

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności

ŁĄCZNOŚCI

143

1975

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności
Nr _____

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 15

WARSZAWA 1975

NR 143

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

Redaktor Naczelny - dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cerner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko,

mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 591. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 9.10.1975 r.
Druk ukończono w styczniu 1976 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Alina Karwowska-Lamparska

CYFROWE SYSTEMY TELEWIZYJNE

SPIS TREŚCI

Str.

1. Wstęp	1
2. Zasady systemów cyfrowych [1]	2
3. Podstawowe parametry systemów cyfrowych	5
3.1. Szumy kwantyzacji	6
3.2. Częstotliwość próbkowania [2,3]	13
3.3. Transmisyjne błędy systemów cyfrowych [2]	16
3.4. Zjawisko drżenia tzw. "jitteru" na wyjściu dekodera cyfrowo-analogowego	19
4. Transmisja sygnału wizyjnego systemem cyfrowym	21
5. Telewizyjne systemy cyfrowe	32
5.1. Linearna modulacja kodowo-impulsowa /PCM/	33
5.2. Różnicowa modulacja kodowo-impulsowa /DPCM/	34
5.3. Kodowanie sygnałów kolorowych	52
5.4. Międzypółowa modulacja kodowo-impulsowa /interframe DPCM/ [19]	60
5.5. Modulacja "delta" - DM [20]	71
6. Aktualne zastosowanie systemów cyfrowych w technice cyfrowej	74
6.1. Rozważania ogólne	74

	Str.
.6.2. Wybrane rozwiązania	77
7. Zakończenie	95
8. Wykaz literatury	96

CYFROWE SYSTEMY TELEWIZYJNE

1. WSTĘP

Termin systemy cyfrowe kojarzy się przede wszystkim z elektronicznymi maszynami cyfrowymi. Ostatnie kilkanaście lat przyniosło wykorzystanie podstaw i zastosowanie systemów cyfrowych również w wielu innych dziedzinach techniki. Przyczynił się do tego przede wszystkim szybki postęp w dziedzinie półprzewodników oraz upowszechnienie scalonych obwodów logicznych. Pierwszymi ze służb, które wykorzystywały nową technikę były: technika pomiarowa i regulacyjna oraz telefonia. Wdobbie obecnej zastosowanie cyfrowych systemów i urządzeń pomiarowych w nauce i technice rozpowszechnia się coraz bardziej i nie ma praktycznie takich wielkości, których nie można by zmierzyć za pomocą cyfrowych metod pomiarowych. Jednocześnie telefoniczne systemy cyfrowe przeszły już z fazy prób do fazy eksploatacji, są produkowane i instalowane masowo i można spodziewać się, że za kilka lat korzystać z nich będzie nie tylko telefonia, ale i inne służby, jak radio i telewizja. Podstawowa różnica między znanymi systemami telefonicznymi i telewizyjnymi leży w ilości przesyłanych informacji w jednostce czasu, a więc w szybkości pracy urządzeń drogi transmisyjnej.

2. ZASADY SYSTEMÓW CYFROWYCH [1]

Istotą systemu cyfrowego jest przyporządkowanie każdej informacji określonej liczbie, wyrażonej w układzie dwójkowym, zamiast powszechnie stosowanego systemu dziesiętnego. W układzie tym każdą liczbę możemy przedstawić jako sumę odpowiednich potęg liczby 2, np. $1 = 2^0$; $2 = 2^1$; $3 = 2^1 + 2^0$; itd. Do oznaczenia danej liczby stosujemy jedynie dwie cyfry 0 i 1 /zwane bitami/ których położenie /od lewej strony do prawej/ wskazuje na odpowiednią potęgę liczby 2, np. $1 = 2^0$ zapisujemy jako 01; $2 = 2^1$ jako 10; $3 = 2^1 + 2^0$ jako 11 itd. Sygnał w systemie cyfrowym przedstawia się jako ciąg impulsów odpowiadających cyfrze "1" i przerw między nimi odpowiadających cyfrze "0". Amplituda tych impulsów jest stała, sygnał może więc mieć jedynie jeden z dwóch możliwych poziomów, a więc w danym momencie albo jest impuls, albo go nie ma.

Przekazanie informacji wymaga zastosowania tak zwanego kodu określającego zastosowaną liczbę bitów, przy czym im większa jest różnorodność przesyłanej informacji, tym większa liczba bitów jest wymagana, np. kodem jednobitowym 1-0 przekazać można jedynie informację "jest" lub "brak", za pomocą kodu dwubitowego można już przekazać cztery różne informacje /00, 01, 10 i 11/, kod trzybitowy umożliwia transmisję ośmiu informacji itd. Grupa bitów równa liczbie przyjętej w kodzie tworzy tzw. "wyraz". Najczęściej stosowanym kodem jest prosty kod binarny. W wybranych przypadkach, gdy jest to związane z korzyściami technicznymi lub ekonomicznymi, stosuje się inne, bardziej złożone rodzaje kodów.

Dzięki swym właściwościom sygnał cyfrowy ma wiele zalet transmisyjnych, a mianowicie:

- a/ bardzo dużą odporność na szумы /amplituda szumów może przekraczać nawet amplitudę sygnału użytecznego/;
- b/ niezależność stosunku sygnału do szumu od liczby kolejnych procesów;
- c/ niewrażliwość na zmiany amplitudy;
- d/ niewrażliwość na zniekształcenia nieliniarne;
- e/ łatwość rejestracji;
- f/ możliwość regeneracji sygnału na wyjściu.

Jedynym warunkiem prawidłowej transmisji sygnału cyfrowego jest zachowanie jego kształtu w takim stopniu, aby można było odróżnić od siebie impulsy i przerwy pomiędzy nimi.

W chwili obecnej, jak również w najbliższej przyszłości analiza i synteza obrazu w powszechnej eksploatacji są i będą wykonywane techniką analogową. Zastosowanie więc transmisji sygnałów wizyjnych systemem cyfrowym wymaga zamiany analogowego sygnału wizyjnego, wytworzonego w kamerze lub telekinie, na odpowiadający im sygnał cyfrowy oraz zamiany przychodzącego sygnału cyfrowego na jego odpowiednik analogowy, obserwowany na odbiornikach i monitorach kontrolnych.

Proces przetwarzania sygnału analogowego na cyfrowy następuje w urządzeniu, zwanym modulatorem lub koderem analogowo-cyfrowym /ADC/. Polega on na próbkowaniu sygnału analogowego w określonych równych odstępach czasu. Częstotliwość próbkowania zależy od widma przekształcanego sygnału. Twierdzenie Shannona głosi, że jeżeli sygnał ma widmo ograniczone górną częstotliwością graniczną f_g , to pełnej informacji o przebiegu dostarcza

znajomość chwilowych wartości sygnału, określonych z częstotliwością nie mniejszą niż 2 fg. Uzyskane w ten sposób próbki, w postaci następujących po sobie wąskich impulsów o różnych amplitudach, są następnie przekształcane na formę cyfrową, czyli wyrażone liczbą przedstawiającą ciąg cyfr. W praktyce taki ciąg cyfr może być tylko ciągiem ograniczonym i w ogólnym przypadku przedstawia on liczbę z określoną dokładnością. Konsekwencją tego jest możliwość odtworzenia wartości próbki na podstawie reprezentacji cyfrowej tylko z przybliżeniem. Dlatego próbki o różnych wartościach, lecz położonych w pewnym przedziale odtworzone są jako jednakowe. Takie rozbitcie całego zakresu wartości, jakie może przybierać próbka na skończoną liczbę przedziałów /podzbiorów/ nazywa się kwantyzacją. Innymi słowy, można powiedzieć, że kwantyzacja polega na przyporządkowaniu rzeczywistej wartości próbki pewnej wartości przybliżonej, wybranej ze skończonego zbioru wartości /oznaczonych liczbami od 0 do $n-1$ / przy n przedziałach /rys. 1a^{x/}/. Informacje o wysokości każdej próbki podaje się w postaci liczby określającej przedział, do jakiego sięga dana próbka. Następnym etapem jest więc podanie informacji o wysokości próbek w postaci sygnału cyfrowego, czyli przyporządkowanie przedziałom kwantowym określonych numerów wyrażonych cyframi binarnymi, tzn. kodowanie. Zależnie od metody tego przyporządkowania rozróżniamy różne systemy modulacji kodowo-impulsowej.

Przy odbiorze sygnału cyfrowego następuje przetworzenie sygnału cyfrowego na odpowiadający mu sygnał analogowy, czyli odtworzenie pierwotnego sygnału analogowego w urządzeniu zwanym

^{x/} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

demodulatorem lub dekoderym cyfrowo-analogowym /DAC/. Następnie w nim zamiana kolejnych wyrazów kodu na próbki sygnału o wysokościach odpowiadających określonym poziomom kwantyzacji. Z reguły taka próbka ma wartość średnią dla danego przedziału. Odtworzone próbki mają charakter impulsów analogowych o zmiennej wysokości. Widmo takiego sygnału zawiera w części podstawowej widmo sygnału obwiedni. Po przepuszczeniu takiego sygnału przez filtr dolnoprzepustowy otrzymuje się sygnał obwiedni, który stanowi żądany sygnał analogowy.

3. PODSTAWOWE PARAMETRY SYSTEMÓW CYFROWYCH

Podstawowe parametry systemów cyfrowych można w zasadzie podzielić na dwie główne grupy [2]. Do pierwszej z nich należą właściwości nieodłączne systemom modulacji kodowo-impulsowej, a mianowicie:

- a/ szumy kwantyzacji i związana z tym wymagana liczba cyfr dla próbki,
- b/ częstotliwość próbkowania.

Druga grupa parametrów wynika z niedoskonałości urządzeń systemu. Należą do niej:

- a/ transmisyjne błędy cyfrowe,
- b/ zjawisko drżenia, tzw. "jitteru", występujące na wyjściu dekodera cyfrowo-analogowego.

3.1. Szumy kwantyzacji

3.1.1. Istota zjawiska szumu kwantyzacji

Powstawanie szumu kwantyzacji jest cechą charakterystyczną cyfrowej transmisji sygnału. Przy modulacji kodowo-impulsowej każda próbka sygnału analogowego jest reprezentowana przez liczbę zawierającą "n" cyfr binarnych, zwanych bitami, przy czym sygnał analogowy jest kwantowany w 2^n oddzielnych przedziałach kwantyzacji. Wszystkie próbki, których wierzchołki w czasie kodowania znajdują się w obrębie tego samego przedziału kwantyzacji, są określone tą samą liczbą i po dekodowaniu zostają odtworzone jako próbki o tej samej wysokości. Każda odtworzona próbka obarczona jest więc błędem o wartości zawartej między zerem a połową przedziału kwantyzacji. Ta niezgodność kształtu sygnału odtworzonego z kształtem sygnału pierwotnego, wywołana procesem kwantyzacji, nosi nazwę szumu kwantyzacji /rys. 2/.

Przy kwantyzacji liniowej i przy stałej międzyszczytowej wartości sygnału analogowego wielkość szumu zależy jedynie od liczby przedziałów kwantyzacji $m = 2^n$. Zwiększenie kodu o jedną pozycję podwaja liczbę przedziałów, a tym samym dwukrotnie zmniejsza szumy. Stosunek sygnału do szumu kwantyzacji określa się stosunkiem międzyszczytowej wartości sygnału analogowego do skutecznej wartości szumu, czyli:

$$\frac{U_{wizji}}{S_k} = 2\sqrt{3} \quad m = 2\sqrt{3} \cdot 2^n \quad /1/$$

Wartość tę wyraża się zwykle w decybelach.

$$\frac{U_{wizji}}{S_k} = /6,02n - 10,8/ \text{ dB} \quad /2/$$

Natomiast analiza teoretyczna szumu kwantyzacji przeprowadzona dla przypadku kodowania całkowitego sygnału kolorowego o 100% nasyceniu kolorów wykazała, że stosunek sygnału do szumu ważonego kwantyzacji wynosi

$$\frac{U_{wizji}}{S_k} = 6n - 14 \text{ [dB]} \quad /3/$$

W prawidłowo pracującym 8-bitowym układzie kwantyzacji kode-ra analogowo-cyfrowego uzyskuje się stosunek sygnału do szumów ważonych równy 60 dB. Zależność wielkości szumu kwantyzacji dla sygnału sinusoidalnego od liczby bitów stosowanego kodu, obliczoną według wzoru 2, obrazuje tablica 1, w której podano wartość stosunku sygnału do skutecznej wartości szumu w dB, dla różnej liczby bitów.

T a b l i c a 1

Liczba bitów	Liczba poziomów kwantyzacji 2^n	Stosunek amplitudy sygnału do skutecznej wartości szumu /dB/ dla sygnału sinusoidalnego
4	16	35
5	32	41
6	64	47
7	128	53
8	256	59
9	312	65

Szumy kwantyzacji mają szerokie widmo częstotliwości. Składowa podstawowa ma częstotliwość równą górnej częstotliwości granicznej przetwarzanego sygnału analogowego. Jednakże podczas każdego cyklu pracy zmienny okres błędu x może przejść przez $2nQ$ różnych wartości, co powoduje rozciągnięcie pasma częstotliwości powyżej $2nQ$ -tej harmonicznej. Należy tu dodać, że w odróżnieniu od szumu występującego w konwencjonalnych torach analogowych szum kwantyzacji ma charakter zniekształceń, a nie zakłóceń.

Rodzaje zniekształceń obrazu, wywoływane przez szum kwantyzacji, można podzielić na trzy grupy [2].

- a. Efekt konturowy. Powierzchnie obrazu, dla których jasność zmienia się powoli wzdłuż linii, są odtworzone jako paski o stałej jasności, podzielone "ostrymi" przejściami. Otrzymany obraz jest podobny do rysunku poziomicy na mapie. Zauważalność powyższego zjawiska maleje, gdy sygnał analogowy zawiera dużo szczegółów i przecina linie poziomów kwantyzacji w małych odległościach. Podobny wpływ ma również występowanie w sygnale analogowym podnośnej chrominancji i dlatego zauważalność tego rodzaju zakłóceń jest mniejsza w przypadku transmisji sygnałów kolorowych, aniżeli w przypadku sygnałów czarno-białych.
- b. Zjawisko dudnień występujące na obrazach kolorowych. Interferencja sygnału podnośnej koloru z częstotliwością próbkowania lub jej harmonicznymi powoduje powstanie na obrazie wzorów, których struktura zależy od częstotliwości próbkowania. Zakłócenia te są najbardziej zauważalne na obrazach zawierających duże powierzchnie o jednolitej barwie i stałym nasyceniu.

- c. Szumy przypadkowe. Dla obrazów zawierających dużo szczegółów / sygnał analogowy przecina linie poziomów kwantyzacji w małych odstępach/ lub gdy wejściowy sygnał analogowy zawiera duży poziom własnych szumów, efekty konturowe i dudnieniowe zacierają się, natomiast szum kwantyzacji przyjmuje postać szumów przypadkowych.
- d. W systemach różnicowych PCM zniekształcenia wywoływane przez szum kwantyzacji mogą przyjąć również inną postać. Zagadnienie to zostanie szczegółowo omówione w rozdz. 6.

Dla kodów o liczbie bitów równej lub mniejszej niż 5 występujące szumy kwantyzacji powodują występowanie efektu konturowego oraz w przypadku kodowania sygnału kolorowego - wzorów dudnieniowych, natomiast przy zastosowaniu kodu o większej liczbie bitów przyjmują postać szumu losowego. Jest rzeczą oczywistą, że dla określonej liczby bitów widoczność na obrazie koherentnych wzorów, wywoływanych efektem konturowym oraz zjawiskiem dudnień jest znacznie większa niż zauważalność szumu przypadkowego.

Wobec tego wpływ szumu kwantyzacji na jakość przetwarzanego obrazu telewizyjnego można zmniejszyć poprzez przetransformowanie efektu występujących zakłóceń z formy koherentnej na przypadkową. Można to uzyskać poprzez dodanie do wejściowego sygnału analogowego wizji, przed procesem kodowania, sygnału korekcyjnego o specjalnym kształcie, zwanego "dither" /wahanie/ [2]. Sygnał ten powoduje pozorne zwiększenie liczby przedziałów kwantyzacji poprzez zwiększenie częstotliwości przejścia sygnału analogowego przez linie poziomów kwantyzacji, dzięki czemu efekty krańdździ i wzory dudnieniowe zostaną wyeliminowane kosztem zwiększenia

szenia szumu przypadkowego, czyli zmniejszenia odpowiedniego stosunku sygnału do szumu.

Sygnal korekcyjny "dither" może przyjmować różne formy. Jedną z nich stanowi szum przypadkowy o widmie gaussowskim /rys.3/. Dla uzyskania dobrej /ocenianej subiektywnie/ eliminacji efektu konturowego wartość skuteczna szumów powinna być równa co najwyżej $Q/3$.

Sygnal korekcyjny może również stanowić szum przypadkowy, występujący w przychodzącym analogowym sygnale wizyjnym. Szum ten zdolny jest całkowicie przetransformować koherentną formę szumu kwantyzacji na formę przypadkową, jeżeli stosunek międzyszczytowej wartości sygnału do skutecznej wartości szumu nieważonego w przychodzącym sygnale wizyjnym jest mniejszy niż około $16n-5$ dB, czyli 53 dB dla kodu 8-bitowego i 41 dB dla kodu 6-bitowego. Warunek ten /w przypadku stosowania 8 bitów/ jest spełniony dla większości spotykanych obecnie źródeł obrazu; wyjątek stanowią jedynie elektroniczne generatory sygnałów pomiarowych. Stosowanie kodów o mniejszej liczbie bitów pociąga natomiast za sobą konieczność stosowania zewnętrznych sygnałów korekcyjnych "dither", przy czym sygnał ten powinien być tak dobrany, aby uzyskać jak najmniejsze pogorszenie stosunku sygnału do szumu. Z przeprowadzonych badań [2] wynika, że najkorzystniejszym przebiegiem sygnału "dither" jest sygnał fali prostokątnej o częstotliwości równej połowie częstotliwości próbkowania i amplitudzie równej połowie przedziału kwantyzacji - $Q/2$. Sygnał ten powoduje pozorne podwojenie liczby poziomów kwantyzacji dla obrazów zawierających duże płaszczyzny, nie pogarszając jednocześnie jakości przetwarzania obrazów o dużej ilości szczegółów. Zasadę dodawania powyższego sygna-

łu "dither" do wolno narastającego sygnału wizyjnego przedstawia rys. 4. Gdy przychodzący sygnał wizyjny jest zawarty w odległościach $\pm Q/4$ od poziomów kwantyzacji /rys. 4a/, odpowiadające mu próbki sygnału leżą w sąsiednich przedziałach kwantyzacji /rys. 4b/. Wówczas średni poziom sygnału kwantowego leży w połowie między poziomami kwantyzacji, a częstotliwość zmian poziomów średnich sygnału równa jest połowie częstotliwości próbkowania. Po stronie odbiorczej za dekoderym umieszczony jest filtr dolnoprzepustowy, który usuwa składowe o częstotliwości sygnału "dither". W wyniku tego otrzymuje się pozornie dwukrotnie większą liczbę poziomów kwantyzacji /rys. 4c/, niż w przypadku kwantowania sygnału wizyjnego bez sygnału "dither" /rys. 4d/.

Najkorzystniejsze efekty eliminacji zjawiska konturów i wzorów dudnieniowych uzyskuje się [2] przez jednoczesne dodanie do sygnału wizyjnego dwóch rodzajów sygnałów "dither" - fali prostokątnej o amplitudzie $Q/2$ oraz szumu przypadkowego o wartości skutecznej równej $0,18 Q$, przy czym towarzyszące pogorszenie stosunku sygnału do szumu wynosi wówczas 1,5 dB.

3.1.2. Określenie wymaganej liczby bitów z punktu widzenia dopuszczalnych wartości szumu kwantyzacji

Jak powiedziano powyżej, zniekształcenia obrazu zwane szumem kwantyzacji mają ścisły związek z liczbą bitów stosowanego kodu, przy czym koherentne postacie zniekształceń mogą być wyeliminowane przez dodanie do sygnału analogowego specjalnego sygnału korekcyjnego "dither", powodując jednocześnie zwiększenie mocy szumów przypadkowych. Badania subiektywne [2] wykazały, że szu-

my przypadkowe kwantyzacji o danej wartości skutecznej powodują takie same pogorszenie jakości obrazu telewizyjnego, przesyłanego w systemie PCM, jak szумы gaussowskie o tej samej wartości przy transmisji sygnału analogowego. Można więc przyjąć, że dopuszczalne wartości szumów w obu tych przypadkach są jednakowe. Dopuszczalne wartości stosunku sygnału do szumu dla sygnału analogowego są ściśle określone przez zalecenia CCIR, OIRT oraz normy branżowe i wynoszą np. dla telewizyjnego łącza odniesienia, w kanale luminancji -57 dB oraz -51 dB w kanale chrominancji. Wartości stosunku sygnału do szumu kwantyzacji dla poszczególnych liczb bitów stosowanego kodu można obliczyć teoretycznie przy założeniu, że widmo szumu jest jednolite oraz, że przetwarzany jest całkowity sygnał wizyjny kolorowy, zakodowany w systemie NTSC lub PAL, zawierający kolory o 100% nasyceniu. Przyjęta do obliczeń częstotliwość próbkowania wynosi 13,3 MHz /p. pkt. 3.2/. Uzyskane wyniki [2] zgrupowano w tabl. 2, przy czym dodanie sygnału korekcyjnego "dither" powoduje pogorszenie tego stosunku o 1,5 dB.

Powyższe rozważania, jak już powiedziano, zostały przeprowadzone dla jednego urządzenia kodującego i dekodującego tzw. kodeka, przy założeniu, że przetwarzany jest jednocześnie całkowity sygnał wizyjny w pełnym zakresie dynamiki /od wierzchołków impulsów synchronizacji do szczytu sygnału chrominancji/. Jednak taki sposób kodowania jest mało efektywny, bo 30% zakresu dynamiki nie jest w pełni wykorzystane.

Dlatego celowe jest oddzielne kodowanie sygnałów wizyjnych bez synchronizacji oraz wprowadzenie dopełniającego kodowania impulsów synchronizacji i zmieszanie ich z sygnałem wizyjnym po kodo-

T a b l i c a 2

Liczba bitów kodu	Szum w kanale luminancji /dB/ /0 - 5 MHz/	Szum w kanale chrominancji /dB/
6	48,7	47,2
7	54,7	53,2
8	60,7	59,3

waniu. Pozwala to na uzyskanie większego o 3 dB stosunku sygnału do szumu dla danej liczby bitów stosowanego kodu, a więc dla zapewnienia wymaganej dla sygnału analogowego wartości sygnału do szumu w pasmie luminancji 57 dB należy stosować kod co najmniej 7-bitowy.

Połączenie szeregowe kilku kodeków pociąga za sobą zmniejszenie uzyskiwanego stosunku sygnału do szumu o około 1,5 dB dla każdego, dodatkowego kodeka. W tym przypadku należy stosować kod o większej liczbie bitów. I tak na przykład przy połączeniu szeregowym czterech kodeków stosunek sygnału do szumu maleje o 6 dB, czyli akurat tyle, o ile można go zwiększyć przez dodanie jednego bitu w stosowanym kodzie.

3.2. Częstotliwość próbkowania [2,3]

Jak już powiedziano w rozdz. 1, podstawowe twierdzenie Shannona o próbkowaniu głosi, że prawidłowe odtworzenie sygnału przy zastosowaniu metody próbkowania wymaga stosowania częstotliwości próbkowania co najmniej dwukrotnie większej niż górna częstotliwość

graniczna sygnału próbkowanego. Przyjęcie zbyt małej częstotliwości próbkowania /poniżej dwukrotnej wartości górnej częstotliwości granicznej sygnału analogowego/ wywołuje przede wszystkim zniekształcenia obrazu analogiczne do zniekształceń spowodowanych zawężeniem pasma transmitowanego sygnału analogowego oraz efekt przegięcia /aliasing/, a jeśli obraz zawiera dużo szczegółów, mogą powstać wahania ich luminancji.

Ponieważ dla przyjętego w Polsce standardu 625-liniowego górna częstotliwość graniczna sygnału wizyjnego wynosi 6 MHz, więc częstotliwość próbkowania powinna być nie mniejsza niż 12 MHz, przy czym pasmo sygnału analogowego, zarówno przed próbkowaniem jak i po dekodowaniu, musi być ograniczone do 6 MHz za pomocą specjalnych filtrów dolnoprzepustowych. Jest rzeczą oczywistą, że stawianie bardzo ostrych wymagań na parametry tych filtrów /bardzo szybki spadek charakterystyki dla częstotliwości wyższych niż 6 MHz/ pociągnęłoby za sobą duże trudności techniczne przy ich wykonywaniu oraz powstawanie zniekształceń fazowych w okolicy częstotliwości granicznej. Z tego względu rezygnuje się w praktyce z bardzo krytycznego wykonania filtrów kosztem zwiększenia częstotliwości próbkowania /około 1,2-krotnie/.

Drugim czynnikiem, który należy brać pod uwagę przy wyborze częstotliwości próbkowania, jest uzyskanie minimalnych zniekształceń przesyłanego obrazu. Jak wiadomo /pkt. 3.1.1/, przy transmisji sygnału kolorowego może wystąpić zjawisko dudnień, powodowanych interferencją sygnału podnośnej koloru z częstotliwością próbkowania lub jej harmonicznymi. Powstałe wówczas na obrazie wzory mają strukturę zależną od częstotliwości próbkowania, a zauważalność ich jest najmniejsza, gdy częstotliwość próbkowania równa

jest dokładnie wielokrotności częstotliwości podnośnej koloru. Wielokrotność przyjęta dla systemu PAL równa jest 3, gdyż otrzymana wówczas częstotliwość próbkowania $f_s = 13,301$ MHz jest tylko niewiele większa niż podwójna szerokość pasma. Przy przetwarzaniu sygnałów kolorowych uzyskuje się również inne dodatkowe korzyści z zastosowania powyższej częstotliwości.

Ostatnie badania przeprowadzone w Anglii [4] sugerują również korzyści zastosowania częstotliwości próbkowania, będącej ułamkową wielokrotnością częstotliwości podnośnej koloru

$$f_s = \frac{m}{n} f_{\text{podn}}, \quad (4)$$

gdzie m i n są wielkościami całkowitymi.

Oznacza to, że m uzyskanych próbek powtarza się co n -ty cykl sygnału podnośnej. Możliwe do zastosowania w praktyce wartości stosunku $\frac{m}{n} = 8/3$ lub $11/4$ dają odpowiednio częstotliwości próbkowania równe 11,8 MHz oraz 12,2 MHz.

W dostępnej literaturze [3] omawiane są również możliwości i korzyści zastosowania innych częstotliwości próbkowania, a mianowicie:

- 1/ całkowitej wielokrotności częstotliwości linii, korzystnej w procesie przetwarzania cyfrowego przy opóźnianiu sygnału o odpowiednią wielokrotność okresu linii. Przyjęta częstotliwość próbkowania równa jest wówczas $f_s = 851 \cdot f_H = 13,297$ MHz /przyjęto 851-krotność częstotliwości linii, aby uzyskać częstotliwość próbkowania najbardziej zbliżoną do trzeciej harmonicznej podnośnej koloru/;
- 2/ częstotliwości niesynchronizowanej, korzystnej w przypadku współ-

pracy telewizyjnych systemów cyfrowych z innymi cyfrowymi systemami transmisji danych. Częstotliwość próbkowania jest wówczas dobierana w taki sposób, aby różniła się możliwie najmniej zarówno od wielokrotności częstotliwości podnośnej koloru, jak i wielokrotności częstotliwości linii.

Badania subiektywne [3,2] przeprowadzone dla różnych częstotliwości próbkowania wykazały, że przy zastosowaniu kodu o liczbie bitów mniejszej niż 8, najwyższą, subiektywnie ocenianą, jakość obrazu uzyskać można dla częstotliwości próbkowania równej wielokrotności podnośnej koloru, natomiast przy liczbie bitów większej niż 8, jakość obrazu dla trzech powyższych częstotliwości próbkowania jest równoważna.

Strumień informacji przesyłanych w ciągu sekundy równy jest iloczynowi częstotliwości próbkowania i liczby bitów przyjętego kodu cyfrowego. Ponieważ, optymalna częstotliwość próbkowania w systemie PAL wynosi 13,3 MHz, przy zastosowaniu kodu 8-bitowego otrzymany strumień informacji wyniesie $13,3 \cdot 8 = 106,4$ Mbit/s. Przesłanie takiej ilości informacji wymaga szerokości pasma częstotliwości kanału transmisyjnego co najmniej równej $3/4$ liczby megabitów na sekundę, co w powyższym przypadku wyniesie około 80 MHz. Jest to szerokość znacznie przekraczająca szerokość kanału telewizyjnego, stosowanego obecnie do transmisji sygnału telewizyjnego systemem analogowym.

3.3. Transmisyjne błędy systemów cyfrowych [2]

Pod pojęciem błędów transmisyjnych w systemach cyfrowych rozumiane są zniekształcenia powodowane nieprawidłową detekcją nie-

których cyfr w przetworniku cyfrowo-analogowym. Dziela się one na dwie zasadnicze grupy:

- 1/ pojedyncze przypadkowe błędy cyfrowe, czyli zniekształcenia rozłożone przypadkowo w czasie, przy czym każde zniekształcenie dotyczy tylko jednej cyfry;
- 2/ błędy dotyczące wielu kolejnych cyfr, zwane również często błędem "grupy impulsów"; przyjmuje się, że w sygnale występują błędy "grupy impulsów", jeśli co najmniej dwie kolejne próbki są zniekształcone.

Pojedyncze błędy cyfrowe powstają zwykle wskutek dodawania się do transmitowanego sygnału PCM - szumów przypadkowych, co pociąga za sobą zmianę przesyłanej cyfry na komplementarną, tzn. 0 przechodzi w 1, a 1 w 0. Natomiast źródłem błędów grupy impulsów są niepożądane interferencje z zakłócającymi sygnałami impulsowymi, które powodują sprowadzenie w czasie trwania impulsu zakłócającego wszystkich cyfr do tego samego stanu /0 lub 1/.

Wielkość transmisyjnych błędów cyfrowych jest wyrażona za pomocą prawdopodobieństwa wystąpienia błędu, zwanego też stopą lub współczynnikiem błędu. Prawdopodobieństwo wystąpienia błędu stanowi iloraz liczby wszystkich cyfr obarczonych błędem w ciągu sekundy przez liczbę nadawanych w ciągu sekundy bitów

$$P = \frac{ND}{B} \quad /5/$$

gdzie: N - średni błąd grupy impulsów na sekundę,
D - liczba cyfr obarczona błędem,
B - prędkość bitowa.

Badania subiektywne wpływu błędów transmisyjnych na jakość obrazu [3,2] wykazały, że dla uzyskania dobrej jakości obrazu współczynnik błędu nie może przekroczyć wartości 10^{-7} , przy czym wyniki otrzymywane dla obrazów czarno-białych i kolorowych są tego samego rzędu.

Skutki występowania błędów transmisyjnych mogą być częściowo wyeliminowane przez zastosowanie dodatkowego "parzystego" bitu na próbkę, przy czym obecnie są znane dwie metody eliminacji. Pierwsza z nich polega na zastąpieniu zniekształconej próbki ostatnią, poprzedzającą ją próbką nie zniekształconą, pobraną z tej samej linii obrazu telewizyjnego. Pozwala to na znaczne zmniejszenie zakłóceń wywoływanych pojedynczymi błędami cyfrowymi na obrazach czarno-białych. O wiele gorsze rezultaty uzyskuje się jednak przy tej metodzie dla obrazów kolorowych, ponieważ obecność podnośnej koloru o dużych amplitudach powoduje znaczne różnice poziomu sygnału analogowego między kolejnymi próbkami.

Druga metoda eliminacji została zaprojektowana przede wszystkim z punktu widzenia obrazu kolorowego. Wykorzystuje ona fakt, że częstotliwość próbkowania jest dokładnie równa trzykrotnej wartości częstotliwości podnośnej koloru i polega na zastąpieniu zniekształconej próbki, próbką, występującą o trzy okresy próbkowania wcześniej, dla tej samej linii analizy, gdyż wówczas wprowadzana informacja pochodzi z prawidłowej części okresu podnośnej. Metoda ta zwana jest metodą "trzeciej poprzedzającej próbki"

Badania subiektywne [3,2] wykazują, że zastosowanie powyższych metod eliminacji błędu umożliwia zwiększenie dopuszczalnego współczynnika /stopy/ błędu do 10^{-4} w przypadku pojedynczych błędów cyfrowych, a do 10^{-5} dla błędów grupy impulsów.

