

Mirosław SKRZEWSKI

WPLYW ZAKŁÓCEŃ NA TRANSMISJĘ INFORMACJI DWUSTANOWYCH
W RELACJI OBIEKT - KANAŁ PRZEMYSŁOWY MO

Streszczenie. W pracy przedstawiono próbę oceny odporności na zakłócenia układu transmisji informacji dwustanowych na podstawie wartości średniej liczby błędów w pracy odbiornika w jednostce czasu. Własności odbiornika określone są jego charakterystyką przejściową, wartość średnią liczby błędów określono dla modelu zakłócenia w postaci normalnego, stacjonarnego procesu stochastycznego o znanej gęstości widmowej $S(\omega)$. Przeprowadzona analiza uwzględnia możliwość filtracji odbieranego sygnału przez odbiornik.

Przedstawiono wyniki obliczeń otrzymane dla wybranych rozwiązań odbiorników zrealizowanych w oparciu o elementy rodziny TTL. Dla porównania przedstawiono wyniki otrzymane dla elementów serii ECL i CMOS.

1. Wstęp

Wprowadzanie informacji z obiektu do systemu komputerowego narażone jest na błędy wywołane działaniem zakłóceń. Ilość i częstość występowania błędów w wprowadzanej informacji ma wpływ na poprawność sterowania realizowanego przez system i w znacznym stopniu decyduje o opinii użytkownika o pracy systemu.

Większość spotykanych w literaturze prac (np. [1-3]) zajmuje się wpływem zakłóceń na pracę układów analogowych i metodami ilościowej oceny ich odporności na zakłócenia. Niniejsza praca przedstawia propozycję metody oceny wpływu zakłóceń na transmisję informacji dwustanowych. Jako kryterium oceny zaproponowano wartość średnią ilości błędów w pracy odbiornika informacji w jednostce czasu. Podano metodę obliczania ww. wartości średniej dla wybranej klasy układów transmisji przy założeniu znajomości parametrów zakłóceń.

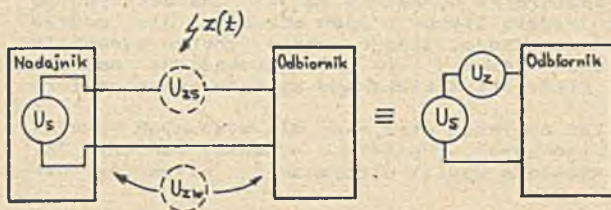
2. Charakterystyka problemu

Najczęściej stosowanym sposobem przesyłu informacji dwustanowych jest transmisja sygnałem napięciowym (prądowym). W systemie tym informacja dwustanowa 1 lub 0 przesyłana jest w postaci dwóch wyróżnionych wartości amplitudy sygnału (napięcia lub prądu), przyporządkowanych obu stanom logicznym. Odbiór przesyłanej informacji odbywa się przez porównanie odbiera-

nej wartości amplitudy sygnału z ustalonym poziomem odniesienia, w ogólnym przypadku różnym dla obu stanów logicznych.

Zakłócenia do toru przesyłu informacji mogą przedstawiać się dwoma drogami (rys. 1):

- w wyniku działania zmiennych pól elektromagnetycznych, poprzez sprzężenia indukcyjne i pojemnościowe, dając napięcie zakłócające szeregowo U_{zs} ,
- w wyniku przepływu prądów wyrównawczych uziemień urządzeń elektrycznych poprzez różnicę potencjałów punktów ziemi nadajnika i odbiornika informacji, dając napięcie zakłócające wspólne U_{zw} .



Rys. 1. Działanie zakłócenia na przesyłany sygnał dwustanowy

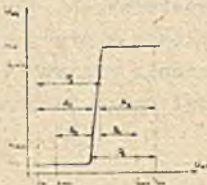
Oba napięcia zakłócające powodują pojawienie się na zaciskach wejściowych odbiornika wypadkowego napięcia zakłócającego U_z , zsumowanego z odbieranym sygnałem.

