUMÓW TYPU FM

W celu umożliwienia pomiaru małych poziomów szumów, a także dla określenia poziomu szumów własnych miernika dewiacji f-my Marconi typu TF 791/2 na pierwszym zakresie pomiarowym wykonano do niego przystawkę zawierającą dyskryminator, specjalnie przystosowany do pomiaru szumów typu FM. Schemat ideowy przystawki przedstawiony jest na rys. 14, a jej wygląd zewnętrzny po wmontowaniu do miernika dewiacji na rys. 15.

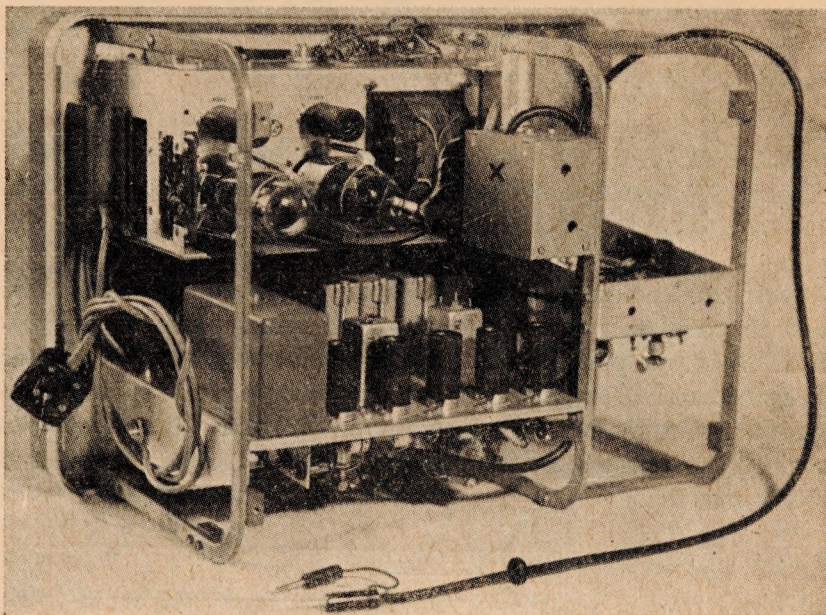


Rys. 14. Schemat ideowy dyskryminatora szumów typu FM (przystawka) do miernika dewiacji firmy Marconi typu TF 791C/2

$R_1 = 300 \text{ k } \Omega / 0,5 \text{ W}$	$C_1 = 3 \text{ pF}$ (ceramika)	
$R_2 = 180 \text{ } \Omega / 0,5 \text{ W}$	$C_2 = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$	$C_8 = 500 \text{ pF}$
$R_3 = 100 \text{ k } \Omega / 0,25 \text{ W}$	$C_3 = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$	$C_9 = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$
$R_4 = 20 \text{ k } \Omega / 0,5 \text{ W}$	$C_4 = 0,1 \text{ } \mu\text{F}$	$C_{10} = 480 \text{ pF}$
$R_5 = 100 \text{ k } \Omega / 0,25 \text{ W}$	$C_5 = 560 \text{ pF}$	$D_1 = \text{DOG } 58$
$R_6 = 100 \text{ k } \Omega / 0,25 \text{ W}$	$C_6 = 300 \text{ pF}$	$D_2 = \text{DOG } 58$
$R_7 = 100 \text{ k } \Omega / 0,25 \text{ W}$	$C_7 = 500 \text{ pF}$	

Konstrukcyjnie — przystawka jest wykonana w postaci zwartego bloku umieszczonego wewnątrz miernika dewiacji.

Obwody dyskryminatora można przestrajać śrubokrętem poprzez otwory znajdujące się na tylnej ścianie miernika dewiacji. Przy praktycznej realizacji przystawki wzięto pod uwagę wszystkie zalecenia omówione w rozdz. 3.3 dotyczące warunków, które powinien spełniać pomiarowy detektor *FM* służący do pomiaru poziomu szumów.



Rys. 15. Widok miernika dewiacji f-my Marconi typu 791C/2 po zdjęciu obudowy wraz z wbudowaną przystawką (x) do pomiaru małych poziomów szumów typu *FM*

Detektor *FM* pracuje w układzie z dwoma obwodami rozstrojonymi. Zarówno teorię tego typu detektorów, jak i obliczenia konstrukcyjne można znaleźć w literaturze [16], [15].

Sygnał wejściowy doprowadzony jest na wejście detektora *FM* z wyjścia ogranicznika poprzez małą pojemność  $C_1$  o wartości około 3 pF. Eliminuje się dzięki temu wpływ przyłączenia przystawki na pracę innych obwodów miernika dewiacji. Przystawka jest zasilana z urządzeń zasilających miernika.

Wybór układu z dwoma obwodami rozstrojonymi był podyktowany między innymi stosunkową łatwością przestrajanego jego w niewielkich granicach. Przystrajanie takie jest potrzebne przy układach o stabilizacji kwarcowej heterodyny, gdy otrzymana częstotliwość pośrednia, zależna od niedokładności częstotliwości rezonatora kwarcowego i badanego na-

dajnika nie jest dokładnie równa nominalnej częstotliwości pośredniej (325 kHz) miernika dewiacji.

Na rysunku 16 przedstawione są krzywe selektywności obwodów przystawki przy różnych oporach obciążenia detektorów  $D_1$  i  $D_2$  ( $R_5 = R_6$ ).

Charakterystyka dyskryminatora jest praktycznie liniowa w zakresie  $\pm 20$  kHz od częstotliwości środkowej. Liniowość charakterystyki w szerszym zakresie jest niepotrzebna ze względu na małe dewiacje częstotliwości wywołane szumami. Zagadnienie to było rozpatrywane w rozdz. 2, gdzie udowodniono, że przy małych wskaźnikach modulacji ( $K$ ) pasmo sygnału jest równe  $2 F_{max}$  ( $F_{max} = 15$  kHz).

Zniekształcenia nieliniowe detektora  $FM$  z przystawką przy małych dewiacjach, jak widać z rys. 17, są dużo mniejsze niż miernika dewiacji bez przystawki.

Przy  $\Delta f \pm 10$  kHz i częstotliwości modulującej (tonu cechującego)  $F = 1000$  Hz

$$K = \frac{\Delta f}{F} = 10$$

Przy tym wskaźniku modulacji widmo zawiera 18 odczytywalnych składników bocznych, czyli pasmo sygnału wynosi w tym przypadku:

$$2 \cdot 18 \cdot F = 36 \text{ kHz}$$

i mieści się w zakresie liniowym dyskryminatora.

Ponieważ przystawka jest przeznaczona do pomiarów szumów typu  $FM$ , zawiera ona układ deemfazy o stałej czasu 50  $\mu$ sek ( $R_7, C_{10}$ ). Wyjście przystawki jest przystosowane do współpracy z miernikiem zniekształceń i szumów  $f$ -my Radiometer typu BKF 5/g lub z innym miernikiem o podobnej impedancji wejściowej (200  $k\Omega + 20$  pF równoległe).

