

**Duże zagęszczenie silnych stacji amatorskich i profesjonalnych na pasmach fal krótkich powoduje, że w odbiornikach krótkofalarskich, mało odpornych na duże poziomy sygnałów wejściowych, powstają zakłócenia intermodulacyjne uniemożliwiające bardzo często odbiór słabych stacji DX'owych. W artykule omówiono istotę QRM'ów intermodulacyjnych oraz sposoby pomiaru składowych intermodulacyjnych za pomocą profesjonalnej aparatury pomiarowej oraz aparatury wykonanej środkami amatorskimi.**

W latach 30. i 40. w konstrukcji odbiorników obowiązywała zasada, że na wejściu odbiornika stosowało się jeden do dwóch wstępnych wzmacniaczy w.cz., aby sygnał z anteny doprowadzić do bardziej „szumiącego” stopnia przemiany częstotliwości już odpowiednio wzmacniony. Selekcję częstotliwości zapewniały zarówno obwody strojone w.cz. przed mieszaczem oraz obwody rezonansowe wzmacniacza p.cz. Regulacja wzmocnienia odbywała się zarówno w stopniach w.cz., jak i we wzmacniaczu p.cz., a nieraz nawet w samym mieszaczu. Wynikające z powyższego zakłócenia intermodulacyjne, które określamy w dobie modulacji amplitudy jako „modulację skrośną lub krzyżową”, były aż nadto oczywiste.

Dzisiejsze tendencje konstrukcji odbiorników krótkofalarskich są zasadniczo odmienne. Przed stopniem przemiany częstotliwości nie stosuje się z reguły wzmacniacza w.cz. Odbiornik pracuje na niskim poziomie sygnału aż do filtra kwarcowego, który decyduje o selektywności odbiornika. Już po filtrze kwarcowym sygnał zostaje wzmacniony do poziomu poprawnej detekcji. Regulacja wzmocnienia odbywa się tylko we wzmacniaczu m.cz. Ostatnio jednak stosuje się także regulację sygnału za pomocą diod PIN w torze p.cz.

Nowoczesny odbiornik do fal krótkich powinna cechować:

- duża czułość przy małych szumach własnych
- duża odporność na duże sygnały wejściowe
- duża selektywność, odpowiednia do rodzaju emisji
- duża stabilność częstotliwości oscylatora przemiany.

Dwie pierwsze cechy są tylko pozornie przeciwstawne. Znane są typy odbiorników-transceiverów spełniające powyższe wymagania.

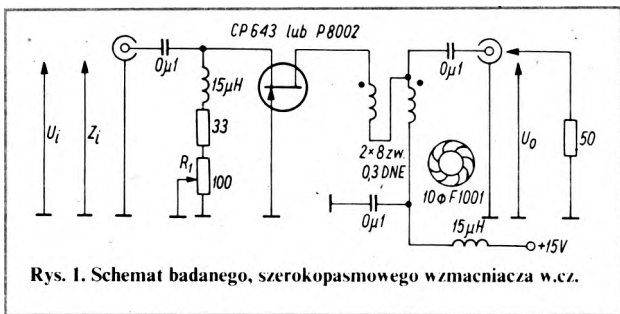
Pojęcie odporności odbiornika na duże sygnały łączy się ze zjawiskiem zniekształceń intermodulacyjnych. Termin ten został określony i wprowadzony do techniki pomiarów pod koniec lat 50. Składowe intermodulacyjne pojawiają się wszędzie tam, gdzie występuje zjawisko nasycenia zarówno elementów czynnych, jak i biernych, a więc w układach wzmacniaczy tranzystorowych, lampowych, w układach przemiany częstotliwości. Występuje ono także przy przesterowaniu układów ferromagnetycznych, np. rdzeni ferrytowych; występują także podczas przesterowania filtrów kwarcowych.

W celu omówienia zjawiska intermodulacji posłużymy się nie całym odbiornikiem, ale jednostopniowym szerokopasmowym wzmacniaczem, którego schemat przedstawiono na rys. 1.

Wejście i wyjście wzmacniacza jest dopasowane do rezystancji 50  $\Omega$ . Przed przystąpieniem do pomiaru odstępów składowych intermodulacji należy najpierw ustalić punkt pracy wzmacniacza i zmierzyć jego charakterystykę wysterowania. Punkt pracy ustala się za pomocą rezystora R1 tak, aby  $Z_i$  wzmacniacza wynosiło

$$50 \Omega = \frac{1}{ms} \text{ tranzystora (FET). Prąd drenu wynosi } 30...40 \text{ mA.}$$

Następnie włącza się do wejścia wzmacniacza generator w.cz.