Oporność odbiornika na zakłócenia określa na ogół przez podanie dwóch parametrów: statycznej oporności na zakłócenia i dynamicznej oporności na zakłócenia.

Statyczną oporność na zakłócenia określa się podając wartość marginesu zakłóceń, tzn. maksymalną amplitudę zakłócenia podanego na wejście odbiornika nie powodującą jeszcze zmiany sygnału wyjściowego odbiornika poza dopuszczalne granice dla danego stanu logicznego. Margines zakłóceń określa się dla nominalnej wartości amplitudy sygnału wejściowego - tzw.

nominalna oporność na zakłócenia lub względem granicznych dopuszczalnych wartości sygnału wejściowego - tzw. oporność na zakłócenia w najgorszym wypadku. Wartość marginesu zakłóceń można określić na podstawie charakterystyki przejściowej odbiornika (rys. 2).

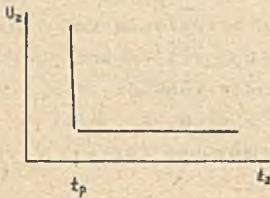
Dynamiczna oporność na zakłócenia określa zależność między maksymalną amplitudą impulsu zakłócającego, nie powodującą jeszcze błędnego działania odbiornika, a czasem trwania impulsu. Typowy przebieg zależności przedstawia



Rys. 2. Wyznaczanie parametrów opisujących oporność na zakłócenia z charakterystyki wejścia - wyjścia odbiornika

A_1 - nominalna oporność na zakłócenia, B_1 - oporność na zakłócenia w najgorszym przypadku, P_1 - poziom zadziałania zakłócenia

rys. 3. Wskazuje on na związek między dopuszczalnymi parametrami impulsu zakłócającego, a czasem propagacji sygnału przez odbiornik.



Rys. 3. Wykres dynamicznej odporności na zakłócenia:

t_p - czas propagacji sygnału przez odbiornik

Tak określone parametry odpornościowe odbiornika stanowią właściwie słowny opis jego charakterystyk i podobnie jak parametry stosowane w opisie odporności na zakłócenia sygnałów analogowych nie nadają się do bezpośredniego wykorzystania do oceny niezawodności funkcjonowania urządzenia (systemu) zawierającego takie odbiorniki. Dla oceny niezawodności urządzenia, rozumianej jako prawdopodobieństwo jego poprawnego działania w obecności zakłóceń niezbędne są informacje o rozkładzie w czasie skutków działania zakłóceń (błędów na wyjściu odbiornika). W pracy przedstawio-

na zostanie metoda określania jednego z parametrów zawierających postulowane wyżej informacje - wartości średniej ilości błędów na wyjściu odbiornika w jednostce czasu (średniej częstości występowania błędów) przy założeniu znajomości charakterystyk amplitudowej i częstotliwościowej zakłócenia.

W metodzie tej wprowadza się poziom zadziałania zakłócenia P . Poziom P określa minimalną amplitudę zakłócenia, powodującą błędne zadziałanie odbiornika, tzn. taką amplitudę zakłócenia dodaną do sygnału wejściowego, przy której następuje zmiana sygnału wyjściowego odbiornika na przeciwny. Wartość tego parametru można określić z charakterystyki przejściowej odbiornika (rys. 2).

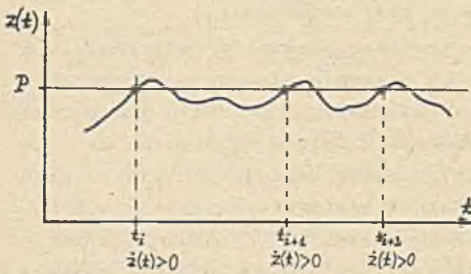
Zakłócenie traktowane jest, jako stacjonarny proces stochastyczny o znanym rozkładzie wartości amplitudy i znanej gęstości widmowej $S(\omega)$.