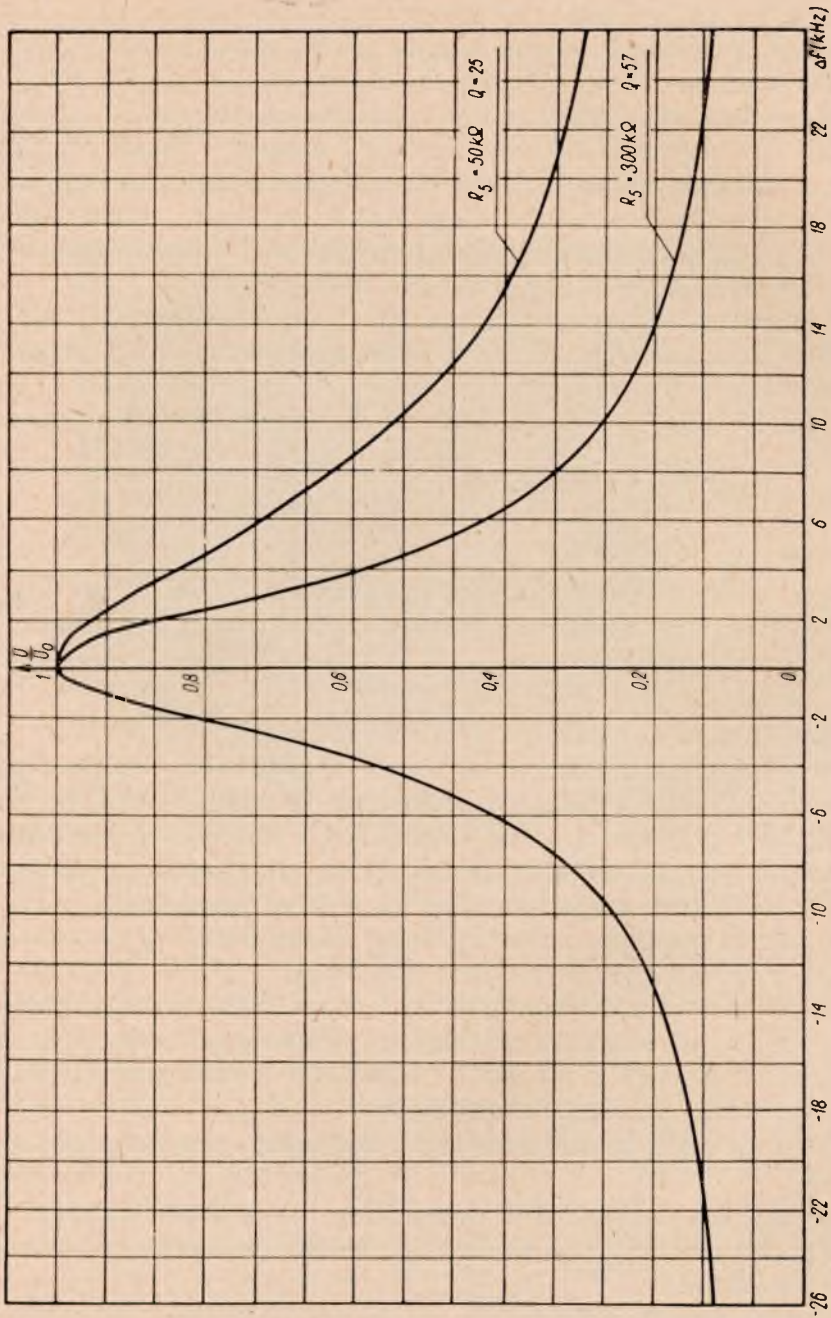
Na rysunku 18 pokazano charakterystykę układu deemfazy przystawki. Krzywa ta mało odbiega od przebiegu idealnego.

Pomiar poziomu szumów własnych generatora  $FM$  w układzie pomiarowym z rys. 7 lub nadajnika w układzie pomiarowym z rys. 6 za pomocą miernika dewiacji z powyższą przystawką (heterodyna bez stabilizacji kwarcowej) przebiega następująco:

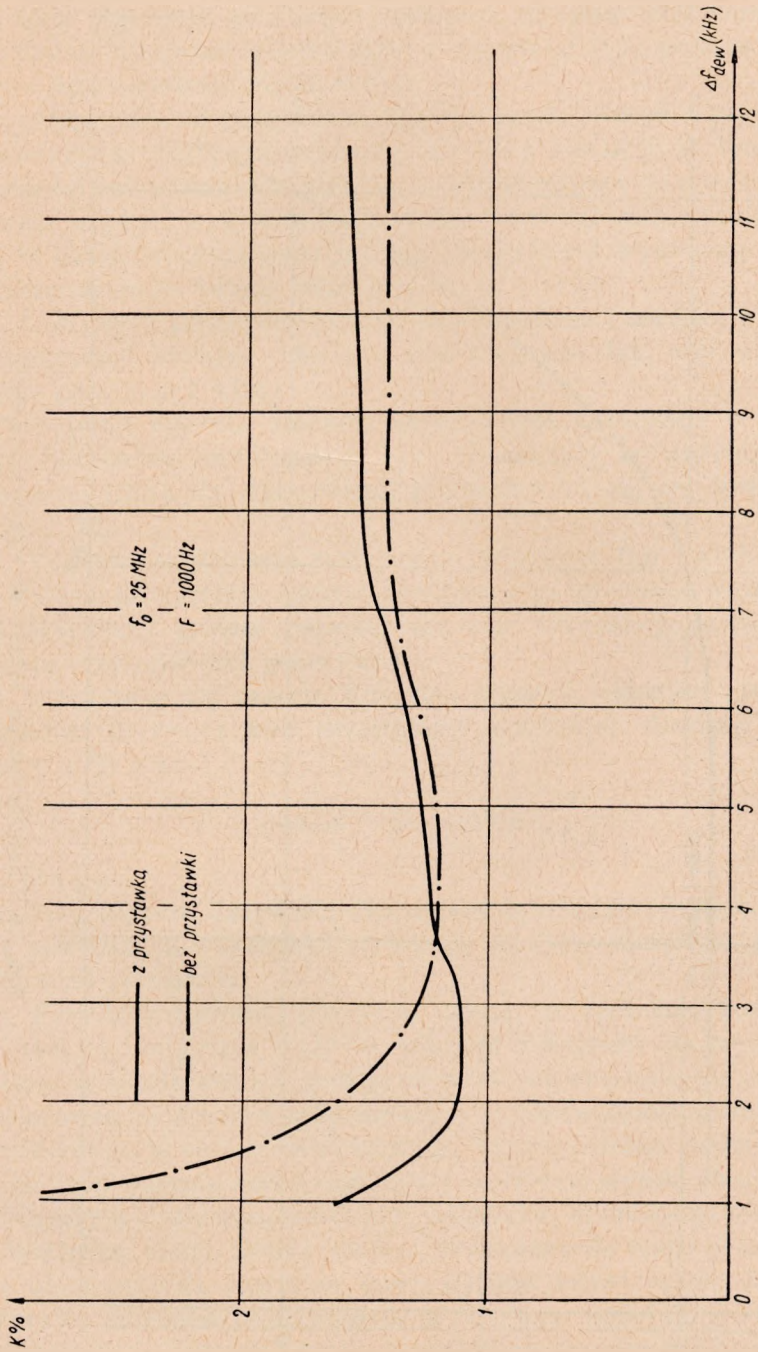
1. Miernik dewiacji przygotowujemy i zestrójmy wg instrukcji wytwórcy [21].

