

gdzie w_i są wynikami kolejnych pomiarów wielkości w , zaś g_i są wagami zależnymi od elementów ciągu mierzonych wielkości $\{E_{pi}\}$, określającymi moc (energię) sygnału w trakcie poszczególnych pomiarów. Każdemu pomiarowi w_i odpowiada określona wielkość E_{pi} . Można pokazać [6], [7], że ciąg wag $\{g_i\}$ minimalizujący dla ustalonego n wariancję błędu średniokwadratowego spełnia równanie macierzowe

$$G = LR^{-1}, \quad (17)$$

gdzie:

$$G = [g_1 \dots g_n, \lambda], \quad (18)$$

$$L = [0 \dots 0, 1], \quad (19)$$

R^{-1} — macierz odwrotna do

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & \dots & r_{1n} & 1 \\ \vdots & & \vdots & \\ r_{n1} & & r_{nn} & 1 \\ 1/2 & \dots & 1/2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

przy czym r_{ij} są kowariancjami błędów pomiarowych przy warunku wystąpienia ciągu $\{E_{pi}\}$

$$r_{ij} = \langle (w_i - w)(w_j - w) | \{E_{pi}\} \rangle. \quad (21)$$

W przypadku ogólnym znalezienie optymalnych wag jest bardzo kłopotliwe, wymaga bowiem znajomości warunkowych kowariancji r_{ij} oraz rozwiązywania w każdym przypadku układu równań (17). Nasuwa się możliwość uproszczenia zagadnienia przez uzależnienie g_i jedynie od E_{pi} , czyli związanie g_i i E_{pi} zależnością funkcyjną typu

$$g_i = g(E_{pi}). \quad (22)$$

Można pokazać [6], [7], że w przypadku asymptotycznym, tzn. dostatecznie dużej liczby pomiarów, funkcję $g(E_p)$ wyraża wzór

$$g(E_p) = \frac{1}{\langle (\Delta w)^2 | E_p \rangle \varrho_0(E_p)}, \quad (23)$$

gdzie $\langle (\Delta w)^2 | E_p \rangle$ jest wariancją błędu przy warunku, że moc (energię) sygnału określa E_p , a ϱ_0 jest czasem korelacji szumu addytywnego przy tym samym warunku.

Zrozumiała jest odwrotnie proporcjonalna zależność funkcji g od wariancji błędu $\langle (\Delta w)^2 | E_p \rangle$. Im ta wariancja jest mniejsza, tym większą wagę należy przyporządkować danemu pomiarowi we wzorze (16). Podobnie, im mniejszy jest czas korelacji ϱ_0 na poziomie E_p , tym więcej niezależnych pomiarów można przeprowadzić w jednostce czasu i tym większa powinna być waga pomiaru we wzorze (16). Bardzo często ϱ_0 nie zależy, lub słabo zależy, od E_p [7] i upraszcza się we wzorze (16).

Jeżeli stosunek mocy sygnału do mocy szumu lub energii sygnału do gęstości widmowej szumu jest duży, można przyjąć, że

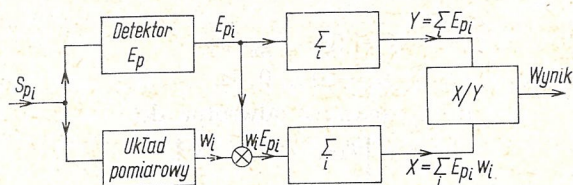
$$E_p \approx E \quad (24)$$

i wykorzystać we wzorze (23) zależności (4) ÷ (6). Wtedy waga g jest wprost proporcjonalna do energii (mocy) sygnału E . Układ pomiarowy o takim algorytmie przedstawiono na rys. 2.

Jeżeli detekcja jest kwadratowa, błędy we wzorach (4) ÷ (6) są odwrotnie proporcjonalne do E^2 (kwadratu mocy lub energii) (np. [4]). Wtedy waga g jest wprost proporcjonalna do E_p^2 , a w układzie pomiarowym za detektorem E_p powinien występować kwadrator.

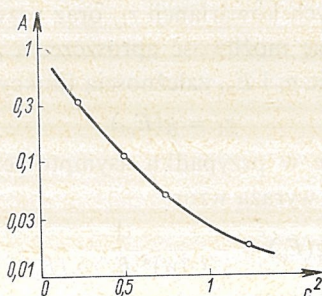
Stosunek wariancji błędów przy stosowaniu σ_m^2 i bez stosowania $\bar{\sigma}^2$ powyższej metody wyraża się wzorem [6], [7]

$$A = \frac{\sigma_m^2}{\bar{\sigma}^2} = \frac{1}{\int_0^\infty \frac{p(E_p)}{\langle (\Delta w)^2 | E_p \rangle} dE_p \int_0^\infty \langle (\Delta w)^2 | E_p \rangle p(E_p) dE_p} \quad (25)$$



Rys. 2. Układ pomiarowy w metodzie funkcji wagowej

Na podstawie (4) ÷ (6), (24), (25) można wyliczyć, że w przypadku stosowania opisanej metody pomiarowej błąd pomiaru jest taki sam jak przy braku jakichkolwiek fluktuacji. Następuje zatem całkowita kompensacja jego wzrostu. Inna nieco jest sytuacja w przypadku detektora kwadratowego. Stosunek obu błędów pomiarowych A dla rozkładu fluktuacji logarytmno-normalnego i różnych c^2 przedstawia rys. 3 [7]. Jako wielkości



Rys. 3. Stosunek błędów pomiarowych A

określającej energię sygnału używa się tutaj amplitudy sygnału pomiarowego. Można łatwo wyliczyć, że błąd pomiarowy jest mniejszy przy fluktuacjach sygnału i proponowanej metodzie pomiarowej niż przy pomiarach przy braku fluktuacji i niestosowaniu tej metody [7].

Dla rozpatrywanego przypadku można wykorzystać również inną metodę, polegającą na dokonywaniu pomiaru jedynie wtedy, gdy energia (moc) sygnału pomiarowego E przekroczy wartość pewnego, określonego progu E_0 [7], [8]. Wartość tego progu określa się z warunku na minimalizację błędu średniokwadratowego dla n pomiarów. W przypadku dostatecznie dużego n minimalizuje się funkcję

$$Z(E_0) = \frac{\int_{E_0}^\infty \langle (\Delta w)^2 | E_p \rangle p(E_p) dE_p}{\left[\int_{E_0}^\infty p(E_p) dE_p \right]^2}, \quad (26)$$

gdzie $p(E_p)$ — rozkład prawdopodobieństwa mocy (energii) sygnału pomiarowego.

Wzór (26) jest analogiczny do wzoru określającego błąd przy k niezależnych pomiarach

$$\langle (\Delta w)^2 \rangle_k = \frac{\langle (\Delta w)^2 \rangle_1}{k}, \quad (27)$$

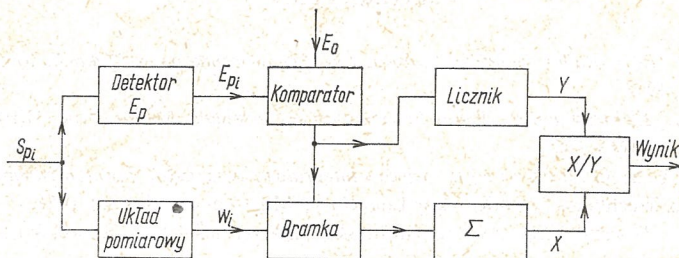
gdzie

$$\langle (\Delta w)^2 \rangle_1 = \frac{\int_{E_0}^{\infty} \langle (\Delta w)^2 | E_p \rangle p(E_p) dE_p}{\int_{E_0}^{\infty} p(E_p) dE_p} \quad (28)$$

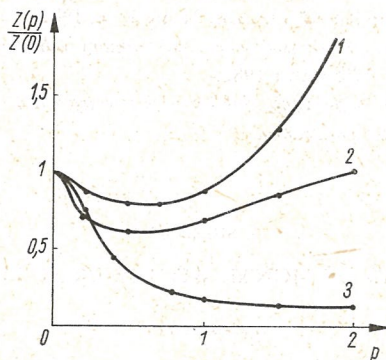
błąd pojedynczego pomiaru przy warunku, że $E_p > E_0$, zaś liczba pomiarów k jest proporcjonalna do

$$k \sim \int_{E_0}^{\infty} p(E_p) dE_p.$$

Rys. 4 przedstawia układ realizujący przytoczoną metodę pomiarową. Zależność błędu pomiarowego (26) od poziomu progowego dla kilku różnych przypadków ilustruje rys. 5. Widać, że ta metoda umożliwia jedynie częściową kompensację błędu.



Rys. 4. Układ pomiarowy w metodzie poziomu progowego



Rys. 5. Zależność błędu pomiarowego Z od poziomu progowego

1 — detektor liniowy, rozkład fluktuacji Rayleigha, $p = \frac{E_0}{a}$, 2 — detektor liniowy, rozkład logarytmno-normalny, $p = \frac{E_0}{\langle E \rangle}$, $c^2 = 1$, 3 — detektor kwadratowy, rozkład logarytmno-normalny, $p = \frac{E_0}{\langle E \rangle}$, $c^2 = 0,75$, $S/N = 10$

4. WNIOSKI

W artykule wykazano, że fluktuacje energii sygnału użytecznego powodują znaczny wzrost przypadkowych błędów pomiarowych. Przedstawiono metody pomiarowe pozwalające skompensować ten wzrost, przy czym kompensacja może być całkowita.

Poprawa osiągnięta przez stosowanie obu metod jest znacznie większa przy odbiorniku o charakterystyce kwadratowej niż liniowej. Wynika to stąd, że moc (energia) sygnału podlega wtedy większym fluktuacjom i efektywność obu metod zwiększa się.

Należy zaznaczyć, że aby obie metody były skuteczne, całkowity czas pomiaru musi być znacznie większy od czasu korelacji fluktuacji sygnału. W przeciwnym przypadku wagi g_i we wzorze (16) byłyby w przybliżeniu jednakowe i uległyby uproszczeniu, zaś w drugiej metodzie sygnał przez cały czas trwania pomiaru byłby nad lub pod poziomem progowym.

Przedstawione metody pomiarowe mogą znaleźć zastosowanie np. przy pomiarach odległości dalmierzami optoelektronicznymi, gdy w pewnych warunkach atmosferycznych moc sygnału optycznego ulega fluktuacjom. Metody te pozwalają zmniejszyć błąd nawet kilkakrotnie [7].

LITERATURA

1. M. Skolnik (Ed.), *Radar handbook*, tłum. ros. *Sprawocznik po radiolokacji*, tom 1, Moskwa, Sowietskoje Radio, 1976.
2. R. L. Fante., *Elektromagnetic Beam Propagation in Turbulent Media*, Proc. IEEE, vol. 63, nr 12, December 1975, s. 1669—92.
3. I. M. Ryzik, I. S. Gradsztejn, *Tablice integralow, sum, riadow i proizwiedienij*, Gosudarstwiennoe Izdatielstwo Tiechniko-Teoreticzeskoj Literatury, Moskwa—Leningrad 1951.
4. B. R. Lewin, *Teoreticzeskije osnovy statycznej radiotekhniki*, t. 1, Sowietskoje Radio, Moskwa 1969.
5. J. Siuzdak, G. Werner, *Wplyw fluktuacji intensywnosci promieniowania na charakterystyke fazy odbieranego sygnalu*, *Archiwum Elektrotechniki*, vol. 29, nr 4, 1980, s. 945—8.
6. J. Siuzdak, S. Czepielewski, *O pewnej metodzie zwiekszenia dokladnosci pomiaru w obecnosci fluktuacji sygnalu*, *Archiwum Elektrotechniki*, vol. 31, nr 3—4, 1982.
7. J. Siuzdak, *Wplyw turbulencji atmosferycznej na pomiary odleglosci dalomierzem optoelektronicznym*, rozprawa doktorska, PW, Warszawa 1982.
8. J. Siuzdak, *Prosta metoda zwiekszenia dokladnosci pewnej klasy pomiarow*, *Pomiary Automatyka Kontrola*, vol. 29, nr 5, maj 1983 (w druku).

J. SIUZDAK

MEASUREMENTS OF SIGNAL WITH ENERGY FLUCTUATIONS

Summary

Measurements of the following non-energetic parameters: phase, frequency, time have been presented. Energy (power) of the signal fluctuates because of properties of the measurement's channel. It has been proved that these fluctuations cause an extra increase of the measurements errors. Methods which compensate for this increase have been proposed.

J. SIUZDAK

MEASURES DES PARAMÈTRES NON-ÉNERGÉTIQUES DANS LE CAS DE FLUCTUATION DE L'ÉNERGIE DU SIGNAL ÉMIS

Résumé

On a analysé les mesures des paramètres non-énergétiques, tels que: phase, fréquence ou temps, en admettant qu'il y a des fluctuations de l'énergie (puissance) du signal émis, causées par exemple par effet de la distorsion dans le canal de jaugeage. On a montré que ces fluctuations augmentent l'erreur des mesures. On a proposé les méthodes de mesures qui compensent cette augmentation.

J. SIUZDAK

MESSUNG NICHT ENERGETISCHER GRÖßEN BEI ENERGIEFLUKTUATIONEN DES SOLL SIGNALS

Zusammenfassung

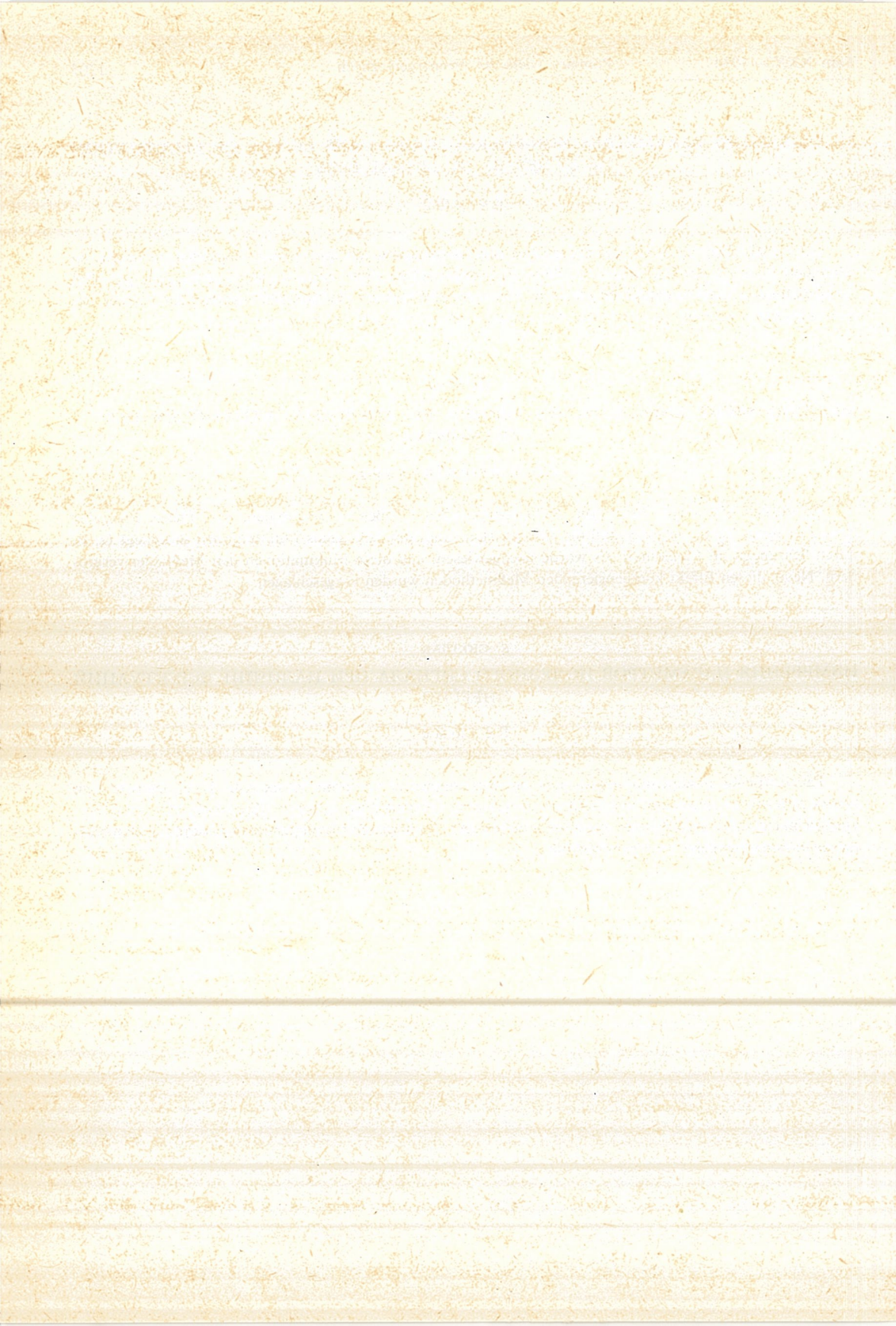
Es wurden Messungen derartiger, nicht energetischer Größen vorgenommen, wie: Phase, Frequenz bzw. Zeit unter Voraussetzung, daß die Energie (Leistung) des Sollsignals Fluktuationen unterliegt (z. B. durch Störungen im Meßkanal). Es wurde nachgewiesen, daß diese Fluktuationen den Meßfehler vergrößern. Neue, diesen Effekt kompensierenden Meßmethoden wurden vorgeschlagen.

Е. СЮЗДАК

ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ФЛУКТУАЦИЙ ЭНЕРГИИ

Резюме

Рассмотрены измерения некоторых неэнергетических величин таких как фаза, частота или время при предположении, что энергия (мощность) сигнала флуктуирует. Доказано, что эти флуктуации вызывают увеличение ошибки измерений. Предложены измерительные методы позволяющие компенсировать это увеличение.



Analiza automatycznego adaptacyjnego tłumika interferencji

ŚLAWOMIR CZEPIELEWSKI (WARSZAWA)

Otrzymano 26.1.1983

W artykule dokonano analizy pewnych aspektów korekcji interferencji międzyelementowej przy pomocy tłumika interferencji (ang. *interference canceller*). Wyprowadzono wzór na wartość błędu średniokwadratowego przy optymalnych nastawach tłumika. Przeprowadzono analizę algorytmu adaptacji minimalizującego błąd średniokwadratowy w fazie wstępnej i w stanie ustalonym. Zbadano także wpływ skwantowania współczynników nastaw tłumika na błąd średniokwadratowy. Wyprowadzone wzory zweryfikowano poprzez symulację na EMC.

1. WSTĘP

Łąca szybkiej transmisji danych tworzy się przede wszystkim w oparciu o istniejące łąca pierwotnogrupowe. Wysoki koszt łąca pierwotnogrupowego zmusza do jego efektywnego wykorzystania. W tym celu do transmisji stosuje się sygnały o odpowiedzi cząstkowej klasy 4, które w wyniku wprowadzenia kontrolowanej interferencji umożliwiają uzyskanie szybkości modulacji 2 body/1 Hz. Dalsze zwiększenie szybkości transmisji możliwe jest poprzez zwiększenie wartościowości sygnałów. W celu efektywnego wykorzystania pasma do modulacji używa się jednowstęgową modulację amplitudy *SSB AM*.