Występowanie błędów cyfrowych ma również wpływ na liczbę bitów przyjętych dla utworzenia jednego słowa w sygnale cyfrowym, ponieważ może zaistnieć konieczność zastosowania jednego dodatkowego bitu dla korekcji błędu.

3.4. Zjawisko drżenia tzw. "jitteru" na wyjściu dekodera cyfrowo-analogowego

W większości systemów modulacji kodowo-impulsowej żąda się, aby impulsy cyfrowe przechodziły na wejście dekodera cyfrowo-analogowego w jednakowych odstępach czasowych, co jest spowodowane faktem, że wszystkie informacje dotyczące położenia w czasie wytwarzane są przez łańcuch impulsów modulowanych kodowo. Powstanie nawet niewielkiego drżenia pociąga za sobą modulację położenia impulsów próbek, tworzących odbierany sygnał analogowy, a więc powstanie dodatkowych niepożądanych składowych częstotliwości, co objawia się powstaniem dodatkowego szumu w sygnale. Znaczne drżenie może również spowodować zniekształcenia procesu detekcji, tzn. 0 może być przetworzone jako 1 i odwrotnie.

Jednym z najczęściej spotykanych źródeł powstawania błędu położenia w systemach cyfrowych są regeneratory, stosowane w długich liniach transmisyjnych. W układach tych regeneratorów położenie impulsów jest ponownie ustalane w czasie za pomocą impulsów zegarowych, wydzielonych z przychodzącego łańcucha impulsów cyfrowych. W czasie tego procesu może powstać drżenie bądź przez dodanie szumów, bądź też wskutek faktu, że położenie w czasie wydzielonych impulsów zegarowych zależy od wypełnienia przychodzącego sygnału, tzn. od odpowiednich proporcji jedynek i zer w łań-

cuchu impulsów. Wielkość wprowadzonego do sygnału szumu jest trudna do określenia, ponieważ zależy ona od rozwiązania technicznego dekodera, a mianowicie od metody określenia czasu trwania próbek sygnału analogowego, otrzymanych na wyjściu z przetwornika. W znanych obecnie układach dekoderek spotyka się dwie metody: metodę zwaną "boxcar" oraz metodę stałego czasu trwania. W pierwszej z nich amplituda odpowiadająca danej próbce jest utrzymywana stała do chwili, gdy zostanie zdekodowana następna próbka. W drugiej - wszystkie próbki mają ten sam czas trwania t , nieco krótszy od okresu próbkowania.

Zakłócenia wywoływane przez drżenie, powodowane błędami położenia, są znacznie bardziej zauważalne na obrazach kolorowych niż na powierzchniach czarno-białych. Nawet w przypadku, gdy drżenie jest zbyt małe, aby spowodować zniekształcenie sygnału cyfrowego, błędy położenia próbek pociągają za sobą zmiany barwy i nasycenia. Jeśli drżenie ma formę przypadkową, powoduje zakłócenia podobne do występowania dodatkowych szumów. W kanale chrominacji natomiast drżenie sinusoidalne wywołuje regularne wzory, podobne do zjawiska interferencji między kanałami. Wielkość niepożądanych składowych, zawartych w sygnałach różnicowych, jest wprost proporcjonalna do amplitudy podnośnej chrominacji, a więc całkowite pogorszenie jakości obrazu jest najbardziej zauważalne na kolorach o 100-procentowym nasyceniu.

Pomiary subiektywne przeprowadzone dla sygnału pasów kolorowych o 100% nasyceniu [3,2] wykazały, że wpływ drżenia na przesyłany obraz zależy: dla drżenia przypadkowego od jego wartości skutecznej oraz pasma częstotliwości, natomiast dla drżenia sinusoidalnego od wartości skutecznej i częstotliwości drżenia.

4. TRANSMISJA SYGNAŁU WIZYJNEGO SYSTEMEM CYFROWYM

Zastosowanie techniki cyfrowej do transmisji sygnałów telewizyjnych wymaga przede wszystkim ustalenia podstawowych parametrów systemu cyfrowego w taki sposób, aby jakość otrzymanego obrazu telewizyjnego nie ustępowała jakości uzyskiwanej w systemie analogowym. Jak już powiedziano, przy zastosowaniu optymalnej szybkości próbkowania /13,3 MHz/ oraz kodu zapewniającego dostateczną jakość transmitowanego obrazu, szerokość kanału transmisyjnego, zdolnego przesyłać wszystkie transmitowane informacje, powinna być rzędu 80 MHz, a więc znacznie więcej niż przy transmisji sygnału analogowego.

Praktyczna realizacja transmisji systemem cyfrowym wiąże się więc z rozwiązaniem co najmniej jednego z dwóch zagadnień:

- opracowania systemu transmisyjnego o szerokości pasma rzędu 80 MHz,
 - ograniczenia strumienia informacji sygnału wizyjnego przy nie zmienionej jakości przesyłanego obrazu telewizyjnego do takiego stopnia, aby móc przysyłać sygnały cyfrowe za pomocą istniejących łączy transmisyjnych.
- Rozwiązanie pierwszego zagadnienia można uzyskać przez wykorzystanie do celów transmisji cyfrowych sygnałów telewizyjnych:
- zakresu fal milimetrowych,
 - promieniowania laserowego /w środowisku otwartym/,
 - linii światłowodowej,

- linii falowodowej,
- radiodifuzji satelitarnej,
- sieci telewizji kablowej.

Wszystkie powyższe systemy znajdują się obecnie w stadium badań eksperymentalnych i istnieje pewna doza prawdopodobieństwa, że uda się osiągnąć pozytywne rezultaty w zakresie transmisji cyfrowej sygnału wizyjnego.

Rozwiązanie drugiego zagadnienia polega na ograniczeniu liczby informacji, co pociąga za sobą zawężenie wymaganego pasma częstotliwości. Istnieją dwie możliwości rozwiązania tego zagadnienia. Pierwsza z nich polega na ograniczeniu strumienia informacji poprzez redukcję liczby bitów stosowanego kodu lub odpowiednią transformację sygnału cyfrowego, druga natomiast sugeruje zmniejszenie szybkości próbkowania przy nie zmienionych pozostałych parametrach cyfrowych transmisji.

Stosowany przy transmisji sygnałów fonicznych sposób zawężenia przesyłanego pasma częstotliwości polegający na komanderyzacji czyli nieliniowym kodowaniu w przypadku transmisji sygnału telewizyjnego nie daje dużych korzyści, ze względu na kształt analogowego sygnału wizyjnego. Ponadto zastosowanie nieliniowego kodowania pociąga za sobą /dla uniknięcia zniekształceń wzmocnienia różnicowego/ konieczność zastosowania nieliniowego dekodowania o dokładnie uzupełniających się charakterystykach, co stwarza duże trudności techniczne.

Inną, stosowaną w telefonii, metodą zmniejszania dopuszczalnego stosunku sygnału do szumu, a więc uzyskania możliwości wykorzystania kodu o mniejszej liczbie bitów, jest pro- i deenfaza. Me-

toda ta daje również pozytywne wyniki w przypadku transmisji sygnałów telewizyjnych biało-czarnych, natomiast dla sygnałów kolorowych jest trudna do zastosowania ze względu na niepożądane składowe chrominancji, powstające w górnym zakresie pasma wizyjnego.

Innym, znanym obecnie sposobem zmniejszenia strumienia informacji stosowanym w technice telekomunikacyjnej jest próbkowanie adaptacyjne [10], w którym metoda lub szybkość próbkowania zależy od struktury i częstotliwości zmian przetwarzanego sygnału. Praktyczna realizacja metody wymaga jednak zastosowania skomplikowanych i rozbudowanych układów koderów, zawierających detektory zmian i struktury sygnału, i dlatego czyste próbkowanie adaptacyjne nie jest w praktyce stosowane. Szersze zastosowanie natomiast znalazły metody adaptacyjne w połączeniu z innymi sposobami zawężenia strumienia informacji, dając znaczne zwiększenie ich efektywności.

Jedną ze spotykanych obecnie w literaturze adaptacyjnych metod kodowania jest metoda rozkładu bitów, tzw. "bit-plane-codierung". Polega ona na podziale słów uzyskanych przez kodowanie sygnału wizyjnego na klasy, zależnie od ich struktury /np. do klasy A można zaliczyć wszystkie słowa zawierające wyłącznie zera lub wyłącznie jedynki, do klasy B - słowa różniące się między sobą tylko na jednej pozycji itp. / i zbudowaniu na tej podstawie tzw. "równoległoboku bitowego", z którego tworzy się tzw. wzory bitowe, umożliwiające przez transmisję słów o zmiennej długości uzyskanie możliwie najwięzszego strumienia przesyłanych informacji.

Stosunkowo dobre rezultaty w ograniczaniu strumienia przesyłanych informacji uzyskać można poprzez zwielokrotnienie informa-

cji w czasie [11]. Metoda ta jest oparta na następujących przesłankach:

- przy obrazach czarno-białych, takich jak prążki częstotliwości czy litery, kolejne obrazy różnią się między sobą tylko na małych częściach całkowitej powierzchni tła,
- kolejne obrazy zawierające szereg różnych informacji różnią się między sobą również niewielką ilością szczegółów, przy czym różnice te występują w różnych częściach płaszczyzny obrazu.

Umożliwiają one przeniesienie kilku obrazów jednym wspólnym kanałem poprzez transmitowanie jedynie różnic pomiędzy luminancją punktów obrazu a luminancją tła oraz różnic pomiędzy kolejnymi obrazami. Zwielokrotnienie sygnału cyfrowego w czasie następuje dzięki zastosowaniu pamięci buforowych. Kolejność nadawania sygnałów, odpowiadających poszczególnym obrazom, jest ustalana niezależnie dla każdego obrazu próbkowania. Dla pełnego odtworzenia skali gradacji szarości korzystne jest stosowanie kodu o nierównej długości słów. Zależnie od rodzaju obrazów / ruchome, nieruchome, wizjotelefoniczne/ i stawianych im wymagań jakościowych uzyskuje się powyższą metodą zwielokrotnienie czasowe od 7 do 31 obrazów, a strumień przesyłanych informacji maleje logarytmicznie przy wzroście liczby zwielokrotnionych obrazów.

Najczęściej jednak w technice telewizyjnej wykorzystywana jest inna, stosowana również w systemach transmisji danych. koncepcja zawężenia strumienia przesyłanych informacji, polegająca na usunięciu wszelkich zbędnych informacji, które są nieistotne dla prawidłowego odtworzenia obrazu /zmniejszenie redundancji/, o-

raz usunięciu tych informacji, które mogą być odtworzone po stronie odbiorczej bez konieczności ich transmisji /zmniejszenie irrelewancji/.

Spotykane dotychczas koncepcje zmniejszenia redundancji można podzielić na trzy podstawowe grupy:

- metody statystyczne,
- metody psychowizualne,
- metody transformacyjne.

Metody statystyczne opierają się na statystycznej zależności między sąsiednimi próbkami [7].

Opracowane w pierwszych latach rozwoju techniki cyfrowej metody kodowania, oparte na rozkładzie statystycznym wartości kolejnych próbek [7] polegają na nierównomiernym /tzw. optymalnym/ kodowaniu, to znaczy na przyporządkowaniu najbardziej prawdopodobnym informacjom słów o najmniejszej liczbie bitów, uzyskując w ten sposób najkrótszą statystyczną długość słowa kodowego. Uzyskana w układzie próbkującym nierównomierna informacja jest magazynowana w pamięci buforowej /tzw. "elastycznym koderze"/, a następnie pobierana ze stałą szybkością oraz transmitowana. Po stronie odbiorczej następuje proces odwrotny. Do odbioru nadawanych informacji są stosowane detektory, pracujące ze zmienną szybkością.

System powyższy wymaga dodatkowej transmisji danych, dotyczących długości słów kodowych. Poszczególne słowa muszą być oddzielone od siebie dodatkowymi sekwencjami, które nie mogą występować w żadnym ze słów kodowych. W związku z tym, stosowanie kodów nierównomiernych nie przynosi dużych oszczędności -

- dla uzyskania obrazu dobrej jakości trzeba stosować kod co najmniej 7-bitowy.

Dalsze metody [12] zmniejszenia redundancji sygnału telewizyjnego, oparte na statystycznej zależności między próbkami, wykorzystują fakt, że źródło sygnału jest źródłem z pamięcią. Informacje, przesyłane na dwóch kolejnych liniach analizy różnią się między sobą tylko niewielką ilością szczegółów, a dość często są nawet identyczne. Podobna sytuacja występuje dla dwóch nadawanych kolejno pól. W związku z tym, prawdopodobieństwo uzyskania ciągów próbek odpowiadających dwóm sąsiednim liniom lub polom jest bardzo duże. Wykorzystanie tej cechy sygnału wizyjnego prowadzi do dwóch następnych metod zmniejszenia redundancji - prognozowania i interpolacji.

Prognozowaniem nazywamy algorytm, który ocenia wartość każdej następnej próbki w oparciu o przebieg sygnału w okresie poprzednim, a więc o wartości jednej lub serii poprzedzających próbek. Najprostszym przykładem prognozowania jest prognoza pierwszego rzędu z tzw. "pływającą szczeliną" /rys. 5/. Przy założeniu, że Y_0 jest ostatnią nadawaną próbką /tzw. próbką znaczącą/ przyjęto prognozę, że następne próbki $\{y_1, \dots, y_5\}$ będą zawarte w granicach $\pm K\%$ wartości Y_0 i w związku z tym można je pominąć. Pierwsza próbka, której wartość wypada poza przyjętymi granicami tolerancji, zostaje przyjęta jako nowa znacząca próbka, stanowiąca odniesienie dla dalszego prognozowania.

Metody prognozowania znajdują zastosowanie przy cyfrowej transmisji sygnału wizyjnego, szczególnie przy zastosowaniu systemów różnicowych /DPCM/ i zostaną dokładnie omówione w rozdz. 6.

Podstawowym warunkiem zmniejszenia redundancji za pomocą prognozowania są monotoniczne zmiany sygnału analogowego. Jeśli natomiast sygnał analogowy zmienia się gwałtownie bądź jest zniekształcony poprzez szумы i zakłócenia, efektywność uzyskana przez zastosowanie prognozowania maleje. W tym przypadku znacznie lepsze wyniki można uzyskać przy uwzględnieniu nie tylko wartości poprzedzającej próbki, lecz również próbki następnej. Stosowana wówczas metoda polega na wyrażeniu sygnału analogowego funkcją wielomianową napięcia o przebiegu czasowym, najbardziej do niego zbliżonym; jest ona zwana interpolacją. Funkcje interpolacyjne mogą być zerowego /rys. 6/ lub pierwszego rzędu. W przypadku kodowania sygnału wizyjnego stosowane są zwykle funkcje pierwszego rzędu, przy czym składowe wielkiej częstotliwości, posiadające znaczną moc, są przesyłane i wykorzystywane do odtworzenia sygnału analogowego. Badania laboratoryjne powyższej metody, przeprowadzone drogą symulacji za pomocą maszyn matematycznych, stwarzają podstawy do uzyskania dobrej jakości obrazu przy dwu do czterokrotnym zawężeniu przenoszonego pasma.

Metody psychowizualne [5,7] opierają się na właściwościach wzroku, wykorzystanych przy ustaleniu podstawowych parametrów systemu telewizyjnego. Do najważniejszych z nich należą: czułość wzroku i jego właściwości widmowe, zdolność rozdzielcza, zdolność rozróżniania luminancji oraz bezwładność zmysłu wzroku. W oparciu o nie ograniczono liczbę obrazów nadawanych w ciągu sekundy do 25, uzyskując w tym przypadku już prawidłowe wrażenie ciągłości ruchu. Na podobnej zasadzie ustalono pozostałe dwie wiel-

kości, określające strumień informacji obrazu telewizyjnego:

- maksymalną liczbę rozróżnialnych gradacji kontrastu oraz
- maksymalną liczbę elementów obrazu /rys. 7/.

Jednakże pomiędzy prędkością ruchu a rozdzielczością gradacji kontrastów istnieje ścisła zależność. Pełna rozdzielczość jest wymagana jedynie przy obrazach nieruchomych i maleje przy wzroście prędkości ruchu. Zależność między tymi dwoma wielkościami jest hiperboliczna. Podobna zależność istnieje również pomiędzy maksymalną liczbą elementów obrazu a rozdzielczością gradacji kontrastów oraz prędkością ruchu - im drobniejsze są szczegóły obrazu, tym mniej stopni gradacji jest wymagane do odtworzenia, a im większa szybkość ruchu na obrazie, tym mniej szczegółów może on zawierać. Wobec tego, niezbędny strumień informacji, jaki zdolne jest przyjąć oko obserwatora /zredukowany strumień informacji/ jest znacznie mniejszy od strumienia przesyłanego; stanowi jedynie niewielką jego część /rys. 7/.

Realizacja takiej koncepcji ograniczenia strumienia informacji wymaga zastosowania bardzo skomplikowanej i rozbudowanej aparatury, a szczególnie koderów, zawierających detektory ruchu w obrazie i detektory wielkości płaszczyzn. Ponadto grają tu jeszcze rolę niedostatecznie dotąd wyświetlone czynniki psychofizjologiczne. Jednakże są prowadzone prace badawcze nad znalezieniem rozwiązania powyższego zagadnienia. W oparciu o nie został w ZSRR opracowany układ przetwornika analogowo-cyfrowego z detektorem gradacji kontrastów oraz koncepcja kodera organu wzroku, przystosowanego do współpracy z typowymi układami przetworników, przetwarzającego przesyłany obraz w zależności

od właściwości oka: czułości, charakterystyki widmowej, zdolności rozdzielczej, zdolności rozróżniania kontrastów oraz bezwładności.

Metody transformacyjne [8] łączą w sobie metody statystyczne z metodami psychowizualnymi. Proces kodowania składa się z dwóch części, przy czym w pierwszej z nich są uwzględniane cechy statystyczne sygnału, w drugiej zaś właściwości wzroku. Podstawową czynnością w tej metodzie, po podziale obrazu na podobrazy /rys. 8/, jest liniowa transformacja zależnych statystycznie elementów obrazu za pomocą funkcji ortogonalnych, dzięki której uzyskuje się zbiór niezależnych współczynników. Współczynniki te są następnie kolejno kwantowane i kodowane, przy czym ilość poziomów kwantyzacji, a więc wymagana liczba bitów kodu jest określona przez czułość wzroku na zniekształcenia wywoływane szumem kwantyzacji. Do najczęściej stosowanych transformacji sygnału wizyjnego należą:

- transformacja jednowymiarowa, przedstawiająca każdy element obrazu jako liniową funkcję wszystkich współczynników, zwana transformacją własnego wektora lub transformacją Hottellinga;
- transformacja dwuwymiarowa, przedstawiająca każdy element obrazu jako podwójną sumę współczynników, obejmująca transformacje najczęściej stosowane dla sygnału wizyjnego, jak transformacja Fouriera, Hademarda oraz transformacja ukośna /slant/, której nazwa pochodzi od podstawowego, dyskretnego wektora transformacji o kształcie piłopodobnym, odzwierciedlającym linearnie zmiany luminancji obrazu wzdłuż linii analizy.

Określenie ilości i wybór współczynników, które są następnie próbkowane, są dokonywane przy transformacji sygnałów wizyjnych dwoma metodami. Pierwsza z nich zwana próbkowaniem strefowym "zonal sampling" polega na podziale wszystkich współczynników na dwie grupy /strefy/, z których pierwsza zawiera wszystkie współczynniki przesyłane /zwykle o małej częstotliwości/, druga zaś współczynniki pominięte. W drugiej metodzie zwanej próbkowaniem progowym "threshold sampling" przesyłane są jedynie współczynniki większe niż ustalonego z góry "progu". Uzyskane poprzez transformację współczynniki są odpowiednio kwantowane i kodowane.

Metody kodowania są bądź jednakowe dla wszystkich podobrazów, bądź też adaptacyjne, w których sposób kodowania zależy od struktury podobrazu.

Metody transformacyjne mogą być stosowane do transmisji cyfrowej zarówno sygnałów czarno-białych jak i kolorowych, przy czym transformacja sygnałów kolorowych polega na niezależnej transformacji sygnału luminancji Y oraz sygnałów różnicowych I i Q. Metody te pozwalają na znaczne zmniejszenie liczby bitów wymaganej do transmisji obrazu o dobrej jakości.

Przeprowadzone drogą symulacji za pomocą maszyn matematycznych porównanie różnych metod transmisji cyfrowej potwierdza wyniki uzyskane na drodze teoretycznej /tabl. 3/.

Jak wynika z tablicy 3, transformacja nieadaptacyjna jest równoważna dwuwymiarowej adaptacyjnej modulacji różnicowej DPCM i z tego względu praktycznie nie jest stosowana. Zmniejszenie wymaganej liczby bitów uzyskuje się dopiero przy zastosowaniu transformacji adaptacyjnych.

Tablica 3

Metoda transmisji cyfrowej	Liczba bitów / element obr.
PCM	8
DPCM /p. rozdz. 6/	3
Adaptacyjna dwuwymiarowa DPCM /p. rozdz. 6/	2-3
Transformacja jednowymiarowa	2-3
Transformacja dwuwymiarowa	2
Transformacja adaptacyjna dzwuwymiarowa	1
Transformacja pochyła "slant"	1-2 dla obrazu czarno-białego 2-3 dla obrazu kolorowego

Jak wspomniano powyżej, istnieje jeszcze inna metoda zmniejszenia strumienia przesyłanych informacji, polegająca na zmniejszeniu szybkości próbkowania. Podstawowa koncepcja polega na zmniejszeniu szybkości próbkowania poprzez zawężenie pasma podstawowego sygnału analogowego. Uzyskać to można metodą przeplatania częstotliwości z linią opóźniającą /BFL/ [6], która umożliwia przesłanie analogowego sygnału kolorowego o pasmie 5 MHz tórem wizyjnym o szerokości np. 2,5 MHz bez widocznego pogorszenia jakości obserwowanego obrazu. Polega ona na ograniczeniu przesyłanego pasma sygnału luminancji do 2,5 MHz, przy jednoczesnym przesyłaniu wydzielonego sygnału chrominancji również w pasmie do 2,5 MHz, przez przemianę częstotliwości 4,43 MHz

na 1,8 MHz za pomocą dodatkowej podnośnej 6,2 MHz. Po stronie odbiorczej następuje regeneracja pasma podstawowego sygnału analogowego poprzez opóźnienie wydzielonego sygnału chrominancji, dodanie go do sygnału nie opóźnionego, a następnie przemianę częstotliwości przy zastosowaniu podnośnej 6,2 MHz.

Zawężenie przesyłanego pasma sygnału analogowego do 2,5 MHz umożliwia ponad dwukrotnie zmniejszenie częstotliwości próbkowania /np. do około 5,8 MHz/, co przy zastosowaniu kodu 8-bitowego daje strumień informacji rzędu 50 Mbit/s.

Wszystkie omówione powyżej metody ograniczenia strumienia informacji, przesyłanego w liniowym systemie PCM są obecnie w stanie prób eksperymentalnych i należy mieć nadzieję, że w najbliższym czasie otrzyma się pewne praktyczne i eksploatacyjne ich rozwiązanie. Znacznie bardziej zaawansowane są rezultaty praktyczne, uzyskane przy opracowywaniu i badaniach nowych systemów modulacji kodowo-impulsowej, które mają na celu również ograniczenie w pewnym stopniu strumienia informacji. Zostaną one omówione szczegółowo w rozdz. 5 .

5. TELEWIZYJNE SYSTEMY CYFROWE

Wszystkie znane dotychczas telewizyjne systemy cyfrowe powstały na bazie modulacji kodowo-impulsowej /PCM/, stanowiącej modulację czasowo i amplitudowo dyskretną. Proces przetwarzania sygnału polega w tym przypadku na cyklicznym próbkowaniu sygnału analogowego, a następnie jego kwantyzacji, czyli przyporządkowaniu przedziałom kwantowym określonych numerów wyrażonych cyframi binarnymi. Zależnie od metody tego przyporządko-

wania rozróżniamy różne systemy modulacji kodowo-impulsowej, jak:

- 1/ linearną modulację kodowo-impulsową /PCM/;
- 2/ różnicową modulację kodowo-impulsową /DPCM/;
- 3/ modulację delta, stanowiącą szczególny przypadek modulacji różnicowej.

5.1. Linearna modulacja kodowo-impulsowa /PCM/

Podstawowym i historycznie najstarszym systemem cyfrowym jest linearna modulacja kodowo-impulsowa, w której zamiast dokładnej wysokości amplitudy próbki przesyła się za pomocą kodu dwójkowego wartość cyfrową przedziału, do którego sięga amplituda danej próbki, jak to podano na rys. 3. Jak wiemy, otrzymane po stronie odbiorczej próbki nie są identyczne z próbkami pobranymi z przebiegu nadawanego; każda odtworzona próbka obciążona jest błędem o wartości zawartej między zerem a połową przedziału kwantyzacji. Można więc przyjąć, że przebieg odtworzony jest sumą przebiegu pierwotnego i pewnego przebiegu dodatkowego. Ten przebieg dodatkowy nazywany jest szumem kwantyzacji.

Zniekształcenia obrazu, zwane szumem kwantyzacji, mogą występować w postaci zjawiska konturowego, dudnień oraz szumu przypadkowego. Mają one zasadniczy wpływ na wymaganą liczbę bitów, przyjętą dla transmisji sygnału wizyjnego. Badania subiektywne /p. rozdz. 3/ wykazały, że optymalnym kodem, stosowanym przy transmisji sygnału wizyjnego linearnym systemem PCM, jest kod 8-bitowy. Stosowana w linearnym systemie PCM optymalna częstotliwość próbkowania wynika przede wszystkim z twierdzenia

Shannona. Dokładna jej wartość /np. 13,3 MHz/ jest ustalana na podstawie rozważań podanych w rozdz. 3. W związku z tym, transmisja sygnałów wizyjnych liniowym systemem PCM, przy zachowaniu jakości otrzymywanego obrazu nie gorszej niż obrazu uzyskiwanego w systemie analogowym, wymaga przesłania strumienia informacji równego ok. 110 Mbit/s, a więc szerokości pasma kanału transmisyjnego ok. 80 MHz. Szerokość ta znacznie przewyższa szerokość kanału telewizyjnego, stosowanego obecnie do transmisji sygnałów systemem analogowym.

5.2. Różnicowa modulacja kodowo-impulsowa /DPCM/

5.2.1. Zasada pracy systemu

Rozwój systemów cyfrowych, wykorzystywanych do transmisji szerokopasmowych, poszedł przede wszystkim w kierunku zawężenia strumienia przesyłanych informacji. Opracowane systemy cyfrowej transmisji sygnału telewizyjnego opierają się o statystyczną analizę rozkładu amplitud sygnału wizyjnego, przeprowadzoną przy zastosowaniu maszyn matematycznych, która wykazała, że rozkład amplitud jest w zasadzie równomierny, rozkład różnic amplitud elementów obrazu tworzy natomiast krzywą dzwonową wokół wartości zerowej. Zależność tę wykorzystuje się tworząc tzw. sygnał różnicowy, stanowiący różnicę amplitud dwóch próbek sygnału poprzez odpowiednie opóźnienie jednej z nich [3,7]. Opóźnienie to może być bądź równe odległości między próbkami, bądź też czasowi trwania linii wybierania albo półobrazu telewizyjnego. Otrzymane różnice próbek są następnie kwantowane za pomocą kodu n-bitowego, przy

czym poziomy kwantyzacji są zwykle rozłożone nielinearnie w zakresie pełnej dynamiki amplitud sygnału różnicowego /rys. 9/ - jest to tzw. kwantowanie zbieżne "tapped". Taki system transmisji nosi nazwę różnicowej modulacji kodowo-impulsowej /DPCM/, zaś próbka opóźniana nazywana jest prognozą. Systemy różnicowe są charakteryzowane przez trzy podstawowe procesy: tworzenie różnic tzw. różniczkowanie, zbieżne kwantowanie oraz całkowanie, przy czym proces całkowania w dekodерze jest ściśle komplementarny do procesu różniczkowania w koderze. Podstawowy schemat blokowy systemu DPCM podany jest na rys. 10.

Wejściowy sygnał analogowy oraz sygnał prognozy S_0 są doprowadzone do dwóch wejść wzmacniacza różnicowego, na wyjściu którego uzyskuje się ich różnicę, zwaną również sygnałem błędu. Różnica ta jest następnie kwantowana i kodowana. Uzyskany na wyjściu koderza n -bitowy sygnał cyfrowy /przy czym $n < 8$ / jest następnie transmitowany. Równocześnie sygnał ten jest doprowadzony do przemiennika kodów, w którym słowa n -bitowe zostają zamienione na słowa 8-bitowe. Uzyskany w ten sposób 8-bitowy sygnał różnicy jest następnie dodawany do opóźnionego w układzie magazynującym sygnału prognozy S_0 , pochodzącego z poprzedzającej próbki lub próbek, a uzyskana po przejściu przez przetwornik cyfrowo-analogowy suma stanowi nową wartość prognozy S_1 , która zostaje odjęta od sygnału wejściowego. Ujemne sygnały różnicy zostają doprowadzone do układu sumującego jako cyfry komplementarne i odjęte od poprzedniej prognozy. Ponieważ układ kwantujący znajduje się w pętli sprzężenia zwrotnego, istnieje możliwość akumulacji różnic pochodzących z poprzednich próbek i w oparciu o to tworzenia prognozy S_0 .

W systemach różnicowych połączone procesy zbieżnego kwantowania oraz tworzenia różnic powodują podział obrazu na powierzchni o małej i o dużej ilości szczegółów. Przy małej ilości szczegółów różnice między próbkami są małe, praca odbywa się w środkowej części charakterystyki kwantyzacji, powstałe sygnały błędu /sygnały różnicy/ są bardzo małe. Przy wzroście szczegółów na obrazie, różnice pomiędzy amplitudami próbek, a więc i sygnały błędu /sygnały różnicy/ wzrastają.

Umożliwia to, przy zastosowaniu kodu o tej samej liczbie bitów, uzyskanie lepszej jakości obrazu niż w linearnym systemie PCM, ponieważ przesyłane dane /różnice między próbkami/ zawierają przede wszystkim informacje o krawędziach nadawanych na obrazie przedmiotów, na co oko obserwatora jest najbardziej czułe. Pozwala to z kolei na zastosowanie do celów transmisji kodu o mniejszej liczbie bitów.

Ponadto szum kwantyzacji w systemach różnicowych przyjmuje inną postać, niż w linearnym systemie PCM, dzięki czemu w pewnych przypadkach może być mniej zauważalny na ekranie. Dopuszczalny stosunek sygnału do szumu w systemie różnicowym jest o 12 dB niższy niż dla linearnego systemu PCM, co jest równoważne możliwości zastosowania kodu zawierającego o 2 bity mniej dla każdej kodowanej próbki.

5.2.2. Wpływ zakłóceń w systemie DPCM

Jak wiemy, szum kwantyzacji w linearnym systemie PCM objawia się jako efekt konturowy, dudnienia oraz szum przypadkowy /ziarnisty/. W systemach różnicowych natomiast oprócz efektu kon-

turowego i szumu ziarnistego występuje szum przeciążenia - "slope overload" oraz zajętość zboczy - "edge busyness".

Pod pojęciem szumu przeciążenia "slope overload" rozumie się zniekształcenia występujące, gdy różnica między próbkami jest większa niż największy stopień kwantyzacji, tzn. system nie jest w stanie nadążyć za szybkimi zmianami amplitudy wejściowego sygnału analogowego /rys. 11/. Powodują one powstawanie smużeń, czyli zmian luminancji wzdłuż linii dla elementów obrazu o stosunkowo dużych powierzchniach oraz zmniejszenie rozdzielczości poziomej obrazu.

Natomiast zajętość zboczy "edge busyness" /rys. 12/ powstaje w przypadku zbyt dużego stosunku kolejnych różnic w układzie kwantującym, który powoduje różnice przebiegów w pętli sprzężenia zwrotnego między kolejnymi liniami i kolejnymi półobrazami, pociągając za sobą powstawanie zniekształceń dookoła ostrych, pionowych krawędzi obrazu, objawiających się w formie stosunkowo dużych zniekształceń jasności, przemieszczających się wzdłuż linii odchylenia do tyłu i do przodu.

