

METODA OCENY EFEKTYWNOŚCI TELEMTRYCZNEGO PODSYSTEMU KONCENTRACJI DANYCH

W artykule opisano analizę jakości przesyłania informacji między odległymi urządzeniami w zdecentralizowanych systemach automatyki. Zbadano wpływ jakości asynchronicznych kanałów informacyjnego sprzężenia szeregowego na sprawność wymiany informacji między obiektowymi urządzeniami pomiarowymi, a koncentratorami danych.

Przedstawiono metodę analityczną oceny przepustowości i wierności transmisji w wielodostępnym systemie automatycznej rejestracji, w zależności od jego struktury przestrzennej oraz od intensywności pracy urządzeń obiektowych.

1. Wprowadzenie

Z praktyki eksploatacyjnej komputerowych systemów automatyki kompleksowej wynika, że decydujące znaczenie, ze względu na ich sprawność eksploatacyjną oraz efektywność wykorzystywania, mają parametry określające jakość i niezawodność następujących elementów systemu:

- urządzeń automatyki i pomiarów,
- linii przesyłania sygnałów obiektowych,
- kanałów transmisji informacji.

Wśród komputerowych systemów automatyki kompleksowej można wyróżnić pewną klasę telemetrycznych systemów automatycznej rejestracji i sterowania.

Obserwowany obecnie rozwój techniki mikroprocesorowej implikuje rosnącą tendencję liczby takich systemów, projektowanych oraz wdrażanych do eksploatacji. Możliwość tworzenia tych systemów jest zapewniona przez zastosowanie szeregowych kanałów transmisji informacji umożliwiających:

- zdalne sprzężenie minikomputera z nadrzędnym komputerem w systemach hierarchicznych,
- zdalne sprzężenie bezpośrednio między mikroprocesorowymi sterownikami w systemach wieloprocessorowych,
- zdalne sprzężenie odległej kasyty z częścią centralną systemu,
- współpracę odległych urządzeń obiektowych z koncentratorami danych lub z jednostką centralną systemu.

Istotnymi czynnikami warunkującymi poprawność przesyłania informacji na odległość są: struktura sygnału nadawanego, zniekształcenia i zakłócenia sygnału w linii przesyłowej, zastosowana metoda odbioru sygnałów oraz metoda wykrywania i poprawiania błędów.

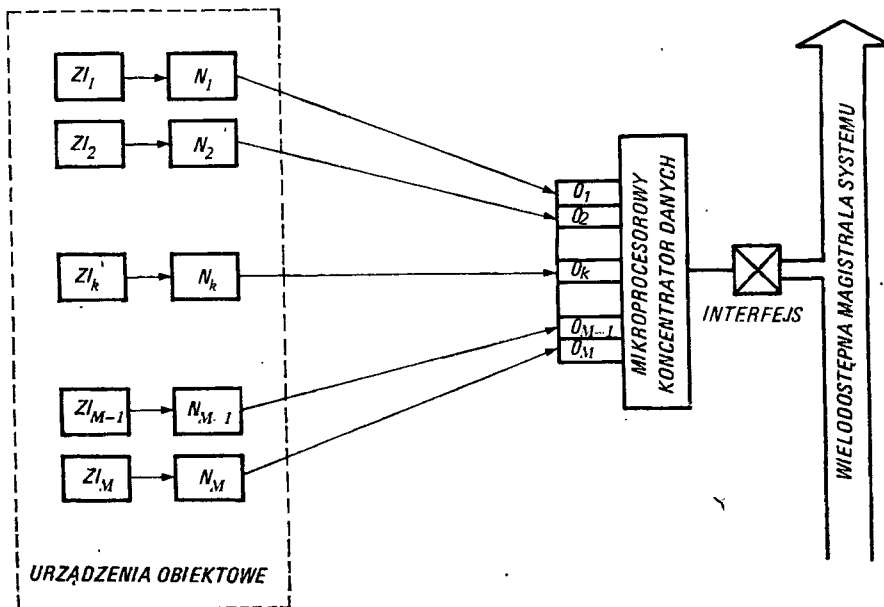
Konsekwencje przekłamań przesyłanej informacji często mogą być poważne dla funkcjonowania określonego systemu automatyki przemysłowej. Dotyczy to w szczególności systemów przeznaczonych do sterowania złożonymi i uwarunkowanymi czasowo procesami technologicznymi, z wymianą na odległość informacji sterującej, adresów urządzeń obiektowych, kodów operacji itp.

W artykule podjęto próbę sformułowania metody analitycznej, która umożliwiłaby oszacowanie wpływu konfiguracji urządzeń systemu i jego struktury, a przede wszystkim jakości szeregowych kanałów przesyłania informacji na przepustowość wielodostępnego systemu centralnej rejestracji. Znajomość parametrów określających wierność i prędkość przepływu strumieni informacyjnych w przestrzennie rozłożonych systemach automatyki umożliwi:

- optymalizację projektowania struktury systemu w aspekcie dostosowania przepustowości węzłów buforowania informacji do strumienia napływających danych obiektowych,
- dostosowanie protokołu wymiany informacji oraz parametrów przesyłanego sygnału do średnich warunków propagacji sygnału przez linię przesyłową,
- optymalne projektowanie układów funkcjonalnych w urządzeniach końcowych kanału szeregowego wraz z oprogramowaniem sterującym transmisją.