Podstawową przyczyną zniekształceń wprowadzanych przez łąca pierwotnogrupowe jest obecność filtrów transferowych o zbliżonej do parabolicznej charakterystyce opóźności grupowej [1]. W rezultacie tych zniekształceń powstaje interferencja międzysymbolowa, która powoduje zamknięcie tzw. „oczka odbiorczego” (ang. *eye pattern*) [9]. W celu prawidłowego odbioru konieczne staje się zastosowanie odpowiednich korektorów.

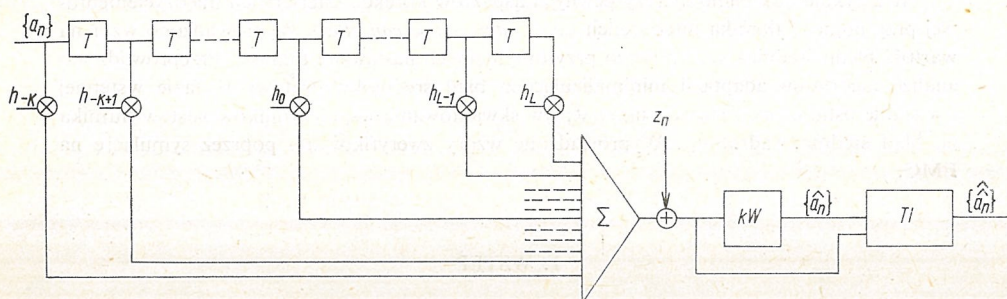
W klasie układów liniowych korektorem optymalnym jest nieskończony filtr transwersalny poprzedzony filtrem dopasowanym [9]. Zagadnieniu temu poświęcona jest bogata literatura [2, 4, 9]. W pracach [4, 11] wykazano, że korektor optymalny można zrealizować w postaci kaskadowego połączenia filtra dopasowanego i tłumika interferencji o nieskończonej długości.

W artykule zbadano zachowanie się tłumika w praktycznym przypadku, gdy jego długość jest skończona. W rozdziale 2 przedstawiono założenia wstępne oraz omówiono model systemu transmisyjnego. W rozdziale 3.1 wyprowadzono wzór pozwalający ocenić wpływ skończonej długości tłumika na wzrost błędu średniokwadratowego przy optymalnych nastawach tłumika. W rozdziale 4.1 zbadano zagadnienie doboru optymalnej wartości współczynnika kroku w fazie wstępnej adaptacji, natomiast w rozdziale 4.2 przedstawiono wpływ skończonej wartości współczynnika kroku na błąd średniokwadratowy w stanie ustalonym. Cyfrowa implementacja tłumika interferencji wymaga zasto-

sowania całkowitoliczbowych współczynników nastaw. Rozdział 5 zawiera ocenę wpływu skwantowania nastaw na błąd średniokwadratowy. W rozdziale 6 przedstawiono wynik symulacji na EMC.

2. MODEL KANAŁU

Na rys. 1 przedstawiono model kanału ziarnistego z modulacją wysokości impulsów PAM. Składa się on z dyskretnego modelu kanału oraz z odbiornika. Na wejściu kanału ziarnistego pojawiają się wzajemnie niezależne dane a_n o amplitudach $+1$ i -1 , które



Rys. 1. Model kanału ziarnistego z modulacją wysokości impulsów i korekcją zniekształceń interferencyjnych

przyjmują z jednakowym prawdopodobieństwem 0,5. W przypadku transmisji z kontrolowaną interferencją dane te są wstępnie kodowane w taki sposób, aby zapobiec propagacji błędu w układzie odbiornika [8]. Kodowanie to nie wpływa jednak za zmianę losowych własności sekwencji danych nadawanych [12].

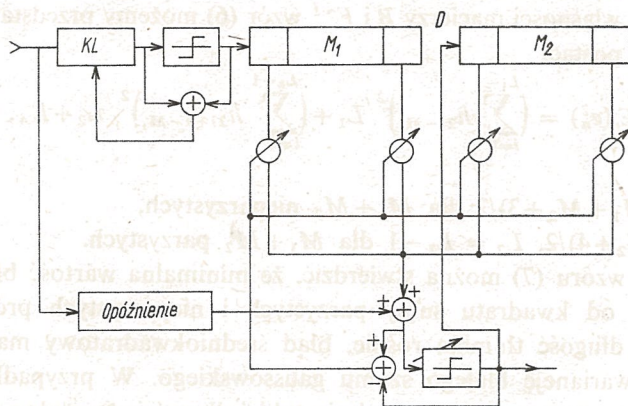
Dyskretny model kanału jest nierekursywnym filtrem cyfrowym, w którym opóźnienie jednostkowe linii opóźniającej równe jest odstępowi jednostkowemu modulacji, a wartości mnożników równe są odpowiednim próbkom odpowiedzi impulsowej kaskadowo połączonych filtrów: nadawczego i odbiorczego oraz kanału. W celu praktycznego przeprowadzenia symulacji zakłada się, że próbki odpowiedzi impulsowej poza zbiorem $(h_{-K} \dots h_0 \dots h_L)$ przyjmują wartości zerowe. Przedmiotem analizy w niniejszym artykule jest układ odbiornika w postaci kaskadowo połączonego korektora wstępnego KW i tłumika interferencji TI. Zadaniem korektora wstępnego jest wstępna estymacja danych odebranych. W oparciu o wyniki tej estymacji tłumik umożliwia zmniejszenie interferencji międzysymbolowej i podjęcie decyzji z mniejszym prawdopodobieństwem błędu.

W dalszej analizie zakłada się, że decyzje korektora wstępnego są bezbłędne, a podstawowym kryterium oceny wpływu tłumika interferencji będą zmiany błędu średniokwadratowego.

3. MINIMUM BŁĘDU ŚREDNIOKWADRATOWEGO

Na rys. 2 przedstawiono schemat ideowy tłumika interferencji. Składa się on z dwóch filtrów transwersalnych wnoszących opóźnienia odpowiednio o M_1 i M_2 odstępów jednost-

kowych modulacji. Na wejściu pierwszego filtra transversalnego pojawiają się dane g_n będące decyzjami korektora wstępnego. W przypadku sygnału o odpowiedzi czastkowej klasy czwartej, ze względu na kodujące własności kanału transmisyjnego, $g_{n-i} = a_{n-i} - a_{n-i-2}$. Sygnały otrzymane na wyjściu obu filtrów transversalnych są dodawane do odpowiednio opóźnionego sygnału odebranego. Na podstawie otrzymanej różnicy w ukła-



Rys. 2. Schemat ideowy tłumika interferencji

dzie decyzyjnym o zmiennym progu decyzji $d_0/2$ podejmowana jest decyzja ostateczna, podawana na wejście drugiego filtra transversalnego pracującego w układzie ze sprzężeniem zwrotnym. Błąd średniokwadratowy na wyjściu tłumika wyraża się wzorem [Dodatek A]

$$E_r(e_n^2) = (H + BD)^T(H + BD) + E_A. \quad (1)$$

Po wymnożeniu wyrażen w nawiasach otrzymujemy

$$E_r(e_n^2) = H^T H + D^T B^T H + H^T B D + D^T F D + E_A. \quad (2)$$

Błąd średniokwadratowy jest wypukłą funkcją kwadratową każdego ze współczynników nastaw tłumika d_i , wobec tego warunkiem koniecznym i dostatecznym istnienia minimum błędu średniokwadratowego jest zerowanie się gradientu $\partial E(e_n^2)/\partial D$

$$\frac{\partial E(e_n^2)}{\partial D} = \begin{bmatrix} \frac{\partial E(e_n^2)}{\partial d_{M2}} \\ \vdots \\ \frac{\partial E(e_n^2)}{\partial d_{-M1}} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

W oparciu o wzór (2) otrzymujemy

$$\frac{\partial E_r(e_n^2)}{\partial D} = 2FD + 2B^T H. \quad (4)$$

Wektor D , dla którego gradient osiąga wartość zero, oznaczmy D_{opt} . Na podstawie (4) otrzymujemy

$$D_{opt} = -F^{-1}B^T H. \quad (5)$$

Podstawiając w wyrażeniu (2) w miejsce D , D_{opt} otrzymujemy wyrażenie na wartość błędu średniokwadratowego przy współczynnikach nastaw przyjmujących wartości optymalne

$$\begin{aligned} E_r(e_n^2) &= H^T H + D_{opt}^T B^T H + H^T B D_{opt} + D_{opt}^T F D_{opt} + E_A = \\ &= H^T (I - B F^{-1} B^T) H + E_A, \end{aligned} \quad (6)$$

gdzie I — macierz jednostkowa.

Wykorzystując własności macierzy B i F^{-1} wzór (6) możemy przedstawić w przypadku sygnału PRS-4 w postaci

$$E_r(e_n^2) = \left(\sum_{i=0}^{L_1-1} h_{2i-M_1} \right)^2 / L_1 + \left(\sum_{i=0}^{L_2-1} h_{2i+1-M_1} \right)^2 / L_2 + E_A, \quad (7)$$

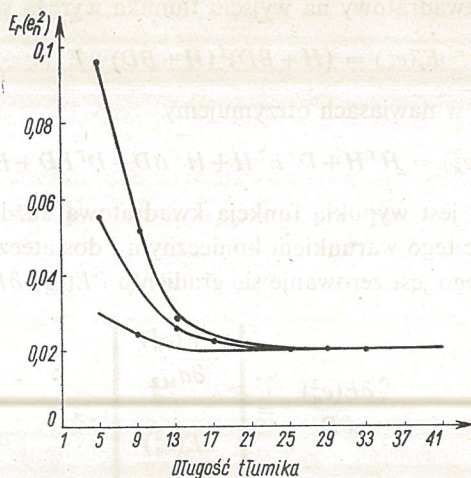
gdzie:

$L_1 = L_2 = (M_1 + M_2 + 3)/2$ dla $M_1 + M_2$ nieparzystych,

$L_1 = (M_1 + M_2 + 4)/2$, $L_2 = L_1 - 1$ dla $M_1 + M_2$ parzystych.

Na podstawie wzoru (7) można stwierdzić, że minimalna wartość błędu średniokwadratowego zależy od kwadratu sumy parzystych i nieparzystych próbek odpowiedzi impulsowej. Gdy długość tłumika rośnie, błąd średniokwadratowy maleje do wartości określonej przez wariancję białego szumu gaussowskiego. W przypadku braku szumu błąd maleje do zera, przy czym po osiągnięciu takiej długości, że można przyjąć założenie $E_A \approx 0$, dalsze wydłużenie tłumika sprawia, że błąd zmniejsza się odwrotnie proporcjonalnie do długości tłumika.

Na rys. 3 przedstawiono zależność rezydualnego błędu średniokwadratowego od liczby współczynników tłumika dla kanału z 1, 2 i 3 filtrami transferowymi, przy czym stosunek



Rys. 3. Błąd średniokwadratowy w funkcji długości tłumika interferencji przy optymalnych nastawach tłumika dla 1, 2, 3 filtrów transferowych

mocy sygnału do szumu wynosi 20 dB. Na podstawie rys. 3 można stwierdzić, że w przypadku stosunku sygnał/szum 20 dB stosowanie tłumika o dużej liczbie współczynników tylko w bardzo nikłym stopniu zmniejsza rezydualny błąd średniokwadratowy; w takim wypadku celowe jest zastosowanie filtru dopasowanego [4], co jednak znacznie komplikuje strukturę układu korekcyjnego.

4. ANALIZA ALGORYTMU ADAPTACJI

4.1. Dynamiczna analiza algorytmu adaptacji

W chwili inicjacji transmisji danych, bądź w przypadku zmiany charakterystyk łącza, wektor D_{opt} nie jest znany w odbiorniku. Wyznaczenie go w opraciu o zależność (5) jest trudne z punktu widzenia realizacji, gdyż wymaga mnożenia macierzy. Dlatego też w praktyce posługujemy się metodami gradientowymi poszukiwania wektora D_{opt} . Metoda gradientowa polega na tym, że w każdym kroku iteracji od wektora D^n odejmowany jest iloczyn współczynnika β i wektora gradientu błędu średniokwadratowego $\partial E(e_n^2)/\partial D$. Ponieważ wartość gradientu błędu średniokwadratowego nie jest na ogół znana w odbiorniku, w praktyce estymuje się ją iloczynem chwilowej wartości błędu e_n na wyjściu tłumika i aktualnej wartości wektora G decyzji korektora wstępnego przechowywanych w n -tym momencie w linii opóźniającej tłumika. Otrzymujemy w ten sposób stochastyczny algorytm gradientowy określony wzorem

$$D^{n+1} = D^n - \beta e_n G. \quad (8)$$

Istotną sprawą jest dobór współczynnika kroku β , gdyż od niego zależy stabilność algorytmu oraz szybkość zbieżności. Ponieważ zależność redukowalnej części błędu średniokwadratowego w $n+1$ -szym i w n -tym kroku iteracji powiązana jest nierównością [Dodatek B]

$$E^{n+1} \leq E_n(1 - 2\beta E(a^2)\bar{\lambda} + \beta^2 Sp(BB^T BB^T) E^2(a^2)) + \beta^2 Sp(BB^T BB^T) E^2(a^2) E_{opt}, \quad (9)$$

to warunkiem zmniejszania się wartości błędu średniokwadratowego w każdym kroku iteracji jest spełnienie nierówności

$$1 - 2\beta E(a^2)\bar{\lambda} + \beta^2 Sp(BB^T BB^T) E^2(a^2) < 1. \quad (10)$$

Stąd otrzymujemy, że stochastyczny algorytm adaptacji będzie stabilny, gdy współczynnik kroku β będzie mniejszy lub równy β_{max} , gdzie:

$$\beta_{max} = 2\bar{\lambda} / (Sp(BB^T BB^T) E(a^2)). \quad (11)$$

Nierówność (9) pozwala także wyznaczyć optymalną wartość współczynnika kroku β_{opt} , która gwarantuje najszybszą zbieżność. Traktując E^{n+1} jako funkcję β , różniczkując nierówność (9) względem β i znajdując wartość β , dla której pochodna zeruje się, otrzymujemy

$$\beta_{opt} = 2\bar{\lambda} E^n / ((E^n + E_{opt}) Sp(BB^T BB^T) E(a^2)) = \beta_{max} E^n / (2(E^n + E_{opt})); \quad (12)$$

gdy wektor D^n jest odległy od D_{opt} , to $E^n \gg E_{opt}$. Stąd na podstawie (12) otrzymujemy, że w początkowej fazie adaptacji optymalna wartość współczynnika kroku β jest równa połowie wartości maksymalnej. W miarę zbliżania się wektora D^n do D_{opt} zgodnie z regułą aproksymacji stochastycznej wartość współczynnika kroku powinna zmniejszać się aż do wartości zerowej.

4.2. Statyczna analiza algorytmu adaptacji

W praktyce minimalna wartość współczynnika kroku β jest różna od zera. Wynika to z tego, że tłumik powinien zachować zdolność stałej adaptacji do powolnych zmian

charakterystyk kanału. Różna od zera wartość współczynnika kroku β wpływa na to, że redukowalna część błędu średniokwadratowego E^n przyjmuje w stanie ustalonym wartość większą od zera. Wprowadzając oznaczenie $S = E^n/E_{opt}$ można wyrazić błąd średniokwadratowy w stanie ustalonym w postaci wzoru

$$E^\infty = E(a^2)(1+S)E_{opt}. \quad (13)$$

Przyrównując obie strony nierówności (9) do siebie oraz zakładając, że w stanie ustalonym $E^{n+1} = E^n$, otrzymujemy

$$\beta = 2\lambda E^n / ((E^n + E_{opt})SP(BB^T BB^T)E(a^2)). \quad (14)$$

W oparciu o równanie (14) po prostych przekształceniach można otrzymać wyrażenie obrazujące zależność współczynnika wzrostu błędu średniokwadratowego S od stosunku β/β_{max}

$$S = \beta/\beta_{max} / (1 - \beta/\beta_{max}). \quad (15)$$

Współczynnik S jest malejącą funkcją β i osiąga minimum dla $\beta = 0$. Dla wartości $\beta \ll \beta_{max}$ współczynnik S równy jest w przybliżeniu ilorazowi β i β_{max} .

5. WPŁYW SKWANTOWANIA WSPÓŁCZYNNIKÓW NASTAW TŁUMIKA

Jak wynika z rozważań przedstawionych w poprzednim rozdziale, możemy osiągnąć wartość błędu średniokwadratowego dowolnie bliską wartości optymalnej, gdy w kolejnych krokach iteracji wartość współczynnika kroku β maleje do zera. W tłumiku o skwantowanych współczynnikach nastaw korekcja będzie następować do momentu, gdy iloczyn współczynnika kroku β i estymaty gradientu będzie większy niż połowa odległości między poziomami kwantowania nastaw tłumika u

$$|\beta g_n e_n| \geq 0,5u. \quad (16)$$

Zakładając, że długość słowa nastawy wraz z bitem znaku wynosi R bitów oraz że wartości nastaw zawarte są w przedziale $(-\alpha, \alpha)$ otrzymujemy

$$|\beta g_n e_n| \geq 2^{-R}\alpha. \quad (17)$$

Lewą stronę nierówności (17) możemy aproksymować zastępując aktualne wartości zmiennych losowych ich wartościami maksymalnymi, które przyjmujemy za równe iloczynowi $\sqrt{2}$ i pierwiastków kwadratowych z wartości średniokwadratowych: decyzji korektora wstępnego g_n i błędu chwilowego na wyjściu tłumika e_n [6]. Otrzymujemy wtedy wyrażenie

$$\sqrt{2} \beta \sqrt{E(g_n^2)} \sqrt{E(e_n^2)} \geq 2^{-R}\alpha. \quad (18)$$

Ponieważ analizujemy stan ustalony, to podstawiamy wartość współczynnika kroku β z wzoru (14) i dostajemy

$$2\sqrt{2} \lambda \sqrt{E(g_n^2)} \sqrt{E(e_n^2)} E^n / (Sp(BB^T BB^T)E(a^2)(E^n + E_{opt})) \geq 2^{-R}\alpha. \quad (19)$$

Podstawiając do nierówności (19) współczynnik S otrzymujemy

$$2\sqrt{2} \lambda \sqrt{E(g_n^2)} \sqrt{E_{opt}} S / (Sp(BB^T BB^T) \sqrt{E(a^2)} \sqrt{1+S}) \geq 2^{-R}\alpha. \quad (20)$$

Po prostych przekształceniach z nierówności (20) można otrzymać dwie ważne zależności

$$R \geq \log_2 \left((\alpha Sp(BB^T BB^T) \sqrt{E(a^2)(1+S)}) / (2 \sqrt{2} \lambda \sqrt{E(g_n^2)} \sqrt{E_{opt}} S) \right) \quad (21)$$

oraz

$$S \geq \gamma (1 + \sqrt{1 + 4/\gamma}) / 2, \quad (22)$$

gdzie $\sqrt{\gamma} = 2^{-R} \alpha Sp(BB^T BB^T) \sqrt{E(a^2)} / (2 \sqrt{2} \lambda \sqrt{E(g_n^2)} \sqrt{E_{opt}})$.