Ponadto przyczyną powstawania zniekształceń zajętości zboczy w różnicowym sygnale cyfrowym może być również w pewnych przypadkach [7] szum zawarty w wejściowym analogowym sygnale wizyjnym. Zjawisko to zależy również od szeregu innych czynników, jak charakterystyka kwantyzacji, tolerancja poziomów kwantyzacji oraz poprzednie wartości sygnału, zgromadzone w układzie pamięciowym pętli sprzężenia zwrotnego.

Szum ziarnisty jest to szum wysokiej częstotliwości, wywoływany przez niezależne błędy próbkowania i kwantyzacji, których szkod-

liwy wpływ na jakość obrazu jest tym większy, im większe są amplitudy sygnałów różnicy. Podział wpływu szumu ziarnistego i przeciążenia dla typowego sygnału analogowego podano na rys. 13.

Nierówność amplitud sygnałów różnicy na powierzchni obrazu może wywołać również nieciągłość jasności krawędzi. Zniekształcenie to, zwane skokiem krawędzi - "edge stepping" przesuwają się wzdłuż krawędzi w górę i w dół, jeżeli prędkość odchylenia nie jest zsynchronizowana z prędkością przetwarzania cyfrowego.

W przypadku nadawania dużych, jednostajnych powierzchni wyjściowy sygnał różnicy waha się wokół linii zerowej, przyjmując bądź ujemne, bądź dodatnie wartości o bardzo małych amplitudach. Wahania te zostają uśrednione przez układ całkujący. Jeśli jednak stała czasu obwodu rozładowującego jest zbyt mała, mogą powstać zniekształcenia krawędzi, tzw. zjawisko konturowe /rys. 14/, występujące wskutek rozładowania zniekształcenia konturowe "leak counturing pattern" oznaczono na rysunku linią przerywaną/.

Zjawisko konturowe może powstać również przy odpowiednio dużej stałej czasu rozładowania, jeżeli przebieg analogowego sygnału wizyjnego jest rosnący lub malejący w przybliżeniu liniowo, a jego nachylenie jest mniejsze, niż nachylenie charakterystyki kwantyzacji /rys. 15/.

Wymagania, jakim powinny odpowiadać parametry systemu z punktu widzenia minimalnej widoczności szumu kwantyzacji, są różne, zależnie od rodzaju występujących zniekształceń. Szum ziarnisty wymaga stosowania jak najmniejszych przedziałów kwantyzacji. Natomiast, ze względu na możliwość wystąpienia zniekształceń przeciążenia "slope overload", przedział odpowiadający najwięk-

szej różnicy sygnałów powinien być możliwie jak największy. Z drugiej strony zbyt duży stosunek amplitud kolejnych przedziałów kwantyzacji powoduje różnice w odtwarzaniu między kolejnymi liniami i kolejnymi półobrazami, pociągając za sobą powstawanie zniekształceń zajętości zboczy. Z punktu widzenia zajętości zboczy, jak również zjawiska konturowego, przedziały kwantyzacji powinny być równe. Ze względu na fakt, że optymalne parametry systemu DPCM, określone przy niezależnym rozważaniu powyższych typów zniekształceń, wzajemnie się wykluczają, przyjmuje się zwykle wartości kompromisowe, biorąc jednocześnie pod uwagę właściwości wzroku. Na przykład badania subiektywne [3] wykazały, że szum ziarnisty jest mniej widoczny niż pozostałe rodzaje zakłóceń, jak przeciążenie i zajętość zboczy oraz że szum ten, występujący w pobliżu krawędzi i na małych szczegółach obrazu, jest mniej przykry dla widza niż występujący na dużych płaszczyznach. Możliwe jest więc zastosowanie odpowiedniej kompresji, pozwalającej na przesunięcie szumu do tych części obrazu, na których jest on znacznie mniej widoczny. Kompresję taką daje np. nieliniowe kodowanie, w którym uzyskuje się duży stosunek sygnału do szumu dla małych sygnałów różnicy /dużych powierzchni obrazu/ oraz mniejszy stosunek sygnału do szumu dla dużych sygnałów różnicy /krawędzie/.

Wadą wspólną wszystkich systemów różnicowych jest stosunkowo duża /większa niż w liniowym systemie PCM/ podatność na cyfrowe zakłócenia transmisyjne, które objawiają się w postaci poziomych prążków na obrazie. Pojedyncze błędy cyfrowe, które powodują po detekcji zniekształcenia sygnału różnicy między prób-

kami, są w układzie pamięciowym dekodera zmagazynowane i zniekształcają wszystkie dekodowane kolejne próbki w okresie czasu określonym przez stałą czasu rozładowania. Wpływ zakłóceń transmisyjnych na jakość przesyłanego obrazu jest więc tym mniejszy, im mniejsza jest stała czasu rozładowania układu całkującego. Z drugiej strony, minimalna wartość stałej czasu jest określona przez dopuszczalne zniekształcenia konturowe. W praktyce stanowi ona kompromis pomiędzy powyższymi dwoma czynnikami. Otrzymana w wyniku tego charakterystyka częstotliwościowa układu całkującego jest stłumiona dla małych częstotliwości aż do częstotliwości zagięcia, której wartość zależy od stałej czasu rozładowania. Taki układ całkujący zwany jest układem z upływem - "leaky integrator".

5.2.3. Rodzaje modulacji różnicowej DPCM

Przy transmisji cyfrowej sygnałów telewizyjnych są spotykane trzy podstawowe odmiany systemu różnicowej modulacji kodowo-impulsowej DPCM. W pierwszej z nich odpowiednie różnice amplitud sygnału wizyjnego tworzy się dla sąsiednich elementów obrazu na tej samej linii wybierania lub na sąsiednich liniach. System ten nosi nazwę wewnątrzpolowej różnicowej modulacji kodowo-impulsowej /interframe DPCM/. W drugiej odmianie - różnice powyższe tworzy się dla elementów obrazu sąsiednich pól. Jest to tzw. system międzypolowej różnicowej modulacji kodowo-impulsowej /interframe DPCM/. Pierwszy z tych systemów daje możliwość około 3-krotnej redukcji liczby bitów, a co za tym idzie 3-krotnego zawężenia wymaganego pasma kanału transmisyjnego /z 80 MHz

na ok. 27 MHz/ i może znaleźć zastosowanie w transmisji programowej. Drugi natomiast, zapewniający około 8-krotną redukcję liczby bitów, uważa się za korzystny do celów wizjotelefonii. Trzecim przypadkiem systemu różnicowego DPCM jest system Delta, stanowiący odmianę wewnątrzpolowej DPCM, w której wartości próbek różnią się najwyżej o jeden przedział kwantyzacji. Różnicowe systemy modulacji kodowo-impulsowej są w chwili obecnej najkorzystniejszymi metodami kodowania sygnałów telewizyjnych. Umożliwiają one zarówno zastosowanie kodu o jednakowej liczbie bitów, czyli tworzenie słów o jednakowej długości, co można zrealizować stosunkowo prostymi środkami technicznymi, oraz zastosowanie do celów transmisji kodu o mniejszej liczbie bitów dla sygnałów często występujących i o większej liczbie bitów dla sygnałów występujących rzadko, czyli transmitowanie słów o różnej długości.

Ostatnie lata, a nawet miesiące przynoszą bardzo szybki rozwój systemów różnicowych wykorzystywanych do transmisji sygnałów szerokopasmowych. Idzie on przede wszystkim w kierunku rozwoju systemu interframe DPCM, w którym wartość każdego słowa cyfrowego jest odniesiona do różnicy pomiędzy amplitudą odpowiedniej próbki sygnału analogowego i próbki poprzedzającej lub wielkości "prognozy", uzyskanej z serii poprzedzających próbek. Istnieją tu dwie podstawowe koncepcje. Pierwsza z nich [13] polega na zastosowaniu systemu DPCM jedynie dla małych różnic i przesyłaniu dodatkowych informacji do odbiornika w przypadku, gdy wynikające z tego błędy stają się zbyt duże. Opracowany według tej metody koder przetwarza dwukrotnie sygnał wejściowy, przy czym wprowadza dodatkowe poziomy kwantyzacji /dodatkowe bity/, gdy

wejściowy sygnał analogowy przekroczy ustaloną wartość odniesienia. Pozwala to na zwiększenie ilości poziomów kwantyzacji dla kodu 3-bitowego do 22 przy stosunkowo niewielkim skomplikowaniu układu. Dodatkowe informacje mogą być próbkowane z mniejszą częstotliwością i przesyłane bądź w okresie wygaszania, bądź zamiast zbędnych składowych sygnału. Umożliwia to np. przy zastosowaniu kodu 3-bitowego uzyskanie obrazu o jakości porównywalnej z jakością obrazu 7-bitowego w linearnym systemie PCM. Ponieważ powyższe informacje dodatkowe występują w sposób nieregularny, koncepcja ta pociąga za sobą nieregularny strumień informacji i wymaga zastosowania pamięci buforowej. Jeżeli pojemność tej pamięci jest zbyt mała, mogą wystąpić dodatkowe zniekształcenia.

W drugiej grupie metod próbuje się przedstawić chwilową wartość sygnału bez przesyłania informacji dodatkowych, co pozwala na stosowanie kodu o jednakowej liczbie bitów. Metody takie mają szereg rozwiązań praktycznych, które pozwalają w pewnych przypadkach na uzyskanie znacznej poprawy jakości obrazu bardzo małym kosztem.

Oprócz powyższych podstawowych metod systemu różnicowego DPCM opracowywane są w różnych krajach metody zmodyfikowane, mające na celu zawężenie strumienia przesyłanych informacji, a więc wymaganej szerokości pasma kanału transmisyjnego. Do bardziej interesujących rozwiązań można tu zaliczyć np. opracowaną w Australii metodę blokowego kodowania DPCM - "block DPCM encoding", wykorzystującą właściwości ludzkiego wzroku /charakterystykę czułości/. Polega ona na zredukowaniu ilości przesyła-

nych słów poprzez przekształcenie długotrwałych sekwencji elementów zakodowanych w systemie DPCM w podgrupy o tej samej długości.

5.2.3.1. Jednokierunkowy system DPCM /system DPCM z jednokierunkowym prognozowaniem/. Jak wiadomo, system różnicowej modulacji kodowo-impulsowej polega przede wszystkim na tworzeniu różnicy amplitud próbki wejściowej S oraz sygnału prognozy S_0 . W pierwszych rozwiązaniach systemów DPCM sygnał prognozy S_0 utworzony był w oparciu o wyniki analizy statystycznej rozkładu różnicy amplitud kolejnych elementów obrazu - z poprzedniej próbki sygnału analogowego, poprzez opóźnienie jej o czas równy odległości między próbkami. Dalszy rozwój wewnątrzpolowych systemów DPCM szedł w kierunku znalezienia sygnałów prognozy, umożliwiających zmniejszenie wpływu szumu kwantyzacji i błędów transmisyjnych na jakość przesyłanego obrazu. Zastosowanie w przetworniku analogowo-cyfrowym pętli sprzężenia zwrotnego, obejmującej układ kwantujący i magazynujący, umożliwiło akumulację różnic pochodzących z szeregu poprzednich próbek sygnału. Utworzona wówczas prognoza S_0 jest wynikiem wartości amplitud kilku poprzednich próbek. Obecnie są spotykane dwa rodzaje prognoz jednokierunkowych. W pierwszym z nich sygnał prognozy S_0 jest utworzony w oparciu o elementy obrazu, znajdujące się na tej samej linii analizy, w drugim natomiast o elementy leżące na linii poprzedniej w bezpośrednim sąsiedztwie elementu przekształconego. Jak wiemy z rozdz. 6.2.1, jednokierunkowy system DPCM pozwala na stosowanie do celów transmisji kodu o mniejszej liczbie bitów, aniżeli linearny system PCM, przy czym charakterystyki

kwantyzacji są kompromisem między optymalnymi charakterystykami, uzyskanymi z punktu widzenia wpływu szumu ziarnistego, szumu przeciążenia oraz zajętości zbcocy. Przeprowadzone w ramach programu studiów CCIR badania subiektywne [13] wykazały, że uzyskanie bardzo dobrego obrazu wymaga zastosowania do transmisji kodu 6-bitowego, zawierającego 64 poziomy kwantyzacji.

W przypadku kodowania z mniejszą ilością bitów na obrazie są zauważalne zniekształcenia, które znacznie obniżają jakość przesyłanego obrazu /przy 5 bitach - obraz dobry, zaś przy 4 - dostateczny/. Zniekształcenia objawiają się przede wszystkim w formie szumu przeciążenia, który powoduje występowanie smużeń. Jeśli sygnał prognozy jest utworzony w oparciu o poprzednie próbki tej samej linii analizy, smużenie występuje za krawędziami pionowymi, zaś gdy prognoza powstaje z elementów umieszczonych na linii sąsiedniej - przy krawędziach poziomych, przy czym w tym ostatnim przypadku jest ono spotęgowane wskutek zjawiska międzyliniowości.

5.2.3.2. Jednokierunkowe systemy DPCM ze sterowaniem charakterystyki kwantyzacji oraz z przełączanym kwantowaniem [14]. Dalszy rozwój jednokierunkowych systemów DPCM, idący w kierunku ograniczenia strumienia przesyłanych informacji, polega na fikcyjnym zwiększeniu ilości poziomów kwantyzacji, bez zwiększenia liczby bitów stosowanego kodu. Opracowane w tym celu metody oparte są na właściwościach analogowego sygnału telewizyjnego. Należą do nich: system DPCM ze sterowaniem charakterystyki kwantowania oraz system DPCM z przełączanym kwantowaniem. Metoda sterowania charakterystyki kwantyzacji wykorzystuje fakt, że dynamiczny zakres sygnału wizyjnego jest ograniczony pozioma-

mi czerni i bieli $/0,7 V_{ss}/$. Wobec tego, jeśli wartość dowolnej próbki odpowiada np. poziomowi bieli, następna próbka może mieć bądź taką samą wartość, bądź też wartość mniejszą /przesuniętą w kierunku czerni/. Wówczas poziomy kwantyzacji, przeznaczone do kwantowania sygnałów błędu /różnicy/ w kierunku poziomu bieli, nie są wykorzystywane i mogą służyć do zwiększenia dokładności kwantowania innej części charakterystyki kwantyzacji, np. w kierunku poziomu czerni. Wykorzystanie powyższej metody sterowania charakterystyki kwantyzacji podane jest na rys. 16, który zawiera dwa przykłady. Dla I przykładu - 15 poziomów kwantyzacji, stanowiących odpowiednik kodu 4-bitowego, pokrywa w pełni dynamiczny zakres przychodzącego sygnału analogowego. Pokazany na przykładzie II sygnał różnicy $\Delta P_0 P_1$ /między próbkami sygnałów o poziomie bieli i szarym/ zawarty jest w zakresie dynamicznym sygnału i dla zakodowania następnej próbki w kierunku bieli należy przewidzieć cztery poziomy kwantyzacji. Jednocześnie poziomy kwantyzacji 5,6,7 wychodzą poza granice zakresu i mogą być wykorzystane w ujemnej gałęzi charakterystyki kwantyzacji /poziomy 5', 6' i 7' w przykładzie II/. W ten sposób charakterystyka kwantyzacji przesuwana się w zależności od wielkości sygnału wejściowego.

Metoda ta pozwala na prawie dwukrotne fikcyjne zwiększenie ilości poziomów kwantyzacji, np. w omawianym przykładzie, zawierającym 15 poziomów kwantyzacji, uzyskać można dokładność kwantowania odpowiadającą 27 poziomom.

Metoda przełączania charakterystyki kwantyzacji /przełączanego kwantowania/ wykorzystuje fakt, że w systemie DPCM dla

przenoszenia sygnałów błędu /równego w przybliżeniu różnicy próbek/ bardzo rzadko jest wykorzystywany pełny zakres, obejmujący wszystkie poziomy kwantyzacji. Jak wynika z analizy statystycznej, przeważająca ilość sygnałów błędu /różnicy/ ma małe amplitudy i praca odbywa się w środkowej tzw. "wewnętrznej" części charakterystyki kwantyzacji. Pozwala to na podział całkowitego zakresu charakterystyki kwantowania na dwie części: "wewnętrzną" i "zewnętrzną" i wykorzystywanie ustalonej ilości poziomów kwantyzacji na przemian w tym obszarze, w którym znajduje się sygnał. Przełączanie zakresu charakterystyki z wewnętrznego na zewnętrzny następuje poprzez przesłanie dodatkowej informacji /jednego słowa/. Zawężając w ten sposób zakres sygnału błędu, można przy tej samej ilości poziomów uzyskać zwiększenie dokładności kwantowania.

Proces kwantowania sygnału z przełączanym kwantowaniem, przy jednoczesnym sterowaniu charakterystyki, jest przedstawiony przykładowo na rys. 17.

Początkowo /przykład I/ wszystkie poziomy kwantyzacji położone są w "wewnętrznej" części charakterystyki symetrycznie względem wartości próbki sygnału P_0 . Po otrzymaniu następnego próbki sygnału P_1 i utworzeniu różnicy $\Delta P_0 P_1$, wielkość jej podlega ocenie. Jeżeli wartość $\Delta P_0 P_1$ jest mniejsza od połowy dynamicznego zakresu sygnału analogowego - $\frac{1}{2} F_{\max}$ - wszystkie poziomy kwantyzacji pozostają w "wewnętrznej" części charakterystyki /przykład I/. Poziomy znajdujące się wówczas poza dynamicznym zakresem sygnału /7'6'5'/ są wykorzystywane do dopełniającego powiększenia dokładności kodowania. Jeśli natomiast

$\Delta P_{o P_1}$ jest większa od $\frac{1}{2} F_{\max}$, wszystkie poziomy zostają przełączone do "zewnątrznej" części charakterystyki /przykład II/. W ten sposób poziomy kwantyzacji mogą mieć dwie różne wartości zależnie od części charakterystyki, w której się znajdują. Dla uniknięcia niejednoznaczności przy zastosowaniu kodu 4-bitowego wykorzystuje się jedynie 15 poziomów kwantyzacji, natomiast szesnaste słowo kodowe /np. 1111/ jest wykorzystywane do sygnalizacji przełączania zakresu kwantowania. Wadą powyższej metody jest niewielkie powiększenie ilości nadawanych informacji wskutek zastosowania dodatkowych słów sygnalizacyjnych oraz nierównomierność strumienia przesyłanych informacji. Aby tego uniknąć, stosuje się zamianę ostatniego przed przełączeniem słowa, zawierającego informację cyfrową - słowem sygnalizującym przełączenie zakresów, wartość zaś utraconą ekstrapoluje się po stronie odbiorczej przed przełączeniem.

Stosowanie systemu DPCM z przełączanym kwantowaniem pozwala na prawie czterokrotne fikcyjne zwiększenie ilości poziomów kwantyzacji. W omawianym przykładzie, zawierającym 15 poziomów kwantyzacji, uzyskać można dokładność kwantowania odpowiadającą 57 poziomom, czyli stosowanie kodu 4-bitowego w tym systemie odpowiada zastosowaniu kodu 9-bitowego w linearnym systemie PCM.

5.2.3.3. Dwukierunkowy system DPCM /system DPCM z dwukierunkowym prognozowaniem [16]. System ten stanowi jak gdyby kombinację metod prognozowania, stosowanych przy prognozowaniu jednokierunkowym, utworzoną z punktu widzenia zmniejszenia wpływu zniekształceń transmisyjnych i szumu kwantyzacji. Wyko-

rzystuje on przestrzenną korelację między elementami obrazu /rys. 18/. W chwili obecnej są stosowane trzy podstawowe metody tworzenia sygnałów prognozy:

- W pierwszej z nich prognozę stanowi wartość średnia próbek uzyskanych dla poprzedniego elementu na tej samej linii analizy i jednego lub kilku elementów znajdujących się na poprzedniej linii tego samego półobrazu, a więc zgodnie z rys. 18 - prognozę stanowi średnia z próbki dla elementu poprzedniego A i jednego lub kilku elementów sąsiedniej linii tego samego półobrazu B, C i D, np.

$$\hat{x} = \frac{A + D}{2}$$

Prognozowanie takie nazywa się prognozowaniem średnim - "averaged prediction". Układ blokowy systemu DPCM z dwukierunkowym prognozowaniem średnim podano na rys. 19.

- W drugiej metodzie prognozę stanowi suma próbki odpowiadającej poprzedniemu elementowi na tej samej linii i różnic pomiędzy próbkami odpowiadającymi elementom poprzedniej linii, czyli zgodnie z rys. 18 prognoza jest sumą próbki dla elementu A i różnicy utworzonej z próbek elementów lub nachylenia elementów poprzedniej linii, tzn. C - B lub $1/2(D - B)$, np.

$$\hat{x} = A + 0,5D - 0,5B.$$

Ta metoda prognozowania nosi nazwę prognozowania płaszczyznowego /leżącego w jednej płaszczyźnie/ - "planar prediction".

Obydwie powyższe metody prognozowania są metodami liniowymi, ponieważ sygnał prognozy stanowi liniową kombinację /sumę bądź różnicę/ elementów występujących poprzednio.

- Metoda trzecia jest metodą nieliniową, w której układy nadajnika i odbiornika wybierają sposób tworzenia prognozy bądź z elementu poprzedniego, bądź też z kombinacji elementów poprzednich z elementami poprzedniej linii, przy czym wybór ten jest oparty na zmierzonych różnicach, występujących pomiędzy elementami już zakodowanymi, znajdującymi się w sąsiedztwie elementu przetwarzanego \hat{x} . Zgodnie z rys. 18 prognozę może stanowić bądź A , bądź też liniowa kombinacja A, B, C i /lub D , np.

$$\hat{x} = 0,75A + 0,75C - 0,5B$$

Prognozowanie takie jest zależne od przesyłanego sygnału i nosi nazwę prognozowania "dowolnego" /pozostawionego do wyboru/ "optional prediction".

Zastosowanie dwukierunkowego prognozowania umożliwiło znaczne zmniejszenie wpływu zniekształceń sygnału na odtwarzany obraz. Wykorzystanie do tworzenia sygnału prognozy kombinacji poprzednich próbek pozwala na znaczne zmniejszenie wpływu błędów transmisyjnych dla dwóch pierwszych metod prognozowania, w metodzie trzeciej natomiast zniekształcenia te mogą okazać się bardzo nieprzyjemne, jeśli w następstwie ich występowania odbiornik "zgubi" wybraną przez nadajnik kolejność tworzenia sygnału prognozy. Wpływ różnych typów szumu kwantyzacji jest również znacznie mniejszy w przypadku prognozowania dwukierunkowego niż prognozowania jednokierunkowego. Dwie pierwsze metody dają z tego punktu widzenia wyniki mniej więcej równorzędne, natomiast metoda trzecia jest najkorzystniejsza.

Badania subiektywne [13], przeprowadzone dla porównania powyższych metod prognozowania wykazały, że prognozowanie śred-

nie pozwala na znaczne zmniejszenie zauważalności zajętości zboczy oraz efektu przeciążenia, natomiast wpływ szumu ziarnistego jest porównywalny z wpływem tego szumu w systemie z jednokierunkowym prognozowaniem, zaś jego struktura jest drobniejsza /zawartość składowych o wyższej częstotliwości/. Przy dobraniu optymalnych parametrów systemu z punktu widzenia zajętości zboczy i szumu ziarnistego [13] na obrazie wystąpi jedynie szum przeciążenia, zarówno na krawędziach pionowych i ukośnych jak i na krawędziach poziomych, uwypuklony przez zjawisko międzyliniowości. Przy zastosowaniu kodu 3-bitowego wpływ przeciążenia jest widoczny i już nieco przeszkadzający, wskutek czego jakość obrazu można ocenić jedynie jako dość dobrą.

Prognozowanie płaszczyznowe daje nieznaczne korzyści z punktu widzenia zauważalności zniekształceń w stosunku do prognozowania średniego. Pozwala ono co prawda na znaczne zmniejszenie zauważalności szumu ziarnistego oraz efektu przeciążenia, wzrasta natomiast wpływ zajętości zboczy dla krawędzi pionowych i ukośnych. Przy dobraniu optymalnych parametrów systemu z punktu widzenia zajętości zboczy i szumu ziarnistego [13] na obrazie wystąpi jedynie szum przeciążenia na ostrych krawędziach o dużych amplitudach oraz na krawędziach nachylonych pod kątem $\pm 45^\circ$ do osi pionowej. Nie wystąpi natomiast lub wystąpi w bardzo małym stopniu na krawędziach poziomych. Przy zastosowaniu kodu 3-bitowego wpływ ten jest zupełnie nie przeszkadzający i jakość otrzymywanego obrazu można ocenić jako dobrą.

Metoda prognozowania dowolnego pozwala na znaczne zmniejszenie wpływu szumu ziarnistego, zajętości zboczy oraz szumu przeciążenia na jakość odtwarzanego obrazu. Przy zastosowaniu

kołu 3-bitowego można jedynie zauważyć niewielkie zniekształcenia przeciążenia na ostrych, pionowych krawędziach o dużych amplitudach oraz na krawędziach nachylonych do osi pionowej pod kątem $+45^\circ$. Wpływ ich nie jest zupełnie przeszkadzający i jakość otrzymanego obrazu oceniana jest jako dobra [13].

5.2.3.4. Dwukierunkowy system DPCM z przełączanym kwantowaniem. System ten stanowi połączenie metod dwukierunkowego prognozowania /rozd. 5.2.3.3/ z zasadą przełączania charakterystyki kwantyzacji /rozd. 5.2.3.2/. Przeprowadzone w RFN [13] dotychczasowe prace nad rozwojem tego systemu doprowadziły do opracowania stosunkowo prostego układu kodera, mającego możliwość przełączenia trzech różnych charakterystyk kwantyzacji. Umożliwia to znaczne zmniejszenie wpływu szumu przeciążenia, występującego w układach z dwukierunkowym prognozowaniem /rozd. 5.2.3.3/. Jako kontrolną prognozę odniesienia przyjęto prognozę płaszczyznową, stanowiącą różnicę elementu poprzedniej linii - D oraz elementu poprzedniego na tej samej linii - A

$$\hat{X} = D - A$$

Jedynym zniekształceniem zauważalnym w tym systemie jest nieznaczny szum przeciążenia, występujący dla krawędzi nachylonych pod pewnym kątem. Badania subiektywne jakości obrazu przeprowadzone dla trzech, podanych w rozdz. 5.2.3.3, metod prognozowania wykazały, że:

- prognozowanie średnie daje dość dobrą jakość otrzymanego obrazu, jednakże "zajętość zboczy" szczególnie dla krawędzi poziomych jest powyżej progu zauważalności;

- natomiast prognozowanie płaszczyznowe i dowolne daje prawie bardzo dobrą jakość otrzymanego obrazu i przy obserwacji z odległości określonej zaleceniem CCIR różnica jakości między obrazem transmitowanym cyfrowo a wytworzonym w studio jest niedostrzegalna. Przy mniejszych odległościach obserwacji /2-3 wysokości obrazu/ obserwatorzy - specjaliści mogą zauważyć tylko nieznaczne pogorszenie jakości.

5.3. Kodowanie sygnałów kolorowych

5.3.1. Omówienie ogólne

Omówione w poprzednich rozdziałach systemy modulacji kodowo-impulsowej mogą być stosowane zarówno do transmisji sygnałów telewizyjnej monochromatycznej, jak i kolorowej [3, 18]. Spotyka się jednak dwa różne sposoby kodowania sygnałów kolorowych. Pierwszy polega na kodowaniu całkowitego sygnału kolorowego KWSG /NTSC, PAL lub SECAM/, drugi natomiast wymaga rozłożenia całkowitego sygnału kolorowego na składowe luminancji i chrominancji, oddzielnego ich kodowania i transmisji dwóch oddzielnych strumieni informacji współbieżnych w czasie. Stosowanie pierwszego z nich jest korzystniejsze w okresie wprowadzenia techniki cyfrowej do eksploatacji, gdy w torze transmisyjnym znajdują się zarówno urządzenia analogowe, jak i cyfrowe. Wymaga jednak, jak wynika z rozważań przeprowadzonych w rozdziałach 2 i 3, przesłania strumienia informacji wynoszącego 100 - 140 Mbit/s. Stosowanie omówionych w rozdziałach 4 i 5 metod zawężania strumienia informacji ma bardzo ograniczony zakres ze względu na wystę-

pujące zniekształcenia sygnału podnośnej koloru nadawanego w górnym zakresie przenoszonego pasma częstotliwości. Drugi natomiast jest korzystniejszy, gdy istnieje możliwość transmisji sygnału telewizyjnego od źródła do nadajnika wyłącznie w formie cyfrowej i przemiana na sygnał analogowy następuje dopiero w nadajniku. Ponadto w tym przypadku zastosować można jedną z podanych uprzednio /p. rozdz. 5/ metod zmniejszenia redundancji, zarówno dla sygnału luminancji jak i sygnałów chrominancji, co pozwala na zawężenie strumienia przesyłanych informacji do ok. 34 Mbit/s.

Dodatkowe korzyści z oddzielnego kodowania można uzyskać przy wymianie międzynarodowej sygnałów o tym samym standardzie ilości linii zakodowanych według różnych systemów /np. SECAM lub PAL/, bowiem sygnały zakodowane w studio są transmitowane bezpośrednio bez konieczności transkodowania do przetwornika cyfrowo-analogowego w punkcie odbioru.

Dotychczasowe próby transmisji cyfrowej sygnału kolorowego w USA, RFN i W. Brytanii obejmowały przede wszystkim kodowanie sygnału kolorowego systemu PAL lub NTSC [3, 18], niektóre jednak z uzyskanych wyników można również wykorzystać dla sygnałów systemu SECAM [18].

5.3.2. Kodowanie całkowitego sygnału kolorowego [3]

Podstawowym systemem stosowanym początkowo dla kodowania całkowitego sygnału kolorowego był linearny system PCM. Wymagał on jednak dla prawidłowej transmisji obrazu przesłania strumienia informacji wynoszącego powyżej 100 Mbit/s, co odpowiada wymaganej szerokości pasma częstotliwości kanału transmisyjnego

większej niż 80 MHz, a więc znacznie przekraczającej szerokość kanału stosowanego obecnie do transmisji sygnału kolorowego systemem analogowym. Dlatego dalsze badania i próby szły w kierunku ograniczenia strumienia informacji poprzez zastosowanie do celów transmisji sygnału kolorowego systemów różnicowych. Przede wszystkim zastosowano system DPCM z jednokierunkowym prognozowaniem, w którym sygnał prognozy utworzony jest z próbek elementów umieszczonych na tej samej linii analizy obrazu "same-line prediction system". Najbardziej korzystna w tym przypadku, przy optymalnej częstotliwości próbkowania równej trzykrotnej częstotliwości podnośnej chrominancji jest prognoza utworzona z próbki trzeciego poprzedzającego elementu, a więc próbka, która występuje o jeden okres podnośnej wcześniej. Wtedy faza podnośnej nie zmienia się i nie ma ona wpływu na amplitudę sygnału różnicowego, a więc informacja kolorowa na powierzchniach obrazu, zawierających małą liczbę szczegółów jest kodowana z taką samą dokładnością jak w 8-bitowym linearnym systemie PCM. Umożliwia to przy szeregowym połączeniu czterech koderów uzyskanie obrazu bardzo dobrej jakości przez zastosowanie kodu 7-bitowego w którym 6 bitów jest wykorzystywanych do transmisji sygnału wizyjnego, a jeden bit do korekcji błędów transmisyjnych. Otrzymany wówczas strumień informacji równy jest 93 Mbit/s. Dalsze jego zawężenie można uzyskać przez wykorzystanie faktu, że przy transmisji cyfrowej prawidłowe przesłanie sygnałów wygaszania i synchronizacji linii oraz sygnału synchronizacji koloru "burstu" wymaga jedynie okresu 1 μ s / a nie 12 μ s, jak to ma miejsce przy transmisji analogowej/ dla każdej linii analizy /64 μ s/. Pozostałe 11 μ s w okresie wygaszania linii może być wykorzystane do transmisji sygna-

łu wizyjnego, co zawęży strumień przesyłanych informacji do 77 Mbit/s. W analogiczny sposób można również skrócić okres przeznaczony na cyfrową transmisję sygnału wygaszania pola. Przy wykorzystaniu powyższych przerw do transmisji sygnału wizyjnego oraz sygnału dźwięku metodą SIS /p. rozdz. 6/ całkowity strumień przesyłanych informacji równy jest 77,4 Mbit/s.

