

$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$. Dla $T = T_0 = 290 \text{ K}$ (17°C) i $B = 1 \text{ Hz}$ otrzymujemy:

$$P_{sz} = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ (J/K)} \cdot 290 \text{ K} \cdot 1 \text{ (1/s)} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ (J/s)} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ W}$$

Moc ta wyrażona w jednostkach dBW (moc w dB w odniesieniu do 1W) wynosi:

$$10 \lg (4 \cdot 10^{-21}) = -204 \text{ dBW}$$

Natomiast wyrażona w jednostkach dBm (moc w dB w odniesieniu do 1mW) wynosi:

$$10 \lg (4 \cdot 10^{-21} \cdot 10^3) = -174 \text{ dBm}$$

Przykładowo obliczając moc szumów cieplnych przy temperaturze T_0 dla wartości pasm przenoszenia spotykanych przy odbiorze CW i SSB otrzymujemy: -148 dBm dla pasma 400 Hz i -141 dBm dla pasma 2 kHz (wartości te można również obliczyć przez porównanie z wartością -174 dBm : wzrost mocy 400 razy to 26 dB , a wzrost mocy 2000 razy to 33 dB).

Równoważna moc szumów (noise floor) odbiornika to moc sygnału doprowadzonego do wejścia odbiornika równa mocy szumów cieplnych, tzn. taka wartość mocy przy której stosunek sygnał/szum jest równy:

$$S/N = 1 \text{ (tzn. } S/N = 0 \text{ dB)},$$

co odpowiada

$$(S+N)/N = 2 \text{ (tzn. } (S+N)/N = 3 \text{ dB)}$$

Przedstawiony na Rys.1 zestaw do pomiaru równoważnej mocy szumów składa się z generatora w.cz., oporowego tłumika w.cz. regulowanego skokowo co 1 dB (do co najmniej 150 dB – tłumik taki może się składać z pojedynczych tłumików $1-2-4-8-16-32-32-32-32 \text{ dB}$, co daje wypadkowe tłumienie od 0 do 159 dB ze skokiem 1 dB), mierzonego odbiornika dostrojonego do częstotliwości generatora oraz miliwoltomierza m.cz. dołączonego do wyjścia słuchawkowego (lub głośnikowego) odbiornika. Przy dopasowanych impedancjach w całym zestawie pomiarowym, przy mocy wyjściowej generatora 0 dBm ($0,274 \text{ V}_{sk}/75\Omega$) należy tłumik ustawić na taką wartość aby włączenie generatora powodowało przyrost sygnału na wyjściu słuchawkowym odbiornika o 3 dB (2 razy przyrost mocy, co odpowiada przyrostowi o $1,41$ raza napięcia mierzonego miliwoltomierzem m.cz. Wówczas równoważna moc szumów odbiornika (w dBm) jest równa tłumieniu wnoszonym przez tłumik (w dB).

Przykład:

Dla $B = 2 \text{ kHz}$ i P_{wy} generatora 0

dBm aby otrzymać o $1,41$ raza przyrost napięcia na wyjściu odbiornika, tłumik musiano ustawić na 137 dB . Noise floor wynosi wówczas -137 dBm dla pasma 2 kHz . Wartość noise floor należy podawać razem z pasmem przenoszenia dla jakiego była zmierzona. Zawężenie pasma przenoszenia z 2 kHz do 400 Hz spowoduje, że wartość noise floor będzie $2000/400 = 5$ razy mniejsza, tj. o 7 dB czyli będzie wynosiła: -144 dBm dla 400 Hz .

Wartość równoważnej mocy szumów dla określonego pasma przenoszenia w obiektywny sposób określa wartość szumów własnych odbiornika (czyli jego czułość). Współczynnik szumów (noise figure) jest wielkością niezależną od pasma przenoszenia odbiornika i jest równy:

$$\text{noise figure} = \text{noise floor} - P_{sz}$$

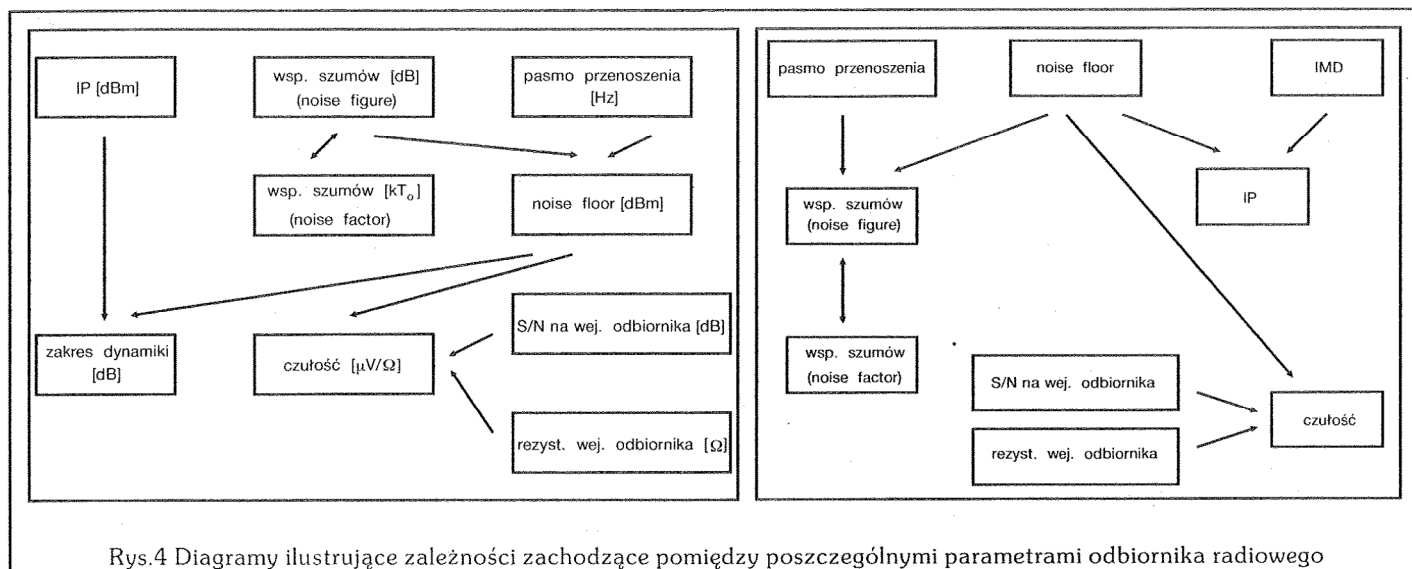
Dla wartości z przykładu współczynnik szumów wynosi:

$$-137 \text{ dBm} - (-141 \text{ dBm}) = -144 \text{ dBm} - (-148 \text{ dBm}) = 4 \text{ dB}$$

Współczynnik szumów może być także wyrażony w jednostkach kT_0 (noise factor):

$$\text{noise figure} = 10 \lg (\text{noise factor}),$$

stąd



$$\text{noise factor} = (10)^{\text{noise figure}/10}$$

Dla noise figure = 4 dB otrzymamy:

$$\text{noise factor} = (10)^{0.4} = 2,51 \text{ kT}_0$$

Przeliczając wartość równoważnej mocy szumów na napięcie otrzymamy czułość odbiornika dla $(S+N)/N = 3 \text{ dB}$. Natomiast przyjęło się, że czułość jest podawana dla $S/N = 10 \text{ dB}$ (co odpowiada temu, że moc sygnału jest 10 razy większa od mocy szumu). Przyrostowi sygnału z $(S+N)/N = 3 \text{ dB}$ do $S/N = 10 \text{ dB}$ odpowiada 10-decybelowe zwiększenie mocy sygnału wejściowego. Dlatego w naszym przykładzie dla pasma 2 kHz moc sygnału na wejściu odbiornika (dla $S/N = 10 \text{ dB}$ na wyjściu odbiornika) musi być równa:

$$-137 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} = -127 \text{ dBm},$$

co odpowiada napięciu $0,122 \mu\text{V}$ na 75Ω . Natomiast obliczając moc sygnału wejściowego dla pasma przenoszenia 400 Hz (dla $S/N = 10 \text{ dB}$) otrzymujemy:

$$-144 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} = -134 \text{ dBm},$$

co odpowiada napięciu $0,055 \mu\text{V}$ na 75Ω . Czułość odbiornika z przykładu, przy oporności wejściowej 75Ω , $S/N = 10 \text{ dB}$ i paśmie przenoszenia 2 kHz wynosi $0,122 \mu\text{V}$ i $0,055 \mu\text{V}$ przy paśmie 400 Hz. Czułość odbiornika (w μV) musi być podawana razem z opornością wejściową odbiornika, ze stosunkiem S/N względnie $(S+N)/N$ oraz jego pasmem przenoszenia. Proś-

ciej jest więc podać tylko jeden parametr – współczynnik szumów!