Nierówność (21) pozwala wyznaczyć minimalną długość słowa współczynnika nastawy, gdy określony jest tolerowany zakres wartości współczynnika S . Nierówność (22) pozwala natomiast ocenić wpływ skwantowania współczynników nastaw na wzrost minimalnej wartości błędu średniokwadratowego. W oparciu o nierówność (22) można wyznaczyć wpływ długości tłumika na współczynnik S przy stałej długości słowa współczynnika nastawy R . W rozdziale 3 stwierdzono, że E_{opt} odpowiednio długiego tłumika maleje proporcjonalnie do $1/N$. Ponieważ wartość $Sp(BB^T BB^T)$ jest proporcjonalna do N [Dodatek B], wartość współczynnika S tłumika o krótkim słowie nastawy (tzn. $\gamma \gg 1$) rośnie co najmniej proporcjonalnie do N^3 . Fakt ten należy w szczególności uwzględnić przy projektowaniu tłumika o krótkim słowie współczynników nastaw i dużej długości.

6. SYMULACJA CYFROWA

W celu weryfikacji otrzymanych wzorów przeprowadzono symulację na EMC. W trakcie symulacji badano zachowanie się tłumika interferencji w przypadku, gdy przez łącze pierwotnogrupowe transmitowany jest sygnał o odpowiedzi cząstkowej klasy 4. Zakładamy, że proces modulacji, demodulacji i synchronizacji jest idealny i nie podlega losowym fluktuacjom. W trakcie symulacji posłużono się wynikami pomiarów charakterystyk krajowych filtrów transferowych i łączy pierwotnogrupowych zamieszczonych w [7].

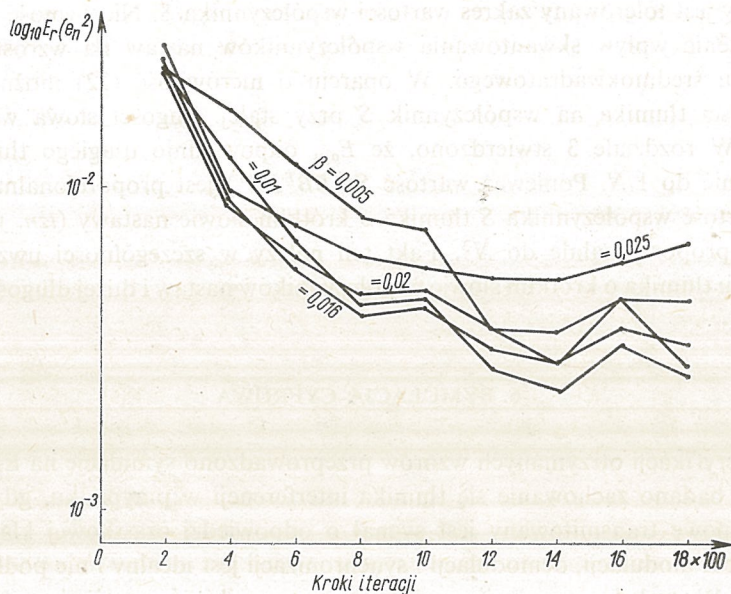
Tłumik interferencji w symulowanym układzie liczył 20 odczepów, tzn. $M_1 = M_2 = 10$. W oparciu o wzory (11) i (12) można stwierdzić, że w analizowanym przypadku zakres stabilności algorytmu wyznacza współczynnik kroku $\beta_{max} = 0,032$, a wartość $\beta_{opt} = 0,016$. W trakcie symulacji badano zmienność błędu średniokwadratowego w funkcji liczby kroków iteracji dla różnych wartości współczynnika kroku β . Wyniki symulacji przedstawiono na rys. 4. Zgodnie z przewidywaniami błąd średniokwadratowy maleje najszybciej dla $\beta = 0,016$ i tłumik osiąga stan ustalony po 1200 krokach adaptacji. Następnie wartość błędu oscyluje wokół wartości wyznaczonej wzorem (13). Tylko dla wartości kroku $\beta = 0,005$ tłumik nie osiąga stanu ustalonego po 1800 krokach iteracji. Wartość błędu średniokwadratowego w stanie ustalonym jest zgodnie z wzorem (15) rosnącą funkcją β .

Zbadano także poprzez symulację zachowanie się tłumika interferencji w przypadku ograniczonej długości słowa współczynników nastaw tłumika. Symulowano tłumik o długości słowa nastawy (wraz z bitem znaku) 6, 8, 10, 12, 14 i 16 bitów. Przyjęto współczynnik kroku $\beta = 0,5 \beta_{MAX}$, który zgodnie z wzorem (15) powoduje dwukrotny wzrost błędu średniokwadratowego. Na podstawie wzoru (21) można obliczyć, że dla $S = 1$ $R \geq 10$

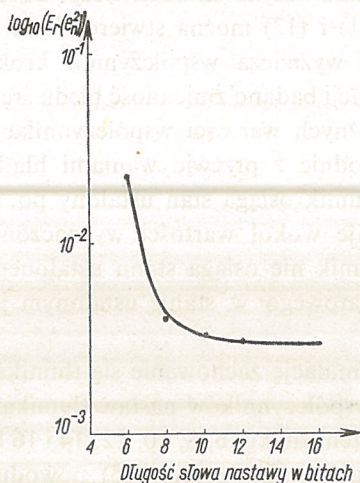
bitów. Wyniki symulacji przedstawiono na rys. 5. Posłużono się estymatą błędu średniokwadratowego wyznaczoną wzorem

$$E(e_n^2) = 10^{-4} \sum_{i=1}^{10^4} e_i^2. \quad (23)$$

W trakcie symulacji błąd średniokwadratowy na wyjściu tłumika ze współczynnikami nastaw o długości słowa $R \geq 10$ malał do wartości wyznaczonej wzorem (21), a następnie oscylował wokół niej. Gdy $R < 10$, minimalny błąd średniokwadratowy osiągał wartości znacznie większe; aby go zmniejszyć należało zwiększyć wartość współczynnika kroku β .



Rys. 4. Błąd średniokwadratowy w funkcji ilości kroków adaptacji dla różnych współczynników kroku



Rys. 5. Zależność błędu średniokwadratowego od długości słowa nastawy dla $\beta = 0,5\beta_{max}$

Dodatek A

Wartość błędu na wyjściu tłumika interferencji w chwili czasu n wynosi

$$e_n = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{n-i} h_i + \sum_{i=-M_1}^{M_2} g_{n-i} d_i + z_n, \quad (A1)$$

gdzie:

a_n — ciąg danych nadawanych,

h_i — próbki odpowiedzi impulsowej,

g_i — ciąg decyzji korektora wstępnego,

d_i — współczynniki nastaw tłumika,

z_n — próbka białego szumu gaussowskiego o wariancji σ .

W celu uproszczenia zapisu wprowadzamy następujące macierze:

H — wektor próbek odpowiedzi impulsowej o długości $M_1 + M_2 + L + 1$,

D — wektor współczynników nastaw tłumika o długości $M_1 + M_2 + 1$,

A — wektor danych nadawanych a_n o długości $M_1 + M_2 + L + 1$,

B^T — macierz korelująca; gdy transmitowany jest sygnał bez kontrolowanej interferencji,

B^T jest kwadratową macierzą jednostkową o wymiarach $(M_1 + M_2 + 1) \times (M_1 + M_2 + 1)$; w przypadku sygnału PRS-4 jest to macierz o wymiarach $(M_1 + M_2 + 1) \times (M_1 + M_2 + 3)$, której wszystkie elementy b_{ij} są równe zero, poza $b_{i,i} = +1$ i $b_{i,i+2} = -1$, $1 \leq i \leq M_1 + M_2 + 1$;

G — wektor decyzji korektora wstępnego $G = B^T A$,

gdzie:

L — zasięg korelacji (dla sygnału PRS-4 $L = 2$),

$$H = \begin{bmatrix} h_{M_2+L} \\ \vdots \\ h_{-M_1} \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} d_{M_2} \\ \vdots \\ d_{-M_1} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} a_{n-M_2-L} \\ \vdots \\ a_n \\ \vdots \\ a_{n+M_1} \end{bmatrix}, \quad B^T = \begin{bmatrix} +1 & 0 & -1 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ & & \ddots & 0 & \ddots \\ 0 & & & +1 & 0 & -1 \end{bmatrix}.$$

Wyrażenie (A1) można przedstawić w następującej postaci

$$e_n = (H + BD)^T A + \sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} a_{n-i} h_i + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} a_{n-i} h_i + z_n. \quad (A2)$$

Błąd średniokwadratowy w n -tej chwili czasu wynosi

$$E(e_n^2) = E \left((H + BD)^T A + \sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} a_{n-i} h_i + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} a_{n-i} h_i + z_n \right)^2, \quad (A3)$$

gdzie $E(\cdot)$ oznacza wartość średnią na zbiorze wszystkich a_n .

Korzystając z założenia o nieskorelowaniu danych a_n , rozwijając wyrażenie w nawiasach i przeprowadzając uśrednianie otrzymujemy

$$E(e_n^2) = ((H + BD)^T (H + BD) + E_A) E(a^2), \quad (A4)$$

dzie E_A oznacza część nieredukowanej wartości błędu średniokwadratowego wynikającą ze skończonej długości tłumika interferencji oraz z obecności białego szumu gaussowskiego

$$E_A = \sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} h_i^2 + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} h_i^2 + \sigma^2. \quad (A5)$$

W celu uproszczenia zapisu wprowadzamy znormalizowaną wartość błędu średniokwadratowego $E_r(e_n^2)$

$$E_r(e_n^2) = (H+BD)^T(H+BD) + E_A. \quad (A6)$$

Oznaczając minimalną wartość $E_r(e_n^2)$ przez E_{opt} możemy przedstawić (A6) w postaci

$$E_r(e_n^2) = E_{opt} + E^n, \quad (A7)$$

gdzie E^n — redukowalna część błędu średniokwadratowego.

Dodatek B

W chwili czasu n dokonywana jest adaptacja współczynników nastaw zgodnie z wzorem (8)

$$D^{n+1} = D^n - \beta B^T A \left(A^T(H+BD) + \sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} a_{n-i} h_i + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} a_{n-i} h_i + z_n \right). \quad (B1)$$

Podstawiając uaktualnione wartości współczynników nastaw do wyrażenia (A3) otrzymujemy wzór na wartość błędu średniokwadratowego w chwili czasu $n+1$

$$E(e_{n+1}^2) = E \left(\left((H+BD)^T A - \beta (H+BD)^T A A^T B B^T - \beta A^T B B^T \left(\sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} a_{n-i} h_i + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} a_{n-i} h_i + z_n \right) \right) A + \sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} a_{n-i} h_i + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} a_{n-i} h_i + z_n \right)^2 \right). \quad (B2)$$

Korzystając z założenia o nieskorelowaniu danych a_n , rozwijając wyrażenie w nawiasach i przeprowadzając uśrednianie otrzymujemy

$$E(e_{n+1}^2) = E(a^2) \left((H+BD)^T(H+BD) + E_A - 2\beta (H+BD)^T B B^T (H+BD) E(a^2) + \beta^2 E \left(\left((H+BD) A + \sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} a_{n-i} h_i + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} a_{n-i} h_i + z_n \right) A^T B B^T \right)^2 \right). \quad (B3)$$

Oszacujemy trzeci wyraz

$$(H+BD)^T B B^T (H+BD) = H^T B B^T H + D^T F B^T H + H^T B F D + D^T F^2 D, \quad (B4)$$

gdzie $F = B^T B$.

Każdy iloczyn z sumy po prawej stronie znaku równości (B4) można oszacować w następujący sposób [6]:

$$D^T F B^T H \cong \bar{\lambda} D^T B^T H, \quad (B5)$$

$$D^T F^2 D \cong \bar{\lambda} D^T B^T B D, \quad (B6)$$

$$H^T B F D \approx \bar{\lambda} H^T B D, \quad (B7)$$

$$H^T B B^T H = H^T B F^{-1} F, \quad B^T H \approx \bar{\lambda} H^T B F^{-1} B^T H, \quad (B8)$$

gdzie $\lambda = 1/N \sum_{i=1}^N \lambda_i$: λ_i jest i -tą wartością własną macierzy F o wymiarach $N \times N$.

Stąd otrzymujemy

$$(H + BD)^T B B^T (H + BD) = \bar{\lambda} ((H + BD)^T (H + BD) - H^T (I - B F^{-1} B^T) H) = \bar{\lambda} E^n. \quad (B9)$$

Oszacujemy ostatni wyraz wyrażenia (B3)

$$E \left(\left((H + BD)^T A + \sum_{i=-\infty}^{-M_1-1} a_{n-i} h_i + \sum_{i=M_2+L+1}^{\infty} a_{n-i} h_i + z_n \right) A^T B B^T \right)^2 \leq Sp(B B^T B B^T) E_r(e_n^2), \quad (B10)$$

gdzie $Sp(B B^T B B^T)$ — ślad macierzy $B B^T B B^T$.

Podstawiając do (B3) wyrażenia (A4), (B9), (B10) oraz korzystając z (A6) i (A7) otrzymujemy ostateczny wynik

$$E^{n+1} \leq E^n ((1 - 2\beta \bar{\lambda} E(a^2) + \beta^2 Sp(B B^T B B^T) E^2(a^2)) + \beta^2 Sp(B B^T B B^T) E^2(a^2) E_{opt}). \quad (B11)$$

Można wykazać [2], że dla sygnałów o odpowiedzi cząstkowej klasy 4 $\bar{\lambda} = 2$ oraz $Sp(B B^T B B^T) = (M_1 + M_2 + 1) \times 6 - 4$.

LITERATURA

1. Z. Baran, *Problemy transmisji danych*, WKiŁ, Warszawa 1979.
2. R. W. Chang, *A New Equalizer Structure for Fast Start-Up Digital Communication*, The Bell System Technical Journal, July-August 1971.
3. A. Gersho, *Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels for Data Transmission*, The Bell System Technical Journal, January 1969.
4. A. Gersho, T. L. Lim, *Adaptive Cancellation of Intersymbol Interference for Data Transmission*, The Bell System Technical Journal, November 1981.
5. R. D. Gitlin in., *On the Design of Gradient Algorithms for Digitally Implemented Adaptive Filters*, IEEE Trans. Circuit Theory, No 2, March 1973.
6. R. D. Gitlin, S. B. Weinstein, *On the Required Tap-Weight Precision for Digitally Implemented Adaptive Mean-Squared Equalizers*, The Bell System Technical Journal, February 1979.
7. M. Stando, *Opracowanie i wykonanie programu badań modemu 48/72 bit/s na realnych przesłach pierwotnogrupowych*, Praca dyplomowa w Inst. Telekomunikacji P. W., 1981.
8. E. R. Kretzmer, *Generalization of a Technique for Binary Data Communication*, IEEE Trans. on Com. Technology, February 1966.
9. R. W. Lucky i in., *Principles of Data Communication*, Mc Graw-Hill, New York 1968.

10. R. W. Lucky, *Automatic Equalization for Digital Communication*, The Bell System Technical Journal, April 1965.
11. M. S. Mueller, J. Salz, *A Unified Theory of Data Aided Equalization*, The Bell System Technical Journal, November 1981.
12. B. M. Smith, *The Mean Square Error of SSBAM Class 4 Partial Response Data Signals Distorted By Parabolic Group Delay*, IEEE Trans. on Com., November 1976.

S. CZEPIELEWSKI

THE ANALYSIS OF AUTOMATIC ADAPTIVE INTERFERENCE CANCELLER

Summary

We study in this paper equalization by interference cancellation. The relation for M.M.S.E. in the case of optimal taps coefficients has been obtained. M.M.S.E. adaptation algorithm has been analyzed in the early stages of convergence and in the steady-state. The influence of taps quantization is also examined. The presented relations are verified in the simulation on digital computer.

S. CZEPIELEWSKI

ANALYSE D'UN AUTOMATIQUE ET ADAPTIF SUPPRESSEUR
D'INTERFÉRENCE INTERSYMBOLIQUE

Résumé

L'article présente l'analyse de l'égalisation à l'aide d'un supprimeur. On a déduit l'expression de la valeur de MSE dans le cas des gains optimisés. On a analysé l'algorithme d'adaptation qui minimise la moyenne quadratique de l'erreur dans la phase initiale et dans la phase normale. On a examiné aussi l'influence de la quantisation des gains sur MSE . Les expressions déduites ont été vérifiées par simulation sur un ordinateur.

S. CZEPIELEWSKI

ANALYSE EINES AUTOMATISCHEN ADAPTIVEN INTERFERENZDÄMPFERS

Zusammenfassung

Wir analysieren in diesem Bericht die Entzerrung mit Hilfe eines Interferenzdämpfers. Eine Gleichung für MQF im Falle der optimalen Einstellung von Koeffizienten wurde angegeben. Der MQF -Algorithmus am Beginn und an der Endstellung wurde untersucht. Es wurde auch der Einfluß der Quantisierung der Koeffizienten des Transversalfilters auf den MQF analysiert. Die gewonnenen Gleichungen wurden mittels Simulation mit Hilfe einer Datenverarbeitungsanlage geprüft.

С. ЧЕПЕЛЕВСКИ

АНАЛИЗ АВТОМАТИЧЕСКОГО АДАПТИВНОГО ПОГЛОЩАТЕЛЯ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ
ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

Резюме

Рассматривается коррекция межсимвольных искажений. Получены соотношения для минимальной среднеквадратичной ошибки в случае оптимальной настройки поглотителя. Проведен анализ алгоритма адаптации минимизирующего среднеквадратичную ошибку для начальной настройки поглотителя и для рабочего режима. Рассмотрено влияние эффектов квантизации параметров поглотителя. Представленные соотношения проверены моделированием на ЭВМ.

НАЦИОНАЛЬНО-РЕВОЛЮЦИОННО-ДЕМОКРАТИЧЕСКАЯ РАБОТА
НА ТЕРРИТОРИИ

Вопросы национальной революции и демократической работы на территории являются одними из основных в деятельности нашей партии. В настоящее время национальная революция в нашей стране находится в стадии подъема. Это связано с тем, что в настоящее время в нашей стране наблюдается острый кризис империализма, который приводит к тому, что национальная революция в нашей стране приобретает все большее значение. В настоящее время национальная революция в нашей стране является одним из основных направлений нашей работы.

Analiza numeryczna układów selektywnych z zastosowaniem szeregów Volterry

ANDRZEJ E. SOWA (WROCŁAW), JERZY S. WITKOWSKI (WROCŁAW)

Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

Otrzymano 14.1.1983

W artykule przedstawiono możliwości zastosowania programu WIVO, opartego na metodzie szeregów Volterry, do analizy selektywnych układów wielootworowych. Opisano przykłady analizy wzmacniacza selektywnego w.c.z. i mieszacza odbiornika radiowego. Przedstawiono weryfikację pomiarową wyników obliczeń.