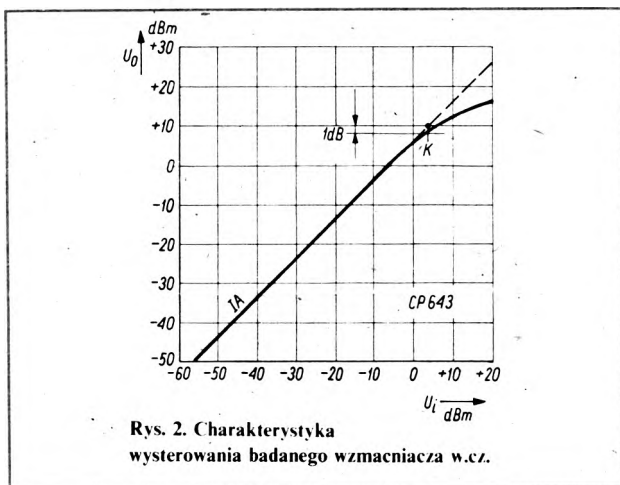


Rys. 1. Schemat badanego, szerokopasmowego wzmacniacza w.cz.

ustalając sygnał około 14 MHz, zaś do wyjścia wzmacniacza miliwoltomierz w.cz.

W skali międzynarodowej przyjęto jednostkę „0 dBm” = 1 mW na 50 Ω, tj. 223.6 mV, jako jednostkę odniesienia. Sygnały napięciowe mniejsze od 0,224 V są odnotowane ze znakiem „-”, większe ze znakiem „+” w jednostkach dBm.

Podwyższając skokowo co 5 dB nie modulowany sygnał w.cz. generatora, odczytuje się wskazania miliwoltomierza na wyjściu wzmacniacza. Początkowo przyrost sygnału wyjściowego będzie proporcjonalny do przyrostu sygnału na wejściu wzmacniacza. Z czasem nastąpi jednak zagęszczenie wskazań miliwoltomierza, co świadczy o tym, że wzmacniacz zostaje przesterowany.

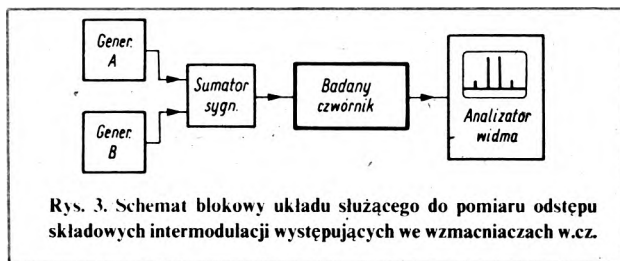


Rys. 2. Charakterystyka wysterowania badanego wzmacniacza w.cz.

Kreśląc krzywą wysterowania  $I_A$  (jak na rys. 2) będzie ona w swej początkowej części linią prostą, która następnie ulega zakrzywieniu. Do prostoliniowej części charakterystyki kreśli się styczną i ustala punkt 1 dB kompresji sygnału wyjściowego, do jakiego można wzmacniacz maksymalnie wysterować, oznaczając go literą K. Odpowiada to sygnałowi wyjściowemu 9 dBm = 630 mV. Wzmocnienie naszego wzmacniacza wynosi dla prostoliniowej części charakterystyki 6 dB.

Chcąc dokonać pomiaru odstepu składowych intermodulacji potrzebne są dwa jednakowe generatory sygnałowe oraz sumator sygnałów. Na wyjściu badanego czwórnika, tj. naszego wzmacniacza, włącza się analizator widma w.cz.

Na rys. 3 przedstawiono schemat blokowy układu pomiarowego. Częstotliwość generatora A należy nastawić na 14 250 kHz, zaś



Rys. 3. Schemat blokowy układu służącego do pomiaru odstepu składowych intermodulacji występujących we wzmacniaczach w.cz.