2. Analiza jakości przesyłania informacji w asynchronicznym kanale sprzężenia szeregowego

Oszacowanie statystyczne wpływu jakości asynchronicznych kanałów sprzężenia szeregowego na parametry określające efektywność wymiany danych w telemetrycznym, zdecentralizowanym systemie automatyki będzie dotyczyć modelu systemu przedstawionego na rys. 1.



Rys. 1. Model systemu koncentracji danych: ZI – źródło informacji, N – nadajnik, O – odbiornik

Analiza będzie przeprowadzona przy następujących założeniach:

- Z1: Rozpatrywany model systemu zawiera M identycznych, odległych źródeł informacji. Każde źródło generuje informację w postaci pakietów o ustalonej długości czasu transmisji T i ograniczonej liczbie N pakietów, wygenerowanych przy całkowitym wypełnieniu sygnałem odcinka czasu obserwacji $(t_0, t_0 + t)$.
- Z2: Wszystkie źródła pracują w sposób wzajemnie niezależny, przy czym każde z nich generuje stacjonarny strumień pakietów informacyjnych o momentach początkowych opisanych rozkładem Poissona, ze średnią intensywnością λ pakietów w jednostce czasu.
- Z3: Błędy elementarne, powstałe podczas transmisji pakietu informacji, mogą być spowodowane dwoma czynnikami:
- zewnątrznym szumem fluktuacyjnym;
 - znieszczeniami odtworzenia momentów charakterystycznych sygnału po przejściu przez tor przewodowy.
- Z4: Każdy pakiet informacyjny jest przesyłany tylko jednokrotnie, to znaczy nie występują powtórzenia transmisji tego samego pakietu wywołane wykryciem błędu przez odbiornik (kanał dyskretny, otwarty — bez sprzężenia zwrotnego).
- Z5: Wszystkie kanały szeregowe systemu są tej samej jakości. Dla przesyłanego sygnału są to kanały stacjonarne bezpamięciowe i symetryczne, o niezależnych błędach elementarnych, bajtowych i pakietowych.
- Z6: Każdy pakiet informacyjny zaakceptowany przez odbiornik jest natychmiast przyjmowany do koncentratora, bez oczekiwania na obsługę oraz bez strat wynikających z nienadążania z odczytem odebranej informacji.

Założenie Z1 odzwierciedla rzeczywistą strukturę wielu systemów centralnej rejestracji. Oznacza ono, że przy ograniczonej przepustowości rzeczywistego kanału szeregowego kolejny pakiet może być zainicjowany dopiero po zakończeniu transmisji poprzedniego.

Założenie Z2 jest możliwe do przyjęcia w systemie z liczbą źródeł $M > 10$.

Założenie Z3 ogranicza analizę do badania wpływu na sygnał asynchroniczny dwu najbardziej istotnych czynników losowych:

białego szumu gaussowskiego, o wartości średniej równej 0 i dyspersji

$$h = \frac{2E}{G_0}$$

gdzie:

E — energia sygnału,

G_0 — gęstość widmowa mocy szumów;

znieszczań czasowych odstrojenia rzeczywistego momentu rozeznania wartości binarnej sygnału od nominalnej pozycji określonej maksymalnym prawdopodobieństwem podjęcia poprawnej decyzji.

Założenie Z4 oznacza, że będzie rozpatrywany przypadek, gdy transmisja całkowita w kanale szeregowym zawiera wyłącznie jedną transmisję elementarną.

Założenie Z5 ogranicza analizę do badania kanałów typu KBS, których jakość jest określana jednym parametrem, identycznym dla wszystkich kanałów. Parametr ten określa średnie prawdopodobieństwo wystąpienia błędu na dowolnej, elementarnej pozycji binarnej sygnału i nosi miano elementowej stopy błędów.

Założenie Z6 jest równoznaczne z warunkiem, że przepustowość C_m wielodostępnej magistrali systemu spełnia nierówność:

$$C_m \geq \frac{N \cdot M}{t}$$

Z założeń Z1 i Z2 wynika, że prawdopodobieństwo wygenerowania w systemie k pakietów ($k=0, 1, \dots, M \cdot N$) przez M źródeł, w przedziale czasu $(t_0, t_0 + t)$ będzie równe:

$$P_k(t) = \frac{(M \cdot \lambda \cdot t)^k}{k!} \cdot e^{-M \cdot \lambda \cdot t} \quad /1/$$

Na skutek pojawienia się błędów elementarnych, wywołanych zniekształceniami i zakłóceniami sygnału, niektóre pakiety ulegną przekłamaniu. Układy detekcji błędów zastosowane w odbiornikach informacji kanałów szeregowych spowodują, że większość błędnych pakietów zostanie wykryta i w konsekwencji odrzucona przez system rejestracji. Ze względu jednak na ograniczone możliwości detekcyjne układów odbiorczych, pozostanie pewna liczba pakietów błędnych, przyjętych przez koncentrator. Dla uproszczenia analizy przyjęto, że odbiorniki wykrywają wszystkie błędy powstałe podczas transmisji. Prawdopodobieństwo przyjęcia k pakietów informacyjnych w przedziale czasu $(t_0, t_0 + t)$ będzie określone wzorem:

$$\pi_k(t) = (1 - P_b)^k \cdot \sum_{i=k}^{N \cdot M} (i - k) P_i(t) \cdot P_b^{(i-k)} \quad /2/$$

We wzorze /2/ P_b oznacza prawdopodobieństwo przekłamania co najmniej jednego elementu informacyjnego w przesyłanym pakiecie; $P_i(t)$ jest określone wzorem /1/.

