

1 9 6 5

Nr 4 (17)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

WARSZAWA — MIEDZESZYN

*2 1/2 1972*

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr \_\_\_\_\_

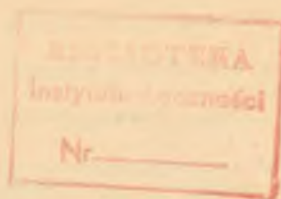
# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

---

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI



ROK 5

WARSZAWA 1965

NR 4(17)

---

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Ośrodek Informacji Techniczno-Ekonomicznej

**Kolegium Redakcyjne**

---

**Przewodniczący - mgr inż. Zenon Szpigler**  
**Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner**

**Członkowie:**

**mgr inż. Władysław Adaszewski, inż. Edmund Janowski,**  
**prof. Stefan Jasiński, mgr inż. Stanisław Kobus,**  
**mgr inż. Adam Moniuszko, mgr inż. Józef Możejko,**  
**mgr Zofia Życińska**

**Sekretarz Redakcji: Irena Kulko**

**Adres Redakcji:**

**Instytut Łączności**

**Ośrodek**

**Informacji Techniczno-Ekonomicznej**

**Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1**

**NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO**

---

**Redaktor: J. Borkowska**

**Montaż tekstu: B. Drabik**

**Dział Wydawniczy Instytutu Łączności**  
**Format B5. Nakład 610. Druk ukończono**  
**w maju 1966 r.**

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

## SPIS TREŚCI

|  | Str. |
|--|------|
| 1. H. Helbing, A. Makiedoński - Zagadnienie odpowiedniego systemu jednowstęgowego w radiofonii                         | 1    |
| 2. W. Juskiewicz - Zagadnienie przydatności poszczególnych rodzajów emisji jednowstęgowych w radiokomunikacji morskiej | 53   |

Henryk Helbing

Aleksander Makiedoński

## ZAGADNIENIE ODPOWIEDNIEGO SYSTEMU JEDNOWSTĘGOWEGO W RADIOFONII

### 1. WSTĘP

Odbiór radiofonicznych stacji na falach średnich i długich jest często zakłócany przez stacje, pracujące w sąsiednich kanałach lub w tym samym kanale. Spowodowane to jest niedostateczną ilością kanałów w tych zakresach w stosunku do potrzeb radiofonii światowej.

Jak wiadomo, radiofonia długo-, średnio- i krótkofalowa wykorzystuje modulację amplitudy przebiegu w.c.z., którego widmo zawiera falę nośną oraz dwie symetryczne wstęgi boczne. Ten rodzaj modulacji ma tę zaletę, że pozwala na konstrukcję prostych i wygodnych w użyciu odbiorników z detekcją obwiedni. Jednocześnie jednak ma on tę wadę, że emisja dwóch wstęg bocznych, z których każda niesie tę samą informację, powoduje zajętość szerokiego pasma częstotliwości radiowych.

W związku z powyższym już od wielu lat czynione są próby wprowadzenia systemu jednowstęgowego do radiofonii z modulacją amplitudy w celu zmniejszenia zakłóceń, pochodzących od innych nadawań we wspólnym lub sąsiednich kanałach. Rozwiązanie zagadnienia napotyka jednak trudności, gdyż obwiednia jednowstęgowego sygnału, nawet z

pełną falą nośną, jest zniekształcona i wymaga bardziej złożonych układów demodulacji niż te, które są powszechnie stosowane w odbiornikach radiofonicznych w postaci zwykłych detektorów obwiedni.

Oczywiście, przy wprowadzaniu nowych rodzajów emisji, nie może być mowy o zmianie stosowanych dotychczas odbiorników radiofonicznych, gdyż na to nie pozwala ich wielomilionowa ilość, jaka znajduje się u abonentów radiowych na świecie.

Dlatego każdy proponowany nowy system nadawczy musi spełniać wymagania "odpowiedniości", tzn. być przystosowany do wymagań stawianych przez istniejący typ odbiornika radiofonicznego.

Dawno [1], [2], [3], [21] i [23] propozycje nadawania dwuwstęgowego składników małych częstotliwości, a jednowstęgowego składników dużych częstotliwości akustycznych opierały się na fakcie, że głębokość modulacji wywołana tymi ostatnimi jest w radiofonii mała i że wobec tego taki złożony sygnał z pełną falą nośną będzie miał tylko nieznacznie odkształconą obwiednię i zajmie niewiele szersze pasmo od emisji jednowstęgowej. Pomysł ten został jednak zarzucony, gdyż jego praktyczne wykorzystanie wymagało zmiany wielu będących w eksploatacji nadajników, a przeprowadzone próby nie wykazały dostatecznej redukcji zakłóceń, pochodzących od innych nadawań w tym samym kanale.

Nowe prace, podjęte przez szereg laboratoriów w różnych krajach, doprowadziły do znalezienia paru praktycznych metod uzyskiwania odpowiedniego sygnału jednowstę-

gowego. Wszystkie one polegają na tej samej zasadzie - łączenia zwykłej modulacji amplitudy z modulacją fazy przebiegu w.cz. w ten sposób, by następowało wzajemne znoszenie się składników modulacji w niepożądanym wstę-dze bocznej. Dokładność kompensacji niepożądanych skład-ników modulacji zależy od właściwego doboru stosunku współczynników modulacji amplitudy i fazy oraz od wza-jemnych przesunięć fazowych napięć modulujących ampli-tudę i fazę przebiegu w.cz. Wartość właściwego stosunku współczynników modulacji amplitudy i fazy zmienia się nieliniowo wraz ze zmianą głębokości modulacji.

Odpowiedniość systemu jednowstęgowego (skrót CSSE) została określona w dokumentach CCIR w następujący spo-sób: "Nadawanie jednowstęgowe uważa się wtedy za odpo-wiednie, gdy może być ono odbierane za pomocą istnieją-cych, zwykłych odbiorników dwuwstęgowych, bez dokonywa-nia w nich jakichkolwiek zmian, z zachowaniem równie za-dawalającej jakości odbioru jak przy dzisiejszym nadawa-niu dwuwstęgowym" [55], [56].

## 2. MOŻLIWOŚCI ZASTOSOWANIA ZWYKŁEGO SYSTEMU JEDNOWSTĘGOWEGO Z PEŁNĄ FALĄ NOŚNĄ W SŁUŻBIE RADIOFONICZNEJ AM

Przed wszystkim należy wyjaśnić, dlaczego zwykły sy-tem jednowstęgowy z pełną falą nośną nie nadaje się do odbioru na typowym odbiorniku radiofonicznym.

Sinusoidalną modulację amplitudy przebiegu w.cz. przedstawia wzór:

$$e(t) = E (1 + m \cos pt) \cos \omega t \quad (1)$$

gdzie:

$p$  - pulsacja sygnału modulującego m.cz.

$\omega$  - pulsacja fali nośnej

$m$  - głębokość modulacji.

Wyrażenie (1) można rozwinąć w następujący sposób:

$$e(t) = E \left[ \cos \omega t + \frac{m}{2} \cos(\omega + p)t + \frac{m}{2} \cos(\omega - p)t \right]. \quad (2)$$

Z modulacji amplitudy można uzyskać modulację o jednej wstędze bocznej z pełną falą nośną przez usunięcie jednej ze wstęp bocznych. Oznaczając  $\frac{m}{2}$  przez  $a$ , z wyrażenia (2) otrzymujemy:

$$e(t) = E \left[ \cos \omega t + a \cos(\omega + p)t \right] \quad (3)$$

Wyrażenie (3) można przekształcić jak następuje:

$$e(t) = E \left[ (1 + a \cos pt) \cos \omega t - a \sin pt \sin \omega t \right] \quad (4)$$

skąd można doprowadzić do wzoru:

$$e(t) = E \sqrt{(1 + a \cos pt)^2 + (a \sin pt)^2} \cos \left( \omega t + \arctg \frac{a \sin pt}{1 + a \cos pt} \right) \quad (4')$$

Jak widać ze wzoru (4'), na sygnał jednowstęgowy składa się modulacja amplitudy przebiegu w.cz., kształtująca obwiednię następująco:



$$\begin{aligned}
 A(t) &= E \sqrt{(1 + a \cos pt)^2 + (a \sin pt)^2} = \\
 &= E \sqrt{1 + a^2 + 2a \cos pt} \quad (5)
 \end{aligned}$$

i modulacja fazy przebiegu w.cz. o charakterze:

$$\varphi(t) = \operatorname{arctg} \frac{a \sin pt}{1 + a \cos pt} \quad (6)$$

Ze wzoru (5) wynika, że kształt obwiedni sygnału jednowstęgowego  $A(t)$  odbiega znacznie od sinusoidy o pulsacji  $p$  z wyjątkiem przypadku, gdy  $a$  jest małe, tzn. że amplituda nośnej jest stosunkowo bardzo duża.

Odbiór sygnału jednowstęgowego za pomocą odbiornika wyposażonego w liniowy detektor diodowy obwiedni (który nie jest czuły na modulację fazy przebiegu w.cz.) związany więc będzie na ogół ze znacznymi zniekształceniami sygnału m.cz. W rzeczywistości, gdy amplituda składnika bocznego zbliża się do poziomu składnika fali nośnej, zniekształcenia wywołane tylko drugą harmoniczną rosą do ok. 20%.

Zniekształcenia te nie mogą być zmniejszone inaczej, jak przez zmniejszenie głębokości modulacji  $a$ , co jednak powoduje zmniejszenie stosunku sygnału do szumu. Uwzględniając jakość wymaganą w radiofonii należy uznać zwykły system jednowstęgowy z pełną falą nośną za nieodpowiedni przy stosowaniu typowych odbiorników AM.

### 3. TEORETYCZNA ANALIZA ODPOWIEDNIEGO SYSTEMU JEDNOWSTĘGOWEGO

W zwykłym systemie jednowstęgowym informacja jest normalnie przenoszona składnikiem kosinusowym, co w prostym przypadku modulacji jedną częstotliwością akustyczną oznacza możliwość wykorzystywania z wyrażenia (4) tylko części  $(1 + a \cos pt)$  przy zastosowaniu detekcji synchronicznej w odbiorniku.

Natomiast od odpowiedniego systemu jednowstęgowego wymaga się, by informacja zawarta była w obwiedni przebiegu w.cz. Jeżeli założyć istnienie rozwiązania teoretycznego tak postawionego zagadnienia, to powinno się znaleźć właściwy charakter zmiany fazy przebiegu w.cz., który by eliminował jedną ze wstęg bocznych. Jeśli

$$e(t) = E [1 + U(t)] \cos[\omega t + \varphi(t)] \quad (7)$$

gdzie:

$U(t)$  - sygnał modulujący m.cz.

$\varphi(t)$  - charakteryzuje zmianę fazy przebiegu w.cz.

ma przedstawiać sygnał o jednej wstędze bocznej, to należy znaleźć przebieg  $\varphi(t)$ .

Jak wynika z analizy matematycznej [6], [13], [60], odpowiednim rozwiązaniem jest następująca zależność przebiegu  $\varphi(t)$  od  $U(t)$ :

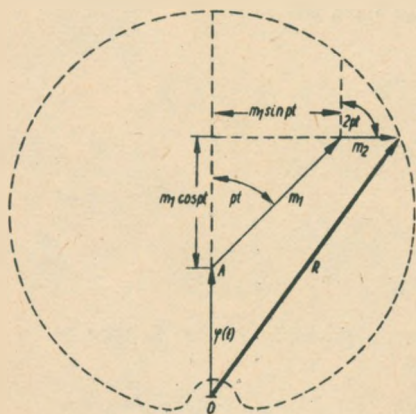
$$\varphi(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln U(t+x)}{x} dx \quad (8)$$

gdzie  $x$  jest niezależną zmienną czasu.

Zależność (8) nosi nazwę transformacji Hilberta funkcji  $\ln U(t)$ . W rzeczywistości to przekształcenie oznacza utworzenie nowej funkcji, różniącej się od  $\ln U(t)$  tym, że jej wszystkie składniki widmowe są przesunięte w fazie o  $90^\circ$  w stosunku do odpowiednich składników funkcji  $\ln U(t)$ , a ponadto ich faza ma przebieg liniowy z częstotliwością.

Z powyższego wynika, że teoretycznie zagadnienie jest rozwiązywalne.

Wyrażenie równania (8) za pomocą funkcji elementarnych, nawet dla prostego przypadku modulacji jedną częstotliwością akustyczną, nie jest proste. Dużo łatwiej można to uzyskać sposobem [17], [53] przedstawionym graficznie na rys. 1.



Rys. 1. Wykres wektorowy sygnału CSSB ze składnikami widma dla  $m=95\%$

Obwiednię sygnału CSSB zakreśla wypadkowy wektor  $R$ , którego amplituda jest modulowana sygnałem o pulsacji  $p$ , według zależności:

$$R = 1 + m \cos pt \quad (9)$$

gdzie  $m$  - wypadkowa głębokość modulacji, wywołana przez składniki boczne:  $m_1, m_2, m_3$  itd., wszystkie wirujące w jednym kierunku (jako jednowstęgowe) z odpowiednią szybkością kątową  $p, 2p, 3p$  itd., w stosunku do unieruchomionego na rys. 1 wektora fali nośnej  $A$  o częstotliwości  $\omega$ .

Rozkładając wektory na składowe prostopadłe, można napisać równanie:

$$1 + m \cos pt = \sqrt{(A + m_1 \cos pt + m_2 \cos 2pt + \dots)^2 + (m_1 \sin pt + m_2 \sin 2pt + \dots)^2} \quad (10)$$

a po prostym przekształceniu, uzyskać:

$$\begin{aligned} 1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos pt + \frac{m^2}{2} \cos 2pt = \\ = (A + m_1 \cos pt + m_2 \cos 2pt)^2 + \\ + (m_1 \sin pt + m_2 \sin 2pt)^2 \end{aligned} \quad (11)$$

Z porównania obu stron równania (11) wynika, że wystąpią w nim tylko składniki boczne pierwszego i drugiego rzędu, czyli:

$$1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos pt + \frac{m^2}{2} \cos 2pt = A^2 + m_1^2 + m_2^2 +$$

$$+ 2m_1 (A + m_2) \cos pt + 2Am_2 \cos 2pt \quad (12)$$

z czego wynika, że:

$$1 + \frac{m^2}{2} = A^2 + m_1^2 + m_2^2 \quad (13)$$

$$m = m_1 (A + m_2) \quad (14)$$

$$\frac{m^2}{2} = 2Am_2 \quad (15)$$

Z powyższych trzech równań można określić trzy zmienne  $A$ ,  $m_1$  i  $m_2$  w funkcji  $m$ , co w wyniku da:

$$m_1 = m \quad (16)$$

$$m_2 = \frac{1}{2} (1 - \sqrt{1 - m^2}) \quad (17)$$

$$A = \frac{1}{2} (1 + \sqrt{1 - m^2}) \quad (18)$$

Tym sposobem znaleziono warunki, jakim powinna odpowiadać modulacja jedną częstotliwością akustyczną, aby obwiednia wytworzonego sygnału CSSB miała idealnie nieznkształconą formę. Widmo takiego sygnału CSSB zawiera trzy składniki: nośny i dwa boczne, pierwszego i drugiego rzędu, położone z jednej strony składnika nośnego, co można wyrazić następująco:

$$e(t) = A \cos \omega t + m_1 \cos(\omega + p)t + m_2 \cos(\omega + 2p)t \quad (19)$$

a po podstawieniu zależności (16), (17) i (18) do wyrażenia (19) otrzymać:

$$e(t) = 0,5 \left[ (1 + \sqrt{1 - m^2}) \cos \omega t + 2 m \cos(\omega + p)t + (1 - \sqrt{1 - m^2}) \cos(\omega + 2p)t \right] \quad (20)$$

Z równania (10) i rys. 1 można określić przebieg zmiany fazy wektora R w czasie, tj. znaleźć udział modulacji fazy przebiegu w.cz. przy tworzeniu sygnału CSSB, dla jednej modulującej częstotliwości akustycznej, a mianowicie:

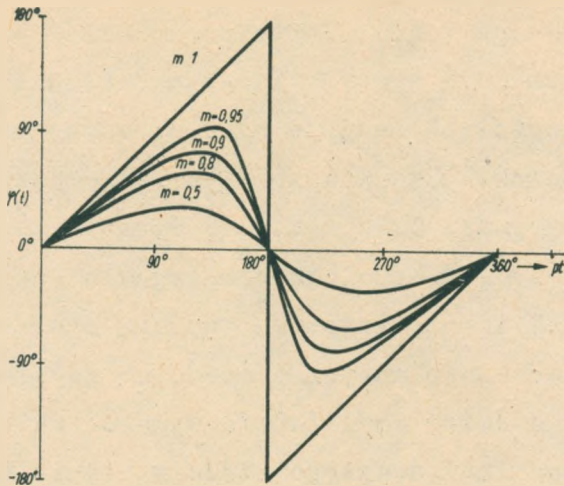
$$\sin \varphi(t) = \frac{m_1 \sin pt + m_2 \sin 2 pt}{1 + m \cos pt} \quad (21)$$

co po podstawieniu równań (16) i (17) daje:

$$\varphi(t) = \arcsin \frac{m \sin pt + 0,5(1 - \sqrt{1 - m^2}) \sin 2 pt}{1 + m \cos pt} \quad (22)$$

Charakter zmiany kąta w czasie jednego okresu modulacji dla różnych wartości m przedstawia rys. 2.