2. Generator lub nadajnik  $FM$  modulujemy tonem sinusoidalnym  $F = 1000$  Hz tak, aby otrzymać dewiację  $\pm 10$  kHz (odczyt na przyrządzie miernika dewiacji).

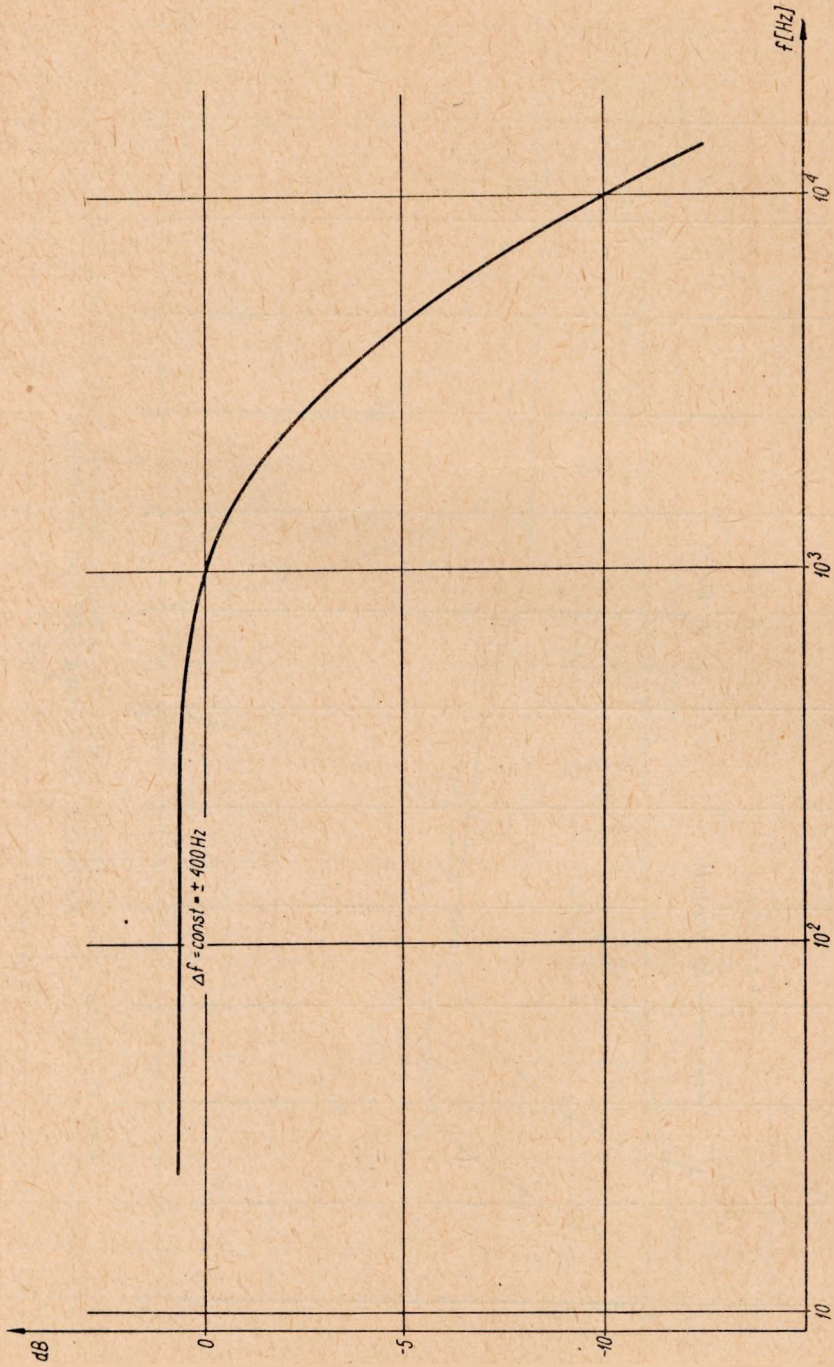
3. Łączymy wyjście przystawki z wejściem miernika zniekształceń i szumów mierząc zniekształcenia nieliniowe sygnału wg instrukcji technicznej miernika zniekształceń i szumów [22].



Rys. 16. Krzywe selektywności obwodów rezonansowych przystawki przy różnych oporach obciążenia



Rys. 17. Łączne zniekształcenia nieliniowe miernika dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2 i generatora FM typu TF 1066A/2



Rys. 18. Charakterystyka układu deemfazy przystawki

4. Obracając powoli pokrętkę strojenia miernika dewiacji znajdujemy takie położenie, w którym następuje wyraźne minimum zniekształceń. Dalsze strojenie w lewo albo w prawo od tego położenia powoduje wzrost zniekształceń nieliniowych.

5. Odłączamy od przystawki miernik zniekształceń i przyłączamy do niego wyjście małej częstotliwości miernika dewiacji. W tym przypadku mierzymy zniekształcenia nieliniowe. Porównujemy je z wynikiem otrzymanym w punkcie 4. Jeżeli otrzymane wartości mało różnią się od siebie, to detektor przystawki pracuje normalnie i wykonany nim pomiar poziomu szumów będzie poprawny.

6. Łączymy z powrotem miernik zniekształceń i szumów z przystawką. Zmniejszamy wielkość napięcia modulującego tak, aby otrzymać dewiację równą  $\pm 1$  kHz.

Cechujemy miernik szumów otrzymanym napięciem w ten sposób, aby odpowiadało ono 0 dB na skali oznaczonej w mierniku BKF 5/g (czerwona litera C). Cechowanie przeprowadza się wg instrukcji technicznej [22].

7. Wyłączamy napięcie modulujące generator lub nadajnik, zamykając wejście modulatora oporem równym jego oporności wejściowej.

