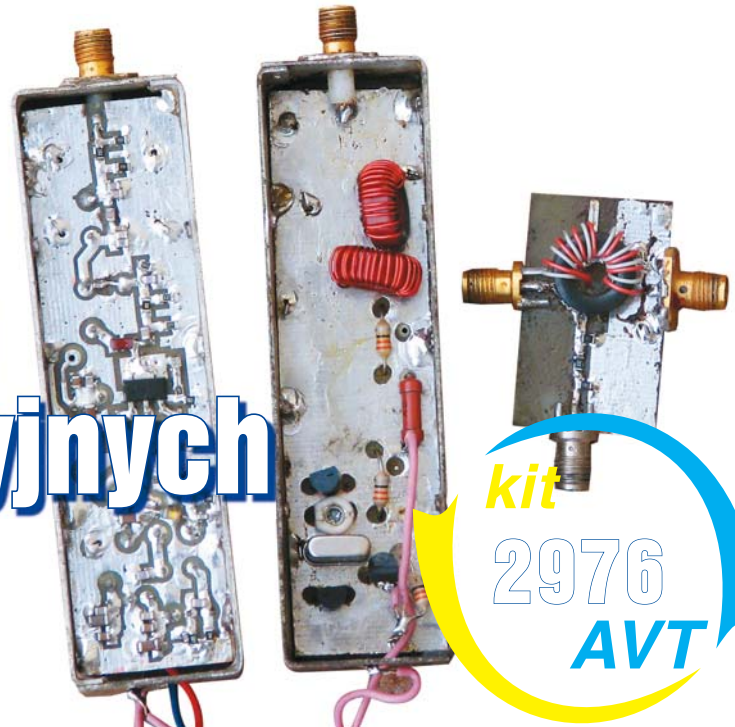


# Układ do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych

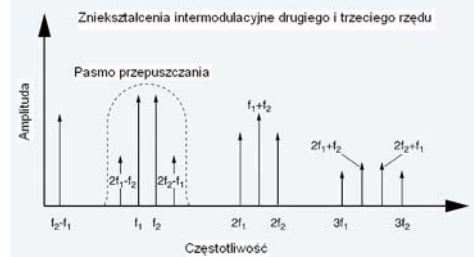


kit  
**2976**  
**AVT**

Wielu krótkofalowcom znany jest efekt poprawy jakości odbioru sygnału radiowego, po słumieniu sygnału z anteny za pomocą tłumika, choć oznacza to obniżenie czułości odbiornika. Wyjaśnienie tego zaskakującego zjawiska jest proste. Załóżmy, że podajemy na wejście odbiornika dwa silne sygnały o niewiele różniących się częstotliwościach. Na skutek nieliniowości zastosowanych elementów, sygnały wejściowe mieszają się ze sobą i mogą być odbierane przez odbiornik radiowy! Zjawisko to występuje we wzmacniaczach i mieszaczach częstotliwości. Zniekształcenia tego typu nazywa się modulacją skrośną, krzyżową lub intermodulacją, czyli wzajemną modulacją sygnałów wejściowych. Jeśli mamy dwa sygnały różniące się częstotliwościami np. o 10 kHz, np.  $f_1 = 3600\text{kHz}$  i  $f_2 = 3610\text{ kHz}$ . W widmie wyjściowym zauważymy składniki mieszania o częstotliwościach 10kHz ( $3610-3600\text{kHz} = f_2-f_1$ ), 7210kHz ( $3600+3610\text{kHz} = f_1+f_2$ ) – tzw. zniekształcenia intermodulacyjne drugiego rzędu, a także częstotliwości harmoniczne ( $7200\text{kHz}=2*f_1$ ), ( $7220\text{kHz}=2*f_2$ ), itd. W praktyce najwięcej problemów przysparzają jednak zniekształcenia intermodulacyjne trzeciego rzędu, czyli u nas sygnały o częstotliwościach 3590kHz i 3620kHz ( $2*f_1-f_2 = 2*3600\text{kHz}-3610\text{kHz} = 3590\text{kHz}$  oraz  $2*f_2-f_1 = 2*3610-3600 = 3620\text{kHz}$ ). Obie te częstotliwości znajdują się bardzo blisko częstotliwości odbieranej i nie mogą być odfiltrowane ani odróżnione w jakikolwiek sposób od „prawdziwego” sygnału radiowego, więc poddawane są one „obróbce” przez dalsze części odbiornika, jak każdy inny sygnał wejściowy! Zniekształcenia te nazywamy zniekształceniami intermodulacyjnymi trzeciego rzędu, ponieważ suma mnożników przed częstotliwościami ulegającymi mieszanii ze sobą wynosi trzy ( $2f_2 - f_1$  i  $2f_1 - f_2$ ). Natomiast zniekształcenia intermodulacyjne drugiego rzędu są dużą przeszkodą w przypadku stosowania układów szerokopasmowych z przemianą częstotliwości „w górę” i z prostym filtrem dolnoprzepustowym na wejściu odbiornika – układy tego typu stosuje