Wartość oczekiwana λ' zmiennej losowej k będzie więc oznaczać średnią intensywność pojawienia się nieprzekłamanych pakietów informacyjnych na wejściu koncentratora.

$$\lambda' = E(k) = \sum_{k=0}^{N \cdot M} k \cdot \pi_k(t) = \sum_{k=0}^{N \cdot M} k \cdot (1 - P_b)^k \cdot \sum_{i=k}^{N \cdot M} (i - k) P_i(t) \cdot P_b^{(i-k)} \quad /3/$$

Z założeń Z3 i Z6 wynika, że straty przekazywanej w systemie informacji są spowodowane wyłącznie błędami w kanale przesyłowym i mogą być scharakteryzowane prawdopodobieństwem strat $P_s(t)$, określonym wzorem:

$$P_s(t) = 1 - \sum_{k=0}^{N \cdot M} P_k(t) \cdot (1 - P_b)^k \quad /4/$$

lub współczynnikiem określającym stosunek średnich wartości rozkładów /1/ i /2/, a mianowicie:

$$q = \frac{\lambda'}{\lambda \cdot M} \quad /5/$$

Dla idealnych kanałów, nie wywołujących przekłamań informacji, rozkład zgłoszeń pakietów na wejściu koncentratora będzie identyczny z rozkładem generacji pakietów w zbiorze odległych źródeł:

$P_k(t) \equiv \pi_k(t)$; odpowiednie wielkości według wzorów /4/ i /5/ będą: $P_s(t) \equiv 0$ i $q \equiv 1$. Dla dostatecznie długiego przedziału czasu obserwacji $(t_0, t_0 + t)$ oraz przy założonej identyczności kanałów i niezależności błędów, są podstawy do wysunięcia hipotezy, że rozkład $\pi_k(t)$ będzie również poissonowski z intensywnością λ' .

Dotyczy to szczególnie systemów o dużych wartościach parametrów M , N oraz kanałów szeregowych dobrej jakości (mała wartość P_b). Rozkład $\pi_k(t)$ może być wyrażony następująco:

$$\pi_k(t) = \frac{(\lambda' \cdot t)^k}{k!} \cdot e^{-\lambda' \cdot t} \quad /6/$$

Prawdopodobieństwo niewystąpienia na wejściu koncentratora żadnego bezbłędnego pakietu informacyjnego w przedziale czasu (t_0, t_0+t) oraz prawdopodobieństwo wystąpienia przynajmniej jednego bezbłędnego pakietu informacyjnego w przedziale czasu (t_0, t_0+t) będą opisane odpowiednio wzorami:

$$\pi_0(t) = e^{-\lambda \cdot t} \quad /7/$$

$$\pi_{\geq 1}(t) = 1 - e^{-\lambda \cdot t} \quad /8/$$

Znajomość rozkładu $\pi_k(t)$ stwarza możliwość wyznaczenia parametrów charakteryzujących efektywność zastosowanego algorytmu sterowania procesem rejestracji i przetwarzania danych. Założono przykładowo, że podział czasu na magazynowanie i przetwarzanie informacji jest losowo zależny od struktury strumienia napływających do koncentratora nieprzekłamanych pakietów informacyjnych. Reguła sterowania podprogramami obsługi polega na oczekiwaniu na kolejne zgłoszenie, pochodzące od dowolnego spośród M odbiorników, przez odcinek czasu T , równy okresowi transmisji pojedynczego pakietu. Jeżeli po czasie T nie wystąpi kolejne zgłoszenie, procesor wywołuje odpowiedni program wstępnego przetwarzania odebranej informacji oraz przerywa jego wykonywanie z chwilą pojawienia się następnego, nieprzekłamanego pakietu. Oznacza to, zgodnie z założeniem Z6 że każde zgłoszenie jest natychmiast rejestrowane w pamięci koncentratora, a program rejestracji zgłoszeń ma priorytet nad programem wstępnego przetwarzania danych. Przy powyższej regule zdefiniowano zmienne losowe t_1^* i t_2^* :

t_1^* jest zmienną losową reprezentującą długość odcinka czasu przeznaczoną na magazynowanie w pamięci koncentratora odbieranych bezbłędných pakietów informacji,

t_2^* jest zmienną losową reprezentującą długość odcinka czasu przeznaczoną na przetwarzanie wcześniej odebranych informacji.