Można zauważyć, że uzyskanie w praktyce właściwego przebiegu modulacji fazy dla  $m > 0,95$  będzie trudne i że przy tym sposobie wytwarzania sygnału CSSB trzeba będzie ograniczyć głębokość modulacji m do około 95% i maksymalną dewiację fazy do  $100^\circ$  [53].



Rys. 2. Dewiacja fazy w systemie CSSB dla różnych współczynników modulacji  $m$

Aby uzyskać niezniekształconą obwiednię przebiegu w. cz. przy modulacji jedną częstotliwością akustyczną, trzeba rozporządzać co najmniej trzema składnikami widma. Jest to oczywiste dla zwykłej, dwuwstęgowej modulacji amplitudy, gdzie trzy składniki (nośny plus symetrycznie położone górno- i dolnowstęgowe) są wytworzone przy modulacji sygnałem sinusoidalnym. W tym przypadku składnik nośny znajduje się w środku widma, mając z jednej strony składnik górnostęgowy, a z drugiej dolnowstęgowy. W systemie CSSB natomiast, składnik nośny znajduje się z jednej strony widma, a dwa pozostałe, jako składniki pierwszego i drugiego rzędu, występują w jednej wstędze bocznej.

Wobec powyższego wydawać by się mogło, że sygnał CSSB nie zajmuje węższego pasma częstotliwości od sygnału dwuwstęgowego AM. Tymczasem (o czym była mowa już we wstępie i co potwierdza równanie (20)), przy małej głębokości modulacji można nadawać tylko składniki nośny i jedno-

wstęgowy boczny pierwszego rzędu nie tracąc wiele na kształcie obwiedni. Ponieważ w mowie i muzyce składniki o większych częstotliwościach mają na ogół stosunkowo małą amplitudę, to szerokość zajmowanego pasma częstotliwości przez widmo sygnału CSSB może się równać w przybliżeniu szerokości pasma modulującego sygnału akustycznego, podobnie jak to ma miejsce w zwykłym systemie jednowstęgowym. Nadawanie małych i średnich częstotliwości akustycznych o dużej amplitudzie wymaga natomiast dodatkowych składników drugiego rzędu w widmie w.cz. Powyższe składniki drugiego rzędu mieszczą się jednak w pasmie w.cz., zajmowanym przez sygnał i tym sposobem nie pogarszają pasma w.cz., lecz tylko zwiększają jego zagęszczenie.

W podanym fakcie uwzględniony został przypadek ogólny, kiedy w sygnale modulującym występuje więcej niż jedna częstotliwość, mimo że dla systemu odpowiedniego przy ograniczonej szerokości pasma w.cz. powstawanie składników jednowstęgowych nie wygląda tak prosto, jak w systemie dwuwstęgowym i nie udaje się znaleźć ścisłego rozwiązania na właściwy charakter modulacji fazy przebiegu w.cz. [17]. Powstałe koncepcje i metody wytwarzania sygnału CSSB koncentrują się więc wokół zagadnienia właściwego charakteru zmiany fazy przebiegu w.cz. i sposobu jego realizacji, aby osiągnąć optymalne widmo przy jak najmniejszych zniekształceniach obwiedni.



## 4. METODY WYTWARZANIA ODPOWIEDNIEGO SYGNAŁU JEDNOWSTĘGOWEGO

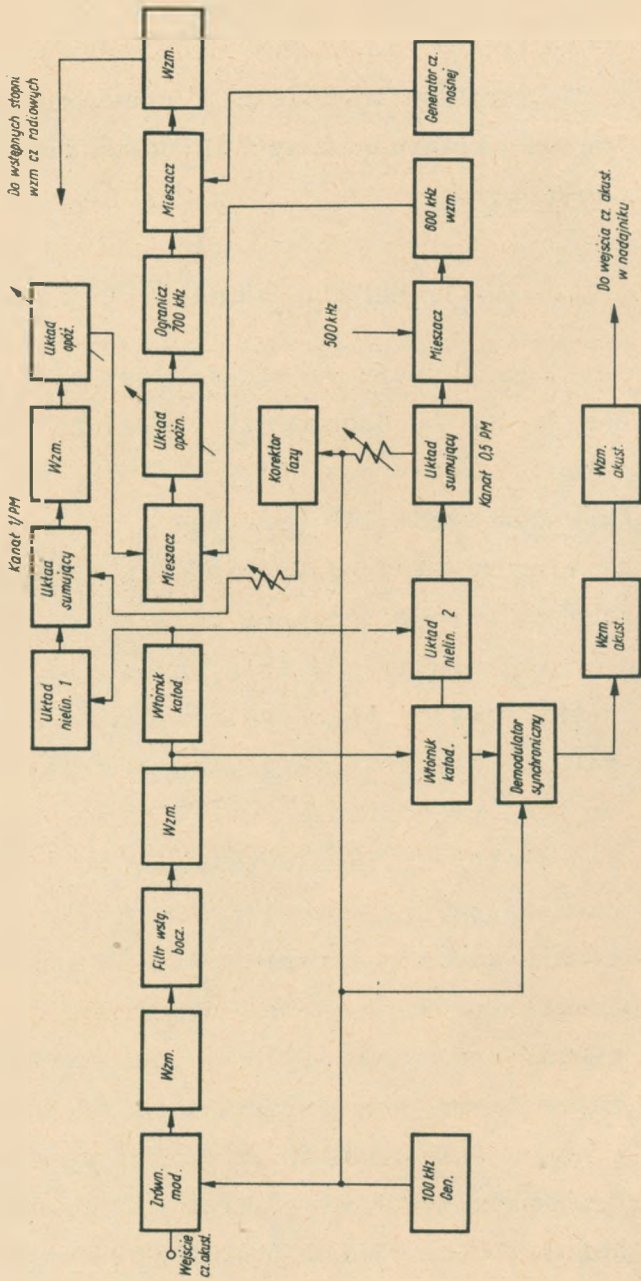
Obecnie w literaturze technicznej można znaleźć opisy czterech metod uzyskiwania sygnału CSSB w zastosowaniu do radiofonii.

### 4.1. Metoda Kahna

W najbardziej zaawansowanym stanie jest metoda opracowana w laboratorium L. Kahna (St. Zjedn. A.P.).

Sprzęt systemu Kahna w postaci przystawek do różnego typu nadajników przeszedł lub przechodzi jeszcze próby praktyczne na szeregu stacjach radiofonicznych. Sygnał CSSB wytwarzany tą metodą był parę razy poprawiany lepszym doborem charakteru zmiany fazy przebiegu w.cz [4], [8], [24]. Schemat blokowy tego systemu CSSB nowego typu, oznaczanego "1PM plus 0,5PM", który zezwala nawet na pewne przemodulowanie, przedstawia rys. 3.

Przebieg jednowstęgowy jest wytwarzany przez zwykły generator jednowstęgowy za pomocą zrównoważonego modulatora oraz filtru pasmowego wstęgi bocznej i następnie kierowany do dwóch torów. W torze pierwszym znajduje się demodulator synchroniczny, który odtwarza pierwotny sygnał m.cz., zapewniając jego składnikom właściwe przesunięcia fazowe na wejściu modulatora amplitudy w nadajniku. W torze drugim znajduje się przede wszystkim złożony układ dwóch kanałów w.cz. 1PM i 0,5 PM, składający się ze stopni nielinearnych, wzmacniaczy, stopnia przemiany



Rys. 3. Schemat blokowy do wytwarzania sygnału CSSB metodą kanału typu "1PM + 0,5PM"

częstotliwości i stopnia opóźniającego, w celu uzyskania modulacji fazy przebiegu w.cz., zgodnie z pożądaną zaleźnością. W dalszym ciągu toru drugiego znajdują się układy: opóźniający, ograniczający i przemiany na częstotliwość wymaganą od generatora wzbudzającego w.cz. w nadajniku. Uzyskany w drugim torze przebieg w.cz. o modulowanej fazie, po przejściu przez stopnie wzmacniaczy w.cz. nadajnika, jest modulowany amplitudowo przez wzmocony w modulatorze sygnał m.cz. toru pierwszego.

Warunki modulacji w metodzie Kahna zostały tak dobrane, że widmo wypadkowego przebiegu w.cz. przy jednej częstotliwości modulującej ma postać zbliżoną do następującej:

$$e(t) = E \left[ (1 - 0,3 m^2) \cos \omega t + m \cos(\omega + p)t + 0,3 m^2 \cos(\omega + 2p)t \right] \quad (23)$$

gdzie:

E - napięcie przebiegu nośnego bez modulacji,  
inne oznaczenia - jak poprzednio.

Chociaż za przyjęciem modelowego stosunku składników w.cz. przy stuprocentowej głębokości modulacji 0,5 : 1 : 0,5, który wynika z równania (20), przemawia brak zniekształceń obwiedni, to jednak Kahn uważa, że inne względy zmieniają nieco wybór. Mianowicie, gdy sygnał akustyczny z dwoma składnikami o dużym poziomie doprowadzany jest do nadajnika CSSB, wtedy promieniowane przy modelowym stosunku składników w.cz. niepożądane widmo boczne

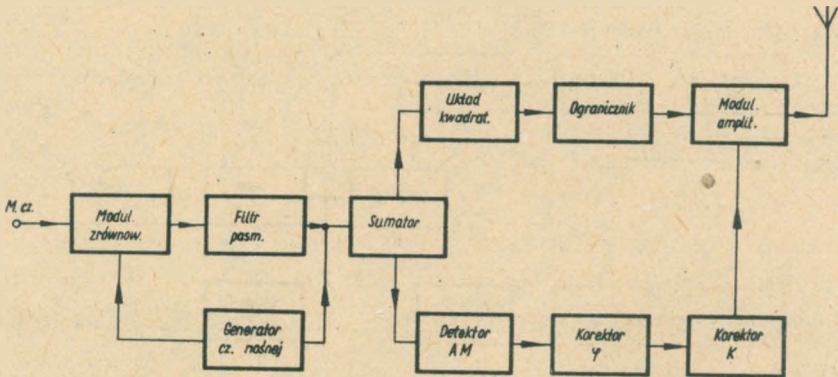
jest znaczne. Z tych względów zalecany jest niższy stosunek składnika bocznego drugiego rzędu do składnika pierwszego rzędu i jego wartość około 0,3 przy stuprocentowej głębokości modulacji wydaje się być najodpowiedniejsza, mimo że obwiednia przebiegu w.cz. o stosunku składników 0,7 : 1 : 0,3 jest nieco zniekształcona. Osiągana tą metodą tłumienność niepożądanego wstęgi bocznej wynosi około 30 dB w stosunku do niemodulowanej fali nośnej.

#### 4.2. Metoda Philipsa

W laboratoriach Philipsa (Holandia) opracowano teoretycznie i zrealizowano praktycznie nieco odmienną, a zarazem prostszą metodę wytwarzania sygnału CSSB [31] [63]. Metoda ta wywodzi się z modelowego stosunku składników w.cz., wyrażonego wzorem (20), który nie wnosi dla jednej częstotliwości modulującej zniekształceń harmonicznych do obwiedni. Właściwy charakter modulacji fazy przebiegu w.cz., który dla jednej częstotliwości odpowiada równaniu (22), jest osiągnięty za pomocą podnoszenia do kwadratu wytworzonego uprzednio sygnału jednowstęgowego z pełną falą nośną. Powstające składniki intermodulacyjne przy złożonym sygnale modulującym są korygowane odpowiednim układem. Staranna regulacja fazy i korekcji pozwala na stłumienie niepożądanego wstęgi bocznej do wartości ponad 30 dB, a w nowszym rozwiązaniu z korektorem o regulowanej przez głębokość modulacji charakterystyce pozwala do uzyskania tłumienności nawet lepszej od 40 dB

w stosunku do poziomu niemodulowanej fali nośnej.

Rysunek 4 przedstawia schemat blokowy do wytwarzania sygnału CSSB metodą Philipsa. Na wstępie znajduje się zrównoważony modulator i filtr pasmowy wstęgi bocznej, z których za pomocą generatora częstotliwości nośnej uży-



Rys. 4. Schemat blokowy do wytwarzania sygnału CSSB metodą Philipsa

skuje się osobno przebieg nośny i wstęgę boczną. Układ sumowania ma dwa wyjścia. Na jednym z nich przebieg nośny ma mały poziom, na drugim zaś wyjściu ma znaczną amplitudę. Układ jest tak zaprojektowany, że kiedy głębokość modulacji dla pierwszego sygnału jest równa 100%, drugi sygnał jest zmodulowany w tak słaby sposób, że zniekształcenia obwiedni są do pominięcia. Tym sposobem można odtworzyć sygnał m.cz. za pomocą zwykłego detektora obwiedni i zachować fazy składników takie, jakie miało widmo obwiedni sygnału jednowstęgowego. To samo można uzyskać stosując demodulator synchroniczny. Następnie schemat zawiera układ korekcji amplitudy K i w razie potrzeby układ korekcji fazy  $\varphi$ .

Sygnal pierwszy po wyjściu z układu sumowania jest podnoszony do kwadratu, a sygnał wynikowy doprowadzany do ogranicznika usuwającego zmiany amplitudy. Tym sposobem otrzymuje się przebieg nośny zmodulowany w fazie, którego amplitudę moduluje ostatecznie sygnał m.c.z.

Teoretyczne uzasadnienie metody Philipsa przedstawia się następująco.