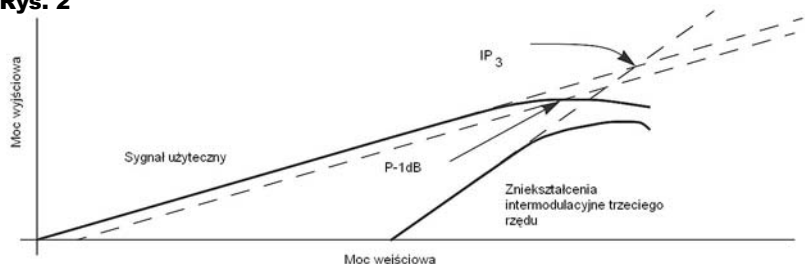
się np. w analizatorach widma. Według przedstawionej wyżej zasady, można wyznaczyć częstotliwości zniekształceń intermodulacyjnych 4. 5. 6. i wyższych rzędów, przy czym ich moc maleje ze wzrostem rzędu intermodulacji. Najbardziej w odbiorze przeszkadzają zniekształcenia intermodulacyjne nieparzystych rzędów, ze względu na fakt, że znajdują się w niewielkiej odległości od sygnałów właściwych. Graficzne przedstawienie wymienionych zależności pokazane jest na **rysunku 1**. Odporność na wystąpienie zjawiska intermodulacji opisuje parametr nazwany IP (ang. *interception point*). Jego graficzną reprezentację pokazano na **rysunku 2**, skala obu osi jest logarytmiczna i podana jest w jednostkach dBm. Gdy podamy na wejście wzmacniacza, mieszacza lub odbiornika sygnał o jednej częstotliwości i będziemy zwiększać powoli poziom sygnału użytecznego od bardzo małej wartości, to zaobserwujemy w pewnym momencie, że sygnał na wyjściu układu nie przyrasta proporcjonalnie do przyrostu poziomu sygnału na wejściu. Punkt, w którym zmiana przyrostu sygnału na wyjściu – względem sygnału na wejściu – wynosi 1dB, nazywa się punktem kompresji jednodocybelowej i jest bardzo często podawana w katalogach jako moc, dla której następuje kompresja sygnału o 1dB ( $P-1\text{dB}$ ). Dla mocy wyjściowej równej  $P-1\text{dB}$  wzmacniacz jest już nieliniowy i nie powinien służyć do wzmacniania sygnałów, dla których musi być zachowana liniowość, np. nie nadaje się do wzmacniania sygnałów SSB przy takim poziomie mocy wyjściowej.

Współczynnik nachylenia prostej, reprezentującej nachylenie sygnału wyjściowego w funkcji sygnału wejściowego w liniowym zakresie, wynosi 1, a w przypadku produktów intermodulacji trzeciego rzędu aż 3. Oznacza to w praktyce, że produkty intermodulacji trzeciego rzędu rosną znacznie szybciej niż sygnał użyteczny. Przedłużając obie proste, przyrostu sygnału użytecznego i sygnałów intermodulacji trzeciego rzędu, z zakresu małosygnałowego (liniowego) poza zakres, w którym następuje kompresja sygnału, otrzymujemy punkt, w którym obie proste się przeczną – punkt ten nazywa się *punktem przechwyty intermodulacji trzeciego rzędu* i oznaczany jest jako  $IP_3$ . W analogiczny sposób możemy też wyznaczyć punkty przechwyty wyższych rzędów. W punkcie przecięcia (przechwyty) sygnał użyteczny przyjmuje wartości równe produktom intermodulacji, natomiast powyżej niego