Dalszy postęp w wykorzystaniu systemów DPCM do celów transmisji sygnału kolorowego polegał na zastosowaniu systemu z dwukierunkowym prognozowaniem przy wprowadzeniu odpowiednich metod tworzenia sygnału prognozy. Wykorzystanie w tym celu elementów leżących na sąsiedniej linii stwarza dla systemu PAL pewne trudności ze względu na przełączanie fazy sygnału V /odpowiadającego $R - Y$ / i jest korzystne tylko w przypadkach, gdy składowa ta równa jest zero. Metoda tworzenia sygnału prognozy musi więc uwzględniać przede wszystkim specyfikę kodowanego sygnału kolorowego. Opracowany dla systemu PAL sposób tworzenia sygnału prognozy, zwany sposobem z korekcją chrominancji "chrominance correction" polega przede wszystkim na zneutralizowaniu składowej chrominancji w sygnale prognozy /utworzonej np. z próbki poprzedniego elementu tej samej linii/ oraz wprowadzeniu doń nowej informacji o kolorze, uzyskanej przez przepuszczenie przez filtr pasmowy sąsiedniej próbki o odpowiedniej fazie podnośnej.

Badania subiektywne jakości obrazu, przeprowadzone w celu oceny powyższej metody prognozowania, wykazały, że umożliwia ona uzyskanie obrazu dobrej jakości przy zastosowaniu kodu 5-bitowego, przy czym na obrazie wytworzonym za pomocą prognozy wykorzystującej elementy poprzedniej linii widoczny jest tylko nieznaczny szum ziarnisty i szum przeciążenia dla poziomych granic

między kolorami o nasyceniu 100%. Obraz wytworzony za pomocą prognozy wykorzystującej elementy drugiej poprzedzającej linii ma widoczne zniekształcenia pionowych krawędzi kolorowych w postaci ciemnych i jasnych obrzeży oraz zauważalny szum przeciążenia i zmniejszenie rozdzielczości w pobliżu poziomych granic kolorów, natomiast na obrazie wytworzonym za pomocą prognozy, wykorzystującej elementy tej samej linii, występuje silny szum przeciążenia na poziomych granicach kolorów oraz zmniejszenie rozdzielczości w pobliżu granic pionowych.

5.3.3. Oddzielne kodowanie sygnałów luminancji i chrominancji [3, 14, 18]

Metoda powyższa polega na podziale całkowitego analogowego sygnału kolorowego na jego części składowe - sygnał luminancji Y oraz sygnały chrominancji R - Y i B - Y i niezależnym próbkowaniem i kodowaniu otrzymanych sygnałów analogowych, przy czym dla każdego z powyższych sygnałów stosowane są wszystkie możliwe metody zmniejszenia strumienia przesyłanych informacji. Z tego względu kodowanie odbywa się systemem DPCM przy jednoczesnym wykorzystaniu okresu impulsów wygaszania do transmisji sygnałów obrazu oraz techniki zwielokrotnienia w czasie. Spotykane są obecnie dwie metody niezależnej transmisji sygnałów luminancji i chrominancji:

a/ przesyłanie sygnałów chrominancji R - Y i B - Y metodą podobną jak w systemie SECAM, tzn. z ograniczonym pasmem i przełączaniem co linię. Zaoszczędzone w ten sposób pasmo częstotliwości zwiększa jakość sygnału luminancji;

b/ przesyłanie obu sygnałów chrominancji jednocześnie przy wykorzystaniu dla rozszerzenia przesyłanego pasma okresów wygaszania poziomego.

Pierwsza z dwóch metod jest korzystniejsza z punktu widzenia wymagań odnośnie szerokości przesyłanego pasma.

Stosowane w tym systemie urządzenia nadawcze i odbiorcze podano odpowiednio na rys. 20 i 21.

Na wejściu układu nadajnika znajduje się filtr grzebieniowy, który służy do podziału całkowitego sygnału kolorowego na sygnał luminancji i sygnały chrominancji, w taki sposób, że na jego wyjściu uzyskuje się sygnał luminancji o pełnym nie zniekształconym pasmie częstotliwości /bez składowych sygnału chrominancji/ oraz nie zniekształcone dwa zdemodulowane sygnały chrominancji R - Y i B - Y.

Otrzymane na wyjściu filtru grzebieniowego trzy składowe sygnały kolorowego oraz wydzielony sygnał synchronizacji są oddzielnie kodowane i połączone z sobą oraz z sygnałem dźwięku towarzyszącą techniką zwielokrotnienia w czasie.

Przesyłanie sygnałów z przełączaniem co linię pociąga za sobą konieczność stosowania próbkowania z przeplataniem. Do tego celu nie jest konieczny związek częstotliwości próbkowania z częstotliwością podnośnej chrominancji. Ważne jest natomiast, aby częstotliwość próbkowania była równa wielokrotności połowy częstotliwości linii

$$f_p = (2n - 1) / 2 f_{ll}$$

i zsynchronizowana z sygnałem wygaszania linii. Częstotliwości próbkowania poszczególnych sygnałów składowych wybierane są od-

dzielnie ze względu na pasmo przenoszonych częstotliwości w taki sposób, aby otrzymać przeplatanie sygnałów różnicowych. Dzięki zastosowaniu w odbiorniku filtrów grzebieniowych możliwe jest również zastosowanie częstotliwości próbkowania mniejszej niż podwójna częstotliwość przenoszonego pasma.

Kodowanie niezależnych sygnałów luminancji i chrominancji jest przeprowadzone systemem DPCM, w którym nie zniekształcony obraz można uzyskać przy zastosowaniu kodu 5-bitowego dla sygnału luminancji i 4-bitowego dla sygnału chrominancji.

W układzie odbiorczym następuje proces odwrotny do procesu nadawania. Niezależne sygnały luminancji i chrominancji po przetworzeniu w formę analogową są doprowadzone do filtrów grzebieniowych, które rekonstruują otrzymany sygnał, korygują zniekształcenia spowodowane zbyt małą częstotliwością próbkowania oraz pokrywają straty energii.

Parametry powyższego systemu transmisji sygnału kolorowego zgrupowano w tablicy 4.

T a b l i c a 4

Sygnał wizyjny	Częstotliwość próbkowania	Liczba bitów na próbkę	Strumień informacji /Mbit/s/
Y	6,02	5	25,1
I	1,77	4	3,0
Q	0,668	4	1,1
Sygnał całkowity	-	-	33,4

Druga metoda kodowania niezależnego sygnału kolorowego, polegająca na przesyłaniu obu sygnałów chrominancji jednocześnie, wymaga przesłania znacznie szerszego strumienia informacji /ponad 100 Mbit/s/ i z tego względu stosowanie jej jest ograniczone.

Oprócz opisanych powyżej metod kodowania sygnału kolorowego są opracowywane również metody pochodne analogowo-cyfrowe, jak np. włoski system "Croco", w którym sygnał luminancji jest przesyłany w formie analogowej, sygnał zaś chrominancji w formie cyfrowej z przełączaniem co linię sygnałów R - Y i B - Y.

Otrzymane tą drogą obrazy kolorowe mają jakość dość dobrą, niewiele odbiegającą od jakości obrazów transmitowanych analogowo. Można na nich jedynie zauważyć niewielkie zniekształcenia konturów, wywołane kodowaniem sygnałów chrominancji oraz zniekształcenia kolorów, spowodowane zbyt małą liczbą bitów stosowanego kodu w przypadku przesyłania kolorów mało nasyconych.

Ostatnie prace, przeprowadzone w BBC [21] miały na celu porównanie wpływu poszczególnych parametrów systemów cyfrowych na jakość obrazu kolorowego zakodowanego w systemach PAL i SECAM. Pozwoliły one na dokonanie następujących obserwacji:

- wpływ szumu kwantyzacji przy zastosowaniu korekcji "dither" jest taki sam dla obu systemów, natomiast bez wprowadzenia sygnałów korekcyjnych "dither" zniekształcenia obrazu powodowane szumem są nieco mniej zauważalne dla systemu SECAM aniżeli dla systemu PAL; różnica ta jednak nie jest wystarczająca do umożliwienia zastosowania w przypadku systemu SECAM kodu o mniejszej liczbie bitów;
- wymagana dla uzyskania dobrej jakości obrazu przy transmisji sy-

- stemem PCM liczba bitów jest taka sama w przypadku obu systemów telewizji kolorowej i wynosi 7 bitów na próbkę przy zastosowaniu korekcji "dither" i 8 bitów bez niej;
- uzyskana jakość obrazu przy danej wielkości szumu kwantyzacji dla systemu PAL jest największa, gdy częstotliwość próbkowania równa jest trzykrotnej wartości częstotliwości sygnału podnośnej chrominancji, natomiast w przypadku częstotliwości próbkowania równej 851 harmonicznej częstotliwości linii oraz częstotliwości wolnobieżnej /nie zsynchronizowanej/ zakłócenia są mniej zauważalne dla sygnałów zakodowanych w systemie SECAM aniżeli w systemie PAL, przy czym dla systemu SECAM najkorzystniejsza jest częstotliwość próbkowania stanowiąca całkowitą wielokrotność częstotliwości linii. Jednakże przy zastosowaniu kodu 8-bitowego uzyskane różnice jakości obrazu są niewielkie;
 - przy zastosowaniu 5-bitowego systemu DPCM ze zbieżną charakterystyką kwantyzacji, w przypadku systemu PAL, zakłócenia są prawie niezauważalne dla różnych rodzajów nadawanych obrazów, natomiast w przypadku systemu SECAM są również prawie niezauważalne dla większości nadawanych obrazów, lecz są wyraźnie widoczne dla obrazów o "krytycznej" treści.

5.4. Międzypolowa modulacja kodowo-impulsowa /interframe DPCM/ [19]

System międzypolowej modulacji kodowo-impulsowej jest oparty na szczególnych właściwościach sygnału telewizyjnego oraz ludzkiego oka, a mianowicie:

- podobieństwie pomiędzy kolejnymi obrazami nadawanego sygnału i
- różnicy rozdzielczości wymaganej dla odtwarzania obrazów ruchomych i nieruchomych.

Badania statystyczne struktury sygnału telewizyjnego wykazały, że różnice pomiędzy kolejnymi obrazami są niewielkie i że nadawanie wszystkich szczegółów w każdym obrazie pociąga za sobą mało efektywne wykorzystywanie pojemności kanału transmisyjnego. W związku z tym, dla prawidłowego odtworzenia przesyłanych obrazów wystarcza przesyłanie jedynie tych elementów, które ulegają zmianie oraz odtworzenie pozostałych elementów po stronie odbiorczej zgromadzonych w układach pamięciowych z poprzedniego obrazu lub poprzedniego pola. Z drugiej strony, jak wiemy z rozdziału 4, odtwarzanie prędkości ruchu w obrazie jest ściśle związane z maksymalną liczbą elementów obrazu oraz rozdzielczością gradacji kontrastów. Pełna rozdzielczość jest wymagana jedynie przy obrazach nieruchomych i maleje przy wzroście prędkości ruchu. Zależność między tymi dwiema wielkościami jest hiperboliczna, a ponadto im większa jest szybkość ruchu na obrazie, tym mniej szczegółów może on zawierać.

Wykorzystanie tych obydwu właściwości znalazło szczególne zastosowanie do transmisji sygnałów wizjotelefonicznych, ponieważ charakteryzują się one małą ilością ruchu w obrazie, dzięki czemu duże powierzchnie obrazów nie ulegają zmianom dla kolejnych pól.

W oparciu o nie opracowano szereg różnych metod kodowania międzypolowego, różniących się między sobą zakresem zastosowań oraz możliwościami zawężenia przesyłanego strumienia informacji, jak:

- powtarzanie pól,
- kodowanie różnic między kolejnymi polami,
- częściowe próbkowanie ruchomych powierzchni,
- rozdzielenie rozdzielczości przestrzennej i czasowej,
- warunkowe zapełnianie,
- podział obrazu na powierzchnie niezmiennie i podlegające zmianom.

5.4.1. Metoda powtarzania pól [19]

Jest to metoda stosowana przede wszystkim w przypadku, gdy transmitowane sceny zawierają stosunkowo mało ruchu, a jego prędkość jest niewielka. Polega ona na nadawaniu tylko dziesiątej części elementów z każdego obrazu i odbiorze przesyłanych sygnałów na kineskopie z dużą poświatą. Najczęściej stosowaną wersją metody jest wykorzystanie zjawiska międzyliniowości przy znacznym zmniejszeniu rozdzielczości obrazów ruchomych poprzez tzw. przeplatane próbkowanie punktów obrazu "dot-interlaced sampling". W metodzie tej, zwanej również selektywnym zapełnieniem "selective replenishment" w czasie każdego obrazu nadawana jest tylko część /np. 1/4/ jego elementów wg wzoru podanego przykładowo na rys. 22. Element oznaczony cyfrą 1 jest przesyłany w czasie pierwszego obrazu, cyfrą 2 - w czasie drugiego obrazu itd. Metoda zapewnia poprawne odtwarzanie jedynie obrazów nie zawierających ruchu lub zawierających sceny o małej szybkości ruchu. Gdy szybkość ruchu wzrasta, występują zniekształcenia krawędzi obrazów ruchomych, powodując widoczność struktury punktowej.

5.4.2. Kodowanie różnic między kolejnymi polami [19]

Kodowanie różnic między kolejnymi polami stanowi nie tylko przybliżoną, lecz także efektywną metodę transmisji cyfrowej sygnałów

wizjotelefonicznych, zapewniającą jednocześnie dobrą jakość uzyskiwanego obrazu. Do chwili obecnej opracowano szereg wersji powyższej metody, mających na celu uzyskanie jednakowego odtwarzania obrazów nieruchomych i ruchomych. Polega ona na detekcji części ruchomych w obrazie telewizyjnym, tzn. podział pola na obszary, które uległy zmianie w okresie pola oraz obszary nie zmienione. Zasadę działania tej metody wyjaśnia układ blokowy podany na rys. 23. Jest ona analogiczna do metody wewnątrzpolowej DPCM z jednokierunkowym prognozowaniem. Opóźnienie pętli sprzężenia zwrotnego równe jest dokładnie czasowi trwania jednego pola.

Charakterystyka kwantyzacji jest zbieżna, tak że mniejsze różnice poziomów odtwarzane są z większą dokładnością niż duże. Zapewnia to dokładne odtwarzanie wolno zmieniających się powierzchni obrazu, zniekształcenia których są bardzo widoczne, oraz mniej dokładne odtwarzanie zmieniających się powierzchni, dla których występuje zmniejszenie rozdzielczości. Przy zastosowaniu kodu 6-bitowego /64 poziomy kwantyzacji/ uzyskuje się przesyłanie obrazów prawie bez zniekształceń. Kody o mniejszej liczbie bitów, np. 5 lub 4, powodują powstawanie zniekształceń dla przedmiotów o ostrych krawędziach, poruszających się szybko po scenie. Ruchome krawędzie obrazu odtwarzane są wówczas jako szereg stopni jasności różniących się między sobą o wartość równą największemu poziomowi kwantyzacji. Zniekształcenie to zwane przeciążeniem chwilowym - "temporal overload" - jest analogiczne do przeciążenia powstającego w przypadku wewnątrzpolowej DPCM, jednak jego powstawanie zależy od występowania ruchu w obrazie.

Powstające w torze cyfrowe błędy transmisyjne powodują powtarzające się zniekształcenia odtwarzanego obrazu. Dla ich uniknięcia są stosowane specjalne metody korekcyjne.

5.4.3. Próbkowanie częściowe ruchomych powierzchni [19]

Metoda powyższa wykorzystuje właściwości ludzkiego oka, które dopuszczają większe zniekształcenia obrazów ruchomych niż nieruchomych. Polega ona na zmniejszeniu rozdzielczości przestrzennej /poziomej/ ruchomych powierzchni poprzez częściowe próbkowanie, to znaczy przesyłanie informacji tylko o części elementów zawartych w ruchomych powierzchniach obrazu i odtworzeniu pozostałych elementów jako średniej transmitowanych wartości. Dla uzyskania dobrej jakości odtwarzanego obrazu wystarcza przesyłanie dla powierzchni ruchomych co drugiego elementu linii analizy A i C na rys. 24 i przyjęcie pozostałych elementów jako równych średniej z wartości sąsiadujących z nimi elementów linii odchylenia $B = \frac{A+C}{2}$. Zmniejsza to dwukrotnie rozdzielczość poziomą powierzchni ruchomych. Zmniejszenie rozdzielczości pionowej jest znacznie trudniejsze do uzyskania wskutek istnienia międzyliniowości, która jest również swoistą formą pionowego próbkowania częściowego. Osiągnąć ją można przez przesyłanie elementów co drugiego pola, np. A, D, A' i D' i interpolację elementów pozostałych J jako $(A + D + A' + D') / 4$.

Przy próbkowaniu częściowym poziomym dla obiektów poruszających się wolno zauważyć można występowanie efektu przegięcia - "aliasing", natomiast dla obiektów poruszających się szybko wpływ

szumów w.cz. zawartych w sygnale analogowym. Oba te zniekształcenia można skorygować przez zastosowanie filtrów ograniczających pasmo przenoszone zmieniających się powierzchni przed próbkowaniem. Filtry te wprowadzają co prawda niewielkie smużenie, jest ono jednak znacznie mniej przykre dla oka niż przegięcie i wpływ szumów.

5.4.4. Rozdzielenie rozdzielczości przestrzennej i czasowej [19]

Metoda ta stanowi połączenie metody powtarzania pól częściowego próbkowania przestrzennego, pozwalającej na prawidłowe odtwarzanie scen nieruchomych i metody zmniejszenia rozdzielczości scen ruchomych drogą częściowego próbkowania przestrzennego, wykorzystującego korelację pionową oraz systemu DPCM z jednokierunkowym prognozowaniem o opóźnieniu równym przerwie między próbkami dla wykorzystania korelacji poziomej.

W literaturze można spotkać dotychczas dwa proste rozwiązania układowe tej metody, pozwalające na przesłanie stałego strumienia informacji. Zasadę pracy pierwszego z nich wyjaśnia rys. 25a. Dla nieruchomych powierzchni obrazu stosuje się metodę przeplatanego próbkowania 2:1, czyli nadawania dla każdego pola co drugiego elementu linii, zaś elementów pozostałych w polu następnym. Natomiast dla powierzchni ruchomych - metodę częściowego próbkowania przestrzennego 2:1, w której również jest transmitowany co drugi element linii, lecz elementy pozostałe są przyjęte jako równe średniej z dwóch sąsiadujących z nimi elementów na tej samej linii. Informację dotyczące amplitud próbek występują w tym przypadku ze stałą szybkością, co pozwala na stosowanie kodu

o stałej długości słów. Jednakże, ponieważ elementy nie próbkowane są odtworzone po stronie odbiorczej w różny sposób, zależnie od tego, czy znajdują się w części ruchomej czy nieruchomej obrazu, należy przesłać dodatkową informację do odbiornika o ich położeniu. Informacja ta występuje w sposób nieregularny, co pociąga za sobą konieczność stosowania pamięci buforowych. Układ opisany pozwala na otrzymanie dobrej jakości obrazów nieruchomych oraz zawierających szybko zmieniające się powierzchnie. Natomiast sceny, w których występują ostre krawędzie, poruszające się wolno, są zniekształcone.

W drugim rozwiązaniu, zwanym CRIDEC, nie dzieli się obrazu na części ruchome i nieruchome, lecz klasyfikuje całe obrazy jako ruchome lub nie, w zależności od ilości różnic między półobrazami dla jednego pola. Na przykład pole jest uważane za nieruchome, jeśli mniej niż 0,01 widzialnych elementów zmienia się więcej niż 1% maksymalnej amplitudy. Sceny nieruchome przesyłane są z ograniczoną rozdzielczością czasową /pionową/ - co druga linia każdego pola jest transmitowana wewnątrzpolowym systemem DPCM, tzw. "element - to - element differential PCM" /EDPCM/, linie zaś pośrednie otrzymuje się drogą liniowej interpolacji między sąsiednimi obrazami. W celu uzyskania pełnej rozdzielczości przestrzennej kolejność próbkowania jest odwracana co każde dwa pola /np. linia A_3 na rys. 25b jest równa $(A_1 + A_5)/2$. Dla scen ruchomych wzrasta rozdzielczość czasowa, lecz pionowa rozdzielczość przestrzenna zostaje zmniejszona w sposób podany na rys. 25c. C. Drugie pole jest przesyłane w całości przy zastosowaniu EDPCM, natomiast pola pośrednie otrzymuje się poprzez interpolację między dwoma sąsiednimi polami /p. rozdz. 5.5.3/, np. dla

rys. 25c linię B_2 przyjmuje się równą $(A_1 + C_1 + A_3 + C_3)/4$.

Rozwiązanie to, podobnie jak poprzednie, wymaga zastosowania pamięci buforowej w celu rozszerzenia transmitowanych wartości każdego pola na czas trwania dwu pól. Pozwala ono na uzyskanie przy przesyłaniu scen nieruchomych dobrej jakości obrazu, nieco lepszej niż przy 4-bitowej EDPCM, gdyż uśrednianie czasowe ma tendencję do zmniejszenia zauważalności szumów ziarnistych. Sceny ruchome /wizjotelefoniczne/ są odtwarzane również z dostateczną jakością z wyjątkiem obrazów zawierających szybko poruszające się duże kontrastowe powierzchnie, na których jest widoczne drżenie, oraz scen o dużej ilości szczegółów, gdzie są widoczne zniekształcenia przegięcia - "aliasing".

5.4.5. Warunkowe uzupełnianie - "conditional replenishment" [19]

W przeciwieństwie do metody poprzedniej, w której przesyłany strumień informacji był prawie równomierny, w metodzie warunkowego uzupełniania, jak to wynika z nazwy, przesyłane są jedynie te powierzchnie obrazu, które zmieniły się znacznie w czasie jednego pola. Zasadę działania tej metody można wyjaśnić na schemacie blokowym prostego kodeka /rys. 26/. Detektor ruchu mierzy różnicę między obrazem przychodzącym i obrazem odniesienia, reagując gdy jest ona duża, tzn. przekraczająca 1,5% maksymalnej amplitudy sygnału. Tylko te elementy, które uległy dużej zmianie są następnie transmitowane ze słowem adresowym, które określa ich położenie na obrazie. Po stronie odbiorczej przesyłana informacja jest doprowadzona do pamięci opóźniającej, która gromadzi dane aż do momentu, w którym zostaną one odtworzone. Ponieważ koder

wytwarza nieregularny, zależny od ruchu w scenie, strumień informacji, konieczne jest zastosowanie pamięci elastycznych i buforowych w koderze dla wyrównania strumienia informacji tak, aby mógł on być przesyłany ze stałą szybkością i w dekodekoderze do odtworzenia nieregularnego strumienia informacji, aby pamięć opóźniająca była w stanie umieścić je we właściwym czasie.

Ilość informacji wytwarzanych przez koder z warunkowym zapełnianiem zależy oczywiście od ilości ruchu w scenie.

Strumień informacji jest w typowych obrazach wizjotelefonicznych bardzo nieregularny i w ciągu kilku sekund może wystąpić bardzo duża ilość informacji - tzw. szczyt informacji. Dla wyrównania tego szczytu /przy nie zwiększonej pojemności kanału transmisyjnego/ potrzebne jest zastosowanie bardzo dużych pamięci buforowych. Nie jest to jednak praktykowane z dwóch względów. Przede wszystkim bardzo duże pamięci buforowe są niekorzystne ze względów ekonomicznych i nie dają zaoszczędzenia pojemności kanału. Po drugie, wprowadzają one tak duże opóźnienie, że jest ono nie do przyjęcia /przy przesyłaniu obrazów rozmowy przyjmuje się, że maksymalne opóźnienie dla wizjotelefonii wynosi $1/3$ s/.

Dlatego w początkowych okresach rozwoju metody zamiast wyrównywania szczytów strumienia przesyłanych informacji stosowano zwykle ograniczenie amplitudy i rozdzielczości przestrzennej zmieniających się powierzchni. Sygnałem dla tej operacji jest zajętość pamięci.

Zakłada się zwykle, że pamięć buforowa powinna być wystarczająco duża, aby wyrównać strumień informacji w ciągu kilku pól - - wówczas w czasie każdego okresu pola koder musi wytworzyć w przybliżeniu taką samą ilość informacji, jaka może być przesłana

w czasie pola. Wymaga to, aby ze wzrostem aktywności sceny malała proporcjonalnie do ilości zmian liczba bitów, opisująca każdy zmieniający się element i odwrotnie.

Drugi wynaleziony w 1972 roku sposób uniknięcia konieczności stosowania zbyt dużych pamięci w metodzie warunkowego zapelniania polega na zastosowaniu w pętli sprzężenia zwrotnego pola - koder z wewnątrzpolową DPCM, jak to podano na rys. 27. Jeśli sygnał wyjściowy różni się znacznie od sygnału zgromadzonego w pamięci, obydwie przełączniki przyjmują położenie 1 i nowa informacja zakodowana systemem wewnątrzpolowym DPCM zostaje doprowadzona do pamięci polowej koder, a jednocześnie transmitowana do pamięci polowej dekoder. Konieczne jest jednocześnie przesyłanie sygnału adresu, aby dekoder mógł umieścić zakodowany sygnał na właściwym miejscu.

5.4.6. Podział obrazu na powierzchnie niezmiennie i podlegające zmianie [19]

W opisanych powyżej metodach jako powierzchnię podlegającą zmianie przyjęto taką część obrazu, w której elementy zmieniły się znacznie w stosunku do poprzedniego pola, przy czym dobrą jakość obrazu uzyskiwano przy przesyłaniu tylko tych elementów, których amplituda uległa zmianie więcej niż 1,5%. W przypadku sygnału wizjotelefonicznego elementy te objawiają się w postaci białych punktów na ciemnym tle. Punkty te jednakże /z wyjątkiem punktów wywołanych przez zakłócenia szumowe/ występują w grupach lub szeregach. Wobec tego nadawanie dla każdego zmieniającego się elementu - adresu określającego jego położenie na obrazie - jest bardzo

nieekonomiczne. Wystarcza bowiem określenie jedynie początku i końca każdego szeregu zmian. Ponadto dwa rzędy zmieniających się elementów, umieszczone tuż przy sobie na jednej linii, mogą być połączone i określone za pomocą jednego adresu. Pozwala to na wprowadzenie podziału obrazu na powierzchnie, na których występują jedynie zmiany szumowe i pominięcie tych zmian, oraz powierzchnie zawierające szeregi lub grupy występujących obok siebie elementów, które ulegają zmianie i określenie ich położenia za pomocą jednej informacji adresowej.

Ilość grup elementów wymagających przesyłania informacji adresowej wzrasta niewspółmiernie wolno ze wzrostem aktywności przesyłanej sceny, co pozwala na znaczne zawężenie strumienia przesyłanych informacji. Jeżeli natomiast sygnał zawiera duży poziom szumów, korzystniejsze wyniki można uzyskać przez podział obrazu wg zasady N z M elementów. Polega ona na kontrolowaniu M elementów sąsiadujących z elementem wybranym. Jeśli N_1 tych elementów uległo zmianie, przyjmuje się, że element wybrany reprezentuje zmienną powierzchnię. Kontrolę taką przeprowadza się kolejno od lewej do prawej strony obrazu, aż do momentu, gdy liczba zmiennych elementów wynosi N_2 . Pozwala to na zupełnie dobre oddanie zmian tła, wymaga jednak przesłania szerszego strumienia informacji niż w metodzie poprzedniej.

5.4.7. Ogólne porównanie metod modulacji międzypolowej DPCM

Omówione w poprzednich rozdziałach różne metody modulacji kodowo-impulsowej, wykorzystujące podobieństwo między kolejnymi obrazami i wymagania mniejszej rozdzielczości scen ruchomych niż

nieruchomych, różnią się między sobą przede wszystkim zakresem zastosowania oraz wymaganą wielkością strumienia przesyłanych informacji. Powtarzanie pól zmniejsza rozdzielczość czasową obrazu i zapewnia uzyskanie dobrej jakości obrazów nieruchomych. Metoda rozdziału rozdzielczości ogranicza rozdzielczość czasową scen nieruchomych i zawierających niewiele ruchu oraz rozdzielczość przestrzenną scen ruchomych. Zasadniczą zaletą obydwu powyższych metod jest ich prostota. Metoda warunkowego wypełniania pozwala na znaczne zmniejszenie rozdzielczości czasowej scen nieruchomych i rozdzielczości przestrzennej scen ruchomych proporcjonalnie do ilości i szybkości ruchu. Wymaga jednakże zastosowania pamięci buforowej dla wyrównania strumienia przesyłanych informacji. Podatność wszystkich powyższych systemów na zniekształcenia transmisyjne jest zgodna z ogólną zasadą, która głosi, że im bardziej jest zawężony strumień przesyłanych informacji, tym więcej dany system jest podatny na zniekształcenia. Jednak, jak wynika z poprzednich rozdziałów, w systemach modulacji międzypolowej niektóre przesyłane informacje są bardziej ważne dla odbiornika, inne zaś mniej. Np. przy warunkowym wypełnieniu dane dotyczące adresu i synchronizacji informacji są znacznie ważniejsze niż różnice między polami. W celu zmniejszenia wpływu zniekształceń transmisyjnych na przesyłanie ważniejszych informacji stosuje się odpowiednią kontrolowaną wstępną korekcję drogą zwiększenia redundancji.

5.5. Modulacja "delta" - DM [20]

Modulacja "delta" /DM/ jest szczególnym przypadkiem wewnątrzpolowej różnicowej modulacji kodowo-impulsowej, w którym zakłada się tak gęste próbkowanie, aby wartości dwóch sąsiednich próbek

różniły się od siebie co najwyżej o jeden przedział kwantyzacji. Wówczas każdą próbkę reprezentować mogą jedynie dwie cyfry: "1" - wskazujące, że wartość próbki wzrosła i "0" - wskazujące, że wartość próbki zmalała. Jest to więc jednobitowa modulacja różnicowa. System ten oraz jego pochodne znajdują szczególne zastosowanie przy transmisji sygnałów fonicznych, charakteryzujących się powolnymi zmianami dynamicznymi, a ponadto jest wykorzystywany do celów wizjotelefonii.

Cechami szczególnymi tej metody są: duża częstotliwość próbkowania oraz znaczne uproszczenie układów kodujących i dekodujących. Szum kwantyzacji w tym systemie przyjmuje takie same formy jak w innych systemach różnicowych, a więc przede wszystkim szumu ziarnistego /dla dużych skoków kwantyzacji/ oraz szumu przeciążenia - "slope overload" /dla małych skoków kwantyzacji/. Analogicznie jak dla wewnątrzpolowej DPCM rozróżniamy modulację delta liniową i nieliniową. W przypadku liniowej DM wartość prognozy dla każdej próbki jest odpowiednią liniową funkcją poprzednich wartości sygnału analogowego. Zasadę działania liniowej modulacji delta wyjaśnia rys. 28 [20].

Wejściowy sygnał analogowy o ograniczonym pasmie $x(t)$ jest kodowany w koderze różnicowym, dającym na wyjściu sygnał cyfrowy $L(t)$. W urządzeniu dekodującym przychodzący z linii sygnał $L(t)$ jest całkowany. Uzyskany wówczas sygnał $y(t)$ stanowi schodkowe przybliżenie wejściowego sygnału analogowego $x(t)$ /rys. 29/. Dla uzyskania przebiegu wyjściowego $z(t)$ o kształcie analogicznym do przebiegu wejściowego $x(t)$ sygnał schodkowy $y(t)$ jest przepuszczony przez filtr dolnoprzepustowy, który tłumi niepożądane składowe wysokiej częstotliwości.

Przy modulacji nieliniowej, tzw. adapttywnej /ADM - adaptive delta modulation/, skok kwantyzacji zależy od charakteru sygnału, a więc prognoza jest nieliniową funkcją jego poprzednich wartości.

Wielkość prognozy może być utworzona w dwojaki sposób. W pierwszym z nich, stosowanym do transmisji sygnału dźwięku, wielkość skoku kwantyzacji jest ustalona zależnie od średniego strumienia impulsów. Skok jest najmniejszy, gdy strumień zawiera równe ilości impulsów i przerw i wzrasta tym więcej, im bardziej rośnie dysproporcja między nimi. Drugi sposób, który jest wykorzystywany do celów wizjotelefonii, polega na ustalaniu skoku kwantyzacji w zależności od chwilowej wartości sygnału analogowego. Zmiana skoku kwantyzacji następuje pod wpływem określonego łańcucha impulsów cyfrowych, tzn. skok wzrasta, gdy strumień impulsów zawiera nieprzerwany łańcuch impulsów i przerw.