Równanie (20) po wprowadzeniu oznaczenia  $a = \frac{m}{1 + \sqrt{1 - m^2}}$

przybiera postać:

$$e(t) = \cos \omega t + 2a \cos(\omega + p)t + a^2 \cos(\omega + 2p)t \quad (24)$$

Sygnal CSSB wyrażony równaniem (24) ma sinusoidalną obwiednię o wzorze:

$$A(t) = 1 + a^2 + 2a \cos pt \quad (25)$$

Aby wytworzyć taki sygnał ze zwykłego sygnału jednowstęgowego z pełną falą nośną, należy ten ostatni podnieść do kwadratu i usunąć wszystkie wyrazy z wyjątkiem tych, które znajdują się w sąsiedztwie podwójnej częstotliwości nośnej. Ta prosta operacja prowadzi do idealnego rozwiązania systemu CSSB dla przypadku modulacji jedną częstotliwością akustyczną, a mianowicie wyrażony wzorem (4) sygnał jednowstęgowy o częstotliwości nośnej  $\omega/2$  ma postać:

$$e(t) = E \left( \cos \frac{\omega t}{2} + a \cos pt \cos \frac{\omega t}{2} - a \sin pt \sin \frac{\omega t}{2} \right) \quad (26)$$

po podniesieniu zaś do kwadratu i filtracji przez filtr górnoprzepustowy wyrazy sąsiadujące z podwójną częstotliwością początkową są proporcjonalne do wyrażenia:

$$e'(t) = \left[ (1 + a \cos pt)^2 - a^2 \sin^2 pt \right] \cos \omega t - 2a \sin pt (1 + a \cos pt) \sin \omega t \quad (27)$$

Ten ostatni sygnał jest znów o jednej wstędze bocznej i jego obwiednia ma formę  $A'(t) = 1 + a^2 + 2a \cos pt$ , która jest identyczna z formą wyrażoną wzorem (25). Jak z tego widać, operacja podnoszenia do kwadratu zwykłego sygnału jednowstęgowego z pełną falą nośną prowadzi do sygnału CSSB o obwiedni pozbawionej zniekształceń przy modulacji sygnałem sinusoidalnym. Głębokość modulacji jest dwa razy większa od głębokości modulacji początkowego sygnału o jednej wstędze bocznej.

Jeśli sygnał m.cz. zawiera nie jeden, lecz dwa składniki częstotliwościowe  $a \cos pt + b \cos qt$ , wtedy uzyskana tą metodą obwiednia sygnału CSSB ma postać:

$$e'(t) = 1 + a^2 + b^2 + 2a \cos pt + 2b \cos qt + 2ab \cos(q - p)t \quad (28)$$

W tym przypadku obwiednia zawiera wyrazy intermodulacji leżące w sąsiedztwie fali nośnej, które dają się jednak usunąć za pomocą odpowiedniego układu.

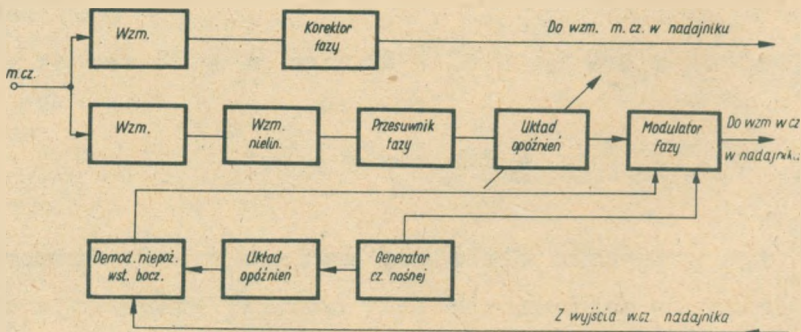
Jak wynika ze wzoru (20), w przypadku modulacji sinusoidalnej amplituda składnika pierwszego rzędu może prze-

wyższać dwukrotnie amplitudę składnika nośnego bez powodowania zniekształceń. Metoda Philipsa przyjmuje jednak za stuprocentową głębokość modulacji stan, w którym składniki nośny i pierwszego rzędu są sobie równe, czyli model o stosunku składników:  $1 : 1 : 0,25$ .

Wychodząc z założenia, że dla mowy i muzyki poziom składników dźwięku zmniejsza się szybko ze wzrostem ich częstotliwości, to dla tych częstotliwości składniki drugiego rzędu są nieznaczne i nie wpływają w sposób widoczny na kształt sygnału CSSB, a zajęte przez emisję pasmo ogranicza się do szerokości pasma m.cz.

#### 4.3. Metoda Vackarza

W zakładach radiowych Tesla (Czechosłowacja) inż. Vackarz opracował metodę, w której wykorzystał ujemne sprzężenie zwrotne dla lepszego stłumienia niepożądanej wstęgi bocznej [25], [26], [53], [64]. Schemat blokowy do wytwarzania sygnału CSSB tą metodą przedstawia rys. 5.



Rys. 5. Schemat blokowy do wytwarzania sygnału CSSB metodą Vackarza



Na wejściu urządzenia sygnał m.cz. kierowany jest do dwóch torów. W torze pierwszym znajduje się wzmacniacz oraz korektor fazy, uwzględniający charakterystykę fazowo-częstotliwościową modulatora w nadajniku. Skorygowany sygnał doprowadzany jest do wzmacniacza m.cz. i następnie modulatora w nadajniku. W torze drugim znajduje się wzmacniacz o nieliniowej charakterystyce, szerokopasmowy przesuwnik fazy, który przesuwają wszystkie składniki widma sygnału m.cz. o 90%, regulowany układ opóźniający sygnał i modulator fazy przebiegu nośnego, wytwarzanego przez generator częstotliwości nośnej. Przebieg częstotliwości nośnej o fazie modulowanej przez w powyższy sposób przekształcony w drugim torze sygnał m.cz. jest doprowadzany do wzmacniacza w.cz. i następnie do stopnia modulowanego amplitudowo w nadajniku. Dla lepszego stłumienia niepożądanego wstęgi bocznej jest dodany układ ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składników tej wstęgi. Układ ten zawiera specjalny demodulator, dostrojony do niepożądanego wstęgi bocznej i przesuwnik fazy przebiegu częstotliwości nośnej, dające wspólnie właściwą dla ujemnego sprzężenia charakterystykę fazową. Zdemodulowana w ten sposób część niepożądana sygnału CSSB jest doprowadzana do modulatora fazy w urządzeniu.

Osiągnięte w warunkach laboratoryjnych tłumienie niepożądanego wstęgi bocznej jest lepsze od 35 dB, w tym udział ujemnego sprzężenia zwrotnego wynosił od 6 do 12 dB.

W praktyce, metoda inż. Vackarza zdała tylko częściowo egzamin, gdyż nie udało się uzyskać dostatecznego tłumienia niepożądanego wstęgi bocznej w szerszym zakre-

się częstotliwości modułujących za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Metoda ta wymaga użycia ostrych filtrów do oddzielenia wstęg bocznych. Niestety charakterystyki fazowe tych filtrów nie pozwalają uzyskać  $180^{\circ}$  przesunięcia fazy w torze sprzężenia na całym zakresie częstotliwości tłumionej wstęgi bocznej [68].

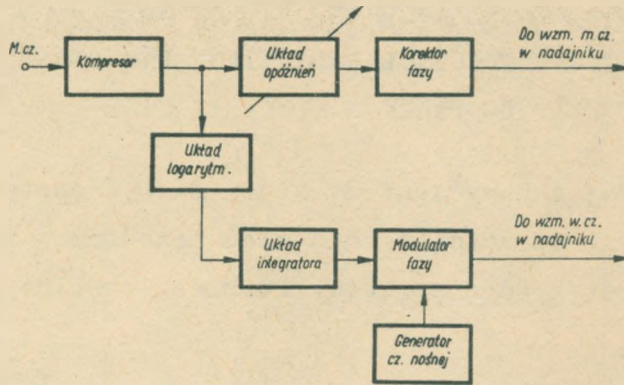
#### 4.4. Metoda Tetelbauma

Teoretycznie najdawniej uzasadniona, lecz praktycznie do niedawna mniej zaawansowana dla celów radiofonii była metoda Tetelbauma (ZSRR). W 1951 r. Tetelbaum ze współpracownikami przeprowadził analizę matematyczną sygnału CSSB i uzyskał zależność (8) na charakter zmiany fazy przebiegu w.c.z. [6], [9], [30], [60]. Potem w 1960 r. dokonał tego samego Powers ze Stanów Zjednoczonych [13].

Praktyczne wykorzystanie wzoru (8) jest kłopotliwe, gdyż dla otrzymania modulacji fazy, wyrażonej przez ten wzór należy w zasadzie znać nie tylko przeszłość, ale również i przyszłość sygnału. Można uzyskać dobre przybliżenie, wprowadzając pewne opóźnienie sygnału, co też zostało zaproponowane i wypróbowane praktycznie z dodatnim wynikiem [9], [59], [61], [62].

Schemat blokowy do wytwarzania sygnału CSSB, który jest w tej metodzie bardzo prosty, przedstawia rys. 6. Sygnał wejściowy m.c.z. po przejściu przez układ kompresora jest kierowany do dwóch torów. W torze pierwszym znajduje się regulowany układ opóźniający i korektor fazy, z wyjścia którego sygnał dochodzi do wzmacniacza m.

cz., a następnie do modulatora w nadajniku. W torze drugim znajduje się układ logarytmujący, następnie wykonujący przekształcenie Hilberta – układ integratora oraz modulator fazy przebiegu doprowadzanego z generatora częstotliwości nośnej. Zmodulowany przekształconym sygnałem m.cz. przebieg nośny jest doprowadzany do wzmacniacza w.cz. w nadajniku.



Rys. 6. Schemat blokowy do wytwarzania sygnału CSSB metodą Tetelbauma

Integrator jest w zasadzie szerokopasmowym przesuwnikiem fazy o  $90^{\circ}$  z liniową charakterystyką fazowo-częstotliwościową. Praktycznie integrator wykonany został z elementów sztucznej linii długiej, wnoszącej pewne opóźnienie czasowe. Taką samą wartość opóźnienia musi mieć tor pierwszy i w tym celu wyposażono go w regulowany układ opóźniający.

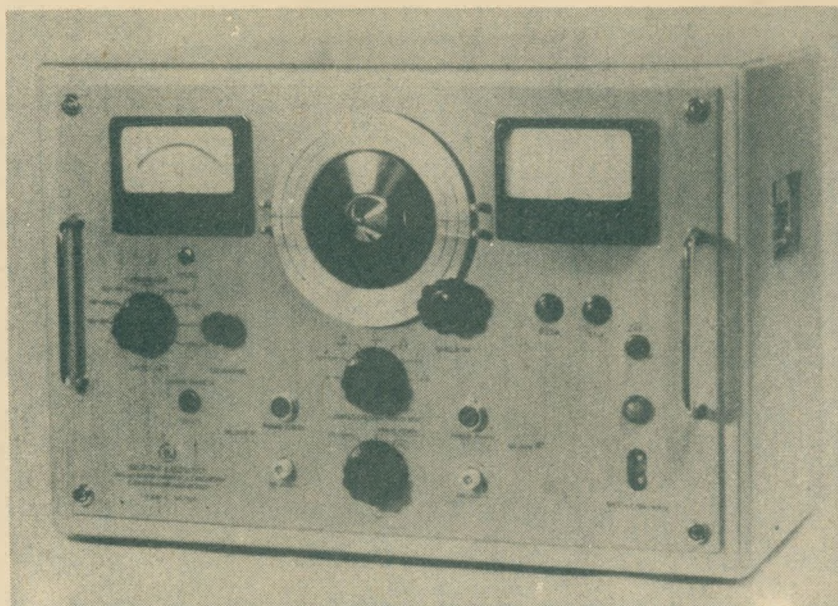
Ostatnio na metodzie Tetelbauma oparł opracowanie systemu CSSB inż. J. Tamele w Czechosłowacji. Wykonany według jego projektu w zakładach Tesla model doświadczalny został zainstalowany na radiostacji Zbraslav koło Pra-

gi do współpracy z nadajnikiem Tesla 30 kW na częstotliwości 1520 kHz [68], [69].

Osiągnięta w warunkach eksploatacyjnych tłumienność niepożądanych składników modulacji zawiera się w granicach od 30 do 40 dB dla różnych częstotliwości głębokości modulacji. Dalsze, będące w toku, próby mają dostarczyć pełnych danych o parametrach eksploatacyjnych systemu CSSB.

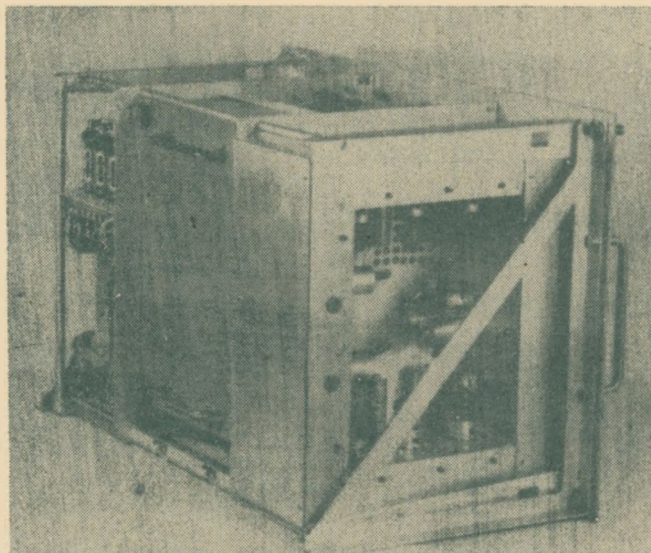
## 5. PRZYDATNOŚĆ TYPOWYCH NADAJNIKÓW RADIOFONICZNYCH AM DO PRACY W SYSTEMIE CSSB

Rozpatrując nowy system, który ma być odpowiedni dla istniejącego sprzętu, trzeba mieć przedtem rozeznanie charakterystyk tego sprzętu. Potrzeba absolutnego dosto-



Rys. 7. Widok zewnętrzny miernika fazy

sowania systemu do charakterystyk istniejących odbiorników radiofonicznych nie podlega dyskusji. Sprawa ta natomiast nie jest całkiem oczywista w stosunku do będą-



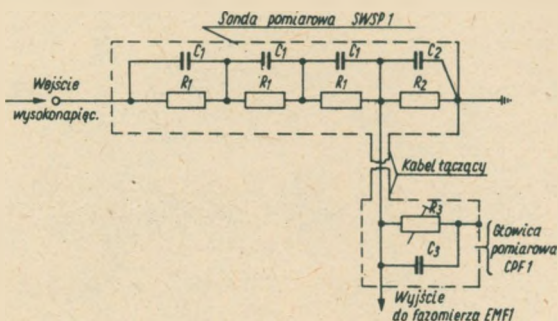
Rys. 8. Widok wewnętrzny miernika fazy po zdjęciu obudowy

cych w eksploatacji nadajników radiofonicznych o modulacji impulsowej. Oczywiście i w tym przypadku jest pożądane, aby wprowadzenie systemu CSSB nie pociągało za sobą żadnych zmian w nadajnikach. Jednak ze względu na trudności opracowania takiego systemu, który byłby jednocześnie całkowicie odpowiedni dla będących w eksploatacji odbiorników i nadajników, a także ze względu na stosunkowo niedużą (w porównaniu do ilości odbiorników) ilość nadajników, system, który wymaga zmian w urządzeniach nadawczych może być również uzasadniony ekonomicznie.

Przystosowanie będących w eksploatacji nadajników do

pracy w systemie CSSB sprowadza się przede wszystkim do wyrównania wnoszonych przez tory m.cz. i w.cz. nadajnika zniekształceń i opóźnień przebiegów modulacji amplitudy i fazy.