**Rys. 1**

**Rys. 2**

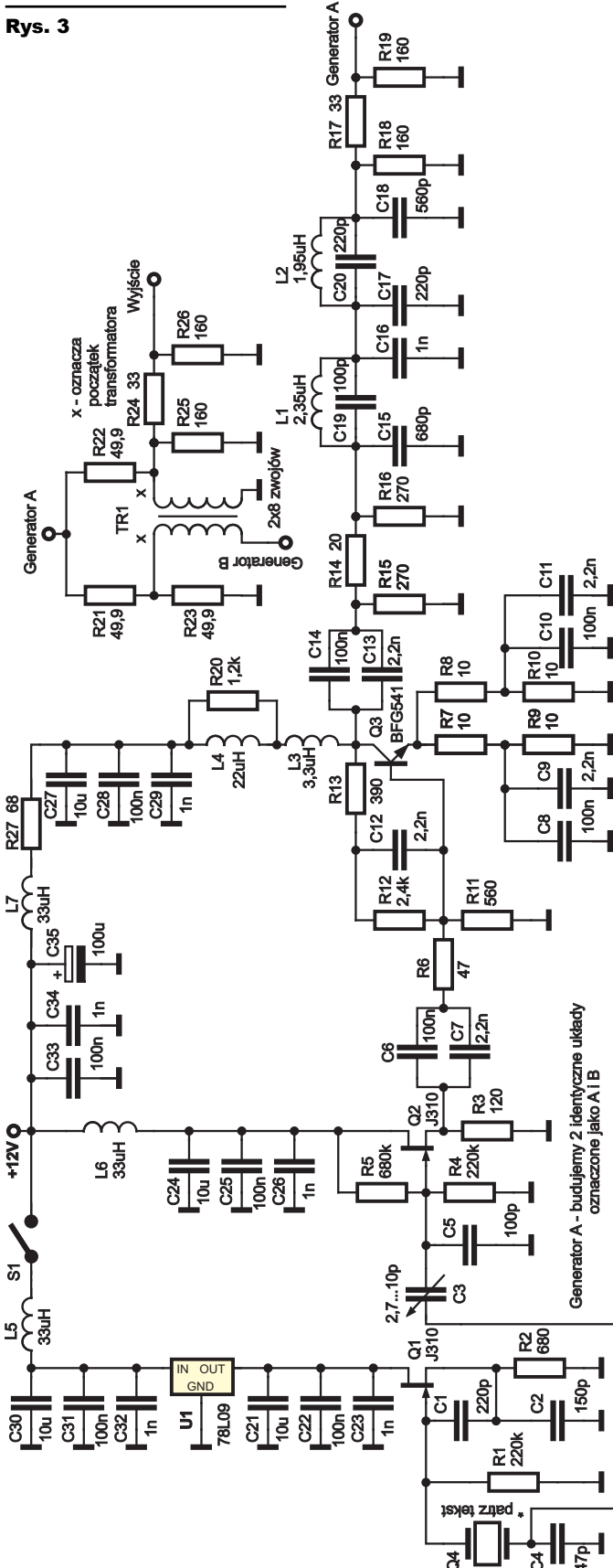


sygnały będące produktami intermodulacji są wyższe niż sygnał użyteczny. Oczywiście w punkcie przechwyty urządzenie już nie pracuje liniowo ze względu na kompresję sygnałów, niemniej wartość IP3 doskonale nadaje się do celów porównawczych. Im war-

tość IP3 jest wyższa, tym dany układ trudniej, ulega przesterowaniu. Zmniejszenie amplitudy sygnału wejściowego o 1dB, zmniejsza poziom sygnałów intermodulacyjnych o  $n$  dB, gdzie  $n$  jest rzędem produktów intermodulacji, np. dla produktów drugiego rzędu drugiego

istotnych parametrów, charakteryzujących jakość każdego odbiornika radiowego. Dużym wyzwaniem dla konstruktora jest zbudowanie odbiornika, który byłby nie tylko odpowiednio czuły, ale jednocześnie wystarczająco odporny na modulację skrośną.

Rys. 3



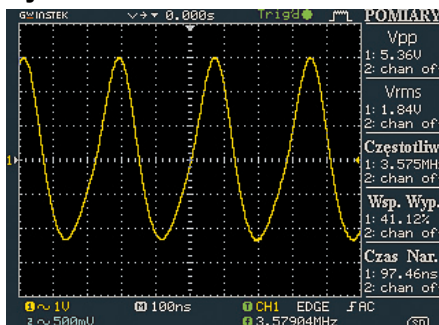
będzie to 2dB, trzeciego 3dB, czwartego 4dB, itd... Zatem załączenie w odbiorniku radiowym tłumika 10dB spowoduje co prawda trzykrotny spadek czułości, ale spadek zniekształceń intermodulacyjnych trzeciego rzędu wyniesie aż 30dB, zaś zniekształceń intermodulacyjnych 5. rzędu aż 50dB! Dla wzmacniaczy często podaje się również parametry IIP3 oraz OIP3, gdzie IIP3 jest wartością punktu przechwyty odniesioną do wejścia układu, natomiast OIP3 jest punktem przechwyty odniesionym do wyjścia układu. Wartość IIP3 jest mniejsza od OIP3 o wartość wzmocnienia układu, np. jeśli OIP3 układu wynosi +30dBm a wzmocnienie wynosi 20dB, to wejściowe IIP3 wynosi +10dBm. Parametry IP podawane są zarówno dla wzmacniaczy, mieszaczy, jak i całych torów odbiorników radiowych.

Z powyższych rozważań wynika, że często jesteśmy w stanie usłyszeć sygnały na częstotliwościach, które nie występują w sygnałach doprowadzonych bezpośrednio z anteny, ale powstają na nieliniowościach mieszacza czy wzmacniacza wysokiej częstotliwości. Sytuacja, gdy w eterze występują dwa lub więcej silne sygnały niedaleko od siebie, nie należy do rzadkości, a na niektórych pasmach, w określonych godzinach, jest wręcz regułą. Dlatego parametr IP3 jest jednym z najbardziej

