

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

**REFERATY
PROBLEMOWE**

Zeszyt 87

Jerzy Miłek

**POMIARY SYNAŁÓW REPREZENTOWANYCH CYFROWO
W SYSTEMACH PCM**



Warszawa 1988

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

KOŁO ZAKŁADOWE STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

REFERATY PROBLEMOWE

Zeszyt 87

Jerzy Miłek

POMIARY SYGNAŁÓW REPREZENTOWANYCH CYFROWO
W SYSTEMACH PCM

Warszawa 1988

5-994

Zespół Redakcyjny:

dr inż. Stanisław Sołta, mgr inż. Andrzej Stągrowski
mgr inż. Krystyna Frączek

Opracował:

mgr inż. Jerzy Milek
Zakład Teletransmisji /4-20/

Instytut Łączności

04-89/4 Warszawa, ul. Szachowa 1, tel. 128-135

Praça 99.A.A.

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Opiniował: mgr inż. Mirosław Żurawski

Nr. 5-9915

W artykule omówiono zasadę generacji i pomiaru sygnałów reprezentowanych cyfrowo. Generacje sygnałów oparto na zasadzie wyznaczania ich z logarytmów sekwencji wzorcowej sygnału sinusoidalnego i sygnału prawieprzypadkowego. Pomiar mocy sygnałów cyfrowych wykonywano na podstawie wyznaczania sumy kwadratów analizowanych próbek sygnału. Przedstawiono również zagadnienie uchybów powstających przy pomiarze mocy sygnałów.

Redaktor: mgr Krystyna Juszkiewicz

Montaż tekstu: techn. Grażyna Woźnica

Wpłynęło do Działu Wydawniczego Instytutu Łączności
w Warszawie, ul. Szachowa 1 dnia 1988.01.29
Nakład 70 egz.

Jerzy Milek

POMIARY SYGNAŁÓW REPREZENTOWANYCH CYFROWO
W SYSTEMACH PCM

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Generacje sygnału pomiarowego	1
3. Metoda pomiaru poziomu mocy sygnału	4
4. Uchyby pomiaru mocy sygnału	5
Wykaz literatury	9

POMIARY SYGNAŁÓW REPREZENTOWANYCH CYFROWO W SYSTEMACH PCM

1. WPROWADZENIE

W Instytucie Łączności kontynuuje się pracę nad aparaturą pomiarową, przeznaczoną do generacji i pomiarów poziomu sygnałów występujących w postaci słów kodowych. Takimi słowami operuje się w systemach PCM zarówno na wyjściach oraz wejściach krotkach PCM, jak i centralach elektronicznych. Pomiary w punktach, gdzie występuje sygnał cyfrowy, są szczególnie korzystne. Zważyć bowiem należy, że pozwala to na usytuowanie aparatury pomiarowej w centralach elektronicznych, w których zbiegają się wszystkie kanały cyfrowe, a znajdujących się w ogólnym przypadku w pewnej odległości od punktów, gdzie sygnał ma postać analogową /koncentratory/. Pomiar sygnału analogowego w centrali możliwy jest zatem tylko po zastosowaniu odpowiednich przetworników.

Ponieważ w kraju produkuje się aparaturę pomiarową dla analogowych kanałów PCM, więc czasami stosuje się takie rozwiązanie, lecz ma ono charakter zastępczy, bowiem dane uzyskane w ten sposób są obciążone dodatkowymi uchybami, wynikającymi z zastosowania przetworników i analogowych metod pomiarowych.

Bezpośrednio pomiary sygnału cyfrowego mogą być przeprowadzone techniką komputerową realizowaną za pomocą mikroprocesorów, co pozwala na uzyskanie bardzo wysokiej dokładności pomiaru.

Zagadnienie pomiarów sygnału cyfrowego omówiono w [1], a obecnie przytoczone rozwiązania są jedynie kontynuacją tego problemu.

2. GENERACJE SYGNAŁU POMIAROWEGO

Generację sygnału pomiarowego prawie przypadkowego realizuje się za pomocą sygnału odniesienia, reprezentującego

próbki sygnału zbiorczego, zawierającego prążki zawarte w pasmie $350 \div 550$ Hz.