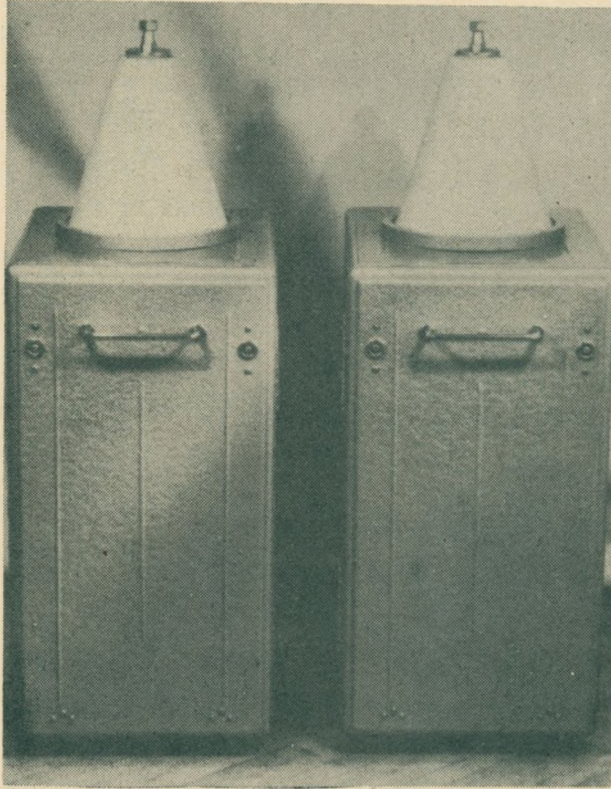
W literaturze technicznej szeroko są opisane metody pomiaru i wyrównania charakterystyk tłumieniowych w nadajnikach. Zagadnieniem znacznie mniej znanym jest tech-



Rys. 9. Schemat ideowy wysokonapięciowego, skompensowanego dzielnika napięcia

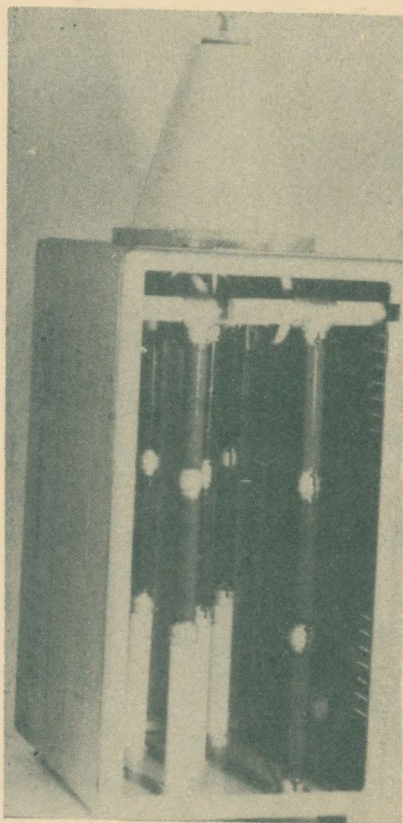
|  |                        |
|--|------------------------|
| $R_1$ - 200 k $\Omega$ / 4x50 k $\Omega$ /100 W/ | $C_1$ - 100 pF/15 kV   |
| $R_2$ - 1,5 k $\Omega$ / 12 W                    | $C_2$ - 15000 pF/500 V |
| $R_3$ - 10 k $\Omega$ /1 W                       | $C_3$ - 7000 pF/250 V  |

nika pomiaru charakterystyk fazowych torów m.cz. i w.cz. nadajników. Można ten brak tłumaczyć małą dotychczas potrzebą wykonywania tego rodzaju pomiarów, jak i występującymi przy tym trudnościami. Dlatego, aby mieć pogląd na możliwość przystosowania krajowych nadajników radiofonicznych o modulacji amplitudy do pracy w systemie CSSB, podjęto w Instytucie Łączności badania własności nadajników radiofonicznych z punktu widzenia wykorzystania ich dla emisji programów w systemie CSSB. Trudności techniczne, występujące przy pomiarach przesunięć fazo-



Rys. 10. Dwie sondy pomiarowe typu SWSP-1. Widok zewnętrzny

wych w nadajnikach, spowodowane są brakiem dostatecznie dokładnych fazomierzy, mogących pracować w warunkach występowania silnych, zakłócających pól elektromagnetycznych oraz niemożliwością bezpośredniego doprowadzenia do fazomierza napięć pomiarowych z wyjścia torów m.cz. i w.cz. nadajnika (napięcia rzędu kilku a nawet kilkunastu tysięcy woltów w nadajnikach dużej mocy). Pierwsza z tych trudności została pokonana dzięki zaprojektowaniu i wykonaniu w Instytucie Łączności elektronicznego miernika fazy typu EMF-1, który jak wykazały próby może pra-



Rys. 11. Widok wewnętrzny sondy pomiarowej t. SWSP-1 po zdjęciu ścianki

cować w silnych polach elektromagnetycznych występujących na obiektach nadawczych [73]. Widok zewnętrzny powyższego miernika przedstawia rys. 7, a jego widok wewnętrzny po zdjęciu obudowy rys. 8.

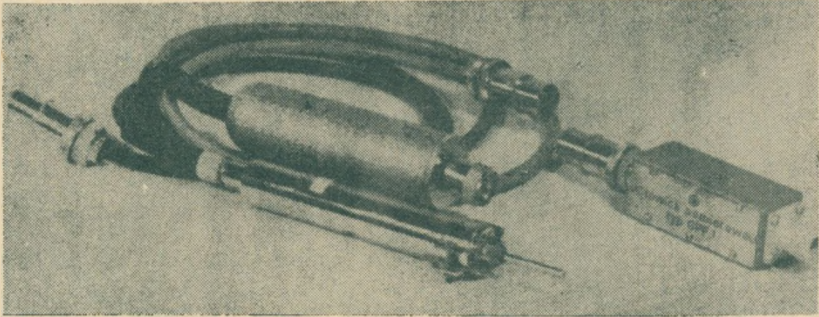
Drugą trudność pokonano przez zastosowanie skompensowanego (bez przesunięć fazowych) dzielnika napięcia, składającego się z wysokonapięciowej, szerokopasmowej sondy pomiarowej typu SWSP-1 i głowicy pomiarowej typu GPF-1 wykonanych w Instytucie Łączności, wraz z odcinkiem kabla koncentrycznego, łączącego sondę z głowicą. Schemat ideowy tego dzielnika napięcia przedstawia rys. 9.

Przesunięcie fazowe między napięciem wejściowym a wyjściowym sondy w zakresie częstotliwości 0 Hz do 10 kHz jest mniejsze od  $\pm 1^\circ$ . Układ może pracować do częstotliwości 250 kHz z tym, że wspomniany uchyb  $\pm 1^\circ$  utrzymuje się w zakresie  $\pm 10$  kHz od częstotliwości środkowej, na którą wyregulowano kompensację za pomocą opornika R3 (rys. 9).

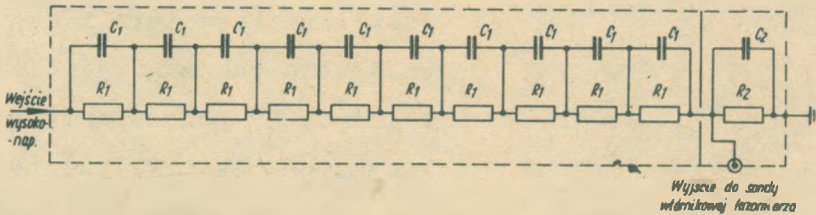
Sonda pomiarowa typu SWSP-1, której widok zewnętrzny pokazany jest na rys. 10, a wewnętrzny po zdjęciu ścian-



ki na rys. 11, może pracować przy napięciu o wartości skutecznej dochodzącej do 25 kV. Widok głowicy pomiarowej typu GPF-1 wraz z kablem połączeniowym przedstawia rys. 12.



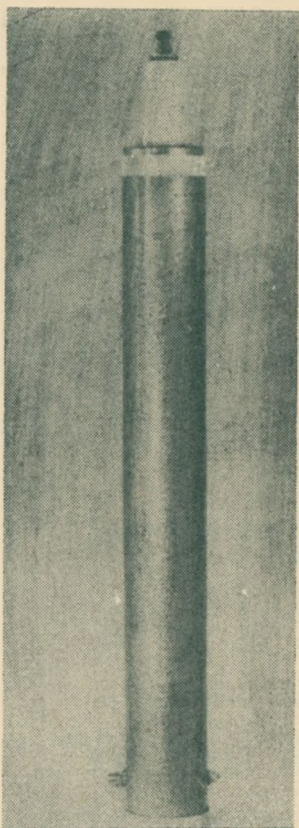
Rys. 12. Widok głowicy pomiarowej typu OPF-1 wraz z kablem połączeniowym



Rys. 13. Schemat ideowy sondy pomiarowej typu SWSP-2

Pomiar przesunięć fazowych torów w.cz. nadajników pracujących na częstotliwościach wyższych od 250 kHz wykonuje się tym samym fazomierzem, z tym że działa on wówczas z przemianą częstotliwości, a napięcie z wyjścia toru w.cz. doprowadzane jest do fazomierza poprzez sondę pomiarową typu SWSP-2, której układ elektryczny podany jest na rys. 13, a jej widok zewnętrzny na rys. 14.

Przesunięcie fazowe, wprowadzane przez sondę typu



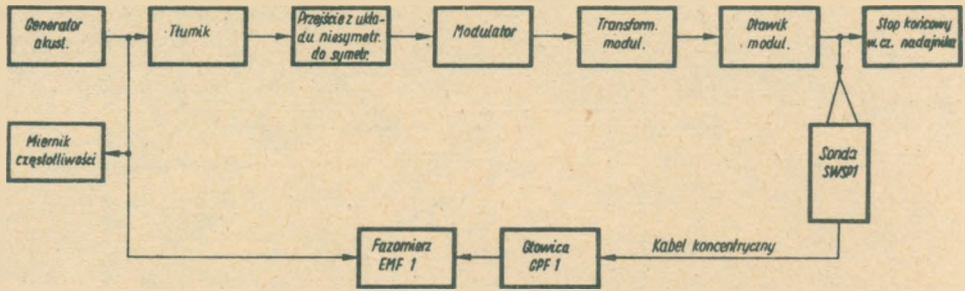
Rys. 14. Widok zewnętrzny sondy pomiarowej typu SWSP-2

SWSP-2 w zakresie częstotliwości 0 Hz do 5 MHz jest mniejsze od  $+ 1^{\circ}$ . Maksymalnie dopuszczalna wartość napięcia wejściowego dla tego typu sondy wynosi 7 kV (wartość skuteczna).

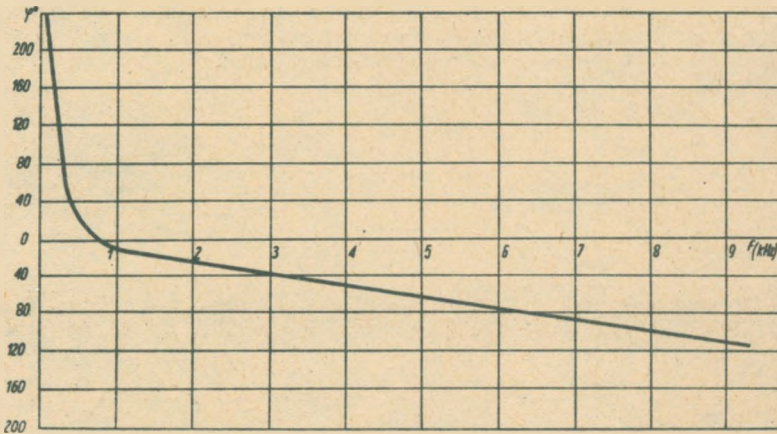
Pomiar przesunięć fazy w torze m.cz. jednego z długofalowych nadajników radiofonicznych (moc w.cz.  $\sim 300$  kW) został wykonany wg układu blokowego z rys. 15.

Charakterystyka fazowo-częstotliwościowa toru m.cz. tego nadajnika pokazana jest na rys. 16. Rys. 17 przedstawia analogiczną charakterystykę toru m.cz. jednego z nadajników średniofalowych o mocy 150 kW. Z

rys. 16 i 17 widać, że charakterystyki fazowe torów m.cz. obu nadajników są przy małych częstotliwościach w znacznym stopniu nieliniowe, natomiast przy średnich i większych częstotliwościach zakresu akustycznego są one prawie dokładnie liniowe. Gdyby więc został przyjęty system CSSB z parametrem dopuszczającym częściowe wypromieniowanie drugiej wstęgi bocznej (do 500 Hz od nośnej) [53], [56], wtedy nadajnik 300 kW wymagałby uproszczonego korektora fazy, a nadajnik 150 kW mogłoby się prawdopodobnie bez niego zupełnie obejść.

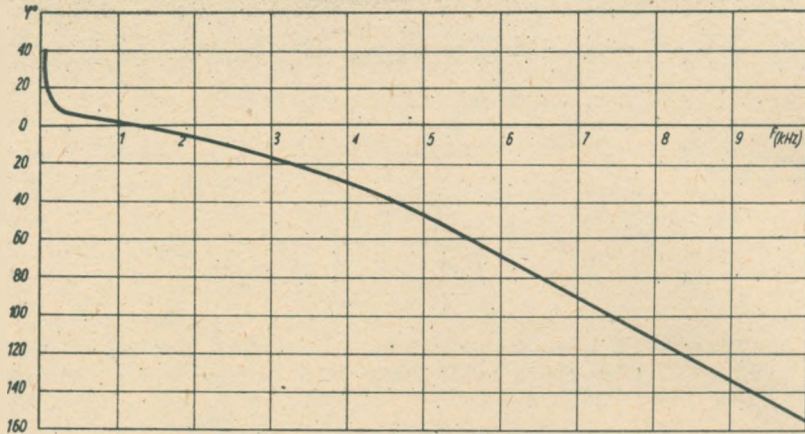


Rys. 15. Układ blokowy pomiaru przesunięć fazowych w torze małej częstotliwości nadajnika radiofonicznego dużej mocy

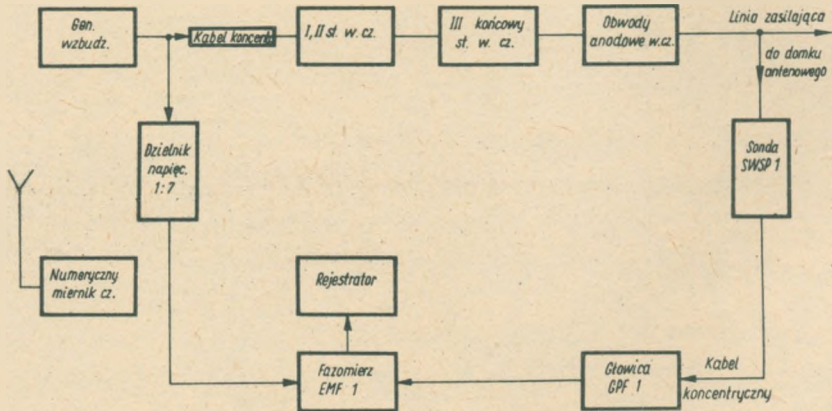


Rys. 16. Charakterystyka fazowo-częstotliwościowa modulatora radiofonicznego nadajnika długofalowego o mocy 300 kW /przy  $m = \text{const.} = 30\%$ /

Pomiar charakterystyki fazowej toru wielkiej częstotliwości nadajnika długofalowego przeprowadzono zgodnie z układem blokowym podanym na rys. 18. Generator wzbudzający w układzie z rys. 18 jest zapasowym generatorem samowzbudnym, wchodzącym w skład stojaka generatorów nadajnika. Zmieniając częstotliwość generatora wzbudzającego (odczyt na numerycznym mierniku częstotliwości Mar-



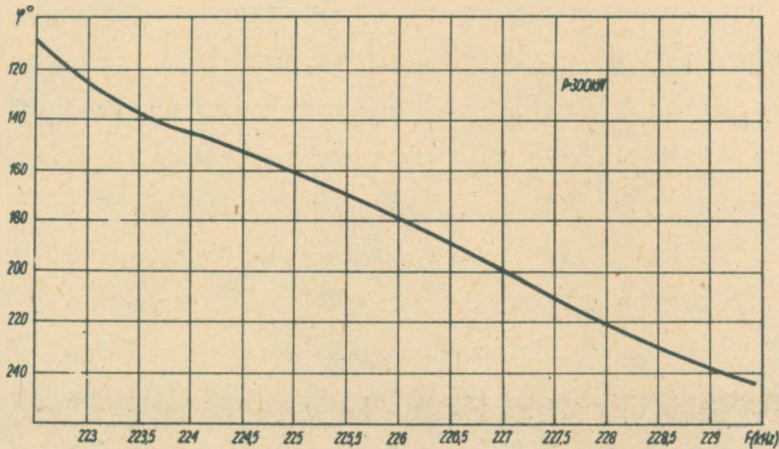
Rys. 17. Charakterystyka fazowo-częstotliwościowa modulatora nadajnika radiofonicznego średniofalowego o mocy 150 kW /przy  $m = \text{const.} = 30\%$  /



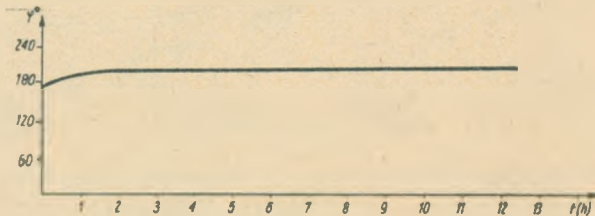
Rys. 18. Układ blokowy pomiaru przesunięcia fazowego w torze w. cz. nadajnika radiofonicznego dużej mocy

coni typ TF 1165-TF 1220), bez przestrajania obwodów rezonansowych wzmacniaczy nadajnika, odczytywano wskazania fazomierza. Zdjęta w ten sposób charakterystyka fazowa toru w. cz. pokazana jest na rys. 19. Występujące w pobli-

zu częstotliwości nominalnej przesunięcie fazowe toru  $180^{\circ}$  spowodowane jest nieparzystą liczbą stopni wzmacniających w nadajniku.