Na podstawie teorii strumieni impulsowych [2], odpowiednie wzory określające funkcję gęstości prawdopodobieństwa $f(t_1^*)$ oraz $f(t_2^*)$ mają postać:

$$f(t_1^*) = e^{-\lambda \cdot T} \delta(t_1 - T) + \lambda \cdot e^{-\lambda \cdot T} \cdot H(t_1 - T) + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \lambda^k \cdot e^{-\lambda \cdot (k+1) \cdot T} \cdot \frac{[t_1 - (k+1) \cdot T]^{k-1}}{(k-1)!} \cdot$$

$$\cdot \left\{ 1 + \frac{\lambda}{k} [t_1 - (k+1) \cdot T] \cdot H[t_1 - (k+1) \cdot T] \right\} \quad /9/$$

$$f(t_2^*) = \lambda \cdot e^{-\lambda \cdot t_2} \quad /10/$$

We wzorze /9/ $H(x)$ jest funkcją skokową:

$$H(x) = 0 \text{ dla } x < 0$$

$$H(x) = 1 \text{ dla } x \geq 0$$

Ciągłe zmienne losowe t_1^* i t_2^* przyjmują wartości w przedziale nieograniczonym:

$$0 < t_1 < \infty$$

$$0 < t_2 < \infty$$

W praktyce jest użyteczna znajomość wartości oczekiwanych zmiennych losowych t_1^* i t_2^* , wyrażonych wzorami:

$$E(t_1^*) = \frac{1 - e^{-\lambda' \cdot T}}{\lambda' \cdot e^{-\lambda' \cdot T}} \quad /11/$$

$$E(t_2^*) = \frac{1}{\lambda'} \quad /12/$$

Wartości średnie $E(t_1^*)$ i $E(t_2^*)$ są funkcją zdeterminowanych parametrów systemu, określających jego strukturę i właściwości (N, M, T) oraz losowych parametrów (λ , P_b). Dla ilościowego wyznaczenia wielkości opisanych wzorami od /1/ do /12/ jest wymagana znajomość dwu podstawowych parametrów statystycznych:

intensywności λ generacji pakietów informacyjnych w zbiorze źródeł informacji zainstalowanych na obiekcie;

prawdopodobieństwa wystąpienia błędnego pakietu P_b po jego przejściu przez tor przesyłowy. Z założenia Z5 wynika, że pojawiające się na pojedynczych pozycjach binarnych wewnątrz pakietu błędy elementarne oraz błędy bajtowe i pakietowe są opisane rozkładami dwumianowymi.

Przyjmijmy, że każdy pakiet zawiera j bajtów o długości równej i elementów.

Oznaczmy symbolem p_e prawdopodobieństwo wystąpienia błędu (elementową stopę błędów).

Wówczas prawdopodobieństwo przekłamania pojedynczego bajtu informacji będzie opisane zależnością:

$$P_{i,1}(p_e) = 1 - (1 - p_e)^i \quad /13/$$

Odpowiednio prawdopodobieństwo przekłamania całego pakietu będzie równe:

$$P_{i,j}(p_e) = 1 - [1 - P_{i,1}(p_e)]^j \quad /14/$$

Na podstawie przyjętych założeń oraz wyprowadzonych zależności można przyjąć, że przy ustalonej strukturze oraz warunkach eksploatacji systemu, zagadnienie oceny jakości transmisji informacji sprowadza się do wyznaczenia tylko jednego parametru kanałów szeregowych, a mianowicie średniego prawdopodobieństwa wystąpienia błędu na pojedynczej pozycji binarnej p_e . Z założenia Z3 wynika, że prawdopodobieństwo p_e zależy od losowo zmiennych wartości szumu fluktuacyjnego oraz stopnia zniekształceń czasowych odstrojenia momentu rozeznania wartości binarnej sygnału odbieranego. Zniekształcenia odbioru sygnałów, polegające na odstrojeniu momentu rozeznania od pozycji optymalnej, określonej maksymalnym prawdopodobieństwem poprawnego odbioru sygnału w obecności szumu, mogą być spowodowane następującymi czynnikami:

- niestabilnością generatorów elementowej podstawy czasu w nadajniku i odbiorniku informacji binarnej,
- systematycznym przesunięciem fazowym odbiorczej skali czasu, w obrębie pojedynczego bajtu, wywołanym przez zniekształcenie szerokości impulsu startowego,
- zależnością stałych czasowych narastania i opadania impulsów od struktury sygnału oraz charakterystyk częstotliwościowych kanału podkładowego (tzw. zniekształcenia właściwe),
- niesymetrią poziomów progowych w układzie dyskryminatora amplitudy.

Miarą zniekształceń czasowych odbioru kolejnych elementów sygnału jest tzw. stopień zniekształcenia indywidualnego δ_i

$$\delta_i = \frac{\tau}{e}; \quad -\infty < \tau < +\infty \quad /15/$$

gdzie:

τ — odcinek czasu przesunięcia w kierunku przyspieszenia lub opóźnienia i -tego momentu charakterystycznego sygnału od pozycji nominalnej,

ϵ — nominalna szerokość elementarnego impulsu.