Sygnał odniesienia o $20/48$ próbkach utworzono metodą podaną w [1]. Próbki uzyskano bezpośrednio z prążków otrzymanych po przeprowadzeniu rozkładu Fouriera dla sygnału generowanego przez 17 stopniowy rejestr o sprzężeniu między stopniami, zgodny z zaleceniem Q.131, miały współczynnik szczytowości /stosunek amplitudy maksymalnej do wartości skutecznej/ znacznie większy od zaleczonej wartości $10,5 \pm 0,5$ dB. Aby osiągnąć wartość pożądaną w prążkach występujących w pobliżu krańców pasma $350 \div 550$ Hz skorygowano fazy i w ten sposób uzyskano rozkład próbek zbliżony do rozkładu Gausa z właściwą wartością współczynnika szczytowości.

Sygnał odniesienia reprezentuje określoną wartość skuteczną P_0 sygnału niby przypadkowego o poziomie p_0 . Aby nadać pożądaną poziom p sygnału, należałoby próbki mnożyć przez współczynnik wynikający z różnicy poziomów $p-p_0$.

Jednak - aby przyspieszyć procedurę przeliczania próbek - zastąpiono mnożenie sumowaniem logarytmów. Sygnał odniesienia w tym rozwiązaniu jest reprezentowany przez zbiór LP_0 logarytmów o podstawie dwa wyznaczonych dla kolejnych próbek, które mają być nadawane z poziomem p_0 . Z tego zbioru oblicza się nowy zbiór LP logarytmów próbek sygnału o poziomie p , dodając do logarytmów zbioru LP_0 logarytm wynikający z różnicy poziomów $p-p_0$. W końcowym etapie wyznacza się próbki sygnału o poziomie p ze zbioru logarytmów posługując się tablicą, w której pod adresem przedziału kwantowania, gdzie ma występować próbka, znajduje się logarytm tej próbki. W tej procedurze wykorzystano własność, że mantysy logarytmów próbek z kompresją w segmentach od 2 do 8 dla tych samych przedziałów kwantowania są takie same, a zatem tablica dla tych segmentów zawiera tylko 16 liczb, przy czym numer segmentu jest określony z cechy. Druga tablica 16 mantys musi być utworzona dla segmentu 1. W rezultacie, po wstępnej operacji przeliczania poziomów, tworzy się zbiór p próbek

sygnału z kompresją o poziomie p i te próbki cyklicznie nadaje się do wybranej kanałowej szczeliny czasowej zbiorczego sygnału PCM o przepływności 2048 kbit/s.

Podobnie, z wykorzystaniem sumowania logarytmów, realizuje się generację sygnału sinusoidalnego o wymaganym poziomie p . Przyjmuje się zasadę, że częstotliwość sygnału jest uzyskiwana w skokach co Δf .

Dla częstotliwości Δf utworzono zbiór N_0 próbek sinusoidalnego sygnału odniesienia o poziomie p_0 , a z niego zbiór logarytmów o podstawie dwa.

Częstotliwość Δf wynosząca:

$$\Delta f = \frac{8000}{N_0} \text{ Hz} \quad /1/$$

powinna być możliwie mała, aby istniała wystarczająca rozdzielczość przy ustalaniu pożądanej częstotliwości. Ze zbioru próbek /logarytmów/ sygnału odniesienia można wybrać zbiór próbek sygnału o częstotliwości f_n tworząc zbiór próbek $a/k, f_n/$, wynoszący:

$$a/k, f_n/ = A \sin /2\pi \frac{f_n}{8000} \cdot k/ \quad /2/$$

gdzie: k - numer kolejnej próbki, A - amplituda sygnału, a f_n wynosi:

$$f_n = n \cdot \Delta f \quad /3/$$

stąd:

$$a/k, f_n/ = A \sin /2\pi \frac{f_n}{8000} \cdot k/ = A \sin /2\pi \frac{n}{N_0} \cdot k/ = a/k, n/ \quad /4/$$

Z powyższej zależności widać, że pożądaną częstotliwość można uzyskać wybierając co n -tą próbkę ze zbioru próbek dla częstotliwości Δf , tworząc nowy zbiór N_0 próbek o przemieszczonej pozycji dla częstotliwości f_n i o przeliczonym

poziomie. Z tego zbioru nadaje się cyklicznie, co N_0 próbek od początku, kolejne próbki do wybranej kanałowej szczeliny czasowej.

