

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA · MIEDZESZYN

BIULETYN

INFORMACYJNY

1-2 (232-233)

1986

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIULETYN INFORMACYJNY

ROK 26

WARSZAWA 1986

NR 1-2/232-233/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Biuletynu Informacyjnego

Redaktor Naczelny - doc. dr inż. Krystyn Plewko
Z-ca Redaktora Naczelnego - dr inż. Stanisław Sołta

Redaktorzy działów:

dr inż. Alina Karwowska-Lamparska,
mgr inż. Mirosław Żurawski

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa - Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

ISSN 0209-1046

Redaktor: mgr K. Juszewicz

Montaż tekstu: B. Skwara

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5, Nakład 625. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 1986.05.09.
Druk ukończono w lipcu 1986 r.

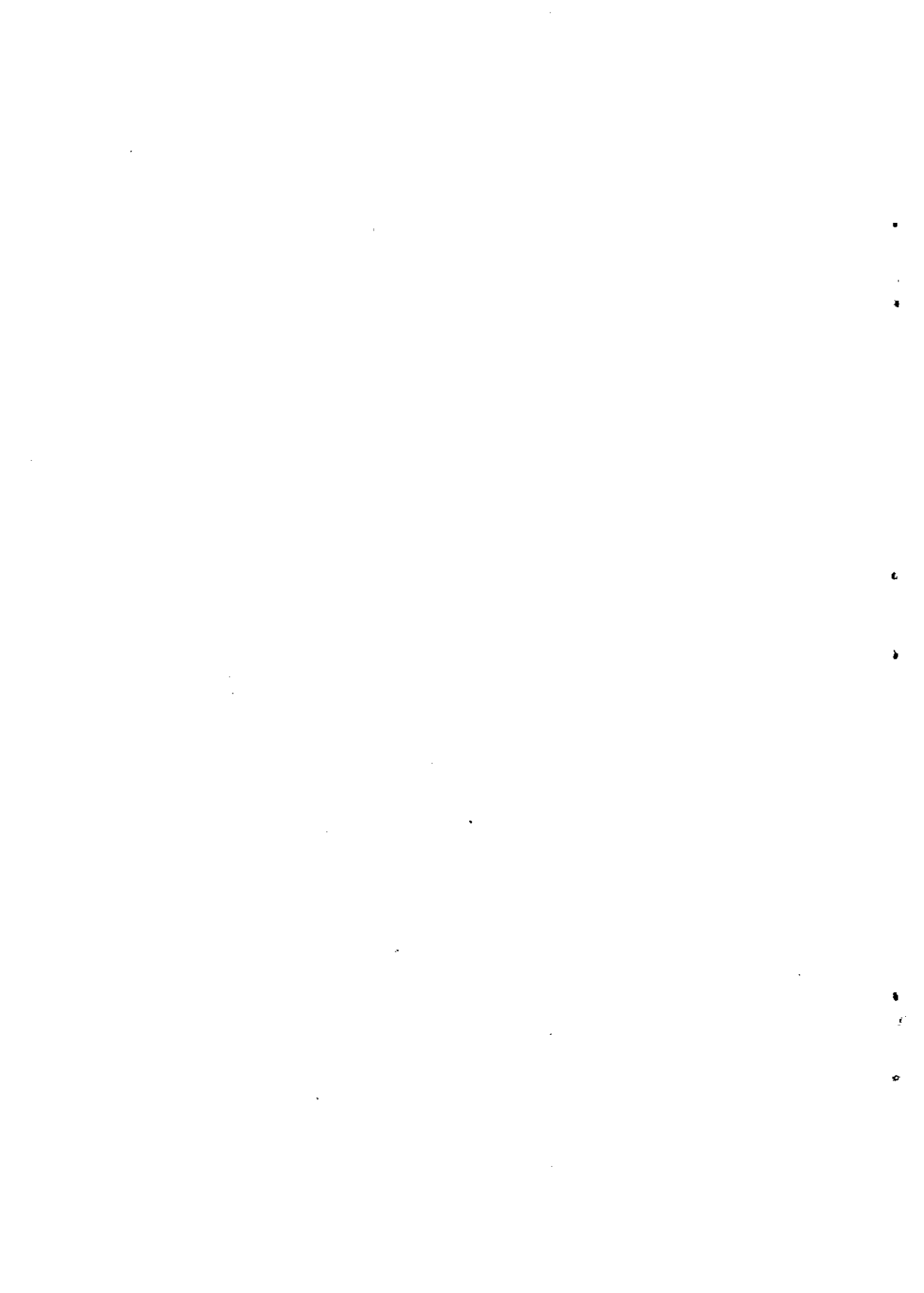
III

Jerzy F. Kołodziejcki

SCALONE UKŁADY KODEKÓW PCM - - METODY POMIARÓW I TESTOWANIA

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Modulacja impulsowo-kodowa	1
2.1. Próbkowanie	3
2.2. Kwantowanie	5
2.3. Kodowanie	15
2.4. Teletransmisyjne systemy PCM	16
3. Parametry kodeków	19
4. Metody pomiarów i testowania kodeków	23
4.1. Dobór częstotliwości sygnału testującego	26
4.2. Pomiar parametrów funkcjonalnych /teletransmisyjnych/	30
4.2.1. Wzmocnienie, liniowość wzmocnienia, stosunek sygnału do zniekształceń, szum kwantowania	30
4.2.2. Szum tłaowy	49
4.2.3. Zniekształcenia harmoniczne i intermodulacyjne	49
4.3. Testowanie koderów i dekoderów	51
5. Przegląd rozwiązań sprzętu i oprogramowania dla testowania kodeków	56
Wykaz literatury	72



Jerzy F. Kołodziejcki

621.395.452:621.376.56:
:621.382.049.7

SCALONE UKŁADY KODEKÓW PCM -
- METODY POMIARÓW I TESTOWANIA

1. WPROWADZENIE

Zalety techniki cyfrowej, a zwłaszcza olbrzymi postęp w technologii układów scalonych, zdecydowały o gwałtownym rozwoju techniki cyfrowej w telekomunikacji. Pierwsze teletransmisyjne systemy cyfrowe z modulacją impulsowo-kodową /ang. pulse code modulation - PCM/ były wykonywane na tranzystorach lub z wykorzystaniem układów scalonych o małej skali integracji. Obecnie coraz częściej całe bloki funkcjonalne są zbudowane w postaci jednego układu scalonego. Przykładem może być główny układ funkcjonalny w systemach PCM, a mianowicie układ przetwornika analogowo-cyfrowego i cyfrowo-analogowego realizowanego obecnie w postaci jednego układu, zwanego kodekiem /koder + dekoder/. Stosowanie układów scalonych o dużej skali integracji upraszcza w znacznym stopniu technologię produkcji, umożliwia konstruowanie takich urządzeń o małych gabarytach, małym poborze energii i dużej niezawodności jednakże - z uwagi na skomplikowany charakter działania tych układów - wymaga specyficznej techniki do ich pomiarów i testowania. Poniżej artykuł poświęcony jest tej tematyce i dotyczy metodyki pomiarów oraz testowania scalonych układów kodeków PCM.

2. MODULACJA IMPULSOWO-KODOWA

W systemach wielokrotnych z czasowym rozdziałem kanałów wykorzystuje się fakt, iż dla przybliżonego odtworzenia sygnału analogowego nie jest konieczna znajomość wszystkich

wartości chwilowych tego sygnału. Odtworzenie sygnału analogowego będzie wystarczająco wierne, jeżeli z sygnału tego będziemy pobierali próbki z częstotliwością 2 razy większą od najwyższej częstotliwości występującej w widmie tego sygnału. Dla sygnału rozmównego o pasmie 0,3+3,4 kHz częstotliwość próbkowania powinna więc wynosić co najmniej 6,8 kHz. W praktyce przyjmuje się częstotliwość próbkowania równą 8 kHz, co odpowiada odstępowi między kolejnymi próbkami $T = 125 \mu s$. Jeżeli czas trwania próbki wynosi t , to za pomocą tej metody możemy utworzyć $n = T/t$ kanałów. Ponieważ wierność odtworzenia sygnału analogowego nie zależy od szerokości próbki, stąd liczba kanałów może być znaczna.

W systemie z modulacją impulsowo-kodową informacje o amplitudzie próbek uzyskanych w procesie próbkowania prze-
 sła się w postaci kodu dwójkowego. Liczba bitów w grupie kodowej /słowie/ jest ograniczona, dlatego też ograniczona jest dokładność, z jaką możemy odtworzyć amplitudę próbki. Cały zakres możliwych wartości amplitudy próbek dzielony jest na M przedziałów, tzw. stopni kwantyzacji, którym są przypisane kolejne liczby od 0 do $M-1$, rosnące wraz ze wzrostem amplitudy. Wierzchołki poszczególnych próbek znajdują się w określonych przedziałach. Ażeby przekazać informację o amplitudzie próbki, wystarczy więc przekazać numer przedziału, w którym znajduje się wierzchołek próbki. Przy kwantyzacji sygnału analogowego na M przedziałów, grupa kodowa - określająca w procesie kodowania amplitudę próbki - musi składać się z m elementów zero-jedynkowych, gdzie $2^m = M$.

W procesie modulacji impulsowo-kodowej wyodrębnić więc można trzy główne operacje, a mianowicie: próbkowanie, kwantowanie i kodowanie. Poniżej, operacje te zostaną omówione bardziej dokładnie, ze szczególnym uwzględnieniem błędów, jakie mogą powodować przy przetwarzaniu analogowo-cyfrowym i cyfrowo-analogowym.

2.1. Próbkowanie

Ażeby zbiór próbek zawierał całkowitą informację o próbkowanym sygnale, posiadającym ograniczone pasmo częstotliwości, częstotliwość pobierania próbek f_s musi być co najmniej dwukrotnie wyższa od najwyższej częstotliwości f_g zawartej w widmie pierwotnego sygnału.

Warunek ten, wynikający z twierdzenia Kotielnikowa-Shanona, można zapisać jako [1], [2]

$$f_s \geq 2f_g \quad (1)$$

Jeżeli widmo próbkowanego sygnału nie rozpoczyna się w pobliżu częstotliwości zerowej, lecz zawarte jest w paśmie $f_d \dots f_g$, to wówczas odpowiednie warunki są następujące [2]

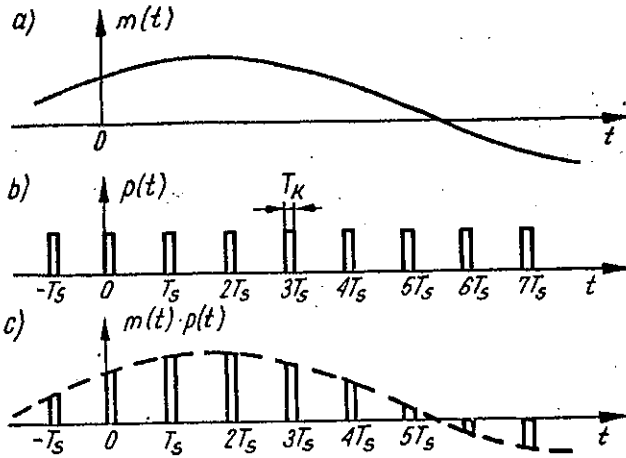
$$f_d \geq \frac{1}{2} f_s \quad \text{i} \quad f_g \leq f_s \quad (2)$$

oraz

$$f_g - f_d \leq \frac{1}{2} f_s \quad (3)$$

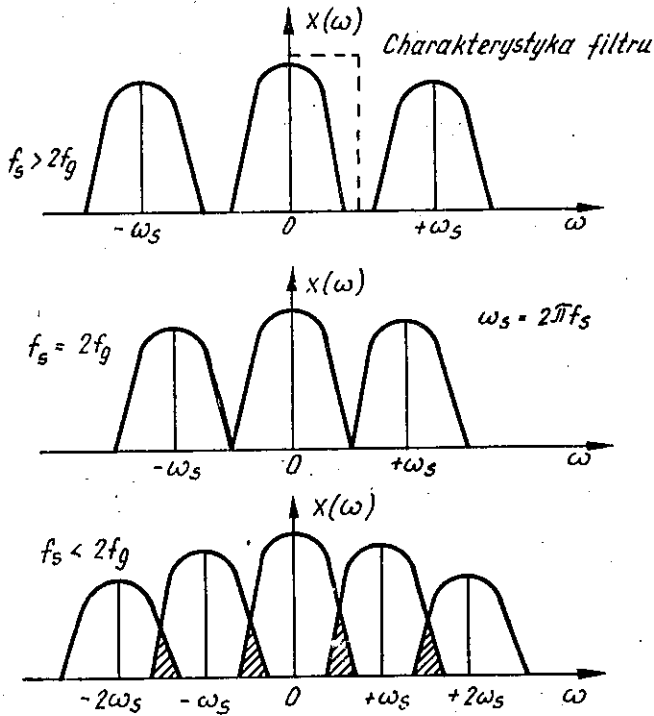
Proces próbkowania można rozpatrywać jako modulację amplitudy krótkich impulsów prostokątnych o okresie T_s i czasie trwania T_k , przez pierwotny sygnał analogowy /rys. 1/. Jeżeli w tym sygnale analogowym /oryginale/ znalazłyby się również składowe o częstotliwości $f_m > f_g$ /a więc większe od $1/2 f_s$ /, to wtedy w widmie częstotliwościowym zbioru próbek następuje zachodzenie na siebie części tego widma związanych z poszczególnymi częstotliwościami harmonicznymi sygnału próbkowania, które stanowią produkty modulacji.

Ten efekt nosi nazwę nakładania widma lub maskowania /ang. aliasing/ i jest zilustrowany szkicowo na rys. 2.



Rys. 1. Ilustracja procesu próbkowania:

a / próbkowany sygnał analogowy; b / sygnał próbkujący;
c / zbiór próbek



Rys. 2. Widma fourierowskie sygnału próbkowanego z różną częstotliwością f_s

Nakładanie widma prowadzi do błędów w operacji próbkowania. Aby ich uniknąć, należy znacznie zwiększyć częstotliwość próbkowania, zachowując przez to duży odstęp od możliwych wartości częstotliwości w próbkowanym sygnale, lub też - co stosuje się najczęściej w praktyce - dokonywać wstępnej filtracji sygnału przed operacją próbkowania. Ta kwestia filtracji omówiona jeszcze będzie oddzielnie.

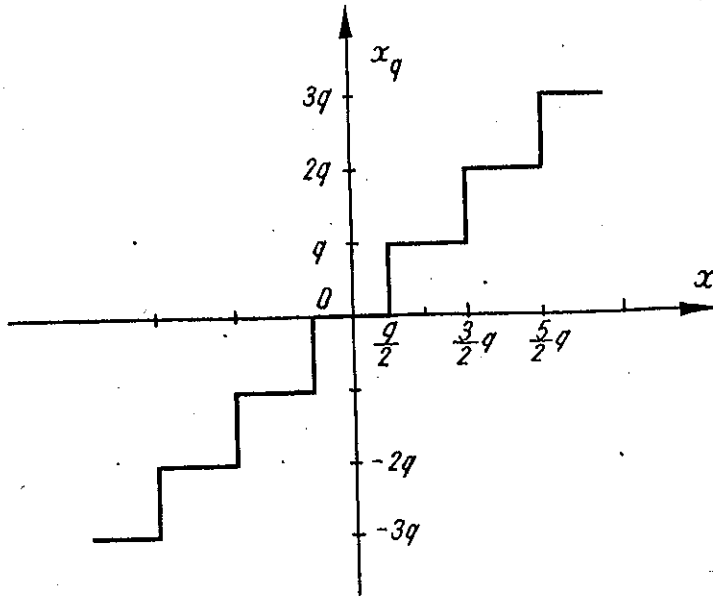
2.2. Kwantowanie

Drugie źródło błędów, ujawniających się w formie zniekształceń /szumów/ na wyjściu układu dokonującego zamiany sygnału analogowego na cyfrowy w systemie PCM, jest związane z procesem kwantyzacji. Ciągły zbiór wartości sygnału analogowego może być bowiem reprezentowany tylko skończonym zbiorem liczb /słów kodowych/, odpowiadających poszczególnym przedziałom poziomów amplitudy. Niech X oznacza zmienną losową ciągłą o rozkładzie prawdopodobieństwa $p_x/x/$ i wartościach określonych w przedziale $[X_{\min}, X_{\max}]$, symetrycznym względem zera. Przyjmijmy, że urządzenie dokonujące kwantowania /kwantyzator/ ma charakterystykę schodkową antysymetryczną, ze schodkami o równomiernej szerokości $q/rys. 3/$ i że działa ono wg algorytmu

$$x_q = q \operatorname{ent} \left(\frac{x}{q} + \frac{1}{2} \right) \quad \text{dla} \quad |x| \leq \frac{N}{2} q \quad (4)$$

Operator $\operatorname{ent} (.)$ oznacza tu wydzielenie części całkowitej liczby rzeczywistej, a N liczbę przedziałów kwantowania

$$N = 2^m \approx \frac{1}{q} (X_{\max} - X_{\min}) \quad (5)$$



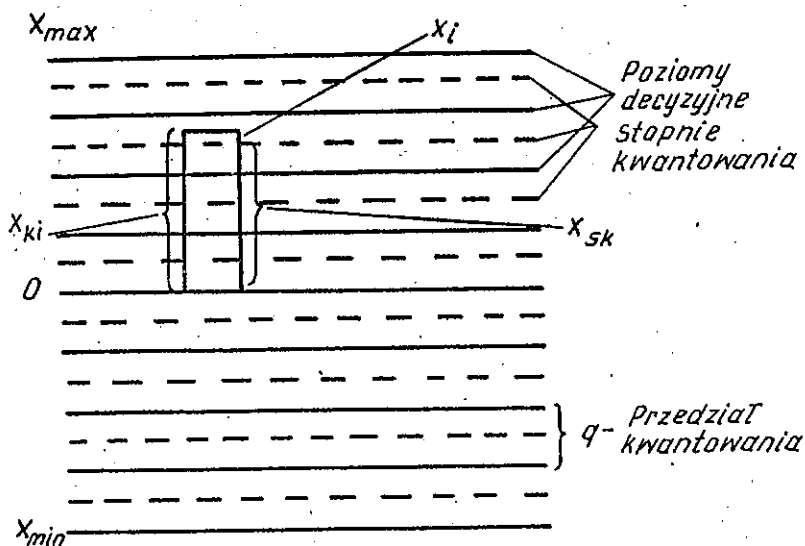
Rys. 3. Charakterystyka statyczna kwantyzatora równomiernego

Dowolnej znanej wartości x przypisuje się najbliższą wartość k -tego przedziału kwantowania $x_q = k \cdot q$, gdzie $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. To przybliżenie jest źródłem błędów, który nazywamy błędem kwantowania.

$$B_q = x - x_q = x - k \cdot q \quad (6)$$

Jeżeli rozpatrywać będziemy k -ty przedział kwantowania oznaczony przez stopień kwantowania o wartości x_{sk} /rys.4/, wówczas średni kwadrat błędów kwantowania wyniesie

$$\overline{B_q^2} = \int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}} x_1^2 P_{sk} dx_1 \quad (7)$$



Rys. 4. Ilustracja powstawania błędu kwantowania

x_i stanowi bieżącą zmienną w rozpatrywanym wąskim przedziale kwantowania: $x_i = x_{ki} - x_{sk}$. W przedziale takim możemy założyć stałość prawdopodobieństwa p_{sk} i wówczas po scałkowaniu wyrażenia (7) otrzymamy

$$\frac{2}{B_{qk}} = p_{sk} \frac{q^3}{12} \quad (8)$$

Prawdopodobieństwo, że wartość zmiennej X znajdzie się w k -tym przedziale kwantowania jest w przybliżeniu proporcjonalne do długości tego przedziału

a stąd

$$\frac{2}{B_{qk}} \approx p_k \frac{q^2}{12} \quad (9)$$

Dla całego zakresu zmienności X będzie

$$\sum_{k=1}^N p_k = 1$$

a więc ostatecznie średni kwadrat błędu kwantowania dla całego zakresu zmienności /ale bez obcinania wartości skrajnych/ wyniesie

$$\overline{B_q^2} \approx \frac{q^2}{12} \quad (10)$$

Zwraca uwagę fakt, że przy założonej dużej liczbie przedziałów kwantowania, średni kwadrat błędu zależy wyłącznie od szerokości przedziału /skoku kwantowania/.

Błąd kwantowania ma nieciągły przebieg w funkcji czasu, a zatem obejmuje szerokie widmo częstotliwości, zbliżając się w swym charakterze do szumu białego. Stąd też zniekształcenia w procesie kwantowania są często nazywane szumem kwantowania. Przyjmując zerową średnią wartość tego przebiegu, moc zniekształceń kwantowania można obliczyć wprost z wyrażenia (10). Moc zniekształceń pomimo ogólnie szerokiego widma skupia się w pasmie zajmowanym przez sygnał podstawowy.