## Układ pomiarowy

Układ do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych z pozoru jest niezwykle prosty i składa się z dwóch identycznych generatorów o dokładnie równych mocach i niewielkiej różnicy częstotliwości, których sygnały są sumowane. Już z wcześniejszego opisu, wyjaśniającego powstawanie produktów intermodulacyjnych, możemy zobaczyć, że generatory powinny charakteryzować się doskonałą czystością widmową sygnału, tzn. nie powinny zawierać żadnych harmonicznych. Schemat układu pomiarowego pokazany jest na rysunku 3, uwidoczniono na nim tylko jeden generator, należy jednak zbudować dwa identyczne generatory, różniące się tylko częstotliwościami kwarców. Z pozoru wydawać by się mogło, że wymagania co do czystości widmowej spełnia generator kwarcowy. W układzie pokazanym na rysunku 3 sygnał najprościej jest pobrać ze źródła tranzystora polowego generatora. Sygnał dostępny na źródle tranzystora generującego drgania pokazany jest na rysunku 4. Już na pierwszy rzut oka widać, że sygnał odbiega od wzorcowej sinusoidy. Z praktyki wiadomo, że jeśli na oscyloskopie „gołym okiem” widać zniekształcenia sygnału sinusoidalnego, to współczynnik THD (*Total Harmonic Distortion*) przekracza 5%. Każde odkształcenie sygnału sinusoidalnego powoduje powstanie w widmie sygnałów harmonicznych. Potwierdza to analiza widma wykonana za pomocą szybkiej transformaty Fouriera – FFT. Układy analizy FFT obecne są w praktycznie każdym oscyloskopie cyfrowym, nawet tym z najniższej półki. W analizie FFT ustawiono następujące parametry: okno Blackmana, uśrednianie sygnału 32-krotne i czułość 10dB na działkę. Zastosowanie okna Blackmana pozwala uzyskać dobrą rozdzielczość częstotliwościową sygnałów, a uśrednianie sygnału podnosi stosunek sygnału do szumu i pozwala lepiej zaobserwować sygnały o niskiej amplitudzie. Wyniki analizy FFT pokazano na rysunku 5. Już pobieżna analiza pokazuje, że druga harmoniczna znajduje się 18dB poniżej sygnału podstawowego, a trzecia harmoniczna poniżej 34dB, o co jest wartością stanowczą niesatysfakcjonującą! Aby to poprawić, w układzie zastosowano sprytną „sztuczkę” układową: ten sam kwarc pracuje nie tylko jako element stabilizujący częstotliwość drgań elektrycznych, ale jednocześnie jako prosty

Rys. 4

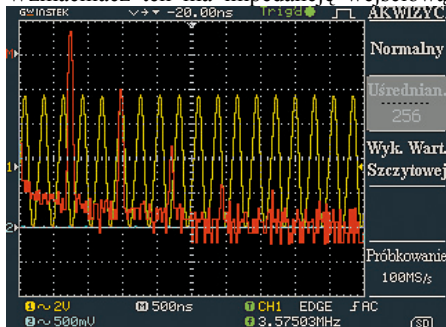


filtr kwarcowy. W celu poprawnej pracy generatora, układ ten musi współpracować z następującym po nim układem o dużej rezystancji wejściowej, w naszym wypadku jest nim wtórnik źródłowy na tranzystorze J310 zasilany przez dzielnik pojemnościowy C3, C5. Dzielnik pojemnościowy zmniejsza wpływ (i tak wysokiej) rezystancji wtórnik źródłowego na rezonator kwarcowy – nie obciąża go, ale pozwala również regulować amplitudę sygnałów przychodzących na wejście wtórnik, a tym samym moc na wyjściu układu. Sygnał na wyjściu wtórnik źródłowego jest już „wzorcowym” sinusem, co pokazuje oscylogram na **rysunku 6**. Potwierdza to również analiza FFT: poziom drugiej harmonicznej wynosi 35dB, a pozostałe harmoniczne są niemierzalne w zakresie dynamicznym oscyloskopu – **rysunek 7**. Widać stąd, że ocena za pomocą analizy FFT jest znacznie czulsza, niż ocena oscylogramu. Dalszą poprawę odstepu sygnału od drugiej harmonicznej można uzyskać dodając opornik R5. W tym wypadku odstep sygnału użytecznego od drugiej harmonicznej poprawia się o dalsze 5dB. Układy generatorów z filtracją za pomocą rezonatora kwarcowego powinny być stosowane w układach radiowych z mieszacami liniowymi ze względu na mniejszą zawartość niepożądanych produktów mieszania, co wynika z „czystszej” widma generatora. Generator zasilany jest z dodatkowego stabilizatora napięcia 9V z napięcia stabilizowanego +12V zasilającego cały układ. Za wtórnikiem źródłowym znajduje się wzmacniacz liniowy, pracujący w klasie A, na tranzystorze BFG541. W układzie wzmacniacza wprowadzono dwa ujemne sprzężenia zwrotne, poprawiające liniowość wzmacniacza: jedno prądowe w obwodzie emitera, a drugie napięciowe pomiędzy kolektorem a bazą. Wzmacniacz ten ma impedancję wyjściową