Przeprowadzone w literaturze porównanie wpływu szumu w liniowej i adaptywnej modulacji delta z jego wpływem w liniowej modulacji PCM z punktu widzenia transmisji sygnałów telewizyjnych wykazuje, że:

- dla transmisji szerokopasmowych stosunek sygnału do szumu jest znacznie korzystniejszy w linearnym systemie PCM aniżeli w obu wersjach DM;
- dla transmisji wąskopasmowych /wizjotelefonicznych/ DM zapewnia większy stosunek sygnału do szumu niż liniowa PCM przy liczbie bitów w kodzie mniejszej niż 8, a więc przy tym samym stosunku sygnału do szumu DM zapewnia znaczne zawężenie strumienia przesyłanych informacji;

- ze względu na szybkozmienny charakter sygnału telewizyjnego adaptacyjna modulacja delta jest uważana za znacznie korzystniejszą do celów wizjotelefonii niż modulacja liniowa DM.

6. AKTUALNE ZASTOSOWANIE SYSTEMÓW CYFROWYCH W TECHNICIE CYFROWEJ

6.1. Rozważania ogólne

Rozważając możliwości wykorzystania systemów cyfrowych w technice telewizyjnej należy wziąć pod uwagę zarówno korzyści, jakie daje zastosowanie systemów cyfrowych zamiast systemów analogowych, jak również trudności techniczne, wynikające z wprowadzenia takiego systemu. Prowadzone obecnie w wielu krajach /zgodnie z programem studiów organizacji międzynarodowych CCIR i OIRT/ prace badawcze w tej dziedzinie mają na celu przede wszystkim ustalenie, jaki stopień wprowadzenia techniki cyfrowej do telewizji można uznać za korzystny z punktu widzenia technicznego i ekonomicznego, a więc ustalenie, do jakich procesów telewizyjnych korzystniej jest stosować system cyfrowy niż system analogowy. Mogą tu istnieć następujące możliwości:

1. Przeniesienie sygnału wizyjnego na cyfrowy na wyjściu każdej lampy analizującej. Pociąga to za sobą konieczność przeprowadzenia w systemie cyfrowym wszystkich procesów, jakim podlega sygnał wizyjny po wytworzeniu go w lampie analizującej, jak wzmocnienie, korekcja apertury, korekcja gamma, miksowanie, rejestracja itp. Realizacja niektórych z nich, jak np. wzmocnienia i zapisu magnetycznego wydaje się być łatwiejsza w systemie

cyfrowym aniżeli analogowym. Przede wszystkim pewne korzyści daje stabilność wzmocnienia, zaś zastosowanie techniki cyfrowej do rejestracji magnetycznej daje następujące korzyści:

- niezależnienie zniekształceń sygnału od parametrów taśmy /jak np. nierównomierności jej biegu/ ,
- pełna stabilność wzmocnienia,
- możliwość eliminacji wszelkich błędów czasowych przy małych wymaganiach, stawianych stabilności mechanizmu,
- możliwość skutecznego zwalczania wpływu dziur magnetycznych,
- wyeliminowanie trudności związanych z wielokrotnym kopiowaniem zapisu.

W przypadku innych procesów, jak np. miksowania, mogą jednak wystąpić duże trudności techniczne.

W dostępnej u nas literaturze [22] można spotkać koncepcje wprowadzenia techniki cyfrowej do pracy telewizyjnego studio. Rozważane są różne rozwiązania. Pierwsze z nich polega na niezależnym jej wprowadzaniu do poszczególnych procesów, jakim podlega sygnał w studio, a więc przetworzeniu wizyjnego sygnału analogowego na sygnał cyfrowy na wejściu poszczególnych urządzeń, jak np. korektorów, transkoderów itp. i zamianie z powrotem na sygnał analogowy na ich wyjściu. Rozwiązanie to w obecnym stanie telewizyjnej techniki cyfrowej wydaje się najbardziej realne. Prace badawcze, dotyczące tego zagadnienia, idą przede wszystkim w kierunku rozwiązania pojedynczych ele-

mentów zestawu urządzeń studyjnych, jak np. korekcja apertury [23], rejestracja magnetyczna i przetwarzanie standardów [1, 24, 25, 26] w formie cyfrowej. W dalszych rozwiązaniach technika cyfrowa zostaje wprowadzona jednocześnie do wszystkich procesów zachodzących w studio, zarówno dla transmisji czarno-białych jak i kolorowych sygnał analogowy zostaje zamieniony na cyfrowy na wyjściu lampy analizującej. Przetworzenie go z powrotem na sygnał analogowy następuje po przeprowadzeniu wszystkich procesów studyjnych na wejściu nadajnika. W przypadkach tych sygnał cyfrowy przenosi bądź pełen strumień informacji, bądź też stosuje się różne, omawiane poprzednio, metody zmniejszenia redundancji, a więc zawężenia strumienia przesyłanych informacji.

2. Przemiana sygnału wizyjnego na system cyfrowy na wyjściu ośrodka studyjnego, czyli ograniczenie zastosowania systemu cyfrowego do transmisji sygnału wizyjnego. Praktyczna realizacja tego zagadnienia związana jest, jak wyjaśniono poprzednio, z opracowaniem systemów transmisyjnych o dostatecznie dużej pojemności kanału, zdolnych do przeniesienia niezbędnego strumienia informacji. Prace badawcze nad rozwiązaniami tego problemu zostały wprowadzone do programu studiów CCIR i OIRT i są prowadzone obecnie przez szereg krajów.
3. Zastosowanie systemu cyfrowego w przypadkach specjalnych. Możliwość ta jest przy obecnym stanie techniki najbardziej realna i zaczyna już być realizowana praktycznie. Telewizyjne systemy cyfrowe znalazły do chwili obecnej zastosowanie do:

- obróbki sygnału telewizyjnego, jak
 - a/ korekcja apertury,
 - b/ przetwarzanie standardów telewizyjnych,
- transmisji dodatkowych informacji w sygnale wizyjnym, a mianowicie:
 - a/ transmisji sygnału fonicznego w okresie impulsów synchronizacji linii,
 - b/ przesyłania dodatkowych informacji w okresie nadawania programu telewizyjnego.
- automatycznych pomiarów i kontroli pracy torów i urządzeń telewizyjnych.

6.2. Wybrane rozwiązania

6.2.1. Cyfrowy korektor apertury [23]

Opracowany przez BBC cyfrowy korektor apertury umożliwia powiększenie, ograniczonej wymiarami plamki analizującej, rozdzielczości obrazu zarówno w kierunku poziomym, jak i pionowym. Zasada jego pracy polega na gromadzeniu informacji nadawanych w najbliższym sąsiedztwie elementu korygowanego. W przypadku korekcji poziomej gromadzi się informacje poprzedniego i następującego po korygowanym elemencie, zaś przy korekcji pionowej - informacje nadawane na poprzedniej i następnej po korygowanej linii wybierania. Jako układy pamięciowe wykorzystywane są odpowiednie linie opóźniające o jeden element / jeden bit/ lub o jedną linię /rys. 30/. Analogowy sygnał wizyjny po separacji sygnału synchronizacji jest próbkowany z częstotliwością równą $832 f_{ll}$ lub 13 MHz,

a następnie przetworzony na 8-bitowy sygnał cyfrowy, z których do korekcji apertury jest wykorzystywane tylko siedem bitów. Dla zapamiętania wszystkich elementów poprzedniej i następnej linii wybierania potrzebny jest więc zespół siedmiu równoległych, identycznych torów pamięciowych, przy czym wyjście każdej linii pierwszego toru jest bezpośrednio połączone z odpowiadającą jej linią drugiego toru, a przesuwniki na wejściu i wyjściu pierwszego toru i na wyjściu drugiego toru pozwalają na wybieranie elementów obrazu w kierunku poziomym, tak że jednocześnie występują sygnały odpowiadające dziewięciu elementom. Sygnały te są doprowadzone następnie do układów sumujących, zwielokrotniających i odejmujących, w których drogą odpowiednich przekształceń arytmetycznych uzyskuje się skorygowany sygnał wyjściowy w formie cyfrowej.

6.2.2. Cyfrowe przetwarzanie standardów telewizyjnych [1, 24, 25, 26]

Prace nad powyższym zagadnieniem przeprowadzane były w laboratoriach badawczo-rozwojowych BBC /British Broadcasting Corporation/, ITA /Independent Television Authority/ oraz IBA /Independent Broadcasting Authority/ w Anglii, w ramach których opracowano eksperymentalne urządzenia do przetwarzania standardów telewizyjnych w systemie cyfrowym.

Urządzenie opracowane przez BBC [25], najprostsze w konstrukcji, jest przeznaczone do przetwarzania standardu 625-liniowego na 405-liniowy. W Anglii wprowadzono kilka lat temu standard 625-liniowy, stosowany do emisji programów telewizji kolorowej PAL w II programie. Natomiast w programie I jest nadal stosowa-

ny standard 405-liniowy, istnieje więc konieczność przetwarzania na ten standard niektórych odcinków programu II. Ponieważ program I transmituje wyłącznie program monochromatyczny, przetwornik został zaprojektowany wyłącznie do pracy z sygnałem monochromatycznym.

Podstawowy schemat blokowy przetwornika podano na rys. 31. Przychodzący sygnał analogowy 625-liniowy jest próbkowany w układzie kodera analogowo-cyfrowego z częstotliwością 11 MHz, a następnie przedstawiany za pomocą 8-bitowego sygnału cyfrowego, który jak wiadomo, zapewnia 256 dyskretnych poziomów kwantyzacji. Proces interpolacji zostaje przeprowadzony przez zastosowanie pamięci cyfrowej oraz układów cyfrowych o dużej szybkości, które przyjmują dwa słowa 8-bitowe, wzmacniają każde przez liczbę 3-bitową oraz sumują wyniki.

Właściwe rozmieszczenie informacji w czasie jest przeprowadzane za pomocą odpowiedniego zespołu pamięci, z których każda ma pojemność odpowiadającą jednej linii wejściowej. Każda wybrana z interpolatora linia jest wprowadzana do jednej z powyższych pamięci z szybkością odpowiadającą odchyłaniu 625-linii. Po całkowitym naładowaniu pamięci, zawarte w nich informacje zostają następnie pobierane z szybkością odpowiadającą odchyłaniu 405-linii. Zastosowanie odpowiedniej ilości pamięci oraz właściwego ich przełączania zapewnia możliwość gromadzenia informacji umieszczonych na wszystkich liniach analizy oraz prawidłową kolejność ich pobierania. Do cyfrowego sygnału wyjściowego dodany zostaje, wytworzony w układach pomocniczych, całkowity sygnał synchronizacji dla 405-linii i 50 obr/s w formie cyfrowej. Uzyskany w ten sposób sygnał cyfrowy zostaje następnie w układzie dekodera cyfro-

wo-analogowego zamieniony na sygnał analogowy 405-liniowy.

Mimo że zastosowanie szybkości próbkowania równej 11 MHz wprowadza pewne zniekształcenia tłumieniowe sygnału luminancji, mogą one być pominięte przy obserwacji sygnału w standardzie 405-linii i ogólnie można powiedzieć, że uzyskany obraz jest bardzo wysokiej jakości.

Drugi, bardziej skomplikowany typ przetwornika 625/405 linii [25] został opracowany w laboratoriach ITA /rys. 32/. Zastosowano w nim szereg identycznych układów pamięciowych o pojemności 770 słów 8-bitowych, zdolnych do magazynowania informacji nadawanych dla jednej linii analizy, próbkowanych z częstotliwością 13,3 MHz.

Oprócz opracowania powyższego przetwornika, w laboratoriach ITA są przeprowadzane obecnie studia nad opracowaniem przetworników 625 linii/50 pól systemu PAL na 525 linii/60 pól systemu NTSC oraz w kierunku odwrotnym.

Najnowocześniejszy w obecnym stanie techniki przetwornik standardów został opracowany w laboratoriach IBA. Jest on przystosowany do standardu wejściowego 525 linii/60 pól systemu NTSC /standard amerykański/, daje zaś na wyjściu sygnał wizyjny zgodny ze standardem 625 linii/50 pól systemu PAL lub SECAM. Nosi on nazwę DICE /digital intercontinental conversion equipment/. Pracuje się również nad stworzeniem możliwości przetwarzania w odwrotnym kierunku. W porównaniu z omówionymi poprzednio cyfrowymi przetwornikami standardów oraz znanymi przetwornikami analogowymi DICE wykazuje szereg zalet zarówno z punktu widzenia kosztów i wygody eksploatacyjnej, jak i jakości uzyskiwanego obra-

zu kolorowego /współczynnik $k \leq 1\%$ /. Wyniki eksploatacji przetwornika DICE wykazały, że pomijając mało dostrzegalne efekty różnicy liczby linii i liczby pól, różnica jakości obrazu na wejściu i wyjściu jest niedostrzegalna.

Przetwornik powyższy /rys. 33/ spełnia trzy podstawowe funkcje:

- przetwarza częstotliwość pól z 60 Hz na 50 Hz, wydłużając tym samym czas trwania okresu pola,
- przetwarza standard 525-liniowy na 625-liniowy,
- przetwarza częstotliwość podnośnej koloru i sposób modulacji.

Na wejście zostaje doprowadzony sygnał analogowy 525 linii /60 pól, zakodowany w systemie NTSC, z którego przede wszystkim zostaje wydzielony sygnał synchronizacji, służący do sterowania układów czasowych. Sygnał ten zostaje przetworzony na sygnał cyfrowy 8-bitowy w układzie kodera pracującego z częstotliwością próbkowania około 10,7 MHz /trzykrotna częstotliwość podnośnej koloru/. Dla zmniejszenia przesyłanego strumienia informacji stosuje się początkowo osiem, a następnie 32 równolegle pracujące układy. Ponieważ w różnych standardach /50 Hz i 60 Hz/ występują różnice poziomego ruchu promienia wybierającego, w układzie zastosowano interpolator ruchu, zawierający pamięci polowe, który dodaje w odpowiednich proporcjach sygnały otrzymywane z dwóch kolejnych pól przychodzącego sygnału. Aby zapewnić prawidłową pracę układu, sygnały obu pól muszą w każdym momencie odpowiadać identycznym elementom obrazu. Zagadnienie to rozwiązano poprzez kolejne wprowadzenie do jednej z dwóch pamięci sygnału cyfrowego 8-bitowego, odpowiadającego sygnałowi wizji, a jednocześnie

nie pobieranie informacji z dwóch pamięci z szybkością około 10,7 MHz. Otrzymane sygnały zostają doprowadzone do filtrów rozdzielających /grzebieniowych/, które wymazują efekty międzyliniowości między przychodzącymi polami, wydzielają z przychodzącego sygnału składowe luminancji i chrominancji oraz wytwarzają z tej ostatniej składowe I i Q. Interpolator ruchu kompensuje różnice w proporcjach ruchu poprzez ustalenie odpowiednich proporcji przychodzących sygnałów i dla każdego sześciu przychodzących pól wytwarza około pięciu pól wychodzących. Następny w torze interpolator linii przetwarza sygnał 525 linii/50 pól na 625 linii/50 pól. Przetwornik jest przystosowany do pracy z zewnętrznym sygnałem synchronizacji 625-linii.

6.2.3. Transmisja sygnału fonicznego w okresie impulsów synchronizacji linii [24, 27]

Prace nad przesyłaniem sygnałów fonicznych za pomocą techniki cyfrowej były prowadzone w laboratoriach BBC od około dziesięciu lat. Największe znaczenie praktyczne zyskała dotychczas metoda opatentowana w 1967 roku, polegająca na cyfrowej transmisji sygnału fonicznego w okresie impulsów synchronizacji linii, które w tym celu zostają odpowiednio zmodyfikowane. System ten zwany SIS /Sound-in-Sync/ został po okresie prób /1969-1972/ wprowadzony do eksploatacji w sieci transmisyjnej krajów członkowskich UER. System SIS zakłada transmisję jednego kanału dźwiękowego. Może on być wprowadzony zarówno w systemie NTSC jak i PAL, bez konieczności naruszania sygnału synchronizacji kolorów. Ciąg impulsów fonicznych zajmuje 3,8 μ s w impulsie synchro-

nizacji linii i jest położony symetrycznie w stosunku do jego przedniego i tylnego zbocza. Sygnał foniczny próbkowany jest dwukrotnie w czasie trwania 1 linii obrazu, dzięki czemu uzyskuje się 14 kHz pasmo przenoszonych częstotliwości. Obie próbki są kodowane, oba ciągi kodowe złożone w jeden, magazynowane i wprowadzone do sygnału wizyjnego w czasie impulsu synchronizacji linii /rys. 34/. Sygnały foniczne są wprowadzane również w okresie wygaszania pola. Pociąga to za sobą konieczność modyfikacji impulsów wyrównawczych /wydłużenie czasu trwania do $4,5 \mu\text{s}$ /. W urządzeniu odbiorczym po wydzieleniu impulsów fonicznych zostaje im przywrócony pierwotny kształt.

Schemat blokowy układu kodera SIS podano na rys. 35. Wejściowy sygnał foniczny zostaje poddany preemfazie o około 18 dB powyżej 300 Hz. Następnie zostaje dodany do niego sygnał pilotujący i całość jest poddana kompresji, dzięki czemu sygnał pilotujący jest zmodulowany amplitudowo. Umożliwia to kontrolę działania ekspandera umieszczonego w dekodерze oraz eliminuje konieczność dopasowywania charakterystyk nieliniarnych. Po kompresji sygnał foniczny jest próbkowany w układzie kodera z częstotliwością równą podwójnej częstotliwości linii, a próbki sygnału zostają przedstawiane za pomocą kodu 10-bitowego. Impulsy dwóch sąsiednich próbek są kombinowane z wzajemnym przeplataniem, aby uniknąć modulacji skrośnej sygnału cyfrowego do sygnału wizyjnego przez zredukowanie do minimum zmian wartości średniej.

Ukształtowany w ten sposób sygnał zostaje wprowadzony do sygnału wizyjnego w czasie trwania impulsów synchronizacji linii. Impulsy foniczne mają kształt impulsów sinus-kwadrat o szerokości

równej 182 ns /w połowie wysokości/. Odległości między nimi równe są natomiast 173 ns. Wszystkie impulsy mają tę samą amplitudę równą $1\text{ V} \pm 30\text{ mV}$, a ich podstawa jest obniżona o $300\text{ mV} \pm 9\text{ mV}$ w stosunku do poziomu czerni. Do tej grupy impulsów dodaje się impuls markujący do synchronizacji dekodera. Praca kodera jest synchronizowana z sygnałem wizji za pomocą specjalnych impulsów czasu, wytworzonych w generatorze sterowanym impulsami synchronizacji, wydzielonymi z sygnału wizyjnego.

Dekoder systemu SIS /rys. 36/ zawiera trzy tory:

- tor impulsów czasu, w którym następuje separacja impulsów synchronizacji oraz generacja impulsów czasu;
- tor sygnału wizyjnego zawierający wzmacniacz stabilizujący synchronizacji, w którym następuje stabilizacja poziomu wygaszania oraz usunięcie z impulsów synchronizacji wszelkich resztek sygnału fonicznego;
- tor sygnału cyfrowego zawierający separator sygnału cyfrowego, w którym następuje wydzielenie impulsów sygnału fonicznego i obcięcie ich na połowie wysokości, koder cyfrowo-analogowy, zamieniający impulsy na sygnał foniczny, z którego następnie wydziela się sygnał pilotujący, detektor sygnału pilota oraz ekspander i układ deemfazy. Napięcie uzyskane z detekcji pilota jest wykorzystywane do kontroli ekspandera, w którym następuje odtworzenie pierwotnego zakresu dynamiki sygnału fonicznego. Na zakończenie sygnał zostanie poddany deemfazie.

System SIS pozwala na uzyskanie bardzo wysokich parametrów jakościowych transmisji, a mianowicie:

- charakterystyka tłumieniowa

+ 0,7 dB w zakresie 40 Hz - 13,5 kHz

+ 3,0 dB w zakresie 20 Hz - 14 kHz

w odniesieniu do 1 kHz,

- zniekształcenia nieliniarne 0,25%

- stosunek sygnału do szumu ważonego 70 dB.

Opracowane są również inne systemy cyfrowej transmisji sygnału fonicznego. Niektóre z nich, oparte na zbliżonej zasadzie działania, przeznaczone są głównie do stosowania przy radiodiffuzji satelitarnej programów telewizyjnych. Inne, oparte również na podobnej zasadzie, umożliwiają jednoczesne przesyłanie 13 sygnałów stereofonicznych o pasmie 15 kHz, stosując częstotliwość próbkowania 32 kHz i 13-cyfrowy kod binarny. Cyfry binarne każdego z 13 kanałów dźwięku są przekształcone i grupowane w "ramki" o czasie trwania 31 μ s, zawierają one 196 bitów /13 bitów z 13 próbek - po jednym z każdej próbki plus 9 bitów dla sygnału synchronizacji początku każdej ramki oraz 5 bitów dla transmisji danych do sterowania przełączenia dźwięku w nadajnikach/. Utworzony w ten sposób strumień informacji 6,336 Mbit/s jest przedstawiany przez ciąg impulsów sinus-kwadrat, które albo są - "1", albo ich nie ma - "0". Po stronie odbiorczej strumień informacji jest ograniczany, detektowany synchronicznie i rozdzielany za pomocą impulsów synchronizacji. Każda próbka jest kierowana do odpowiedniego dekodera, przy czym dla każdego z 13 kanałów dźwięku przewidziany jest oddzielny dekodery. Każdy dekodery jest wyposażony w układ liczący, który steruje jego pracą przez odpowiednie zliczanie wyrazów kodu 13-bitowego.

System opracowany przez Laboratorium Badawcze Poczty NRF polega na podziale sygnału fonicznego na odcinki 20 ms, próbkowaniu go, kwantyzacji i kodowaniu, a następnie wprowadzeniu w postaci cyfrowej do pamięci. Informacje z pamięci są pobierane z prędkością około 100 razy większą niż wprowadzane. Odczytywany z pamięci sygnał moduluje wielowartościowo zawartość 10 linii /od 6 do 15 i od 318 do 327/, przez co sygnał transmitowany upodabnia się do skompresowanego i skwantyzowanego sygnału analogowego. Po stronie odbiorczej następuje proces odwrotny. Magazynowanie i przekształcanie informacji po stronie nadawczej i odbiorczej powoduje opóźnienie sygnału fonicznego o 22 ms, co jest znacznie mniejsze niż próg zauważalności. System ten jednakże ze względu na zajmowanie 10 linii w impulsie wygaszania pola /6 - 15 i 318 - 327/ nie może być stosowany w systemie SECAM.

Podobnie też nie ma zastosowania dla systemu SECAM system japoński dostosowany do standardu 525 linii/60 pól NTSC, wykorzystujący sygnał synchronizacji kolorów /burst/. Sygnał foniczny-stereofoniczny jest tu próbkowany dwukrotnie w okresie wybierania linii, przedstawiany za pomocą kodu 9-bitowego i wprowadzony do pamięci, z których następuje pobieranie informacji z częstotliwością linii, kodowanie jej trójwartościowo i wprowadzenie do sygnału wizyjnego w czasie trwania impulsów wygaszania linii za impulsem synchronizacji linii, który zostaje wówczas skrócony do 1,5 μ s. Cyfrowy sygnał foniczny jest synfazowy z wymazywanym sygnałem synchronizacji koloru. Na przednim progu impulsu wygaszania linii nadawany jest dodatkowy impuls czasu. Po stronie odbiorczej następuje proces odwrotny. Próby eksploatacyjne powyższego

systemu zarówno w sieci transmisyjnej jak i przy łączności satelitarnej dały wyniki pozytywne.

6.2.4. Transmisja dodatkowych informacji w okresie nadawania sygnału telewizyjnego [1, 24, 28]

Ostatnie lata przyniosły również koncepcję zastosowania metody cyfrowej do przekazywania dodatkowych informacji w okresie nadawania programu telewizyjnego. Ideą tej koncepcji jest stworzenie możliwości odtwarzania na ekranie odbiornika telewizyjnego informacji zawierających aktualne wiadomości, wyniki rozgrywek sportowych, prognozy pogody, program radiowy i telewizyjny, ogłoszenia reklamowe itp. w postaci tekstu. Istnieje kilka możliwości wprowadzenia sygnału danych do sygnału telewizyjnego, a mianowicie: wykorzystanie okresu impulsu wygaszania pola, przesyłanie danych kanałem dźwięku lub też na częstotliwości podnośnej w sygnale wizyjnym. W Japonii opracowano system przesyłania liter w kanale dźwięku. W USA wynaleziono metodę przesyłania danych cyfrowych w tym samym czasie, co sygnał telewizyjny na podnośnej równej około 2,5 MHz, stanowiącej nieparzystą wielokrotność połowy częstotliwości linii. W każdej linii sygnał przechodzi nieparzystą liczbę półcykli, jego faza zmienia się co linię, dzięki czemu unika się interferencji. Sygnał ten nie jest przesyłany w czasie impulsów wygaszania pola, co daje 240 linii wolnych. Wykorzystując parę linii dla 1 bita danych, uzyskać można strumień informacji około 20 kbit/s. Jest on wystarczający do transmisji 33 kanałów danych o strumieniach 600 bit/s. Przy zastosowaniu kodu 7-bitowego przewiduje się, że system ten będzie mógł "napisać" na

ekranie zdanie zawierające 32 litery w wybranym języku.

W NRF opracowano metodę przesyłania dodatkowych informacji na liniach 16 i 329 obu półobrazów za pomocą kodu cyfrowego NRZ /non-return-to zero/, w którym każdy bit jest nadawany jako dwa komplementarne znaki "0" i "1" /kolejność 1,0 oznacza 1, zaś 0,1 - zero/. System ten umożliwia przesłanie w ciągu czynnego okresu linii /52 μ s/ 260 znaków binarnych o czasie trwania 200 ns, czyli 130 bitów. Zawierają one podstawową informację, nadaną za pomocą 12 słów 8-bitowych oraz informacje pomocnicze, jak określenie półobrazu, sygnalizacja początku nadawania informacji i określenie ich źródła, przesyłane za pomocą pozostałych 30 bitów.

W Anglii są prowadzone przez BBC i IBA intensywne badania eksploatacyjne nowych systemów przesyłania dodatkowych informacji w okresie wybierania jednej lub kilku linii w czasie wygaszania pola - systemu BBC-CEEFAX i systemu IBA - ORACLE [1, 14, 28]. Systemy te umożliwiają jednoczesne nadawanie 30 do 50 "stron" informacji, przy czym każda ze "stron" zawiera do 22 wierszy o 40 znakach, czyli około 120 słów. System ORACLE /Optional Reception of Announcements by Coded Lines Electronics/ umożliwia przesłanie 50 "stron" informacji, zawierających 22 linie po 40 znaków. W okresie wybierania jednej linii nadawane są dane dotyczące segmentu tekstu, zawierającego 10 znaków /tj. jednej czwartej wiersza pisanej informacji/ wraz z kodem adresowym /rys. 37/, określającym numer strony, linię i segment na linii. Ponieważ cała "strona" danej informacji może zawierać 22 wiersze, do nadania jej potrzeba 88 linii wybierania, co zajmuje niecałe 2 sekundy. W początkowym okresie, gdy dane były przesyłane tylko na jednej linii obu pół,

nadawanie pełnego kompletu informacji /50 "stron"/ trwało prawie 2 minuty. Obecnie, przy wykorzystaniu do przesyłania informacji dwóch linii w każdym polu, czas ten został skrócony do około 30 sekund.

Odbiór tych informacji umożliwia specjalna przystawka do odbiornika telewizyjnego /rys. 38/. Sygnał cyfrowy, zawierający dodatkowe informacje, jest w układzie separującym wydzielany z całkowitego sygnału wizyjnego i kierowany do układu pamięci pośredniej, z której za pomocą kodu adresowego jest kierowany do odpowiedniej komórki pamięci głównej, gdzie zostaje zarejestrowany. Za pomocą układu selektora abonent telewizyjny ma możliwość wyboru "strony" informacji, która go interesuje.

Opracowany przez BBC [1, 24, 28] system CEEFAX /"ceeing facts"/ w pierwotnej wersji umożliwiał przesłanie jedynie 32 "stron" zawierających 24 linie po 32 znaki, przy czym czas nadawania pełnej informacji został zredukowany do 1,536 s. Do transmisji danych wykorzystywane są linie 17 /330/ i 18 /331/ obu pól /rys. 39/. Strumień informacji wynosił początkowo 4,5 Mbit/s, a w późniejszych eksperymentach został zwiększony do 5,75 i 6,875 Mbit/s. Informacje są nadawane kolejno: pierwsza linia każdej strony jest przesyłana na przemian z linią drugą i następnymi. W ten sposób, gdy tylko "strona" jest wybrana przez obserwatora, powstaje napis na ekranie. Każda nowa linia pojawia się po około 1/2 s, czyli nieco szybciej niż wynosi szybkość czytania. Każde nowe zdanie może być wysłane po około 2 s. Zostaje ono po stronie odbiorczej gromadzone w pamięci. Odbiór nadanych informacji umożliwia specjalna przystawka do odbiornika telewizyjnego. Wybrane dane z układu pamięciowego zostają przez selektor przekazane do generato-

ra znaków alfanumerycznych. Generator ten wytwarza sygnał wizyjny odpowiednich znaków pisarskich, odtwarzanych w określonym miejscu na ekranie telewizyjnym.

W obu powyższych systemach istnieje możliwość odtwarzania tekstu informacji przez nałożenie na aktualnie odtwarzany obraz lub przy wygaszonym obrazie.

Na podstawie doświadczeń uzyskanych przy próbnej eksploatacji obu powyższych systemów opracowany został w Anglii przy współpracy BBC i IBA wspólny system transmisji bieżących informacji w sygnale telewizyjnym, noszący również nazwę CEEFAX [24, 28]. Umożliwia on przesłanie 100 "stron" zawierających 24 wiersze po 32 znaki. Zastosowano tu kod binarny NRZ /non-return to zero/. Częstotliwość zegara równa jest 6,9375 MHz. Zakodowane informacje wprowadzone są na linie 17 i 18 oraz 330 i 331 obu pól, w sposób podany na rys. 40. Przekazywanie informacji na liniach 17 i 330 rozpoczyna nadawanie 16 bitów określających impulsy zegarowe, 8 bitów dla kodu ramki oraz 16 bitów dla kodu adresowego. Następnie jest nadawane 320 bitów zawierających informacje określające numer strony, linię oraz zasadniczy tekst /40 znaków alfanumerycznych/. Znaki alfanumeryczne są uzupełnione kodem korygującym Hemminga, wskutek czego każdy z nich jest nadawany za pomocą 8 bitów. Natomiast na liniach 18 i 331 po nadaniu 16 bitów, określających impulsy zegarowe, wydzielone są 64 bity, które przekazują wskazówki dotyczące magazynowania i nadawania obrazów w postaci adresu, zawierającego /w kodzie BCD/ numer strony oraz czas jej nadawania /16 bitów - strona, 16 bitów - godziny, 16 bitów - minuty i 16 bitów - odstęp/. Pozostałe 256 bitów jest przeznaczone na przesyłanie 32 znaków zawierających tytuł stro-

nicy, nagłówek i datę nadawania. Informacje nadawane na tych stronach mogą być zmieniane zależnie od potrzeby. Odbiór nadawanych informacji umożliwia specjalna przystawka do odbiornika telewizyjnego /rys. 41/. Wybór odpowiedniej strony przez obserwatora następuje za pomocą selektora, który uruchamia układ identyfikacji. Układ ten "oczekuje" na nadejście początku pożądaney strony, która rozpoczyna się odpowiednimi adresami na 18 lub 331 linii. Następujące za adresem 24 wiersze są magazynowane w pamięci strony, która z kolei steruje generator znaków alfanumerycznych. Wytworzone w nim znaki są odtwarzane w określonym miejscu na ekranie telewizyjnym. Czas przekazywania strony w systemie CEEFAX wynosi 0,24 s, a więc jeżeli program zawiera 100 stron, maksymalny czas oczekiwania na przyjście wybranej strony wynosi około 1/2 minuty.

We wszystkich, omówionych powyżej, systemach informacje są przekazywane w postaci zakodowanych liter, które w części odbiorczej są magazynowane w pamięci buforowej, a następnie przekazywane do generatora znaków alfanumerycznych, wytwarzających odpowiednie znaki na ekranie.