3. Określenie średniej ilości błędów

Zadanie określenia średniej ilości błędów w działaniu odbiornika wywołanych zakłóceniem $z(t)$ jest równoważne zadaniu określenia średniej ilości przewyższeń procesu stochastycznego $\{z(t)\}$ ponad poziom P . Niezbędne jest tu założenie, że $\{z(t)\}$ jest procesem różniczkowalnym w sensie średniokwadratowym. Dodatkowo przyjęto, że $\{z(t)\}$ jest procesem normalnym o wartości średniej m i wariancji σ^2 .

W celu rozwiązania postawionego zadania tworzymy [4] dla dowolnej realizacji procesu $\{z(t)\}$ funkcję

$$v(t) = z(t) - P \quad (1)$$



Rys. 4. Przebieg realizacji procesu $\{z(t)\}$

t_1 - miejsca zerowe funkcji $v(t)$ spełniające warunek $\dot{v}(t_1) > 0$

Ilość przewyższeń poziomu P jest równa ilości miejsc zerowych funkcji $v(t)$ przy warunku $\dot{v}(t) > 0$ (rysunek 4). Dla określenia ilości miejsc zerowych funkcji $v(t)$ można skorzystać z własności funkcji $\delta(x)$ Diraca. Wynika z nich, że jeśli t_1 jest miejscem zerowym funkcji $v(t)$ i $\varepsilon > 0$, $\varepsilon \approx 0$ to:

$$\int_{t_1 - \varepsilon}^{t_1 + \varepsilon} \dot{v}(t) \delta(v(t)) dt = 1, \quad (2)$$

a wyrażenie

$$\int_{t_0}^{t_0 + T} \dot{v}(t) \delta(v(t)) dt = n(T, P) \quad (3)$$

jest równe ilości miejsc zerowych funkcji $v(t)$ w przedziale $\langle t_0, t_0 + T \rangle$. Średnią ilość przewyższeń procesu $\{z(t)\}$ ponad poziom P (średnią ilość miejsc zerowych funkcji $v(t)$ w przedziale $\langle t_0, t_0 + T \rangle$) otrzymamy uśredniając $n(T, P)$ w zbiorze realizacji procesu $\{v(t)\}$ przy uwzględnieniu warunku $\dot{v}(t) > 0$.

$$E(n, (T, P)) = N(T, P) =$$

$$= \int_{t_0}^{t_0 + T} dt \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{v}(t) \delta(v(t)) h(\dot{v}(t)) P_2(v(t), \dot{v}(t)) dv d\dot{v} \quad (4)$$

Na mocy założenia o stacjonarności procesu $\{z(t)\}$ i w oparciu o własności funkcji $\delta(x)$ otrzymujemy stąd

$$N(T, P) = T \cdot \int_0^{\infty} z(t) \cdot P_2(P, z(t)) dz \quad (5)$$

Dwumylniowy rozkład prawdopodobieństwa $P_2(z(t), \dot{z}(t))$ wartości zakłócenia i jego pochodnej w tej samej chwili czasu dla procesu normalnego określony jest zależnością

$$P_2(z, z) = \frac{1}{2\pi \sigma \sigma_1 \sqrt{1-R_1^2}} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-R_1^2)} \cdot \left[\frac{(z-m)^2}{\sigma^2} - 2R_1 \frac{(z-m)(z-m_1)}{\sigma \sigma_1} + \frac{(z-m_1)^2}{\sigma_1^2} \right] \right\} \quad (6)$$

gdzie:

- m, σ^2 - wartość średnia i wariancja procesu $\{z(t)\}$,
- m_1, σ_1^2 - wartość średnia i wariancja pochodnej $\{z(t)\}$,
- $R_1 = R_1(\tau)$ - funkcja korelacji $\{z(t)\}$ i $\{z(t)\}$,
- $R(\tau)$ - funkcja autokorelacji procesu $\{z(t)\}$,

wynikającą z ogólnej zależności opisującej n -wymiarowy rozkład normalny. Z założenia stacjonarności procesu $\{z(t)\}$ wynika

$$m_1 = 0, \quad R_1(0) = 0$$

oraz

$$\sigma_1^2 = -\sigma^2 \cdot \left. \frac{d^2 R(\tau)}{d\tau^2} \right|_{\tau=0} = -\sigma^2 \cdot R''_0$$

i stąd

$$P_2(z, z) = \frac{1}{2\pi \sigma^2 \sqrt{-R''_0}} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left[z-m)^2 + \frac{z^2}{-R''_0} \right] \right\} \quad (7)$$

Z (5) i (7) otrzymujemy

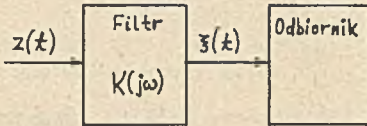
$$N(T, P) = T \cdot \frac{\exp \left(-\frac{(P-m)^2}{2\sigma^2} \right)}{2\pi \sigma^2 \sqrt{-R''_0}} \cdot \int_0^\infty z \exp \left(-\frac{z^2}{2\sigma^2(-R''_0)} \right) dz \quad (8)$$

a stąd po scałkowaniu

$$N(P) = \frac{N(T, P)}{T} = \frac{\sqrt{-R''_0}}{2\pi} \exp \left(-\frac{(P-m)^2}{2\sigma^2} \right). \quad (9)$$

Zależność (9) określa związek między wartością średnią ilości błędów w działaniu odbiornika, a poziomem P zadziałania zakłóceń i ich intensywnością σ . Na jej podstawie można przeanalizować wpływ rozwiązań konstrukcyjnych zmieniających wartość poziomu P odbiornika na wartość średnią ilości błędów.

Oprócz zmian poziomu P wiele rozwiązań konstrukcyjnych oddziałuje na szybkość narastania i opadania zbroczy odbieranego sygnału. Oddziaływanie to realizowane jest najczęściej drogą filtracji sygnału wejściowego i wpływa na dynamiczną odporność odbiornika na zakłócenia. Dla celów analizy rozwiązanie to można traktować jako wprowadzenie zmian charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej zakłócenia działającego na odbiornik i rozważać zachowanie się odbiornika bez filtru w obecności zmodyfikowanego zakłócenia (rys. 5).



Rys. 5. Modyfikacja zakłócenia w filtrze wejściowym odbiornika. $K(j\omega)$ - transmitancja filtra

Gęstość widmową zmodyfikowanego zakłócenia $\xi(t)$ można określić jako

$$S_{\xi}(t) = |K(j\omega)|^2 \cdot S(\omega), \quad (10)$$

gdzie:

$K(j\omega)$ - transmitancja filtra,

$S(\omega)$ - gęstość widmowa zakłócenia $z(t)$ przed filtrem.

Wariancję zmodyfikowanego zakłócenia $\xi(t)$ i jego pochodnej $\dot{\xi}(t)$ można określić jako:

$$\sigma_{\xi}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{\xi}(\omega) d\omega, \quad (11)$$

$$\sigma_{\dot{\xi}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \omega^2 \cdot S_{\xi}(\omega) d\omega. \quad (12)$$

Uwzględniając dodatkowo zależność

$$-R_{0\xi}^* = \frac{\sigma_{\dot{\xi}}^2}{\sigma_{\xi}^2} \quad (13)$$

Otrzymujemy ostatecznie wartość średnią ilości błędów równą

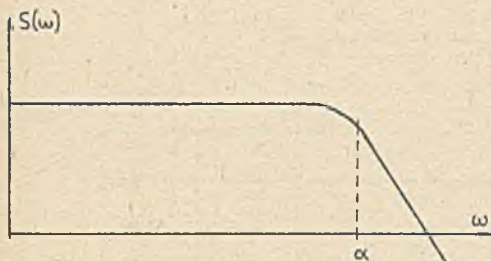
$$N_{\xi}(P) = \frac{\sigma_{\dot{\xi}}}{2\pi\sigma_{\xi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(P-m)^2}{\sigma_{\xi}^2}\right). \quad (14)$$