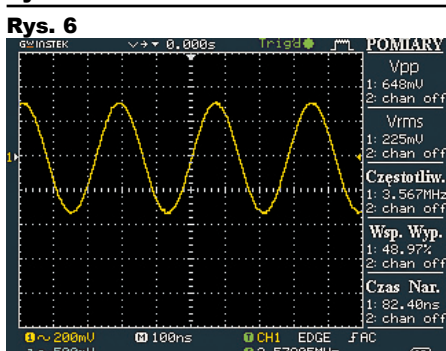
i wyjściową bardzo bliską 50Ω bez zastosowania transformatorów dopasowujących. Napięcie kolektor-emiter w tym wzmacniaczu wynosi około 8V przy prądzie spoczynkowym 50mA, zaś moc spoczynkowa pobierana przez tranzystor BFG541 wynosi około 0,4W. Rezystor R20 tłumi rezonans dławika 22uH i zapewnia odpowiednią szerokopasmowość układu. Tłumik o wartości tłumienia 3,2dB na wyjściu wzmacniacza powoduje, że wzmacniacz jest stabilny dla dowolnych impedancji źródła sygnału. Wejście wzmacniacza na tranzystorze BFG541 dopasowane jest do 50Ω za pomocą opornika R6 o wartości 47Ω we wtórniku źródłowym. Zastosowany tranzystor ma dwa wyprowadzenia emitera, co jest charakterystyczne dla tranzystorów mikrofalowych – tranzystor ten przeznaczony jest do pracy liniowej. Moc wyjściowa na wyjściu wzmacniacza regulowana jest za pomocą trymera i ustawiona jest na około +10dBm, czyli 10mW, co jest wartością bardzo małą w porównaniu do mocy pobieranej przez układ, wynoszącej aż 0,4W. Sygnał po wzmacniaczu filtrowany jest w prostym filtrze eliptycznym opisanym przez Adama SP5FCS, po niewielkiej zmianie wartości elementów. Rdzenie filtru ustawione są do siebie prostopadłe. Filtr ten charakteryzuje się dobrym dopasowaniem 50Ω, zarówno od strony wejścia, jak i wyjścia, a także dużym tłumieniem sygnałów harmonicznych wynoszącym 45dB. Na wejście wzmacniacza czy mieszacza badanego odbiornika przychodzi sygnał o jeszcze niższej zawartości harmonicznych ze względu na filtrowanie sygnału z obu generatorów przez filtry wejściowe odbiornika. Podane w spisie elementów liczby zwojów należy traktować orientacyjnie, a wartość indukcyjności w filtrze dolnoprzepustowym należy sprawdzić za pomocą miernika indukcyjności. W układzie, wszędzie tam, gdzie jest to zaznaczone, powinny być zastosowane elementy NPO i nie należy próbować zastępować ich innymi! W filtrze dolnoprzepustowym wolne pola lutownicze pozwalają złożyć wymaganą pojemność z dwóch kondensatorów, w przypadku problemów z zakupem kondensatora o wymaganej pojemności. Po filtrze dolnoprzepustowym umieszczony jest tłumik o wartości tłumienia 5,5dB poprawiający izolację obu generatorów. Układ, jak wcześniej wspomniano, składa się z dwóch identycznych

generatorów kwarcowych, różniących się jedynie częstotliwościami kwarców. Przyjmuje się zwykle, że odstep częstotliwości obu generatorów powinien wynosić około 20kHz, często parametry intermodulacyjne mierzy się jednak dla mniejszych odstepów częstotliwości sygnałów (10kHz, 5kHz). W układzie w wykonaniu autora różnica częstotliwości zastosowanych kwarców wyniosła 4kHz, częstotliwości kwarców wyniosły odpowiednio 3,579 i 3,575MHz. Włącznik zasilania umożliwia włączenie tylko wybranego generatora kwarcowego i użycie układu np. do pomiaru stosunku sygnału do szumu. Pojedynczy generator tak dobrej jakości, uzupełniony o przełączany tłumik (również w amatorskim wykonaniu), umożliwia pomiar parametru MDS (ang. *minimum detectable signal*) czy też czułości odbiornika przy określonym stosunku (S+N)/N, zazwyczaj 10dB. Przełączany tłumik umożliwia również (przy dwóch generatorach) pomiar parametru IMD, czyli zakresu dynamicznych zniekształceń intermodulacyjnych odbiornika. Obie metody opisane są przez Waldka 3Z6AEF w opracowaniu „Pomiary podstawowych parametrów amatorskich urządzeń radiowych w Burzeninie 2010” (dostępne na Forum SP-HM: <http://sp-hm.pl/thread-514.html>). Układ po wymianie kwarców może pracować praktycznie w całym zakresie KF.

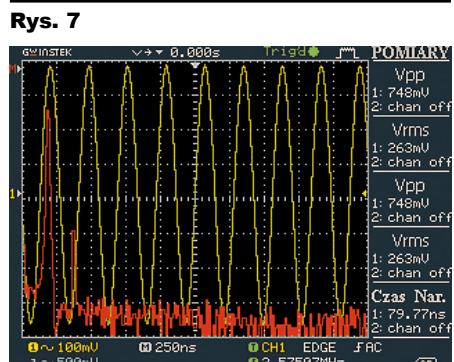
Oba generatory muszą być zabudowane w obudowie ekranującej, niezależnie dla każdego generatora. Jako obudowy generatorów można wykorzystać pudełka po filtrach dolnoprzepustowych stosowanych w sieciach kablowych. Zasilanie najlepiej doprowadzić do układu za pomocą kondensatorów przepustowych. W oddzielnej obudowie ekranującej musi być umieszczony sumator mocy. Całość układu powinna być umieszczona w obudowie z blachy stalowej. Jako złącza najlepiej wykorzystać złącza typu SMA, a jako kable połączeniowe – kable sztywne lub półsztywne, czyli z ekranem w postaci rurki miedzianej lub opłotu nasączonego cyną. Kable tego typu zapewniają najmniejsze przenikanie sygnałów poprzez wypromieniowanie. Wypromieniowanie sygnału przez kable możemy zmniejszyć, przewlekając ich przewody przez materiał ferrytowy o dużej przenikalności. Układ musi mieć własny zasilacz stabilizowany i nie powinien być zasilany z tego samego napięcia, co układ badany, a to ze względu na konieczność zapobieżenia przedostawania się sygnałów pomiarowych inną drogą niż wejście urządzenia. Z tego powodu w układzie zastosowano liczne elementy odsprężające, zarówno kondensatory, jak i dławiki. Część elementów montowana jest przez nalutowanie ich na siebie. Zarówno w sumatorze, jak i obu generatorach, obie warstwy pełniące funkcję masy są zwarte przez przylutowanie ich do obudowy ekranującej. Sygnał obu generatorów sumowany jest