Stosowanie powyższego systemu sprawia jednakże duże trudności przy przesyłaniu informacji w językach zawierających dużo znaków pisarskich, jak np. chiński i japoński. Dla ich uniknięcia opracowano w Japonii [29] system TELESCAN, umożliwiający bezpośrednio odtwarzanie liter na ekranie odbiornika. Urządzenie nadawcze systemu zawiera 2500 układów pamięciowych, z których są odczytywane informacje, odpowiadające bezpośrednio kształtom nadawanych znaków pisarskich. Informacje te są przesyłane w czasie im-

pulsów wygaszania pola. Układy pamięciowe po stronie odbiorczej gromadzą otrzymane informacje i odtwarzają je na ekranie odbiornika telewizyjnego. Proces nadawania w tym systemie wyjaśnia rys. 42, na którym dla ułatwienia podzielono nadawany napis na kolumny, np. litera "E" jest nadawana w trzech kolumnach /rys. 42a/, z których pierwsza /1,1,1,1,1/ przesyłana jest w jednym polu /rys. 42b/, druga /1,0,1,0,1/ w drugim polu /rys. 42c/, trzecia /również 1,0,1,0,1/ w następnym polu /rys. 42d/, zaś czwarta nadawana w czwartym polu stanowi przerwę /0,0,0,0,0/ - /rys. 42c/ itd. Cały napis nadawany jest w ciągu tylu pól, na ile kolumn został podzielony /w przypadku podanym na rys. 42 - 9/.

Dla uzyskania dostatecznej jasności obrazu na ekranie, odtwarzanie poszczególnych kolumn jest powtarzane w ciągu następnych linii pola dzięki zastosowaniu po stronie odbiorczej pętli sprzężenia zwrotnego. Pojawienie się dalszej części napisu następuje dzięki doprowadzeniu w każdym polu dodatkowych impulsów, które powodują skasowanie pierwszej kolumny, przesunięcie wszystkich kolumn o 1 w lewo oraz wprowadzenie nowej informacji do ostatniej kolumny po prawej stronie.

System umożliwia przesłanie 6 liter/s, /czyli ok. 360 liter/min/ w alfabecie łacińskim albo 3,33 liter/s /200 liter/min/ alfabetu chińskiego.

6.2.5. Automatyczne pomiary i kontrole parametrów jakościowych toru telewizyjnego [30]

Jednym z ciekawszych zastosowań telewizyjnej techniki cyfrowej są automatyczne pomiary parametrów jakościowych toru telewizyjnego.

go za pomocą sygnałów pomiarowych nadawanych na liniach kontrolnych. Szereg prób i doświadczeń, przeprowadzonych głównie w laboratoriach IBA w Anglii oraz w Japonii doprowadziło do opracowania trzech systemów pomiarów automatycznych, wykorzystujących linearną modulację kodowo-impulsową /PCM/.

Pierwszy z nich, najprostszy, wykorzystuje równoległe technikę analogową i cyfrową. Pomiary podstawowych parametrów sygnału są wykonywane metodą analogową, zaś uzyskane wyniki są przetwarzane na sygnał cyfrowy i doprowadzane do wskaźnika cyfrowego lub przesyłane do ośrodka centralnej kontroli, albo też do maszyny cyfrowej w celu dalszej obróbki. Wadą tego systemu jest duża wrażliwość analogowych, automatycznych urządzeń pomiarowych na szумы zawarte w przychodzącym sygnale pomiarowym, co znacznie zmniejsza zakres jego stosowania.

Znacznie korzystniejsze z tego punktu widzenia są obydwa pozostałe systemy, w których analiza kształtu sygnałów pomiarowych jest przeprowadzana cyfrowo. Przychodzące sygnały pomiarowe linii kontrolnych są próbkowane i kwantowane i zamieniane na 8-bitowy sygnał cyfrowy. Dla zapewnienia dużej dokładności pomiarów minimalna częstotliwość próbkowania musi być zgodna z prawem Shannona. Przy analizie sygnału podnośnej koloru stosowana częstotliwość próbkowania jest równa trzeciej harmonicznej podnośnej, a więc 13,3 MHz, natomiast przy analizie impulsów sinus kwadrat $2T$, zależnie od rozwiązania mogą być stosowane próbki gęstsze, np. co 15 ns. W takich przypadkach są stosowane dwie częstotliwości próbkowania, zależnie od mierzonego parametru. Schemat układu do automatycznego pomiaru i kontroli parametrów metodą cyfrową podany jest na rys. 43. Otrzymany na jego wyjściu

strumień informacji zostaje doprowadzony do minikomputera, który przeprowadza obliczenia średnich arytmetycznych wartości próbek dla tych samych elementów sygnałów pomiarowych, porównuje je z zaprogramowanymi odpowiednimi wartościami dla sygnałów nie zniekształconych i drukuje wyniki pomiarów. Jednakże szybkość próbkowania jest zbyt duża do bezpośredniej współpracy z minikomputerem. Zależnie od konkretnych wymagań eksploatacyjnych i rozwiązań układowych spotyka się różne systemy przekazywania danych. System "szybki" polega na zastosowaniu na wejściu maszyny pamięci buforowej o pojemności 684 próbek, odpowiadającej 1 linii analizy, w której zapisuje się uzyskane wyniki, a następnie przekazuje je powoli do komputera. System ten ułatwia znacznie przeprowadzanie pomiarów, zwiększa ich dokładność i szybkość, jednakże sprawia pewne kłopoty przy zrealizacji kontrolnej sieci telewizyjnej, ponieważ dane pomiarowe zajmują szeroki strumień informacji.

Znacznie bardziej korzystne pod tym względem są systemy "wolne" - telemetryczne, umożliwiające przesyłanie danych pomiarowych po zwykłych liniach telefonicznych. Polegają one na zakodowaniu danych i przesyłaniu ich ze znacznie mniejszą szybkością w porównaniu do szybkości analizy, jak np. opracowany przez IBA system, w którym w każdym polu telewizyjnym jest pobierana tylko jedna próbka. Próbka ta po zakodowaniu tworzy słowo 8-bitowe, które jest przesyłane w ciągu 20 ms do komputera, w którym następuje dalsza obróbka danych.

7. ZAKOŃCZENIE

Liczba i charakter publikacji, zrealizowane prace oraz stopień zaangażowania placówek badawczych i konstrukcyjnych na świecie pozwalają uznać, że technika cyfrowa wkroczyła już w dziedzinę telewizji i będzie odgrywać w niej coraz większą rolę. O ile kompleksowe wprowadzenie techniki cyfrowej jest sprawą dalekiej przyszłości, o tyle już w bieżących latach należy się liczyć z wykorzystaniem jej do rozwiązań specjalnych, jak np. automatyzacja pomiarów, przemiana standardów czy transmisja dodatkowych sygnałów. Oczywiście tempo i kierunek rozwoju zależą przede wszystkim od dostępności handlowej oraz normalizacji.

Zakres badań w dziedzinie telewizji cyfrowej został określony w programach studiów CCIR i OIRT [17,18]. Dotyczy on przede wszystkim odpowiedzi na podstawowe pytania:

- jakie metody kodowania powinny być stosowane dla sygnałów telewizyjnych i jakie korzyści mogą wyniknąć z zastosowania techniki cyfrowej
 - a/ w urządzeniach studyjnych /łącznie z rejestracją magnetyczną/?
 - b/ w urządzeniach nadawczych naziemnych i satelitarnych?
- czy istnieje jedyna metoda kodowania, która byłaby odpowiednia dla wszystkich powyższych zastosowań?
- jakie parametry systemu powinny być wówczas zalecane?
- jaka jest najprostsza i najbardziej skuteczna metoda pomiarów i kontroli optycznej zakodowanego sygnału w studio?

- w jaki sposób usunięcie nadmiernych informacji i znajomość charakterystyk wizualnych obserwatorów mogą być wykorzystane do zmniejszenia strumienia informacji bez zauważalnego pogorszenia jakości odbieranego obrazu?

oraz przeprowadzenia porównania pomiędzy trzema sposobami kodowania sygnałów kolorowych:

- a/ całkowitego sygnału NTSC, PAL lub SECAM,
- b/ oddzielnego kodowania składowych luminancji i kolorów różnicowych,
- c/ oddzielnego kodowania sygnałów kolorów podstawowych.

Jak widać, zakres tych zagadnień jest bardzo szeroki, jak również duża jest różnorodność prac, które są prowadzone w tej dziedzinie.

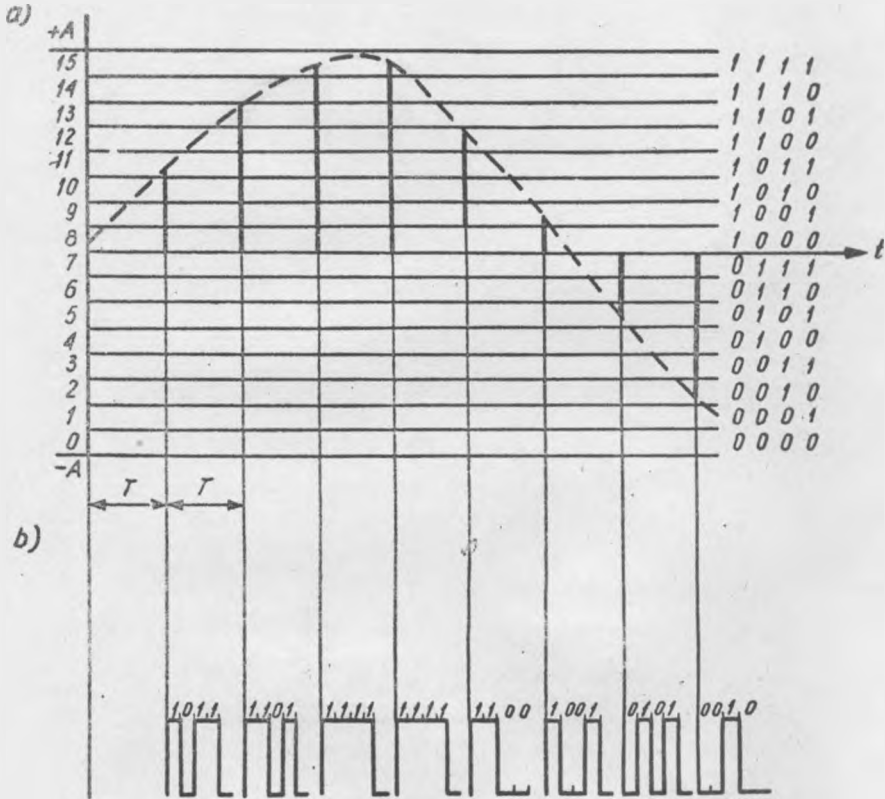
8. WYKAZ LITERATURY

1. Reis C.W.B.: Digitis-or what's wrong with analogue. Sound Vision Broadcasting 1973 t. 14 nr 3, s. 23-27.
2. Devereux V.G.: Application of p.c.m. to broadcast quality video signals. Radio electron. Eng. 1974 t. 44 nr 7, s. 373-381 i nr 9, s. 463-472.
3. CCIR, doc. CMTT/73 cz. D: Encoding of television programme signals, cz. F: Points for further study 1970-1973.
4. CCIR, doc. 11/246 /CMTT/146/: Coding of broadcast quality television signals for transmission over digital links 1970-1974.

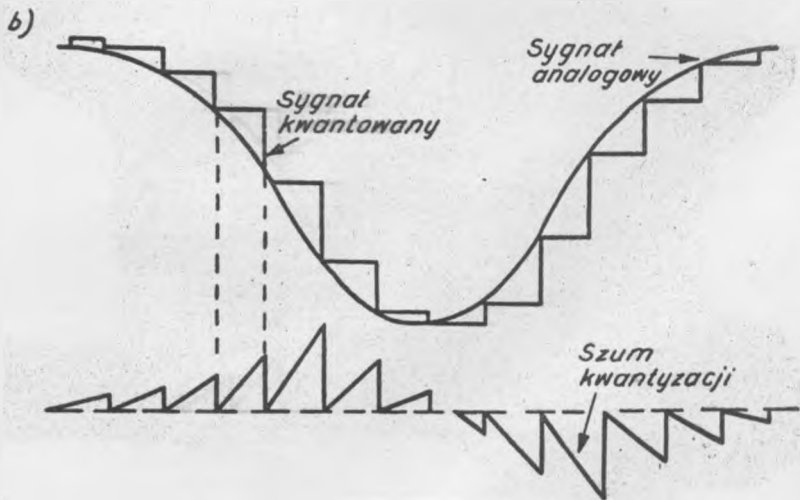
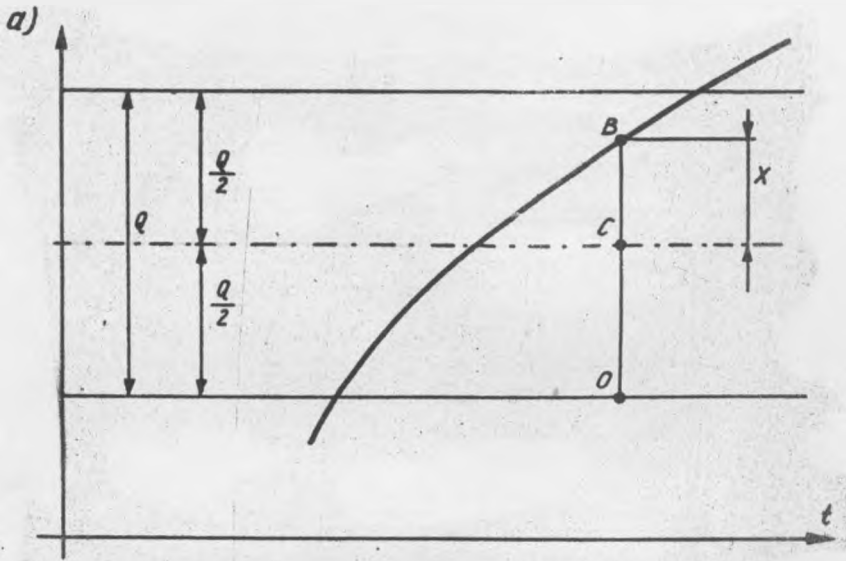
5. Reuber C. : 20 Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft /FTG/ in Braunschweig. 1. Entwicklung und Forschung. Nachrichtenreduktion in der Fernsehtechnik. Radio Mentor Electron. 1972 nr 12, s. 614-616.
6. Mayer N., Moll G., Schadilbauer H. : Bit rate reduction in PCM colour television transmission by analogue band reduction with frequency interlace and line delay /BFL-PCM/. NTZ 1974 t. 27 nr 2, s. 80-83.
7. Schreiber W.F. : Picture coding. Proc. IEEE 1967 t. 55 nr 3, s. 320-330.
8. Wintz P.A. : Transform picture coding. Proc. IEEE 1972 t. 60 nr 7, s. 809-820.
9. Pratt W.K., Wen -Hsiung Chen, Welch L.R. : Stant transform image coding. IEEE Trans. Commun. 1974 t. 22 nr 8, s. 1075-1092.
10. Golding L.S. : Study of an adaptive quantizer. Proc. IEEE 1967 t. 55 nr 3, s. 293-297.
11. Seitzer D. : Ein experimentelles Multiplexverfahren zur Redundanzverminderung bei der Bildübertragung. NTZ 1970 t. 40, s. 34-45.
12. Kertman C.M. : Redundancy reduction - a practical method of data compression. Proc. IEEE 1967 t. 55 nr 3, s. 253-263.
13. CCIR, doc. 11/228 /CMTT/179/ : Standards for television systems using digital modulation 1970-1974.

14. Stenger L. : Ein Verfahren zur effektiveren Interframe DPCM-Codierung. NTF 1972 t. 42, s. 61-71.
15. Connor D.J., Brainard R.C., Limb J.O. : Interframe coding for picture transmission. Proc. IEEE 1972 t. 60 nr 7, s. 779-791.
16. Thoms W. : Differential pulse code modulation with two-dimensional prediction for video telephone signals. NTZ 1974 t. 27 nr 6, s. 243-249.
17. CCIR, doc. 11/385 /CMTT/238/ : Television systems using digital modulation 1970-1974.
18. CCIR, doc. 11/351 /CMTT/221/ : Considerations sur le debit numerique resultant du codage d'un signal de télévision en couleur, 1970-1974.
19. Maskell B.G., Mounts F.W., Candy J.C. : Interframe coding of videotelephone pictures. Proc. of the IEEE 1972 t. 60 nr 7, s. 792-800.
20. Bosworth R.H., Candy J.C. : A companded one-bit-coder for television transmission. Bell Syst. tech. J. 1969 t. 48 nr 5, s. 1469-1479.
21. Devereux M.A. : Comparison of picture impairments caused by digital coding of PAL and SECAM video signals. BBC Research Department Raport nr 1974/16.
22. Ptáček M. : K perspektivama problemum digitalizace televizniho studioveho komplexu. Rozh. telev. Tech. 1974 t. 19 nr 1, s. 23-32.

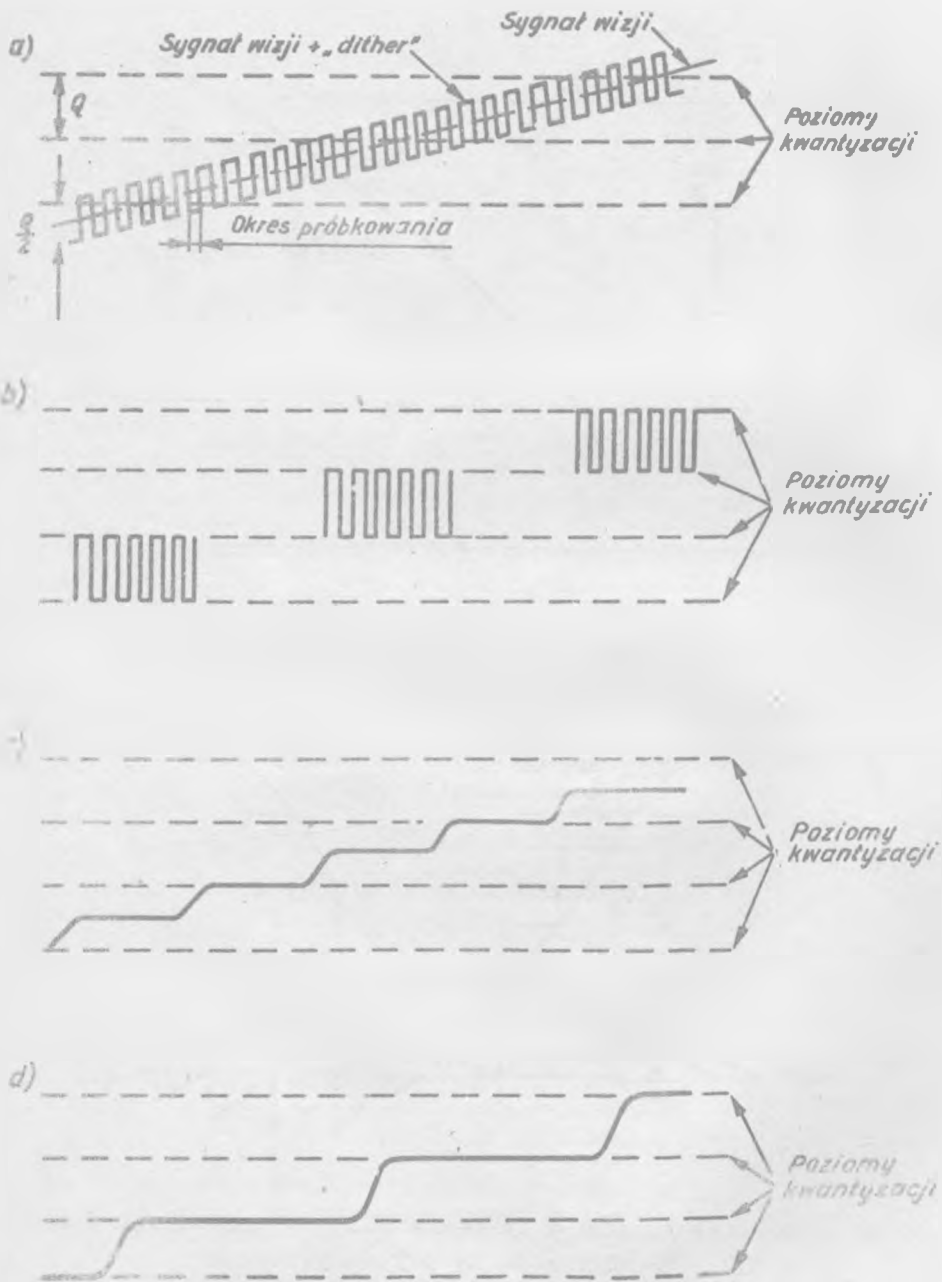
23. Dedey E.M., Johnson N.: Improved digital aperture corrector. Proc. IEEE 1974 t. 121 nr 9.
24. Recent developments in digital television. R. Telev. Soc. J. 1973 t. 15 nr 9, s. 170-173.
25. Progress in digital television. R. Telev. Soc. J. 1971 t. 13 nr 9, s. 199-201.
26. Baldwin J. L.E., Stalley A.D., Coffey J.A. i in.: DICE: The first intercontinental digital standards converter. R. Telev. Soc. J. 1974 t. 16 nr 9, s. 140-159.
27. Allanson D.: A PCM-Sound - in - Syncs system for television distribution networks. Proc. IREE 1973 t. 34 nr 4, s. 121-129.
28. Burkitt A.: Television writes news on the screen. Electron. Eng. 1974 t. 46 nr 553, s. 65-67.
29. Kimura A.: Telescan simultaneous information display system. Telecomm. J. 1975 t. 42 nr 1, s. 33-45.
30. Schaffer J.: Computer monitoring of TV signals. Wireless World 1975 nr 1, s. 37-42.



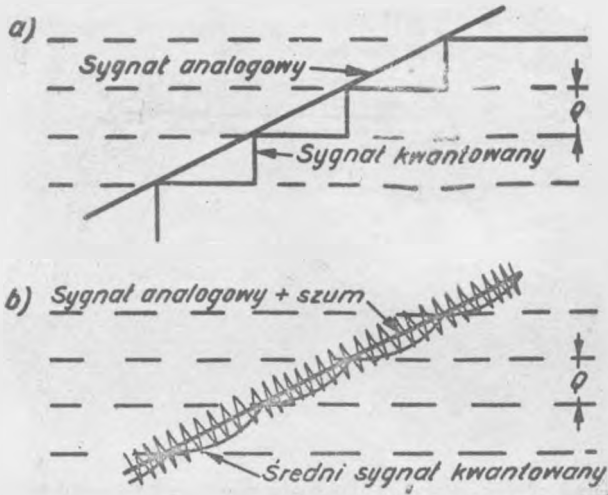
Rys. 1. Przetwarzanie sygnału analogowego w cyfrowy



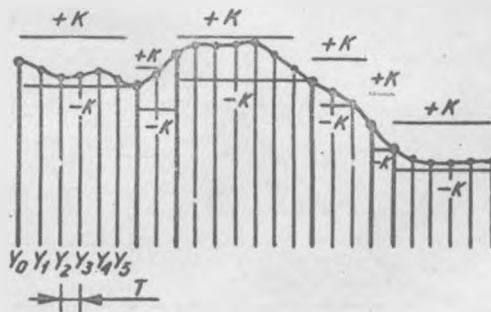
Rys. 2. Szumy kwantyzacji w systemie PCM: a/ powstawanie szumu kwantyzacji, b/ przebiegi



Rys. 4. Efekt dodawania sygnału "dither" o częstotliwości równej połowie częstotliwości próbkowania do wolno narastającego sygnału wizyjnego: a/ wzajemne położenia sygnału wizyjnego i poziomów kwantyzacji, b/ sygnał wyjściowy z dekodera przed filtrze, c/ sygnał wyjściowy z dekodera po filtrze z zastosowaniem "dither", d/ sygnał wyjściowy z dekodera po filtrze bez "dither"

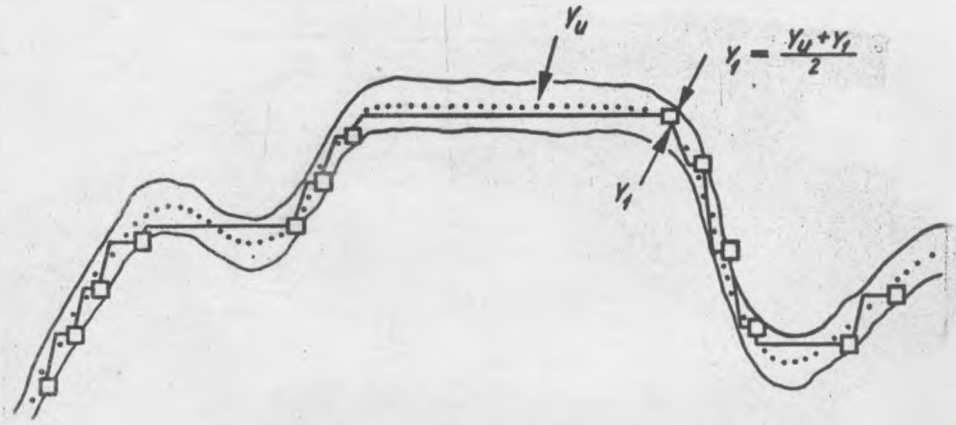


Rys. 3. Szumowy sygnał "dither"

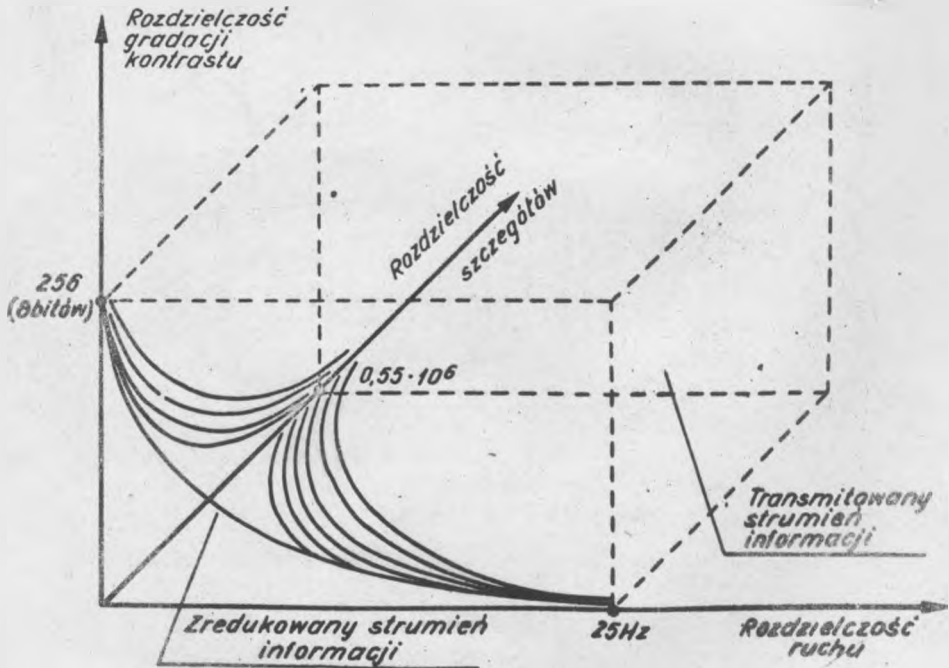


Rys. 5. Przykład prognozy pierwszego rzędu z "pływającą szczeliną"

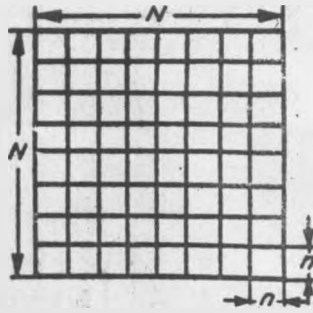
- próbka
- próbka znacząca
- +K granice tolerancji



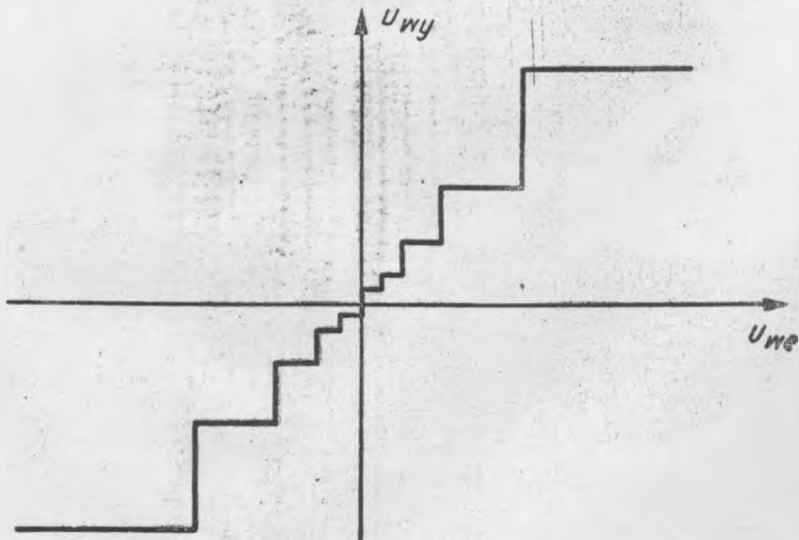
Rys. 6. Przykład interpolacji wielomianowej pierwszego rzędu



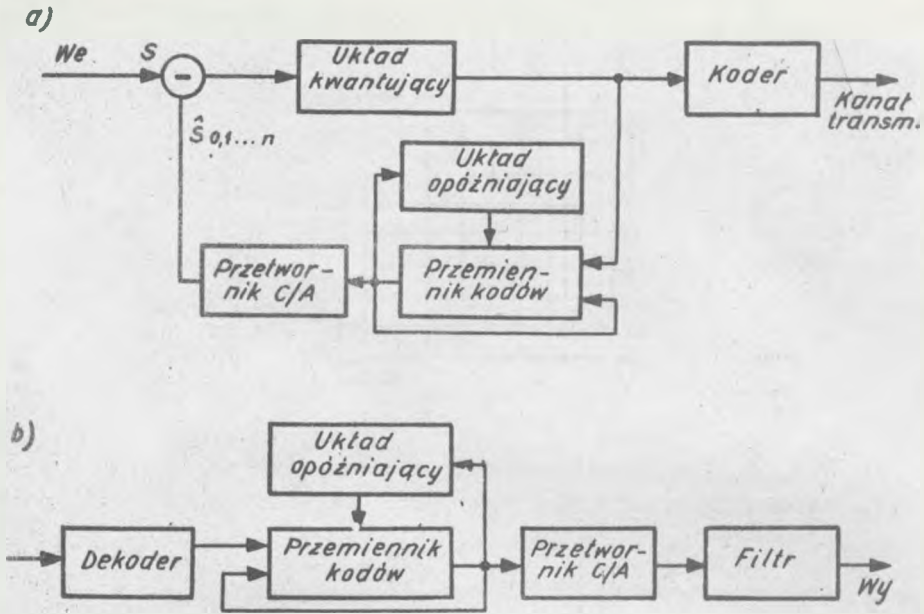
Rys. 7. Możliwość ograniczenia strumienia informacji w technice telewizyjnej



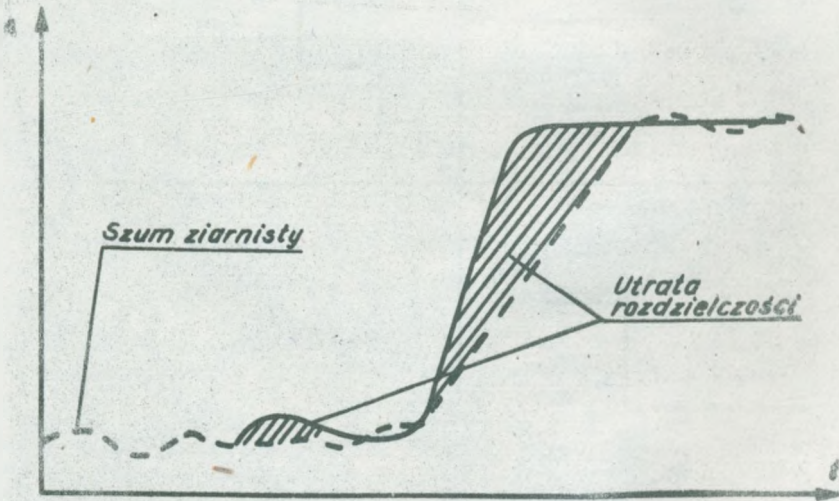
Rys. 8. Podział obrazu o wymiarach $N \times N$ na $\lfloor N/n \rfloor^2$ $n \times n$ podobrazów przy metodzie transformacyjnej