8. Mierzymy poziom napięcia szumów, wywołany pasywnością modulacją częstotliwości generatora.

9. Otrzymany wg punktu 8 poziom szumów własnych generatora  $\Delta S_1$  względem  $\Delta f_1 = \pm 1$  kHz przeliczamy względem dewiacji nominalnej  $f_{nom} = \pm 50$  kHz

$$\Delta S_{nom} = \Delta S_1 + 20 \lg \frac{\Delta f_1}{\Delta f_{nom}} \quad (41)$$

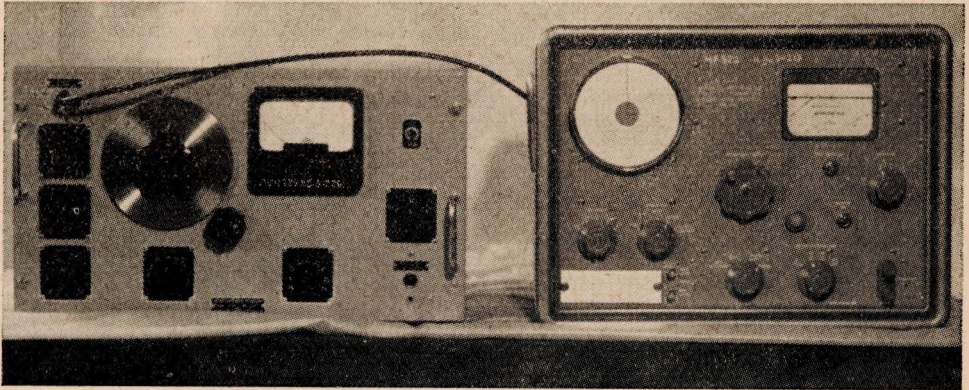
U w a g i:

a. Sprawdzanie liniowości charakterystyki dyskryminatora wg punktu 5 powyższych wskazówek wykonuje się tylko okresowo, jeden raz dla całej serii pomiarów.

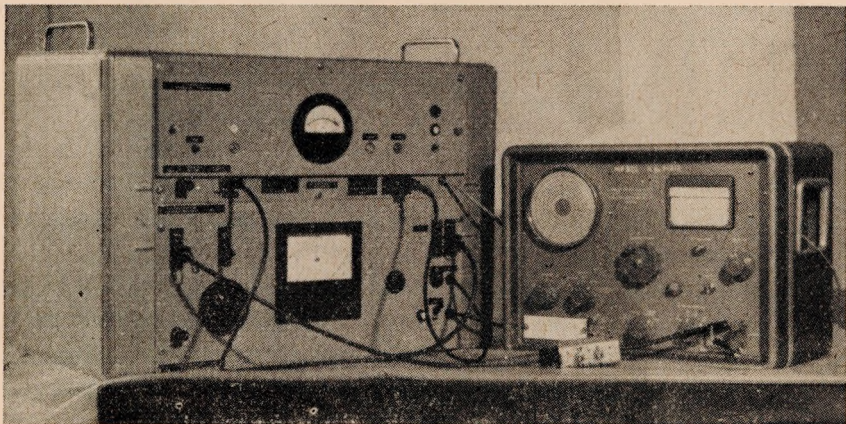
b. Przy wykonywaniu pomiarów muszą być spełnione warunki podane w rozdz. 4, dotyczące wpływu wibracji i hałasów na wynik pomiaru, a ponadto należy zwrócić uwagę na właściwe ekranowanie całego układu pomiarowego włącznie z połączeniami i na odpowiednie uziemienie zestawu pomiarowego w celu niedopuszczenia, by zewnętrzne zakłócenia, między innymi pochodzenia sieciowego, miały wpływ na wyniki pomiaru. W przypadku gdy wejście urządzenia (np. nadajnika) mierzonego jest symetryczne względem ziemi, wtedy również podłączany do niego generator sygnałów akustycznych powinien mieć wyjście symetryczne. Jeżeli między generator sygnałów akustycznych a mierzony nadajnik z symetrycznym wejściem jest włączony tłumik, powinien on również być typu symetrycznego, z równymi oporami w obu gałęziach i z jednakowymi pojemnościami



względem ziemi. Podobnie dla wejścia niesymetrycznego powinien być użyty tłumik niesymetryczny. Wszystkie połączenia o dużej impedancji, jak przewody łączące detektor *FM* z układem deemfazy i miernikiem szumów oraz zniekształceń, powinny być w ekranie, a ich długości jak najmniejsze, aby pojemności utworzonych kabli miały jak najmniejszy wpływ na wynik pomiaru. (Wpływ pojemności daje się odczuć na wyższych częstotliwościach akustycznych).



Rys. 19. Zestaw przyrządów do pomiaru poziomu szumów własnych typu *FM*, nadajników radiofonicznych z modulacją częstotliwości (na rysunku nie pokazano generatora m. cz.)



Rys. 20. Zestaw przyrządów do pomiaru psofometrycznego poziomu szumów własnych typu *FM*, nadajników radiofonicznych z modulacją częstotliwości (na rysunku nie pokazano generatora m. cz.)

Odpowiedni zestaw przyrządów do pomiaru z przystawką pokazany jest na rys. 19, zaś do pomiaru bez przystawki na rys. 20.

Detektor *FM* przystawki posiada nachylenie charakterystyki dyskryminatora około  $K_1$  razy większe aniżeli detektor *FM* miernika dewiacji

f-my Marconi typ TF 791 C/2; wartość jego jest w przybliżeniu równa współczynnikowi wzmocnienia dwustopniowego wzmacniacza m. cz. tego miernika.

Dzięki powyższemu okazało się możliwe doprowadzenie napięcia m. cz. bezpośrednio z przystawki detektora *FM* do miernika szumów typu BKF 5/g, f-my Radiometer.

W ten sposób wyeliminowano z układu pomiarowego wzmacniacz m. cz. wprowadzający dodatkowy szum i w poważnym stopniu oddziaływujący na poziom szumów własnych typu *FM*, miernika dewiacji. W tablicach 7 i 8 podano wyniki pomiarów poziomu szumów własnych zestawu (miernik dewiacji i generator) wykonanych za pomocą miernika dewiacji z przystawką i bez przystawki, w układzie jak na rys. 8.

Poziom szumów określany był w stosunku do poziomu odpowiadającego  $\Delta f_1 = \pm 1$  kHz, a następnie przeliczany wg wzoru 41 na stosunek do  $\Delta f_{nom} = \pm 50$  kHz.

Tablica 7

Wyniki pomiaru szumów własnych typu *FM* zestawu generator i miernik dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2 z przystawką i bez przystawki

$f_{gen} = 23,595$ MHz Generator f-my Marconi typu TF 1066A/2	Heterodyna bez stabilizacji kwarcowej	Z przystawką	-82 dB	**)
		Bez przystawki	-73 dB	**)
	Heterodyna stabilizowana kwarcem	Z przystawką	-82 dB	- 85 dB po wycięciu*) $F = 16$ kHz***)
		Bez przystawki	-73 dB	**)
*) Wycinanie dowolnego wąskiego pasma częstotliwości odbywa się za pomocą filtra zaporowego typu RC, który znajduje się w mierniku zniekształceń i szumów f-my Radiometer typu BKF 5/g. **) Wycięcie z widma szumów dowolnego wąskiego pasma częstotliwości nie zmniejsza poziomu szumów. ***) Stwierdzono, że wycięcie wąskiego pasma częstotliwości w pobliżu $F = 16$ kHz najbardziej efektywnie obniża poziom szumów.				