W przypadku zawężenia pasma próbkowanego sygnału analogowego /z zastosowaniem odpowiedniej filtracji/ w stosunku do pasma zajmowanego przez sygnał próbkujący, nastąpi odpowiednie zmniejszenie mocy zniekształceń kwantowania [2], [4]

$$k_s = \frac{\Delta f_m}{\Delta f_s} \quad (11)$$

Przykładowo, przy przetwarzeniu sygnału akustycznego będzie

$$k_s = \frac{3100 \text{ Hz}}{4000 \text{ Hz}} = 0,775 \rightarrow -1,1 \text{ dB}$$

Wyznaczyć można również średni kwadrat względnego błędu kwantowania B_{wq} , odniesionego do średniego kwadratu zmiennej kwantowanej /jej wartości skutecznej, gdy wartość średnia jest równa zero/. Wynosi on

$$\overline{B_{wq}^2} = \frac{B_q^2}{6\sigma_x^2} = \frac{1}{12} \frac{q^2}{\sigma_x^2} \quad (12)$$

A zatem, przy stałej długości przedziału kwantowania q , względny błąd kwantowania rośnie, gdy maleje poziom sygnału pierwotnego /oryginału/.

Z zależności (5) wynika, że przy kwantowaniu równomiernym i kodowaniu przy użyciu słów 8-bitowych liczba przedziałów N będzie równa

$$2^m = \frac{1}{q} \cdot 2X_{\max}$$

Stąd

$$q = 2^{-m} \cdot 2X_{\max} \quad (13)$$

Po podstawieniu zależności (13) do (10) i (12) otrzymamy

$$\overline{B_q^2} = \frac{1}{3} X_{\max}^2 \cdot 2^{-2m} \quad (14)$$

oraz

$$\overline{B_{wq}^2} = \frac{1}{3} \left(\frac{X_{\max}}{\sigma_x} \right)^2 \cdot 2^{-2m} \quad (15)$$

Użytecznym dla oceny jakości kwantowania może być odstęp mocy sygnału od mocy szumu

$$\left(\overline{B_{wq}^2} \right)^{-1} = 3 \cdot 2^{2m} \left(\frac{\sigma_x}{X_{\max}} \right)^2 \quad (16)$$

Postępując podobnie, można znaleźć wyrażenia dla niektórych omówionych powyżej parametrów w przypadku kwantowania nierównomiernego, a więc przy różnych szerokościach przedziałów kwantowania q_1 . Zależność (10) na średniokwadratową wartość błędu kwantowania przyjmie teraz postać

$$\overline{\frac{B}{q}}^2 = \frac{q_1^2}{12} \quad (17)$$

Wzrost względnego błędu kwantowania lub równoważne mu malenie odstępów mocy sygnału od mocy zniekształceń, występujące przy maleniu poziomu analogowego sygnału pierwotnego, jest oczywiście zjawiskiem niekorzystnym w systemach teletransmisyjnych. Zapobiega mu się przez stosowanie komponderowania, a więc zmianę dynamiki przetwarzanego sygnału, polegającą na uwydatnieniu sygnałów słabych a osłabieniu silnych. Praktycznie uzyskuje się to przez stosowanie w urządzeniu kodującym kwantowania nierównomiernego z kompresją sygnału. Pierwotna dynamika sygnału przywracana jest w urządzeniu odbiorczym przez odpowiednią ekspansję sygnału.

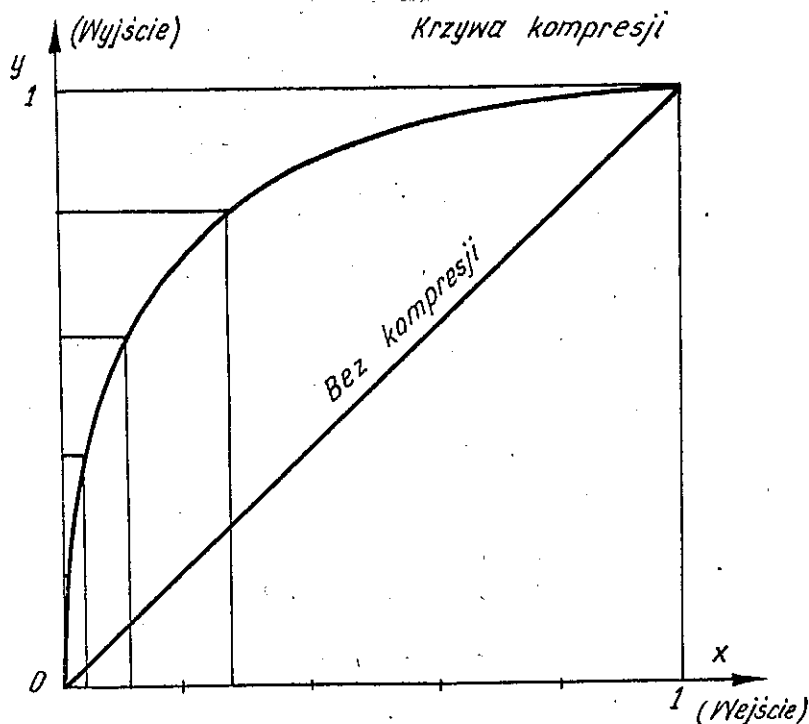
Przykładową charakterystykę kompresji pokazano na rys. 5, dla znormalizowanych /ograniczonych do jednostkowego zakresu/ wartości wejściowych x i wyjściowych y , w I ćwiartce układu współrzędnych. Szerokość przedziału kwantowania q_1 jest tu proporcjonalna do stosunku dx/dy w danym przedziale

$$q_1 = \frac{2X_{\max}}{N} \left(\frac{dx}{dy} \right) x_1 \quad (18)$$

a błędy kwantowania można przedstawić w postaci [1]

$$\overline{B_q}^2 = \frac{1}{3N^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} p_x(x) \cdot \left(\frac{dx}{dy} \right)^2 dx \quad (19)$$

$$\overline{B_{wq}}^2 = \frac{1}{3N^2} \frac{\int p_x(x) \left(\frac{dx}{dy} \right)^2 dx}{\int p_x(x) x^2 dx} \quad (20)$$



Rys. 5. Przykładowa charakterystyka kompresji sygnału

Dla utrzymania stałości błędu względnego Bw_q , jak wynika z rozwiązania powyższego równania, przydatna byłoby logarytmiczna charakterystyka kompresji. Jednakże warunek o dodatnich wartościach argumentu funkcji logarytmicznej uniemożliwia realizację takiej kompresji dla sygnałów okresowych o zerowej średniej. Wynika stąd konieczność wykorzystania charakterystyk quasilogarytmicznych. W praktyce stosuje się obecnie dwa rodzaje charakterystyk, znanych jako prawa A i μ . Kompresja typu A została opracowana przez Międzynarodowy Doradczy Komitet ds. Telegrafii i Telefonii /CCITT/ i jest stosowana w krajach europejskich, a wcześniejsza koncepcja firmy Bell Telephone typu μ rozprzestrzeniła się na kontynencie amerykańskim i w Japonii.

Zależności matematyczne mają następującą postać [3], [5]:
 a/ prawo typu μ :

$$y(x) = \frac{\ln(1 + \mu/|x|)}{\ln(1 + \mu)} \operatorname{sgn} x \quad \text{dla } -1 \leq x \leq 1 \quad (21)$$

gdzie: μ - dodatnia stała, przyjęta jako równa 255 przy
 słowie kodowym 8-bitowym

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} +1 & \text{dla } x > 0 \\ 0 & \text{dla } x = 0 \\ -1 & \text{dla } x < 0 \end{cases}$$

b/ prawo typu A:

$$y(x) = \frac{1 + \ln A/|x|}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x \quad \text{dla } \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \quad (22a)$$

$$y(x) = \frac{A|x|}{1 + \ln A} \operatorname{sgn} x \quad \text{dla } 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A} \quad (22b)$$

Stałą A przyjęto jako równą 87,6.
 Wstawiając zalecane wartości μ oraz A odpowiednio do
 równań (21) oraz (22) otrzymujemy:

a/ dla prawa typu μ :

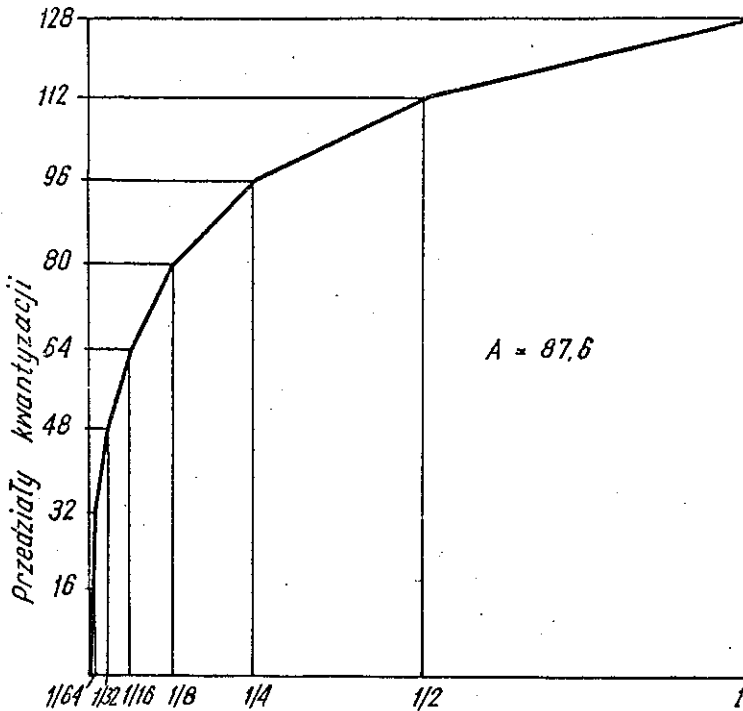
$$y(x) = 0,18 \ln(1 + \mu/|x|) \operatorname{sgn} x \\ -1 \leq x \leq +1$$

b/ dla prawa typu A

$$y(x) = 0,18 [1 + \ln(A|x|)] \operatorname{sgn} x \quad \frac{1}{A} \leq x \leq 1$$

$$y(x) = 0,18 [A|x|] \operatorname{sgn} x \quad 0 \leq x \leq \frac{1}{A}$$

Charakterystyka typu A, określona zależnością (22) nadaje się idealnie do aproksymacji odcinkowej i w praktyce stosowana jest tzw. charakterystyka segmentowa /por. rys. 6/. Cała charakterystyka jest podzielona na segmenty /ang. segments lub chords/, stanowiące cięciwy fragmentów krzywej. Każdy segment zawiera 16 stopni, których szerokość określona przez dwa poziomy decyzyjne, podwaja się w kolejnym segmencie. Stosuje się zwykle 8 segmentów, numerowanych od zera do siedem w każdej ćwiartce współrzędnych. Czyni to łącznie $16 \times 16 = 256$ przedziałów, z czego wynika 8-bitowa



6. Charakterystyka kompresji typu A

długość słowa kodowego. Pierwsze dwa segmenty po obu stronach początku układu mają jednakowe szerokości stopni tak, że te cztery segmenty można traktować jako jeden, stąd też ta charakterystyka nazywana jest 13-segmentową. Dla pierwszego centralnego segmentu o numerze $C = 0$ poziomy decyzyjne /wyższy z dwóch określających szerokość stopnia/ będą zależały tylko od numeru stopnia s wg wyrażenia [7]

$$pd_{(0)} = 2(s + 1) \quad (23a)$$

a dla pozostałych segmentów od 1 do 7

$$pd_{(1...7)} = 2^C (s + 17) \quad (23b)$$

Początkowy fragment charakterystyki obejmujący cztery segmenty można aproksymować linią prostą o nachyleniu

$$d_0 = \arctg \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=0} \quad (24)$$

Od wartości tego kąta zależy jakość kwantowania sygnałów o niskim poziomie. Stopień ich wypuklenia w porównaniu z sytuacją występującą przy kwantowaniu równomiernym nosi nazwę zysku kompresji i jest wyrażany w decybelach

$$G = 20 \lg \tg \alpha_0 = 20 \lg \left(\frac{dy}{dx} \right) \Big|_{x=0} \quad [\text{dB}] \quad (25)$$

Różniczkowanie funkcji z równania 22b daje

$$\tg \alpha_0 = \frac{A}{1 + \ln A} \quad (26)$$

Podstawiając $A = 87,6$ otrzymujemy

$$G_A = 20 \lg 16 = 24,0 \text{ dB}$$

Podobne obliczenia dla kompresji typu μ dają w wyniku
 $G_{\mu} = 33,25$ dB.

2.3. Kodowanie

Kodowanie i dekodowanie z nieliniową kwantyzacją może być dokonywane przez:

- kompresję sygnału analogowego przed kodowaniem i ekspansję sygnału po dekodowaniu /kompandrowanie analogowe/;
- kodowanie z liniową kwantyzacją, ze skokiem kwantyzacji odpowiadającym sygnałowi minimalnemu oraz cyfrowe przetwarzanie wyniku kodowania /kompandrowanie cyfrowe/.

Przy analogowym kompandrowaniu nieliniowe charakterystyki kompresora i ekspandera uzyskiwane są na ogół za pomocą układów diodowych. Ażeby łączna charakterystyka amplitudowa była charakterystyką liniową, charakterystyka ekspandera powinna być dokładną odwrotnością charakterystyki kompresora. Wymaga to stosowania elementów o identycznych i stabilnych parametrach, co może być spełnione dla jednej pary kompresor - ekspander. W sieci z komutacją cyfrową są łączone jednakże każdorazowo różne pary kompresor-ekspander, stąd spełnienie wymagania dotyczącego liniowości łącznej charakterystyki amplitudowej jest wyjątkowo trudne.

Z uwagi na powyższą wadę kompandrowania analogowego, powszechnie jest stosowane, zwłaszcza w scalonych układach kodeków, kompandrowanie cyfrowe, przy czym z reguły stosuje się segmentową charakterystykę kompresji. Przy 13 - segmentowej charakterystyce typu A, cały zakres amplitud sygnału analogowego dzielony jest na 4096 poziomów kwantyzacji, co odpowiada kodowaniu 12-bitowemu. W kompresorze cyfrowym słowa 12-bitowe są przetwarzane na słowa 8-bitowe, w których pierwszy bit oznacza znak próbki, trzy następne

określają segment charakterystyki kompresji, natomiast cztery ostatnie bity określają jeden z 16 możliwych przedziałów w obrębie danego segmentu. Dla poprawienia statystyki wyjściowego sygnału cyfrowego, jest stosowana na ogół inwersja bitów parzystych słowa kodowego.

Na podstawie zależności (5) oraz (19) i (20) można ustalić, że zwiększenie długości słowa kodowego o 1 bit zmniejsza średni błąd kwantowania dwukrotnie, co odpowiada 6 dB. Przy zwiększeniu długości słowa kodowego z 8 do 12 bitów uzyskuje się zmniejszenie błędu kwantowania o 24 dB, co odpowiada określonemu w (26) zyskowi kompresji.

2.4. Teletransmisyjne systemy PCM

Omówiona powyżej modulacja impulsowo-kodowa jest wykorzystywana przede wszystkim w telefonicznych, wielokrotnych systemach teletransmisyjnych. Pasmo częstotliwości sygnału rozmównego, stosowane w telefonii, wynosi 300 - 3400 Hz. Zgodnie z teorią próbkowania przyjmuje się więc częstotliwość próbkowania $f_s = 8$ kHz, tzn. co 125 μ s. W przedziale czasu pomiędzy dwiema kolejnymi próbkami danego kanału są pobierane próbki sygnałów rozmównych z innych kanałów. Po stronie nadawczej w krotnicy PCM jest dokonywane próbkowanie wielu sygnałów wejściowych, zwielokrotnienie ich w czasie oraz kwantyzacja i kodowanie pobranych próbek. Po stronie odbiorczej przeprowadza się proces odwrotny, a mianowicie z odebranych kolejno słów kodowych odtwarza się próbki amplitud, które są następnie poddane demodulacji amplitudy impulsów /PAM/ i rozdzielane na wyjścia poszczególnych kanałów.

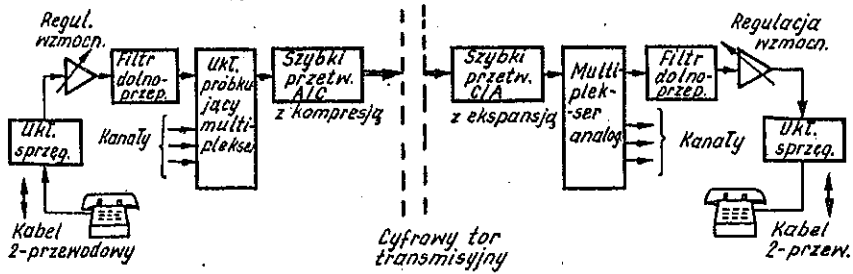
Podana kolejność operacji w krotnicy PCM jest typowa przy kodowaniu grupowym, tzn. gdy jeden układ kodera i dekodera obsługuje całą grupę kanałów /rys. 7/. Szybkość pracy układów kodeka jest w tym przypadku dość znaczna, a ponadto zwielokrotnienie czasowe jest dokonywane na sygnałach analogowych, co zawsze grozi przenikami między kanałami.

Postępy w zakresie wytwarzania układów scalonych, których jedną z konsekwencji był zdecydowany spadek ich ceny, spowodowały, że obecnie coraz częściej stosuje się kodowanie indywidualne, tzn. dla każdego kanału przeznaczają się oddzielny kodek /rys. 8/. Szybkość pracy takiego kodeka jest znacznie mniejsza, co umożliwia stosowanie oszczędnej pod względem poboru mocy technologii CMOS, a ponadto zwielokrotnienie czasowe jest dokonywane po kodowaniu, tzn. na sygnałach cyfrowych, odpornych na przeniki międzykanałowe.

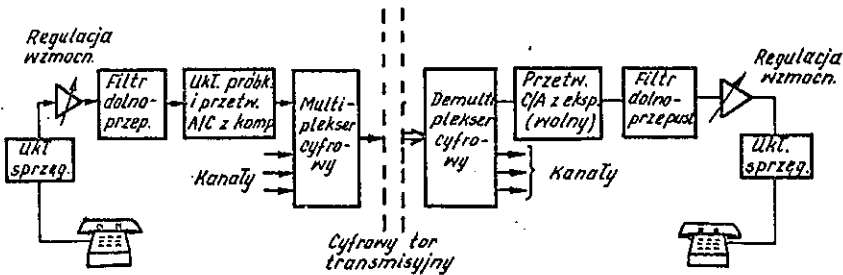
Z ogólnej zasady próbkowania sygnałów wynika konieczność wstępnej filtracji sygnału próbkowanego. W rzeczywistości w teletransmisyjnych systemach PCM stosowane są dwa filtry dolnoprzepustowe: nadawczy i odbiorczy /rys. 9/. Filtr nadawczy zapobiega omówionemu w pkt. 2.1. nakładaniu się widm częstotliwości produktów modulacji, natomiast filtr odbiorczy wygładza krzywą z dyskretnymi wartościami próbek sygnału akustycznego, odtworzonego w detektorze. Równocześnie filtr ten wprowadza korekcję amplitudy i fazy dla częstotliwościowej odpowiedzi części próbkującej kodeka mającej charakter funkcji $\sin x/x$ (gdzie $x = \frac{\pi f}{8 \text{ kHz}}$). Posiada on bowiem charakterystykę o postaci $x/\sin x$, co pozwala uzyskać łącznie płaski przebieg zależności wzmocnienia sygnału od częstotliwości /rys. 10/.

Jako prostą regułę przyjmuje się, że filtr nadawczy powinien tłumić sygnał wejściowy przynajmniej o 14 dB na częstotliwości równej $1/2$ częstości próbkowania f_s/a więc przy 4 kHz/ oraz przynajmniej o 30 dB na częstotliwości równej f_s/a więc przy 8 kHz/ [3].