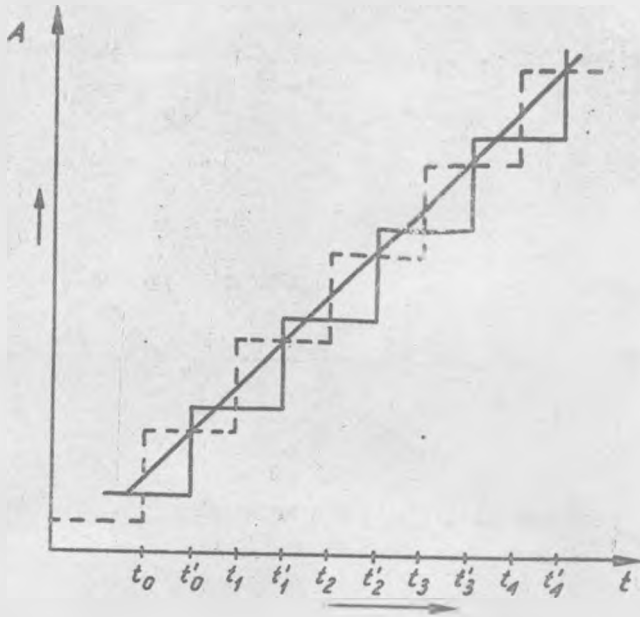
Rys. 9. Przebieg charakterystyki poziomów kwantyzacji dla systemów różnicowych



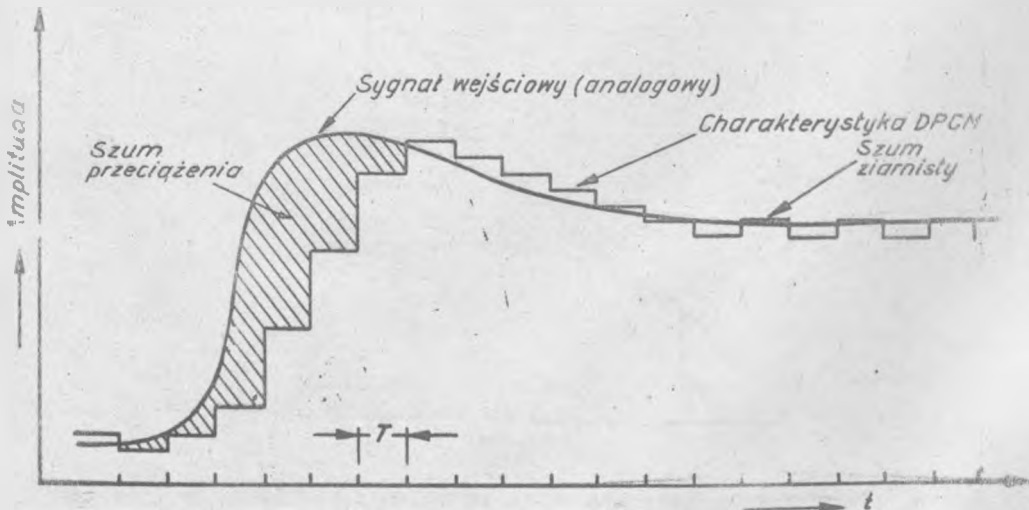
Rys. 10. Układ blokowy systemu DPCN: a/ część nadawcza, b/ część odbiorcza



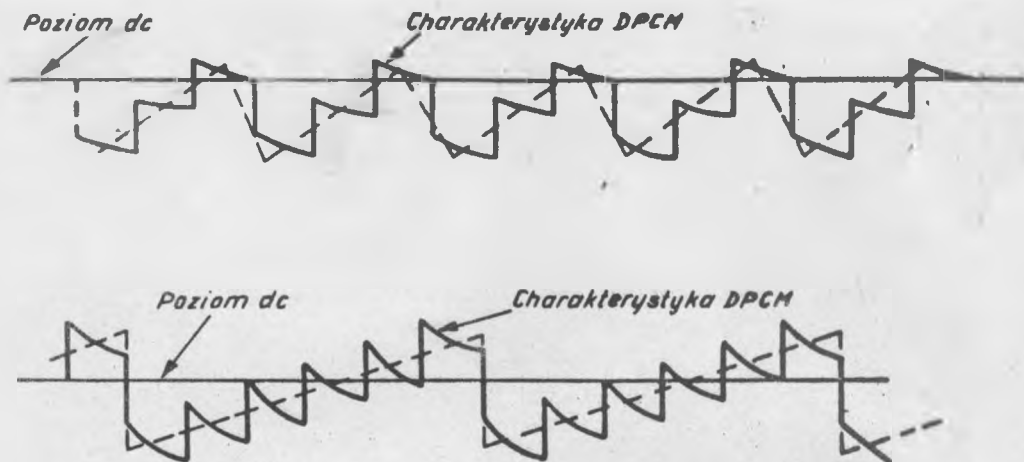
Rys. 11. Sygnał wejściowy i wyjściowy w przypadku występowania zniekształceń "slope overload"



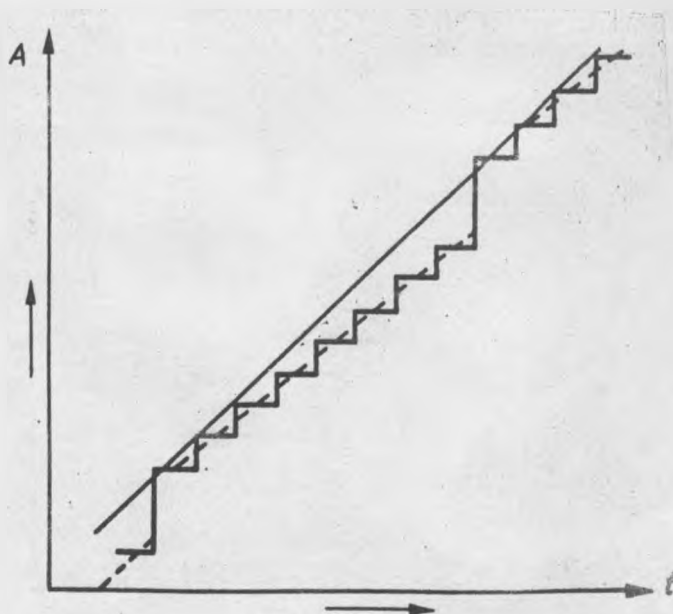
Rys. 12. Powstawanie "zajętości zbczy"



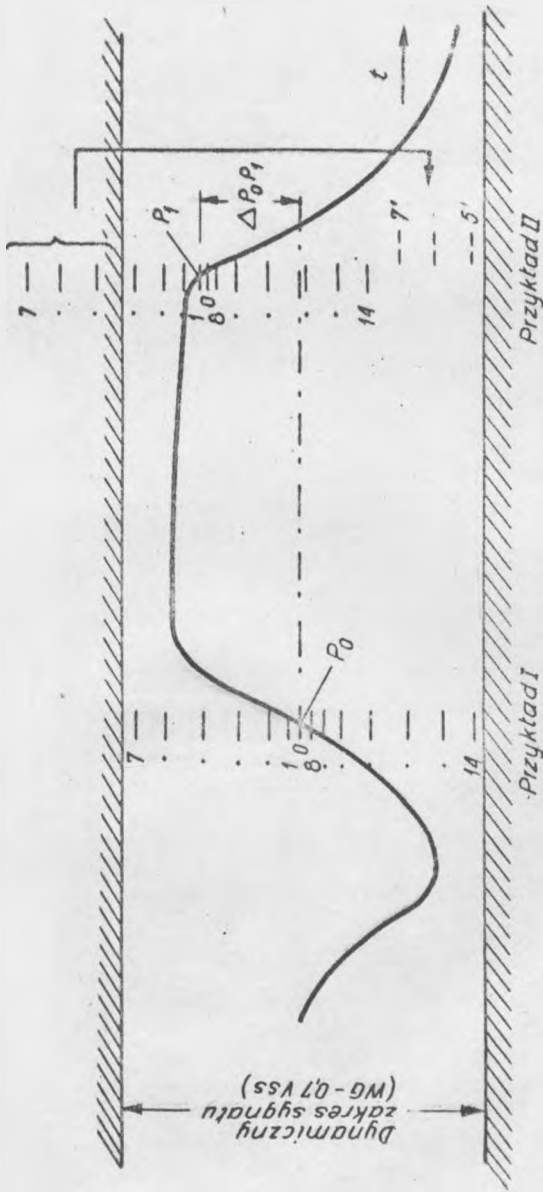
Rys. 13. Wpływ szumu na sygnał przy modulacji DPCM



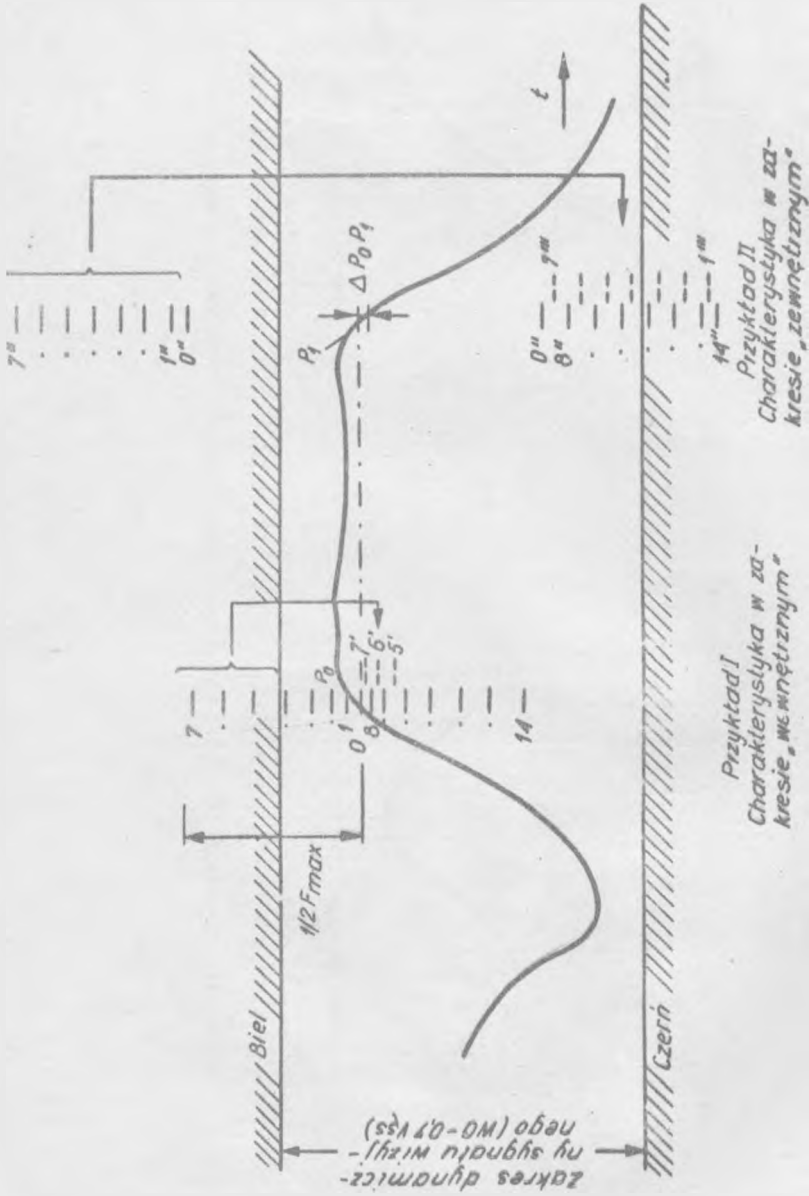
Rys. 14. Powstawanie zjawiska konturowego, powodowanego rozładowaniem



Rys. 15. Powstawanie zjawiska konturowego sygnałów o dużym nachyleniu



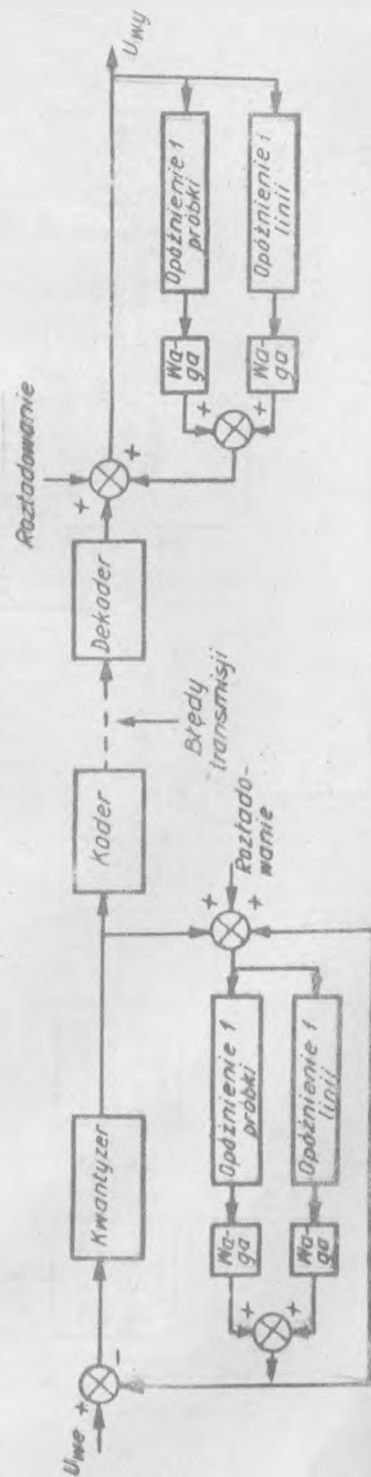
Rys. 16. System DPCM ze sterowaniem charakterystyki kwantyzacji



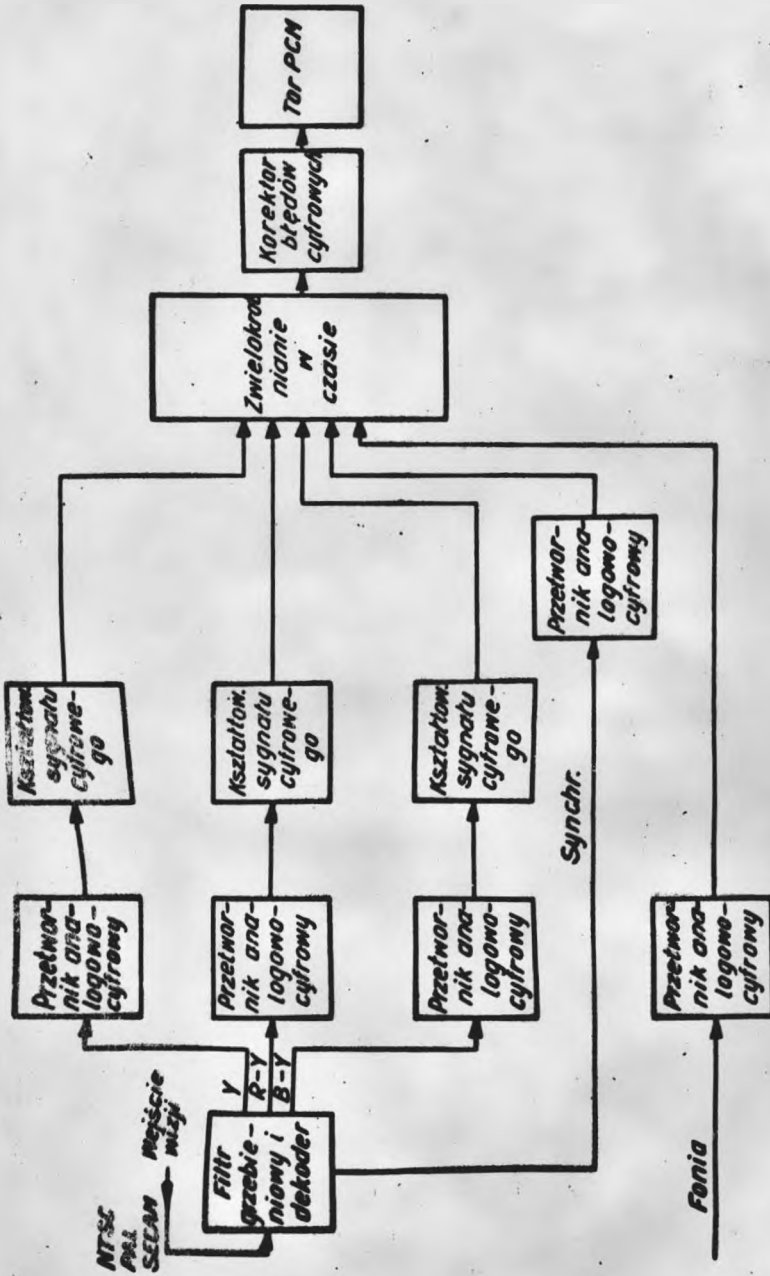
Rys. 17. System DPCM z przełączaniem kwantowaniem



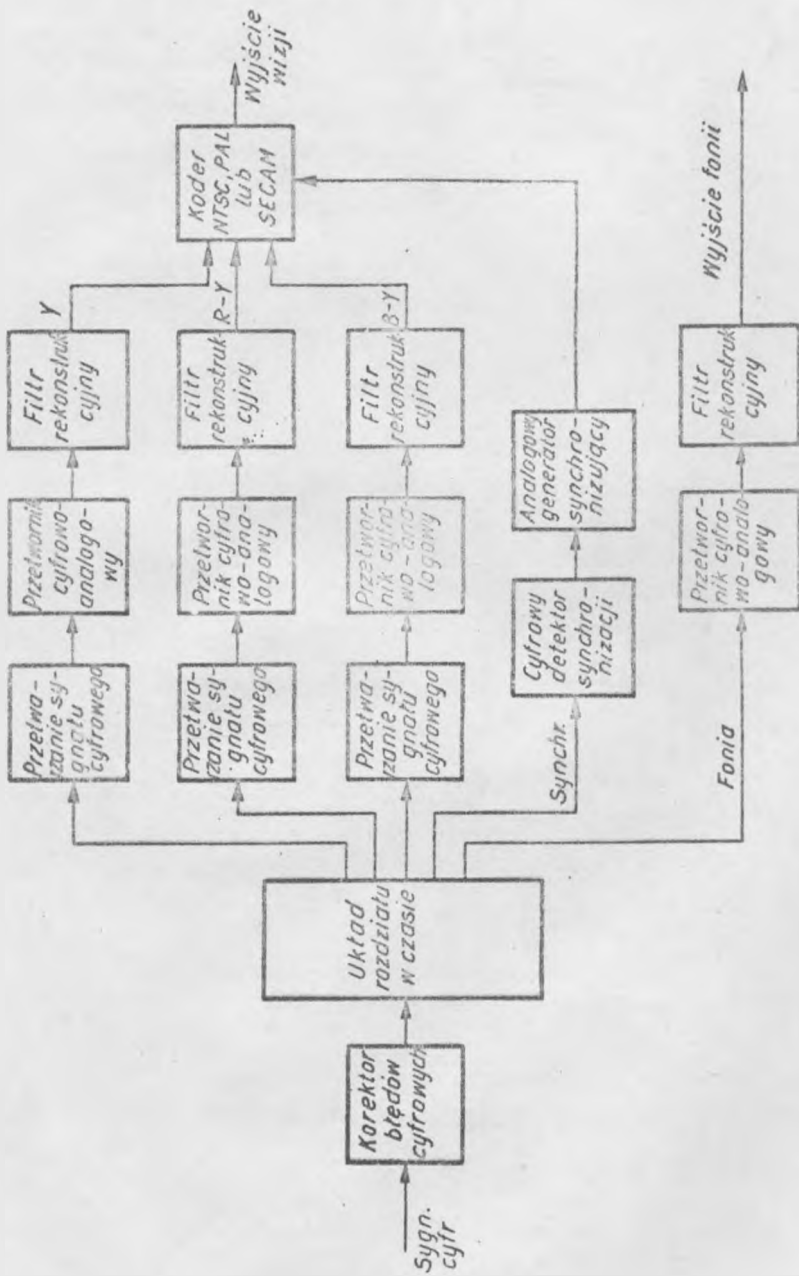
Rys. 18. Rozmieszczenie elementów obrazu dla tworzenia prognozy w dwukierunkowym systemie DPCM



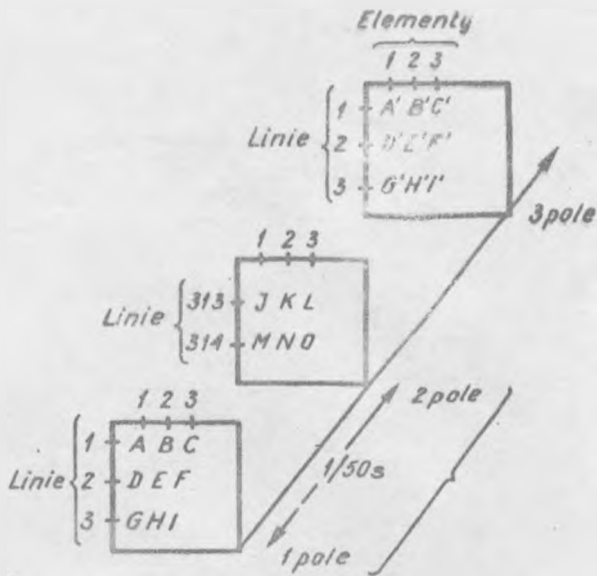
Rys. 19. Układ blokowy systemu DPCM z dwukierunkowym prognozowaniem średnim



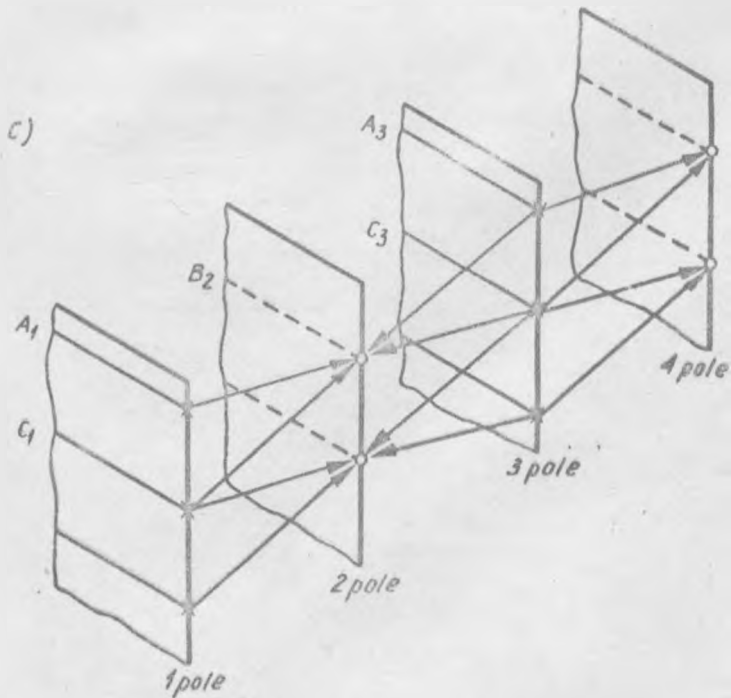
Rys. 20. Schemat blokowy części nadawczej oddzielnego kodowania sygnałów luminancji i chrominancji



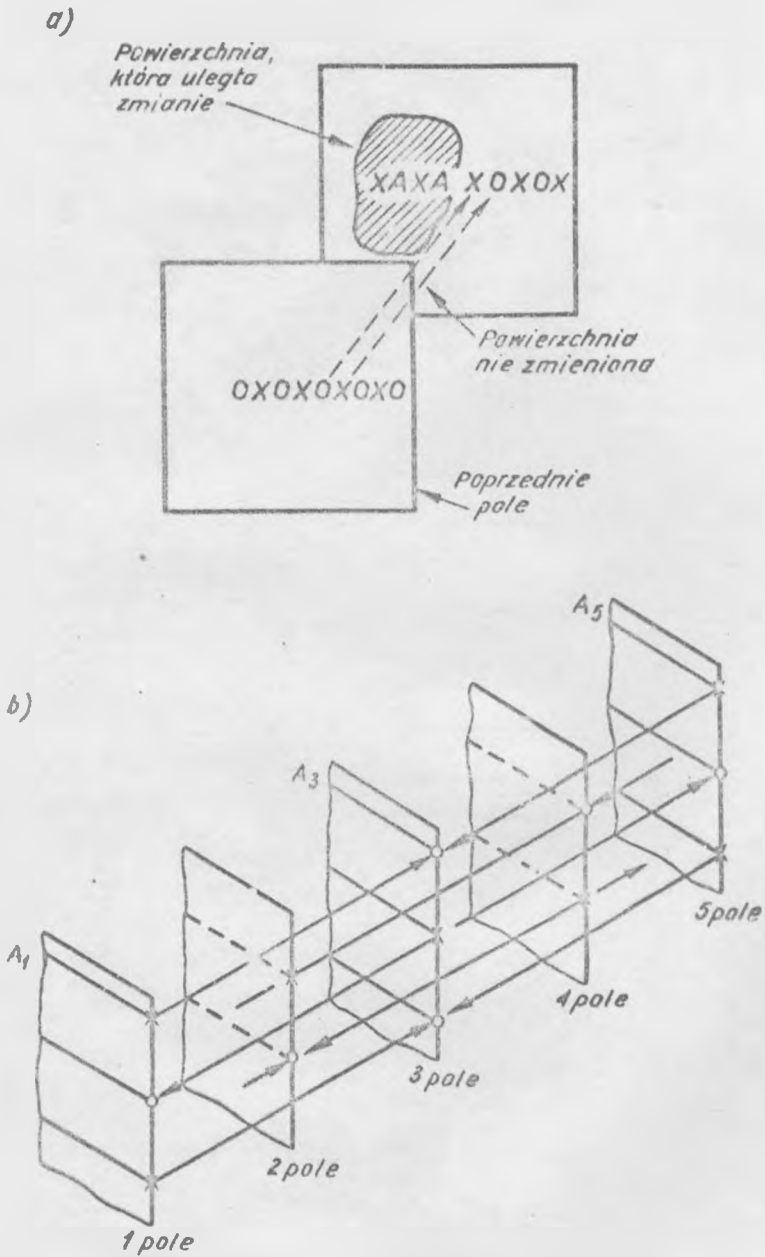
Rys. 21. Schemat blokowy części odbiorczej oddzielnego kodowania sygnałów luminancji i chrominancji



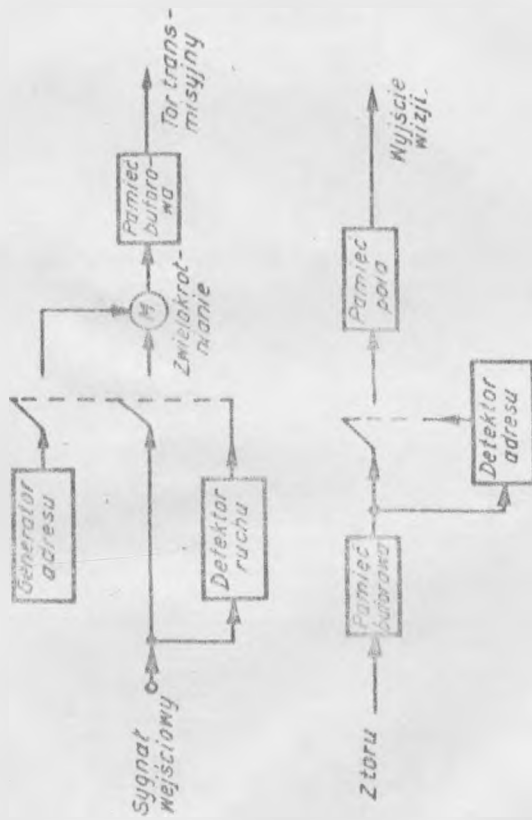
Rys. 24. Zasada częściowego próbkowania



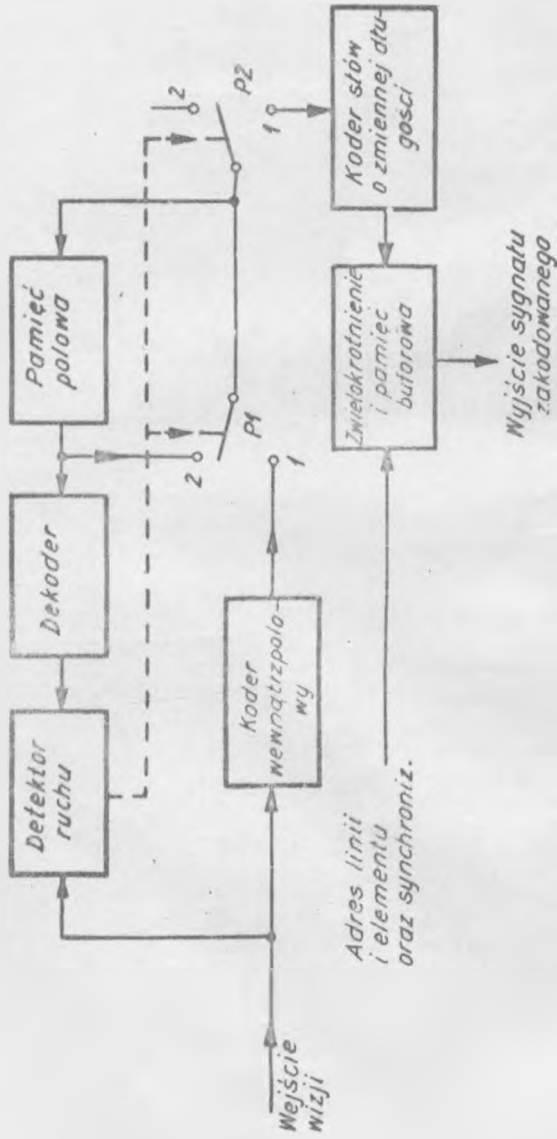
Rys. 25. c/ Zastosowanie metody 2 dla scen ruchomych



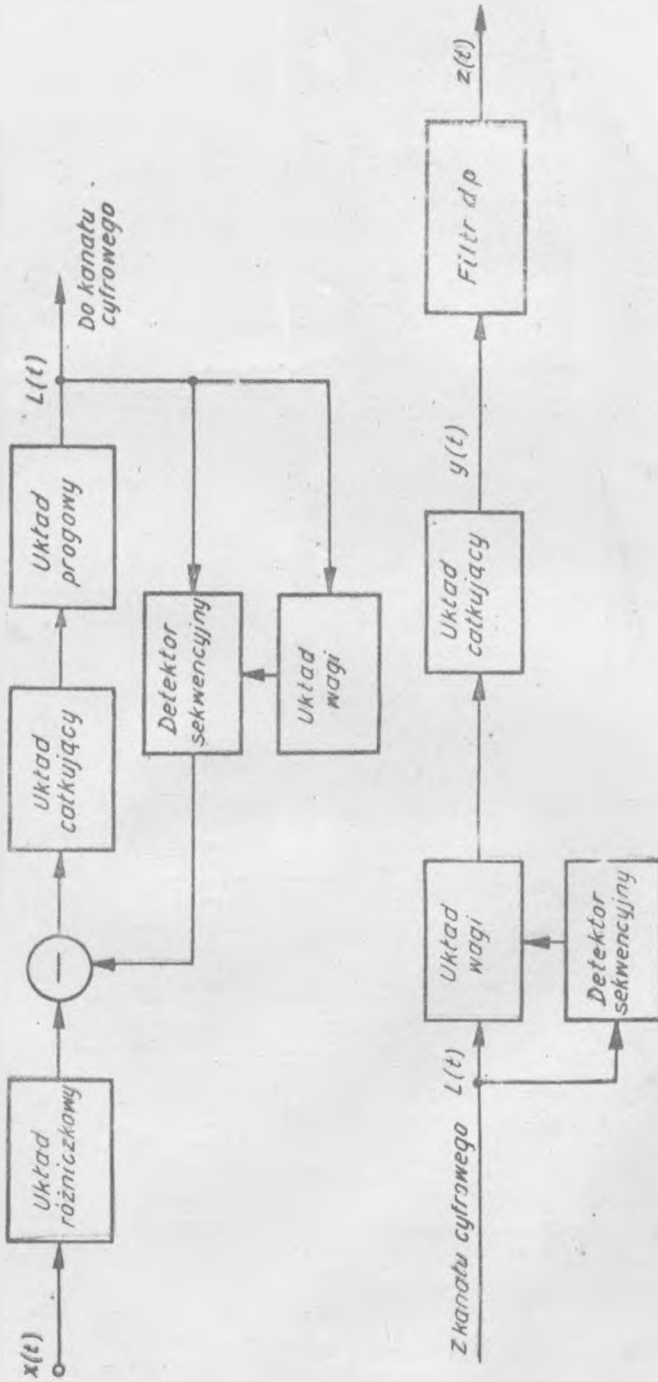
Rys. 25. Zasada oddzielenia rozdzielczości przestrzennej i czasowej:
 a) zastosowanie metody 1, b) zastosowanie metody 2 dla scen nieru-
 chomych