Analizując dane z tabl. 7 i 8 dochodzimy do następujących wniosków:

1. Na częstotliwości  $f = 23,595$  MHz (tabl. 7) generator f-my Marconi typu TF 1066A/2 ma poziom szumów własnych typu *FM* nie większy niż -82 dB (w stosunku do  $\Delta f_{nom} = \pm 50$  kHz).

Poziom szumów własnych miernika dewiacji bez przystawki wynosi na tej częstotliwości -73 dB, a z przystawką poziom szumów własnych miernika jest nie większy niż -82 dB; czyli zysk przy zastosowaniu przystawki wynosi 9 dB.

Tablica 8

Wyniki pomiaru szumów własnych typu FM zestawu generator i miernik dewiacji f-my Marconi typu TF 79IC/2 z przystawką i bez przystawki

25-V-1962 r.	Generator I f-my Marconi ze stabilizacją kwarcową typu TF 1374	Z przystawką	- 73 dB	- 82 dB po wycięciu z widma szumów częstotliwości $F = 50 \text{ Hz}^*$
		Bez przystawki	- 73 dB	**)
	Generator II f-my Marconi typu TF 1066A/2	Z przystawką	- 63 dB	- 69 dB po wycięciu z widma szumów częstotliwości $F = 100 \text{ Hz}^*$
		Bez przystawki	- 63 dB	- 68 dB po wycięciu z widma szumów częstotliwości $F = 100 \text{ Hz}^*$
27-V-1962 r.	Generator I Marconi ze stabilizacją kwarcową TF 1374	Z przystawką	- 73 dB	- 82 dB po wycięciu z widma częstotliwości $F = 50 \text{ Hz}^*$
		Bez przystawki	- 72 dB	**)
	Generator II f-my Marconi typu TF 1066A/2	Z przystawką	- 63 dB	- 71 dB po wycięciu z widma szumów częst. $F = 100 \text{ Hz}^*$
		Bez przystawki	- 62 dB	- 69 dB po wycięciu z widma szumów częst. $F = 100 \text{ Hz}^*$

$f_{gen} = 70 \text{ MHz}$

\*) Wycinanie dowolnego wąskiego pasma częstotliwości odbywa się za pomocą filtra zaporowego typu RC, który znajduje się w mierniku zniekształceń i szumów f-my Radio meter typu BKF 5 g.

\*\*\*) Wycięcie z widma szumów dowolnego wąskiego pasma częstotliwości nie zmniejsza poziomu szumów.

Stabilizacja kwarcowa heterodyny miernika na częstotliwości 23,92 MHz ( $f_{het} = f_{gen} + f_{pośr.}$ ) nie daje zmniejszenia poziomu szumów zestawu (generator i miernik dewiacji).

2. Na częstotliwości  $f = 70$  MHz poziom szumów własnych generatora I jest nie większy niż  $-73$  dB, a generatora II jest nie większy niż  $-63$  dB (w stosunku do  $\Delta f_{nom} = \pm 50$  kHz).

Na tej częstotliwości w widmie szumu zestawu z generatorem I mamy znaczną składową o częstotliwości  $F = 50$  Hz, a w widmie szumu zestawu z generatorem II znaczną składową o częstotliwości 100 Hz. Wycięcie tych składowych z widma daje zmniejszenie poziomu szumów w przypadku pierwszym o 9 dB, a w przypadku drugim o  $6 \div 8$  dB.

Co do pochodzenia szumów *FM* przy próbie z generatorem II, to nie ma wątpliwości, że ich źródło tkwi w badanym generatorze II, gdyż przy próbie z generatorem I, pracującym na tej samej częstotliwości nośnej 70 MHz, poziom szumów zestawu wyniósł  $-73$  dB, czyli był niższy o 10 dB. Natomiast źródłem szumów o częstotliwości 50 Hz, w przypadku próby z generatorem I była heterodyna miernika dewiacji.

Powyższe zostało stwierdzone doświadczalnie, stosując zasilanie obwodu żarzenia heterodyny prądem stałym i wykonując pomiar z wykorzystaniem przystawki. W tym przypadku wtrącanie do układu filtra zaporowego, o dowolnie wybranej częstotliwości, nie dawało zmiany wskazań, a poziom szumów wynosił  $-82$  dB.

Dowodzi to, że poziom szumów własnych typu *FM* generatora I na częstotliwości 70 MHz nie jest wyższy od  $-82$  dB. Co się tyczy szumów własnych typu *FM* miernika dewiacji f-my Marconi typ TF791C/2 bez przystawki na częstotliwości 70 MHz, to ich poziom wynosi  $-73$  dB (w stosunku do  $\Delta f_{nom} = \pm 50$  kHz) i nie zmniejsza się przy zasilaniu obwodu żarzenia heterodyny prądem stałym. Natomiast użycie przystawki i zasilanie obwodu żarzenia heterodyny miernika dewiacji prądem stałym, zmniejsza na częstotliwości 70 MHz szumy własne typu *FM* tego miernika o 9 dB, czyli o taką samą wartość jak na częstotliwości dużo niższej.

3. Na częstotliwościach nośnych, leżących w dwóch badanych zakresach pomiarowych miernika dewiacji (16 — 64 MHz i 64 — 128 MHz), stosując opisaną metodę pomiarową i przyrządy, można mierzyć generatory o poziomie szumów własnych typu *FM*, dochodzącym do  $-63$  dB, gdyż poziom szumów własnych miernika dewiacji bez przystawki na tych częstotliwościach jest nie większy od  $-73$  dB. Przy użyciu przystawki zakres pomiaru poziomu szumów można przesunąć o 9 dB w dół i mierzyć genera-

tory o poziomie szumów własnych, wynoszącym nawet  $-72$  dB, gdyż w tym przypadku poziom szumów własnych miernika dewiacji z przystawką jest nie większy od  $-82$  dB.

## 7. POMIAR SZUMÓW WŁASNYCH TYPU *FM*, NADAJNIKÓW RADIOWYCH Z INNYMI NIŻ *F3* RODZAJAMI MODULACJI

Dotychczas rozpatrywano pomiar poziomu szumów własnych typu *FM* nadajników z modulacją częstotliwości (*F3*). W nadajnikach z innymi rodzajami modulacji występuje również pasożytnicza modulacja kąтова, która w pewnym stopniu zniekształca widmo sygnału emitowanego przez nadajnik. Np. w nadajnikach *AM* występuje zawsze pewna pasożytnicza modulacja kąтова, która z reguły zależy od głębokości modulacji amplitudy. Przy znacznych wartościach dewiacji kątovej może to spowodować wzajemne nakładanie się widm nadajników pracujących w sąsiednich kanałach.