4. Porównanie niektórych rozwiązań odbiorników

W oparciu o (9) i (14) dla wybranego modelu zakłócenia przeprowadzono obliczenia wartości średniej ilości błędów w działaniu odbiornika dla kilku rozwiązań odbiorników.

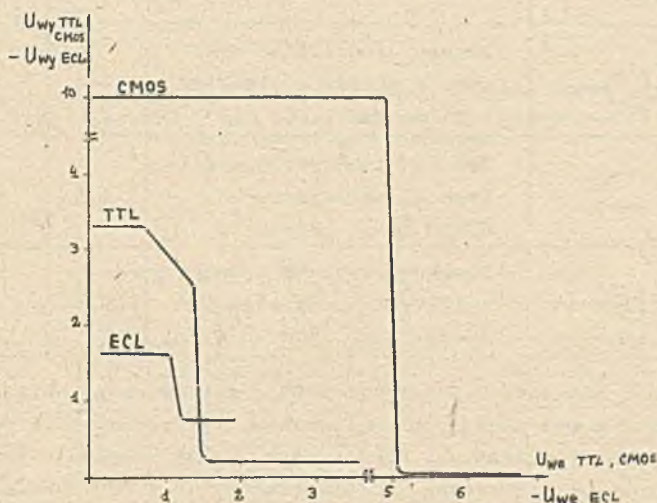
Jako model zakłócenia przyjęto stacjonarny, normalny proces stochastyczny o gęstości widmowej

$$S(\omega) = \frac{4 \sigma^2 \alpha^3}{(\alpha^2 + \omega^2)^2} \quad (15)$$



Rys. 6. Gęstość widmowa przyjętego modelu zakłócenia $z(t)$

wartości średniej $m = \frac{4 \sigma^2}{\alpha}$ i wariancji σ^2 (rys. 6). Postać modelu (kolorowy szum o częstotliwości granicznej α) przyjęta została dowolnie z braku danych o postaci rzeczywistych zakłóceń występujących w warunkach przemysłowych. Parametr α modelu przyjęto dowolnie. Do obliczeń przyjęto $\alpha = 10^5 \frac{1}{s}$, odchylenie standardowe σ traktowano jako parametr, przyjmujący wartości z przedziału $\langle 0.05-1.8 \rangle$ V.



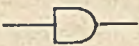
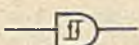
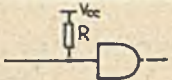
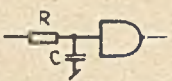
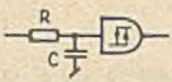
Rys. 7. Charakterystyki przejściowe rozważanych rodzin elementów logicznych

Obliczenia przeprowadzono dla przypadku transmisji informacji sygnałami o poziomach odpowiadających elementom logicznym typu ECL, TTL i CMOS. Jako charakterystykę przejściową odbiornika przyjęto charakterystykę podstawowej bramki danej rodziny logicznej. Charakterystyki te przedstawia rys. 7, a określone na ich podstawie wartości poziomu P zebrano w tabeli 1.