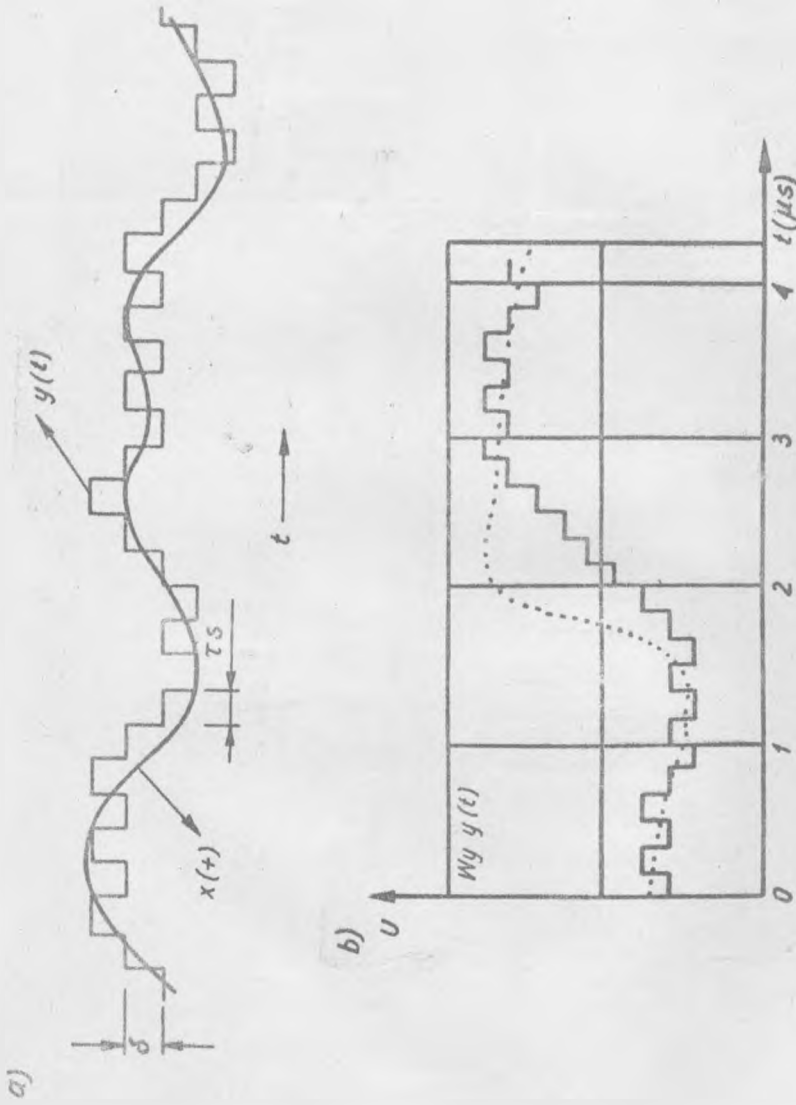
Rys. 26. Układ blokowy prostego kodeka z warunkowym zapewnieniem



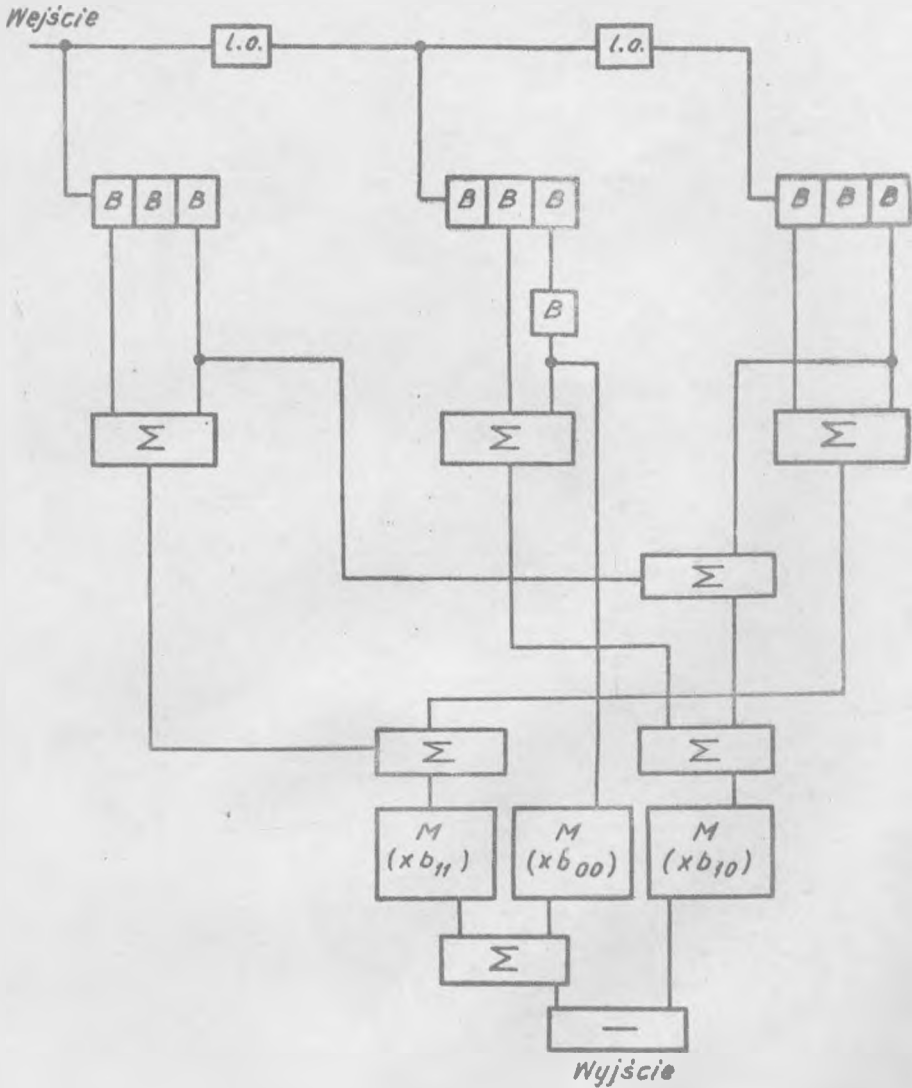
Rys. 27. Układ blokowy kodeka z warunkowym zapewnieniem modulacją wewnętrzną



Rys. 28. Układ blokowy kodeka w systemie DM

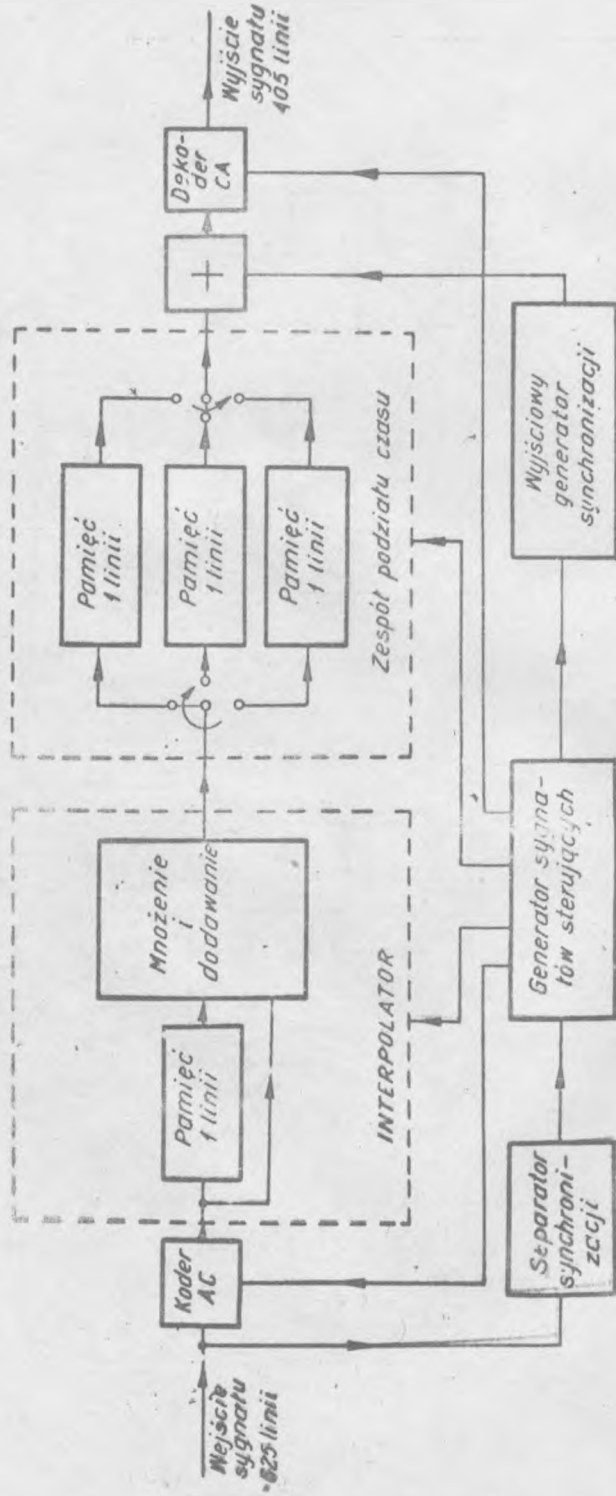


Rys. 29. Zasady modulacji delta - $x(t)$ - wejściowy sygnał analogowy, $y(t)$ - sygnał na wyjściu układu ciekającego: a/ sygnał wolnozmienny, b/ sygnał szybkozmienny

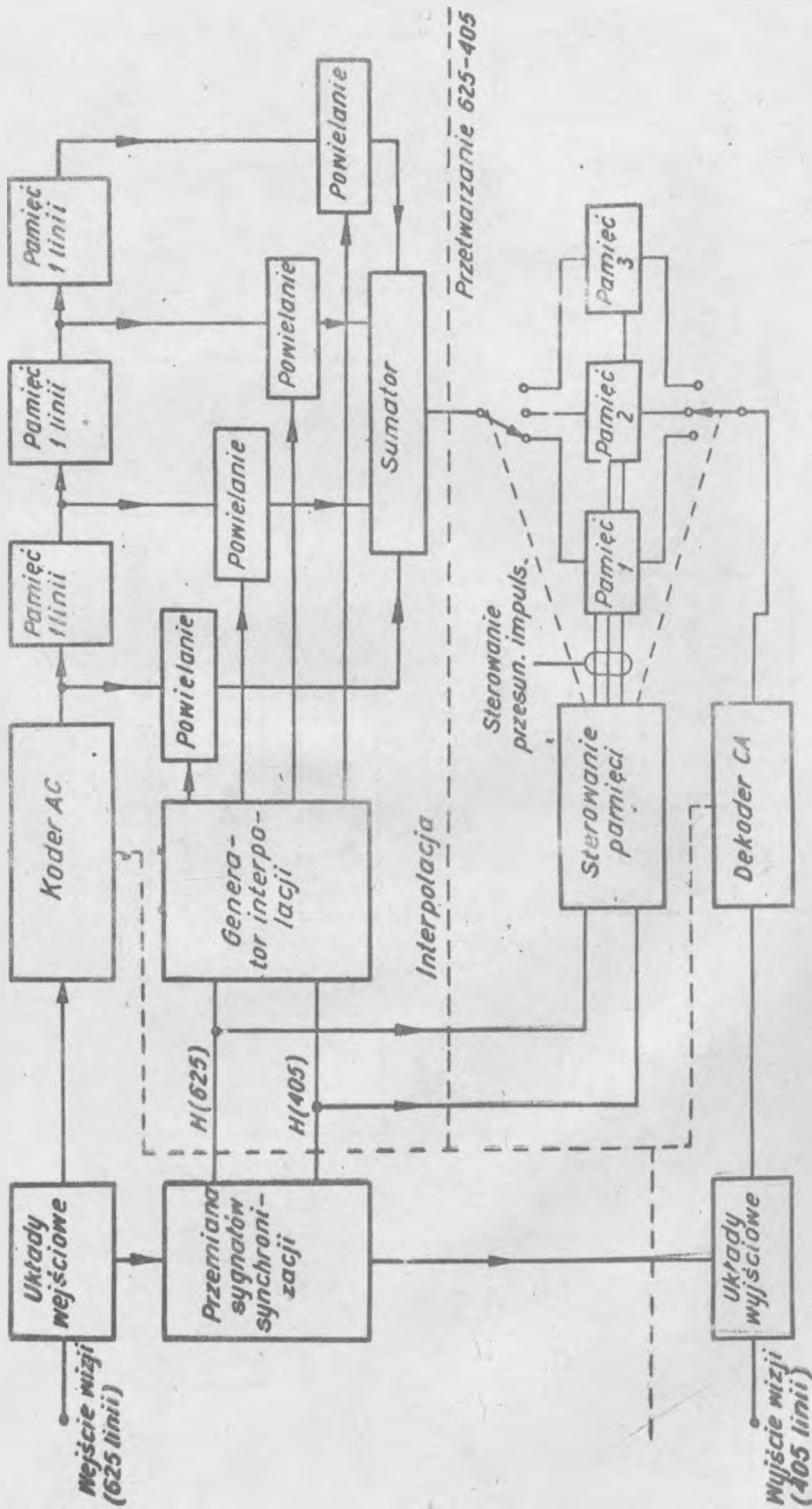


Rys. 30. Układ blokowy cyfrowego korektora apertury

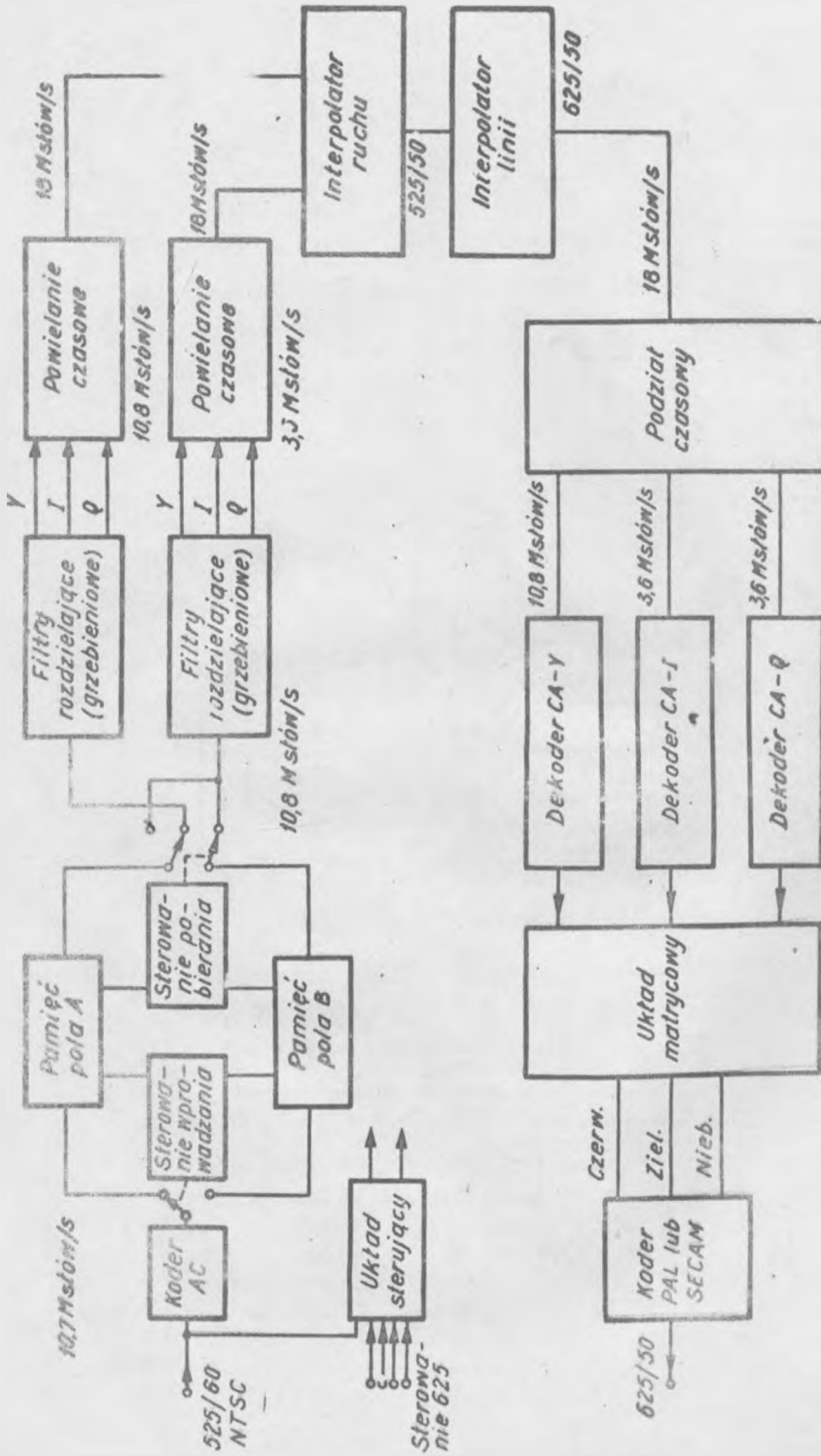
l.o - linia opóźniająca, B - opóźn. 1 - bita, Σ - sumator, M - wielokrotnianie, "-" - odejmowanie



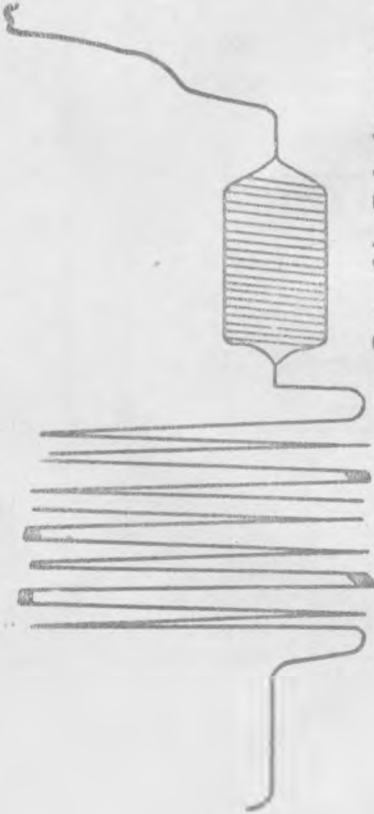
Rys. 31. Schemat blokowy przetwornika standardów 625/405 linii opracowanego przez BBC



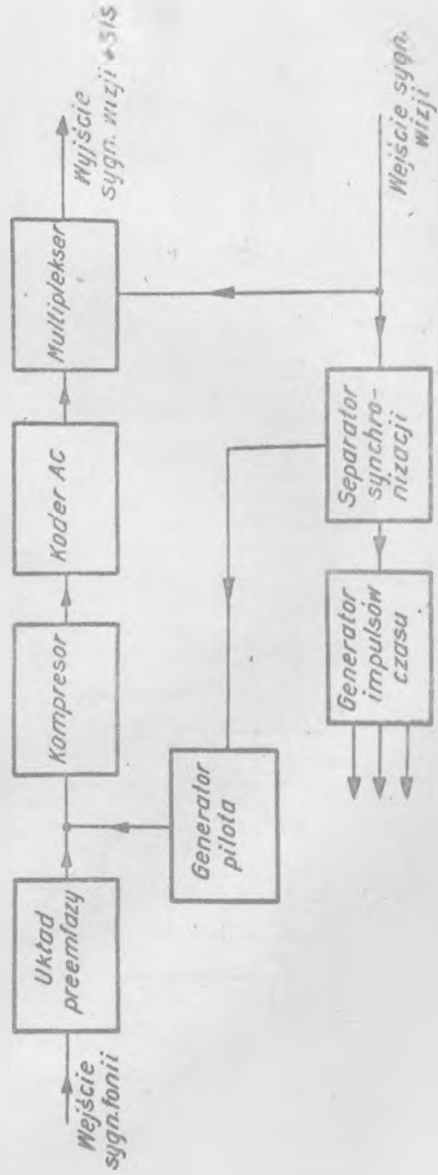
Rys. 32. Schemat blokowy przetwornika standardów 625/405 linii opracowanego przez ITA



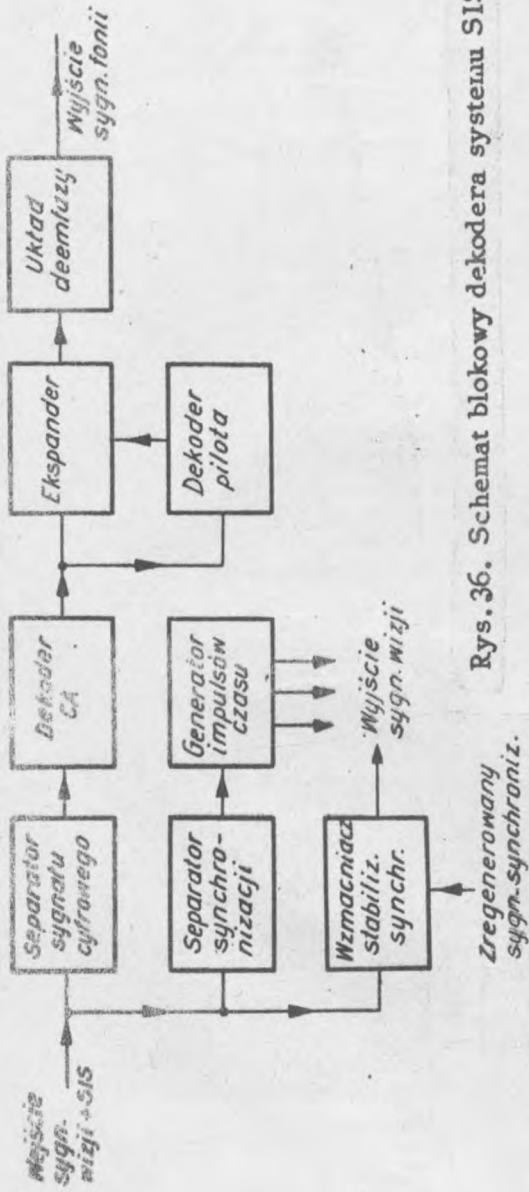
Rys. 33. Schemat blokowy przetwornika standardów DICE



Rys. 34. Zakodowany sygnał foniczny nałożony na impuls synchronizacji linii w systemie PAL



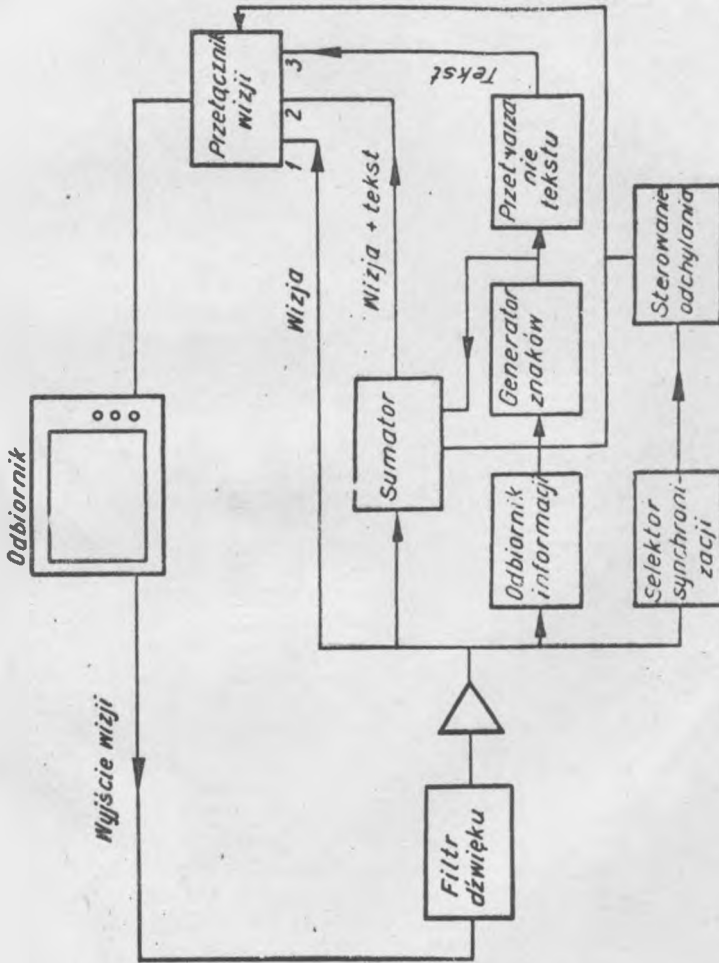
Rys. 35. Schemat blokowy kodera systemu SIS



Rys. 36. Schemat blokowy dekodera systemu SIS

Przeznaczenie	Miejsce Start	Numer linii	Numer strony	Wiersz Segment	Zera	Znak 1	Znak 2	Znak 10
Liczba bitów	8	5	6	5	3	8	8	8

Rys. 37. Schemat kodu dla jednego segmentu tekstu w systemie ORACLE



Rys. 38. Schemat blokowy przystawki odbiorczej w systemie ORACLE

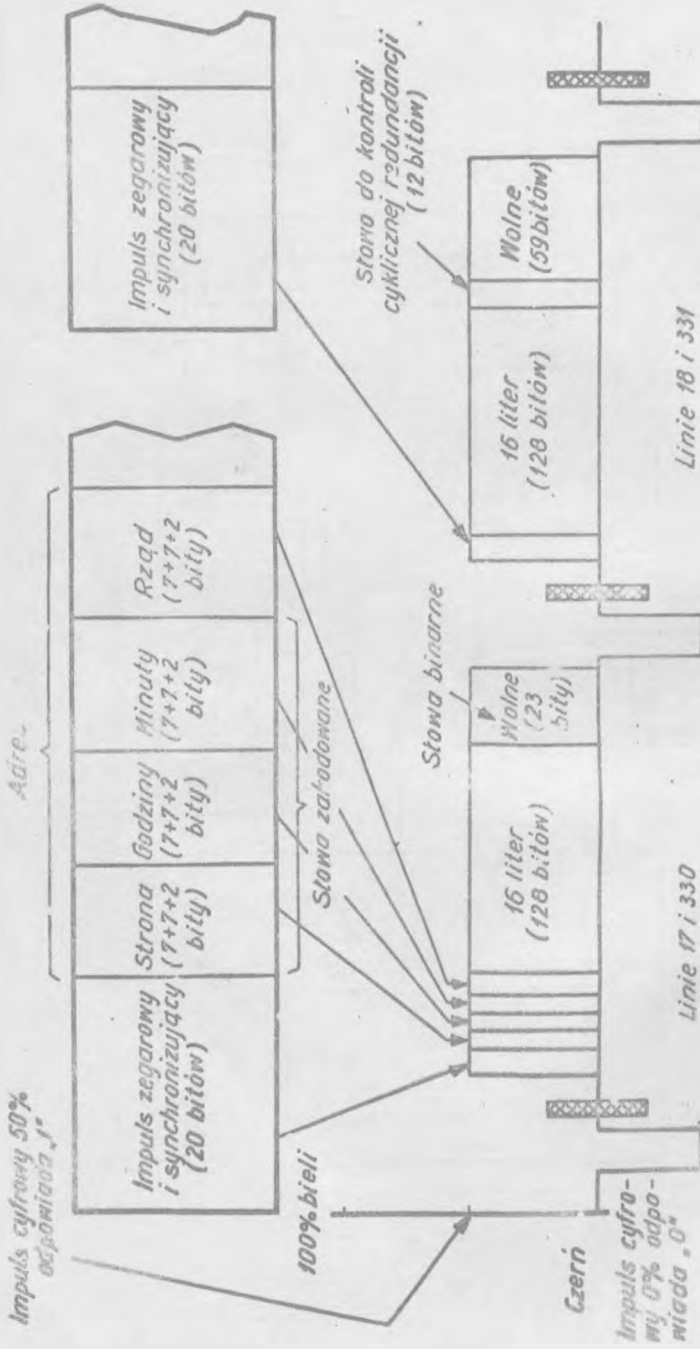
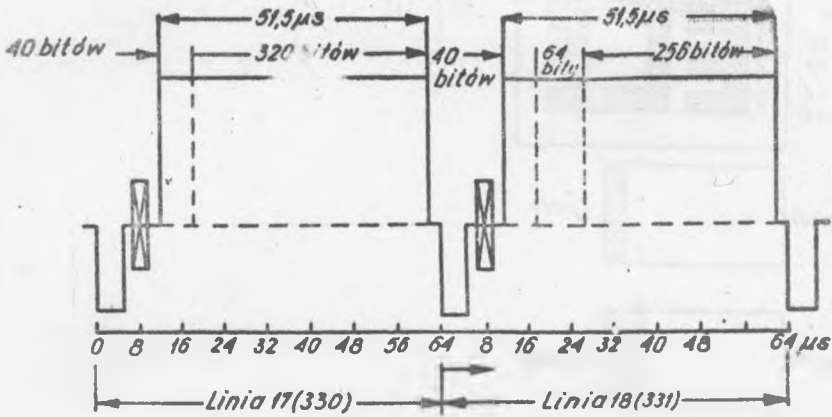
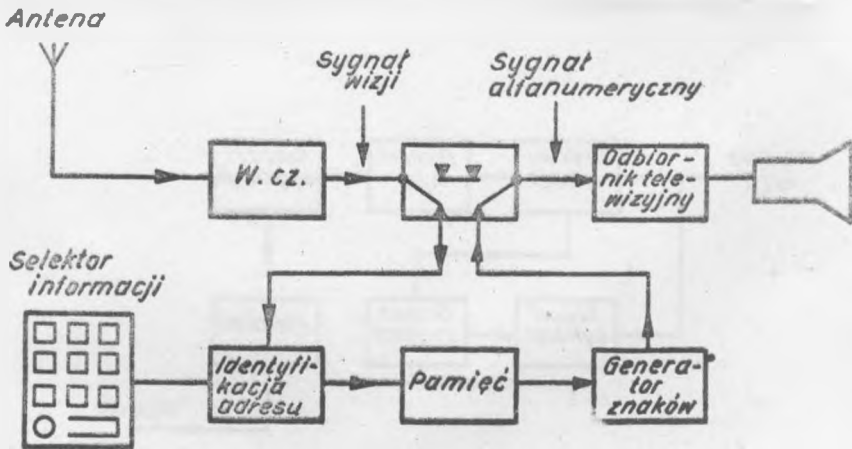


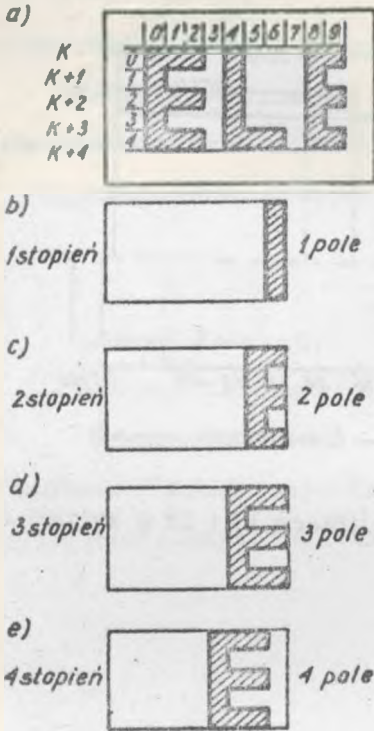
Fig. 39. Rozmieszczenie danych w pierwszej wersji systemu CEEFAX



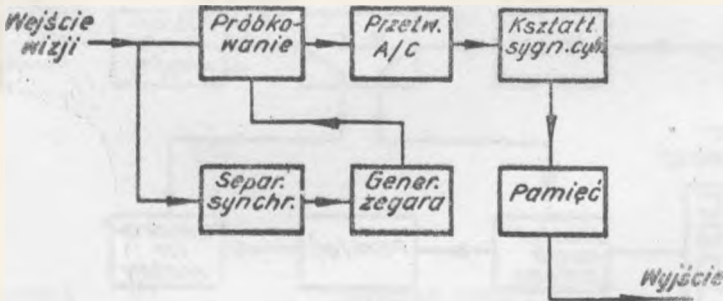
Rys. 40. Rozmieszczenie danych na liniach 17 i 18 w systemie CEEFAX



Rys. 41. Część odbiorcza w systemie CEEFAX



Rys. 42. Nadawanie liter w systemie TELESCAN: a/ napis wejściowy, b/ obraz nadawany w pierwszym polu, c/ obraz nadawany w drugim polu, d/ obraz nadawany w trzecim polu, e/ obraz nadawany w czwartym polu



Rys. 43. Układ do automatycznego pomiaru i kontroli parametrów metodą cyfrową