Jeżeli chcemy nadawać częstotliwość $f = f_n$, wtedy wartość n wyznacza się z zależności:

$$n = \text{INT} \left[\frac{f}{\Delta f} + 0,5 \right] = \text{INT} \left[\frac{f}{8000} \cdot N_0 + 0,5 \right] \quad /5/$$

i wówczas nadawana częstotliwość wyniesie:

$$f_n = f \pm \sigma \quad /6/$$

gdzie:

$$\sigma \leq \frac{\Delta f}{2} \quad /7/$$

Należy nadmienić, że utworzony zbiór N_0 próbek sygnału sinusoidalnego o częstotliwości Δf powinien zawierać N_0 próbek o niepowtarzających się wartościach. Zapewnia to dobre własności statystyczne sygnału pomiarowego, umożliwiając lepsze poznanie parametrów mierzonego kanału.

3. METODA POMIARU POZIOMU MOCY SYGNAŁU

Pomiar mocy sygnału reprezentowanego cyfrowo przeprowadzono metodą obliczania odchyłki standardowej z wartości próbek zbioru N próbek [1, 2] odebranych ze szczeliny czasowej badanego kanału, posługując się następującymi zależnościami:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} Y_n^2 - B^2 \quad /8/$$

$$B = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y_n \quad /9/$$

gdzie P jest mocą sygnału wyrażoną w jednostkach reprezentowanych przez słowa kodowe Y_n po kompresji. Proces zliczania sum odbywa się za pomocą wykorzystania tablic, które pod adresem wyrażonym wartością słowa kodowego próbki z kompresją zawierają wartość próbek po ekspansji i ich kwadraty.

Obliczona moc P jest następnie wyrażona w postaci poziomu z uwzględnieniem faktu, że poziom przeciążenia kodera wynosi 3,14 dB.

Przy pomiarze sygnału niby przypadkowego poziom wyznacza się dla 2048 próbek. Dzięki temu wartość mocy tego sygnału jest określona dla okresu, z jakim jest ten sygnał nadawany i dla którego wyznaczony jest poziom nadawania.

Przy pomiarze sygnału sinusoidalnego poziom sygnału określa się dla N_0 próbek bądź też dla przyspieszenia obliczeń dla mniejszej liczby próbek, przestrzegając zasady, aby liczba analizowanych próbek pochodziła z całkowitych okresów sygnału sinusoidalnego. W takim przypadku minimalizowany jest uchyb, wynikający z dyskretyzacji czasowej sygnału. Ponieważ ta metoda jest słuszna tylko dla sygnałów o częstotliwości do 2 kHz, więc dla częstotliwości od 2 do 4 kHz stosuje się modulację częstotliwościową 4 kHz [1], dzięki czemu sygnały te przemieszczają się do zakresu $0 \div 2$ kHz.

4. UCHYBY POMIARU MOCY SYGNAŁU

Pomiary mocy są obarczone uchybami, wynikającymi z dyskretyzacji amplitudowej i czasowej.

Uchyby powstające z dyskretyzacji amplitudowej są wynikiem zmniejszenia kwantowania. Ich maksymalna wielkość dla wartości średniej σ_{sr} zawiera się w granicach od $\pm 0,15\%$ dla najwyższych przedziałów kwantowania do $\pm 0,45\%$ dla przedziałów najniższych. Uchyb średni σ_{sr} jest wynikiem utraty in-

formacji powstającej z zasady przesyłania sygnału i proces pomiarowy nie ma wpływu na jego zmniejszenie. Do wartości σ_{sr} dochodzi maksymalny uchyb σ_a , wynikający z wariancji wartości średniej i zależący od liczby N analizowanych próbek. Wynosi on od $\sigma_a' = \frac{4,2}{\sqrt{N}}\%$ dla najwyższych przedziałów kwantowania w segmencie do $\sigma_a'' = \frac{6,3}{\sqrt{N}}\%$ dla przedziałów najniższych.