Tabela 1

Typ	E C L	T T L	C M O S
P_0	0.43 V	1.2 V	5 V
P_1	0.43 V	1.9 V	5 V

Tabela 2

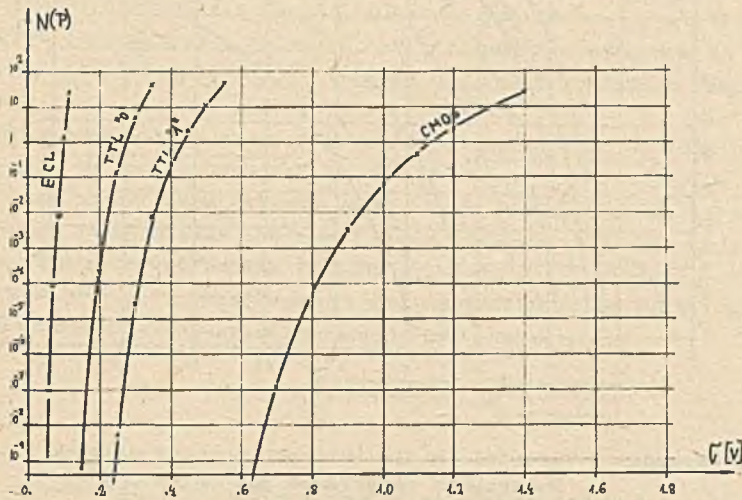
Schemat odbiornika	Opis układu	P_1	P_0
	Bramka standartowa ①	1.9	1.2
	Bramka przerzutnik Schmitta ②	2.45	1.5
	Bramka standartowa sterowana z układu z otwartym kolektorem ③	3.6	1.1
	Bramka standartowa z filtrem RC na wejściu $RC=10^{-4}$ s ⑤ $RC=10^{-5}$ s ④	1.9	1.2
	Bramka przerzutnik Schmitta z filtrem RC na wejściu $RC=10^{-4}$ s ⑦ $RC=10^{-5}$ s ⑥	2.45	1.5

W oparciu o elementy rodziny TTL SN74 przeprowadzono obliczenia dla różnych rozwiązań konstrukcyjnych odbiorników zrealizowanych w ramach jednej rodziny elementów logicznych. Analizowane układy zebrano w tabeli 2. Ze względu na różnice w wartościach P dla stanów "1" i "0", obliczenia dla elementów TTL przeprowadzono niezależnie dla obu stanów logicznych. W rozwiązaniach stosujących filtrację sygnału wejściowego założono prosty filtr dolnoprzepustowy RC o transmitancji

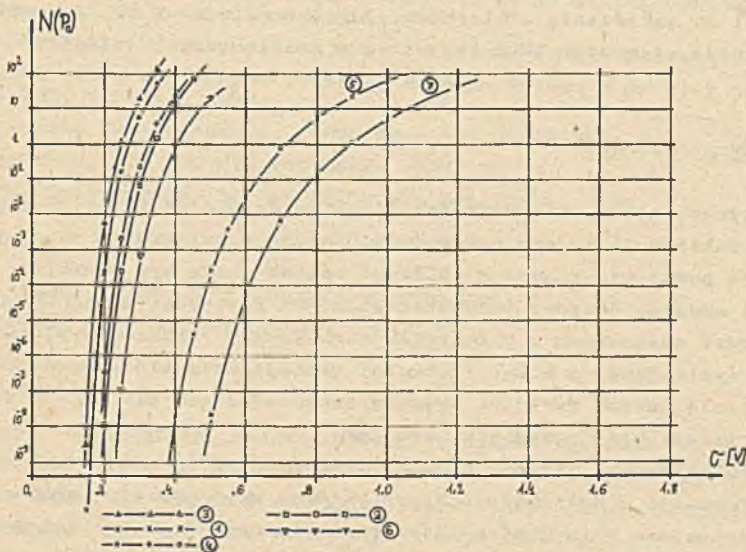
$$|K(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} \quad (16)$$

Obliczenia przeprowadzono dla stałych czasowych $RC = 10^{-4}$ i 10^{-5} s. Wyniki obliczeń przedstawiono w postaci wykresów $N(P) = \varphi(\xi)$ na rys. 8, 9 i 10. Otrzymane wyniki wskazują na bardzo szybkie zmniejszanie się wartości średniej ilości błędów ze wzrostem wartości poziomu P odbiornika. Przy porównywaniu wartości otrzymanych dla P_0 i P_1 mogą wystąpić różnokierun-