W nadajnikach z innymi niż *F3* rodzajami modulacji określa się nie poziom szumów własnych typu *FM*, a bezwzględną wartość skutecznego odchyłu częstotliwości ( $\Delta f_{skut. szumu}$ ) lub względną niestabilność częstotliwości nośnej  $\left(\frac{\Delta f_{skut. szumu}}{f}\right)$  spowodowaną szumami.

Metody pomiaru szumów typu *FM* w nadajnikach z innymi niż *F3* rodzajami modulacji są podobne do tych, jakie są stosowane przy określaniu poziomu szumów typu *FM*, nadajników radiofonicznych z modulacją częstotliwości.

Odpowiedni schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiony jest na rys. 21.

Pomiar przeprowadza się następująco:

1. Do wejścia miernika dewiacji przyłączamy trójnik rozdzielczy, do którego podłączone są jednocześnie wyjście generatora sygnałów *FM* i sonda pomiarowa z nadajnika.

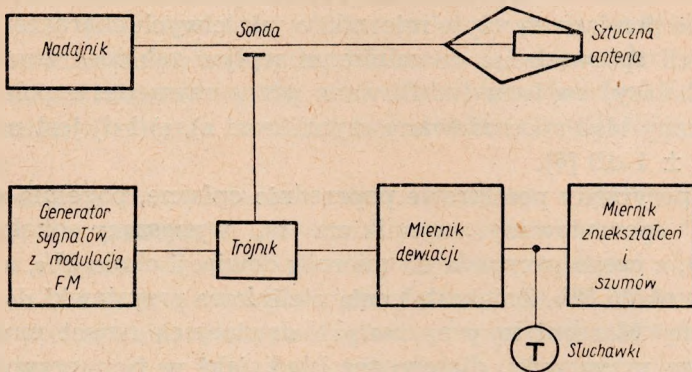
2. Przy wyłączonym generatorze sygnałów zestrzajamy miernik dewiacji na częstotliwość nośną nadajnika.

3. Generator sygnałów *FM* (z wyłączoną wewnętrzną modulacją) nastrojamy na częstotliwość nośną nadajnika; zestrojenie wykonujemy metodą zdudniania (kontrola na słuch) obu częstotliwości doprowadzanych do miernika dewiacji.

4. Odłączamy od trójnika sondę pomiarową z nadajnika; generator sygnałów *FM* modulujemy tak sygnałem akustycznym o częstotliwości  $400 \div 1000$  Hz, aby otrzymać dewiację równą końcowej wartości najmniej-szego zakresu pomiarowego miernika dewiacji ( $\Delta f_1$ ); napięcie, które teraz występuje na wejściu miernika szumów uważamy za poziom odniesienia

( $U_1$ ) i nim przeprowadzamy cechowanie miernika szumów wg instrukcji technicznej [22].

5. Odłączamy od trójnika generator *FM* i przyłączamy do niego sondę pomiarową z nadajnika. Miernikiem szumów wyznaczamy poziom napięcia szumów ( $\Delta S_1$ ) w stosunku do uprzednio wybranego poziomu odniesienia.



Rys. 21. Schemat blokowy układu pomiarowego szumów własnych typu *FM* nadajnika z innym niż *F3* rodzajem modulacji

6. Skuteczna wartość odchyłu częstotliwości nośnej nadajnika spowodowana szumami będzie równa

$$\Delta f_{\text{skut. szumu}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \Delta f_1 \cdot \Delta S_1 \quad (42)$$

gdzie  $\Delta S_1$  — wyraża poziom szumu nie w decybelach, lecz w stosunku napięć.

Przy wyznaczaniu odchyłu częstotliwości nośnej spowodowanej szumami muszą być spełnione wszystkie warunki omówione szczegółowo w poprzednich rozdziałach, dotyczące pomiarów małych poziomów szumów.

## 8. DOKŁADNOŚĆ POMIARU SZUMÓW WŁASNYCH TYPU *FM*

Dokładność pomiaru zależy od następujących czynników:

- poziomu szumów własnych miernika dewiacji i miernika szumów,
- dokładności stosowanych przyrządów pomiarowych,
- zakłóceń zewnętrznych,
- subiektywnych błędów odczytu wskazań przyrządów pomiarowych.

Nie można w ogóle mówić o dokładności pomiaru szumów typu *FM*, jeżeli poziom szumów własnych przyrządów do tego celu użytych jest większy albo tego samego rzędu co poziom szumów własnych typu *FM*

badanego nadajnika. Poziom szumów własnych przyrządów pomiarowych powinien być przynajmniej o 10 dB niższy niż poziom szumów badanego nadajnika.

Zakłócenia zewnętrzne a także szумы własne przyrządów pomiarowych powodują to, że wyznaczony poziom szumów nadajnika jest większy niż w rzeczywistości.

Jeżeli jest spełniony wyżej podany warunek na poziom szumów własnych oraz do pomiaru są użyte mierniki o właściwych charakterystykach, a także jeżeli sprowadzono do minimum wpływ zakłóceń zewnętrznych (wibracje, hałasy, napięcia indukowane przez zewnętrzne pola zakłócające), to łączny błąd spowodowany czynnikami a), c) i d) jest na ogół nie większy od  $\pm 1$  dB [6].

Stosując przyrządy pomiarowe poprzednio opisane, popełnia się dodatkowo błąd spowodowany czynnikiem b), wynoszący około  $\pm 8\%$  ( $\pm 0,76$  dB), z czego przypada na miernik dewiacji około 3%, a na miernik szumów około 5%. Zniekształcenia nieliniowe przystawki do miernika szumów f-my Marconi są przy małych dewiacjach nawet mniejsze niż miernika bez przystawki, dlatego też błąd, jaki w tym przypadku występuje nie jest większy od  $\pm 3\%$  (miernik dewiacji f-my Marconi ma w pasmie częstotliwości 50 — 25 000 Hz błąd wskazań wynoszący  $\pm 3\%$ ).

## 9. WNIOSKI

Pomiar poziomu szumów własnych typu *FM* fali nośnej nadajnika z modulacją częstotliwości (*F3*) dokonuje się przez wyznaczenie stosunku wyrażonego w decybelach wartości skutecznej napięcia małej częstotliwości przy pracy nadajnika bez modulacji, do wartości skutecznej napięcia przy nominalnej dewiacji częstotliwości (w radiofonii zwykle 50 kHz lub 75 kHz), przy czym napięcie modulujące powinno być sinusoidalne o częstotliwości, przy której układ preemfazy w nadajniku nie działa (zwykle 1000 Hz lub 400 Hz). Oba napięcia mierzy się na wyjściu odpowiedniego układu deemfazy, po detektorze *FM* o charakterystyce liniowej, znajdującego się w monitorze pomiarowym *FM*, bądź też w mierniku dewiacji, który jest podłączony do odpowiedniego wyjścia pomiarowego w nadajniku.