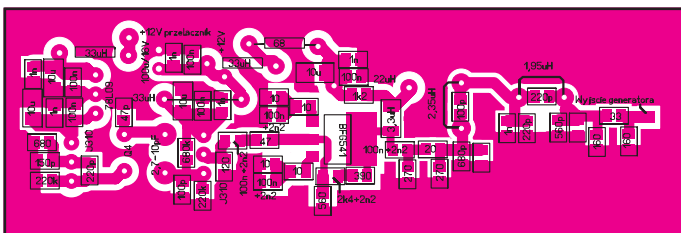
Rys. 5



Rys. 6



Rys. 7



Rys. 8

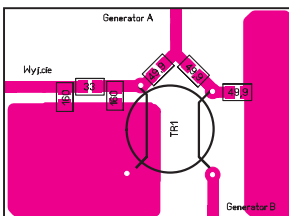
w sumatorze mocy zbudowanym z oporników R21–R23 o wartości 49,9Ω i tolerancji 1% oraz na transformatorze TR1 nawiniętym na rdzeniu ferrytowym. Zastosowany sumator zapewnia izolację pomiędzy generatorami na poziomie –40dB. W praktyce izolacja pomiędzy układami wynosi ponad 50dB ze względu na zastosowanie dwóch tłumików o wartości tłumienia 5,5dB na wyjściu każdego wzmacniacza na tranzystorze BFG541. Na wyjściu sumatora znajduje się tłumik identyczny do zastosowanego po filtrze dolno-przepustowym, o wartości tłumienia 5,5dB, zmniejszający wpływ dopasowania na pomiar IP3. „Nieokrągłe” wartości tłumienia wynikają z zastosowania elementów o typowych wartościach rezystancji.

Poziom sygnału na wyjściu sumatora ustawiamy po podłączeniu tylko jednego z generatorów. W tym czasie drugie z wejść sumatora musi być obciążone rezystorem 50Ω – terminatorem. Rezystory terminujące produkuje wielu producentów, można również wykonać je samodzielnie z rezystorów bezindukcyjnych (najlepiej SMD) i odpowiednich złączy. Po zmierzeniu sygnału wyjściowego pierwszego z generatorów, odłączamy go, a podłączamy drugi generator, zamykając wejście pierwszego generatora terminatorem. Ustawiamy identyczną moc jak dla pierwszego generatora, a wartości mocy zapamiętujemy. W przypadku, gdy nie posiadamy miernika mocy, możemy ją wyliczyć z wartości napięć na wyjściu obciążonego terminatorem układu sumatora (za tłumikiem). Napięcia możemy zmierzyć za pomocą oscyloskopu, należy jednak pamiętać, aby mierzyć wartość skuteczną napięcia, a nie międzyszczytową! Tłumienie każdego z sygnałów na wyjściu sumatora w odniesieniu do jego wejścia wynosi około 11,5dB, a moc każdego z sygnałów: –11,5dBm (ok. S9 + 60 dB). Sumator tłumia sygnał wejściowy o około 6dB, a tłumik wyjściowy o 5,5dB. Po takiej regulacji układ jest gotowy do pracy. Zmontowany układ pokazano na fotografii tytułowej, a schematy montażowe na rysunkach 8 i 9. Układ zbudowany jest na płytce dwustronnej.

## Pomiar odporności na modulację skrośną

Pomiar odporności na modulację skrośną jest szczególnie prosty w przypadku odbior-

Rys. 9

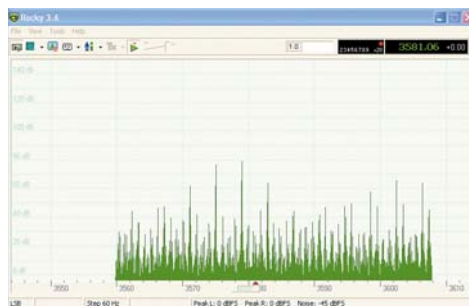


niaka SDR. Zastosowana procedura podana zostanie na przykładzie programu Rocky. Najpierw odznaczamy opcję Tools, RX I/Q Balance, Collect data, Correct balance i podajemy silny sygnał o mocy około –25dBm i przetwarzamy go w zakresie pracy odbiornika radiowego. Podana czynność nie jest niezbędna, zapewnia jednak doskonale tłumienie kanału lustrzanego. Należy tak dobrać wzmocnienie odbiornika SDR, dobierając elementy sprzężenia zwrotnego wzmacniaczy operacyjnych, żeby nie wystąpiły efekty przesterowania przetwornika analogowo–cyfrowego karty dźwiękowej. Efekt przesterowania przetworników karty dźwiękowej pokazany jest na rysunku 10. Czułość odbiornika można również w pewnym zakresie regulować za pomocą miksera audio systemu Windows. Na wykresie z zakładki Tools, RX I/Q Balance otrzymamy informacje o błędach amplitudy i fazy odbiornika SDR, które układ wykorzysta do zapewnienia maksymalnego tłumienia sygnałów lustrzanych – rysunek 11. Następnie podłączamy generator dwutonowy do wejścia odbiornika (można zastosować dodatkowo tłumik 10dB, wtedy moc każdego z sygnałów wynosi –21,5dBm, a sygnał na wyjściu sumatora ma poziom –11,5dBm). W widmie na ekranie odbiornika odnajdujemy sygnały, będące sygnałami właściwymi oraz produkty intermodulacji trzeciego rzędu. W naszym wypadku są to sygnały o częstotliwościach odpowiednio: 3,575MHz, 3,579MHz i 3,571MHz, 3,583MHz. Odstęp pomiędzy produktami intermodulacji trzeciego rzędu a właściwymi sygnałami wynosi w naszym wypadku 85dB (rysunek 12). Na zrzucie ekranu widać również sygnały zakłócające, np. w pobliżu częstotliwości 3,5685MHz – jest to spowodowane tym, że zastosowany w testach odbiornik był nieekranowany i odbierał sygnały z „eteru”. Punkt intermodulacji wyliczamy ze wzoru