Uchyby wynikające z dyskretyzacji czasowej określone w [1] przy analizie próbek zawartych w wielokrotności okresów mierzonego sygnału /rys. 1/ mają postać:

$$\sigma_c = \begin{cases} -\frac{\sin \alpha \cos [2\varphi + \alpha - X]}{N \sin X} & \text{dla } 0 \leq \varphi < X - \alpha \\ \frac{\sin(X - \alpha) \cos [2\varphi + \alpha - 2X]}{N \sin X} & \text{dla } X - \alpha \leq \varphi < X \end{cases} \quad /10/$$

$$X = 2\pi f T_p \quad /11/$$

$$\alpha = NX - k 2\pi \quad /12/$$

gdzie: T_p - okres próbkowania;

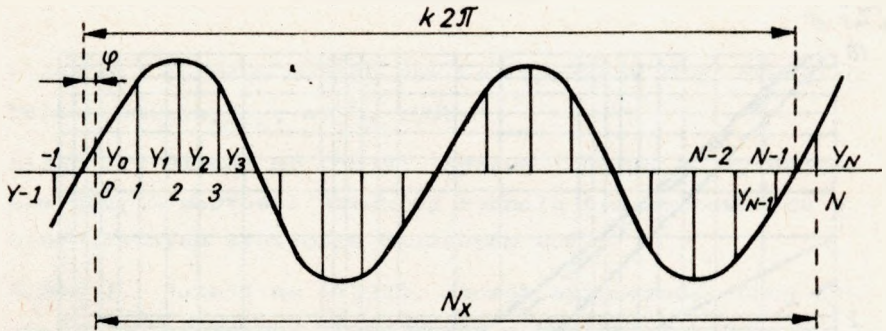
φ - faza sygnału, przy której rozpoczyna się pomiar;

k - liczba okresów sygnału, z których są pobrane próbki.

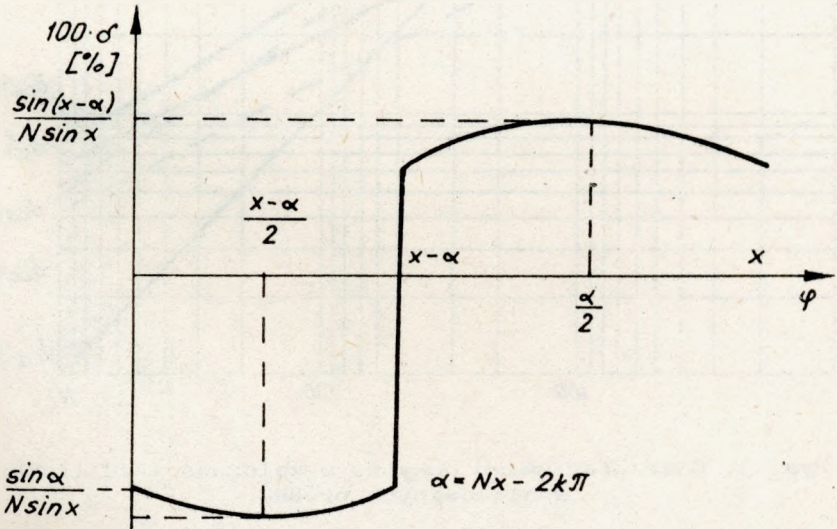
Charakter uchybów w zależności od φ przedstawiono na rys. 2. Ich wielkość zależy również od liczby analizowanych próbek.

Jak można wykazać, asymptotyczna maksymalna wartość uchybu σ_{ca} wynosi $\frac{100}{N}\%$ /rys. 3.