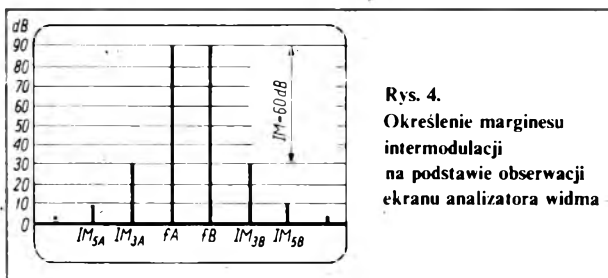
generatora B na 14 270 kHz. W czasie pomiaru poziomy wyjściowe obydwóch generatorów muszą być stale jednakowe. Ustala się je tak, aby na wyjściu sumatora sygnałów poziomy wyjściowy generatora A, przy wyłączonym generatorze B wynosił początkowo -20 dBm = 22.5 mV. To samo odnosi się do generatora B, przy wyłączonym generatorze A.

Przy włączonych obydwóch generatorach na ekranie analizatora widma pojawią się dwie wąskie pionowe „szpilki” w odstepie 20 kHz. Podwyższając jednocześnie skokowo co 5 dB sygnały wyjściowe obydwóch generatorów „szpilki” wzrosną również o 5 dB. Dalsze podwyższenie sygnałów wyjściowych generatorów spowoduje pojawienie się na ekranie dwóch nowych szpilek, z początku jeszcze całkiem małych, na lewo od sygnału generatora A na częstotliwości 14 230 kHz oraz na prawo od sygnału generatora B na częstotliwości 14 290 kHz. To są właśnie owe składowe intermodulacji trzeciego rzędu, które powstają w wyniku mieszania się drugiej harmonicznej sygnału A z częstotliwością podstawową sygnału B lub drugiej harmonicznej sygnału B z częstotliwością podstawową sygnału A:

$$f_{IM} = 2f_A - f_B \text{ oraz } 2f_B - f_A$$

Dalsze podwyższenie sygnałów wejściowych powoduje szybsze narastanie  $IM_{3A}$  lub  $IM_{3B}$  w stosunku do  $I_A$  lub  $I_B$ , a następnie pojawiają się  $IM_5$ ,  $IM_7$  itd., składowe intermodulacji wyższych rzędów. Nam jednak wystarczą pomiary  $IM_3$ , a przede wszystkim różnica wysokości szpilek  $IM_{3A}$  do  $I_A$ , które to wartości z łatwością odczytamy na skali ekranu analizatora widma, jak to przedstawiono na rys. 4.

Różnica wysokości szpilek  $IM_{3A}$  oraz  $I_A$  wyrażona w dB, zwana jest marginesem intermodulacji. Sama znajomość IM nie wystarcza jednak do zdefiniowania odporności odbiornika na duże



Rys. 4. Określenie marginesu intermodulacji na podstawie obserwacji ekranu analizatora widma

sygnały. Margines intermodulacji IM maleje w miarę podwyższenia sygnałów wejściowych, należy go więc powiązać z wielkością sygnałów wejściowych. W tym celu wprowadzono jeszcze jedno pojęcie „IP” (Interception Point), którego sens można zrozumieć rozpatrując przebiegi przedstawione na rys. 5. Nanie siona jest tam charakterystyka wysterowania wzmacniacza  $I_A$  oraz charakterystyka wysterowania  $IM_{3A}$ . Punkt przecięcia się stycznych, wyprowadzonych z części prostoliniowej obu krzywych, jest określony jako „IP”. Punkt ten jednoznacznie określa odporność na duże sygnały.

$$IP = \frac{IM}{2} + P_{i0}$$

przy czym:

$P_{i0}$  — poziom sygnału wejściowego jednego z generatorów [dBm].