Rys. 19. Charakterystyka fazowo-częstotliwościowa toru w.cz. długofalowego nadajnika radiofonicznego o mocy 300 kW



Rys. 20. Zależność przesunięcia fazowego wprowadzanego przez tor w.cz. nadajnika /P = 300 kW/ od czasu/t = 0 - chwila włączenia nadajnika/

Jak widać z rys. 16 i rys. 19, nachylenia charakterystyk fazowych torów m.cz. i w.cz. nadajnika są różne, wobec czego w razie ewentualnego przejścia na system CSSB wystąpiłaby tutaj potrzeba wtrącenia do toru m.cz.

nadajnika układu opóźniającego. Opracowanie takiego układu nie nastręcza trudności. Prawdopodobnie, to samo dotyczyłoby nadajnika średniofalowego.

Pomiar stabilności przesunięć fazowych w czasie odnośnie toru w.cz. nadajnika przeprowadzono w układzie z rys. 18, z tym że wskazania fazomierza były rejestrowane przez pisak na papierze, a generator wzbudzający pracował ze stabilizacją kwarcową na nominalnej częstotliwości. Otrzymana charakterystyka stabilności fazy w czasie przedstawiona jest na rys. 20. Jak widać, dość znaczne zmiany fazy występują tylko podczas nagrzewania się nadajnika (w ciągu około 45 minut od chwili jego załączenia), a następnie wartość przesunięcia fazowego utrzymuje się z dużą stałością.

Uzyskane wyniki potwierdzają wypowiedzi innych laboratoriów o przydatności typowych nadajników radiofonicznych o modulacji amplitudy do pracy w systemie CSSB [24], [68].

## 6. WPŁYW WŁASNOŚCI TYPOWYCH ODBIORNIKÓW NA JAKOŚĆ SŁUŻBY RADIOFONICZNEJ AM I CSSB

Na ogół charakterystyki zniekształceń tłumieniowych i harmonicznych są znacznie lepsze dla nadajników niż dla odbiorników.

Szereg badań i pomiarów wykazało, że typowy odbiornik rynkowy, przeznaczony do odbioru programu radiofonicznego, poważnie zawęży nadawane pasmo częstotliwości. Przyczyną takiego zawężenia charakterystyk częstotliwościowych w od-

biornikach jest potrzeba zachowania kompromisu między redukcją sąsiedniokanałowych zakłóceń a wiernością odtwarzania. Ponadto w mniej kosztownych odbiornikach ilość obwodów strojonych i transformatorów pośredniej częstotliwości musi być jak najmniejsza, co ma na ogół ujemny wpływ na kształt krzywej selektywności.

W rezultacie parametry jakościowe uzyskiwane przy odbiorze sygnałów w systemie CSSB, zresztą jak i przy normalnej modulacji dwuwstęgowej są uwarunkowane własnościami odbiorników. Dlatego, do celów porównawczych został poniżej rozpatrzony wpływ odbiorników na jakość odebranych sygnałów radiofonicznych.

W celu określenia różnic występujących przy odbiorze sygnałów w systemie CSSB i przy normalnej dwuwstęgowej modulacji amplitudy w charakterystyce zniekształceń tłumieniowych i stosunku sygnału do szumu zostanie najpierw rozpatrzony przypadek użycia odbiorników o idealnie prostokątnych charakterystykach selektywności. Później będą wzięte pod uwagę charakterystyki typowego, niedrogiego odbiornika radiofonicznego.

Jeżeli do odbioru dwuwstęgowej modulacji amplitudy ma być użyty idealny odbiornik, to jego pasmo przenoszenia wielkiej i pośredniej częstotliwości powinno być dwukrotnie większe od najwyższej nadawanej częstotliwości akustycznej. To znaczy, przy nadawaniu typowego programu fonicznego o widmie m.cz. ze składnikami do 10 kHz, szerokość pasma w.cz. wyniesie 20 kHz. Tymczasem do odbioru tego samego programu, lecz nadawanego w systemie CSSB, wymagana szerokość pasma w.cz. wyniesie tylko 10 kHz.

Z tego wynika, że przy zakłóceniach, mających charakter szumu gausowskiego, stosunek sygnału do szumu będzie lepszy o 3 dB w systemie CSSB, gdyż moc bezładnego szumu na wyjściu odbiornika jest proporcjonalna do jego szerokości pasma w.cz. Co się tyczy zakłóceń impulsowych, to ich moc na wyjściu odbiornika rośnie z kwadratem szerokości jego pasma w.cz. W tym przypadku przewaga systemu CSSB nad zwykłą modulacją dwuwstęgową dla stosunku sygnału do szumu wynosi 6 dB.

Podane wartości poprawy stosunku sygnału do szumu dotyczą odbiorników idealnych z prostokątną charakterystyką selektywności, gdy tymczasem będące w powszechnym użyciu typowe odbiorniki mają charakterystyki selektywności dalekie od ideału. W praktyce, pasmo przenoszenia wzmacniaczy p.cz. tych odbiorników jest znacznie węższe od wymaganego dla dwuwstęgowej modulacji, co w rezultacie poprawia stosunek sygnału do szumu, lecz jednocześnie prowadzi do gorszej zrozumiałości na skutek odcięcia wyższych składników modulacji.

W rzeczywistości, niekorzystne dla wielkich częstotliwości akustycznych charakterystyki odbiorników obniżają jakość odtwarzania muzycznego i często zmniejszają zrozumiałość mowy. Źródła fachowe podają, że odcięcie składników powyżej 3000 Hz obniża zrozumiałość spółgłoski "s" ze 100% do 40%, angielskiego "th" ze 100% do 81% [24].

Z przedstawionej na rys. 21 ogólnej charakterystyki tłumieniowej typowego, niedrogiego odbiornika wynika, że poziomowi - 3 dB odpowiada górna częstotliwość granicz-



na o wartości zaledwie 2,6 kHz. Badania przeprowadzone w laboratorium Kahna wykazały, że taki odbiornik użyty w systemie CSSB może być odstrojony o 2 lub 3 kHz od nośnej w stronę tłumionej wstęgi bocznej i tym sposobem lepiej przenosić składniki /muzyki lub mowy/ o większej częstotliwości akustycznej. Stwierdzono, że wielkość odstrojenia odbiornika zależy od wartości stosunków sygnału do szumu i sygnału do zakłóceń.



Rys. 21. Charakterystyka tłumieniowa typowego odbiornika radiofonicznego RCA.  
Model 9-C-7-EE

Jest szereg czynników, które składają się na dopuszczalne zwiększenie odstrojenia.

Wielkość odstrojenia, jaką zwykle słuchacz toleruje, zależy od stopnia odczuwania powstających przy tym zniekształceń. W warunkach złego stosunku sygnału do szumu, szum zagłusza zniekształcenia i słuchacz w naturalnej dążności do bardziej intensywnego dźwięku i lepszego odbioru wysokich tonów odstraja się dalej od nośnej. Tym sposobem, dzięki lepszemu wykorzystaniu w systemie CSSB charakterystyki selektywności, słuchacz uzyskuje poprawę charakterystyki tłumieniowej całego odbiornika, co ma szczególnie duże znaczenie wtedy, kiedy przy normalnym dostrojeniu szum zbliża się do poziomu słabych składników akustycznych o większych częstotliwościach. Dlatego, przeciętny słuchacz będzie sam, bez każdorazowego instruowania, odstrajał odbiornik bliżej lub dalej od nośnej zależnie od warunków odbioru, kierując się intensywnością i zrozumiałością treści dźwiękowej.

W rezultacie, dzięki lepszemu wykorzystaniu charakterystyki selektywności odbiornika, system CSSB zwiększa obszar zadowalającego odbioru i może być specjalnie korzystny dla słuchaczy znajdujących się w strefie granicznej zasięgu - o niepewnym odbiorze.

Utworzona przez dwuwstęgową modulację amplitudy obwiednia przebiegu w.cz. nie ulega zniekształceniom harmonicznym w odbiorniku tylko wtedy, gdy jest on środkowo dostrojony do nośnej, a jego stopnie wielkiej i pośredniej częstotliwości mają symetryczną charakterystykę selektywności i skośnie symetryczną charakterystykę fazy względem środka. W praktyce nie spotyka się tak idealnych warunków i zawsze w stopniach w.cz. i p.cz. odbiornika powstają pewne zniekształcenia harmoniczne obwiedni sygnału o modulacji amplitudy. Dotyczy to również sygnału CSSB, dla którego jednak warunki na brak zniekształceń harmonicznych obwiedni w odbiorniku są inne niż dla sygnału dwuwstęgowej modulacji amplitudy.

Wrażliwość systemów CSSB i dwuwstęgowej modulacji amplitudy na odstrojenie odbiornika była badana w laboratorium Kahna [24]. Przeprowadzone próby z dwoma typowymi odbiornikami amerykańskimi wykazały, że odstrajanie tych odbiorników w granicach do  $\pm 3000$  Hz od środka symetrii ich charakterystyk selektywności nie wpływa w sposób zasadniczy na wartość zniekształceń harmonicznych. Z innych doświadczeń zagranicznych ciekawe, choć jeszcze nie wyczerpujące są wyniki uzyskane przez Instytut VUS - Praga (Czechosłowacja) w czasie wstępnych prób subiektywnej, porównawczej oceny jakości odbioru urozmaiconego programu muzycznego, nadawanego na zmianę w do-

tychczasowym systemie i w systemie CSSB przez radiostację Zbraslav koło Pragi z mocą 30 kW [68], [69].

Próby prowadzone były z dwoma odbiornikami, z których jeden był szerokopasmowym wzorcowym odbiornikiem typu "Lambda", a drugi zwykłym odbiornikiem rynkowym typu "Echo". Każdy z uczestników prób dostrajał odbiornik według własnych odczuć słuchowych na najlepszą jakość odbioru.

Powyższe próby wykazały, że:

a) nikt z uczestników nie miał trudności w najodpowiedniejszym dostrojeniu odbiornika,

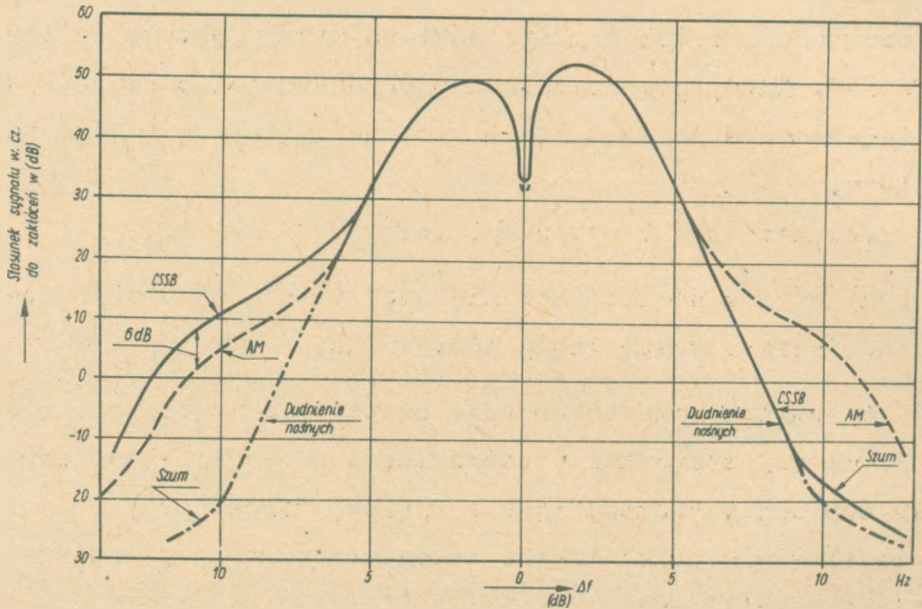
b) nikt z uczestników nie zauważył specjalnych różnic między systemami w odtwarzaniu audycji przez wzorcowy odbiornik "Lambda" jak i rynkowy "Echo" przy ustawieniu w nim przełącznika na szerokie pasmo przenoszenia częstotliwości,

c) czwarta część uczestników uznała odbiór CSSB za lepszy; szczególnie dotyczyło to przypadku ustawienia przełącznika w odbiorniku "Echo" na wąskie pasmo przenoszenia, w którym daje się wyraźnie odczuć różnicę w systemach nadawania, gdyż strojeniem odbiornika można uzyskać lepszą jakość odtwarzania w systemie CSSB.

## 7. PORÓWNANIE CHARAKTERYSTYK STOSUNKÓW OCHRONNYCH W.C.Z. PRZY STOSOWANIU DWUWSTĘGOWEJ MODULACJI AMPLITUDY ORAZ JEDNOWSTĘGOWEJ W SYSTEMIE ODPOWIEDNIM.

Zasadniczym celem systemu CSSB jest uzyskanie ~~tego~~ tego stosunku ochronnego od tego, jaki się uzyskuje przy

dwuwstęgowej modulacji amplitudy. Opinia administracji holenderskiej na ten temat [65] jest przedstawiona poglądowo na rys. 22.