Dla częstotliwości będących wystarczająco odległymi od podwielokrotnych częstotliwości próbkowania można przyjąć, że uchyby σ_{ca} i σ_a są wielkościami wzajemnie niezależnymi

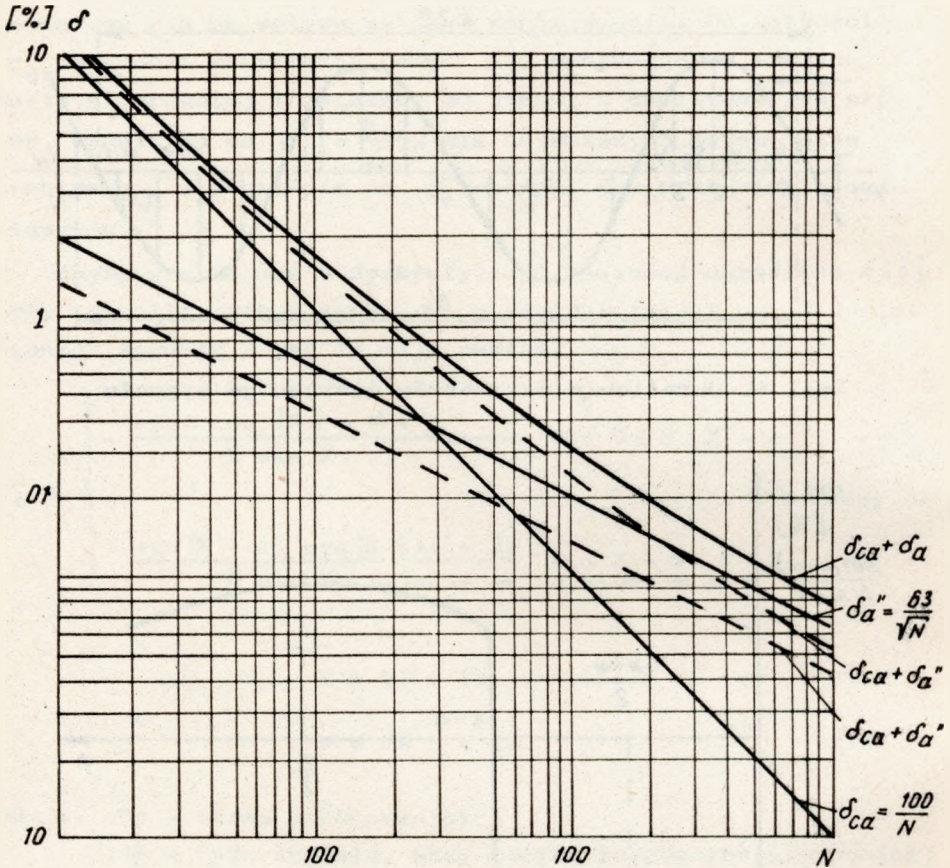


Rys. 1. Określenie parametrów mierzonego sygnału



Rys. 2. Charakter uchywu wyrażonego zależnością /10/

i ich wpływ będzie się sumował. Na rys. 3 przedstawiono maksymalno uchyby σ_{ca} , σ'_a i σ''_a oraz ich sumy w zależności od N /bez uchybu średniego σ_{sr} /. Widać, że dla małych wartości N dominują uchyby pochodzące od dyskretyzacji czasowej, natomiast dla dużych wartości N decydują nielokal-



Rys. 3. Charakter zmian uchybów w zależności od liczby analizowanych próbek

czenia kwantowania. Aby uzyskać dużą dokładność pomiaru, należy wybierać zatem liczbę analizowanych próbek rzędu paru tysięcy, wydłużając seans pomiarowy. Dla szybkich pomiarów przy N rzędu 100 należy liczyć się z większymi uchybami. Można je zmniejszyć przez uwzględnienie poprawki wynikającej z uchybu δ_0 , którą można obliczyć z parametrów sygnału [3] i odjąć od wyniku.

WYKAZ LITERATURY

1. Miłek J.: Cyfrowe metody pomiaru sygnałów PCM. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 8, 1980.
2. Miłek J.: Patent nr 130995. Sposób i układ do wyznaczania mocy i wartości średniej sygnału transmitowanego w wielokrotnych systemach czasowych PCM.
3. Miłek J.: Patent nr 143328. Sposób wyznaczania mocy sygnału analogowego występującego w postaci zakodowanej w cyfrowym sygnale PCM.

S-9915