1. WSTĘP

Szeregi Volterry okazały się przydatnym narzędziem do analizy pewnej klasy analogowych układów elektronicznych [1, 2, 3, 5]. Zalety wynikające z ich zastosowania do opisu układów spowodowały m.in. opracowanie specjalnych programów komputerowych [2, 5, 8] pozwalających na analizę złożonych sieci. Jedną z zalet metody szeregów Volterry jest możliwość obliczania odpowiedzi układu nieliniowego w dziedzinie częstotliwości, co pozwala na bezpośrednią interpretację wyników oraz wiąże się z bardziej rozpowszechnionymi i łatwiejszymi do stosowania metodami pomiarowymi.

Metoda ta wydaje się być szczególnie przydatna w zastosowaniu do selektywnych układów wejściowych w.c.z. odbiorników radiowych. W artykule pokazano przydatność szeregów Volterry do analizy takich właśnie układów.

2. ZALEŻNOŚCI PODSTAWOWE

Za podstawę nieliniowej analizy układów elektronicznych przyjęto twierdzenie Volterry [6], które mówi, że każdy ciągły, analityczny funkcjonal $G(x(t), t \in \langle a, b \rangle)$ określony na funkcjach ciągłych $x(t)$ można przedstawić w postaci szeregu

$$G(x) = \sum_{n=0}^{\infty} G^{(n)}(x), \quad (1)$$

gdzie $G^{(n)}(x(t), x \in \langle a, b \rangle)$ jest jednorodnym i regularnym funkcjonalem rzędu n o postaci

$$G^{(n)}(x) = \int_{R^n \langle a, b \rangle} g^{(n)}(t, \xi_1, \dots, \xi_n) x(\xi_1) \dots x(\xi_n) d\xi_{v_n}, \quad (2)$$

gdzie $g^{(n)}(\cdot)$ jest symetryczną funkcją $\xi_1, \dots, \xi_n$ i jest zwane jądrem Volterry rzędu n .

Założywszy, że odpowiedź układu nieliniowego $y(t)$ jest analitycznym funkcyjonałem pobudzenia $x(t)$, można napisać (dla układu stacjonarnego i nieautonomicznego)

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{R^n} h_n^{(n)}(\tau_1, \dots, \tau_n) x(t-\tau_1) \dots x(t-\tau_n) d\tau_{v_n}, \quad (3)$$

gdzie $h_n^{(n)}(\cdot)$ jest jądrem Volterry rzędu n i jest nazywane wielowymiarową odpowiedzią impulsową układu rzędu n [2, 3].

Wzór (3) można [1, 2, 3], stosując transformatę Fouriera, zapisać w dziedzinie częstotliwości

$$Y(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{R^n} H_n^{(n)}(f_1, \dots, f_n) x(f_1) \dots x(f_n) \delta(f-f_1 - \dots - f_n) df_{v_n}, \quad (4)$$

gdzie $H_n^{(n)}(\cdot)$ jest n -wymiarową transformatą Fouriera funkcji $h_n^{(n)}(\cdot)$, a $X(f)$ jest transformatą $x(t)$.

W przypadku, gdy układ pobudzany jest przez dwa źródła sygnałów $x_1(t)$ i $x_2(t)$, analogicznie do wzoru (3) można napisać

$$y(t) = \sum_{\substack{n,k=0 \\ n+k \geq 1}}^{\infty} \int_{R^{n+k}} h_{n,k}^{(n+k)}(\tau_1, \dots, \tau_n; \tau_{n+1}, \dots, \tau_{n+k}) x_1(t-\tau_1) \dots \\ \dots x_1(t-\tau_n) x_2(t-\tau_{n+1}) \dots x_2(t-\tau_{n+k}) d\tau_{v_{n+k}}, \quad (5)$$

gdzie $h_{n,k}^{(n+k)}(\cdot)$ jest funkcją częściowo symetryczną.

Ściślej, jest ona symetryczna względem $\tau_1, \dots, \tau_n$ i $\tau_{n+1}, \dots, \tau_{n+k}$, ale nie jest na ogół symetryczna względem argumentów z obu tych grup.

Stosując do (5) transformatę Fouriera uzyska się

$$Y(f) = \sum_{\substack{n,k=0 \\ n+k \geq 1}}^{\infty} \int_{R^{n+k}} H_{n,k}^{(n+k)}(f_1, \dots, f_n; f_{n+1}, \dots, f_{n+k}) X_1(f_1) \dots X_1(f_n) \times \\ \times X_2(f_{n+1}) \dots X_2(f_{n+k}) \delta(f-f_1 - \dots - f_n - f_{n+1} - \dots - f_{n+k}) df_{v_{n+k}}. \quad (6)$$

Jeżeli układ zostanie pobudzony sumą sygnałów harmoniczych, tzn.

$$x_1(t) = \sum_{\xi=1}^N \frac{1}{2} A_{\xi} e^{j2\pi f_{1\xi} t}, \\ x_2(t) = \sum_{v=1}^M \frac{1}{2} B_v e^{j2\pi f_{2v} t}, \quad (7)$$

gdzie wszystkie f_{1i} i f_{2l} są niewspółmierne, to [1, 7]

$$y(t) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{n,k=0 \\ n+k \geq 1}}^{\infty} \sum_{\substack{l_i \geq 0 \\ \sum_{i=1}^n l_i = n \\ \sum_{v=1}^k l_v = k}} \frac{(n+k)! A_1^{l_1} \dots A_N^{l_N} B_1^{l_1} \dots B_M^{l_M}}{2^{n+k-1} l_1! \dots l_N! l_1! \dots l_M!} \times \\ \times H_{n,k}^{(n+k)}(\underbrace{f_{11}, \dots, f_{11}}_{l_1}, \dots, \underbrace{f_{1N}, \dots, f_{1N}}_{l_N}; \underbrace{f_{21}, \dots, f_{21}}_{l_1}, \dots, \underbrace{f_{2M}, \dots, f_{2M}}_{l_M}) \times \quad (8)$$

$$\times \exp \left[j 2 \pi \left(\sum_{\xi=1}^N l_{\xi} f_{1\xi} + \sum_{\nu=1}^M i_{\nu} f_{2\nu} \right) t \right].$$

Na podstawie wzoru (8) można zinterpretować fizyczne znaczenie wielowymiarowej funkcji $H_{n,k}^{(n+k)}$. Reprezentuje ona, z odpowiednim współczynnikiem, składową odpowiedzi układu o częstotliwości będącej sumą jej argumentów. Znając więc odpowiednie funkcje $H_{n,k}^{(n+k)}(\cdot)$ można badać wzajemne oddziaływanie sygnałów o różnych częstotliwościach zachodzące w układzie nieliniowym.

Poszczególne funkcje $H_{n,k}^{(n+k)}(\cdot)$ można wyznaczyć korzystając z metod sieciowych [7, 9] analizy układów liniowych. Ze względu na pracochłonność obliczeń $H_{n,k}^{(n+k)}(\cdot)$, szczególnie przy wyższych rzędach funkcji, w praktyce szereg (8) zastępuje się wielomianem trzeciego stopnia.

W artykule przedstawiono wyniki obliczeń funkcji $H_{n,k}^{(n+k)}(\cdot)$ do rzędu trzeciego prowadzone za pomocą programu komputerowego *WIVO* [8], podobnego do programów *MAN* [2] i *NCAP* [5], wyróżniającego się możliwością obliczenia funkcji $H_{n,k}^{(n+k)}(\cdot)$ dla układów wielootworowych. Elementy nieliniowe tranzystora bipolarnego opisano trzema pierwszymi wyrazami rozwinięcia Taylora (w punkcie pracy) zależności prądowo-napięciowych. W przykładach wykorzystano uproszczone modele nieliniowe tranzystorów Ebersa-Molla (wzmacniacz) [9] i Gummela-Poona [4] (mieszacz). Takie modele elementów nieliniowych oraz ograniczenie analizy do funkcji trzeciego rzędu zmniejszają zakres stosowania metody do sygnałów o ograniczonej wielkości.

3. PRZYKŁADY

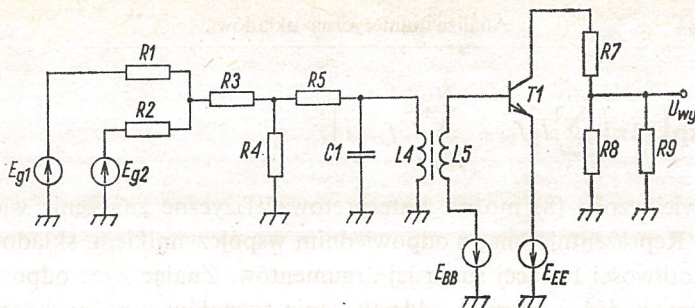
Poniżej przedstawiono wyniki analizy układów selektywnych wielkiej częstotliwości: dwuotworowego wzmacniacza i trójotworowego mieszacza. W analizie zastosowano modele elementów biernych o wartościach składowych określonych na podstawie pomiarów. Modele zastępcze tranzystorów bipolarnych zidentyfikowano zgodnie z [9], wykorzystując dane katalogowe i pomiarowe. Przedstawiono również wyniki pomiarów wspomnianych układów (maksymalny błąd pomiarów nie przekracza 1 dB).

3.1. Wzmacniacz selektywny

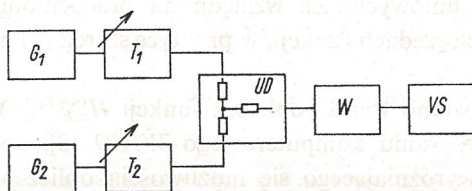
Pierwszym rozważanym przykładem był prosty wzmacniacz selektywny nastrojony na częstotliwość $f_0 = 200$ kHz, którego schemat ideowy pokazano na rys. 1. Układ pomiarowy wzmacniacza przedstawiono na rys. 2.

Dla celów analizy numerycznej wzmacniacz wraz z generatorami pomiarowymi i obciążeniem (woltomierz selektywny) zastąpiono układem z rys. 3. Zastosowano model tranzystora słuszny przy założeniu, że tranzystor pracuje w obszarze aktywnym. Wartości elementów podano w tablicy 1.

W celu określenia zakresu napięć wejściowych, dla których błędy analizy układu są do pominięcia, pomierzono i obliczono przebieg amplitudy napięcia pierwszej, drugiej i trzeciej harmonicznej $\bar{U}_{wy}$ na obciążeniu w funkcji amplitudy SEM generatora dostro-

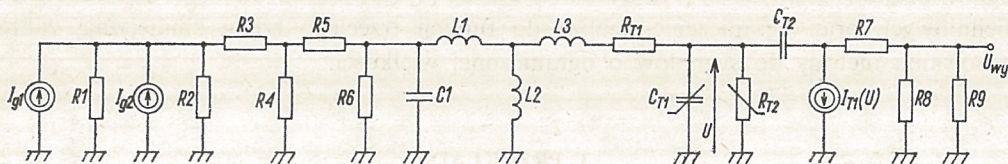


Rys. 1. Wzmacniacz selektywny w.cz.
 $f_0 = 200 \text{ kHz}$; E_{BB} , E_{EE} — źródła polaryzacji tranzystora



Rys. 2. Układ pomiarowy wzmacniacza w.cz.

G_1 — generator w.cz., T_i — tłumik regulowany, UD — układ dopasowujący, W — wzmacniacz badany, VS — woltomierz selektywny



Rys. 3. Układ zastępczy wzmacniacza z rys.1

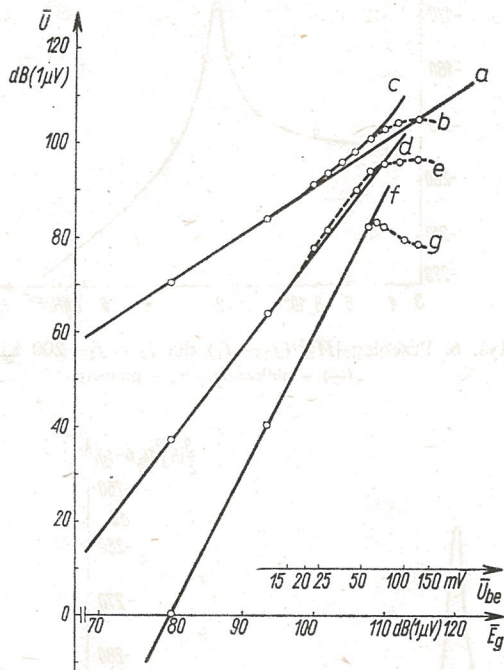
Tablica 1

Wartości elementów układu z rys. 3

Elementy liniowe			
R_1	100 Ω	R_8	75 Ω
R_2	100 Ω	R_9	75 Ω
R_3	25 Ω	R_{T1}	30 Ω
R_4	75 Ω	C_1	10 nF
R_5	2,2 k Ω	C_{T2}	0,4 pF
R_6	10 k Ω	L_1	42,12 μH
R_7	2,2 k Ω	L_2	21,2 μH
		L_3	-14,1 μH
Elementy nieliniowe			
$I_{R_{T2}} = 7,8 \cdot 10^{-4} U_{R_{T2}} + 1,52 \cdot 10^{-2} U_{R_{T2}}^2 + 0,198 U_{R_{T2}}^3$			
$I_{C_{T1}} = \frac{d}{dt} (24,6 \cdot 10^{-12} U_{C_{T1}} + 4,6 \cdot 10^{-10} U_{C_{T1}}^2 + 5,48 \cdot 10^{-9} U_{C_{T1}}^3)$			
$I_{T1} = 3,8 \cdot 10^{-2} U_{R_{T2}} + 0,745 U_{R_{T2}}^2 + 9,69 U_{R_{T2}}^3$			

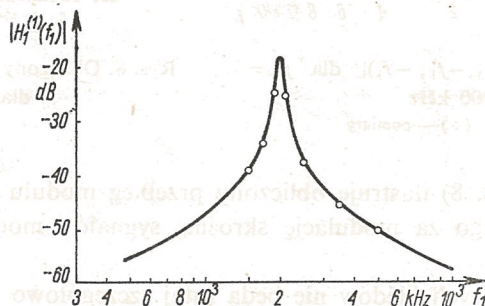
jonego do częstotliwości $f_0 = 200$ kHz. Wyniki przedstawiono na rys. 4. Na ich podstawie można stwierdzić, że opis wzmacniacza wielomianem Voltery trzeciego stopnia jest poprawny dla amplitudy napięcia sinusoidalnego na złączu baza-emiter tranzystora mniejszej od ok. 20 mV (różnica wyników pomiarów i obliczeń nie przekracza 1 dB).

Jako przykładowe charakterystyki wzmacniacza pomierzono i obliczono (dla węzła wyjściowego) moduły funkcji przejścia $H_1^{(1)}(f_1)$, $H_2^{(2)}(f_2, -f_1)$, gdzie $f_2 = f_1 + f_0$ oraz



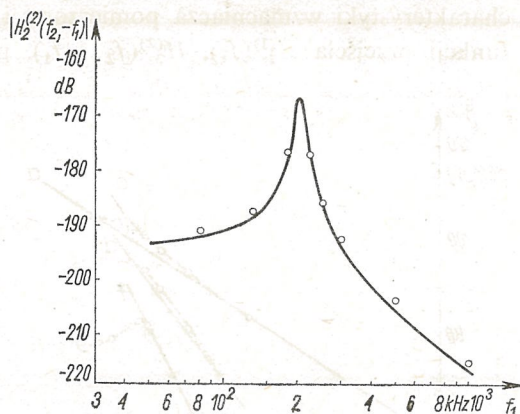
Rys. 4. Określenie użytecznego zakresu amplitud sygnałów wejściowych w analizie wzmacniacza z rys. 1
 $f_0 = 200$ kHz; (—) — obliczenia, (—○—○) — pomiary.

- a) $|H_1^{(1)}(f_0)\bar{E}_g|$ — obliczenia, b) $|\bar{U}_{wy}(f_0)|$ — pomiary, c) $|H_1^{(1)}(f_0)\bar{E}_g + \frac{3}{4}H_3^{(3)}(f_0, f_0, -f_0)\bar{E}_g^2\bar{E}_g^*$ — obliczenia,
 d) $\frac{1}{2}|H_2^{(2)}(f_0, f_0)\bar{E}_g^2|$ — obliczenia, e) $|\bar{U}_{wy}(2f_0)|$ — pomiary, f) $\frac{1}{4}|H_3^{(3)}(f_0, f_0, f_0)\bar{E}_g^3|$ — obliczenia, g) $|\bar{U}_{wy}(3f_0)|$ — pomiary

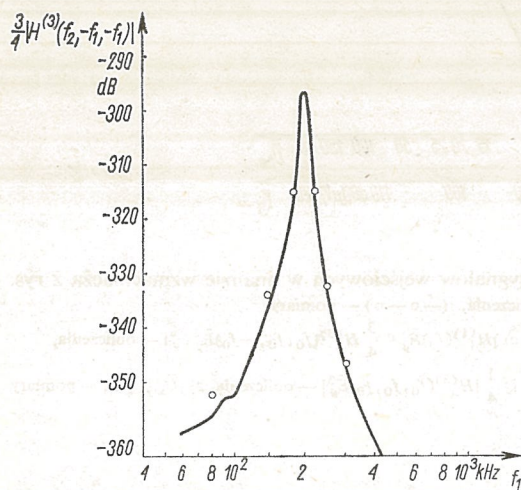


Rys. 5. Przebieg $|H_1^{(1)}(f_1)|$ dla wzmacniacza z rys. 3
 (—) — obliczenia, (o) — pomiary

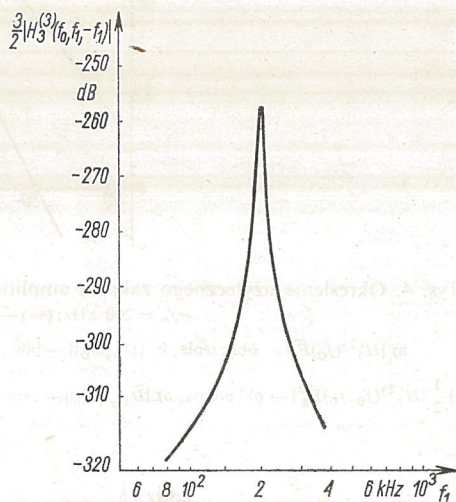
$H_3^{(3)}(f_2, -f_1, -f_1)$, gdzie $f_2 = 2f_1 + f_0$, w funkcji częstotliwości f_1 . Uzyskane wyniki ilustrują rys. 5, 6, 7. Zastosowane wielkości napięć pomiarowych na złączu baza-emiter tranzystora były mniejsze od 20 mV (amplituda).



Rys. 6. Przebieg $|H_2^{(2)}(f_2, -f_1)|$ dla $f_2 = f_1 + 200$ kHz
(—) — obliczenia, (o) — pomiary



Rys. 7. Przebieg $|H_3^{(3)}(f_2, -f_1, -f_1)|$ dla $f_2 = 2f_1 + 200$ kHz
(—) — obliczenia, (o) — pomiary



Rys. 8. Obliczony przebieg $|H_3^{(3)}(f_0, f_1, -f_1)|$ dla $f_0 = 200$ kHz

Kolejny wykres (rys. 8) ilustruje obliczony przebieg modułu współczynnika $H_3^{(3)}(f_0, f_1, -f_1)$ odpowiadającego za modulację skrośną sygnałów modulowanych amplitudowo.