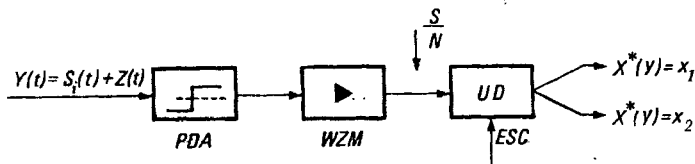
W dostatecznie długim czasie obserwacji można określić funkcję gęstości zmiennej losowej τ , którą oznaczmy $f(\tau)$. Zatem uśrednioną, po zbiorze wszystkich możliwych wartości \bar{p}_e będzie:

$$\bar{p}_e = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) \cdot p_e(\tau) d\tau \quad /16/$$

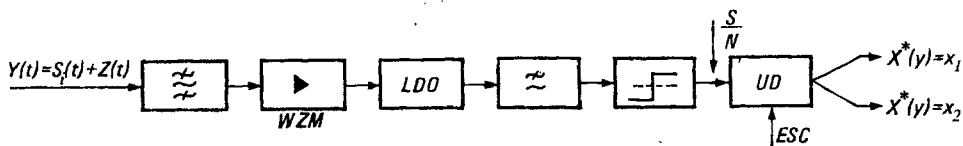
W celu wyznaczenia funkcji gęstości prawdopodobieństwa $p_e(\tau)$, przy założeniach Z3 i Z5, zostaną rozpatrzone dwa przypadki struktury sygnału przesyłanego w torze:

- sygnał w pętli prądowej ± 20 mA dla kanałów bliskiego zasięgu (do 1,5 km),
- sygnał binarnej manipulacji częstotliwości.

Przypadki te dotyczą transmisji w paśmie naturalnym kanału telefonicznego ze średnimi prędkościami. Schemat blokowy odbiornika sygnałów prądowych ± 20 mA przedstawiono na rys. 2. Układ odbiornika składa się ze stopni końcowych niekoherentnego odbiornika sygnałów binarnej manipulacji amplitudy, którego schemat blokowy pokazano na rys. 3.



Rys. 2. Schemat blokowy odbiornika sygnałów ± 20 mA: PDA — progowy dyskryminator amplitudy, WZM — wzmacniacz, ESC — elementowa skala czasu, $\frac{S}{N}$ — stosunek sygnału do szumu



Rys. 3. Schemat blokowy odbiornika sygnałów binarnej AM

Istotna różnica między układami przedstawionymi na rys. 2 i rys. 3, ze względu na wpływ szumu fluktuacyjnego $Z(t)$ na wielkość $p_e(\tau)$, polega na zwiększeniu stosunku sygnału do szumu $h = \frac{2E}{G}$ dla odbiornika sygnałów AM, dzięki zastosowaniu ograniczenia widma oraz filtracji i wzmacnienia sygnału użytecznego.

Do dalszej, uproszczonej analizy przyjęto, że różnica ta dotyczy jedynie wartości liczbowej współczynnika h , który w obydwu przypadkach określa stosunek sygnału do szumu ($\frac{S}{N}$), mierzony na wejściu układu decyzyjnego. Układ decyzyjny podejmuje decyzję o wartości binarnej 0 lub 1 sygnału na podstawie porównania amplitudy sygnału z ustalonym poziomem progowym y_p .

Porównanie to odbywa się na zasadzie próbkowania każdego elementu sygnału pojedynczą próbką w momentach czasowych

$$k \cdot \left(\frac{\epsilon}{2} + \tau \right)$$

gdzie:

$$k = 1, 2, \dots, i$$

ϵ – nominalna szerokość elementarnego impulsu,

τ – przesunięcie czasowe momentu rozeznania. Momenty rozeznania są określone sygnałem lokalnego zegara elementowej podstawy czasu (ESC), wyzwalanym impulsem *start* każdego bajtu informacji.

Założmy, że prawdopodobieństwa a priori nadania elementów 1 i 0 są jednakowe i równe $P(X=x_1)$, gdzie $i = 1, 2$. A więc warunkowe prawdopodobieństwo, że nadany został element x_1 przy ustalonej wartości sygnału odebranego y , ma następującą postać, według [4]:

$$P\left(\frac{x_1}{y}\right) = C \cdot p\left(\frac{y}{x_1}\right) \cdot P(X=x_1) \quad /17/$$

gdzie $p\left(\frac{y}{x_1}\right)$ jest warunkowym prawdopodobieństwem odbioru sygnału o poziomie y , gdy nadany został element x_1 .

Z założonej symetrii kanału wynika, że funkcja strat jest symetryczna i wobec tego postać reguły decyzyjnej odbioru sygnałów binarnych $x_1 = 1$ i $x_2 = 0$ jest następująca:

$$X^*(y) = \begin{cases} x_1, & \text{jeżeli } \frac{P(X=x_2) \cdot p\left(\frac{y}{x_2}\right)}{P(X=x_1) \cdot p\left(\frac{y}{x_1}\right)} < 1 \\ x_2, & \text{jeżeli } \frac{P(X=x_2) \cdot p\left(\frac{y}{x_2}\right)}{P(X=x_1) \cdot p\left(\frac{y}{x_1}\right)} \geq 1 \end{cases} \quad /18/$$

Reguła /18/ dla rozpatrywanych układów odbiorczych ma prostą interpretację, a mianowicie:

$$X^*(y) = \begin{cases} x_1, & \text{jeżeli } y < y_p \\ x_2, & \text{jeżeli } y \geq y_p \end{cases} \quad /19/$$

Prawdopodobieństwo $p_c(\tau)$ będzie wyrażone wzorem:

$$p_c(\tau) = a_{21} P(X=x_1) + a_{12} P(X=x_2) \quad /20/$$

gdzie:

a_{21} – warunkowe prawdopodobieństwo podjęcia błędnej decyzji po nadaniu elementu x_1 ,

a_{12} – warunkowe prawdopodobieństwo podjęcia błędnej decyzji po nadaniu elementu x_2 .