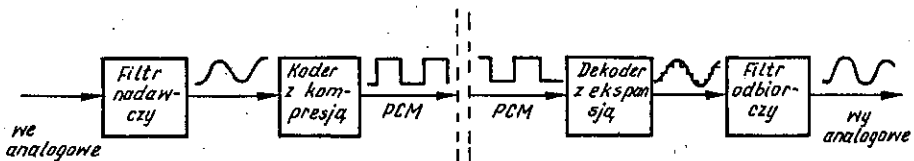
W najnowszych rozwiązaniach scalonych kodeków, współpracujące z nimi filtry są również wytwarzane na tej samej strukturze. Praktyczna realizacja tych filtrów w większości przypadków opiera się na wykorzystaniu przełączanych pojemności /ang. SC-switched capacitors/. W układach filtrów z przełączanymi pojemnościami takie parametry, jak: częstotliwości odcięcia, dobroć, wartość wzmocnienia w paśmie, szumy



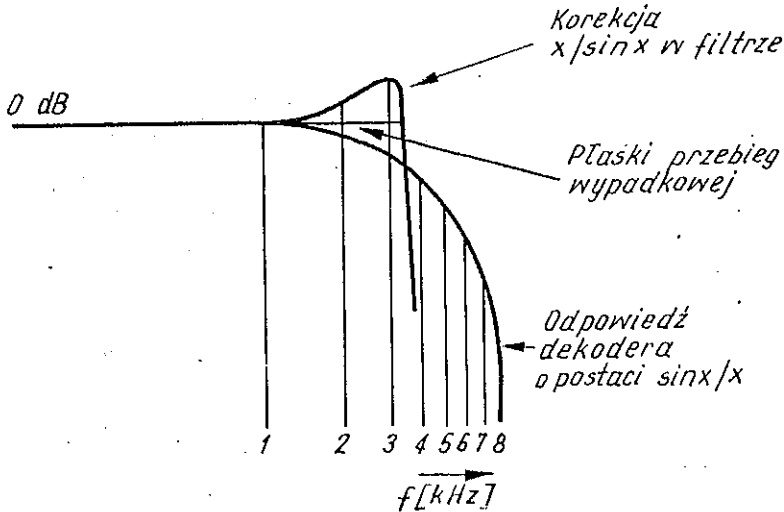
Rys. 7. Urządzenia końcowe sieci telefonicznej w rozwiązaniu analogowo-cyfrowym



Rys. 8. Urządzenia końcowe sieci telefonicznej w rozwiązaniu cyfrowym z kodekiem kanałowym



Rys. 9. Ilustracja umiejscowienia i działania filtrów w torze PCM



Rys. 10. Przebieg charakterystyk wzmocnienia w funkcji częstotliwości

itd. zależą od częstotliwości przełączania pojemności /a więc od częstotliwości sygnału taktującego/ oraz od wybranego stosunku pojemności w układzie.

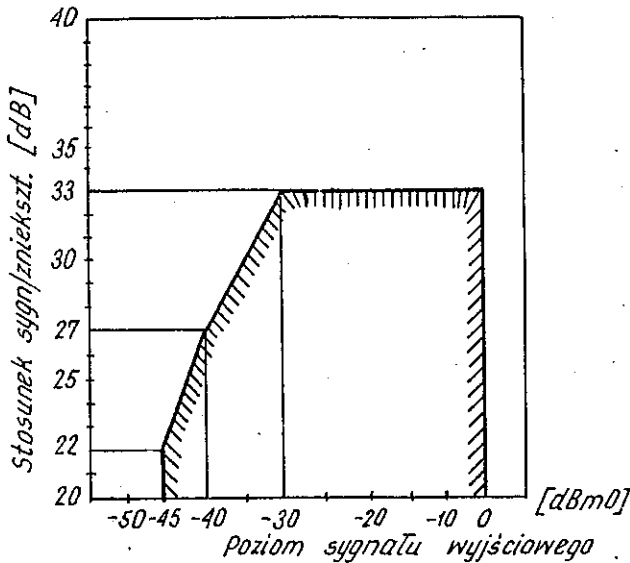
3. PARAMETRY KODEKÓW

Kodeki są złożonymi układami scalonymi analogowo-cyfrowymi. Ich działanie jest związane z wykorzystaniem wielu zjawisk fizycznych takich, jak: liniowe wzmacnianie sygnałów elektrycznych, próbkowanie, kwantowanie, kodowanie nieliniowe, odtwarzanie przebiegu analogowego, filtracja /za pomocą filtrów aktywnych/ oraz wykonywanie operacji logicznych. Dla opisu kodeków specyfikuje się w dokumentacji technicznej lub kartach katalogowych kilka grup parametrów elektrycznych, z którymi związane są różne rodzaje pomiarów i testów.

1. Parametry funkcjonalne nazywane także transmisyjnymi; należą do nich: wzmocnienie i jego liniowość, stosunek

sygnału do zniekształceń /szumów/, zniekształcenia nieliniowe, zniekształcenia opóźnieniowe, szumy tłowe.

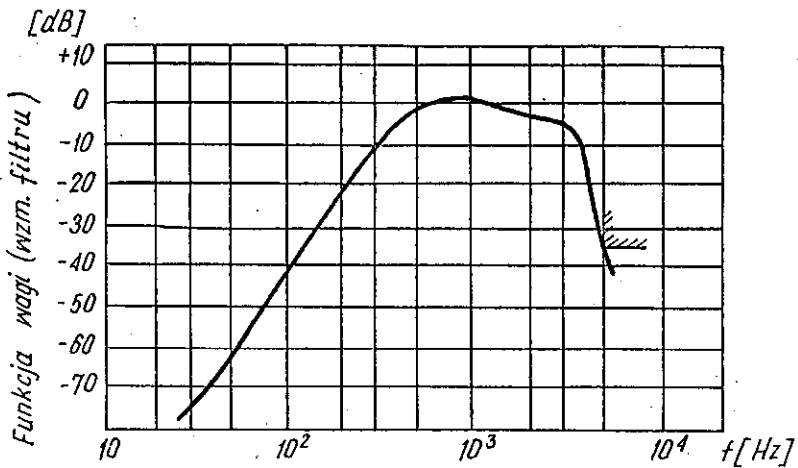
Stosunek sygnału do zniekształceń /ang. S/N/ stanowi iloraz mocy sygnału użytecznego do mocy zniekształceń spowodowanych przez szumy kwantowania i wewnętrzne szumy układu. Wymagania na ten parametr są ustalone w skali międzynarodowej, ilustruje je w uproszczeniu rys. 11. Aby uwzględnić sposób, w jaki oddziałują szumy na zmysł słuchu ludzkiego, należy w układach pomiarowych stosować odpowiednie filtry: ważony /z funkcją wagi/ typu C-message dla charakterystyki przetwarzania typu μ lub psrofometryczny z funkcją wagi dla telefonii w przypadku charakterystyki typu A, rys.12 [4].



Rys. 11. Wymagania dla minimalnych wartości stosunku sygnału do zniekształceń

Szum w wolnym kanale lub szum tłowy /ang. idle channel noise/ jest obserwowany wówczas, gdy na wejście danego kanału nie podaje się sygnału akustycznego /Uwe = 0V/. Koder jednak prowadzi próbkowanie i wychwytuje pojawiające się

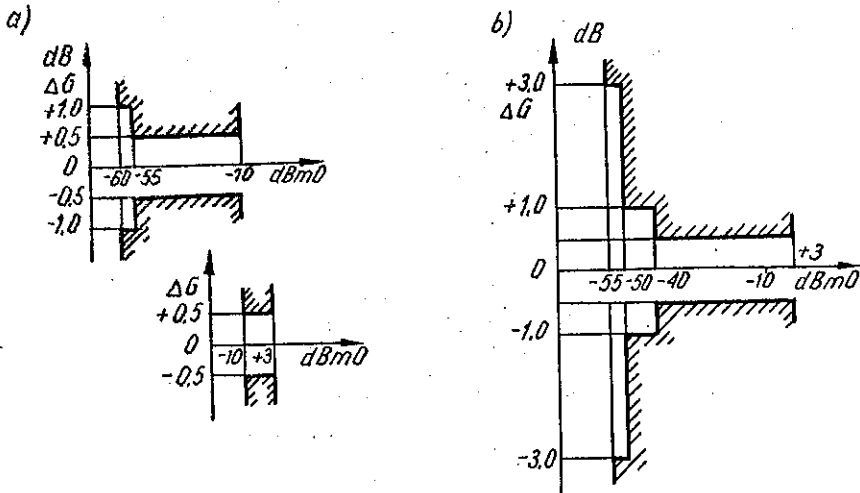
losowe fluktuacje, które mogą przekroczyć niższe poziomy decyzyjne. Z kolei dekodér przetwarza je na szum /sygnał analogowy/, dodając własne zniekształcenia. Zalecenia CCITT podają, że szum w wolnym kanale nie powinien przekroczyć -65 dBmOp, przy czym wejście i wyjście kanału należy obciążyć znamionową impedancją, a do pomiaru stosować filtr psofometryczny.



Rys. 12. Krzywa psofometryczna /funkcja wagi/ dla telefonii

Liniiowość wzmacnienia /ang. gain tracking/ określa zdolność kodeka do utrzymania tej samej wartości wzmacnienia przy zmianach poziomu sygnału na wejściu. W zależności od tego, którą z 2 metod zalecanych przez CCITT przyjmuje się do kontroli tego parametru, różne są wymagania na względne zmiany wzmacnienia w zakresie najmniejszych poziomów wejściowych. Ilustruje to rys. 13, gdzie przedstawiono szablon /maskę/ dla metody 1 z sygnałem testowym o charakterze szumu białego uzupełnionej sygnałem sinusoidalnym /rys. 13a/ i metody 2 z sinusoidalnym sygnałem testowym /rys. 13b/, [3], [6]. W obu przypadkach zmiany wzmacnienia odnosi się

do wartości wzmacnienia przy poziomie sygnału wejściowego równym -10 dBm0.



Rys. 13. Wymagania dla maksymalnych zmian względnych wartości wzmacnienia ΔG w kanale PCM wg zaleceń CCITT G.712: a/ metoda 1, b/ metoda 2

Podany uprzednio parametr pod nazwą stosunek sygnału do zniekształceń obejmuje łącznie zniekształcenia różnego rodzaju, które mogą wystąpić w różnych częściach kodeka. Oprócz zniekształceń kwantyzacji mogą to być m.in.: nieliniowe zniekształcenia harmoniczne, obejmujące głównie występowanie drugiej $/2f/$ i trzeciej $/3f/$ harmonicznej $/$ lub tylko trzeciej, gdy zachowana jest dobra symetria w układzie $/$, zniekształcenia intermodulacyjne lub wreszcie zniekształcenia powodowane przez przeniki z sąsiednich kanałów lub przez wzajemny wpływ części nadawczej i odbiorczej.

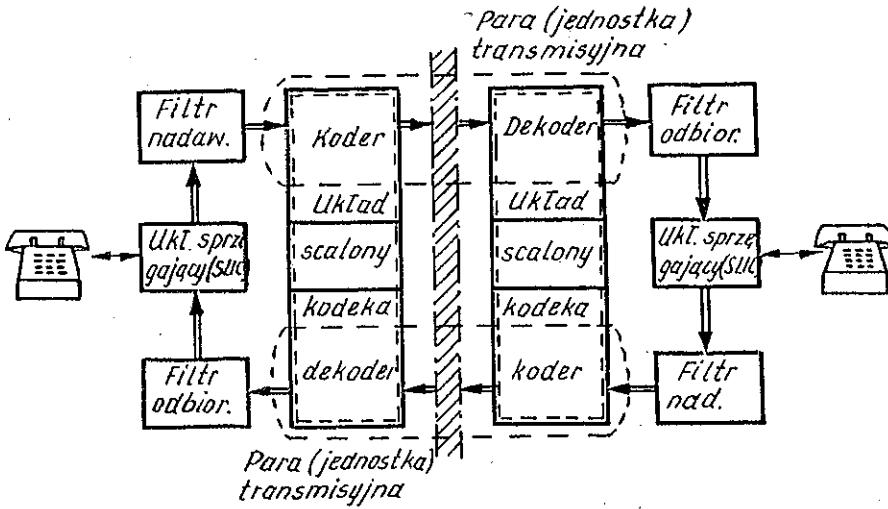
2. Parametry stało- i zmiennoprądowe. Są to takie same parametry, jakie określa się dla różnych grup układów scalonych, a przede wszystkim analogowych. Należą do nich charakterystyczne wartości napięć i prądów na poszczególnych wyprowadzeniach - pozwalające m.in. stwierdzić występowanie zwarc, przerw lub upływności, a dalej: po-

- ziomy logiczne, progi przełączania lub włączania obwodów, współczynniki tłumienia, impedancje, prądy zasilania, zależność parametrów od napięć zasilających itd.
3. Parametry dynamiczne. Obejmują one także parametry typowe dla różnych klas układów scalonych takie, jak: czasy narastania i opadania zboczy sygnałów, czasy ich trwania, opóźnienia sygnałów, częstotliwość taktowania, wzajemne przesunięcia czasowe sygnałów i inne. Parametry te kontroluje się często pośrednio przez sprawdzenie poprawności pracy kodeków w zmienianych warunkach, niekiedy aż poza zalecane granice, co pozwala wówczas wykryć marginesy /zapasy/ konstrukcyjne układów.
 4. Parametry /funkcje/ logiczne. Dotyczą one części cyfrowych kodeka związanych z synchronizacją, sygnalizacją, przełączaniem na oszczędny rodzaj pracy, wyborem pomiędzy stanem pracy a stanem testowania albo wyborem krzywej przetwarzania /A lub μ /.

4. METODY POMIARÓW I TESTOWANIA KODEKÓW

Oprócz omówionego w punkcie 3. podziału parametrów kodeków, przy wyborze metod ich pomiarów i testowania ważne jest ściśle określenie samego obiektu badania. Kodek można bowiem rozpatrywać jako jeden układ scalony zawierający na tej samej strukturze związane funkcjonalnie części - kodującą i dekodującą /plus ewentualnie filtr/, albo też można przyjąć podejście bliższe praktyce i traktować te części oddzielnie, jako elementy, które pracować będą z różnymi odpowiadającymi im częściami kodującymi lub dekodującymi, ale zawartymi wyłącznie w innych egzemplarzach kodeków. Często te inne egzemplarze kodeków mogą być w sieciach teletransmisyjnych oddalone o setki kilometrów i działać przy nieco różniących się częstotliwościach zegarowych. Przy pierwszym podziale mamy zatem do czynienia ze scaloną parą jednoukładową koder-

-dekoder, w drugim natomiast jest to para transmisyjna koder-dekoder. Uwidoczniono to na schemacie przedstawionym na rys. 14 /por. też rys. 7 i 8/. Badanie jednocukładowego kodera i dekodera pracujących ze sobą w pętli nosi nazwę badania pełnokanałowego. W drugim przypadku, tzn. przy oddzielnym sprawdzeniu części kodującej i dekodującej scalonego kodeka mamy do czynienia z badaniem półkanałowym.

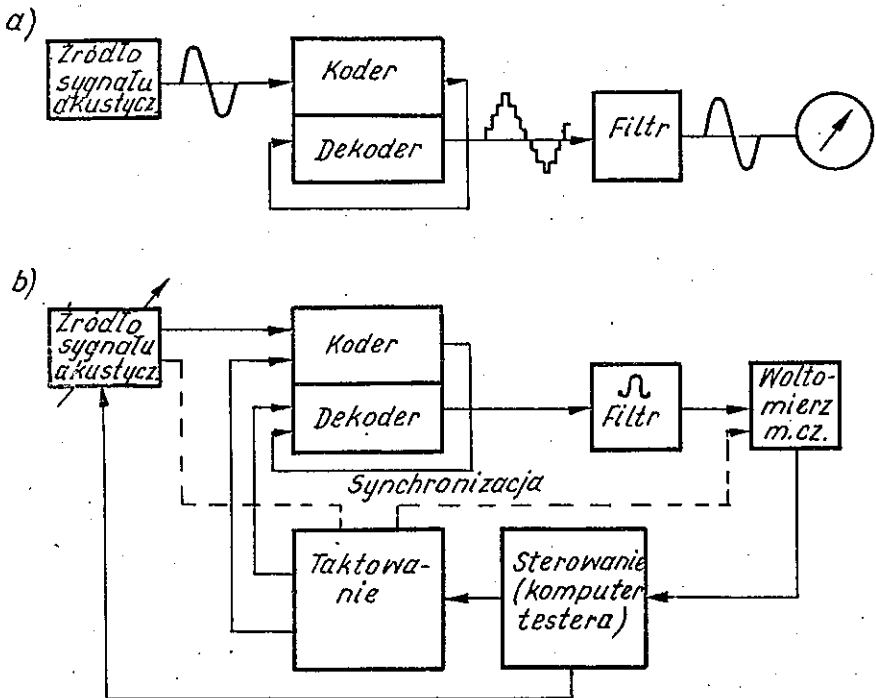


Rys. 14. Kodeki jako scalone układy zawierające koder i dekodek oraz jako pary /jednostki/ transmisyjne

Z podanych powyżej powodów wynikających z zastosowań, jak również wobec istniejących możliwości pewnej kompensacji uszkodzeń parametrycznych w ramach jednej struktury scalonej, powszechniejsze jest testowanie kodeków w trybie pracy półkanałowej, tzn. przy rozdzielnym traktowaniu części nadawczej i odbiorczej. W pomiarach można to realizować praktycznie w ten sposób, że przy testowaniu kodera wykorzystuje się niezależny zewnętrzny dekodek odniesienia /referencyjny/, a przy testowaniu dekodera także referencyjny koder. Natomiast badanie pełnokanałowe pozostaje jako prosty test funkcjonowa-

nia pary koder-dekoder, źródło wyników porównawczych oraz model ułatwiający zrozumienie i ocenę metod lub układów pomiarowych.

Ideę testowania pełnokanałowego oraz ogólny schemat elektryczny układu pomiarowego przedstawiono na rys. 15. W układzie tym można zmierzyć wzmocnienie /inaczej, wzmocność/ lub tłumienność kodeka i ich zmiany w funkcji poziomu sygnału wejściowego. Aby zachować dokładność pomiaru rzędu 0,01 dB lub lepiej, należy spełnić szereg wymagań. Jednym z nich jest identyczność kształtów sygnałów na wejściu i wyjściu. Zniekształcenia wnoszone przez kwantowanie usuwa się za pomocą filtrów: odbiorczego dolnoprzepustowego i dodatkowego pomiarowego o charakterystyce pasmowoprzepustowej, który ma za zadanie przepuszczać tylko składowe podstawowe częstotli-



Rys. 15. Testowanie pełnokanałowe kodeków: a/ idea, b/ schemat pomiarowy z testerem

wości rekonstruowanego sygnału testowego na wyjściu układu. Pierwotny sygnał testowy musi być dobrze synchronizowany z częstotliwością próbkowania /częstotliwością ramki/ f_s , przy czym nie mogą w sygnale testowym występować częstotliwości będące podwielokrotnymi f_s /np. $8000 \text{ Hz}/8 = 1000 \text{ Hz}$ lub $8000 \text{ Hz}/10 = 800 \text{ Hz}$ /. Ze względu na synchronizację korzystna jest więc cyfrowa synteza analogowego sygnału testowego.

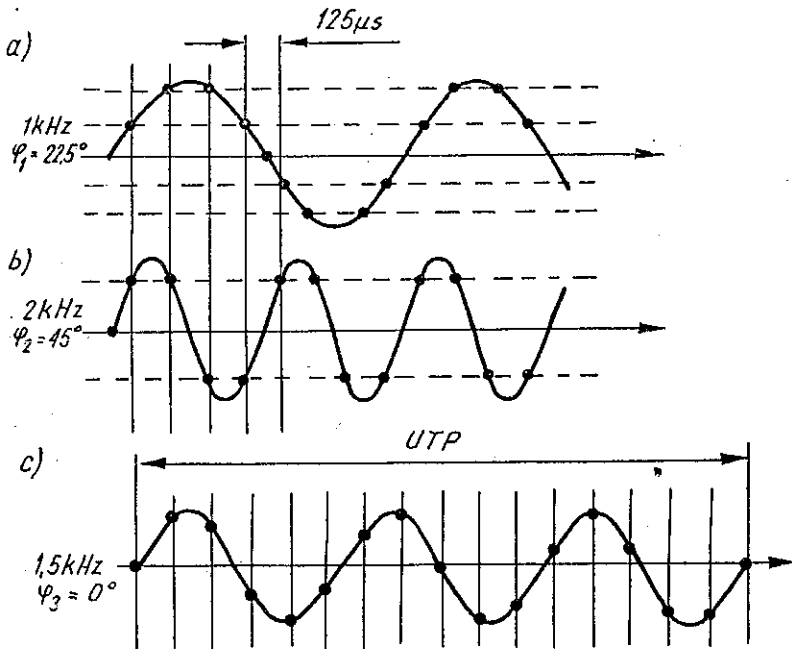
Wybierając woltomierz mierzący poziom sygnału na wyjściu, należy stosować przyrząd o umiarkowanym czasie ustalania: długi czas pozwala co prawda na wyeliminowanie wpływu zmian obwiedni sygnału wyjściowego /będących wynikiem oddziaływania częstotliwości sygnału testowego i częstości pobierania próbek/, ale wydłuża ogólny czas pomiaru; natomiast zbyt krótki czas ustalania odczytu prowadzi do wzrostu wartości błędu pomiaru, w zależności od kształtu i fazy obwiedni sygnału wyjściowego. Parametry obwiedni sygnału wyjściowego zależą od związanych ze sobą w odwrotnej proporcji szerokości pasma i czasu ustalania odpowiedzi filtru pasmowoprzepustowego. Szybki filtr może przepuszczać część sygnałów o częstotliwościach bliskich granicom pasma, przez co tworzą się jakby wstęgi boczne. Taki złożony sygnał jest następnie modulowany amplitudowo w procesie próbkowania.