W przypadku psfometrycznego pomiaru szumów należy wtrącić po deemfazie do układu pomiarowego filtr o charakterystyce przenoszenia zalecanej przez CCIF dla radiofonii, przy czym częstotliwość tonu cechującego powinna wynosić 1000 Hz.

Schemat blokowy układu do pomiaru poziomu szumów własnych typu *FM* fali nośnej nadajnika przedstawiony jest na rys. 5.

Przy użyciu jako pomiarowego detektora *FM* miernika dewiacji f-my Marconi typu TF 791C/2, a jako miernika poziomu miernika szumów i zniekształceń f-my Radiometer typu BKF 5/g lub psfometru f-my „SH” typu 9 Rel 343 11g można mierzyć nadajniki, pracujące w zakresie (30—100) MHz, których fala nośna ma poziom szumów własnych typu *FM* wyższy od  $-63$  dB w stosunku do poziomu uzyskanego przy dewiacji  $\Delta f = \pm 50$  kHz (psfometr z wyłączonym filtrem).

Przy użyciu jako detektora *FM* miernika dewiacji ze specjalną przystawką oraz stosując metodę opisaną w rozdz. 6, można mierzyć nadajniki, których poziom szumów wynosi  $-72$  dB w stosunku do  $\Delta f = \pm 50$  kHz.

Przy pomiarze miernik dewiacji bez stabilizacji heterodyny kwarcem musi być:

- a) umieszczony na podkładce amortyzującej np. z pianogumy,
- b) zakłócenia akustyczne (hałasy) w pomieszczeniu, w którym umieszczony jest miernik dewiacji powinny być sprowadzone do minimum.

Przy stabilizacji kwarcem powyższe wymagania nie są tak ostre, choć wskazana jest również odpowiednia ochrona miernika przed drganiami.

Użycie kwarcu jest jednak niewygodne i nieekonomiczne, gdyż dla każdej badanej częstotliwości nośnej wymagany jest oddzielny rezonator kwarcowy.

Wszystkie przewody łączące poszczególne przyrządy między sobą muszą być ekranowane, a układ pomiarowy uziemiony w jednym miejscu. Należy nie dopuścić, aby zakłócenia z sieci energetycznej przedostawały się do układu pomiarowego.

Niedopuszczalne jest stosowanie dla stabilizacji napięcia zasilającego przyrządy pomiarowe stabilizatorów magnetycznych, znacznie odkształcających przebieg tego napięcia. Wszystkie stosowane przyrządy pomiarowe muszą posiadać dokładność określoną warunkami technicznymi podanymi przez wytwórnice i charakterystyki zbliżone do użytych w powyższej pracy.

Po rozpatrzeniu szeregu zagadnień natury techniczno-ekonomicznej oraz po uwzględnieniu zagranicznych przepisów normatywnych i osiągnięć znanych producentów sprzętu radionadawczego, wydają się racjonalne następujące kompromisowe wartości poziomu ( $\Delta S$ ) szumów własnych typu *FM* fali nośnej radiofonicznych nadajników z modulacją częstotliwości, pracujących w pasmie 66 — 73 MHz.

1. Przy pomiarze psfometrem radiofonicznym z filtrem o charakterystyce przenoszenia zalecanej przez CCIF:  $\Delta S \leq -70$  dB w stosunku do nominalnej dewiacji  $\Delta f = \pm 50$  kHz.

2. Przy pomiarze miernikami poziomu o praktycznie płaskiej (w pasmie 30—15000 Hz) charakterystyce przenoszenia  $\Delta S \leq -60$  dB w stosunku do  $\Delta f = \pm 50$  kHz.



W obu pomiarach po detektorze *FM* należy stosować układ deemfazy o stałej czasu równej stałej czasu układu preemfazy w nadajniku.

W nadajnikach z innymi niż *F3* rodzajami modulacji określa się nie poziom szumów własnych typu *FM*, a bezwzględną wartość skutecznego odchyłu lub względną niestabilność częstotliwości nośnej spowodowaną szumami.

Metoda pomiaru skutecznej wartości odchyłu częstotliwości spowodowanej szumami w nadajnikach z innymi niż *F3* rodzajami modulacji jest podobna do tej, jaka jest stosowana przy określaniu poziomu szumów typu *FM*, nadajników radiofonicznych z modulacją częstotliwości.

Odpowiedni schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiony jest na rys. 21.

#### WYKAZ LITERATURY

1. *Groszkowski J.*: Wytwarzanie drgań elektrycznych. Warszawa 1958.
2. *Ryżko S.*: Urządzenia radionadawcze, cz. II. Warszawa 1956.
3. Polskie Normy PN-T-05200.
4. Szczegółowy opis psfometru. CCIF-Żółta Księga, t. IV, s. 187-191.
5. NAB „Engineering Handbook”. New York, 1960.
6. *Thomas H. P., Leeds L. M.*: *FM Transmitter Performance Measurements*. Electronics, February 1948.
7. *Gray L., Graham R.*: Radio Transmitters. New York 1961.
8. *Black W. L., Scott H. H.*: Audio-frequency Measurements. Proc. IRE, October 1949.
9. *Bersztejn I.*: Dokład Akademii Nauk ZSRR. 1938-20-11.
10. *Bersztejn I.*: ŻETF — 1941, nr 11.
11. *Rytow S.*: Radiotechnika i Elektronika. 1956, nr 1.
12. *Rytow S.*: ŻETF — 1955, 29, 3(9). 304.
13. *Gonorowski I.*: Radiotechnika i Elektronika. 1957, nr 10.
14. *Gonorowski I.*: Dokład Akademii Nauk ZSRR. 1954-101-4-657.
15. *Nowakowski S., Samojłow G.*: Technika czastotnoej modulacji w radiowieszczeniu Moskwa-Leningrad 1952.
16. *Gonorowski I.*: Osnowy Radiotechniki. Moskwa 1957.
17. *Model Z.*: Radiopieriedajuszczije Ustrojstwa. Moskwa 1961.
18. *Byczkow S., Burienin N., Safarow P.*: Stabilizacja czastoty genieratorow S.W.Cz. Moskwa 1962.
19. *Drejzen I.*: Elektroakustika i zwukowoje wieszczenie. Moskwa 1961.
20. *Jellonek A., Karkowski Z.*: Miernictwo Radiotechniczne. Warszawa 1961.
21. Operating instructions — Carrier deviation meter type TF 791/C/2 Marconi Instruments.
22. Instrukcja obsługi miernika szumów i zniekształceń f-my Radiometer typu BKF 5/g.
23. Instrukcja obsługi nadajnika UKF typu „Dożdż”.
24. Warunki techniczne odbioru nadajnika UKF-FM typ NRU3/5.
25. Frequenzhubmesser typ 3012-RFT instrukcja techniczna.
26. Frequenzhubmesser typ FMV — Rohde Schwarz prospekt fabryczny.
27. Frequenzhubmesser typ FHM-88 Wandel und Golterman — prospekt fabryczny.