Przy założonym poziomie progowym y_p dyskryminatora amplitudy, prawdopodobieństwa a_{21} i a_{12} można wyrazić następująco:

$$a_{21} = \int_{y_p}^{\infty} p\left(\frac{y}{x_1}\right) dy \quad /21/$$

$$a_{12} = \int_{-\infty}^{y_p} p\left(\frac{y}{x_2}\right) dy$$

Uwzględniając analogię układów podanych na rys.2 i rys. 3 ze względu na odporność na szum fluktuacyjny i zniekształcenia czasowe momentu rozeznania oraz przyjmując we wzorze /20/ $P(X=x_1) = P(X=x_2) = \frac{1}{2}$, prawdopodobieństwo $p_e(\tau)$ będzie wyrażone wzorem /22/ analogicznie jak dla odbiornika AM [5].

$$p_e(\tau) = \frac{1}{2} \{ 1 - Q[\sqrt{h} \cdot R(\epsilon + \tau); y_p] - Q[\sqrt{h} \cdot R(\tau); y_p] \} \quad /22/$$

Występujące we wzorze /22/ funkcje $Q(u, v)$ oraz $R(\tau)$ są określone następująco:

$$Q(u, v) = \int_v^{\infty} x \cdot e^{-\frac{1}{2}(x^2 + u^2)} \cdot I_0(x \cdot u) dx \quad /23/$$

$$R(\tau) = \frac{1}{2E} \int_0^{\epsilon} y(t) \cdot y(t - \tau) dt$$

gdzie:

$I_0(x \cdot u)$ funkcja Bessela zerowego rzędu,

$h = \frac{2E}{G_0}$ stosunek poziomów sygnału dla szumu fluktuacyjnego na wejściu układu decyzyjnego,

$y(t)$ funkcja opisująca sygnał odebrany bez zniekształceń i zakłóceń,

$y(t - \tau)$ funkcja opisująca odtworzony sygnał, ze zniekształceniem indywidualnym $\delta_i = \frac{\tau}{\epsilon}$,

$R(\tau)$ unormowana funkcja korelacji wzajemnej sygnałów $y(t)$ i $y(t - \tau)$.

Funkcja $R(\tau)$ charakteryzuje zmniejszenie stosunku $\frac{S}{N}$ na wejściu układu decyzyjnego w zależności od parametru rozstrojenia τ .

W przypadku braku przesunięcia czasowego momentu rozeznania ($\tau=0$), prawdopodobieństwo $p_e(\tau)$ przyjmuje postać:

$$p_e(0) = \frac{1}{2} \left[1 + e^{-\frac{y_p^2}{2}} - Q(\sqrt{h}; y_p) \right] \quad /24/$$

i jest zależne wyłącznie od stosunku sygnału do szumu oraz poziomu progowego y_p dyskryminatora amplitudy. Optymalną wartość poziomu progowego y_p można wyznaczyć z równania:

$$\frac{d p_e(y_p, \tau)}{d y_p} = 0 \quad /25/$$

którego rozwiązaniem jest ogólna zależność:

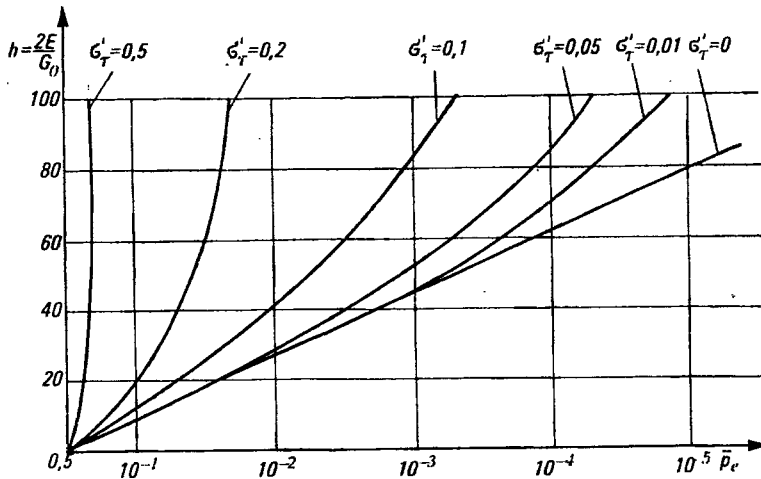
$$I_0[\sqrt{h} \cdot R(\tau) \cdot y_{p \text{ opt}}] = e^{\frac{1}{2} h \cdot R^2(\tau)} \quad /26/$$

W przypadku, gdy $\tau = 0$, wyrażenie /26/ upraszcza się do postaci:

$$I_0(\sqrt{h} \cdot y_{p \text{ opt}}) = e^{\frac{1}{2} h^2} \quad /27/$$

Dla normalnego rozkładu $f(\tau)$ z zerową wartością oczekiwaną i unormowaną dyspersją $\sigma_\tau^2 = \frac{\sigma_\tau}{\epsilon}$ oraz

przy optymalnie dobranym poziomie progowym dyskryminatora wyznaczono w pracy [5] charakterystyki szumowe średniego prawdopodobieństwa \bar{p}_e .