Dla zmniejszenia możliwych błędów zaleca się wielokrotne powtarzanie pomiarów i następnie obliczenie wartości średniej odczytów.

4.1. Dobór częstotliwości sygnału testującego

Wspomniano już, że aby uniknąć tzw. efektu stroboskopowego nie należy stosować sygnału testującego o częstotliwościach będących podwielokrotną /podharmoniczną/ częstości pobierania próbek $f_s = 8 \text{ kHz}$. Aby bliżej wyjaśnić to zagadnienie wprowadzimy za pracą [7] pojęcie jednostkowego cyklu testowego UTP /od ang. unit test period/. Jest to najmniejszy wspólny okres /najmniejsza całkowita dzielna/ dla

obu częstotliwości: testowej f_m i próbkowania f_s . Jeśli f_m byłaby podwielokrotną $f_s = 8000$ Hz, to UTP odpowiada 1 cyklowi. W takim przypadku te same poziomy analogowego sygnału testowego byłyby próbkowane wielokrotnie. Sytuację można jeszcze pogorszyć przez niewłaściwy wybór fazy sygnału. Ilustruje to rys. 16, na którym pokazano również, dla porównania sytuację przy prawidłowo ustalonej częstotliwości sygnału testującego. W przypadku uwidocznionym na rys. 16a próbki pochodziłyby z 2 poziomów, na rys. 16b tylko z 1 poziomu, podczas gdy na rys. 16c próbek byłoby już 16, przy czym zebrane byłyby w ciągu 3 okresów powtarzania sygnału testującego. W praktyce jednostkowy cykl testowy UTP wydłuża się tak, aby obejmował 51, 101 lub jeszcze więcej okresów sygnału, co może zapewnić prawie ciągły rozkład wartości próbek.



Rys. 16. Ilustracja pobierania próbek przy doborze częstotliwości sygnału testowego f : a, b / nieprawidłowym, c / prawidłowym

Niech M reprezentuje liczbę okresów sygnału wewnątrz cyklu testowego UTP, a N liczbę próbek. Stosunek tych wielkości wynika ze stosunku częstotliwości

$$\frac{M}{N} = \frac{f_m}{f_s} \quad (27)$$

przy czym M i N należy sprowadzić do liczb całkowitych nie mających wspólnej wielokrotnej. Długość jednostkowego cyklu testowego wynosi

$$UTP = N/f_s \quad (28)$$

lub, ze względu na $f_s = 8 \cdot 10^3$ Hz

$$UTP = \frac{1}{8} N \quad (28a)$$

Dla $f_m = 1500$ Hz jest $M/N = 1500/8000 = 3/16$ oraz $UTP = 16/8 = 2$ ms a dla $f_m = 1020$ Hz $M/N = 51/400$ oraz $UTP = 400/51 = 7.84$ ms.

Zgodnie z zaleceniem CCITT [6], testowanie kodeków przy użyciu sygnału sinusoidalnego powinno być wykonywane na częstotliwościach z zakresu 700 - 1100 Hz, z pominięciem podwielokrotnych 8000 Hz. Praktycznie stosuje się wartości f_m równe 820, 1020, 1010 i 1004 Hz, co zgodnie z wyrażeniem (27) daje liczby próbek w czasie cyklu UTP równe odpowiednio 200, 400, 800 i 2000. Wzrost liczby próbek ponad 400 nie powoduje już istotnej redukcji błędu w ocenie wzmocnienia, chociaż maleje udział błędu powstającego przy wystąpieniu niepełnych cykli testowych, spowodowanych mogącą mieć miejsce niewłaściwą synchronizacją testowego sygnału analogowego z częstotliwością próbkowania /ramki/ f_s i woltomierzem na wyjściu układu.

W teletransmisji stosowano dotychczas jako typowe częstotliwości 800 i 1000 Hz i stąd jest dostępnych wiele filtrów pasmowoprzepustowych, pasmowozaporowych lub ważonych wykalibrowanych na te częstotliwości. Można te filtry stosować w pomiarach, zachowując przy zmianie f_m stałość ilorazu wynikającą z zależności (27) [7]. Nie powinno się jednak w tym przypadku zbyt daleko odchodzić ze zmianą częstotliwości zegarowej, określającej częstość pobierania próbek, bo to może wpłynąć na zmianę wyników pomiarów innych parametrów kodeka.

Ogólnie zaś nie można stosować tych tradycyjnych elementów pomiarowych /filtrów/ przy pomiarach kodeków scalonych na jednej strukturze z filtrami, bo mają one zwykle fazę ustaloną i kontrolowaną w wewnętrznej pętli sprzężenia fazowego współpracującej z generatorem częstotliwości ramki f_s .

Dobór częstotliwości sygnału testującego ma także wpływ na rozkład częstotliwościowy energii zakłóceń pochodzących od operacji kwantowania. Szum kwantowania zmienia się bowiem okresowo w odniesieniu do cyklu testowania UTP, podobnie jak sygnał testujący f_m i próbkowania f_s . Zbiór zakodowanych próbek jest periodyczny, co oznacza, że zrekonstruowany na wyjściu sygnał analogowy ma widmo nieciągłe /liniowe/. Sygnały użyteczne decydujące o wynikach pomiarów zajmują tylko niewielką liczbę linii /prążków/ w widmie częstotliwości, podczas gdy szumy mogą zajmować dowolną ich liczbę. Gdy f_m nie jest podwielokrotną $f_s = 8000$, wtedy $M > 1$ /por. zależność (27) i szumy mają inną okresowość niż sygnał testujący, a więc zajmują w widmie również inne linie niż ten sygnał i jego harmoniczne /gdy liczba próbek M jest parzysta znaczące są tylko harmoniczne nieparzyste/. Energia szumów nie jest więc skupiona wtedy w kilku liniach, lecz rozłożona szeroko w całym pasmie. W pasmie 0...4 kHz otrzymuje się $N/2$ linii, oddzielonych odstępem $\Delta f = f_m/M$ /nie uwzględniając składowych stałych/. Obowiązuje zależność [7]

$$\Delta f = \frac{1}{UTP} \quad (29)$$

A więc przykładowo będzie:

$$\text{dla } f_m = 1000 \text{ Hz} \quad \Delta f = 1000 \text{ Hz} \quad UTP = 1 \text{ ms} \quad N/2 = 4$$

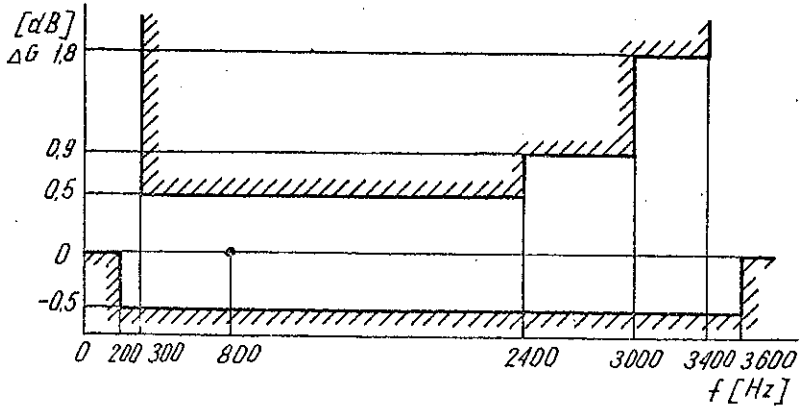
$$\text{dla } f_m = 1020 \text{ Hz} \quad \Delta f = 20 \text{ Hz} \quad UTP = 50 \text{ ms} \quad N/2 = 200$$

Widać stąd wyraźnie, że w drugim przypadku energia szumów nie będzie się grupować w kilku tylko prążkach związanych z określoną częstotliwością w widmie sygnału.

4.2. Pomiary parametrów funkcjonalnych /teletransmisyjnych/

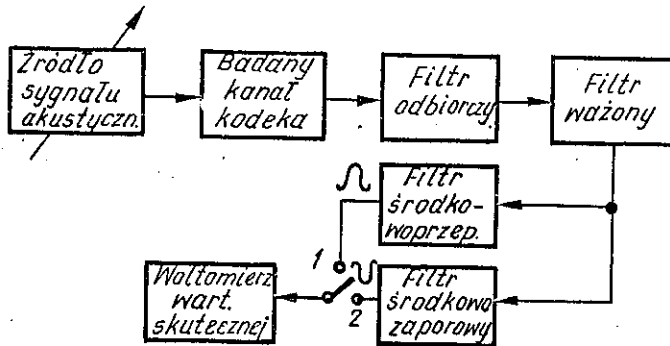
4.2.1. Wzmocnienie, liniowość wzmocnienia, stosunek sygnału do zniekształceń, szumy kwantowania.

Ogólny schemat elektryczny układu do pomiaru wzmocnienia /wzmocności/ kodeków podano na rys. 15. Przy jego wykorzystaniu można mierzyć punktowo liniowość wzmocnienia w funkcji zmiany poziomu wejściowego. Ustalone wymagania dotyczące przebiegu tej charakterystyki są zilustrowane na rys. 13. W podanym układzie można także zdejmować punktowo częstotliwościową charakterystykę tłumienności sygnału /eng. attenuation/ frequency distortion/. Granice dopuszczalnych zmian w tym przypadku są przedstawione na rys. 17 [6]. Jak widać, jako częstotliwość odniesienia przyjęto tutaj 800 Hz. Poziom wejściowy powinien być ustalony na 0 dBm0, a udziały wnoszone przez część nadawczą i część odbiorczą kodeka i filtry - orientacyjnie równe. Pomiar tej charakterystyki może komplikować fakt, że do współpracy z kodekami stosuje się często filtry próbujące o częstotliwościach taktowania, np. 128 kHz lub więcej, a ponadto filtry takie są w nowych rozwiązaniach wytwarzane na jednej strukturze łącznie z kodekiem.



Rys. 17. Granice dopuszczalnych zmian wzmocnienia / tłumienia/ kanału PCM w funkcji częstotliwości

Podobny schemat do podanego powyżej na rys. 15 stosuje się przy pomiarze stosunku sygnału do sumarycznych zniekształceń. Schemat takiego układu podano na rys. 18. Filtr środkowoprzepustowy powinien być nastrojony na częstotliwość sygnału testującego, a filtr środkowozaporowy powinien mieć komplementarną do niego charakterystykę. Pomiar musi być przeprowadzony dwukrotnie w obu pozycjach przełącznika. Ponadto każdy pomiar należy powtórzyć przy różnych poziomach



Rys. 18. Schemat układu pomiarowego dla określenia stosunku sygnału do zniekształceń

sygnału wejściowego: w przypadku pomiarów produkcyjnych w kilku punktach, a dla celów charakteryzacji kodeka w kilkunastu lub więcej.

Komitet Doradczy CCITT znormalizował wymagania na odstęp pomiędzy poziomem sygnału pomiarowego a poziomem szumu kwantowania, który stanowi na ogół zasadniczy składnik zniekształceń. Wartość tego odstępu znaleźć można z zależności

$$A_q = 10 \log \frac{P_m}{P_q} \quad (30)$$

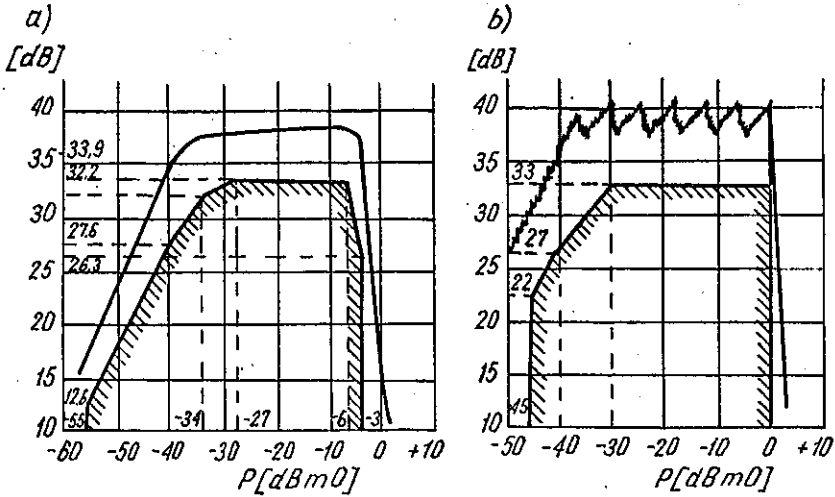
gdzie: P_m - moc sygnału pomiarowego,

P_q - moc zniekształceń /szumu/ kwantowania.

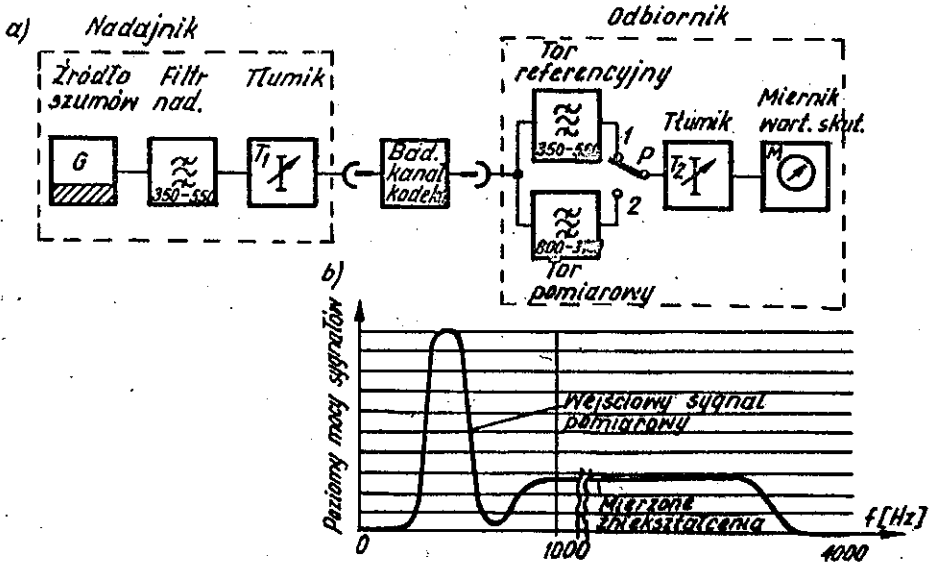
Ponieważ wartość ta zmienia się w zależności od poziomu i rodzaju wejściowego sygnału pomiarowego, we wspomnianych zaleceniach międzynarodowych [6] podano wymagania odnoszące się do 2 metod: metody 1 przy użyciu sygnału losowego /szumu/ o wąskim paśmie częstotliwości 350...550 Hz, o rozkładzie normalnym wartości chwilowych i stałej gęstości widmowej mocy w tym paśmie, oraz metody 2, w której stosuje się sygnał sinusoidalny o częstotliwości z przedziału 700...1100 Hz /najczęściej w pobliżu 800 Hz/. Wymagania te zilustrowano na rys. 19.

Ideę pomiarów dla metody 1 przedstawiono na rys. 20 [4], [10]. Na wyjściu układu mierzy się różnicę poziomu sygnału w paśmie 350...550 Hz i poziomu szumu /zniekształceń/ w paśmie 800...3400 Hz /lub 850...3300 Hz/. Różnicę tę należy zmniejszyć o współczynnik k_g równy w tym przypadku

$$k_g = 10 \log \frac{3100}{\Delta f} \quad [\text{dB}] \quad (31)$$



Rys. 19. Szablon określający gabaryty ustalone przez CCITT dla stosunku sygnału do szumu kwantowania przy dwóch różnych sygnałach pomiarowych: a / wąskopasmowy sygnał losowy /szum/, b / sygnał sinusoidalny



Rys. 20. Układ do pomiaru szumów kwantowania: a / schemat blokowy; b / rozkład widmowy mocy sygnałów

Zniekształcenia mierzy się bowiem w paśmie $\Delta f = 3400 - 800 = 2600$ Hz /lub $3300 - 850 = 2450$ Hz/, a nie w całym paśmie akustycznym dla telefonii równym 3100 Hz. Jeśli w pozycji 1 przełącznika P i przy ustawieniu tłumika T_2 na poziomie A_2' otrzymuje się pewne wskazanie miernika M i do tego samego wskazania doprowadzi się w pozycji 2 przełącznik P przez dobór poziomu tłumika T_2 o wartości A_2'' , to będzie wprost:

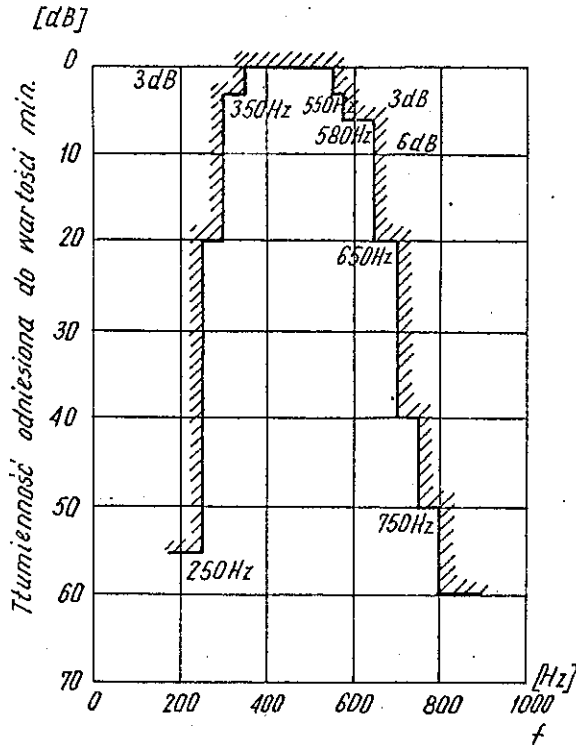
$$A_q = A_2' - A_2'' - k_s \quad (32)$$

Zmianę poziomu wejściowego uzyskuje się przez zmianę pozycji tłumika T_1 .

W praktyce stosowane są źródła szumów generujące przebiegi pseudo-losowe o paśmie 3 dB-owym równym 100 do 200 Hz z zakresu częstotliwości 350...550 Hz. Ten testowy sygnał szumowy powinien posiadać nie mniej niż 25 linii widmowych /prążków/ o takiej samej amplitudzie lecz różnych kątach fazowych, rozmieszczonych z odstępem nie większym niż 8 Hz /kontrolowane na wyjściu filtra nadawczego/, oraz stosunek wartości szczytowej do wartości skutecznej równy $10,5 + 0,5$ dB. Taki sygnał można otrzymać, np. z wykorzystaniem 17 stopniowego rejestru przesuwającego, posiadającego pętle sprzężenia zwrotnego na brankach Ex-Or z wyjścia 3- i 17-stopnia do wejścia. Tego typu rejestr wytwarza maksymalną sekwencję o $2^{17} - 1$ / bitach. Częstotliwość taktowania f_c rejestru dobierana jest tak, by zachowany został odstęp między liniami spektralnymi Δf_s poniżej 8 Hz. Spełnienie warunku dotyczącego stosunku wartości szczytowej do skutecznej również wymaga odpowiedniego doboru częstotliwości taktowania rejestru: $f_c = f_s (2^{17} - 1)$ Hz $\approx 2^{20}$ Hz /ok. 1,18 MHz/.

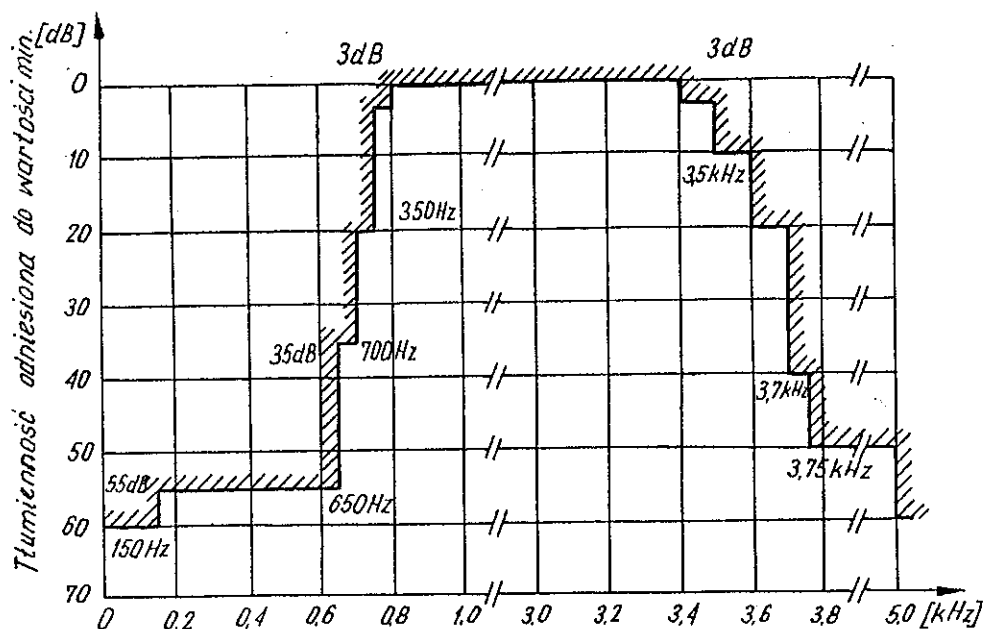
Wymagania na charakterystyki filtrów w układzie pomiarowym przedstawiono na rys. 21 i 22. Spełnienie tych wymagań

z odpowiednią dokładnością pociąga za sobą konieczność zastosowania złożonych konstrukcji filtrów aktywnych lub pasywnych. Jednakże również i w takich przypadkach nieuniknione są zmiany ich charakterystyk zachodzące pod wpływem zmian temperatury oraz procesów starzeniowych. Częściowo można temu zapobiec przez uwzględnienie w konstrukcji skutecznych kalibracji i dostrojzeń.