Przyczyny występujących błędów nie będą tutaj szczegółowo analizowane. Wynikają one przede wszystkim z błędów modelowania elementów układu. Uwaga ta dotyczy również przykładu z rozdziale 3.2.

Aby określić amplitudy napięć wyjściowych wzmacniacza pochodzących od poszczególnych funkcji przejścia $|H_n^{(n)}(\cdot)|$ należy wartości $|H_1^{(1)}(\cdot)|$, $|H_2^{(2)}(\cdot)|$, $|H_3^{(3)}(\cdot)|$ wraz z poprzedzającymi współczynnikami (wzór (8)) pomnożyć przez amplitudę SEM generatora (dla $|H_1^{(1)}(\cdot)|$) lub iloczyn amplitud SEM generatorów (dla $|H_2^{(2)}(\cdot)|$ i $|H_3^{(3)}(\cdot)|$) zgodnie ze wzorami:

$$|\bar{U}_{wy}(f_1)| = |H_1^{(1)}(f_1)\bar{E}_g(f_1)|, \quad (9)$$

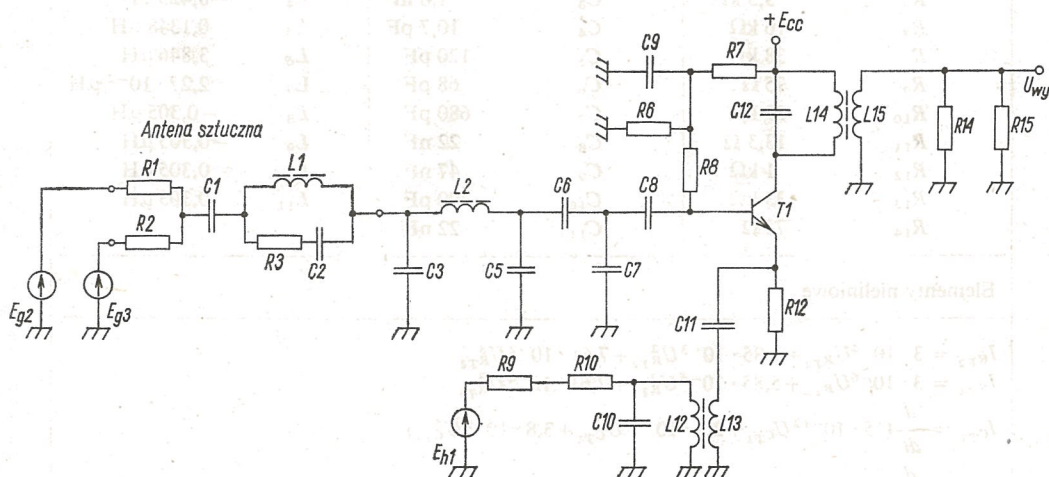
$$|\bar{U}_{wy}(f_1+f_2)| = A_2|H_2^{(2)}(f_1, f_2)\bar{E}_g(f_1)\bar{E}_g(f_2)|, \quad (10)$$

$$|\bar{U}_{wy}(f_1+f_2+f_3)| = A_3|H_3^{(3)}(f_1, f_2, f_3)\bar{E}_g(f_1)\bar{E}_g(f_2)\bar{E}_g(f_3)|, \quad (11)$$

gdzie A_i — współczynnik liczbowy zależny od związków między f_1, f_2, f_3 (porównaj wzór (8)). Chcąc określić napięcie wyjściowe na podstawie wykresów należy podstawić $|\bar{E}_g(\cdot)|$ w μV — wynik uzyska się w μV .

3.2. Mieszacz

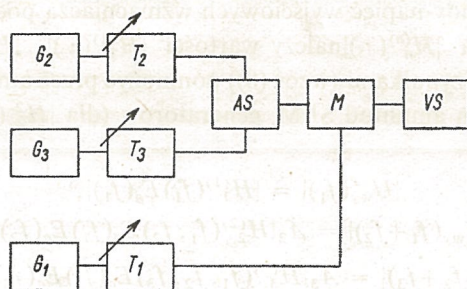
Jako bardziej złożony przykład przeanalizowano mieszacz pracujący jako stopień wejściowy odbiornika radiofonicznego na falach długich. Schemat ideowy mieszacza pokazano na rys. 9. Układ o takiej konfiguracji jest praktycznie stosowany w odbiornikach radiowych dostosowanych do współpracy z anteną zewnętrzną.



Rys. 9. Mieszacz odbiornika radiowego wraz z anteną sztuczną; $f_0 = 200$ kHz

Do analizy wybrano częstotliwość kanału użytecznego $f_0 = 200$ kHz, częstotliwość heterodyny $f_h = 665$ kHz i częstotliwość pośrednią $f_p = 465$ kHz.

Pomiary mieszacza prowadzono w układzie z rys. 10 zawierającym dwusygnałową antenę sztuczną [10]. W analizie numerycznej mieszacz wraz z generatorami pomiarowymi, anteną sztuczną i obciążeniem (woltomierz selektywny) przedstawiono w postaci jak na rys. 11. Transzystor zastąpiono, jak poprzednio, modelem słusznym przy pracy w obszarze aktywnym. Wartości elementów podano w tablicy 2.



Rys. 10. Układ pomiarowy mieszacza

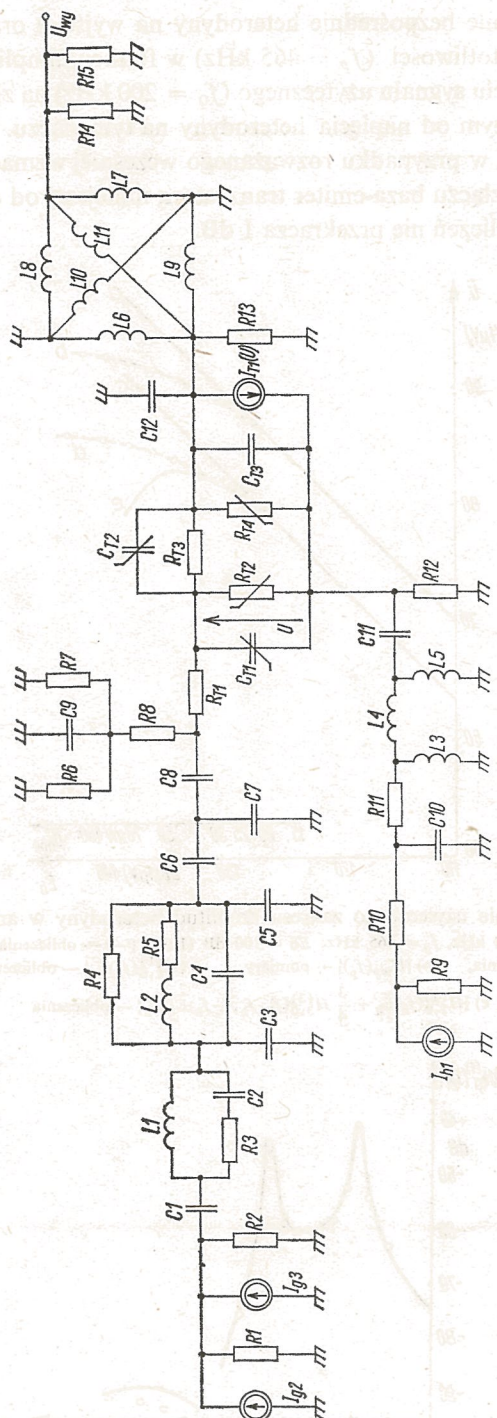
AS — antena sztuczna, M — badany mieszacz, pozostałe jak na rys. 2

Tablica 2

Wartości elementów układu z rys. 11

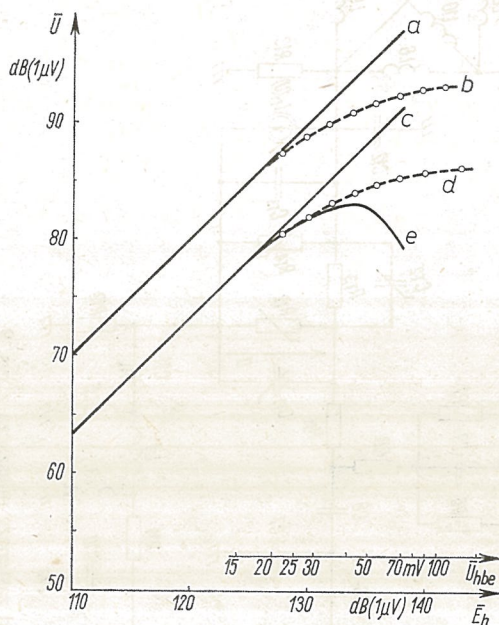
Elementy liniowe					
R_1	160 Ω	R_{15}	75 Ω	C_{12}	1,8 nF
R_2	160 Ω	R_{T1}	22 Ω	C_{13}	2,3 pF
R_3	320 Ω	R_{T3}	100 M Ω	L_1	20 μ H
R_4	130 k Ω	C_1	125 pF	L_2	3,6 mH
R_5	80 Ω	C_2	400 pF	L_3	8,113 μ H
R_6	3,3 k Ω	C_3	1,6 nF	L_4	-8,425 μ H
R_7	16 k Ω	C_4	10,7 pF	L_5	0,1348 μ H
R_8	38 k Ω	C_5	120 pF	L_6	3,846 μ H
R_9	75 Ω	C_6	68 pF	L_7	$2,27 \cdot 10^{-2}$ μ H
R_{10}	39 k Ω	C_7	680 pF	L_8	-0,305 μ H
R_{11}	13,3 Ω	C_8	22 nF	L_9	-0,305 μ H
R_{12}	1 k Ω	C_9	47 nF	L_{10}	0,305 μ H
R_{13}	33 k Ω	C_{10}	200 pF	L_{11}	0,305 μ H
R_{14}	75 Ω	C_{11}	22 nF		
Elementy nieliniowe					
$I_{RT2} = 3 \cdot 10^{-4} U_{RT2} + 5,85 \cdot 10^{-3} U_{RT2}^2 + 7,61 \cdot 10^{-2} U_{RT2}^3$					
$I_{RT4} = 3 \cdot 10^{-6} U_{RT4} + 5,85 \cdot 10^{-5} U_{RT4}^2 + 7,61 \cdot 10^{-4} U_{RT4}^3$					
$I_{CT1} = \frac{d}{dt} (15 \cdot 10^{-12} U_{CT1} + 2,9 \cdot 10^{-10} U_{CT1}^2 + 3,8 \cdot 10^{-9} U_{CT1}^3)$					
$I_{CT2} = \frac{d}{dt} (7 \cdot 10^{-13} U_{CT2} - 9,26 \cdot 10^{-15} U_{CT2}^2 + 3,31 \cdot 10^{-16} U_{CT2}^3)$					
$I_{T1} = 3,2 \cdot 10^{-2} U_{RT2} + 0,624 U_{RT2}^2 + 8,11 U_{RT2}^3$					

Zakładając, że w praktyce napięcia sygnałów trafiających z anteny na wejście tranzystora są znacznie mniejsze od napięć heterodyny, można określić maksymalne napięcie baza-emiter (niezależne od wielkości sygnałów z anteny) pochodzące od heterodyny, dla którego opis układu mieszacza wielomianem Voltery trzeciego stopnia jest poprawny. Dla jego określenia pomierzono i obliczono przebieg amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia heterodyny na obciążeniu w funkcji amplitudy SEM heterodyny o częstotliwości



Rys. 11. Układ zastępczy mieszacza z rys. 9

$f_h = 665$ kHz (przenikanie bezpośrednie heterodyny na wyjście) oraz przebieg amplitudy napięcia pośredniej częstotliwości ($f_p = 465$ kHz) w funkcji amplitudy SEM heterodyny (przemiana), przy napięciu sygnału użytecznego ($f_0 = 200$ kHz) na złączu baza-emiter tranzystora znacznie mniejszym od napięcia heterodyny na tym złączu. Wyniki przedstawiono na rys. 12. Podobnie jak w przypadku rozważanego wcześniej wzmacniacza, dla amplitudy napięcia heterodyny na złączu baza-emiter tranzystora mniejszej od około 20 mV, różnica wyników pomiarów i obliczeń nie przekracza 1 dB.

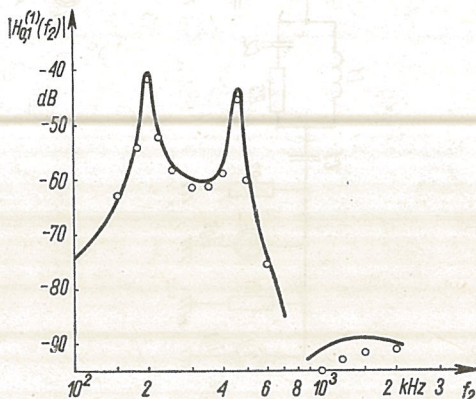


Rys. 12. Określenie użytecznego zakresu amplitud heterodyny w analizie mieszacza

$f_h = 665$ kHz, $f_0 = 200$ kHz, $f_p = 465$ kHz; $\bar{E}_0 = 100$ dB (1 μ V); (—) — obliczenia, (—○—) — pomiary

a) $|H_{1,1}^{(2)}(f_h; -f_0)\bar{E}_h\bar{E}_0^*|$ — obliczenia, b) $|U_{wy}(f_p)|$ — pomiary, c) $|H_{1,0}^{(1)}(f_h)\bar{E}_h|$ — obliczenia, d) $|U_{wy}(f_h)|$ — pomiary,

e) $|H_{1,0}^{(1)}(f_h)\bar{E}_h + \frac{3}{4}H_{3,0}^{(3)}(f_h, f_h, -f_h)\bar{E}_h^2\bar{E}_h^*|$ — obliczenia

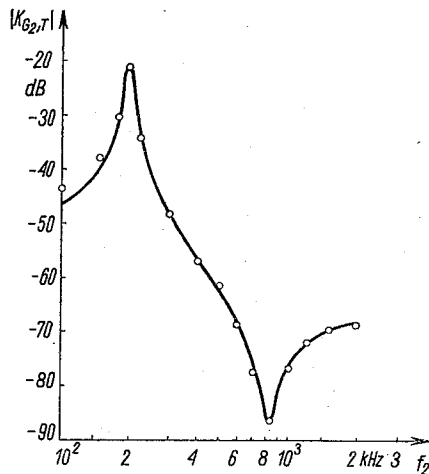


Rys. 13. Przebieg $|H_{0,1}^{(1)}(f_2)|$ dla mieszacza z rys. 11

(—) — obliczenia, (—○—) — pomiary

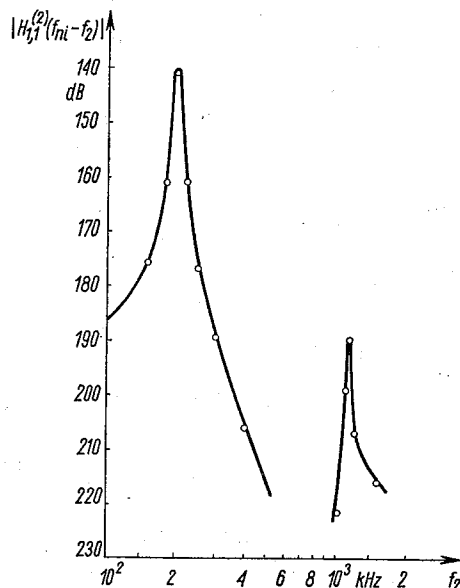
Dla analizowanego mieszacza pomierzono i obliczono szereg przykładowych charakterystyk $|H_{1,1}^{(1)}(\cdot)|$, $|H_{1,1}^{(2)}(\cdot)|$, $|H_{1,1}^{(3)}(\cdot)|$ dla węzła wyjściowego.

Rys. 13 ilustruje przebieg $|H_{0,1}^{(1)}(f_2)|$. Na wykresie widoczne są maksima przy częstotliwości dostrojenia $f_0 = 200$ kHz i częstotliwości pośredniej $f_p = 465$ kHz. Minimum między 700 kHz a 900 kHz jest spowodowane rezonansem własnym cewki L_2 . Na rys. 14 pokazano przebieg transmitancji liniowej obwodów wejściowych między generatorem sygnału i wejściem tranzystora — widoczny jest wyraźny rezonans ok. 830 kHz.



Rys. 14. Przebieg transmitancji liniowej obwodów wejściowych między generatorem G_2 i wejściem tranzystora — rys. 11

(—) — obliczenia, (o) — pomiary

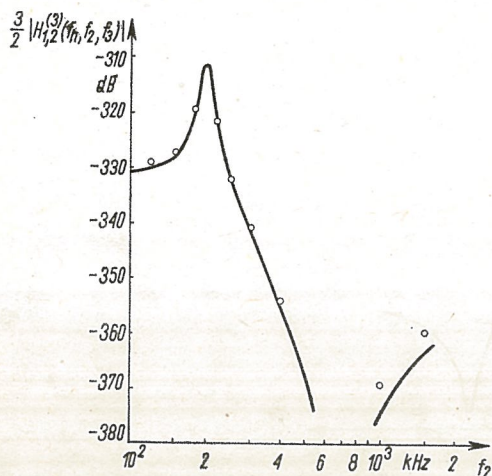


Rys. 15. Przebieg $|H_{1,1}^{(2)}(f_h; -f_2)|$ dla $f_h = 665$ kHz

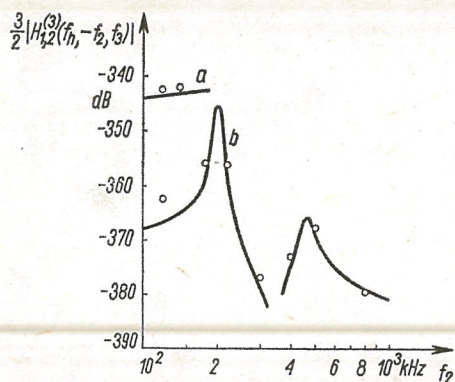
(—) — obliczenia, (o) — pomiary

Rys. 15 ilustruje przebieg $|H_{1,1}^{(1)}(f_h; -f_2)|$, gdzie $f_h = 665$ kHz. Maksimum tej charakterystyki wyznacza funkcję przejścia między wejściem i wyjściem dla sygnału pożądanego ($f_2 = 200$ kHz). Lokalne maksimum przy częstotliwości $f_2 = 1130$ kHz określa funkcję przejścia dla kanału lustrzanego.