$$IP_n = P + \frac{dP}{n-1}$$

gdzie IP<sub>n</sub> jest punktem intermodulacji n-tego rzędu, P jest mocą podaną na wejście odbior-

Rys. 10



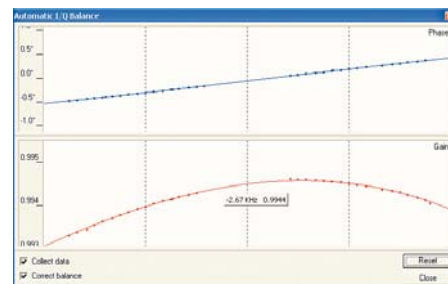
niaka, dP jest różnicą w dB między sygnałem właściwym a produktem intermodulacyjnym n-tego rzędu, a n jest rzędem produktu intermodulacyjnego. W naszym wypadku liczymy wartości dla produktu trzeciego rzędu:

$$IP_3 = P + \frac{dP}{3-1}$$

a po podstawieniu wartości liczbowych

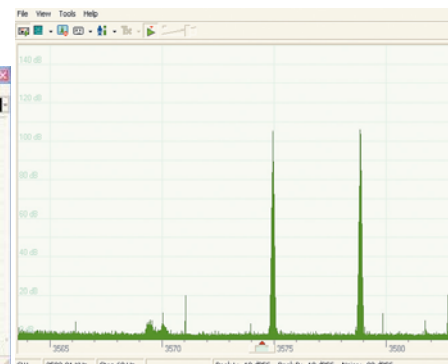
$$IP_3 = -21,5 \text{ dBm} + \frac{85 \text{ dB}}{3-1} = 21 \text{ dBm}$$

Otrzymana wartość parametru IP3 wynosząca 21dBm jest całkiem niezłą, jak na odbiornik KF, biorąc szczególnie pod uwagę niedużą różnicę częstotliwości pomiędzy częstotliwościami obu generatorów (4 kHz) oraz zastosowanie taniej, zewnętrznej karty audio starszej generacji. Dla porównania wartość IP3 popularnego mieszacza NE602 często stosowanego w konstrukcjach krótkofalarskich wynosi tylko –15dBm! Zastosowanie dodatkowego tłumika 3dB za tłumikiem 10dB nie powinno powodować zmiany parametru IP3, co potwierdza poprawność dokonanych obliczeń. Większe wartości parametru IP3 lepiej się mierzy bez tłumika 10dB. Opisany układ doskonale nadaje się również do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych np. wzmacniaczy KF. Odbiornik SDR musi być w tym wypadku podłączony przez tłumik o odpowiedniej wartości tłumienia i mocy strat, by nie dopuścić do przesterowania układu ani tym bardziej do uszkodzenia karty dźwiękowej, jak to się kiedyś zdarzyło autorowi. W przypadku wzmacniacza oceniana jest tylko liniowość wzmacniacza, a nie modulatora SSB, jak w przypadku próby dwutonowej m.cz. Według autora, dla wzmacniacza mocy pracującego z zadeklarowaną mocą wyjściową poziom zniekształceń intermodulacyjnych



Rys. 11

Rys. 12



nie powinien przekraczać -40dB, w przypadku mniejszych mocy wyjściowych do kilku watów, poziom ten może być nieco gorszy i wynosić -30dB. Zniekształcenia intermodulacyjne w nadajniku powodują, że nadaje on sygnał poza właściwym sobie pasmem, więc zakłóca sąsiednie stacje. Poziom zniekształceń intermodulacyjnych rośnie ze wzrostem mocy wyjściowej nadajnika.