Rys. 21. Charakterystyka filtru nadawczego w układzie pomiarowym zniekształceń kwantowania [10]

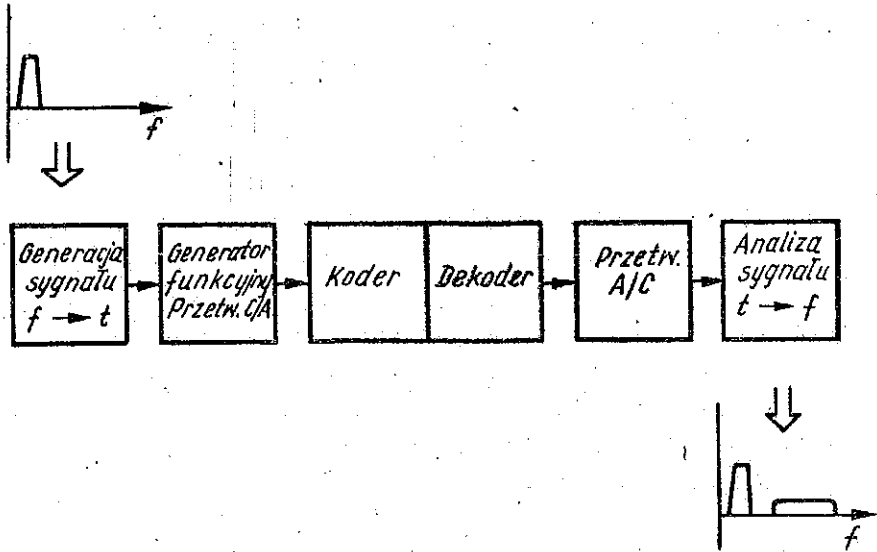
Radykalną poprawę ogólnych właściwości metrologicznych stosowanych układów pomiarowych można zapewnić inną drogą, a mianowicie przez wykorzystanie w urządzeniach pomiarowych cyfrowego przetwarzania sygnałów CPS /ang. DSP - digital signal processing/.



Rys. 22. Charakterystyka filtra odbiorczego w układzie pomiarowym zniekształceń kwantowania [10]

CPS polega w tym przypadku na użyciu generowanych cyfrowo /syntezowanych/ sygnałów pobudzających badany układ i przedetawieniu jego odpowiedzi również w postaci cyfrowej. Oczywiście "po drodze" możliwe są różnorodne przekształcenia tych sygnałów, a ponieważ można je stosunkowo łatwo opisać matematycznie, to poszczególne operacje na sygnałach mogą być odtwarzane w sposób analityczny. Niekiedy też można wręcz zastąpić operowanie sygnałami przy użyciu aparatury /sprzętu pomiarowego/ przez operacje matematyczne /prowadzone na komputerach wg określonych algorytmów/.

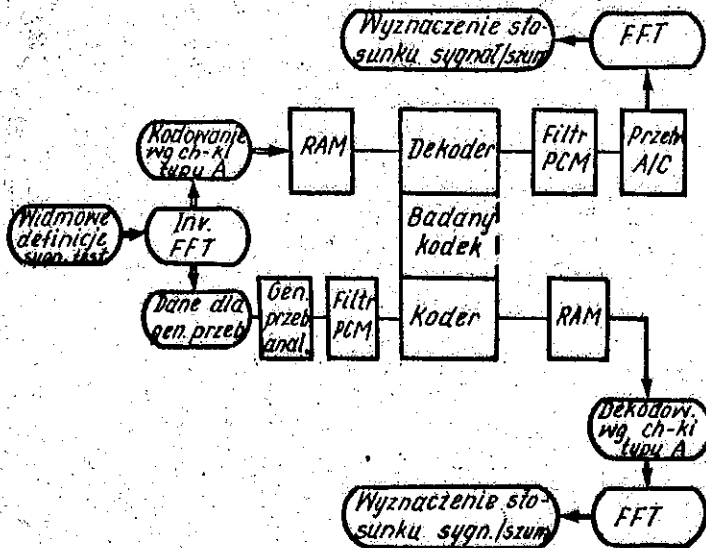
Schemat blokowy układu pomiarowego /pełnokanałowego/, który ilustruje wykorzystanie CPS w testowaniu kodeków, przedstawiono na rys. 23 [9]. Sygnał testowy jest określony w dziedzinie częstotliwości, a po operacji próbkowania zostaje przeniesiony w dziedzinę czasu. Na podstawie otrzymanego zbioru próbek za pomocą generatora /symulatora/ przebiegów falowych



Rys. 23. Schemat układu pomiarowego kodeków, w którym wykorzystano cyfrowe przetwarzanie sygnałów /CPS/

i operacji przetworzenia cyfrowo-analogowego tworzy się sygnał analogowy podawany na wejście kodera w kodeku. Pojawiający się na wyjściu kodeka sygnał analogowy jest ponownie próbkowany i przetwarzany w sygnał cyfrowy. Nowy zbiór próbek jest z kolei znowu transponowany w dziedzinę częstotliwości, a jego widmo poddaje się analizie dla zestawienia wyników pomiarów i obliczenia wymaganych parametrów. W dużych ekomputeryzowanych systemach pomiarowych szereg operacji dotyczących generowania, przetwarzania i analizowania sygnałów może być więc realizowanych z wykorzystaniem odpowiedniego oprogramowania. Jako typowe, z interesującego nas zakresu, w oprogramowaniu są zawarte następujące algorytmy: transformacji Fouriera - szybkiej FFT, dyskretnej DTF oraz odwrotnej InvFFT, przetwarzania A/C i C/A z kompresją i dekompresją, filtracji z korekcją nachylenia charakterystyki typu $\sin x/x$ i inne pomocnicze, np. dla wyliczania wartości żądanych parametrów.

Na podstawie doświadczeń firmy LTX Corp. z USA [9], podać można układ pomiarowy kodeków, uwzględniający etapy ich procesu pomiarowego z wykorzystaniem CPS, rys. 24. Za pomocą odwrotnej transformacji Fouriera otrzymuje się dyskretną funkcję czasową, złożoną z próbek o określonych wartościach amplitudy. Na jej podstawie generator przebiegów funkcyjnych, działając jak przetwornik C/A, wytwarza testowy sygnał analogowy. Filtr PCM ogranicza pasmo częstotliwości tego sygnału testowego. Pamięci RAM służą jako bufony cyfrowe na wejściu dekodera i wyjściu kodera. Za pomocą transformacji FFT dokonuje się przetransponowania funkcji opisującej sygnały wyjściowe w dziedzinę częstotliwości i obliczenie ich parametrów w celu wyznaczenia wartości stosunku sygnału do zniekształceń /szumu/.



Rys. 24. Schemat procesu pomiarowego kodeków z wykorzystaniem CPS

W drugiej z metod zaleczanych przez CCITT do pomiaru podstawowych parametrów funkcjonalnych kanałów PCM stosuje się

na wejściu sinusoidalny sygnał testowy. Preferuje się częstotliwości 820 lub 1020 Hz /rzadziej 804 i 850 Hz/. Przy pomiarze zniekształceń należy stosować filtr pomiarowy z charakterystyką ważoną dla telefonii. Również w części odbiorczej kodeka należy stosować filtr o wąskiej charakterystyce zaporowej, aby odfiltrować sinusoidalny przebieg testowy i umożliwić pomiar mocy zniekształceń. W zaleceniach CCITT [11] są podane wymagania na taki filtr dla zakresu 804...850 Hz lub alternatywnie 1004...1020 Hz.

Jako trzecią metodę pomiaru podstawowych parametrów funkcjonalnych kodeków uznać można testowanie statyczne odpowiedzi na wyjściach kodera i dekodera, przy odpowiednim pobudzeniu tych części układu. Określić wówczas należy krytyczne wartości napięć, przy których przetworniki dokonują przejść pomiędzy poszczególnymi słowami kodowymi. Nie jest to jeszcze metoda rozwinięta. Pewne doświadczenia i propozycje z tego zakresu zawiera praca [12]. Przeprowadzona tam analiza obejmuje oba zalecane przypadki pobudzania wejść testowanego obiektu tzn. przebiegiem sinusoidalnym i sygnałem o charakterze przypadkowym /losowym/ typu szumu. Przyjęto następujące oznaczenia:

y - charakterystyka przenoszenia /przetwarzania/ kodeka,
 x - wartość przebiegu wejściowego w punkcie kwantowania,
 σ - odchylenie standardowe dla amplitudy przebiegu wejściowego,

$p/x, \sigma$ / gęstość prawdopodobieństwa amplitudy przebiegu wejściowego.

Ze względu na wymaganą dokładność obliczeń zrezygnowano tu z upraszczającego założenia stałości gęstości prawdopodobieństwa w obrębie przedziału kwantowania. Efekt kwantyzacji można zapisać jako

$$f/x/ = \begin{cases} y_n & \text{dla } x_{n-1} \leq x \leq x_n \\ y_N & \text{dla } x_N \leq x \end{cases} \quad (33)$$

gdzie x_n, y_n oznaczają odpowiednio poziomy decyzyjne kodera i wartość na wyjściu dekodera, a x_N, y_N odnoszą się do krańców zakresu kwantowania.

Moc zniekształceń będzie

$$P_z = \int_{-\infty}^{\infty} [g_x - f/x]^2 p(x, \sigma) dx \quad (34)$$

Stała g odpowiada pewnemu średniemu wzmocnieniu kodeka, np. przy minimalizacji wyrażenia dla zniekształceń kwantowania. Stąd można po przekształceniach otrzymać:

$$g_0 = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N y_n \int_{x_{n-1}}^{x_n} x p(x, \sigma) dx + \frac{2}{\sigma^2} y_N \int_{x_N}^{\infty} x p(x, \sigma) dx \quad (35)$$

$$P_z = 2 \sum_{n=1}^N \int_{x_{n-1}}^{x_n} (g_0 x - y_n)^2 p(x, \sigma) dx + 2 \int_{x_N}^{\infty} (g_0 x - y_N)^2 p(x, \sigma) dx \quad (36)$$

W równaniu (36) pierwszy składnik reprezentuje moc szumów kwantowania P_q , a drugi - efekt obcinania zakresu P_c .

Analiza przeprowadzana w powoływanej pracy [12] doprowadziła ostatecznie do następujących wyrażeń:

1/ dla wartości wzmocnienia średniego:

- w przypadku sygnału losowego:

$$g_0 = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma} \sum_{n=1}^N y_n \left[\exp\left(-\frac{1}{2} \frac{x_{n-1}^2}{\sigma^2}\right) - \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{x_n^2}{\sigma^2}\right) \right] +$$

$$+ \frac{2y_N}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{x_N^2}{\sigma^2}\right) \quad (37)$$

- w przypadku sygnału sinusoidalnego:

$$g_0 = \frac{2}{\pi\sigma^2} \sum_{n=1}^{k-1} y_n \left(\sqrt{2\sigma^2 - x_{n-1}^2} - \sqrt{2\sigma^2 - x_n^2} \right) +$$

$$+ \frac{2y_k}{\pi\sigma^2} \sqrt{2\sigma^2 - x_{k-1}^2} \quad (38a)$$

gdy: $x_N > \sqrt{2}\sigma$ i $x_{k-1} \leq \sqrt{2}\sigma < x_k$

$$g_0 = \frac{2}{\pi\sigma^2} \sum_{n=1}^N y_n \left(\sqrt{2\sigma^2 - x_{n-1}^2} - \sqrt{2\sigma^2 - x_n^2} \right) +$$

$$+ \frac{2y_N}{\pi\sigma^2} \sqrt{2\sigma^2 - x_N^2} \quad (38b)$$

gdy: $x_N \leq \sqrt{2}\sigma$

2/ dla wartości mocy zniekształceń:

- w przypadku sygnału losowego:

$$\begin{aligned}
 P_z = P_q + P_c = & (g_0 \sigma)^2 + 2y_N \left\{ y_N \left[1 - \vartheta \left(\frac{x_N}{\sigma} \right) \right] - \right. \\
 & - g_0 \sigma \left. \sqrt{\frac{2}{\pi}} \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{x_N^2}{\sigma^2} \right) \right\} + 2 \sum_{n=1}^N y_n \left\{ y_n \left[\vartheta \left(\frac{x_n}{\sigma} \right) - \right. \right. \\
 & \left. \left. - \vartheta \left(\frac{x_{n-1}}{\sigma} \right) \right] - g_0 \sigma \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left[\exp \left(-\frac{1}{2} \frac{x_{n-1}^2}{\sigma^2} \right) - \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{x_n^2}{\sigma^2} \right) \right] \right\} \quad (39)
 \end{aligned}$$

gdzie: $\vartheta(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp \left(-\frac{1}{2} \frac{x^2}{\sigma^2} \right) dx$

- w przypadku sygnału sinusoidalnego:

$$\begin{aligned}
 P_z = P_q = & (g_0 \sigma)^2 + \frac{2y_k}{\pi} \left(y_k \cos^{-1} \frac{x_{k-1}}{\sqrt{2}\sigma} - 2g_0 \sqrt{2\sigma^2 - x_{k-1}^2} \right) + \\
 & + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{k-1} y_n \left[y_n \left(\cos^{-1} \frac{x_{n-1}}{\sqrt{2}\sigma} - \cos^{-1} \frac{x_n}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \right. \\
 & \left. - 2g_0 \left(\sqrt{2\sigma^2 - x_{n-1}^2} - \sqrt{2\sigma^2 - x_n^2} \right) \right] \quad (40a)
 \end{aligned}$$

gdys: $x_N > \sqrt{2}\sigma$ i $x_{k-1} \leq \sqrt{2}\sigma < x_k$

$$\begin{aligned}
 P_z = P_q + P_c = & (g_0 \sigma)^2 + \frac{2y_N}{\pi} \left(y_N \cos^{-1} \frac{x_N}{\sqrt{2}\sigma} - 2g_0 \sqrt{2\sigma^2 - x_N^2} \right) + \\
 & + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^N y_n \left[y_n \left(\cos^{-1} \frac{x_{n-1}}{\sqrt{2}\sigma} - \cos^{-1} \frac{x_n}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \right.
 \end{aligned}$$

$$- 2g_0 \left(\sqrt{2G^2 - x_{n-1}^2} - \sqrt{2G^2 - x_n^2} \right) \quad (40b)$$

gdy: $x_N \leq \sqrt{2} G$

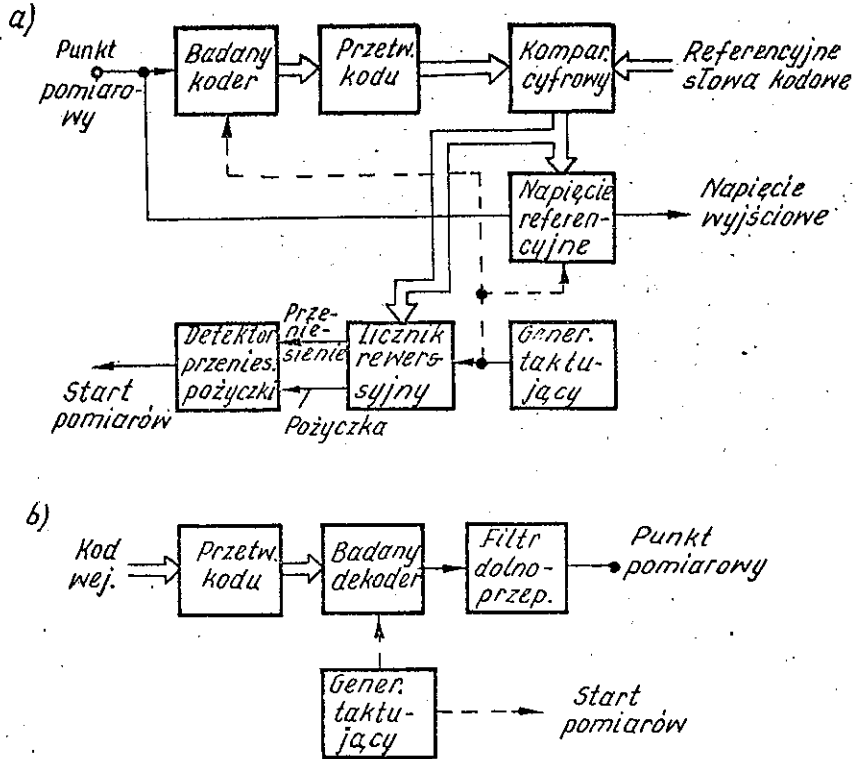
W wszystkich przypadkach obliczenie stosunku S/N i zmian wzmocnienia $\Delta G = 20 \log g_0$ może być przeprowadzone numerycznie przez podstawienie wartości próbek x_n otrzymanych w wyniku kwantowania, do przedstawionych wyżej równań.

Sprawdzenia poprawności tych wyrażen dokonano przez komputerową symulację kodeka idealnego z charakterystyką typu μ . Otrzymano zadowalającą dokładność wyników. Ze względu na wykorzystanie wartości stałoprądowych jako danych wejściowych do obliczeń, dokładność może maleć w przypadku obiektów, których zniekształcenia zależą wyraźnie od częstotliwości, co jednak rzadko ma miejsce w odniesieniu do kodeków.

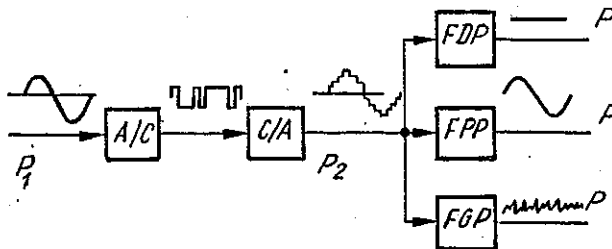
Pomiary stałoprądowej charakterystyki przetwarzania kodeków w celu zebrania danych do obliczeń można przeprowadzić w układzie jak na rys. 25a i 25b [12]. W przypadku kodeka, na którego wyjściu zbiera się dane o poziomach decyzyjnych kwantowania /rys. 25a/ zastosowano kodek referencyjny, który wpływa na wartość napięcia referencyjnego podawanego na badany koder w pętli sprzężenia zwrotnego.

Inne podejście do kwestii wyznaczania wartości zniekształceń kwantowania i liniowości wzmocnienia zaprezentowano w pracy [13]. Bazowe pomiary mają tu bardziej tradycyjny, analogowy charakter, por. - rys. 26. Sygnał na wyjściu kodeka jest złożony z 3 zasadniczych składowych i jego moc wynosi

$$P_2 = P_k + P_m + P_q \quad (41)$$



Rys. 25. Schematy pomiarowe stałoprądowej charakterystyki przetwarzania kodeków: a / pomiar poziomów decyzyjnych koder; b / pomiar przebiegu wyjściowego na dekodery



Rys. 26. Schemat układu pomiarowego dla wydzielenia składowych zniekształceń kwantowania

FDP - filtr dolnoprzepustowy, FPP - filtr pasmowoprzepustowy, FGP - filtr górnoprzepustowy

gdzie: P_m - moc sygnału testowego, P_q - moc zniekształceń kwantowania, P_k - dodatkowy składnik stały związany z procesem kwantowania /nie musi być uwzględniany/.

Całkowitą moc zniekształceń można przedstawić w postaci zależności

$$P = \sum_{k=-N}^{-1} \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - m_k)^2 p(x) dx + \sum_{k=1}^N \int_{x_{k-1}}^{x_k} (x - m_k)^2 p(x) dx \quad (42)$$

jeśli zakłada się $2N$ przedziałów kwantowania.

Zastępując wirtualne wartości decyzyjne x_N i x_{-N} odpowiednio przez $+\infty$ i $-\infty$ można dojść do podobnych jak poprzednio równań /por. zależności (34) i (36)/. Po wymnożeniu dwumianowych wyrażeń podcałkowych w równaniu [42] można moc zniekształceń przedstawić w postaci sumy 3 składników:

$$P = P_1 + P_2 - 2P_3 \quad (43)$$

Zgodnie z rys. 26 P_1 oznacza moc wejściową, P_2 moc wyjściową a P_3 jest również mocą, ale niemierzalną bezpośrednio w układzie, wynikającą z powiązania sygnału wejściowego z sygnałem użytecznym na wyjściu.