Przykład I

$P_{i0} = 0$  dBm  $IM = 60$  dB

$$IP = \frac{60}{2} + 0 = 30 \text{ dBm}$$

Przykład II

$P_{i0} = -10$  dBm  $IM = 80$  dB

$$IP = \frac{80}{2} - 10 = 30 \text{ dBm}$$

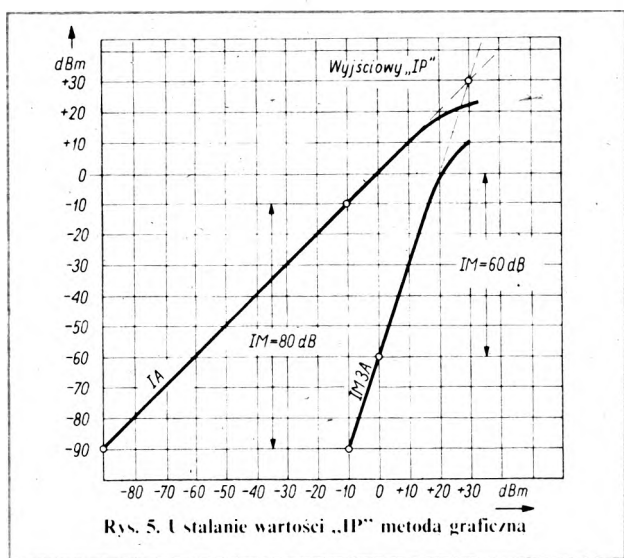
$IM_{3A}$  rośnie trzykrotnie szybciej niż  $I_A$ . Ma to ważne znaczenie. Przy poziomie wejściowym wzmacniacza, np. 0 dBm = 224 mV, który jest o 30 dB niższy od IP, składowe  $IM_3$  są o 90 dB niższe od IP i wynoszą 224 μV.

Przy poziomie wejściowym  $-20 \text{ dBm} = 22,4 \text{ mV}$ , odpowiadający działce S9 + 53 dB zakłócenia IM wynoszą już tylko  $0,224 \mu\text{V}$ , co odpowiada działce S1.

W ten sam sposób można zmierzyć margines IM oddzielnie mieszacza, preselektora lub układ wejściowy całego odbiornika i określić jego całkowite IP.

Sygnaly A i B imitują dwa silne sygnały w.cz. na wejściu odbiornika. Jeżeli odbiornik cechuje mała odporność na duże sygnały, czyli wykazuje małe „IP”, powstają w nim dwa nowe sygnały intermodulacyjne trzeciego rzędu. Jeżeli do wejścia odbiornika doprowadzi się 3 sygnały, w wyniku intermodulacji pojawi się już aż 6 sygnałów zakłócających. W rzeczywistości na wejściu odbiornika występuje więcej silnych sygnałów o zróżnicowanym wzajemnym odstępach częstotliwości i zróżnicowanych poziomach. Efektem tego jest tło QRM'ów intermodulacyjnych o tym większym poziomie, im mniejszy jest „IP” odbiornika. Obniżenie QRM'ów intermodulacyjnych można uzyskać jedynie przez słumienie poziomu sygnału wejściowego.

Jesteśmy niczaz zafascynowani zagranicznymi transceiverami. W latach 50. i 60., kiedy problem zakłóceń intermodulacyjnych nie był jeszcze należycie doceniany, wiele transceiverów, nawet renomowanych firm wykazywało zbyt małe wartości „IP”.

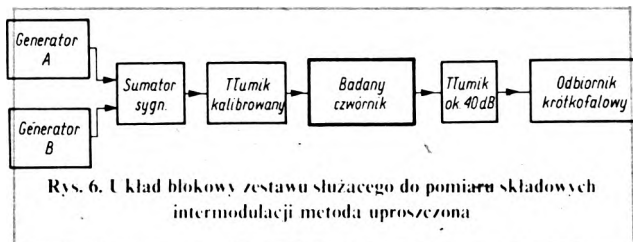


Rys. 5. Ustalanie wartości „IP” metoda graficzna

Przykładowo: FT 277 B, IP =  $-25 \text{ dBm}$ ; Ten-Tec-Argonaut,  $-19 \text{ dBm}$ ; TR 4 C,  $-17 \text{ dBm}$ ; FT 101/277,  $-14 \text{ dBm}$ ; JR 599,  $-7 \text{ dBm}$ ; SB 101,  $+3 \text{ dBm}$ ; Atlas 180,  $+3,5 \text{ dBm}$ ; R4V,  $+8 \text{ dBm}$ .

W latach następnych pojawiają się urządzenia o znacznie większej odporności na duże sygnały: CX 11 A (Signal One),  $+20 \text{ dBm}$ ; Drake TR7,  $+20 \text{ dBm}$ ; Schor F 850,  $+25 \text{ dBm}$ ; Telefunken E 1700,  $+40 \text{ dBm}$ !! (ten ostatni w cenie luksusowego samochodu).