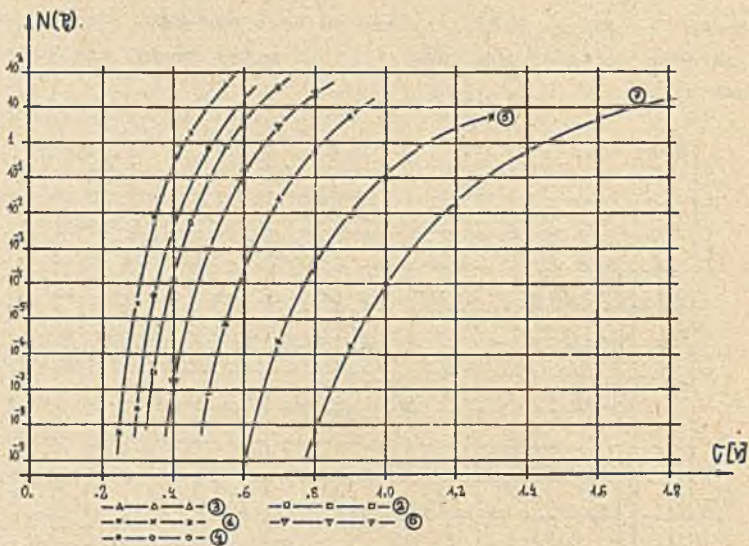
kowe zmiany wartości $N(P)$, zależne od tego czy dane rozwiązanie konstrukcyjne zmienia wartości poziomów P_0 i P_1 w tym samym, czy też w różnych kierunkach.



Rys. 8. Porównanie wartości średniej ilości błędów $N(P)$ rozważanych rodzin elementów logicznych dla różnych wartości intensywności (odchylenia standardowego) zakłócenia



Rys. 9. Porównanie wartości $N(P)$ dla wybranych rozwiązań odbiorników zestawionych w tabeli 2. Oznaczenia wy. resów odpowiadają parametrom ujętym w ww. tabeli



Rys. 10. Porównanie wartości $N(P_1)$ dla odbiorników ujętych w tabeli 2. Oznaczenia przebiegów jak na rys. 9

Bardzo wyraźne zmniejszenie wartości $N(P)$ uzyskuje się poprzez zmniejszenie szerokości pasma zakłóceń drogą filtraacji. Wprowadzenie filtra zmniejszającego szerokość pasma o jedną dekadę, powoduje zwiększenie odporności na zakłócenia odbiornika opartego na bramce TTL do poziomu odpowiadającego elementom CMOS (w jednym z analizowanych układów).

5. Uwagi końcowe

Otrzymane z obliczeń wartości liczbowe zależą oczywiście od przyjętego modelu zakłócenia i jego parametrów. Należy w związku z tym podkreślić fakt, że pewne wynikające z obliczeń wnioski mogą być wynikiem przyjętej postaci modelu; dotyczy to w szczególności szybkości zmian $N(P)$ ze zmianą σ , wprost związanych z założeniem normalności rozkładu amplitudy zakłócenia i wynikającej z niego szybkości zmniejszania się prawdopodobieństwa wystąpienia dużych wartości sygnału zakłócającego. Dla innych typów rozkładów ta szybkość zmian może być inna.

Charakterystyka widmowa modelu zakłócenia $S(\omega)$ nie pozwala na uzyskanie informacji o działaniu odbiornika przy występowaniu zakłóceń impulsowych. Aktualnie brak jest w literaturze informacji o postaci funkcji gęstości $S(\omega)$ dla tego typu zakłóceń.