Nieco trudniejszy jest pomiar odporności na przesterowanie w przypadku odbiorników klasycznych. Dodatkowym przyrządem, jaki jest wtedy potrzebny, jest precyzyjny i dobrze ekranowany tłumik o regulowanej wartości tłumienia (np. trzy zestawy płytek AVT2939/2). Podczas pomiarów parametrów intermodulacyjnych trzeba koniecznie wyłączyć automatyczną regulację wzmocnienia odbiornika, a podczas pomiaru nie można zmieniać położenia żadnych ustawień odbiornika

## Wykaz elementów

R1,R4	220kΩ 0805
R2	680Ω 0805
R3	120Ω 0805
R5	680kΩ 0805
R6	47Ω 0805
R7-R10	10Ω 0805
R11	560Ω 0805
R12	2,4kΩ 0805
R13	390Ω 0805
R14	20Ω 0805
R15,R16	270Ω 0805
R17,R24	33Ω 0805
R18,R19,R25,R26	160Ω 0805
R20	1,2kΩ 0805
R21-R23	49,9Ω 0805 1%
R27	68Ω 0,25W przewlekany
C1,C17,C20	220pF NPO 0805
C2	150pF NPO 0805
C3	2,7-10pF trymer ceram. 5mm, biały
C4	47pF NPO 0805
C5,C19	100pF NPO 0805
C6,C8,C10,C14,C22,C25,C28,C31,C33	100nF X7R 0805
C7,C9,C11,C12,C13	2,2nF NPO 0805
C15	680pF NPO 0805
C16,C23,C26,C29,C32,C34	1nF NPO 0805
C21,C24,C27,C30	10μF/16V 1206 ceramiczny
C18	560pF NPO 0805
C35	100μF/16
Q1-Q2	J310
Q3	BFG541
U1	78L09
L1	2,35μH rdzeń T50-2 22 zw. DNE 0,6mm
L2	1,95μH rdzeń T50-2 20 zw. DNE 0,6mm
L3	3,3μH 1008
L4	22μH osiowy
L5-7	33μH osiowy
TR1	2*8zw DNE 0,6mm rdzeń FT50-43
Q4	.patrz tekst
S1	przełącznik stabilny

**Płytki jest dostępna w sieci handlowej AVT jako kit szkolny AVT-2976.**

ka poza częstotliwością. Znajdujemy najpierw sygnał odpowiadający produktom intermodulacji trzeciego rzędu, ustawiamy za pomocą tłumika wartość sygnału intermodulacji trzeciego rzędu na poziomie S2, zapisujemy ustaloną wartość tłumienia tłumika jako A1. Przyjmijmy, że wartość tłumienia tłumika wyniosła 12dB. Przestrzajamy odbiornik na właściwą częstotliwość generatora kwarcowego, a następnie tak ustawiamy wartość tłumika, aby uzyskać identyczny poziom sygnału ze zmierzonym wcześniej produktem intermodulacji trzeciego rzędu, czyli na poziomie S2, odczytujemy ustaloną wartość tłumienia i oznaczamy ją jako A2. Przyjmijmy, że ustawiona wartość tłumika wyniosła 80dB. Znajdź poziom sygnału wejściowego Pin np. -20dBm i różnicę pomiędzy wartościami tłumików A2-A1, obliczamy punkt przechwyty intermodulacji trzeciego rzędu ze znanego nam już wzoru:

$$IP3 = -20dBm + \frac{80dB - 12dB}{3 - 1} = 14dBm$$

Opisany układ pozwala wiarygodnie zmierzyć parametr IP3 do poziomu +30dBm. W przypadku braku wskaźnika siły sygnału (S--metra), do oceny sygnału odniesienia można zastosować oscyloskop, ewentualnie uzupełniony przedwzmacniaczem m.c.z. W tym wypadku możemy ustawić poziom odniesienia tak, aby był on 3 razy większy od poziomów szumów własnych odbiornika. Opisany układ jest niezastąpiony w analizie i optymalizacji parametrów urządzeń radiowych, zarówno odbiorczych, jak i nadawczych.

## Podsumowanie

Zjawisko intermodulacji występuje we wszystkich urządzeniach radiowych. Decydując się na budowę układu radiowego, warto go przeanalizować pod kątem parametru IP3. Wysokie wartości parametru IP3 dają pewność, że nie usłyszymy sygnałów, których nie ma na paśmie, a jednocześnie koszty poniesione na wykonanie np. anteny o dużym zysku nie zostaną zniweczone przez złą odporność na modulację skrośną urządzenia. Każdemu wzrostowi sygnałów o 1dB towarzyszy 3dB wzrost produktów intermodulacji trzeciego rzędu. Pamiętajmy również, że nie tylko przedwzmacniacz, ale właśnie tłumik w torze odbiornika może być

elementem, który umożliwi odbiór słabego sygnału radiowego w obecności silnych, bliskich sygnałów. W praktyce o parametrach intermodulacyjnych odbiornika radiowego w głównej mierze decyduje jego mieszacz. Trudniej jest wykonać odporny na modulację skrośną mieszacz niż dobry przedwzmacniacz. To właśnie modulacja skrośna odpowiada za ograniczenie możliwości odbioru radiowego w przypadku obecności wielu silnych sygnałów. Jedynym rozwiązaniem w tym wypadku będzie załączenie tłumika albo zbudowanie urządzenia bardziej odpornego na modulację skrośną. Zazwyczaj największą trudność konstrukcyjną sprawia wykonanie jednocześnie czułego i zarazem wystarczająco odpornego na przesterowanie odbiornika. Na zakończenie chciałbym podziękować Waldkowi 3Z6AEF za bardzo cenne uwagi na temat tego tekstu.

**Rafał Orodziński**  
sq4avs@gmail.com

## Literatura:

Generator dwutonowy w.c.z. do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych, mgr inż. G.P. Kaniut SP9RG, „Radioelektronik” 2/1989  
Intermodulation Distortion(IMD) Measurements Using the 37300 Series Vector Network Analyzer – nota katalogowa firmy Armitsu

R E K L A M A