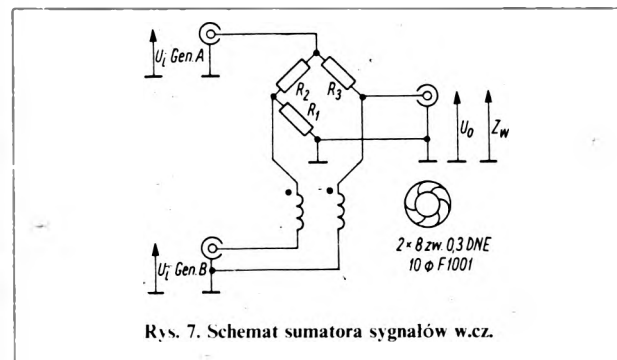
Na rys. 6 przedstawiono układ blokowy zestawu pomiarowego. Do pomiaru są potrzebne dwa jednakowe generatory sygnałowe w.cz., np. „Zopan PG 19”. Generator taki dostarcza na niesymetrycznym wyjściu sygnał nie modulowany o poziomie maksymalnym 1 V, przy rezystancji wewnętrznej generatora 50



Rys. 6. Układ blokowy zestawu służącego do pomiaru składowych intermodulacji metoda uproszczona

Ω, czyli 500 mV na 50-omowym obciążeniu. Poziom wyjściowy każdego z generatorów można dokładnie nastawić.

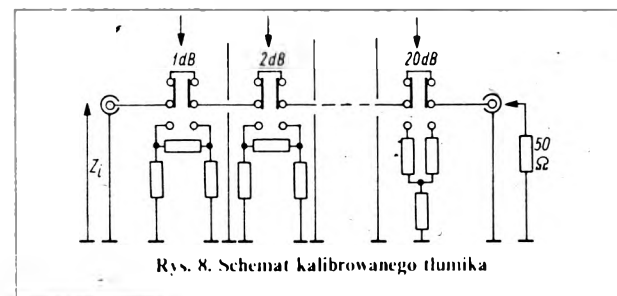
Sumator sygnałów (rys. 7) jest mostkiem składającym się z trzech bezindukcyjnych rezystorów 50 Ω (tolerancja maks. 2%) węglowych lub metalizowanych, zaś czwartą rezystancję tworzy obwód wejściowy badanego czwornika. Sumator jest zasilany z obydwóch generatorów sygnałowych. Ponieważ poprzeczna gałąź mostka musi być zasilana symetrycznie, zastosowano symetryzator szerpkopasmowy, nawinięty bifilarnie na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym. Sumator należy umieścić w



Rys. 7. Schemat sumatora sygnałów w.cz.

ekranowej obudowie o wymiarach  $50 \times 50 \times 40 \text{ mm}$ , montując na trzech jej ścianach współosiowe złącza BNC.

Przy obciążeniu sumatora na wyjściu rezystancją 50 Ω, wnosi on tłumienie po 6 dB dla sygnału każdego generatora; tłumienie przesłuchów między generatorami A i B wynosi około 40 dB. Tłumik kalibrowany (rys. 8) jest urządzeniem, któremu należy poświęcić największą uwagę, gdyż dokładność jego wykonania decyduje w głównej mierze o wynikach pomiarów. Tłumik mieści się w podłużnej metalowej obudowie o wymiarach ok.  $50 \times 300 \times 40 \text{ mm}$ , wyposażonej w dwa odpowiednio rozmieszczone gniazda współosiowe. W górnej części obudowy jest umieszczonych 10 przełączników wciskowych typu „Isostat” o pojedynczej długości. Między poszczególne przełączniki wstawia się metalowe przegrody, tworząc 10 ekranowanych komór. Wyprowadzenia środkowe przełączników są wzajemnie połączone przez otwory w przegrodach, dając bezpośrednie przejście od gniazda wejściowego do wyjściowego w stanie pasywnym



Rys. 8. Schemat kalibrowanego tłumika

wszystkich przełączników. Wskazane jest, aby zarówno obudowa jak i przegrody były ze sobą szczelnie zlutowane w celu zwiększenia skuteczności ekranowania.

Poszczególne przełączniki włączają odpowiednie tłumienie. W tłumiku kalibrowanym autora, pierwszy przełącznik wnosi 1 dB, drugi 2 dB, następne 3, 6, 10, 15, 20 i 20 dB tłumienia. Przy takim podziale można włączyć dowolne tłumienie od 0 do 102 dB skokowo co 1 dB.