Г. Гэльбинг, А. Македонски

## ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВ, ВЫЗВАННЫХ ПАРАЗИТНОЙ УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В РАДИОПЕРЕДАТЧИКАХ

### Резюме

В работе рассмотрены трудности, выступающие при измерении собственных шумов радиопередатчиков с частотной модуляцией, работающих в диапазоне от 30 мгц до 100 мгц и разработаны средства, позволяющие правильно выполнить это измерение.

Описаны факторы, вызывающие паразитную угловую модуляцию несущей, которые определяют собственные шумы радиопередатчиков, называемые далее из-за своего происхождения шумами типа УМ.

Затем представлен вопрос мгновенных нестабильностей частоты и проанализирован спектр, вызванный угловой модуляцией несущей.

Для измерения уровня собственных шумов типа ЧМ радиопередатчиков необходимы измерительные приборы с известными, определенными характеристиками. С целью изучения этих характеристик разработан метод, позволяющий определить уровень собственных шумов типа ЧМ измерителей девиации (применяемых в качестве измерительных ЧМ детекторов) с помощью генератора стандартных сигналов с ближе неизвестным уровнем собственных шумов этого типа. Произведен анализ собственных шумов типа ЧМ часто применяемого измерителя девиации фирмы Маркони типа TF791/C/2.

Построено приставку, которая в соединении с вышеуказанным измерителем девиации позволяет производить испытания радиопередатчиков или же генераторов с уровнями собственных шумов типа ЧМ на 9 дб меньше, чем при использовании самого только измерителя девиации.

H. Helbing i A. Makiedoński

## THE MEASUREMENTS OF THE NOISE CAUSED BY THE SPURIOUS ANGLE MODULATION IN THE RADIO TRANSMITTERS

### Summary

In this paper are treated the difficulties occuring while measuring the noise of frequency modulated transmitters, working in the band of 30 — 100 Mc/s, as well as the means permitting to perform correctly these measurements.

The factors causing the spurious angle modulation of carrier frequency, which determine the spurious noise and residual modulation of radio transmitters, called hereafter, due to its origin, the *FM* noise, are further examined.

The question of momentary frequency instability is presented and emission spectrum caused by the angle modulation of the carrier frequency is analysed.

For the level measurements of the noise of *FM* radio transmitters are necessary suitable meters with known and defined characteristics. For studying these characteristics a special measuring method is elaborated, permitting to determine the level of *FM* noise of some frequency deviation meters (used as measuring *FM* detectors) by means of normal signal generators, with unknown noise level of that type.

In this way an analysis of *FM* noise of the frequently used frequency deviation meter type Marconi TF 791/C<sub>2</sub> is performed.

For this meter an additional device is constructed, which permits to measure the radio transmitter *FM* noise by 9 dB lower, than it is possible to measure with the meter only.

H. Helbing  
A. Makiedoński

### LES MESURES DES BRUITS PROVOQUÉS PAR NUISIBLE MODULATION D'ANGLE DANS LES RADIO-ÉMETTEURS

#### Résumé

Dans cet article sont présentées les difficultés apparaissant pendant les mesures des bruits des radioémetteurs modulés en fréquence, fonctionnant dans la bande de 30 à 100 MHz; ensuite sont présentés les moyens à exécuter ces mesures correctement. Sont traités les facteurs causant la modulation nuisible d'angle de l'onde porteuse sous la forme de bruits propres des radioémetteurs, qui en raison de son origine seront plus loin appelés „les bruits de modulation en fréquence”: — bruits *FM*.

Est présentée également la question de l'instabilité momentanée de fréquence ainsi que l'analyse du spectre de fréquence causé par la modulation de l'angle de l'onde porteuse.

Pour les mesures des bruits nuisibles des émetteurs modulés en fréquence sont nécessaires des appareils de mesure ayant des caractéristique connues et déterminées. Pour étudier ces caractéristique on a élaboré la méthode permettant de définir les niveau de bruits nuisibles de ce type d'appareils de mesure de déviation (utilisés comme détecteurs de signaux des émetteurs modulés en fréquence, au moyen de générateurs normaux, à niveau de bruits propres inconnu.

Une analyse est faite de bruits propres de type „*FM*” de l'appareil de mesure de déviation, fréquemment utilisé: Marconi TF 791/C<sub>2</sub>.

Il a été construit un dispositif additionnel pour cet appareil de mesure de déviation, grace à qui il deviant possible de mesurer les bruits propres des générateurs et des émetteurs de 9 dB moindre, qu'avec ledit appareil seul.

H. Helbing  
A. Makiedoński

### MESSUNG DER IN FUNKSENDERN DURCH UNERWÜNSCHTE WINKELMODULATION VERURSACHTEN GERÄUSCHE

#### Zusammenfassung

Schwierigkeiten der Eigengeräuschmessung an *FM*-Sendern im 50 ... 100-MHz-Frequenzband werden erörtert und Mittel entwickelt, um eine einwandfreie Messung dieser Eigengeräusche zu ermöglichen.

Es werden diejenigen Faktoren, besprochen die eine unerwünschte Winkelmodulation der Trägerschwingung verursachen; diese Faktoren bestimmen die Eigengeräusche der Sender, die nachstehend als *FM*-artige Geräusche bezeichnet werden.

Es wird also momentale Frequenzunstabilität besprochen und das durch die Winkelmodulation der Trägerfrequenz verursachte Spektrum untersucht.

Für die Pegelmessung der *FM*-artigen Eigengeräusche von Sendern benötigt man Messgeräte von bekannten, bestimmten Kennlinien. Für die Untersuchung dieser Kennlinien wurde ein Verfahren entwickelt, welches es gestattet, den Pegel der *FM*-artigen Eigengeräusche der (als *FM*-Messdetektoren benutzten) Frequenzhubmesser mit einem Messsignalgenerator zu bestimmen, dessen Pegel der Eigengeräusche dieser Type näher nicht bekannt ist. *FM*-artige Eigengeräusche des viel verwendeten Frequenzhubmessers von der Type TF791/C/2 von Marconi wurden untersucht.

Es wurde ein Messzusatz konstruiert, der es zusammen mit dem genannten Frequenzhubmesser gestattet, solche Sender bzw. Generatoren zu untersuchen, bei welchen der Pegel der *FM*-artigen Eigengeräusche um 9 dB kleiner ist, als bei Verwendung des Frequenzhubmessers allein.

**Cena zł 21.—**