Rys. 22. Charakterystyki stosunku sygnału w.c.z. do zakłóceń w systemie dwuwstęgowej modulacji amplitudy i w systemie CSSB

Naniesione na rys. 22 trzy krzywe odpowiadają stałemu, wynoszącemu 35 dB, stosunkowi sygnału użytecznego m.c.z. do zakłóceń. Krzywa kreskowana, zaznaczona jako "AM" dotyczy modulacji dwuwstęgowej, a krzywa o linii ciągłej przedstawia dane dla systemu CSSB, zaś nakreślona kropką-kreską odpowiada zakłóceniom wywołanym przez przebiegi nośne dwóch nadajników. Z powyższych charakterystyk widać, że przy odstępnie między nośnymi dwóch nadajników o 6 kHz głównym źródłem zakłóceń są powstające dudnienia między nośnymi i że dopiero powyżej

6 kHz wstęgi boczne emisji dają o sobie znać. Wywołane przez wstęgi boczne zakłócenia nie występują zupełnie z jednej strony charakterystyki stosunków ochronnych CSSB, dając tutaj w porównaniu z modulacją dwuwstęgową największą poprawę stosunku sygnału do zakłóceń około 25 dB. Jednocześnie druga strona charakterystyki stosunków ochronnych CSSB ma poziom o 6 dB wyższy od odpowiadającego modulacji dwuwstęgowej, gdyż o taką wartość różnią się moce tej wstęgi bocznej w obu systemach.

Z powyższych danych można bez użycia specjalnego sprzętu określić wartości stosunku pożądanego sygnału w.cz. do zakłóceń dla systemu CSSB z pomiaru tego stosunku dla modulacji dwuwstęgowej.

W dolnym zakresie charakterystyki stosunków ochronnych (poniżej - 25 dB) występują zakłócenia szumowe i z tego względu pomiary stosunku sygnału w.cz. do zakłóceń na tym poziomie nie mogą być dokładne ze względu na trudność uzyskania lepszych od - 60 dB wartości poziomu szumów własnych źródeł przebiegu nośnego.

Gdy przebiegi nośne sygnału pożądanego i zakłócającego mają tę samą częstotliwość (zerowa różnica częstotliwości na rys. 22) wtedy dla sygnałów systemu CSSB, w wyniku odmiennej modulacji, uzyskuje się o około 1 dB gorszy stosunek sygnału w.cz. do zakłóceń w porównaniu z sygnałami o modulacji dwuwstęgowej. Jednak, gdy oba nie różniące się częstotliwością przebiegi nośne są modulowane jako CSSB, lecz z przeciwnie położonymi wstęgami bocznymi, to można uzyskać zmniejszenie zakłóceń o 8 dB (w stosunku do tego, jaki uzyskuje się przy dwuwstęgo-

wej modulacji amplitudy za pomocą odpowiedniego przestrojenia odbiornika.

Wstępne badania systemu CSSB w Czechosłowacji dały wyniki zbliżone do wyżej przedstawionych. Pewne różnice zanotowano jedynie w pasmie wykorzystywanym przez wstępcę boczną CSSB, gdzie pomiary wykazały potrzebę zwiększenia stosunków ochronnych, szczególnie w zakresie częstotliwości od 4 do 7 kHz. Prace nad stosunkami ochronnymi obu systemów nie są jednak jeszcze zakończone i uważa się, że powinny być one prowadzone dalej wg wytycznych CCIR, ujętych w Programie Studiów Nr 205 A(X), Genewa 1963 r.

## 8. PORÓWNANIE PODATNOŚCI SYGNAŁÓW NA ZANIKI SELEKTYWNE

Odpowiedni sygnał jednowstęgowy jest w zasadzie modyfikacją sygnału jednowstęgowego z pełnym przebiegiem nośnym. Modyfikacja sygnału polega na emisji prócz składnika bocznego pierwszego rzędu dodatkowo składnika bocznego drugiego rzędu, odpowiadających każdej częstotliwości w sygnale modulującym, a ponadto emisji dodatkowych składników kombinowanych - podczas gdy w sygnale jednowstęgowym z pełnym przebiegiem nośnym na każdą częstotliwość sygnału modulującego przypada tylko po jednym składniku bocznym, pierwszego rzędu. Z tego powodu można oczekiwać, że odpowiedni sygnał jednowstęgowy będzie nieco bardziej podatny na zaniki selektywne niż sygnał jednowstęgowy z pełnym przebiegiem nośnym, który z kolei jest

na to zjawisko wrażliwszy od sygnału jednowstęgowego z wytłumionym przebiegiem nośnym. Przez analogię można się spodziewać, że odpowiedni sygnał jednowstęgowy, który ma po jednym, podstawowym (pierwszego rzędu) składniku bocznym dla każdej częstotliwości modulującej, będzie nieco mniej podatny na zaniki selektywne od sygnału dwuwstęgowego, gdyż ten ostatni ma po dwa składniki boczne o jednakowej ważności [11].

Oczywiście najwłaściwszym sposobem określenia stosunkowego wpływu zaników selektywnych na pracę systemów są pomiary doświadczalne w warunkach eksploatacyjnych. Odpowiednie badania są prowadzone przez zainteresowane laboratoria i zarządy, lecz jeszcze nie są one zakończone [24], [11].

## 9. PODSUMOWANIE

Projekt, aby bez zmiany typu odbiornika poprawić warunki odbioru radiofonicznego na falach średnich i długich za pomocą nadawania jednowstęgowego w systemie odpowiednim zamiast dwuwstęgowego jest możliwy do zrealizowania z pewną tolerancją, lecz wymaga jeszcze dalszych badań i szerszego sprawdzenia doświadczalnego w warunkach eksploatacyjnych.

W oparciu o przesłanki teoretyczne zostały opracowane cztery metody wytwarzania odpowiedniego sygnału jednowstęgowego, z których trzy, a mianowicie laboratoriów firm Kahna, Philipsa i Tesla, są w stanie znacznego zaawansowania prac eksperymentalnych, przy czym przewidują

one wykorzystanie nadajników będących obecnie w eksploatacji.

Aby wprowadzić nowy system do służby, szczególnie takiej, jaką jest radiofonia, należy przedtem mieć dokładne rozeznanie zalet nowego systemu. Zalety, które są przypisywane odpowiedniemu systemowi jednowstęgowemu można ująć następująco:

1. Zmniejszenie wzajemnych zakłóceń, wynikających z pracy stacji nadawczych w kanałach wspólnych lub sąsiednich.

2. Mimo pewnego, lecz na ogół stosunkowo nieduzego wzrostu zniekształceń harmonicznych obwiedni przebiegu w.cz. w odbiornikach rynkowych przy odbiorze sygnału CSSB, jakość odtwarzania audycji może być lepsza niż przy odbiorze sygnału AM, w związku z uprzednio przytoczonym wywodem, że pasmo częstotliwości stopni p.cz. odbiorników jest zbyt wąskie dla emisji dwuwstęgowej, gdy tymczasem przy emisji CSSB może ono być wykorzystane właściwiej do przenoszenia składników o większych częstotliwościach modulujących.

3. Możliwość uzyskania lepszego stosunku sygnału do szumu przy tej samej mocy nadajnika i zbliżonej wierności odtwarzania w odbiorniku. Zysk ten dają odbiorniki ze stopniami p.cz. o przełączanej szerokości pasma, która dla sygnałów CSSB może być nawet dwukrotnie mniejsza niż dla sygnałów dwuwstęgowych. W optymalnym przypadku poziom bezładnego szumu będzie mniejszy o 3 dB, a szumu impulsowego o 6 dB.



Zgodnie z wytycznymi CCIR [74], badania zainteresowanych firm i niektórych laboratoriów państwowych idą obecnie w tym kierunku, aby wykazać i sprawdzić zalety systemu CSSB w normalnych warunkach eksploatacyjnych, to jest bez specjalnego, stałego dozoru nadajnika i bez znacznych utrudnień we właściwym dostrojeniu odbiornika.

Powyższe, dodatkowe trudności, które mogą wystąpić przy eksploatacji systemu CSSB, skierowały uwagę pracowników Instytutu Łączności na charakterystykę nadawczego sprzętu krajowego. Dlatego przebadano z punktu widzenia przydatności do użytku w tym systemie jeden z nadajników dużej mocy, zdejmując jego charakterystyki fazowe torów małej i wielkiej częstotliwości oraz ich stabilności w czasie.

Ze zdjętych charakterystyk wynika, że badany nadajnik można przystosować do pracy w systemie CSSB i że po okresie nagrzewania od momentu włączenia go do pracy i dostrojeniu spełniać on będzie wymagania stabilności w tym systemie.

Co się tyczy przydatności odbiorczego sprzętu krajowego do pracy w systemie CSSB, to należałoby tą sprawą zająć się bliżej, gdyż w wyniku dalszych badań i prób może się okazać, że któraś z metod uzyskiwania sygnałów CSSB zostanie na tyle udoskonalona, że trzeba się będzie liczyć z możliwością wprowadzenia tego systemu do eksploatacji w radiofonii średnio i długofalowej.

## WYKAZ LITERATURY

1. H. Barkhausen: Elektronen-Röhren. Verlag S Hirzel Leipzig, 1937, t. 4, s. 159.
2. P.P. Eckersley: Asymmetric-sideband broadcasting. Proc. IRE. September 1938, t. 16, s. 1041-1092.
3. S.I. Tetelbaum: Ob odnom metode powyszenia efektywności radioswiazii. ŽTF IX, 1939, z. 17.
4. L.R. Kahn: A compatible single-sideband system designed for use in the broadcast service. IRE National Convention Record. March 1957, z. 7.
5. S.I. Tetelbaum: Ob odnoj nieispolzowannoj wożmożności powyszenia efektywności radiowieszczania. Radiotekhnika, 1950, nr 2.
6. B.I. Korienblum, MG Kriejn, S.I. Tetelbaum: K matematicheskoj teorii metoda optimalnoj amplitudno fazowej modulacii. Sbornik Trudow Instituta Elektrotechniki ANUSSR. 1951, z. 7.
7. L.R. Kahn: Single sideband transmission by envelope elimination and restoration. Proc. IRE. July 1952.
8. L.R. Kahn: Improved compatible single-sideband equipment for standard broadcast service. IRE National Convention Record, March 1958, z. 7.
9. S.I. Tetelbaum: Schema intergratora dla optimalnoj amplitudno-fazowej modulacii. Dopowidi Akademii Nauk Ukrainskoi RSR, 1954, nr 2.

10. Costas J.P.: A mathematical analysis of the Kahn compatible single-sideband system. Proc. IRE, July 1958.
11. Olive G.A.: Analysis of compatible single sideband system 12 th Annual National Association of Broadcasters. Engineering Conference. April 1958.
12. H. Mertens: A study by means of an analogue computer of the spectrum of CSSB modulation. Revue de L.U.E.R. December 1960, s. 249-258.
13. K.H. Powers: The compatibility problem in single sideband transmission. Proc. IRE. August 1960, t. 48, s. 1431-1435.
14. L.E. Kliagin: Analiz spektrow pri amplitudno fazowej modulacji. Radiotechnika, 1960, nr 8.
15. N.B. Chakrabarti: Combined AM and PM for a one - sided spectrum. Proc. IRE. September 1959, s. 1663.
16. A.H. Taylor: Combined AM and PM for a one - sided spectrum. Proc. IRE. May 1960, s. 953.
17. J.M. Dixon: Envelope Modulation. Proc. IRE - Australia, August 1961, t. 22.
18. E.M. Werieszczagin: Kwadraternaja amplitudno fazowaja modulacja. Radiotechnika 1955, nr 3, s. 72-77.
19. S.I. Tetelbaum, J.G. Griniewicz: **Eksperymentalnoje** issledowańje metoda optimalnoj amplitudno fazowej modulacji. Radiotechnika t. 12, 1957, nr 5.

20. R.M. Golden, M.R. Schroeder, N.D. Chakrabarti: Discussion of Combined AM and PM for a one-sided spectrum. Proc. IRE, June 1961, t. 49, s. 1094-1095.
21. W.I. Siforow: O Radiowieszczaniu na odnoej bokowej połosci s niesuszczej czastotoj. IEST 1936, nr 10.
22. O.O. Villard: Composite Amplitude and Phase Modulation. Electronics November 1948, s. 362-365.
23. N. Koomans: Asymmetric - sideband broadcasting. Proc. IRE. November 1939, t. 27, s. 687-690.
24. L.R. Kahn: Compatible Single Sideband. Proc. IRE. October 1961, s. 1503-1527.
25. J. Vackar: Patent č 91295 (20.05.1959).
26. J. Vackar: Wylace 1, s. 205, SNTL Praha.
27. J.S. Tamele: Slucitelna jednopasmowa modulace. Sdelovaci Technika, 1962, nr 2.
28. S.J. Tamele: Sirokopasmove nizekfrekvencni fazovaci obvody. Sdelovaci Technika, 1962, nr 1.
29. J. Tamele: Dva elektronkove obvody s kwadratickou charakteristikou. Sdelovaci Technika, 1962, nr 2.
30. S.I. Tetelbaum: Ob amplitudno-fazowej modulacii. Radiotechnika, 1955, t. 10, nr 8.
31. Th. J. van Kessel, F.L.H.M. Stumpers, J.M.A. Uyen: Methode Permetta d' obtenir une modulation compatible a bande late rale unique. Revue de L.UER. Fevrier 1962, s. 12-1.

32. L.R. Kahn: Comparison of linear single-sideband transmitters with envelope elimination and restoration single-sideband transmitters. Proc. IRE. December 1956, t. 44, s. 1706-1712.
33. W.M. Werzunow: Sinteticzeskij sposob odnopolosnoj modulacji. Trudy WKAS, 1957, nr 60.
34. W.M. Werzunow: Awtorskoje Swidietielstwo . Nr 109137-1956.
35. W.M. Werzunow: Analiz iskażenij pri wostanowlenii egibajuszczzej odbopolosnego signala. Trudy WKAS. 1957.
36. R.N. Harmon: Experience with CSSB at K.D.K.K. in National Association of Broadcasters. Engineering Handbook, A.P. Walker, Ed. Mc. Graw-Hill Book Co. New York 1960, s. 8.41-8.52.
37. J. Kroszczyński: O niektórych właściwościach modulacji. Przegląd Telekomunikacyjny. Listopad 1954.
38. W.M. Werzunow, I.W. Łobanow, A.M. Semienow: Odnopolosnaja modulacja - Swiazizdat 1962 r.
39. W ABC Field test of Compatible Single Sideband transmission. IRE National Convention Record. March 1958, s. 42-54.
40. J. Granlund: Interference in Frequency Modulation Reception. Research Lab. of Electronics M.I.T. Cambridge, Mass, Technical Report, 42, January 1949, s. 29-48.

41. H. Helbing: Referat II. 1961. Osiągnięcia innych krajów w technice zawężania kanałów radiokomunikacyjnych i wynikające stąd zadania.

## Documents CCIR

- |     |             |           |                             |
|-----|-------------|-----------|-----------------------------|
| 42. | Stockholm   | 1948      | - Question Nr 24            |
| 43. | Genewa      | 1951      | - Report Nr 12              |
| 44. | "           | 1951      | - Question Nr 62            |
| 45. | "           | 1952      | - Doc. Nr 19                |
| 46. | London      | 1953      | - Doc. Nr 305               |
| 47. | "           | 1953      | - Recommendation Nr 136     |
| 48. | Los Angeles | 1959      | - Question Nr 205(X)        |
| 49. | " "         | 1959      | - Study programme Nr 165(X) |
| 50. | Period      | 1960-1962 | - Doc. X/5 21.2.1962        |
| 51. | " "         | " "       | - Doc. X/23 8.5.1962        |
| 52. | " "         | " "       | - Doc. X/33 3.5.1962        |
| 53. | " "         | " "       | - Doc. X/42 1.6.1962        |
| 54. | " "         | " "       | - Doc. X/16 11.5.1962       |
| 55. | " "         | " "       | - Doc. X/59 25.6.1962       |
| 56. | " "         | " "       | - Doc. X/60 25.6.1962       |
57. L.R. Kahn, R.N. Harmon: A compatible single-sideband system for standard broadcast station. NAB - Engineering Handbook, Mc Graw-Hill book Co. 1960, z. 3, s. 8-34, 8-52.
58. T.J. van Kessel, F.L.H.M. Stumpers, J.M.A. Uyen: A method for obtaining Compatible Single-Sideband Modulation with Author's Reply (L.R. Kahn). PIRE. September 1962, s. 1998-1999 (Correspondence).