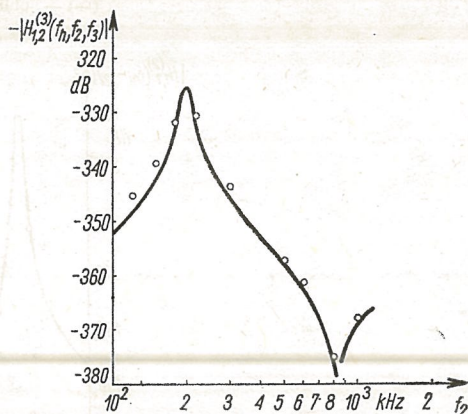
Na kolejnych rysunkach (rys. 16, 17, 18) pokazano charakterystyki częstotliwościowe dla kilku rodzajów funkcji $|H_{1,2}^{(3)}(\cdot)|$. Pomiar i obliczenia dotyczą przypadków, gdy sygnał wyjściowy jest sygnałem o częstotliwości pośredniej $f_p = 465$ kHz.



Rys. 16. Przebieg $|H_{1,2}^{(3)}(f_h; f_2, f_3)|$ dla $f_3 = -f_2 - 200$ kHz i $f_h = 665$ kHz
(—) — obliczenia, (o) — pomiary



Rys. 17. Przebieg $|H_{1,2}^{(3)}(f_h; -f_2, f_3)|$ dla $f_h = 665$ kHz
a) $f_3 = f_2 - 200$ kHz, b) $f_3 = f_2 - 1130$ kHz;
(—) — obliczenia, (o) — pomiary



Rys. 18. Przebieg $|H_{1,2}^{(3)}(f_h; f_2, f_3)|$ dla $f_h = 665$ kHz i $f_3 = -f_2 - 1130$ kHz
(—) — obliczenia, (o) — pomiary

Określenia amplitudy napięć wyjściowych pochodzących od poszczególnych funkcji przejścia $|H_{1,2}^{(n)}(\cdot)|$ dokonuje się analogicznie jak opisano w punkcie poprzednim (wzory (9), (10), (11)).

Zakładając idealną selektywność i liniowość toru pośredniej częstotliwości współpra-

cującego z rozpatrywanym mieszaczem, można określić wpływ wszystkich interesujących kanałów odbioru na sygnał wyjściowy odbiornika.

Funkcję przejścia sygnału pożądanego charakteryzuje $|H_{1,1}^{(1)}(665 \text{ kHz}, -200 \text{ kHz})|$ (rys. 15).

Kanał charakteryzujący przenikanie bezpośrednie sygnału o częstotliwości pośredniej określa $|H_{0,1}^{(1)}(465 \text{ kHz})|$ (rys. 13). Dla przyjętej wielkości amplitudy SEM heterodyny $|\bar{E}_h(665 \text{ kHz})|$ tłumienie sygnałów z tego kanału można wyznaczyć ze wzoru

$$T_p = \left| \frac{H_{0,1}^{(1)}(465 \text{ kHz})}{H_{1,1}^{(2)}(665 \text{ kHz}, -200 \text{ kHz}) \bar{E}_h(665 \text{ kHz})} \right|. \quad (12)$$

Kanał o częstotliwości lustrzanej opisuje funkcja $|H_{1,1}^{(2)}(665 \text{ kHz}, -1130 \text{ kHz})|$ (rys. 15). Tłumienie sygnałów lustrzanych można wyznaczyć z zależności

$$T_l = \left| \frac{H_{1,1}^{(2)}(665 \text{ kHz}, -1130 \text{ kHz})}{H_{1,1}^{(2)}(665 \text{ kHz}, -200 \text{ kHz})} \right|. \quad (13)$$

Poza tymi podstawowymi kanałami zakłócającymi można określić wpływ innych kanałów niepożądanych opisanych przez funkcję przejścia $H_{1,1}^{(3)}(\cdot)$ (rys. 16, 17, 18). Oznaczając amplitudę SEM generatora sygnału użytecznego przez $\bar{E}_0(200 \text{ kHz})$ oraz amplitudy SEM generatorów zakłócających przez $\bar{E}_z(f_2)$ i $\bar{E}_z(f_3)$, dla każdej kombinacji f_2 i f_3 takiej, że $f_2 + f_3 + 665 \text{ kHz} = 465 \text{ kHz}$, można określić tłumienie ze wzoru

$$T = \left| \frac{3H_{1,1}^{(3)}(665 \text{ kHz}, f_2, f_3) \bar{E}_z(f_2) \bar{E}_z(f_3)}{2H_{1,1}^{(2)}(665 \text{ kHz}, -200 \text{ kHz}) \bar{E}_0(200 \text{ kHz})} \right|. \quad (14)$$

Wykorzystując w zależnościach (12) i (14) wielkości $|H_{1,1}^{(i)}(\cdot)|$ z prezentowanych w artykule wykresów należy SEM $|\bar{E}(\cdot)|$ podstawić w μV .

Należy wspomnieć, że kanały zakłócające wyższych rzędów opisane przez funkcje $H_{1,1}^{(2)}(\cdot)$ i $H_{1,1}^{(3)}(\cdot)$ mogą powstać również bez udziału heterodyny, analogicznie jak w rozważanym wcześniej wzmacniaczu. Częstotliwości wejściowe muszą być takie, aby $f_1 + f_2 = 465 \text{ kHz}$ lub $f_1 + f_2 + f_3 = 465 \text{ kHz}$. Inną grupę kanałów zakłócających stanowią kanały powstające przy udziale harmonicznych heterodyny. Oczywiście obie wymienione grupy można analizować analogicznie, jak rozważane powyżej.

Ograniczeniem prezentowanej analizy mieszacza jest zakres napięć heterodyny, dla których opis układu za pomocą wielomianu Volterry jest poprawny (rys. 12). Ograniczony zakres napięć jest wynikiem zarówno obciążenia szeregu Volterry, jak i przede wszystkim opisu elementów nieliniowych za pomocą wielomianu tylko trzeciego stopnia.

4. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono wyniki analizy numerycznej dwóch układów elektronicznych w.c.z., prowadzonej za pomocą programu *WIVO* [8], opartego na metodzie szeregow Volterry, umożliwiającego analizę układów wielootworowych.

Zgodność wyników obliczeń z przeprowadzonymi pomiarami świadczy o celowości zastosowania metody szeregów Volterra do analizy selektywnych układów wielootworowych. Na szczególną uwagę zasługuje możliwość wszechstronnej analizy mieszacza pozwalającej uwzględnić wszystkie kanały odbioru, zarówno użyteczne jak i zakłócające.

LITERATURA

1. E. Bedrosian, S. Rice, *The Output Properties of Volterra Systems (Nonlinear Systems with Memory) Driven by Harmonic and Gaussian Inputs*, Proc. IEEE, No 12, Dec. 1971.
2. J. Roszkiewicz, A. Borys, *Małosygnałowa komputerowa analiza nieliniowa układów analogowych*, Rozprawy Elektrotechniczne, z. 1, 1979.
3. J. J. Bussgang, *Analysis of Nonlinear System with Multiple Inputs*, Proc. IEEE, No 8, Aug. 1974.
4. H. K. Gummel, H. C. Poon, *An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistors*, Bell Syst. Techn. J., No 5, May/June 1970.
5. Ta Fang Fang, J. J. Whalen, *Application of the Nonlinear Circuits Analysis Program NCAP to Predict RFI Effects in Linear Bipolar Integrated Circuits*, 3rd Symposium on EMC, Rotterdam, May 1—3, 1979.
6. V. Volterra, *Theory of Functionals and Integral and Integro-Differential Equations*, Dover Publications Inc., N. York 1959.
7. W. J. Wolski, *Analiza sieciowa układów nieliniowych z zastosowaniem szeregów Volterra*, Rozprawy Elektrotechniczne, z. 4, 1979.
8. *Układy elektroniczne — materiały do zajęć z komputerowego projektowania*, pod red. M. Grobelnego, Skrypty Pol. Wrocł., w druku.
9. D. D. Weiner, J. F. Spina, *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits*, VNR, N.Y., ..., Cincinnati 1980.
10. Polska Norma PN 73 T-004500 Arkusz 00.

A. E. SOWA, J. S. WITKOWSKI

A NUMERICAL ANALYSIS OF SELECTIVE ELECTRONIC CIRCUITS USING VOLTERRA SERIES

Summary

In the paper possibilities of using the computer programme *WIVO* based on the Volterra series for an analysis of multiports selective electronic circuits are presented. Examples of the analysis of a selective H.F. amplifier and a mixer of a radio receiver are described. Measurement verification of the calculated results is presented.

A. E. SOWA, J. S. WITKOWSKI

ANALYSE NUMÉRIQUE DES CIRCUITS SÉLECTIFS AVEC L'APPLICATION DES SÉRIES DE VOLTERRA

Résumé

Dans l'article on a présenté les possibilités de l'application du programme *WIVO*, basé sur la méthode des séries de Volterra, à l'analyse des circuits sélectifs multi-ports. On a décrit des exemples de l'analyse de l'amplificateur sélectif de haute fréquence et du mélangeur du poste de radio. On a présenté la vérification de mesure des résultats des calculs.

A. E. SOWA, J. S. WITKOWSKI

NUMERISCHE ANALYSE SELEKTIVER SCHALTUNGEN
UNTER ANWENDUNG DER VOLTERRA-REIHEN

Zusammenfassung

Im vorliegenden Aufsatz wurden die Anwendungsmöglichkeiten des nach der Volterra-Reihen-Methode erbauten *WIVO*-Programms für die Analyse der selektiven Vieltorinentialschaltungen dargestellt. Es wurden Analysenbeispiele für einen Hochfrequenzverstärker und einen Rundfunkmischer beschrieben. Man hat die Meßverifikation der Berechnungen geschildert.

А. Э. СОВА, Е. С. ВИТКОВСКИ

МАШИННЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОННЫХ СЕЛЕКТИВНЫХ СХЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
РЯДОВ ВОЛЬТЕРРЫ

Резюме

Рассмотрены вопросы применения программы *WIVO* обоснованной на использовании рядов Вольтерры к анализу селективных многополюсных электронных схем. Приведены примеры анализа усилителя радиосигналов и преобразователя частоты радиоприёмника. Представлено сравнение результатов измерений и машинного анализа.

UNTERSUCHUNG DER WIRKUNG DER...

Zusammenfassung...

Im vorliegenden Bericht werden die Ergebnisse der Untersuchungen über die Wirkung der...

Die Untersuchungen wurden im Jahre 1917 durchgeführt...

Die Ergebnisse der Untersuchungen sind wie folgt...

Analytische Untersuchungen der Leistungsfähigkeit von Kommunikationsprotokollen mit Einzelquittungen

ANATOL BADACH (GDAŃSK)

Instytut Telekomunikacji Politechniki Gdańskiej

Otrzymano 13.10.1982

Im vorliegenden Aufsatz¹⁾ wird ein analytisches Modell zur Beurteilung von Kommunikationsprotokollen mit Einzelquittungen für Rechnernetze dargestellt, d.h. von Protokollen, nach denen jede ankommende Quittung nur eine Kopie aus den auf die Quittungen wartenden Kopien der übertragenen Datenblöcke quittiert. Mit Hilfe dieses Modells, das aufgrund der Theorie der Markowschen Zufallsprozesse geschaffen wird, lassen sich alle wichtige Leistungskenngrößen der untersuchten Klasse von Kommunikationsprotokollen bestimmen. Insbesondere werden solche Größen wie Durchsatz, Auslastung, mittlere Verweilzeit des Datenblocks innerhalb der Protokolleinheit, Verfügbarkeit der physikalischen Schicht unter verschiedenen Randbedingungen, usw., numerisch bewertet. Die gegebenen Resultate ermöglichen vor allem die Beurteilung der Auswirkungen von Übertragungsfehlern, der Restriktionen von Speicherkapazität, der begrenzten Anzahl von Kopien innerhalb der Protokolleinheit, als auch von Einflüssen der variablen Ankunftsrate von Quittungen auf das Protokollverhalten zu berücksichtigen.

1. EINLEITUNG

Eine wichtige Aufgabe beim Entwurf von Kommunikationssystemen für Rechnernetze besteht vor allem in der Leistungsbeurteilung des Verhaltens von Kommunikationsprotokollen. Um diese Aufgabe leichter lösen zu können, wurden sowohl simulative [10, 22] als auch analytische [3, 4, 7, 9] Modelle geschaffen. Der vorliegende Aufsatz beschäftigt sich mit der Leistungsanalyse von Kommunikationsprotokollen für Rechnernetze mittels eines analytischen Modells, um auf diese Weise die Projektierung und Optimierung von Kommunikationssystemen für Rechnernetze zu unterstützen.

Unter einem *Kommunikations-Protokoll (KP)* versteht man hier Vereinbarungen, nach denen der Informationsaustausch zwischen zwei oder mehreren Kommunikationspartnern im Rechnernetz gesteuert wird. Die gesamte Kommunikations-hardware und software innerhalb eines Rechnernetzes ist zumeist hierarchisch, d. h. in mehreren übereinanderliegenden Schichten organisiert [6, 19], die sich gegenseitig beeinflussen können. Derartige sich gegenseitig beeinflussende Schichten bilden eine Architektur, die üblicherweise *Rechnernetzarchitektur* genannt wird.

^{*)} Diese Untersuchungen wurden während des Forschungsaufenthalts an der Universität Karlsruhe (Institut für Informatik III) durchgeführt.

Die verschiedenen Kommunikationsprotokolle werden in der Literatur ausführlich betrachtet [6, 12, 16]. Wir beschränken uns im wesentlichen auf die Datenaustauschphase unter Anwendung des Protokolls mit sog. *Einzelquittungen*, d.h. eines solchen Protokolls, nach dem jede ankommende Quittung nur eine auf sie wartende Kopie des abgeschickten Datenblocks quittiert. Im Gegensatz zu Modellen, die in der Literatur dargestellt werden [4, 6, 9, 15], und in denen starke Vereinfachungen zur Modellierung beider — der sendenden und der empfangenden — Seiten angenommen werden, beschränkt sich dieser Aufsatz auf unidirektionale Übertragung von Datenblöcken in der Datenaustauschphase, wobei die sendende Seite ausführlicher analysiert wird. Über das zur sendenden Seite komplementäre Restsystem wird lediglich ausgesagt, daß es jederzeit Datenblöcke entgegennimmt, und sie nach dem Protokoll quittiert. Derartige Betrachtungen erlauben es uns, sämtliche wichtige Leistungskenngrößen des Protokolls quantitativ abzuschätzen.

Die meisten aus der Literatur bekannten Modelle von Kommunikationsprotokollen beziehen sich vor allem auf das Protokoll *HDLC* [4, 9, 15] und andere [7], die über denselben Quittungsblock *REJ* (reject) verfügen, wie *HDLC* [11, 18]. Insbesondere lassen sich zwei Betrachtungsrichtungen des *HDLC*-Protokolls unterscheiden. Zum ersten gibt es Betrachtungen [9, 15], in denen die beiden sich kommunizierenden Seiten gleichzeitig analysiert werden, und vorausgesetzt wird, daß der zur Verfügung stehende Pufferspeicher unbegrenzte Kapazität besitzt. Dabei wird auch vorausgesetzt, daß eine Flußkontrolle stattfindet, die nach einem Fenstermechanismus arbeitet. Alle Voraussetzungen erlauben dabei die möglichen Zustandsänderungen des betrachteten Kommunikationssystems als einen Markov-Prozeß anzunehmen. Derartige Überlegungen führen vor allem zur Bestimmung von Einflüssen der bei Flußkontrolle angenommenen Fenstergröße auf die Ausnutzung des Übertragungskanal. Außerdem gibt es Untersuchungen [4], die auf der virtualen Übertragungszeit basieren. Sie ermöglichen unter Voraussetzung einer konstanten Datenblocklänge sowohl den Durchsatz, als auch die anderen zeitorientierten Charakteristiken zu bestimmen.

Der Schwerpunkt dieses Aufsatzes liegt in der Darstellung von quantitativen Resultaten zur leistungsmäßigen Beurteilung des Protokolls mit Einzelquittungen. Zunächst werden die angenommenen Voraussetzungen für das analytische Modell dieses Protokolls im Abschnitt 2 formuliert. Um die Leistungskenngrößen bestimmen zu können, sind vor allem die stationären Zustandswahrscheinlichkeiten zu berechnen. Dies ist die zentrale Aufgabe im Abschnitt 3. Ferner werden konkrete numerische Resultate für wichtige Leistungskenngrößen angegeben, und ihre Analyse durchgeführt. Für die weiteren Einzelheiten und eine ausführlichere Analyse von Leistungskenngrößen sei auf die Arbeit [3] verwiesen.

2. EINBETTUNG DES UNTERSUCHTEN PROTOKOLLS IN EINE RECHNERNETZARCHITEKTUR UND DIE ANGENOMMENEN VORAUSSETZUNGEN

Die Einbettung des untersuchten Protokolls in eine schichtenförmig strukturierte Rechnernetzarchitektur stellt Bild 1 dar. Das für dieses Protokoll angenommene Modell beschränkt sich auf die unidirektionale Datenübertragung, wobei die Kommunikation durch Austausch von Datenblöcken erfolgt. Beschrieben wird das Absenden von Daten-

blöcken sowie die Reaktion auf eintreffende Quittungen innerhalb derjenigen Protokolleinheit, die den Datentransfer initiiert hat. Bei dem zum betrachteten Teilsystem komplementären Restsystem wird nur vorausgesetzt, daß es jederzeit Datenblöcke entgegennimmt, und die erhaltenen Datenblöcke zu einem späteren Zeitpunkt bestätigt. Die auf

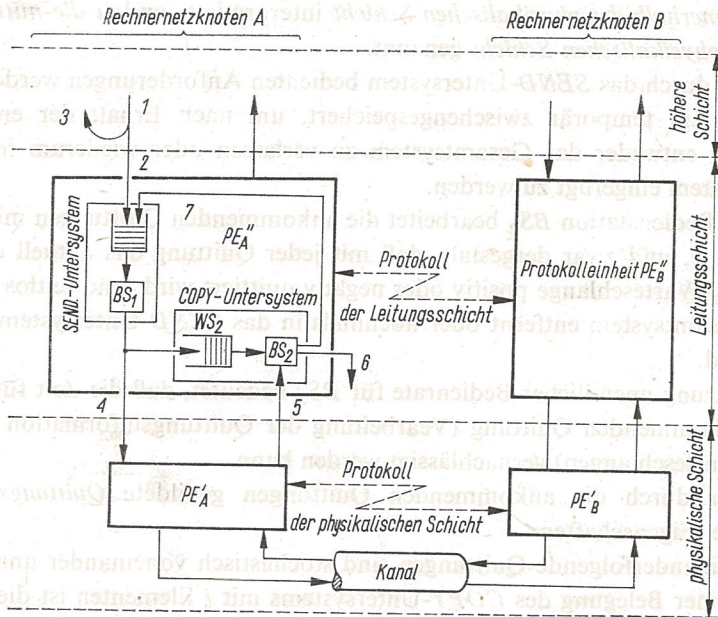


Bild 1. Modell des untersuchten Kommunikationsprotokolls und seiner Einbettung in eine mehrschichtige Rechnernetzarchitektur

1 — Ankunftsstrom von Datenblöcken, 2 — Strom der akzeptierten Datenblöcke, 3 — Strom der abgewiesenen Datenblöcke, 4 — Strom der physikalischen Schicht übergebenen Datenblöcke, 5 — Quittungsstrom, 6 — Strom der zu vernichtenden Kopien, die positiv quittiert worden sind, 7 — interner Strom von Datenblöcken, die wiederholt zu übertragen sind

Übertragung wartenden Datenblöcke bilden die WS_1 -Warteschlange. Die gesamte Zeit der Bearbeitung eines Datenblocks durch die Protokolleinheit (Laufzeit der entsprechenden Software) incl. seiner Verweilzeit innerhalb der physikalischen Schicht (vor allem Übertragungszeit) wird als *Bedienzeit des Datenblocks* angesehen und durch die Bedienstation BS_1 repräsentiert. Die auf Quittungen wartenden Datenblöcke bilden die WS_2 -Warteschlange, deren Elemente durch die Bedienstation BS_2 bearbeitet werden. Abkürzend wollen wir die WS_1 -Warteschlange und die Bedienstation BS_1 als *SEND-Untersystem* bezeichnen sowie die WS_2 -Warteschlange und die Bedienstation BS_2 als *COPY-Untersystem*.