Wprowadzając jak poprzednio (równania 34-40) współczynnik g odpowiadający liniowemu wzmocnieniu kodeka oraz dodatkowo stałą d związaną z przesunięciem poziomów próbek, z równania (42) można otrzymać:

$$P_{gd} = \sum_{k=-N}^{-1} \int_{x_k}^{x_{k+1}} (gx - m_k + d)^2 p(x) dx + \sum_{k=1}^N \int_{x_{k-1}}^{x_k} (gx - m_k + d)^2 p(x) dx \quad (44)$$

Zastępując odpowiednio sumowanie i całkowanie przez wartości średnie wyrażen otrzymamy się w uproszczeniu:

$$P_{gd} = g^2 \bar{x}^2 + \bar{m}^2 + d^2 - 2g \bar{x} \bar{m} + 2g \bar{x} d - 2\bar{m}d \quad (45)$$

Biorąc pochodne cząstkowe tego wyrażenia względem g i d , oraz zakładając $\bar{x} = 0$ /co jest słuszne zarówno dla sinusoidy jak i przebiegu szumowego/, można uzyskać zależności:

$$g = \frac{\bar{x} \bar{m}}{\bar{x}^2} = \frac{P_3}{P_1} \quad (46)$$

$$d = \bar{m} \quad (47)$$

Wstawiając te wielkości do równania (45) i wykorzystując założenie, że $P_{gd \min} = P_q$ otrzymuje się

$$P_q = \bar{m}^2 - g^2 \bar{x}^2 - \bar{m}^2 \quad (48)$$

Ponieważ zaś: $\bar{m}^2 = P_2$, $\bar{x}^2 = P_1$ oraz $\bar{m}^2 = P_k$

przeto będzie:

$$P_q = P_2 - g^2 P_1 - P_k \quad (49)$$

oraz z zależności (43):

$$g = \sqrt{\frac{P_m}{P_1}} \quad (50)$$

Z kolei z zależności (46) i (50) znaleźć można wartość bezpośrednio niemierzalnej mocy P_3 występującej w wyrażeniu (43):

$$P_3 = \sqrt{P_m \cdot P_1} \quad (51)$$

Stąd już można napisać wyrażenie na odstęp sygnału od szumu - por. też zależność (30)

$$A_{ge} = 10 \log \left(\frac{P_m}{P_q} \right) = 10 \log \left[\frac{P_3^2}{P_1 (P_2 - P_k) - P_3^2} \right] \text{ dB} \quad (52)$$

Dodatkowy indeks "e" oznacza tu pomiar sygnału na wyjściu kodeka w wąskim pasmie /selektywnie/. W przypadku pomiaru mocy w dostatecznie szerokim pasmie mierzona będzie suma mocy $P_m + P_q$. Wtedy odstęp będzie:

$$A_{qb} = 10 \log \left(\frac{P_m + P_q}{P_q} \right) = 10 \log \left[\frac{P_1 (P_2 - P_k)}{P_1 (P_2 - P_k) - P_3^2} \right] \text{ dB} \quad (53)$$

Wykorzystując wyprowadzone już zależności, a zwłaszcza równanie (50), można także napisać wyrażenie dla równomierności wzmocnienia:

$$\Delta G_s = -10 \log \left(\frac{P_m}{P_1} \right) = -20 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) \quad \text{dB} \quad (54)$$

oraz:

$$\Delta G_b = -10 \log \left(\frac{P_m + P_q}{P_1} \right) = -10 \log \left(\frac{P_2 - P_k}{P_1} \right) \quad \text{dB} \quad (55)$$

Jak widać, końcowe wyrażenia pozwalają na obliczanie wartości podstawowych parametrów kodeka na podstawie niewielkiego zbioru parametrów możliwych do pomierzenia w typowych układach.

Jeden z ogólniejszych sposobów obliczenia stosunku sygnału do zniekształceń w kanale PCM dla charakterystyki typu A podano w zaleceniach CCITT [6]. Zakłada się; "idealną" charakterystykę kompresji z wartością zerową przebiegów zmiennych w systemie /kanale PCM/, zgodzającą się ze środkowym poziomem decyzyjnym kwantowania amplitudy, symetryczny sygnał wejściowy względem zera i normalny rozkład chwilowych wartości amplitudy.

Przyjmijmy, że wariancja sygnału wejściowego wynosi σ_y^2 , a wariancja przebiegu na wyjściu badanego obiektu jest równa σ_u^2 oraz, że wariancję składowej podstawowej sygnału w przebiegu wyjściowym można na podstawie liniowej regresji określić jako równą $m^2 \sigma_y^2$, gdzie m jest nachyleniem linii regresji wyjścia obiektu względem wejścia. Wtedy wariancja składowej zniekształceń wnoszonych przez obiekt jest równa $\sigma_q^2 = \sigma_u^2 - m^2 \sigma_y^2$, a stosunek sygnału do zniekształceń, wyrażony w dB, wynosi

$$K_q = 10 \log \cdot \frac{m^2 \sigma_y^2}{\sigma_q^2} \quad (56)$$

4.2.2. Szum tłowy

Określenie tego parametru zostało podane w punkcie 3. Pomiary można prowadzić zestawiając układy pomiarowe podobne do tych, których schematy przedstawiono na rys. 15 i rys. 18. Zbędne są oczywiście źródła sygnału akustycznego oraz filtry pasmowoprzepustowe. Poziom mocy szumu znajduje się przez pomiar woltomierzem m.c.z. wartości skutecznej napięcia przebiegu szumowego za filtrem odbiorczym i filtrem ważonym.

Jeśli stosuje się woltomierz z integratorem, to dokładność rośnie wraz z wydłużeniem czasu całkowania przebiegu, ale wydłuża się przez to czas testowania. Można, dla zwiększenia dokładności, powtórzyć pomiar. Odczyty nie mogą być jednak uśredniane bezpośrednio, lecz muszą stanowić wartość średniokwadratową poszczególnych wartości średniokwadratowych /wartości skutecznych/. W przypadku np. 3 odczytów wartość wynikowa powinna być równa

$$U = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2}{3}}$$

Najbardziej znaczący udział w powstawaniu szumu tłowego ma oczywiście koder. Jeśli prowadzi się więc oddzielne badanie dekodera, to wówczas na jego wejście należy podawać na przemian dwa środkowe słowa kodowe, co symulować może działanie automatycznego zerowania w koderze /auto-zero loop/.

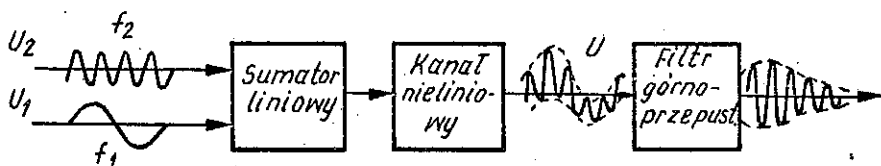
4.2.3. Zniekształcenia harmoniczne i intermodulacyjne

W zaleceniach CCITT [6] jest sformułowane ogólne wymaganie na poziom sygnałów na wyjściu kanału PCM o częstotliwościach leżących poza pasmem użytecznym /spurious out-of band signals at the channel output/. Otóż poziom ten powinien być niższy niż -25 dBm0 przy podaniu na wejście dowolnego sygnału sinusoidalnego z zakresu 300-3400 Hz o po-

ziómie 0 dBm0. Jeśli kanał PCM /a w rozpatrywanym przypadku-
-kodek/ nie ma liniowej charakterystyki przenoszenia, to
nieliniowość niższego rzędu ujawnia się w postaci wystąpie-
nia harmonicznych, zwłaszcza $2f$ i $3f$ lub głównie jednej z
nich, zależnie od braku lub istnienia symetrii wzmacnienia
w układzie.

Pomiar zniekształceń harmonicznych można prowadzić w
układzie jak na rys. 15 z tym, że należy zastosować na wyj-
ściu 3 filtry pasmowoprzepustowe nastrojone na częstotli-
wość podstawową f_m oraz 2 harmoniczne $2f_m$ i $3f_m$.

W kwestii zniekształceń intermodulacyjnych, w powoływa-
nych zaleceniach CCITT wyrażony jest pogląd, że w praktyce
nie przekraczają one dozwolonych poziomów, jeśli spełnione
są wymagania dotyczące stosunku sygnału do sumarycznych
zniekształceń oraz równomierności wzmacnienia. Zniekształ-
cenia intermodulacyjne powstają bowiem wówczas, gdy na
wejście układu o charakterystyce nieliniowej /w przypadku
kodeka-wykazującego różne wzmacnienie sygnałów o różnych
poziomach/ podaje się przebiegi o różnych częstotliwościach.
Ilustruje to rys. 27. W podanym tam przypadku 2 częstotli-
wości, po zsumowaniu obu przebiegów napięciowych następuje



Rys. 27. Ilustracja powstawania zniekształceń in-
termodulacyjnych

zmodulowanie przebiegu U_2 przez przebieg U_1 , traktowany
jako fala nośna, co w odniesieniu do badanego kanału ozna-
cza przeniesienie przebiegu U_2 do innych niż pierwotne
przedziały wzmacnienia. Jest to zwłaszcza widoczne po przej-

ściu sumarycznego sygnału przez filtr górnoprzepustowy. Głębokość modulacji i wygląd obwiedni są wskaźnikami wielkości i rodzaju zniekształceń nieliniowych. Zniekształcenia drugiego rzędu są sygnalizowane przez obecność sumy i różnicy częstotliwości $/f_2 + f_1/$ i $/f_2 - f_1/$, a trzeciego rzędu wielkościami $/2f_2 + f_1/$ i $/2f_1 - f_2/$. Prawidłowa ocena ilościowa powinna zatem uwzględnić rozkład spektralny energii sumarycznego sygnału U.

CCITT podaje dwa wymagania dotyczące zniekształceń intermodulacyjnych, w następującej formie:

1. Dwa sygnały sinusoidalne o różnych częstotliwościach f_1 i f_2 nie mających wspólnego dzielnika, wybranych z zakresu 300-3400 Hz, posiadające te same poziomy podaje się równocześnie na wejście badanego kanału. Na jego wyjściu składowa $2f_1 - f_2$ nie powinna mieć poziomu wyższego niż -35 dB w stosunku do poziomu sygnału wejściowego.
2. Sygnał o dowolnej częstotliwości z zakresu 300-3400 Hz i poziomie -9 dBm0 oraz sygnał 50 Hz o poziomie -23 dBm0 podawane równocześnie na wejście obiektu badanego nie powinny wytwarzać na wyjściu jakiegóż składowej intermodulacyjnej o poziomie przewyższającym -49 dBm0.

4.3. Testowanie koderów i dekoderów

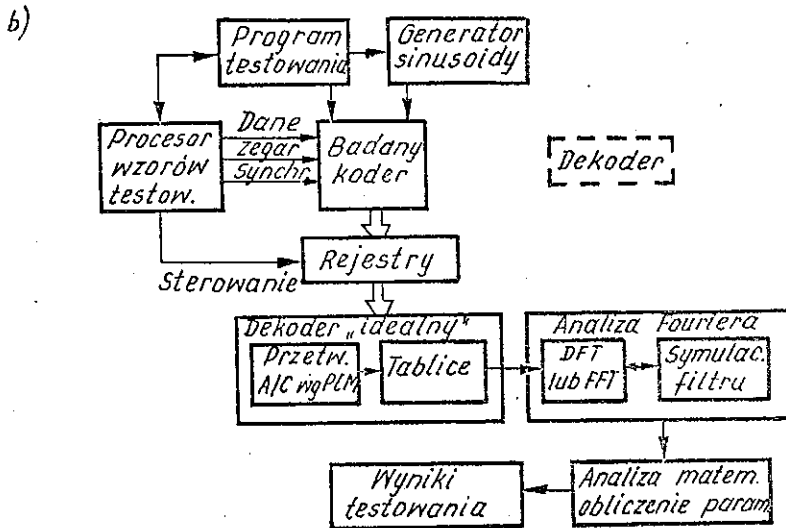
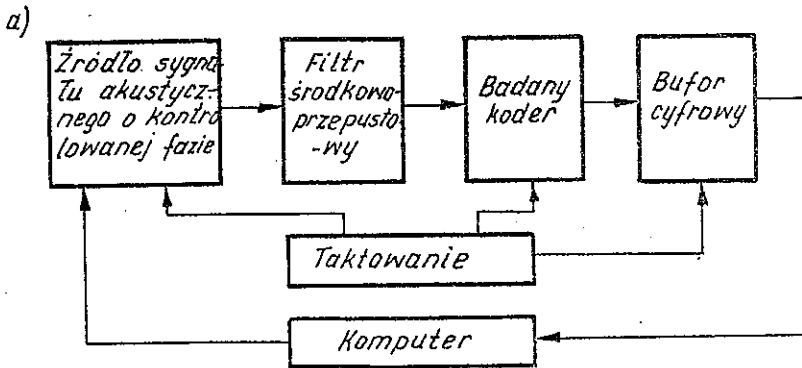
Na początku bieżącego rozdziału wspomniano już o przyczynach oddzielnego testowania i określania parametrów dla części nadawczej i odbiorczej kodeka. Ten sposób staje się podstawą oceny właściwości kodeków oraz ich klasyfikacji w trakcie testowania produkcyjnego. Rzuca to oczywiście na rozwiązanie w zakresie metod pomiarowych i konstrukcji aparatury pomiarowej.

W najprostszycy rozwiązaniach testując jedną część scalonego kodeka zapewnia się jej współpracę z zewnętrznym blokiem realizującym odpowiednio funkcję kodera lub dekodera który traktuje się jako element wzorcowy /referencyjny/.

Nowsze podejście, epotykanie zwłaszcza w bardziej złożonych systemach pomiarowych, polega na programowym symulowaniu poszczególnych funkcji kodeka i aparatury pomiarowej oraz szerszym stosowaniu sygnałów cyfrowych /np. do syntezy sygnałów analogowych/. Przykładowy schemat blokowy układu do testowania kodera w komputerowym systemie pomiarowym pokazano na rys. 28a [8], [14]. Funkcje pełnione w kodeku przez dekoder, oraz funkcje filtru odbiorczego i woltomierza m.c.z. do pomiaru sygnału analogowego są tu realizowane programowo przy użyciu komputera. Strumień bitów z wyjścia kodera jest zatrzymywany w buforze cyfrowym, a następnie przesyłany do komputera, gdzie podaje się go przetworzeniu i analizie, porównując z odpowiedzią "idealnego" kodera, filtru i innych bloków pomiarowych.

Inny układ dla testowania kodera, nie odbiegający jednak zasadniczo w swej idei od poprzedniego, przedstawiono na rys. 28b [18]. Sinusoidalny sygnał wejściowy jest tu dostarczany przez zewnętrzny generator. Natomiast sygnały cyfrowe niezbędne dla kodera są wytwarzane przez szybki procesor działający w czasie rzeczywistym, współpracujący z pamięcią RAM. Słowa kodera PCM z wyjścia kodera są podawane do chwilowego przechowywania w rejestrach, skąd przekazuje się je dla interpretacji przez komputer, który działa jako "idealny" dekoder. Komputer prowadzi również obliczenia wartości podstawowych parametrów transmisyjnych.

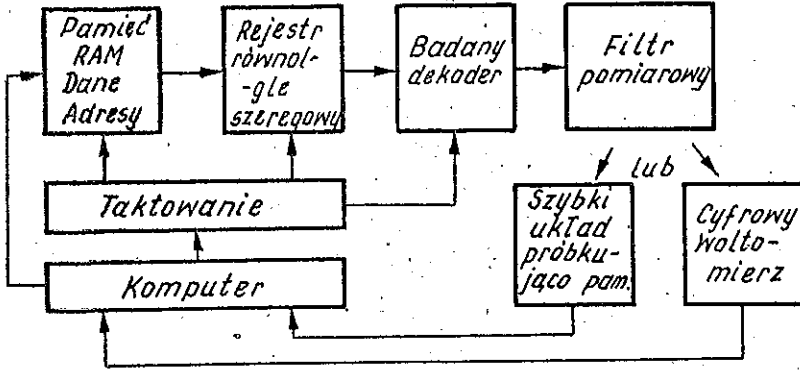
Testowanie dekoderów wykonywać można w układach pokazanych na rys. 29. W przypadku zilustrowanym na rys. 29a źródło sygnału akustycznego i idealny koder są symulowane przez komputer i zewnętrzny bufor cyfrowy, złożony z pamięci RAM i rejestru przesuwającego. Filtr odbiorczy stanowi albo zintegrowany filtr na strukturze kodeka, albo wysokiej jakości zewnętrzny filtr pomiarowy. Od właściwości filtru zależy bowiem może prawidłowość oceny dynamicznych właściwości przetwornika C/A w koderze, które mają z kolei istotny wpływ na jakość sygnału akustycznego na wyjściu



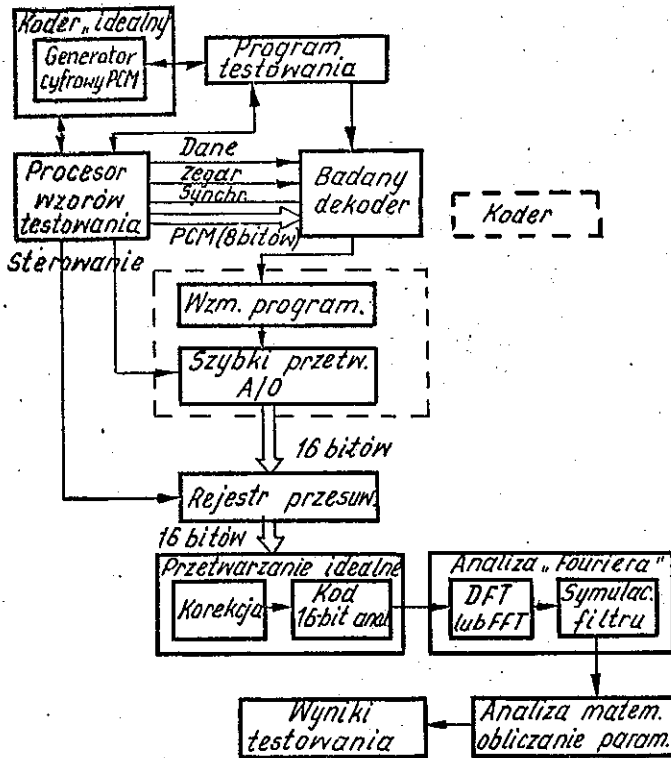
Rys. 28. Schematy blokowe układów do testowania koderów: a/ układ z buforem cyfrowym; b/ układ z szybkim procesorem działającym w czasie rzeczywistym

kodeka. Parametry sygnału wyjściowego, takie jak amplituda i wartość skuteczna przebiegu użytecznego i zakłóceń, mogą być określone albo przez pomiar na woltomierzu cyfrowym m.c.z. lub za pomocą obróbki tego sygnału z wykorzystaniem szybkiego układu próbkującego - pamiętającego i analizy DFT na komputerze.

a)



b)



Rys. 29. Schematy blokowe układów do testowania dekodery: a/ układ z buforem cyfrowym; b/ układ z szybkim procesorem wzorów testowych

W przypadku zilustrowanym na rys. 29b [18] dekodery jest sterowany przez szybki procesor wzorów testowych, który współpracuje z symulowanym programowo kodery o idealnej charakterystyce przetwarzania. Sygnał analogowy z dekodera jest podawany na wejście programowalnego wzmacniacza pomiarowego. Umożliwia on ustawienie optymalnego poziomu sygnału tak, aby w pełni wykorzystać dynamikę przetwornika 16-bitowego zastosowanego w układzie. Po odczytaniu słów 16-bitowych przez przetwornik /do 16 mln bitów/s/ następuje analiza przebiegu za pomocą transformacji FFT lub DFT i wyliczenie wymaganych parametrów dekodera.

Przy okazji testowania półkanałowego i w nawiązaniu do wykorzystywania cyfrowego przetwarzania sygnałów /CPS/ warto jeszcze zwrócić uwagę na dwa zagadnienia. Pierwsze z nich dotyczy możliwości wyznaczenia odchyłek we wzmacnieniu, będących wynikiem charakterystycznych właściwości poszczególnych egzemplarzy kodeków. Główny udział w powstaniu tego wewnętrznego błędu ma przetwarzanie A/C związane z działaniem kodera. Po wyznaczeniu wielkości tego błędu /zmiany ΔG nie powinny być większe niż 0,3...0,4 dB/ można oczywiście wprowadzić korektę wyników testowania. Drugie zagadnienie, które także jest praktycznie możliwe do rozwiązania tylko z wykorzystaniem CPS, jest związane ze skróceniem czasu pomiaru. Eliminując bowiem - przez symulację programową - zewnętrzne niejednoznaczności, wynikające z działania kodera lub dekodera w kodeku, a także usuwając spowolnienie procesu pomiarowego, powodowane przez potrzebę uwzględniania czasu ustalania filtrów lub woltomierzy, stwarza się właśnie możliwość przeprowadzenia testów w krótszym czasie. W większych systemach można ponadto pomiar kodera i dekodera prowadzić oddzielnie ale równocześnie.