59. The square-Law Single-Sideband System IRE. Transaction on communication systems. 1962, nr 10/3, s. 257-267.
60. Crzan-Cuń-Crzin: Ob odnom wożmożnom metodie počuczenia optimalnoj amplitudno-fazowej modulacii. Izwiestia wyższych uczebnych zawodienij. Radiotekhnika. 1958, nr 4, s. 505-507.
61. W.P. Liannoj: Issledowanie pogriesznostiej intiegratora w sistiemie optimalnoj amplitudno-fazowej modulacii i metod ich korrekcii. Izwiestia wyższych uczebnych zawiedienij. Radiotekhnika, 1960, nr 1, s. 40-48.
62. W.P. Liannoj: Szirokopołosnyj fazowraszczatiel z iskusemiennoj liniej zadierżki w sistiemie optimalnoj amplitudno-fazowej modulacii. Izwiestia wyższych uczebnych zawiedienij. Radiotekhnika 1960, nr 2, s. 247-253.
63. N.V. Philips: Gloeilampenfabricken Eindhoven, Hollandia. Urządzenie nadawcze do przesyłania sygnałów o modulowanej amplitudzie. Zgłoszenie patentowe w polskim U.P. Patent trwa od 15 maja 1962 r. Pierwszeństwo: 16 maja 1961 r. (Hollandia).
64. Hauptpatent Tesla, narodni podnik, Praha-Hloubetin (Tschechoslowakei) Anordnung zur Unterdrückung eines Seitenbandes in einem amplitudenmodulierten Rundfunksender mittels eines Phasenmodulators. Schweizerische Eidgenossenschaft Klassierung 21 a<sup>4</sup>, 14/01. Priositat: Tschechoslowakei 12 April 1958.

65. Genewa 1964, Document Nr 16, 20 January 1964 ITU, Preparatory meeting of experts. Netherlands Administration CCIR Study Programme 262A (X).
66. Einseitenband-Modulation. Radio mentor, April 1964, nr 4, s. 290-291.
67. H. Helbing i A. Makiedoński: Notatka o pracy pt. "Zastosowanie systemu jednowstęgowej modulacji AM w radiofonii" IL, maj 1963 r.
68. H. Helbing i A. Makiedoński: Sprawozdanie z konsultacji w VUS (Czechosłowacja) zagadnienia "Zastosowanie systemów jednowstęgowych w radiofonii i radiokomunikacji".
69. Technическая комиссия OIRT, Група изучения IV Информационное сообщение о результатах измерений эксплуатационных параметров совместно методом амплитудной модуляции с одной боковой полосой. Warszawa, сентябрь 1964 r. TK-IV-104.
70. W. i P. Rotkiewicz: Technika odbioru radiowego t.II, s. 179-186, PWT Warszawa 1959.
71. I.M. Wiszeńczuk, A.F. Kotiuk, Ł.J. Miziuk: Elektromechanicheskie i Elektronnyje Fazometry. G.E.I. Moskwa-Leningrad 1962, s. 198-202.
72. PN-64/T-04500. Polska norma na odbiorniki radiofoniczne. Typowe metody pomiarów własności elektrycznych i elektroakustycznych. Warszawa 1964 r.



73. Elektroniczny miernik fazy typu EMF-1. Instrukcja Techniczna - opracowanie Z10 - IL.
74. Documents of the X Plenary Assembly CCIR, Geneva 1963, t. V, Report Nr 299, Question Nr 205(X), Study Programme Nr 205A (X).

W. Juszkiwicz

## ZAGADNIENIE PRZYDATNOŚCI POSZCZEGÓLNYCH RODZAJÓW EMISJI JEDNOWSTĘGOWYCH W RADIOKOMUNIKACJI MORSKIEJ

### 1. WSTĘP

Ogólnie przyjęto określać jako emisje jednowstęgowe wszystkie rodzaje emisji, w których informację przesyła się tylko w jednej wstędze bocznej (Oznaczenie SSB). W przypadku gdy emitowana jest druga wstęga, to zawiera ona inną informację niż zawarta we wstędze pierwszej. Dla wyróżnienia, przypadek emitowania dwóch wstęg bocznych zawierających różne informacje określa się jako emisję z dwoma niezależnymi wstęgami (Oznaczenie ISB).

W radiokomunikacji morskiej na ogół nie zachodzi konieczność jednoczesnego prowadzenia kilku rozmów z jedną jednostką pływającą, dlatego najpowszechniejsze są emisje jednowstęgowe (SSB).

Aby podczas eksploatacji uniknąć dodatkowego określania, która wstęga boczna jest emitowana (górną czy dol-

na), uzgodniono, że w radiokomunikacji morskiej wykorzystuje się tylko górną wstęgę boczną.

Dotychczasowy rozdział kanałów dwuwstęgowych w zakresie fal krótkich przewidywał odległości między częstotliwościami nośnymi w granicach od 6,3 do 7 kHz. Zastąpienie jednego kanału dwuwstęgowego dwoma kanałami jednowstęgowymi stworzyło konieczność ograniczenia szerokości kanału do 2,7 kHz. Pozwoliło to na uzyskanie międzykanałowych pasm ochronnych o szerokości 450 do 800 Hz, zabezpieczających przed zakłócaniem wywołanym sygnałem w sąsiednim kanale:

- przy trudnych do uniknięcia wahaniach częstotliwości "nośnych" nadajnika i odbiornika,
- przy niedokładnym ograniczeniu emitowanego widma,
- przy niedostatecznej selektywności odbiorników.

Całkowite wyeliminowanie nośnej pozwala na poszerzenie międzykanałowych pasm ochronnych o dodatkowo 300 Hz, lecz wiąże się z szeregiem innych czynników ograniczających zakres zastosowania tego rodzaju emisji.

W radiokomunikacji morskiej w łączności radiotelefonicznej znajdują zastosowanie następujące rodzaje emisji jednowstęgowych:

- A3H - z "pełną" falą nośną, w radiokomunikacji zwany zgodnym,
- A3A - z przytłumioną falą nośną,
- A3J - z wytłumioną falą nośną,
- A3B - z dwiema niezależnymi wstęgami bocznymi.

W łączności radiotelegraficznej znajdują zastosowanie emisje:

A2H - telegrafia tonowana z "pełną" falą nośną,

A4H - fototelegrafia i transmisja danych z "pełną" falą nośną.

A4A - fototelegrafia i transmisja danych z przytłumioną falą nośną,

A4J - fototelegrafia i transmisja danych z wytłumioną falą nośną.

Określenia te definiują emisje w sposób bardzo ogólny i nie ujmują szczegółów takich, jak np. stopień tłumienia fali nośnej lub innej częstotliwości pilotującej i sposób jej emitowania.

Przydatność i zakres stosowania poszczególnych rodzajów emisji jednowstęgowych w radiokomunikacji morskiej są bardzo różne.

Zależą one od szeregu czynników, takich jak:

- zakresu częstotliwości, a nawet samej częstotliwości pracy,

- rodzaju używanego sprzętu i jego parametrów technicznych, takich jak stałość i dokładność ustawienia częstotliwości,

- sposób działania i stałe czasowe automatycznej regulacji wzmacnienia itp.

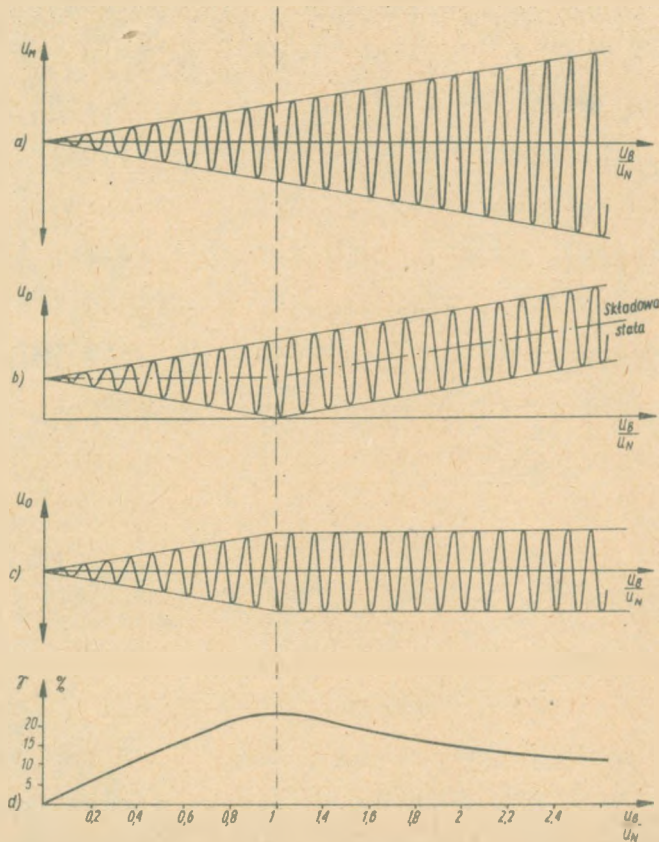
W poniższych rozdziałach przedstawione zostaną zagadnienia związane z zakresem zastosowania emisji jednowstęgowych w chwili obecnej lub niedalekiej przyszłości.

## 2. EMISJA A3H

Emisja rodzaju A3H, dzięki możliwości odbioru przy użyciu normalnych odbiorników przystosowanych do odbioru dwuwstęgowego (emisji A3), jest najbardziej przydatna do bezpośredniego i natychmiastowego wprowadzenia. Podstawowymi korzyściami uzyskiwanymi przy emisji A3H jest zawężenie szerokości widma emitowanego oraz związane z tym ograniczenie zakłóceń między sąsiednimi kanałami oraz zmniejszenie zniekształceń powodowanych zanikami selektywnymi.

Oprócz wymienionych korzyści występują tu jednak dodatkowe zjawiska ograniczające zakres zastosowania tego rodzaju emisji tylko do radiokomunikacji i to nie wymagającej wysokiej wierności przekazywanej informacji.

Jeżeli rozpatrzmy zjawiska występujące na detektorze odbiornika przy emisji A3H (rys. 1), to zależnie od poziomu napięcia modulującego nadajnik, ściślej od stosunku napięcia prążka wstęgi bocznej do napięcia nośnej emitowanej przez nadajnik, na wyjściu odbiornika zauważymy występowanie dwojakiego rodzaju zniekształceń: dynamiki i harmonicznych. W zakresie zmian napięcia modulującego, gdy na wyjściu nadajnika wartość wstęgi bocznej napięcia prążka nie przekracza wartości napięcia emitowanej nośnej, w odbiorniku dynamika nie ulega ograniczeniu. Wzrastają jedynie zniekształcenia harmoniczne powstające w wyniku istnienia szkodliwej modulacji fazy. Przy stosunku nośnej do wstęgi bocznej równym 1 do 1,

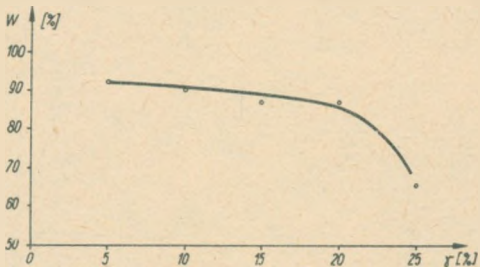


Rys. 1. Przebieg napięć i zniekształceń harmoniczných przy emisji A3H w funkcji stosunku wstęgi bocznej do nośnej  $\left[\frac{u_B}{u_N}\right]$   
 a/ napięcie modulujące m.cz.  $[u_M]$ , b/ napięcie na detektorze w odbiorniku  $[u_D]$ , c/ napięcie m.cz. na wyjściu odbiornika  $[u_O]$ , d/ zniekształcenia harmoniczne przy idealnie liniowym detektorze

zniekształcenia harmoniczne otrzymane na wyjściu idealnie liniowego detektora pomiarowego, osiągają wartość 23%.

Stosunek nośnej do wstęgi bocznej 1 do 1 odpowiada pojęciu "pełnej" nośnej, czyli nośnej stłumionej o 6 dB względem mocy szczytowej obwiedni, tak jak to ma miej-

sce przy modulacji dwuwstęgowej (A3) dla 100% głębokości modulacji. W praktyce zniekształcenia otrzymywane na wyjściu normalnych odbiorników są na ogół niższe. Wartość ich zależy od charakterystyki detektora odbiornika i poziomu napięcia wysokiej częstotliwości na detektorze. Przy detektorze o charakterystyce kwadratowej w zakresie małych napięć i odpowiednio niskim napięciu w.c.z. zniekształcenia harmoniczne będą bardzo małe.



Rys. 2. Wyrazistość logatomowa w funkcji zniekształceń harmonicznych, przy widmie mowy ograniczonym w zakresie od 300 do 2700 Hz /na ogół przyjmuje się, że wyrazistości powyżej 75% odpowiada 100% zrozumiałość/

Istnienie nawet dość znacznych zniekształceń harmonicznych nie wpływa w sposób zasadniczy na pogorszenie wyrazistości, a tym bardziej zrozumiałości mowy (rys.2). Stwierdzono doświadczalnie, że pogorszenie wyrazistości mowy w wyniku powstawania zniekształceń harmonicznych nawet o wartości 20% jest subiektywnie mniej odczuwalne niż w przypadku przesunięcia widma mowy w kierunku częstotliwości niższych o 100 Hz. Przesunięcie zaś widma mowy w granicach  $\pm 100$  Hz uważane jest za dopuszczalne dla zachowania całkowitej zrozumiałości mowy.

Przy "przemodulowaniu", tzn. gdy prążek wstęgi bocznej staje się większy od nośnej, zniekształcenia harmoniczne zmniejszają się, natomiast następuje ograniczenie dynamiki. Przy istnieniu bowiem dwóch częstotliwości na

detektorze (nośnej i prążka wstęgi bocznej), napięcie częstotliwości różnicowej (akustycznej) jest zawsze proporcjonalne do wartości napięcia tej częstotliwości, której napięcie jest mniejsze. Przy przemodulowaniu napięcie wstęgi bocznej jest większe od napięcia nośnej. Wobec tego napięcie częstotliwości akustycznej będzie proporcjonalne do napięcia nośnej, a ponieważ wartość nośnej nie ulega zmianie, więc i napięcie akustyczne nie będzie się zmieniało.

Ograniczenie w pewnym stopniu dynamiki nie jest szkodliwe w łączności telefonicznej. Stosuje się nawet specjalnie kompresję dynamiki napięcia modulującego m.in. w celu lepszego wykorzystania energetycznego nadajnika.

Przeprowadzone w szeregu krajach badania eksperymentalne potwierdziły całkowitą przydatność emisji A3II na równi z emisją A3, przy stosowaniu wszelkiego rodzaju urządzeń odbiorczych. Nawet niektóre kraje zastąpiły już prawie całkowicie emisję A3 emisją A3II w nadawczych ośrodkach radiostacji nadbrzeżnych.

Na częstotliwości bezpieczeństwa 2182 kHz emisja A3II dopuszczana jest obecnie do stosowania jako jedyna ze wszystkich rodzajów emisji jednowstęgowych.

Do tej pory nie ma ustalonego poziomu nośnej w stosunku do mocy szczytowej obwiedni, jaki powinien być stosowany przy tego rodzaju emisji. W różnych nadajnikach i różnych krajach spotyka się różny poziom emitowanej nośnej. Wartość tłumienia nośnej w stosunku do mocy szczytowej obwiedni przekracza niekiedy 10 dB. Zagadnienie określenia wartości optymalnego tłumienia czę-

stotliwości nośnej przy emisji A3H wymaga przeprowadzenia statystycznych badań eksperymentalnych. Wiąże się to z zagadnieniem wykorzystania energetycznego nadajnika, zagadnieniem stosunku sygnału do szumów i zakłóceń w odbiorniku, zagadnieniem zniekształceń itp.