Die aus der höheren Schicht eintreffenden Datenblöcke, die allesamt identische Priorität besitzen sollen, bilden einen Strom von externen Anforderungen, der im weiteren als *Außenstrom* bezeichnet wird.

Für das Modell werden die nachfolgenden globalen Voraussetzungen angenommen:

V1. Der Außenstrom bildet einen stationären Poissonstrom mit der Intensität λ (mittl. Anzahl der pro Zeiteinheit eintreffenden Anforderungen).

Die Intensität λ wird als *mittlere Ankunftsrate* der externen Anforderungen interpretiert.

V2. Die Bedienzeit eines Datenblocks innerhalb der Bedienstation BS_1 ist exponentialverteilt mit Mittelwert $\bar{\tau}_p = 1/\mu$. Es wird FIFO als Bedienstrategie angenommen. Da eine entscheidende Rolle in der Bedienzeit des Datenblocks seine Verweilzeit innerhalb der physikalischen Schicht darstellt, wird $\bar{\tau}_p$ ferner als *die mittlere Verweilzeit eines Datenblocks innerhalb der physikalischen Schicht* interpretiert, und μ die *mittlere Übertragungsrate der physikalischen Schicht* genannt.

V3. Alle durch das *SEND*-Untersystem bedienten Anforderungen werden im *COPY*-Untersystem temporär zwischengespeichert, um nach Erhalt der entsprechenden Quittung entweder das Gesamtsystem zu verlassen oder wiederum in das *SEND*-Untersystem eingefügt zu werden.

V4. Die Bedienstation BS_2 bearbeitet die ankommenden Quittungen mit unendlicher Bedienrate, und zwar dergestalt, daß mit jeder Quittung das aktuell erste Element der WS_2 -Warteschlange positiv oder negativ quittiert wird, und zeitlos entweder aus dem Gesamtsystem entfernt oder nochmals in das *SEND*-Untersystem wiedereingefügt wird.

Die Voraussetzung unendlicher Bedienrate für BS_2 bedeutet, daß die Zeit für die Bearbeitung einer ankommenden Quittung (Verarbeitung der Quittungsinformation und Aktualisierung der Warteschlangen) vernachlässigt werden kann.

V5. Der durch die ankommenden Quittungen gebildete *Quittungsstrom* besitzt folgende Eigenschaften:

- a) Aufeinanderfolgende Quittungen sind stochastisch voneinander unabhängig.
- b) Bei einer Belegung des *COPY*-Untersystems mit j Elementen ist die Wahrscheinlichkeit $P_q(j)$, daß in einem Zeitintervall $\Delta t \rightarrow 0$ eine Quittung ankommt, proportional der Δt :

$$P_q(j) = \delta_j \Delta t + o(\Delta t), \quad \text{wobei } o(\Delta t)/\Delta t \rightarrow 0, \text{ falls } \Delta t \rightarrow 0.$$

- c) Die Wahrscheinlichkeit $P_q(j)$ hängt zwar von der Belegung des *COPY*-Untersystems ab, ist jedoch ansonsten unabhängig vom gewählten Beobachtungszeitpunkt.
- d) Die Wahrscheinlichkeit dafür, daß in einem Δt -Zeitintervall zwei Quittungen ankommen, kann für hinreichend kleine Δt vernachlässigt werden.

Aus der Voraussetzung V5 folgt insbesondere, daß der Quittungsstrom die Eigenschaft der Gedächtnislosigkeit besitzt [13].

Im modellierten, realen Kommunikationssystem entspricht δ_j der *mittleren Ankunftsrate von Quittungen* bei einer aktuellen Belegung des *COPY*-Untersystems mit j Elementen.

V6. Die Übertragung eines Datenblocks innerhalb der physikalischen Schicht sei mit der Wahrscheinlichkeit ε als fehlerhaft anzunehmen, wobei die Fehler auf der Empfangsseite erkannt werden. Unerkannte Fehler werden als eine korrekte Datenübertragung gewertet.

Der Parameter ε wird ferner *Fehlerrate* genannt. Aus der Voraussetzungen V4 und V6 resultiert, daß eine aus WS_2 zu eliminierende Kopie als Anforderung mit der Rate

$$\delta_j^- \triangleq \varepsilon \delta_j$$

in die Warteschlange WS_1 wiedereingefügt wird oder mit der Rate

$$\delta_j^+ \triangleq (1 - \varepsilon) \delta_j$$

aus dem Gesamtsystem entfernt wird. Daraus folgt, daß sich die in Voraussetzung V5 definierte Wahrscheinlichkeit $P_q(j)$ zu

$$P_q(j) = P_q^-(j) + P_q^+(j)$$

ergibt. Die Wahrscheinlichkeit $P_q^-(j)$ mit

$$P_q^-(j) = \delta_j^- \Delta t + o(\Delta t)$$

besagt, daß eine negative Einzelquittung bei aktueller Belegung des *COPY*-Untersystems mit j Elementen innerhalb des Zeitintervalls $\Delta t \rightarrow 0$ ankommt. Außerdem gibt die Wahrscheinlichkeit $P_q^+(j)$ mit

$$P_q^+(j) = \delta_j^+ \Delta t + o(\Delta t)$$

an, daß eine positive Einzelquittung bei aktueller Belegung des *COPY*-Untersystems mit j Elementen innerhalb des Zeitintervalls $\Delta t \rightarrow 0$ erhalten wird.

V7. Jeder Datenblock kann nach negativer Quittierung aus dem *COPY*-Untersystem beliebig oft in das *SEND*-Untersystem überführt werden, was besagt, daß eine Kopie beliebig oft negativ quittiert werden kann, und infolgedessen Übertragungswiederholungen beliebig oft möglich sind.

V8. Die vorhandene Speicherkapazität impliziert, daß zu jedem Zeitpunkt maximal W Datenblöcke in der Protokolleinheit gespeichert werden können.

Zusätzlich zur Fehlerkontrolle findet eine Flußkontrolle statt, die nach einem Fenstermechanismus arbeitet [6, 12]. Die Fenstergröße F ist als maximale Größe des Kopienpuffers oder maximale Länge der *WS*₂-Warteschlange anzunehmen. Die Fenstergröße bestimmt die maximale Anzahl von Kopien, die in der Protokolleinheit temporär zwischengespeichert werden können. Als Folge dessen wird eine weitere Voraussetzung angenommen:

V9. Die Flußkontrolle impliziert, daß zu jedem Zeitpunkt maximal F Kopien in der Protokolleinheit temporär zwischengespeichert werden können.

Infolge dieser Voraussetzung gibt es nur dann die Möglichkeit, einen Datenblock in die physikalische Schicht zu übertragen, wenn für die aktuelle Belegung j des Kopienpuffers $j < F$ gilt.

Es bezeichne $Z_1(t)$, $t \in [0, \infty)$, einen stochastischen Prozeß, der zu beliebigem Zeitpunkt t die Anzahl der Anforderungen im *SEND*-Untersystem repräsentiert. Ferner bezeichne $Z_2(t)$, $t \in [0, \infty)$, einen stochastischen Prozeß, der zu beliebigem Zeitpunkt t die Anzahl der Elemente im *COPY*-Untersystem vertritt. Der zweidimensionale Prozeß

$$Z(t) \triangleq (Z_1(t), Z_2(t)), t \in [0, \infty)$$

stellt die Zustandsänderungen der Protokolleinheit über die Zeit dar. Ist die aktuelle Belegung des *SEND*-Untersystems gleich i und des *COPY*-Untersystems gleich j , so kann der Zustand der Protokolleinheit durch das Tupel (i, j) charakterisiert werden. Die Menge $\mathcal{Z}$ der zulässigen Protokolleinheitenzustände und gleichzeitig der zulässigen Zustände für $Z(t)$ hat folgende Form

$$\mathcal{Z} \triangleq \{(i, j) | i = 0, 1, \dots \wedge j = 0, 1, \dots \wedge i+j \leq W \wedge j \leq F\}.$$

Damit ist es nur dann möglich, eine ankommende externe Anforderung in die *WS*₁-Warteschlange aufzunehmen, wenn für den aktuellen (i, j) -Zustand $i+j < W$ gilt.

Zu den angenommenen Voraussetzungen ist noch zu bemerken, daß im modellierten, realen Kommunikationssystem die wiederholt zu übertragenden Datenblöcke höhere Priorität besitzen, als die erstmalig zu übertragenden Datenblöcke. Diese Vereinfachung derselben Priorität für Originale und Kopien, dürfte allerdings einen vernachlässigbaren Einfluß auf die im weiteren betrachteten Leistungskenngrößen des Protokolls ausüben. Es wurde als Vereinfachung angenommen, daß die maximale Wartezeit auf eine Quittung unbegrenzt ist ($\text{time-out} \rightarrow \infty$). Da die Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein gesandter Datenblock im Kanal verlorengehen kann, meistens hinreichend klein ist, sollte diese Vereinfachung unser Modell im geringen Maße beeinflussen.

Unter den hier angenommenen Voraussetzungen kann man den zweidimensionalen Prozeß $\mathbf{Z}(t)$, $t \in [0, \infty)$, als homogenen Markov-Prozeß betrachten [13]. Es sei

$$P[\mathbf{Z}(t) = (i, j)], \quad t \in [0, \infty), \quad (i, j) \in \mathcal{Z}$$

die Zustandswahrscheinlichkeit, d.h. die Wahrscheinlichkeit, daß der Prozeß $\mathbf{Z}(t)$ zum Zeitpunkt t den Zustand (i, j) erreicht. Ferner wird vorausgesetzt, daß für alle $(i, j) \in \mathcal{Z}$ eine stationäre Wahrscheinlichkeitsverteilung existiert, derart daß

$$\lim_{t \rightarrow \infty} P[\mathbf{Z}(t) = (i, j)] = p(i, j).$$

Um die Leistungskenngrößen des Protokolls bestimmen zu können, sind zunächst die Wahrscheinlichkeiten $p(i, j)$, $(i, j) \in \mathcal{Z}$, zu finden. Dies ist die zentrale Aufgabe des nächsten Abschnittes.

3. HERLEITUNG DES GLEICHUNGSSYSTEMS FÜR DIE ZUSTANDSWAHRSCHEINLICHKEITEN

Zur Herleitung des Gleichungssystems für die Zustandswahrscheinlichkeiten definieren wir zunächst folgende binäre Hilfsfunktionen:

$$\zeta(k) \triangleq \begin{cases} 1, & \text{für } k = 0, 1, \dots, W-1 \\ 0, & \text{sonst,} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\eta(i, j) \triangleq \begin{cases} 1, & \text{für } (i, j) \in \mathcal{Z} \setminus (\mathcal{D}_{\text{aus}} \cup \bigcup_{j=0}^{F-1} \{(0, j)\}) \\ 0, & \text{sonst,} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\vartheta(j) \triangleq \begin{cases} 1, & \text{für } j = 1, 2, \dots \\ 0, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.3)$$

Wir werden auf gleiche Weise vorgehen, wie es in [20] getan wurde. Zu diesem Zweck bilden wir eine Tabelle solcher Zustände des Prozesses $\mathbf{Z}(t)$, von denen aus der Zustand $(i, j) \in \mathcal{Z}$ zu erreichen ist. Es folgt aus den angenommenen Voraussetzungen, daß der Prozeß $\mathbf{Z}(t)$ zum Zeitpunkt $t + \Delta t$ den Zustand (i, j) erreicht, wenn genau eines aus der in Tabelle 1 gegebenen Ereignisse im Zeitintervall $\Delta t \rightarrow 0$ aufgetreten ist. Die Wahrscheinlichkeit, daß sich der Prozeß $\mathbf{Z}(t)$ zum Zeitpunkt $t + \Delta t$ im Zustand (i, j) befindet, läßt

Tabelle 1

Zusammenstellung von Zuständen des Prozesses $Z(t)$, von denen aus der Zustand (i, j) erreichbar ist

k	Zustand des Prozesses zum Zeitpunkt t	Innerhalb des Zeitintervalls $[t, t + \Delta t)$, $\Delta t \rightarrow 0$, aufgetretenes Ereignis	Wahrscheinlichkeit $P[Z(t + \Delta t) = (i, j) Z(t) = z_k]$
1	$z_1 = (i, j)$	Es wurde weder ein externer Datenblock in die Warteschlange WS_1 eingefügt, noch ein Datenblock durch das $SEND$ -Untersystem bedient, noch ist eine Quittung gekommen	$1 - [\zeta(i+j)\lambda + \eta(i, j)\mu + \vartheta(j)\delta_j]\Delta t + o(\Delta t)$
2	$z_2 = (i-1, j)$	Es wurde ein externer Datenblock in die Warteschlange WS_1 eingefügt	$\zeta(i+j-1)\lambda\Delta t + o(\Delta t)$
3	$z_3 = (i+1, j-1)$	Es wurde ein Datenblock durch das $SEND$ -Untersystem bedient	$\eta(i+1, j-1)\mu\Delta t + o(\Delta t)$
4	$z_4 = (i-1, j+1)$	Es ist eine negative Quittung angekommen	$\delta_{j+1}^- \Delta t + o(\Delta t)$
5	$z_5 = (i, j+1)$	Es ist eine positive Quittung angekommen	$\delta_{j+1}^+ \Delta t + o(\Delta t)$

sich damit folgendermaßen darstellen:

$$P[Z(t + \Delta t) = (i, j)] = \sum_{k=1}^5 P[Z(t + \Delta t) = (i, j) | Z(t) = z_k] P[Z(t) = z_k]. \quad (3.4)$$

Setzt man in (3.4) die in der Tabelle 1 gegebenen Wahrscheinlichkeiten ein, und berechnet den Grenzwert

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{P[Z(t + \Delta t) = (i, j)] - P[Z(t) = (i, j)]}{\Delta t} = \frac{d}{dt} P[Z(t) = (i, j)] \quad (3.5)$$

für alle $(i, j) \in \mathcal{Z}$, so erhält man für die Zustandswahrscheinlichkeiten $p(i, j)$, $(i, j) \in \mathcal{Z}$, folgende lineare Differentialgleichungen:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} P[Z(t) = (i, j)] = & -[\zeta(i+j)\lambda + \eta(i, j)\mu + \vartheta(j)\delta_j] P[Z(t) = (i, j)] + \\ & + \zeta(i+j-1)\lambda P[Z(t) = (i-1, j)] + \eta(i+1, j-1)\mu P[Z(t) = (i+1, j-1)] + \\ & + \delta_{j+1}^- P[Z(t) = (i-1, j+1)] + \delta_{j+1}^+ P[Z(t) = (i, j+1)], \quad (i, j) \in \mathcal{Z}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Das Differentialgleichungssystem (3.6) wird in der Theorie der Markowschen Prozesse Kolmogorow-Gleichungssystem genannt und wird im weiteren für $t \rightarrow \infty$ betrachtet. Da vorausgesetzt wurde, daß die stationären Zustandswahrscheinlichkeiten $p(i, j)$ existieren, folgt unmittelbar aus (3.6) für $t \rightarrow \infty$ das folgende algebraische Gleichungssystem

$$[\zeta(i+j)\lambda + \eta(i,j)\mu + \vartheta(j)\delta_j]p(i,j) = \zeta(i+j-1)\lambda p(i-1,j) + \eta(i+1,j-1)\mu p(i+1,j-1) + \delta_{j-1}^- p(i-1,j+1) + \delta_{j+1}^+ p(i,j+1), \quad (i,j) \in \mathcal{L}. \quad (3.7a)$$

Das Gleichungssystem (3.7a) ist linear und homogen. Berücksichtigt man die Werte der gemäß (3.1) bis (3.3) bestimmten Hilfsfunktionen, so läßt sich das Gleichungssystem (3.7a) in die Form zerlegen:

$$\begin{cases} p(0,0) = \delta_1^+ p(0,1), \\ (\lambda + \mu)p(i,0) = \lambda p(i-1,0) + \delta_1^- p(i-1,1) + \delta_1^+ p(i,1), & i = 1, \dots, W-1, \\ \mu p(W,0) = \lambda p(W-1,0) + \delta_1^- p(W-1,1), \\ (\lambda + \delta_j)p(0,j) = \mu p(1,j-1) + \delta_{j+1}^+ p(0,j+1), & j = 1, \dots, F-1, \\ (\lambda + \delta_F)p(0,F) = \mu p(1,F-1), \\ (\lambda + \delta_F)p(i,F) = \lambda p(i-1,F) + \mu p(i+1,F-1), & i = 1, \dots, W-F-1, \\ \delta_F p(W-F,F) = \mu p(W-F+1,F-1), \\ (\mu + \delta_i)p(W-i,i) = \lambda p(W-i-1,i) + \mu p(W-i+1,i-1) + \delta_{i+1}^- p(W-i-1,i+1), & i = 1, \dots, F-1; \quad F \geq 2, \\ (\lambda + \mu + \delta_j)p(i,j) = \lambda p(i-1,j) + \mu p(i+1,j-1) + \delta_{j+1}^- p(i-1,j+1) + \delta_{j+1}^+ p(i,j+1), & i = 1, \dots, W-1; \quad j = 1, \dots, F-1; \\ & i+j < W; \quad F \geq 2. \end{cases} \quad (3.7b)$$

Das Gleichungssystem (3.7) ist linear abhängig und muß unter Berücksichtigung der Normalisierungsbedingung

$$\sum_{(i,j) \in \mathcal{L}} p(i,j) = 1 \quad (3.8)$$

gelöst werden.