Pomiar mocy produktów intermodulacji III rzędu (IMD)

We wzmacniaczu w.cz. i mieszaczu odbiornika zachodzą zjawiska nieliniowe – dwa sygnały, dla przykładu o częstotliwościach $f_1 = 14090 \text{ kHz}$ i $f_2 = 14110 \text{ kHz}$, podane na wejście odbiornika powodują powstanie produktów:

$$\text{I rzędu: } f_1 = 14090 \text{ kHz},$$

$$f_2 = 14110 \text{ kHz},$$

$$\text{II rzędu: } f_1 + f_2 = 28200 \text{ kHz},$$

$$f_2 - f_1 = 20 \text{ kHz},$$

$$\text{III rzędu: } 2f_2 - f_1 = 14130 \text{ kHz},$$

$$2f_1 - f_2 = 14070 \text{ kHz}.$$

Produkty I rzędu wprost proporcjonalne do napięcia – to sygnały użyteczne odbierane przez odbiornik. Produkty II rzędu proporcjonalne do kwadratu napięcia wejściowego, ze względu na duży odstęp od częstotliwości sygnałów użytecznych są łatwe do odfiltrowania. Natomiast produkty III rzędu, proporcjonalne do sześcienu napięcia wejściowego ze względu na niewielki odstęp od częstotliwości sygnałów użytecznych i szybko rosnącą amplitudę są przyczyną występowania intermodulacji. Na Rys. 2 przedstawiono graficzną interpretację tego zjawiska. W skali logarytmiczno-logarytmicznej przedstawiono zależność mocy produktów I i III rzędu na wyjściu odbiornika od mocy sygnałów wejściowych. Charakterystyka I rzędu jest prostą nachyloną pod kątem 45° ($\text{tg } \alpha = 1$). Natomiast charakte-

rystyka III rzędu jest prostą o nachyleniu trzykrotnie większym ($\text{tg } \beta = 3$). Załóżmy, że sygnały o częstotliwościach f_1 i f_2 mają równe amplitudy (a zatem i równe moce). Wtedy moc jednego z sygnałów wejściowych, przy której następuje przecięcie się obu charakterystyk, nazywa się punktem odniesienia intermodulacji IP (Interception Point). W punkcie IP napięcia sygnałów użytecznych (f_1 i f_2) są równe napięciom produktów intermodulacji III rzędu ($2f_2 - f_1$ oraz $2f_1 - f_2$). Powyżej punktu IP napięcia produktów intermodulacji są większe od napięć sygnałów użytecznych! Wartość IP nie zależy od pasma przenoszenia odbiornika. W praktyce wartość IP wyznacza się mierząc poziom mocy sygnału IMD (Intermodulation Distortion Level), przy którym produkt intermodulacji III rzędu osiąga na wyjściu odbiornika wartość $(S+N)/N = 3 \text{ dB}$ (patrz Rys.2). Wartość IMD zależy od szerokości pasma przenoszenia odbiornika. Znając zmierzoną wartość IMD można wyznaczyć zakres dynamiki odbiornika. Zakres dynamiki odbiornika jest to zakres sygnału wejściowego od wartości $(S+N)/N = 3 \text{ dB}$ dla produktu I rzędu do wystąpienia słyszalnych produktów III rzędu o poziomie $(S+N)/N = 3 \text{ dB}$. A więc: zakres dynamiki odbiornika = IMD – noise floor.

Zakres dynamiki odbiornika jest wartością zależną od pasma przenoszenia odbiornika. Przyrostowi wartości noise floor o 3 dB odpowiada przyrost IMD o 1 dB. Z prostej zależności trygonometrycznej

Zakres dynamiki odbiornika jest wartością zależną od pasma przenoszenia odbiornika. Przyrostowi wartości noise floor o 3 dB odpowiada przyrost IMD o 1 dB. Z prostej zależności trygonometrycznej

(Rys.2) otrzymujemy:

$$IP = IMD + (\text{zakres dynamiki}/2)$$

Wartość IP nie zależy od szerokości pasma przenoszenia odbiornika.

Zestaw przyrządów do pomiaru mocy sygnału IMD przedstawiono na Rys.3. Składa się on z dwu generatorów (o częstotliwościach f_1 i f_2), sumatora mocy, regulowanego skokowo co 1 dB tłumika, badanego odbiornika oraz miliwoltomierza m.cz. Sumator mocy wprowadza dla obu sygnałów tłumienie 6 dB, dlatego aby uzyskać na jego wyjściu moc każdego sygnału równą 0 dBm, moce wyjściowe z generatorów powinny wynosić 6 dBm (tzn.

4mW, co jest równoważne $0,548V_{sk}/75\Omega$). Odbiornik należy dobrać do częstotliwości $2f_2 - f_1$, lub $2f_1 - f_2$, a tłumik ustawić na taką wartość tłumienia, przy której uzyska się $(S+N)/N = 3$ dB (co odpowiada przyrostowi napięcia m.cz. o 1,41 raza, mierzonego na wyjściu słuchawkowym odbiornika. Wówczas:

$$IMD \text{ (w dBm)} = - \text{tłumienie wnoszone przez tłumik.}$$

Przykład:

Z pomiarów dla $B = 2$ kHz uzyskano: noise floor = -137 dBm, oraz $IMD = -40$ dBm. Wówczas: zakres dynamiki = -40

dBm - (-137 dBm) = 97 dB, natomiast $IP = -40$ dBm + (97 dB/2) = 8,5 dBm.