Rys. 4. Zależność elementowej stopy błędów od stosunku sygnału do szumu przy losowych zmianach momentu rozeznania według rozkładu normalnego (dla odbiornika AM)

Na rysunku 4 przedstawiono charakterystyki \bar{p}_e w funkcji stosunku sygnału do szumu h , przy różnych wartościach dyspersji rozstrojenia momentu rozeznania σ_T^2 , dla odbiorników przedstawionych na rys. 2 i 3.

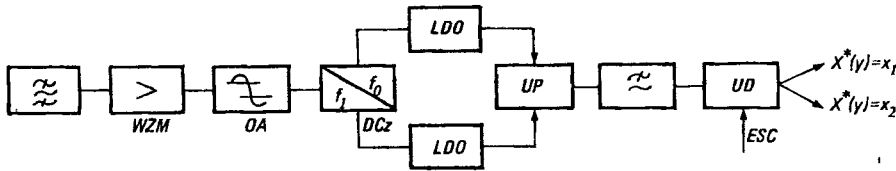
Z wykresów tych wynika, że wpływ zniekształceń czasowych momentu próbkowania jest szczególnie wyraźny dla kanałów z torem przewodowym o małym poziomie addytywnych zakłóceń szumowych oraz przy większych prędkościach transmisji.

Stosunkowo proste środki techniczne, prowadzące do minimalizacji dyspersji zniekształceń czasowych, np. stabilizacja termiczna generatorów skali czasu i możliwość regulacji poziomu progowego y_p , mogą w przypadku tych kanałów dać efekt porównywalny do uzyskiwanego na drodze minimalizacji poziomu zakłóceń. W przypadku odbiornika przedstawionego na rys. 2 zmiana prędkości transmisji prowadzi jedynie do zmiany wielkości dyspersji $\sigma_T^2 = \frac{\sigma_x^2}{\epsilon}$ i w porównaniu do układu przedstawionego na rys. 3, gdzie drogą optymalnego doboru charakterystyki filtra wejściowego można uzyskać zwiększenie wartości współczynnika h , daje znacznie mniejszy efekt ze względu na wierność odbioru sygnałów binarnych.

Dla średnich prędkości transmisji: 600 Bd i 1200 Bd, w paśmie naturalnym kanału telefonicznego, optymalnym i zalecanym przez CCITT sposobem transmisji sygnałów binarnych jest manipulacja częstotliwości. Schemat blokowy niekoherentnego odbiornika sygnału binarnej FM, który może być realizowany technicznie, przedstawiono na rys. 5.

Odbiornik sygnałów FM zawiera 2 kanały odbiornika sygnałów AM. Decyzja o wartości binarnej sygnału x_1 lub x_2 jest podejmowana na zasadzie porównania poziomów sygnałów podawanych z liniowych detektorów obwiedni LDO. Moment czasowy wytworzenia decyzji jest określony sygnałem zegarowym elementowej skali czasu ESC. Średnie prawdopodobieństwo wystąpienia błędu elementarnego $p_e(\tau)$ dla niekoherentnego odbiornika FM wyraża się następującym wzorem według [5]:

$$p_e(\tau) = Q\left[\sqrt{\frac{h}{2}} \cdot R(\epsilon+\tau); \sqrt{\frac{h}{2}} \cdot R(\tau)\right] - \frac{1}{2} \exp\left\{-\frac{1}{4} [R^2(\epsilon+\tau)] \cdot I_0\left[\frac{h}{2} R(\tau) \cdot R(\epsilon+\tau)\right]\right\} \quad /28/$$



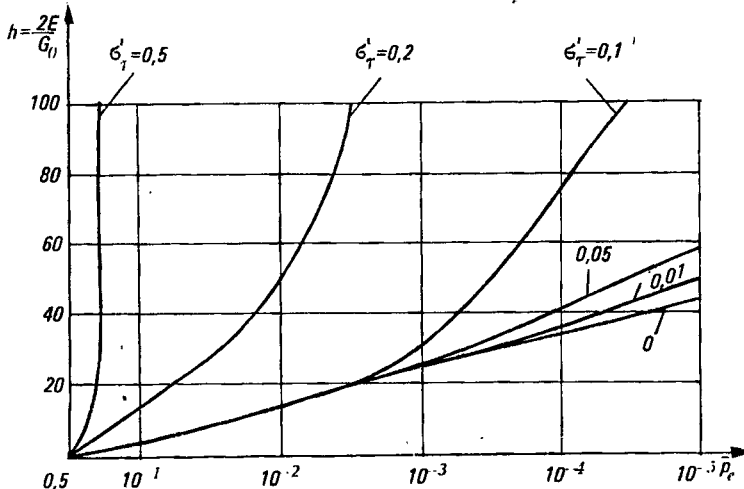
Rys. 5. Schemat blokowy odbiornika sygnałów binarnej FM: OA – ogranicznik amplitudy, DCz – dyskryminator częstotliwości, UP – układ porównania, UD – układ decyzyjny, LDO – liniowy detektor obwiedni

Występujące we wzorze /28/ funkcje i zmienne są określone identycznie jak dla wzoru /23/.