### 3. EMISJA A3A

Rodzaj emisji A3A przeszedł do radiokomunikacji morskiej ze służby stałej. Przy emisji A3A przytłumiona nośna, spełniająca rolę sygnału pilotującego, wykorzystywana jest do dwóch celów. Pierwszym jest synchronizacja częstotliwości nośnej odtwarzanej w odbiorniku, drugim - utrzymanie automatycznej regulacji wzmocnienia w odbiorniku w przerwach nadawanej informacji.

Rozpowszechnione są dwa podstawowe sposoby synchronizacji częstotliwości nośnej odtwarzanej w odbiorniku. Jednym sposobem jest automatyczna regulacja częstotliwości polegająca na porównywaniu na dyskryminatorze sygnału pilotującego z odtwarzaną za pomocą lokalnego oscylatora nośną i stosowaniu układów korygujących odtwarzaną częstotliwość. W drugim sposobie pilotującą nośną wydziela się specjalnymi filtrami i wzmacnia do wartości niezbędnej dla poprawnej detekcji. Sposób pierwszy nie wymaga dużej stałości odbiorników, ale w radiokomunikacji morskiej nie jest praktyczny. W tym samym pasmie częstotliwości może bowiem jednocześnie pracować kilka stacji, których częstotliwości nośne mogą się różnić niewiele. Może się zdarzyć, że w miejscu odbioru sygnał



stacji sąsiedniej będzie silniejszy od sygnału stacji właściwej. Wtedy układ automatycznej regulacji częstotliwości może się zsynchronizować z niewłaściwym sygnałem i łączność zostanie całkowicie przerwana. Dlatego w radiokomunikacji morskiej przy emisji A3A wykorzystuje się zasadniczo raczej sposób drugi, tzn. bezpośrednio wzmacnienie pilotującej nośnej. Nie jest on w takim stopniu wrażliwy na zakłócenie synchronizacji jak sposób pierwszy, wymaga jednak sprzętu o większej stałości częstotliwości. Wymienione niedogodności synchronizacji oraz stały postęp techniczny w produkcji sprzętu o dużej stałości częstotliwości są powodem, że w coraz większym stopniu rolę pilotującej nośnej ogranicza się tylko do automatycznej regulacji wzmacnienia (ARW) w odbiorniku.

Już od dawna w odbiornikach jednowstęgowych stosowana jest ARW o różnych czasach zadziałania i powrotu. Czas zadziałania przyjmuje się bardzo krótki, rzędu milisekundy, czas zaś powrotu długi, dochodzący nawet do kilku sekund. Przy takim rozwiązaniu automatyki, dość równomierną jej pracę można uzyskać nadając w długich odstępach czasu krótkie impulsy z poziomem odpowiadającym w przybliżeniu mocy szczytowej nadajnika.

W radiokomunikacji morskiej przyjęto, że przy emisji A3A można emitować nośną w sposób ciągły na poziomie - 16 dB w stosunku do mocy szczytowej obwiedni lub też impulsowo z poziomem zaledwie o 3 dB niższym od mocy szczytowej obwiedni. W przerwach między impulsami nośna nie jest w ogóle emitowana, tzn. poziom jej powinien być niższy od -40 dB. Czas trwania impulsu przyjmuje się

12 msek., zaś częstotliwość powtarzania 1 impuls na sekundę. Dowolność wyboru sposobu nadawania nośnej pozostawia się zasadniczo tylko stacjom na statkach, natomiast stacjom nadbrzeżnym zaleca się emitowanie nośnej w sposób ciągły.

#### 4. EMISJA A3J

Wszystkie zalety systemu jednowstęgowego, dotyczące zarówno zawężenia emitowanego widma, jak i zysku energetycznego całego łącza, uzyskuje się dopiero przy emisji z całkowicie wytłumioną nośną (A3J). Podstawowymi trudnościami hamującymi obecnie wprowadzenie w pełnym zakresie emisji A3J są:

- problem uzyskania dostatecznej stałości i dużej dokładności nastawienia częstotliwości w odbiorniku,
- nieunormowany organizacyjnie sposób nawiązywania łączności przy tego rodzaju emisji,
- zagadnienie poprawnej pracy ARW w odbiorniku.

Najprostszym rozwiązaniem zagadnienia stałości częstotliwości jest powiązanie odbiornika z wysokostabilnymi oscylatorami nadajnika w celu uzyskania niezbędnych częstotliwości potrzebnych do przemian i detekcji w odbiorniku. Sposób ten jest dość popularny, ale ogranicza liczbę częstotliwości odbioru do ograniczonej liczby częstotliwości roboczych nadajnika. Odbiornik taki przeważnie jest zautomatyzowany w zakresie strojenia, w związku z czym jest dość kosztowny i zapewnia w zasa-

dzie tylko łączność telefoniczną, tworząc razem z nadajnikiem tzw. radiotelefon. Odbiornik taki nie nadaje się zarówno do łączności telegraficznej, jak i telefonicznej na innych częstotliwościach.

Innym sposobem jest użycie odbiornika o dużej stałości częstotliwości. Istnieją różne rodzaje stabilnych odbiorników o płynnym strojeniu, ale dokładność nastawienia ich częstotliwości roboczych na ogół nie przekracza 1 kHz.

Przy nawiązywaniu łączności następuje to poważne trudności i wymaga przeszkolenia personelu i organizacyjnego unormowania sposobu nadawania sygnałów niezbędnych do dokładnego dostrojenia. W celu pewnego ułatwienia dostrojenia i poprawy stałości częstotliwości często w odbiornikach przewiduje się możliwość ustalenia kilku częstotliwości roboczych przez zastosowanie stabilizacji kwarcowej lokalnych oscylatorów.

Jak wynika z załączonej tabeli, nowoczesne rozwiązania idą w kierunku zwiększenia dokładności nastawienia częstotliwości odbioru. Przy płynnie przestrajanych odbiornikach osiąga się dokładność ok. 100 Hz.

Na ogół przy obecnie stosowanej organizacji prowadzenia łączności w radiokomunikacji morskiej najistotniejszą jest właśnie dokładność nastawienia częstotliwości, w mniejszym zaś stopniu stałość częstotliwości. Odbiornik jest stale przestrajany i czas prowadzenia jednej łączności przeważnie nie przekracza kilkunastu minut. Istotna więc jest stałość krótkoterminowa, która nie powinna jednak być gorsza od ok. 200 Hz na godzinę. Jednak-

Porównanie stałości i dokładności nastawienia częstotliwości niektórych odbiorników przystosowanych do odbioru emisji A3J i do pracy na jednostkach pływających

| Firma                       | Typ     | Sposób strojenia                                   | Czas stabilizacji | Stabilność                          | Dokładność nastawienia częstotliwości |
|-----------------------------|---------|--|-------------------|-------------------------------------|---------------------------------------|
| Edystone                    | 830     | płynny   | 2 godz.           | 3 kHz/godz.                         | 2 kHz                                 |
| NOES                        | OMNK112 | płynny   | 1 godz.           | długotermin.<br>1,5 kHz             | 2 kHz                                 |
| Edystone                    | 880/2   | płynny   | 2 godz.           | 200 Hz/godz.                        | 500 Hz                                |
| Collins                     | 51S-1   | płynny   | 1,5 godz.         | tygodniowa<br>100 Hz                | 400 Hz                                |
| Telefunken<br>/tranzystor./ | E724    | płynny   |                   | $3 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ | 200 Hz                                |
| R F T                       | 1340.21 | płynny   | 1 godz.           | długotermin.<br>600 Hz              | 200 Hz                                |
| Racal                       | RA 17   | płynny   | 3 godz.           | długotermin.<br>150 Hz              | 200 Hz                                |
| Siemens                     | E 311   | płynny   |                   | dobowa<br>40 Hz                     | 100 Hz                                |
| Racal                       | RA 220  | dekadowo co<br>1kHz, płyn-<br>nie w gran.<br>1 kHz |                   | długotermin.<br>20 Hz               | 10 Hz                                 |

że powszechna dążność w upraszczaniu obsługi i organizacji łączności, wprowadzanie automatyzacji itp., stwarza potrzebę opracowania odbiorników o jeszcze większej stałości i dokładności nastawienia częstotliwości. Wiąże się to również z tendencjami zawężenia tolerancji częstotliwości dla nadajników, która już w tej chwili jest mała i np. dla stacji nadbrzeżnych wynosi  $\pm 20$  Hz.

Przykładem nowych tendencji może być podany na końcu tabeli odbiornik f-my Racal przeznaczony do pracy na jednostkach pływających lub na innych obiektach w bezpośrednim sąsiedztwie nadajników.

Odbiorniki tego rodzaju, pomimo większych kosztów, w przyszłości niewątpliwie znajdą powszechne zastosowanie zarówno w radiokomunikacji ruchomej morskiej, jak i lądowej oraz stałej.

W sprawie zagadnienia ARW przy emisji A3J nie ma jednoznacznego detychczas poglądu. Istnieją propozycje nadawania specjalnych sygnałów tak, jak to opisano przy emisji A3A. Jednak coraz więcej służb wykorzystuje ten rodzaj emisji bez żadnych pomocniczych sygnałów. Niewątpliwie jest to zależne od warunków propagacyjnych, stosunku sygnału do szumów i rodzaju użytego sprzętu, a także od stawianych wymagań co do jakości łącza.

Bliższe ustosunkowanie się do tego problemu wymaga jednak zebrania własnych doświadczeń przy prowadzeniu tego rodzaju łączności.

## 5. EMISJA A3B

Ten rodzaj emisji nie ma specjalnych perspektyw rozwojowych w radiokomunikacji morskiej. Składa się na to kilka czynników, a mianowicie:

- Nieduża moc nadajników statkowych, której rozdział na kilka kanałów może mieć znaczny wpływ na pogorszenie jakości łącza.

- Brak bezwzględnej konieczności jednoczesnego prowadzenia kilku rozmów z jedną jednostką (ewentualny wyjątek - duże statki pasażerskie),

- Konieczność stosowania nietypowego sprzętu (dotychczasowa podstawowa standaryzacja normuje emitowanie tylko górnej wstęgi bocznej).

Emisja ta może znaleźć ewentualne zastosowanie w bardzo wąskim zakresie i to tylko lokalnie w niektórych krajach.

## 6. EMISJA A2H

Tak jak emisja A3H w radiotelefonii, tak emisja A2H w radiotelegrafii należy do systemów zgodnych, tzn. dających się odbierać przy użyciu normalnych odbiorników dwuwstęgowych. O ile zagadnienie zniekształceń harmonicznych, powstających w odbiorniku przy emisji A3H, może wpływać na zrozumiałość, to przy emisji A2H istnienie harmonicznych jest nawet w pewnym sensie przyjemne dla ucha.

Najistotniejszą cechą emisji A2H jest zwężenie widma emitowanego. I tak przy modulacji jednym tonem, zamiast trzech podstawowych prążków widma, uzyskuje się tylko dwa: prążek nośnej i prążek wstęgi bocznej. Istnienie tylko dwóch prążków stwarza możliwość tworzenia tego rodzaju widma metodą syntetyczną przez złożenie dwóch sygnałów wysokiej częstotliwości bez udziału małej częstotliwości w nadajniku.

W nowych rozwiązaniach nadajników sposób ten może się okazać prostszy i ekonomiczniejszy od normalnego sposobu wytwarzania sygnału dwuwstęgowego w nadajnikach średniofalowych.

W normalnych nadajnikach jednowstęgowych uzyskanie emisji tego rodzaju nie wymaga żadnych modyfikacji i otrzymuje się przez modulowanie nadajnika jednym tonem przy jednoczesnym emitowaniu pełnej nośnej.

Istniała obawa, że na częstotliwości niebezpieczeństwa 500 kHz emisja A2H może się odbić niekorzystnie na pracy automatycznych odbiorników sygnałów alarmowych i niebezpieczeństwa. Przeprowadzone badania wykazały, że ten rodzaj emisji jest równie skuteczny, co emisja A2. W celu zapewnienia poprawnej pracy wszystkich rodzajów automatycznych urządzeń alarmowych należy tylko dla porządku kluczować jednocześnie i wstęgę boczną i nośną.

Jak z tego wynika, emisja A2H powinna być powszechnie zalecana zamiast emisji A2. W nadajnikach posiadających emisję A2H nie ma potrzeby przewidywania dodatkowo emisji A2.

## 7. EMISJE A4H, A4A i A4J

W dotychczasowym sposobie klasyfikacji emisji nie zawsze można określić jednoznacznie rodzaj przesyłanej informacji. Na przykład emisją A4 określa się zarówno fototelegrafię i symilografię (przesyłanie rysunków), gdy modulowana jest fala nośna bezpośrednio czy też za pośrednictwem podnośnej o modulowanej częstotliwości, jak i transmisję danych, gdy znaki telegraficzne przesyła się przy użyciu dwóch tonów przesuniętych względem siebie o pewną wartość.

W radiokomunikacji morskiej do przesyłania np. map synoptycznych znalazła zastosowanie emisja F4 o małej dewiacji  $\pm 150$  lub  $\pm 400$  Hz, zależnie od zakresu częstotliwości.

W przypadku transmisji danych, np. w łączności dalekopisowej, na ogół stosuje się F1 z przesuwem częstotliwości w granicach od 200 do 500 Hz, w zależności od odległości utrzymywanej łączności.

Ponieważ większość statków nie posiada możliwości pracy emisją F1, w radiokomunikacji morskiej zaczyna się rozpowszechniać system telegrafii dwutonowej, w którym każdemu stanowi znaku telegraficznego przyporządkowany jest jeden ton. System taki jest bardziej odporny na zakłócenia od systemu stosującego emisję A1 i nadaje się do bezpośredniego zastosowania z wszystkimi rodzajami nadajników radiotelefonicznych. Podstawową wadą tego systemu jest zajmowanie dość szerokiego pasma częstotliwości. W przypadku zastosowania tego systemu z nadajnika-



mi jednowstęgowymi widmo emisji zostaje zmniejszone o połowę. Jeżeli ponadto wytłumi się całkowicie nośną, to emisja ta nie będzie się niczym różniła od emisji F1. To samo dotyczy również symilografii w przypadku modulowanej podnośnej. Jeżeli wytłumi się całkowicie nośną, to emisja ta nie będzie się również niczym odróżniać od emisji F4.

Wymienione cechy zrównujące emisję A4J z emisją F1 i F4 powodują, że w niektórych nowych rozwiązaniach nadajników jednowstęgowych nie przewiduje się w ogóle emisji F.

Trudno jest w tej chwili określić zakres zastosowania jednowstęgowych odmian emisji A4. Jeżeli rozwój służb dalekopisowych i transmisji danych wyprzedzi znacznie modernizację sprzętu nie posiadającego emisji F1, to niewątpliwie rozpowszechni się system telegrafii dwutonowej, który z chwilą wprowadzenia sprzętu jednowstęgowego przejdzie automatycznie w jednowstęgową emisję A4. Jeżeli natomiast wprowadzenie dalekopisów będzie szło współmiernie z wyposażaniem statków w nowy sprzęt posiadający emisje F, najprawdopodobniej emisja F1 zostanie utrzymana i w przyszłości.

Dodatkowe wprowadzenie emisji F1 w nowoczesnych nadajnikach jednowstęgowych nie nastrocza specjalnych trudności, natomiast system pracy telegrafią dwutonową wymaga specjalnych przystawek zarówno po stronie nadawczej, jak i odbiorczej.

---

*Palustris*