W zakończeniu tego punktu należy jeszcze wspomnieć o jednym specyficznym parametrze występującym przy testowaniu półkanałowym. Jest to bezwzględna wartość napięcia

wyjściowego zależna od określonego napięcia wejściowego przy danej charakterystyce kompresji. W przypadku dekodera, na jego wejście podaje się okresową sekwencję bitów reprezentujących sinusoidę o poziomie 0 dBm0 /stąd angielska nazwa tego parametru-digital milliwat/. Na wyjściu sprawdza się amplitudę zrekonstruowanego przebiegu sinusoidalnego. Ten test można prowadzić przy częstotliwości 1000 Hz.

5. PRZEGLĄD ROZWIĄZAŃ SPRZĘTU I OPROGRAMOWANIA DLA TESTOWANIA KODEKÓW

Automatyczne systemy pomiarowe do pomiarów i testowania układów scalonych dla telekomunikacji muszą umożliwiać sprawdzenie zarówno układów analogowych, jak i cyfrowych i to często równocześnie. Właściwości takich układów trzeba bowiem opisywać za pomocą typowych parametrów charakterystycznych dla układów m.cz. oraz za pomocą parametrów czysto "telekomunikacyjnych" /lub "telefonicznych"/.

W konwencjonalnych systemach pomiarowych komputer pełni funkcje kontrolne, sterujące, decyzyjne i rejestracji wyników. W nowych systemach, ukierunkowanych zwłaszcza na układy analogowo-cyfrowe, komputer ma ponadto dwie inne funkcje: 1/ uzupełnienie i poszerzenie możliwości sprzętowych przez kalibrację różnych bloków i modułów w czasie rzeczywistym oraz korekcję błędów, 2/ zastąpienie funkcji realizowanych tradycyjnie za pomocą sprzętu pomiarowego przez odpowiadające im moduły programowe. Ze względu na wymaganą zwykle dużą wydajność systemów pomiarowych, dużą dokładność w realizacji działań matematycznych, a także precyzyjną synchronizację działania sprzętu i oprogramowania - wszystkie te zadania mogą być wykonane z wykorzystaniem tylko dużych komputerów, np. 32 /64/-bitowych ze zmiennoprzecinkową arytmetyką i szynami w pełni równoległymi. Małe mikrokomputery mogą być stosowane jako jednostki pomocnicze do dodatkowych zadań.

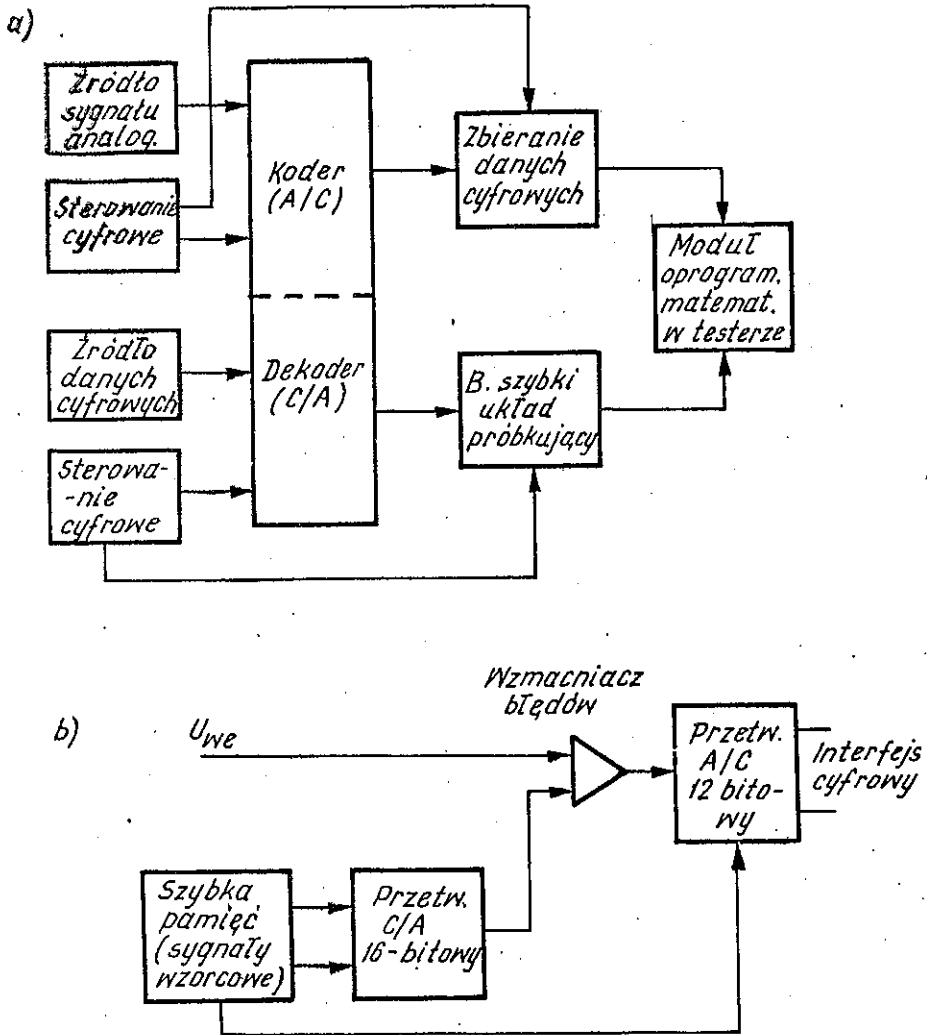
Po tych ogólnych uwagach, dotyczących współczesnego sprzętu do testowania układów telekomunikacyjnych, będzie przedstawiony z większą liczbą szczegółów, przegląd niektórych rozwiązań systemów pomiarowych i oprogramowania z kilku znanych firm o zasięgu światowym.

a/ Firma Fairchild USA, informacja z 1980 r. [15].

Przy testowaniu kodeków uważa się za możliwe wykorzystanie istniejących dużych systemów pomiarowych, na ogół, przy rozdzieleniu procesu pomiarowego /off-line/: za pomocą modułów /bloków/ sprzętowych zbiera się dane pomiarowe, a wyznaczenie parametrów dokonuje się za pomocą analizy matematycznej, po przetransponowaniu danych z dziedziny czasowej do dziedziny częstotliwości, rys. 30. Systemy cyfrowe, takie jak Sentinel lub Sentry VII, przy częstotliwości testowania 1 MHz i przy rozdzielczości 160 ps, mogą przetestować wszystkie cyfrowe parametry kodeka w czasie

≤ 10 s. Przy omawianiu pomiaru szumu tłowego zwraca się uwagę na fakt, że przy jego poziomie rzędu $-75 \dots -80$ dBm odpowiada to w skali absolutnej napięciu 10^{-4} V, a zatem system testowy i płytki dopasowujące nie mogą wnosić zniekształceń /szumów/ o wartości powyżej 10^{-5} V. Przy badaniu dekodera pobudza się go za pomocą fali sinusoidalnej o postaci cyfrowej. Sygnał analogowy dla kodera zapewnia generator przebiegów /wave-form/, który jest formowany z trzech modułów:

- Sequence Processor Module /SPM/; wytwarzać on może ciąg losowych sekwencji 60 bitowych o praktycznie nieograniczonej długości,
- szybki przetwornik C/A /DAC/ odbierający dane z SPM,
- programowalny tłumik do regulacji poziomu sygnału analogowego z przetwornika DAC.



Rys. 30. Zasada testowania kodeków; a/ - schemat blokowy; b/ - schemat układu próbkującego o dużej szybkości; z pamięcią i przetwornikami

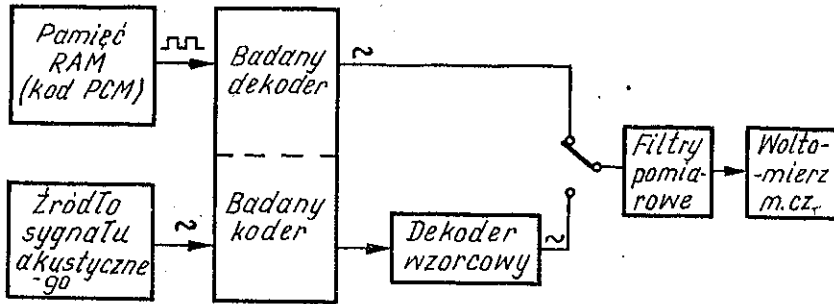
Generator przebiegów zapewnia doskonałą kontrolę częstotliwości generowanych sygnałów. W przypadku kodera, próbkowanie przeprowadza sam układ badany i strumień danych cyfrowych z wyjścia jest strobowany i przekazywany do kompu-

tera systemowego dla analizy. W przypadku dekodera jego wyjście jest strobowane przez b. szybki układ próbkujący /rys. 30b/. Z układu próbkującego wynik jest podawany do komputera, gdzie jest analizowany /podobnie jak sygnał z kodera/ i porównywany z zadanymi granicami.

Moduły programowe stosowane przy przetwarzaniu sygnałów obejmują trzy podstawowe działania: synteza sygnału, transformacja Fouriera FFT i procedury matematyczne dla przetwarzania zmierzonych wielkości w standardowe parametry o określonych granicach. W celu syntezy sygnału moduł programowy programuje SPM. Dla wytworzenia sygnałów o różnych częstotliwościach potrzeba 3-4 rozkazów. Procedura syntezy jest całkowicie zsynchronizowana z procesem analizy wg FFT. Algorytm FFT wykonuje 512 -punktową transformację z dziedziny czasu na dziedzinę częstotliwości, na bazie której blok FFT może zrealizować dowolną filtrację i obliczenia parametrów transmisyjnych kodeka.

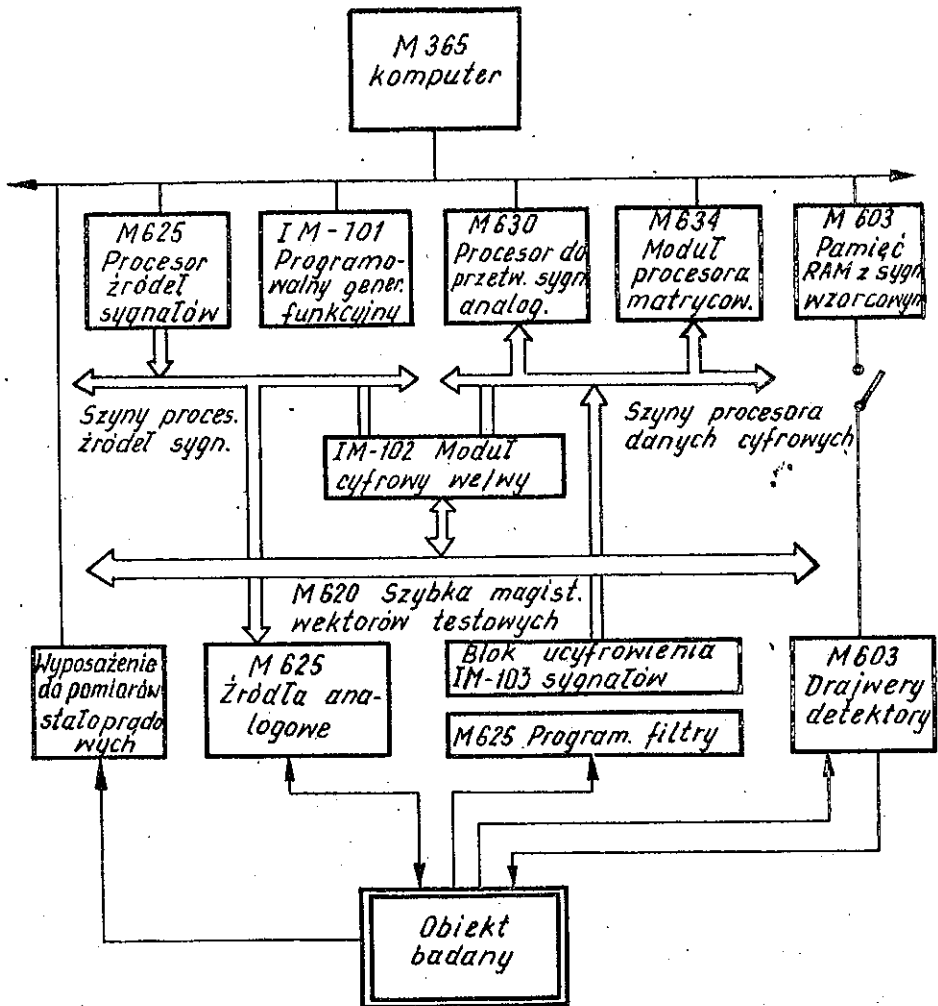
b/ Firma Teradyne USA, informacja z 1980 [16] i 1984 r. [19].

W firmie Teradyne rozpoczynano testowanie kodeków przy użyciu sygnałów cyfrowych i analogowych na testerze A 300, przeznaczonym głównie dla układów analogowych LSI. Rozwiązanie to można więc uznać za alternatywne w stosunku do poprzedniego. Pomiar prowadzone były w czasie rzeczywistym. Najpierw z precyzyjnego źródła podaje się sygnał analogowy /sinusoida o kontrolowanej amplitudzie i częstotliwości/ dla pobudzenia części kodującej kodeka, rys. 31. Cyfrową odpowiedź kodera przekształca się z powrotem na sygnał analogowy przez specjalnie wykonany dekodery wzorcowy. Przekształcone dane są mierzone w czasie rzeczywistym przez precyzyjny woltomierz cyfrowy, który kontroluje także, w drugim pomiarze, analogowe wyjście dekodera. Na wejście dekodera podaje się ciąg bitów, odpowiadający sygnałowi analogowemu o znanej amplitudzie i częstotliwości. Informacje te są przechowywane w pamięci RAM w testerze.



Rys. 31. Uproszczony przebieg procesu testowania kodeków wg początkowego rozwiązania stosowanego w firmie Teradyne

W końcu 1983 r. firma Teradyne opracowała nowy tester oznaczony symbolem A 360, przeznaczony głównie do testowania analogowo-cyfrowych układów telekomunikacyjnych. Są w nim znacznie rozbudowane źródła sygnałów analogowych i cyfrowych oraz bloki dotyczące cyfrowego przetwarzania sygnałów. Schemat blokowy testera A 360 przedstawiono na rys. 32. Procesor M625 generuje algorytmicznie przebiegi cyfrowe i analogowe, włączając w to przebieg losowy wymagany wg metody 1 CCITT. Procesor współpracuje z blokiem programowalnych filtrów analogowych. Generator IM-101 może wytwarzać przebiegi jedno - lub wieloczęstotliwościowe w formie cyfrowej lub analogowej o długości do 16K. Procesor macierzowy M634 wykonuje algorytmy związane z cyfrowym przetwarzaniem danych, takie jak: filtracja cyfrowa, DFT, FFT i inne. Komputer M365 wykonuje podobne operacje przetwarzania oraz pozwala na interakcyjne prowadzenie operacji związanych z graficznym zobrazowaniem danych oraz symulację filtracji wg potrzeb użytkownika. Moduł cyfrowy o dużej szybkości M603 zawiera do 36 cyfrowych kanałów we/wy z zegarem 10 MHz i taką częstotliwością pracy oraz pamięć RAM 4K i układy przełączania w locie /on-the-fly/ pomiędzy działaniem wg algorytmów i programem magazynowanym w pamięci RAM /jako sygnały wzorcowe/.



Rys. 32. Schemat blokowy testera A360

Bardzo szybka magistrala M620 łączy algorytmiczne generatory sygnałowe i procesory przetwarzające te sygnały z drajwerami i komparatorami w głowicy pomiarowej; współpracuje ona z szybkim modułem we/wy formującym /formatującym/ sygnały.

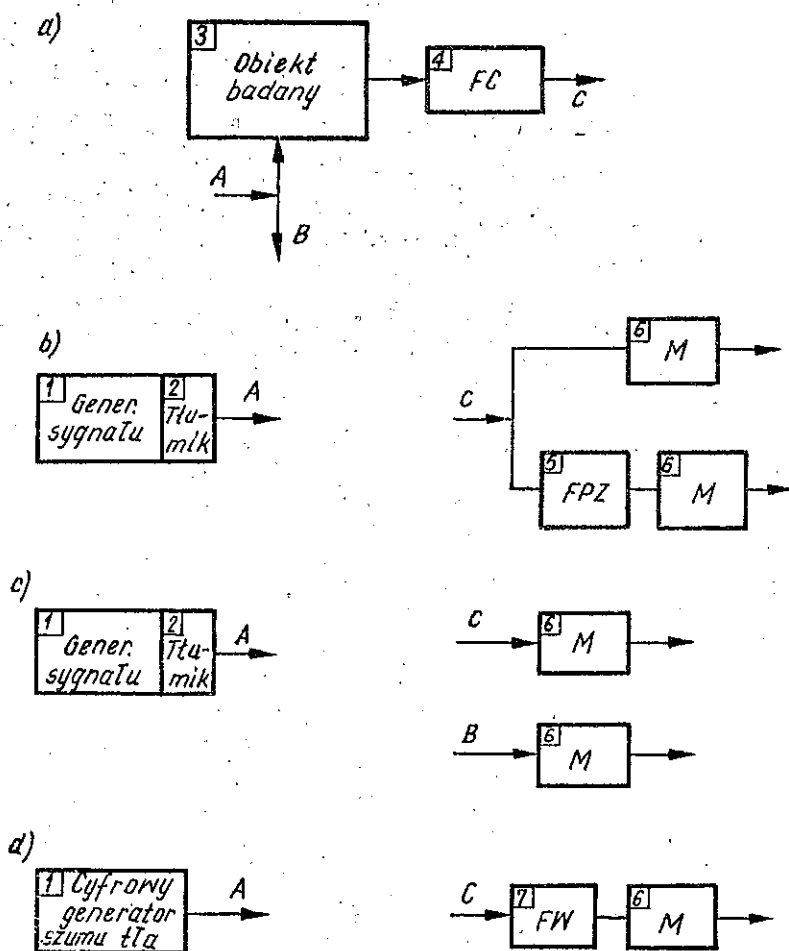
Programowanie systemu odbywa się z wykorzystaniem wersji języka PASCAL o nazwie PASCAL/STEPS.

c/ Firma Fujitsu, Japonia, informacja z 1981 r. [17].

Początkowo pomiary kodeków traktowano jako pomiary obiektów analogowych. Postęp w szbkich układach cyfrowych scalonych spowodował szersze wykorzystanie CPS. Mikroprocesory oraz mikro- i minikomputery ułatwiają budowanie automatycznych systemów pomiarowych sterowanych cyfrowo i przetwarzających głównie sygnały o tym charakterze. Każdy krok w zakresie przeprowadzania pomiarów analogowych może być zastąpiony przez odpowiednie działania obejmujące generację, przetwarzanie i zobrazowanie sygnałów cyfrowych. Wykorzystując tę zasadę opracowano metody pomiarowe i tester do pomiaru kodeków.

Schematy blokowe do pomiaru podstawowych parametrów kodeka przedstawiono na rys. 33. Powstały one na bazie pomiarów analogowych, jednak te same bloki można odtworzyć w testerze cyfrowym do pomiarów w czasie rzeczywistym z wykorzystaniem cyfrowego przetwarzania sygnałów. Generacja sygnałów następuje w bloku oznaczonym jako 1, a regulacja tłumienności /wzmocnienia/ w bloku 2. Pomiar szumu tłowego wymaga generacji odmiennego sygnału. Cyfrowy sygnał z wyjścia badanego obiektu 3 kieruje się do filtra odbiorczego /kanałowego/ 4. Moc sygnału z wyjścia bloku 4 mierzy się za pomocą miernika poziomu M - bezpośrednio lub po przepuszczeniu przez filtr pasmowzaporowy FPZ dla odfiltrowania częstotliwości testowej. FW oznacza filtr ważony.

W przypadku pomiarów z rozdzielonym procesem pomiarowym /off-line/ stosuje się zwykle analizę w dziedzinie częstotliwości. Częściowej zmianie uleg wówczas muszą niektóre bloki w systemie pomiarowym. Przykładowo, miernik poziomu zastępuje się przez układ próbkująco-pamiętający i przetwarza sygnał wyjściowy w dziedzinę częstotliwości za pomocą transformacji FFT lub DFT.