Poszczególne ogniwa tłumika należy wykonać z bezindukcyjnych rezystorów węglowych lub metalizowanych o obciążalności 1 4 do 1 2 W i tolerancji 2%. W wypadku braku odpowiednich wartości rezystorów należy stosować równolegle łączone 2 lub 3 rezystory ze znormalizowanego szeregu wartości. Tłumiki od 1

## Wartości rezystorów poszczególnych ogniw tłumika

Tłumienie [dB]	n	Układ Π		Układ T	
		R1, R3 [Ω]	R2 [Ω]	R1, R3 [Ω]	R2 [Ω]
1	1,122	869,3	5,77		
2	1,259	436,2	11,61		
3	1,412	292,4	17,61		
6	1,995	150,5	37,35		
10	3,162	96,24	71,15		
15	5,623			34,90	18,36
20	10,00			40,90	10,10

do 10 dB zbudowane są w układzie Π, zaś 15 i 20 dB w układzie T, a to w tym celu, aby urządzenie nadawało się także do pomiarów na większych pasmach częstotliwości.

Na rys. 9 przedstawiono schematy poszczególnych ogniw tłumika oraz wzory umożliwiające obliczenie wartości poszczególnych rezystorów.

W celu ułatwienia pracy podaje się w tabelicy rezystancje poszczególnych rezystorów dla wartości  $Z_0 = 50 \Omega$ .

Rezystancja tłumika kalibrowanego widziana od strony wejścia wynosi  $50 \Omega$  dla każdej wartości włączonego tłumienia, przy obciążeniu go na wyjściu rezystancją  $50 \Omega$ .

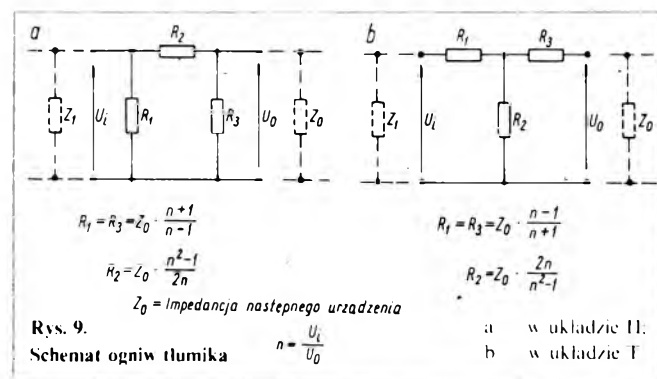
Obiektem badanym może być, jak w pierwszej części artykułu, wzmacniacz (rys. 1).

W tym pomiarze „analizatorem” będzie dobry odbiornik krótkofalowy z S-metrem, który podczas pomiaru spełnia funkcję selektywnego mikrowoltomierza lub miliwoltomierza w.c.z. W odbiorniku tym należy koniecznie unieruchomić automatyczną regulację wzmacnienia. W celu zmniejszenia czułości odbiornika, a zarazem zwiększenia jego wewnętrznego „IP” należy włączyć dodatkowy tłumik około 40 dB, zmontowany prowizorycznie z trzech rezystorów na wejściu odbiornika.

Całość aparatury łączymy wzajemnie odcinkami kabli współosiowych wg układu blokowego przedstawionego na rys. 6.

Z generatora A doprowadza się sygnał 14 250 kHz, zaś z generatora B — 14 270 kHz. Miliwoltomierzem w.c.z. mierzy się sygnał na wyjściu sumatora, przy włączonym badanym czwórniku. Sygnał ten powinien wynosić 0 dBm, tj. 225 mV przy włączonych na przemian generatorach A i B. Przy włączonych obydwóch generatorach wskazania miliwoltomierza będą wyższe.

Tłumikiem kalibrowanym włącza się 10 dB tłumienia. Przesłajając odbiornik, w głośniku usłyszymy dwa silne sygnały generatorów A i B, lecz sygnały te na razie nas nie interesują. Szukamy słabych sygnałów na częstotliwościach 14 230 i 14 290 kHz. Po usłyszeniu ich tłumienie tłumika kalibrowanego należy ustawić tak, aby wychylenie wskazówki S-metra sięgało działki S2 dla obydwóch sygnałów. W wypadku, gdy odbiornik jest zbyt czuły można zwiększyć tłumienie prowizorycznego tłumika na wejściu odbiornika lub nieznacznie zmniejszyć wzmacnienie odbiornika.



Po tych czynnościach, nie zmieniając już nastawienia elementów regulacyjnych zanotujemy wniesione przez tłumik kalibrowany tłumienie, np. 12 dB.