Przyjęty model działania zakłócenia na odbiornik posiada pewne uproszczenia: nie uwzględnia wpływu oporności wejściowej odbiornika i jej zmian dla stanów "0" i "1" logicznej ma intensywność zakłóceń generowanych w to-

rze, nie uwzględnia również zmian poziomu zadziałania P zakłócenia ze zmianą czasu trwania przewyższenia (zwiększonej odporności na zakłócenia o bardzo małych czasach trwania).

Pomimo tych uproszczeń otrzymane wyniki jakościowo dokładnie zgadzają się z danymi doświadczalnymi i literaturowymi na ten temat. Ilościowa weryfikacja otrzymanych z obliczeń wartości numerycznych wymaga przeprowadzenia badań doświadczalnych, ze względu na brak odpowiednich danych literaturowych.

Proponowana metoda oceny odporności na zakłócenia układów transmisji informacji cyfrowych prowadzi do określenia parametrów, które mogą być wykorzystane do obliczeń niezawodności. Poprzez analogię do parametru MTBF (średniego czasu między awariami) można wprowadzić średni czas między błędami w działaniu odbiornika (układu transmisji) informacji γ MTBE (mean time between errors). Określona w pracy wartość średnia ilości błędów w jednostce czasu $N(P)$ jest odwrotnością ww. parametru.

LITERATURA

- [1] Orzepowski S.: Tłumienie zakłóceń elektrycznych w systemach ujęcia danych pomiarowych. Biuletyn Przemysłowego Instytutu Automatyki i Pomiarów, Mera-PIAP, 1976, nr 1.
- [2] Górski A.: Sygnały zakłócające w pomiarach i eliminacja ich wpływu na wyniki pomiaru. Wiadomości Telekomunikacyjne 1976, nr 8.
- [3] Morrison R.: Protecting signal circuits by grounding and shielding. Instrumentation Technology 1973, nr 10.
- [4] Tichonow W.: Wybrosy szluzajnych procesów. Nauka, Moskwa 1970.
- [5] Papoulis A.: Prawdopodobieństwo, szkiełne losowe i procesy stochastyczne. WNT, Warszawa 1972.
- [6] Fairchild Semiconductor, 34000 Isoplanar CMOS Data Book, 1975.
- [7] Signetics, ECL 1000/10 000 Book, 1973.
- [8] Texas Instruments, Series 54/74 TTL Data Book, 1975.

ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ НА ПЕРЕДАЧУ БИНАРНОЙ ИНФОРМАЦИИ В СОЧЕТАНИИ ОБЪЕКТ - ПРОМЫШЛЕННОЙ КАНАЛ, ЭВМ

Резюме

В статье представлено попытку оценки помехоустойчивости схем передачи бинарной информации на основе среднего значения количества ошибок приёмника в единицу времени. Свойства приёмника характеризуются его переходной функцией. Среднее значение количества ошибок определено для модели помех в виде нормального, стационарного случайного процесса с известной спектральной плотностью $S(\omega)$. Проведённый анализ учитывает возможность фильтрации принимаемого сигнала приёмником.

Представлено результаты расчётов полученные для выбранных решений приёмников построенных на элементах TTL. Для сравнения представлено результаты полученные при применении элементов ECL и CMOS.

THE INFLUENCE OF NOISES UPON THE BINARY TRANSMISSION BETWEEN
THE PROCESS AND THE COMPUTER SYSTEM

S u m m a r y

An attempt to estimating the noise immunity of the binary data transmission system, on the basis of the mean value of errors number during the receiver's operation, has been described. Properties of the receiver are defined by its input-output characteristic. The mean value of errors' number are defined for the model of noise in form of the normal, stationary stochastic process with known spectral density function $S(\omega)$. A possibility of filtering of the input signal by the receiver circuit has been taken into consideration.

The results of computation for the chosen receiver circuit based on TTL logic circuits are presented. They are compared to the results for ECL and CMOS logic circuits.