Rys. 33. Schematy blokowe układów do pomiaru podstawowych parametrów kodeków wg rozwiązania zastosowanego w firmie Fujitsu: a/ część zasadnicza testera, b/ pomiar stosunku sygnału do zniekształceń, c/ pomiar nierównomierności wzmocnienia i zniekształceń częstotliwościowych, d/ pomiar szumu tłowego

W wykonanym testerze kodeków dla generacji sygnałów cyfrowych użyto tablicy przeglądowej /look-up table/ w postaci pamięci ROM zawierającej 1024 słowa 16-bitowe. Podobną tablicę zastosowano dla symulacji charakterystyki kompresji /w opisanym przypadku μ / i ekspansji, aby dokonywać zamiany 13-

-bitowego sygnału liniowego na 8-bitowy nieliniowy i odwrotnie. Poziom cyfrowego sygnału wejściowego był regulowany przez tłumienie realizowane za pomocą wymnożenia przez stałą wartość; w przyjętym rozwiązaniu był to układ mnożący 16x16 bitów. Jako filtr zastosowano filtr rekursywny drugiego rzędu. Filtr pasmowozaporowy stanowiły podobne trzy sekcje filtra drugiego rzędu. Natomiast filtr wężony psfometryczny utworzono przez połączenie trzech sekcji drugiego rzędu i jednej pierwszego rzędu.

Przy pomiarze mocy sygnału cyfrowego rozpatrzono dwie znane metody:

- modulowanie sygnału przebiegami SIN i COS i ich sumowanie, a następnie uśrednianie wyników;
- sumowanie kwadratów amplitud i ich uśrednianie, a następnie wyciąganie pierwiastka kwadratowego.

Wybrano drugą z tych metod jako łatwiejszą w realizacji sprzętowo-programowej.

d/ Firma LTX Corp., USA, informacje z lat 1980 - 1984.

Firma LTX specjalizowała się początkowo w wytwarzaniu testerów do pomiaru układów analogowych. Stopniowo zaczęto w tego rodzaju testerach stosować technikę cyfrową, a w późniejszym okresie rozwiązania typowe dla cyfrowego przetwarzania sygnałów CPS. Tym działaniom towarzyszyła dbałość o bardzo dobrą jakość wykonawstwa oraz niezawodność aparatury. Dużo uwagi poświęcono również sprawom zapewnienia bogatego oprogramowania systemów pomiarowych. Efektem tych działań jest osiągnięcie bardzo wysokiego poziomu technicznego w wytwarzaniu systemów pomiarowych przeznaczonych przede wszystkim do testowania układów scalonych analogowo-cyfrowych i analogowych, dla takich dziedzin jak: telekomunikacja, przemysł samochodowy, sprzęt powszechnego użytku i ogólnie rozumiane zastosowania profesjonalne.

Przedstawicielem tej klasy systemów pomiarowych jest system LTX 77. System posiada: precyzyjne źródła sygnałów i moduły pomiarowe dla pomiarów stałoprądowych, bloki do pomiarów w zakresie w.cz., bloki układów do pomiarów czasowych, generatory sygnałów analogowych, cyfrowe generatory sygnałów testowych /czerpiące dane zmagezynowane w pamięci lub działające wg określonych algorytmów/, układy formatujące dane cyfrowe, niezależnie programowane szybkie drajwery i komparatory, układy strobowania z okienkiem czasowym i układy detekcji zboczy, procesory macierzowe / dla szybszego manipulowania i przetwarzania danych/.

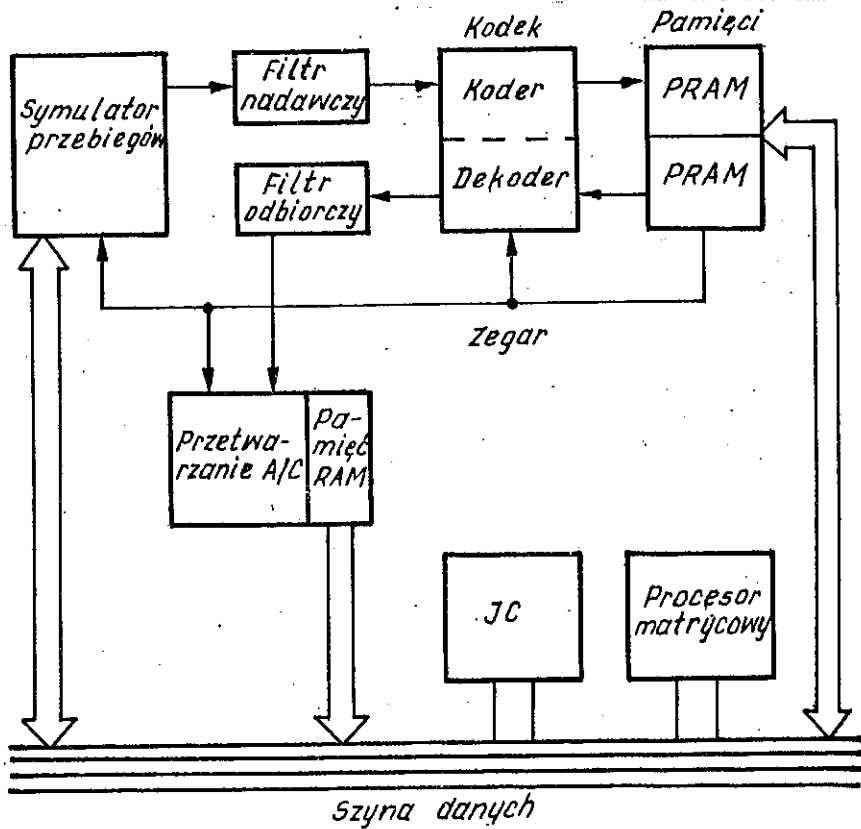
Na system składa się pięć głównych jednostek sprzętowych. Są to:

1. CP80 Centralna jednostka przetwarzająca, zawierająca komputer Nova 3 firmy Data General i wspomagający go procesor macierzowy, a także stację dyskową i taśmy magnetycznej. CP80 zapewnia realizację sprzętową wszystkich operacji matematycznych w programach testowych oraz steruje pracą innych jednostek.
2. TS80 Główne stanowisko robocze /Master Test Station/. Zawiera ono precyzyjne i mocowe źródła napięciowe i prądowe, cyfrowe drajwery i detektory, selektory mierzonych wyprowadzeń, syntezer przebiegów, układy interfejsowe IEEE, woltomierz m.cz., źródło sygnału akustycznego, nanoamperomierz, matryce przełączające, generator czasowy, układy przetwornika A-C, /waveform digitizer/ i in. W stanowisku mogą być dwie głowice pomiarowe, a w całym systemie cztery stanowiska.
3. DX90 Pomoocnicza jednostka cyfrowa /Digital Extension/, generuje w sposób cyfrowy sygnały testowe /algorytmicznie lub na podstawie zawartości pamięci/ oraz zapewnia taktowanie systemu. W skład tej jednostki wchodzi również umieszczone w głowicy pomiarowej szybkie drajwery i detektory /do 96 wyprowadzeń/.

4. CX80 Pomocnicza jednostka dla układów powszechnego użytku /Consumer Extension/ zawiera moduły dla testowania układów do odbiorników RTV w tym również w zakresie w.cz. Są to m.in. generatory sygnałowe do 130 i 280 MHz oraz generator koloru 380 MHz.

5. LX80 Jednostka do korekcji/trymowania laserowego/ elementów w monolitycznych i hybrydowych układach scalonych.

Zestawienie głównych bloków pomiarowych z poszczególnych jednostek sprzętowych, wchodzących w skład układu pomiarowego dla testowania kodeków, przedstawiono na rys. 34. Synte-



Rys. 34. Fragment schematu blokowego systemu pomiarowego LTX 77

zer przebiegów pełni rolę przetwornika C/A i dostarcza sygnał wejściowy na koder poprzez filtr 3,4 kHz. Z kolei przesyłanie danych dla dekodera i zbieranie oraz przekształcanie jego sygnału wyjściowego jest realizowane z wykorzystaniem generatora wzorów i układów ucyfrowienia przebiegów. W testowaniu biorą udział moduły i bloki z jednostek sprzętowych CP80, TS80, i DX90. Badany kodek jest umieszczony w podstawce na płytce adaptera. Adapter ten zawiera także filtry, wzmacniacze, bufony i przełączniki potrzebne dla rutynowych pomiarów i pobudzania układu.

Możliwości systemu LTX przy testowaniu kodeków wg metody 1 [6] w porównaniu z wymaganiami CCITT zestawiono w tablicy 1 [9].

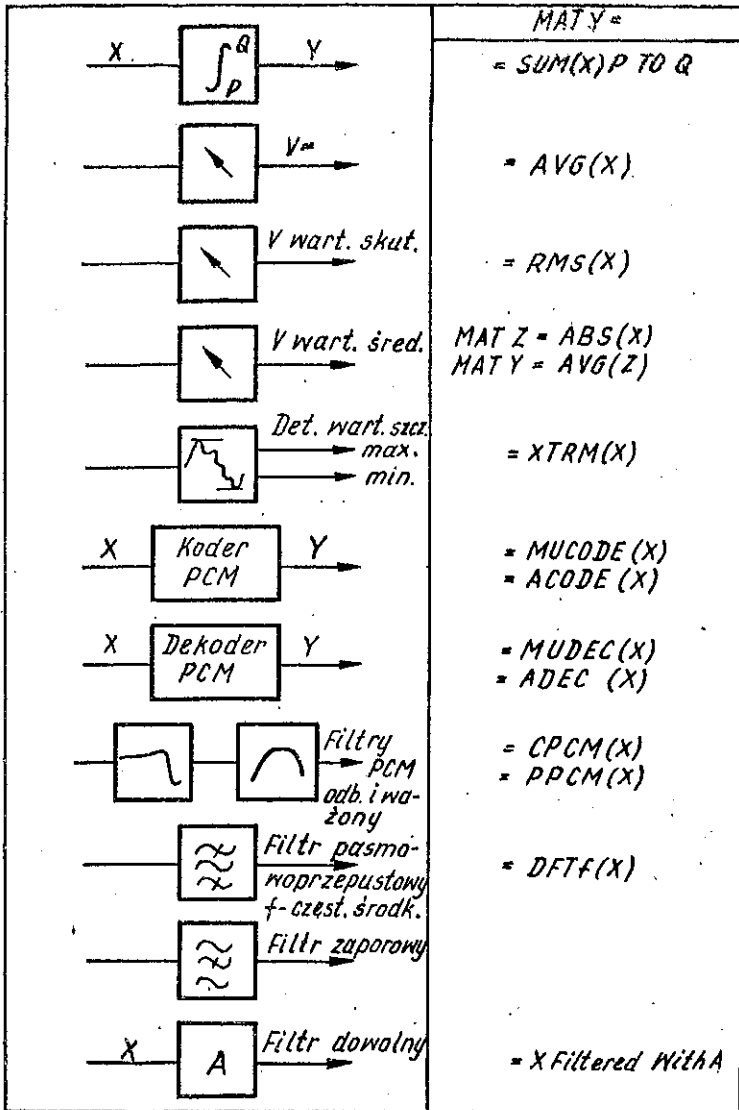
Tablica 1

Zestawienie wymagań CCITT i możliwości testera LTX77

Wymaganie	CCITT	LTX77
Odstęp linii spektralnych	max. 8 Hz	7,812 Hz
Liczba linii spektralnych	min. 25	26
Paśmo	100 Hz < B < 200 Hz	195,3125 Hz
Minimalna częstotliwość	350 Hz	351,582 Hz
Maxymalna częstotliwość	550 Hz	346,874 Hz
Rozkład amplitudy	w przybliżeniu	normalny /Gausa/
Stosunek wartości szczytowej do skutecznej	10,5 dB \pm 0,5 dB	
Jednostkowy cykl testowy	min. 125 ms	128 ms
Liczba próbek	min. 1000	1024

Systemy pomiarowe firmy LTX programuje się w języku LTX Extended BASIC. Jak już wspomniano, firmowy zbiór oprogramowania pozwala na szerokie wykorzystanie możliwości stwarzanych przez cyfrowe przetwarzanie sygnałów.

Na rys. 35 podano zestawienie różnych funkcji realizowanych sprzętowo oraz odpowiadające im instrukcje programowe



Rys. 35. Ilustracja możliwości programowej realizacji funkcji sprzętowych w testerze LTX 77 programowanym w języku "rozszerzony BASIC"

w systemie LTX 77, których wykonanie pozwala otrzymać tego samego rodzaju wyniki. Zestawienie to należy traktować oczywiście jako przykładowe, ponieważ możliwości wykorzystania oprogramowania są znacznie szersze. Wystarczy choćby dodać jeszcze generację określonych przebiegów o żądanych parametrach, realizację programowalnych tłumików drogą odpowiedniego mnożenia wartości danego przebiegu /por. rozwiązanie firmy Fujitsu/, a także różne formy zobrazowania wyników i ich obróbki statystycznej.

Dysponując bogatym oprogramowaniem można stosunkowo łatwo tworzyć programy testowe. Jeśli np. na testerze LTX77 miałyby być testowany dekodery przy częstotliwości sygnału testującego 1020 Hz, to należy wygenerować 400 analogowych próbek sinusoidy, co symulować będzie działanie układu próbkująco-pamiętającego w koderze. Program może mieć zatem postać:

```
20 FOR I = 1 TO 400
30 A/I/ = E * SIN /45.9 * /I-1/ + T/
40 NEXT I
```

E oznacza tu wartość szczytową amplitudy sinusoidy; 45.9 jest odstępem w stopniach między próbkami: $360 * 1020 / 8000 = 45.9$; T reprezentuje fazę, czyli kąt fazowy dla pierwszej próbki.

Wymagane wartości od A/1/ do A/400/ będą przechowywane w tablicy /matrycy/ oznaczonej jako A. Wartości te należy następnie zakodować wg prawa A /lub μ /

```
50 MAT M = A CODE /A/
```

W ten sposób w tablicy M przechowywanych będzie 400 słów kodowych PCM 8-bitowych. Dalej może nastąpić przesłanie tych słów do bufora /pamięci RAM/, np. o nazwie M, skąd podane już będą na dekodery po rozpoczęciu testowania

```
60 MAT SET {ADDR} TO M
```

Aby zasymulować odpowiedź idealnego dekodera, filtru odbior-

czego, filtru pomiarowego pasmowoprzepustowego i woltomierza m.cz., potrzebne są tylko dwie instrukcje

70 MAT B = ADEC/M/

80 MAT D = DFT 1020/B/

Tablica B zawiera wynik operacji przetwornika C/A/ wyrażony w znormalizowanych jednostkach kodu A. W tablicy D są przechowywane parametry opisujące sinusoidę o częstotliwości 1020 Hz /łącznie ze składowymi zniekształceń/.

Dla przeprowadzenia analizy wyjściowego sygnału kodera przy użyciu CPS trzeba przekształcić jego odpowiedź cyfrową. W systemie LTX służy do tego wzorcowy dekodery realizowany programowo

MAT T = A DEC/L/

L - tablica jednowymiarowa zawierająca 1024 wartości z wyjścia kodera, T - tablica ze zdekodowanymi wartościami próbek sygnału wyjściowego.

Aby otrzymać teraz te próbki w dziedzinie częstotliwości należy podać instrukcję

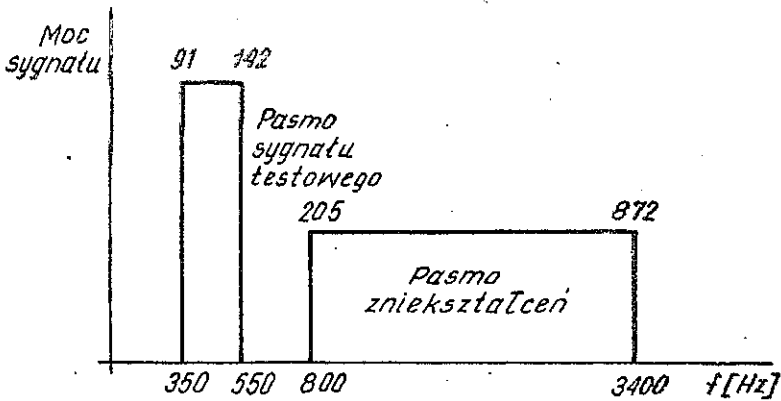
MAT G = FFT/T/

Dla 1024 próbek będzie 512 linii spektralnych, ale każda opisana przez 2 składowe /sin i cos/. Stąd, np. przy ocenie mocy sygnału i zniekształceń wg metody 1 CCITT /por. pkt. 4.2.1/, trzeba określić odpowiednie wartości skuteczne w przedziałach 350...550 Hz oraz między 800 a 3400 Hz. Uwzględniając numery linii zawartych w tych przedziałach, p. rys. 36, w systemie LTX będzie

MAT U = RMS /G/ /91 TO 142//

MAT V = RMS /G/205 TO 872//

Aby teraz znaleźć wartości mocy w danych przedziałach należy pomnożyć wartości U i V przez pierwiastek kwadratowy z liczby linii spektralnych



Rys. 36. Ilustracja wyznaczania parametrów na systemie pomiarowym LTX77 z wykorzystaniem CPS

$$N = V/I / * \text{SQR} /334/$$

$$S = U/I / * \text{SQR} /26/$$

Stąd stosunek sygnału do zniekształceń będzie wynikiem wprost z ich ilorazu, ale pomniejszonego o współczynnik korekcji wskutek zawężenia pasma /por. zależność 11/

$$A = 10 * \text{LOG} /N/S/ - K$$

lub

$$A = 10 * \text{LOG} /N/S/ - 0,76 \text{ dB}$$

Z podanych przykładów, a szczególnie doświadczeń firmy LTX, oraz nie omawianych tu szerzej innych propozycji /np. nowych rozwiązań firmy Tektronix [18] /wynika jednoznacznie, że główne kierunki dalszego rozwoju systemów pomiarowych dla układów teletransmisyjnych mają za podstawę wykorzystanie cyfrowego przetwarzania sygnałów i znaczący wzrost udziału oprogramowania opracowywanego dla komputerów sterujących w systemach i dla pomocniczych procesorów macierzowych. Te rozwiązania zapewnić mogą dużą szybkość działania, dokładność pomiarów i uniwersalność systemów.

WYKAZ LITERATURY

1. Wojnar A.: Teoria sygnałów. WNT, Warszawa 1980.
2. Problemy elektroniki i telekomunikacji:
t.35, Problemy transmisji danych; praca zbiorowa pod kierunkiem Z. Barana. WKiŁ, Warszawa 1979;
t.37, Analogowe systemy teletransmisyjne; praca zbiorowa pod kierunkiem W. Barjasza. WKiŁ, Warszawa 1979.
3. Precision Monolithics, Inc.: Telecommunications components data book 1979-1980, USA 1979.
4. Dudziewicz J.: Pomiarzy teletransmisyjne. WKiŁ, Warszawa 1984.
5. Pulse code modulation /PCM/ of voice frequencies, CCITT Yellow Book, Fascicle III.3-Rec. G. 711, Geneva 1972.
6. Performance characteristics of PCM channels at audio frequencies. CCITT Yellow Book, Fascicle III.3-Rec. G. 712, Geneva 1972.
7. Mahoney M.: LTX Techniques. Series on Codec Testing. Numbers 1-3, LTX Corporation, Westwood MA, USA.
8. Mahoney M.: Test codecs quickly, accurately with computer-based. ATE, Electronic Design 1981, No 3, pp. 85-92.
9. Hofer J.P.: Noise based codec testing: an application of digital signal processing. ATE Conference, Brighton, England 1983.
10. Specification for a quantizing distortion measuring apparatus using a pseudo-random noise stimulus. CCITT Yellow Book, Fascicle IV.4-Rec. O. 131, Geneva 1981.
11. Specification for a quantizing distortion measuring equipment using a sinusoidal test signal. CCITT Yellow Book, Fascicle IV.4-REC. O.132, Geneva 1981.
12. Gambe H., Matsumura T, Matsuda T.: Codec evaluation method based on measured DC characteristics. Fujitsu

- Scientific and Technical Journal 1984, vol. 20, No 3, pp. 259-280.
13. Erdel K.: Berechnung der Quantisierungsverzerrung und der pegelabhängigen Dämpfungsverzerrung bei PCM für selektive und breitbandige Messung. Frequenz, 1982, Band 36, No 12, pp. 332-334.
 14. Giesbrecht D., Mahoney M.: Wie werden LSI-Bauelemente für die Fernmeldetechnik getestet. Elektronik 1981, 30, H. 6, pp. 113-117 /obserne streszczenie w jęz. ros. Ekspres - informacja, Radiożnoś' i kontrol kaczietwa, 1982, No 36/.
 15. Muranga K., Loranger M.: New challenge in component testing: putting a codec through its paces. Electronic Design, 1980, vol. 28, No 3, Febr. 1.
 16. McLeod J.: Analog-digital technique scores with fast, accurate codec tests. Electronic Design, 1980, vol. 28, No 4.
 17. Gambe H., Ikezawa T., Uechi W.: Real time measuring method for CODEC characteristics using digital signal processing. Fujitsu Scientific and Technical Journal, 1981, vol. 17, No 2, pp. 15-34.
 18. Masseboeuf C., Simonis R.: Comment tester les codecs avec precision et rapidité. Electronique Industrielle, 1981, No 15, pp. 67-71.
 19. Dane katalogowe firm Teradyne Inc. i LTX Corporation.

ISSN 0209-1046