Następnie zwiększamy tłumienie tłumika kalibrowanego o ok. 80 dB i przestrajamy odbiornik na częstotliwości nominalne generatorów A i B. Już tylko za pomocą tłumika kalibrowanego nastawiamy taką wartość tłumienia, aby wychylenie wskazówki „S-metra” wynosiło znowu dokładnie S2. Odczytujemy nową wartość wniesionego tłumienia; przykładowo wynosi ono 96 dB. W taki oto sposób, ustaliliśmy potrzebne dane do obliczenia „IM” i „IP” badanego czwórnika.

$$IM = 96 - 12 = 84 \text{ dB}$$

$$P_{io} = -12 \text{ dBm}$$

$$IP = \frac{IM}{2} + P_{io} = \frac{84}{2} - 12 = 30 \text{ dBm}$$

Powyższe pomiary można wykonać także przy innych odstępach częstotliwości generatorów A i B, np. 50 lub 100 kHz, ale także przy odstępach tylko 10 kHz. W tym ostatnim wypadku selektywność odbiornika może się okazać niewystarczająca, w wyniku czego pomiary zostałyby obciążone dużym błędem. Lepšie usługi odda więc precyzyjny mikrowoltomierz w.c.z. o dużym wewnętrznym „IP”, a zarazem bardzo wąskim pasmem przepustowym.

W celu zmierzenia „IM” całego odbiornika należy włączyć bezpośrednio do jego wejścia antenowego wyjście tłumika kalibrowanego; automatyka wzmacnienia musi być bezwzględnie wyłączona. Nastawiamy odbiornik na jego maksymalne wzmacnienie.

Doprowadzamy z tłumika kalibrowanego taki sygnał, aby na częstotliwości 14 230 kHz, odpowiadającej  $IM_{3A}$  lub 14 290 kHz, odpowiadającej  $IM_{3B}$  wychylenie wskazówki „S metra” sięgało działki S2. Następnie zwiększamy tłumienie tłumika kalibrowanego tak, aby przy częstotliwościach podstawowych generatora A lub B uzyskać również wskazanie S2. Obliczenia przeprowadzamy jak poprzednio.

Aby uzyskać wychylenie S2 dla  $IM_{3A}$  lub  $IM_{3B}$ , trzeba było ustalić 30 dB tłumienia na tłumiku kalibrowanym, zaś dla takiego samego S2 dla sygnałów o częstotliwościach podstawowych 90 dB.

$$IM = 90 - 30 = 60 \text{ dB}$$

$$P_{io} = -30 \text{ dBm}$$

$$IP = \frac{60}{2} - 30 = 0 \text{ dBm}$$

Wynik ten wskazuje, że nasz odbiornik jest raczej przeciętny, jeżeli chodzi o jego odporność na stosunkowo duże sygnały. Oznacza to, że przy sygnale wejściowym na zacisku antenowym  $-30 \text{ dBm} = 7,1 \text{ mV}$  poziom QRM-ów intermodulacyjnych, wyprodukowanych przez sam odbiornik wynosi  $-90 \text{ dBm} = 7,1 \mu\text{V} = S 6,5$ . Obniżając poziom sygnału na wejściu odbiornika dodatkowo o 10 dB, czyli do  $-40 \text{ dBm}$  w stosunku do  $IP = 0 \text{ dBm}$ , tj. do 2,2 mV, QRM-y intermodulacyjne zmniejsza się do  $-120 \text{ dBm}$ , tj. do 0,22  $\mu\text{V}$ , czyli do poziomu S1.

Obniżenie poziomu wejściowego o dodatkowe 10 dB oznacza 3-krotne zmniejszenie czułości odbiornika. Jest to jednak jedyny sposób poprawienia odporności odbiornika na stosunkowo duże sygnały wejściowe.

Jak konstruować odbiornik KW, aby jego „IP” było możliwie duże, o tym w osobnych artykułach; wcześniej jednak trzeba będzie omówić problem czułości odbiornika, jego szumów własnych oraz sposoby pomiarów tychże szumów.

## LITERATURA

- [1] Wes. Hayward W7ZOI: Dynamika odbiornika. QST nr 7/1975
- [2] Martin M. DJ7VY: Odbiornik z dużą dynamiką. cq-DL nr 7/1975
- [3] Schwarzbeck G. DL1BU: SSB-QRM. cq-DL nr 5/1975
- [4] Wiederman E. DL8XI: Tłumiki. UKW-Berichte nr 4/1978