W przypadku braku rozstrojenia czasowego momentu rozeznania ($\tau=0$), funkcja /28/ przechodzi w proste wyrażenie:

$$p_e(\tau=0) = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{4}} \quad /29/$$

Charakterystyki szumowe wierności $\bar{p}_e = f(h, \sigma'_\tau)$ dla niekoherentnego odbiornika sygnałów binarnej FM, przy uśrednieniu prawdopodobieństwa $p_e(\tau)$ według rozkładu normalnego $f(\tau)$, z zerową wartością średnią i unormowaną dyspersją σ'_τ przedstawiono na rys. 6.



Rys. 6. Zależność elementowej stopy błędów od stosunku sygnału do szumu, przy losowych zmianach momentu rozeznania, według rozkładu normalnego (dla odbiornika FM)

Na podstawie wykresów z rys. 4 i 6 można zauważyć, że sygnał binarnej manipulacji częstotliwości wykazuje znacznie wyższą odporność na szum fluktuacyjny oraz zniekształcenia czasowe momentu rozeznania niż sygnał manipulacji amplitudy oraz sygnał stałoprądowy ± 20 mA.

Wniosek ten jest słuszny przy założeniu, że istnieje pełny synchronizm wysokoczęstotliwościowy odbioru sygnałów modulowanych. Techniczna realizacja modemów FM oraz AM z zapewnieniem stabilności pozostałych parametrów sygnału modulowanego jest jednak znacznie trudniejsza niż w przypadku układów transmisji sygnałów stałoprądowych, a stopień trudności wzrasta wraz ze wzrostem prędkości transmisji.

3. Wnioski

Przedstawiona w p. 2 metoda analityczna oceny jakości kanałów informacyjnego sprzężenia szeregowego w systemach automatyki może być przydatna na etapie projektowania struktury przestrzennej danego systemu oraz projektowania układów nadawczo-odbiorczych kanału. Rezultaty odpowiednich obliczeń, uzyskane przy założeniach upraszczających, powinny być jednak weryfikowane na podstawie badań jakości rzeczywistych kanałów w konkretnych warunkach eksploatacyjnych. W przypadku kanałów asynchronicznych, pomiary podstawowych parametrów kanału, czyli stopnia zniekształceń arytmicznych i elementowej stopy błędów są jednak zbyt uciążliwe. W tym przypadku należałoby wyznaczać bardziej użyteczne parametry, a mianowicie:

- bajtową lub pakietową stopę błędów pierwotnych,
- bajtową lub pakietową stopę błędów wynikowych.

Powyższe parametry, wyznaczone eksperymentalnie, pozwolą w powiązaniu z metodą analityczną na określenie syntetycznych wskaźników efektywności pracy systemu o inteligencji rozproszonej, hierarchicznej lub scentralizowanej.

Metody badań jakości kanałów szeregowych powinny również uwzględniać potrzeby oceny kanałów bardzo wysokiej jakości, np. uzyskiwanych poprzez magistralę *Proway* (według International Electrotechnical Commission), gdzie określa się wymagania na stopę błędów pierwotnych rzędu 10^{-6} oraz wynikowych rzędu $3 \cdot 10^{-15}$.

W tych przypadkach badania powinny być prowadzone metodą przyspieszoną, przy zadawaniu narażeń w linii oraz pobudzaniu źródeł informacji o znacznie zwiększonych intensywnościach.

Literatura

- [1] Gojchman Z. Sz., Łosjew J.I.: Pieriedacza informacji w ASU. Swiaz, Moskwa 1976.
- [2] Liwszic A. R., Bielenko A.P.: Mnogokanalnyje asinchronnyje sistemi pieriedaczi informacji. Swiaz, Moskwa 1974.
- [3] Missala T. i inni: Zdecentralizowany, mikroprocesorowy system automatyki kompleksowej. Koncepcja. Sprawozdanie MERA-PIAP, nr rejestr. 2653, 1979.
- [4] Seidler J.: Systemy przesyłania informacji cyfrowych. WNT, Warszawa 1972.
- [5] Swirilenko S.S.: Osnovy synchronizacji pri prijomie diskrietnych signałow. Swiaz, Moskwa 1974.
- [6] Martin J.: Systems analysis for data transmission. Prentice-Hall, New Jersey 1972.
- [7] Woźniak J.: Ocena jakości odbioru impulsowych sygnałów binarnych w asynchronicznym systemie wielodostępowym. Archiwum Automatyki i Telemechaniki, t. XXI, z. 1. PWN, Warszawa 1976.