Na Rys.4 przedstawiono dwa diagramy - dla lepszej ilustracji zależności zachodzących pomiędzy poszczególnymi parametrami odbiornika radiowego. Natomiast, umieszczone w dodatku, proste programy napisane w BASIC'u ułatwią szybkie przeliczanie wielkości występujących w artykule.

Andrzej Kusiak

LITERATURA

Kusiak A.: *Measuring Receiver Performance, DUBUS (RFN) nr 2/1986, Receiving System Performance, DUBUS nr 4/1986*

DODATEK

A.

```
5 REM POMIARY PARAMETROW ODBIORNIKA
10 INPUT "PASMO PRZENOSZENIA/kHz?", B
20 INPUT "NOISE FLOOR/dBm?", F
30 INPUT "IMD/dBm?", IM
40 IP = (3 * IM - F)/2
50 NF = F + 144 - 10 * (LOG(B)/LOG(10))
60 N = 10 * (NF/10)
70 P = 10 * ((F/10) + 1)
80 S = SQR(P * 75 * 10^9)
90 D = IM - F
100 PRINT "IP=";IP;"dBm"
110 PRINT "NOISE FIGURE=";NF;"dB"
120 PRINT "NOISE FACTOR=";N;"kTo"
130 PRINT "CZULOSC (S/N=10dB)=";S;"MIKROWOLT/75 OM"
140 PRINT "ZAKRES DYNAMIKI=";D;"dB"
```

B.

```
5 REM PARAMETRY ODBIORNIKA
10 INPUT "IP/dBm?", IP
20 INPUT "NOISE FIGURE/dB?", NF
```

```
30 INPUT "PASMO PRZENOSZENIA/kHz?", B
40 F = NF - 144 + 10 * (LOG(B)/LOG(10))
50 N = 10 * (NF/10)
60 P = 10 * ((F/10) + 1)
70 S = SQR(P * 75 * 10^9)
80 IM = (2 * IP + F)/3
90 D = IM - F
100 PRINT "NOISE FLOOR=";F;"dBm"
110 PRINT "IMD=";IM;"dBm"
120 PRINT "NOISE FACTOR=";N;"kTo"
130 CZULOSC (S/N=10dB)=";S;"MIKROWOLT/75 OM"
140 PRINT "ZAKRES DYNAMIKI=";D;"dB"
```

C.

```
5 REM PRZELICZENIE (S+N)/N NA S/N
10 INPUT "(S+N)/N w dB?", A
20 B = 10 * LOG(10^(A/10) - 1)/LOG(10)
30 PRINT "S/N=";B;"dB"
```

D.

```
5 REM PRZELICZENIE S/N NA (S+N)/N
```

```
10 INPUT "S/N w dB?", B
20 A = 10 * LOG(10^(B/10) + 1)/LOG(10)
30 PRINT "(S+N)/N=";A;"dB"
```

E.

```
5 REM PRZELICZENIE dBm NA mW I V
10 INPUT "P/dBm?", P
20 INPUT "Z/OM?", Z
30 P = 10 * (P/10)
40 U = SQR(P * 10^(-3) * Z)
50 PRINT "P=";P;"mW"
60 PRINT "U=";U;"V";Z;"OM"
```

F.

```
5 REM PRZELICZENIE V NA mW i dBm
10 INPUT "U/V?", U
20 INPUT "Z/OM?", Z
30 P = U^2 * 1000/Z
40 PO = 10 * (LOG(P)/LOG(10))
50 PRINT "P=";P;"mW"
60 PRINT "P=";PO;"dBm"
```

Czasowo – proporcjonalny układ regulacji ogrzewania elektrycznego

Większość powszechnie stosowanych w gospodarstwach domowych regulatorów do sterowania urządzeniami elektrycznymi małej mocy jest układami całkowicie elektronicznymi. Podstawowym elementem wykonawczym jest obecnie dwukierunkowy, półprzewod-

nikowy łącznik sterowany TRIAC. Różne jednak bywają sposoby sterowania tego elementu. Jest to uwarunkowane zarówno rodzajem zastosowania, jak też poziomem technologicznym produktu - (cena). Wytwarzane masowo regulatory mocy oświetlenia, małych urzą-

dzeń grzewczych oraz silników asynchronicznych są układami mało rozbudowanymi, wypełniającymi mniej lub bardziej skutecznie swoje zadania. Prostota jest tylko powierzchownie ich zaletą, co dotyczy większości urządzeń elektronicznych. Proste domowe regulato-