Jede Gleichung des Gleichungssystems (3.7) besagt, daß die Intensität, mit der Zustand (i,j) verlassen wird (linke Seite der Gleichung), die Summe aller Intensitäten repräsentiert, mit denen dieser Zustand (i,j) erreicht wird. Dies ist so zu interpretieren, daß der Zustand (i,j) sich im *statistischen Gleichgewicht* befindet [13]. Eine anschauliche Begründung

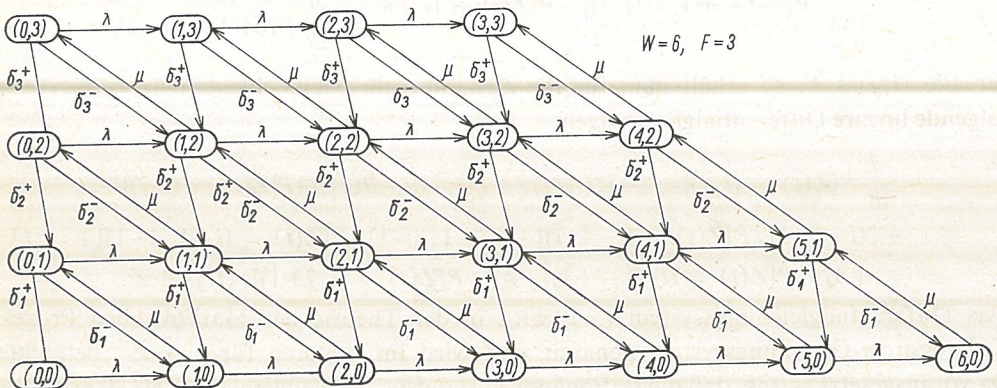


Bild 2. Der Markovgraph für das Modell von Zustandsänderungen des Prozesses $Z(t)$

dafür ist der im Bild 2 dargestellte sog. Markov-Graph, der die möglichen Zustandsübergänge zeigt.

Die allgemeine Lösung in Matrixschreibweise des Gleichungssystems wird im Anhang gebracht.

4. UNTERSUCHUNGEN VON LEISTUNGSKENNGRÖßEN

In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Leistungskenngrößen des betrachteten Protokolls quantitativ untersucht. Als ein Maß für die Belastung unseres Kommunikationssystems wird

$$\varrho \stackrel{\Delta}{=} \lambda/\mu$$

angenommen. Dieser Parameter wird ferner kurz *Belastung* ϱ genannt. Alle Abläufe werden in Abhängigkeit von ϱ dargestellt. Die Annahme ϱ als „unabhängige Variable“ bei solchen Untersuchungen erlaubt es uns, die Ergebnisse von konkreten Übertragungsraten der Datenblöcke innerhalb der physikalischen Schicht unabhängig zu machen, und infolgedessen diese für die Praxis benutzbarer zu gestalten. Gezeigt werden in erster Linie die Einflüsse sowohl von Speicherrestriktionen, beschränkter Kapazität F des Kopienpuffers, variabler Fehlerrate ϵ , als auch von variabler Quittungsrate δ_j auf die beurteilten Leistungskenngrößen.

4.1. Eigenschaften des Eintritts in die Leitungsschicht

Unter dem *Eintritt in die Leitungsschicht* versteht man im allgemeinen die Möglichkeit, einen aus höherer Schicht ankommenden Datenblock in die Protokolleinheit der Leitungsschicht aufzunehmen. Die mittlere Anzahl der durch Protokolleinheit aus höherer Schicht akzeptierten Datenblöcke pro Zeiteinheit wird als Durchsatz λ_+ für die modellierte Punkt-Punkt Verbindung bezeichnet, d.h.

$$\lambda_+ \stackrel{\Delta}{=} \lambda(1 - P_{\text{ein}}), \quad (4.1)$$

wobei

$$P_{\text{ein}} \stackrel{\Delta}{=} \sum_{(i,j) \in \mathcal{B}_{\text{ein}}} p(i,j) \quad (4.2)$$

und

$$\mathcal{B}_{\text{ein}} \stackrel{\Delta}{=} \{(i,j) | (i,j) \in \mathcal{L} \wedge i+j = W\}. \quad (4.3)$$

Der Parameter P_{ein} wird *Wahrscheinlichkeit für die Eintrittsblockierung in die Leitungsschicht* genannt, und er zeigt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein aus höherer Schicht ankommender Datenblock abgewiesen wird. Zur Menge $\mathcal{B}_{\text{ein}}$ gehören solche Zustände, in denen sich gleichzeitig W Datenblöcke im Speicher der Protokolleinheit befinden, und sie wird die *Menge von Eintrittsblockierungszuständen* in die Leitungsschicht genannt.

Anstelle von λ_+ ist es bequemer den normalisierten (relativen) Durchsatz

$$D \stackrel{\Delta}{=} \lambda_+/\lambda \quad (4.4)$$

zu betrachten, der sich in der Form

$$D = 1 - P_{\text{ein}} \quad (4.5)$$

darstellen läßt. Der Parameter D wird ferner auch als *Verfügbarkeit der Leitungsschicht* interpretiert, und er bestimmt, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein aus der höheren Schicht ankommender Datenblock durch die Protokolleinheit nicht abgewiesen wird.

Den Verlauf von D in Abhängigkeit von der Belastung ϱ bei verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers zeigt Bild 3. Es wird hier $\delta_j = \mu$ angenommen, was bedeutet, daß

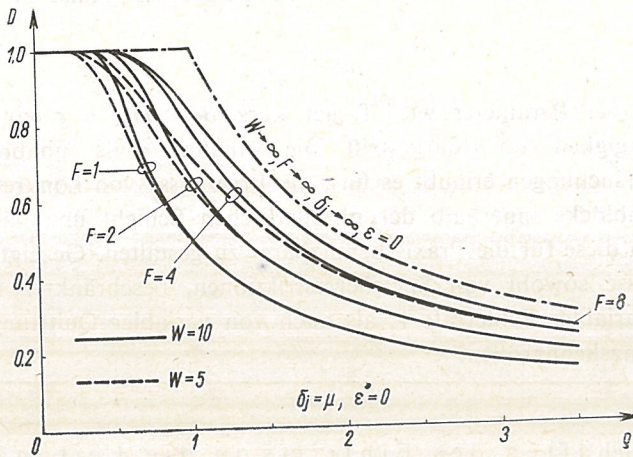
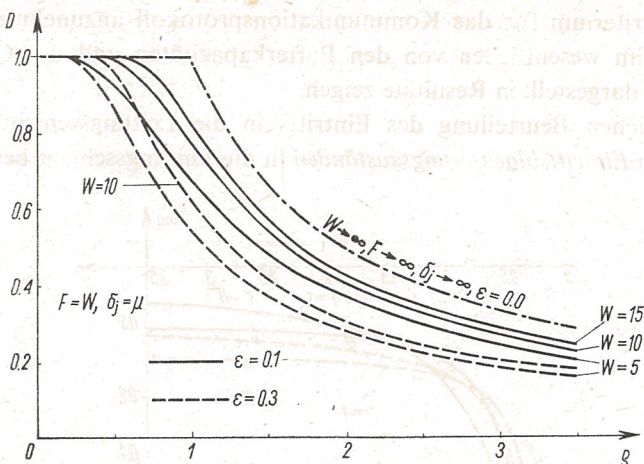
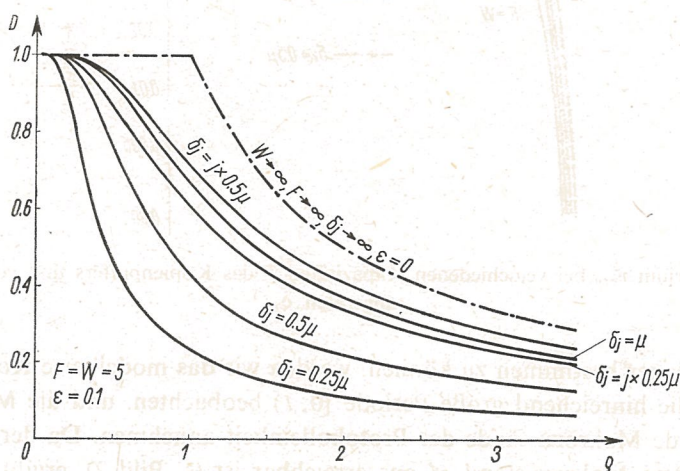


Bild 3. Der normalisierte Durchsatz D bei verschiedenen Speicherkapazitäten W und verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers

die Quittungen unabhängig von dem Zustand des *COPY*-Untersystem sind, und mit der Rate ankommen, mit der sie der physikalischen Schicht übergeben werden. Es ist insbesondere bei $F = 1$ ein starker Einfluß der begrenzten Kapazität des Kopienpuffers auf die Größe des normalisierten Durchsatzes zu beobachten. Die für $F = 1$ dargestellte Kurve charakterisiert die Qualität des Protokolls Send and Wait [8]. Eine wesentliche Minderung von D bei $F = 1$ verursacht die Notwendigkeit, auf die Quittung jedes übertragenen Datenblocks zu warten.

Den Verlauf von D für die verschiedenen Speicherkapazitäten W und Fehlerraten ε zeigt Bild 4. Diese Kurven erlauben uns unter anderem, die Minderung der Verfügbarkeit der Leitungsschicht bei zunehmender Fehlerrate ε zu beurteilen. Zur Beurteilung des Einflusses von verschiedenen Quittungsraten auf den normalisierten Durchsatz sei auf Bild 5 verwiesen. Da die Quittungsrate im wesentlichen von der Kanalkapazität innerhalb der physikalischen Schicht und von der Belastung der die Information empfangenden Seite abhängig ist, erlauben die hier dargestellten Kurven den Einfluß dieser beiden Faktoren auf den normalisierten Durchsatz in gewissem Sinne abzuschätzen. Die zur Belegung des *COPY*-Untersystems proportionale Quittungsrate kann als Modell einer solchen Situation angenommen werden, wo die empfangende Seite in geringem Maße belastet wird.

Bild 4. Der normalisierte Durchsatz D bei verschiedenen Fehlerraten ε Bild 5. Der normalisierte Durchsatz D bei verschiedenen Quittungsraten δ_j

Die Intensität, mit der die Überfüllung vom Pufferspeicher in der Protokolleinheit erfolgt, wird *Intensität von Eintrittsblockierungen* in die Leitungsschicht genannt, und ihr Mittelwert beträgt

$$\vartheta_{ein} = \lambda P_A, \quad (4.6)$$

wobei

$$P_A \triangleq \sum_{(i,j) \in \mathcal{A}} p(i,j), \quad (4.7)$$

$$\mathcal{A} \triangleq \{(i,j) | (i,j) \in \mathcal{Z} \wedge i+j = W-1\}. \quad (4.8)$$

Die mittlere Anzahl von Eintrittsblockierungen in die Leitungsschicht pro mittlere Verweilzeit $\bar{\tau}_p$ eines Datenblocks innerhalb der physikalischen Schicht, d.h.

$$\bar{v}'_{ein} \triangleq \bar{\tau}_p \bar{v}_{ein} = \rho P_A \quad (4.9)$$

ist als ein Gütekriterium für das Kommunikationsprotokoll anzunehmen. Dieses Gütekriterium hängt im wesentlichen von den Pufferkapazitäten und der Quittungsrate ab, was die im Bild 6 dargestellten Resultate zeigen.

Zur anschaulichen Beurteilung des Eintritts in die Leitungsschicht ist die *mittlere Zeitdauer* $\bar{\tau}_{ein}$ von Eintrittsblockierungszuständen in die Leitungsschicht besonders geeignet.

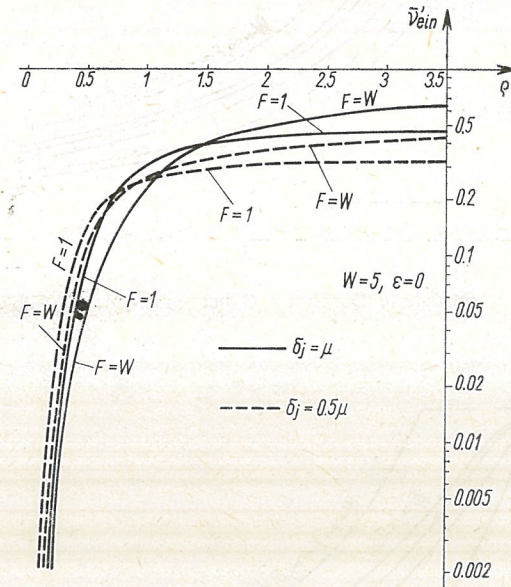


Bild 6. Gütekriterium $\bar{\nu}'_{ein}$ bei verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers und verschiedenen Quittungsraten δ_j

Um diese Zeitdauer bestimmen zu können, werden wir das modellierte Kommunikationssystem durch die hinreichend große Periode $[0, t)$ beobachten, und die Mengen $\mathcal{A}$, $\mathcal{B}_{ein}$ als entsprechende Makrozustände der Protokolleinheit annehmen. Da der Makrozustand $\mathcal{B}_{ein}$ nur von dem Makrozustand $\mathcal{A}$ aus erreichbar ist (s. Bild 2), ergibt sich damit für die mittlere Anzahl $\bar{u}_1$ der Übergänge vom Makrozustand $\mathcal{A}$ in den Makrozustand $\mathcal{B}_{ein}$ folgender Ausdruck

$$\bar{u}_1 = t \bar{\nu}_{ein}.$$

Die mittlere Anzahl $\bar{u}_2$ von Ausgängen aus dem Makrozustand $\mathcal{B}_{ein}$ beträgt

$$\bar{u}_2 = t P_{ein} \frac{1}{\bar{\tau}_{ein}}.$$

Wegen der Stationarität für $t \rightarrow \infty$ muß $\bar{u}_1 = \bar{u}_2$ sein, woraus erhalten wir

$$\bar{\tau}_{ein} \triangleq P_{ein} / \bar{\nu}_{ein}. \quad (4.10)$$

Um die beiden Größen $\bar{\tau}_{ein}$, $\bar{\tau}_p$ vergleichen zu können, definieren wir nachfolgendes Gütekriterium des Kommunikationsprotokolls

$$\bar{\tau}'_{ein} \triangleq \bar{\tau}_{ein} / \bar{\tau}_p = P_{ein} / \bar{\nu}'_{ein}. \quad (4.11)$$

Dieses Kriterium ist sehr stark von der Kapazität des Kopienpuffers und der Quittungsrate abhängig. Die Form dieser Abhängigkeit zeigt Bild 7.

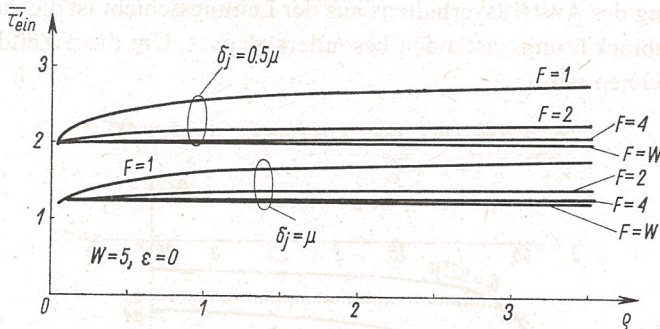


Bild 7. Gütekriterium $\bar{\tau}'_{ein}$ bei verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers und verschiedenen Quittungsraten δ_j

4.2. Eigenschaften des Austritts aus der Leitungsschicht

Unter dem Austritt aus der Leitungsschicht versteht man in allgemeinen die Möglichkeit, einen aus dem SEND-Untersystem zu übertragenden Datenblock der physikalischen Schicht zu übergeben. Ein Datenblock kann nur dann der physikalischen Schicht übergeben werden, wenn die Anzahl von Kopien innerhalb des Kopienpuffers kleiner als F ist. Falls F Kopien im Kopienpuffer sind, muß man auf die Quittung warten und die Übergabe des Datenblocks der physikalischen Schicht wird momentan verzögert. Solche Verzögerungen werden *Austrittsblockierungen aus der Leitungsschicht* genannt. Die Wahrscheinlichkeit für die Austrittsblockierung beträgt

$$P_{aus} = \sum_{(i,j) \in \mathcal{B}_{aus}} p(i,j), \quad (4.12)$$

wobei

$$\mathcal{B}_{aus} \triangleq \{(i,j) | (i,j) \in \mathcal{L} \wedge j = F\} \quad (4.13)$$

die Menge von Austrittsblockierungszuständen bezeichnet. Die Werte P_{aus} sind im hohen Maße von der Kapazität des Kopienpuffers und der Quittungsrate abhängig. Dies illustriert Bild 8. Die Wahrscheinlichkeit für die Austrittsblockierung charakterisiert im wesentlichen das Protokoll Send and Wait. Die im Bild 8 für $F = 1$ dargestellte Kurve entspricht gerade diesem Protokoll.

Die wegen Überfüllung des Kopienpuffers momentanen Verzögerungen der Übergabe von Datenblöcken der physikalischen Schicht verursachen eine Verminderung der Intensität des Zutritts zur physikalischen Schicht. Diese Intensität ist nach der Formel

$$\mu^* \triangleq \mu(1 - P_{aus}) \quad (4.14)$$

zu berechnen. Anstelle von μ^* ist es häufig bequemer folgendes Gütekriterium des Kommunikationsprotokolls

$$\gamma \triangleq \mu^* / \mu = 1 - P_{aus} \quad (4.15)$$

zu analysieren, das ferner *Verfügbarkeit der physikalischen Schicht* genannt wird. Die begrenzte Kapazität des Kopienpuffers beeinflusst vor allem die Größe γ (s. Bild 13).

Zur Beurteilung des Austrittsverhaltens aus der Leitungsschicht ist die mittlere Zeitdauer $\bar{\tau}_{aus}$ von Austrittsblockierungszuständen besonders geeignet. Um diese Zeitdauer berechnen zu können, bezeichnen wir

$$\mathcal{C} \triangleq \{(i, j) | (i, j) \in \mathcal{Z} \wedge j = F - 1 \wedge i > 0\} \tag{4.16}$$

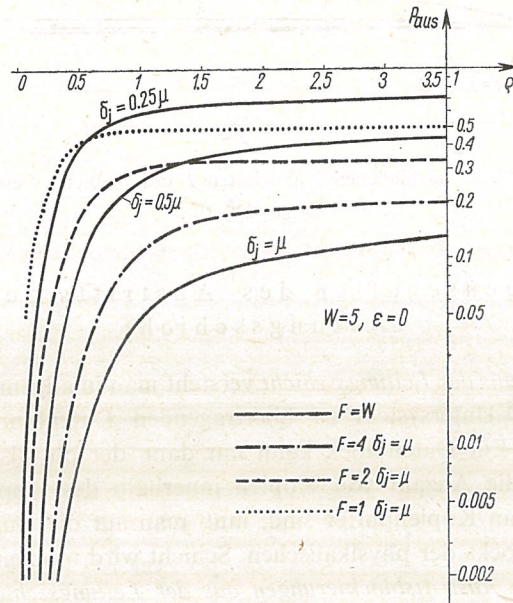


Bild 8. Wahrscheinlichkeit P_{aus} für Austrittsblockierung bei verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers und verschiedenen Quittungsraten δ_j

und interpretieren die Mengen $\mathcal{B}_{aus}$ und $\mathcal{C}$ als gewisse Makrozustände der Protokolleinheit. Es sei $[0, t)$ eine hinreichend lange Beobachtungszeitperiode des modellierten Kommunikationssystems. Da der Makrozustand $\mathcal{B}_{aus}$ nur von dem Makrozustand $\mathcal{C}$ aus zu erreichen ist (s. Bild 2), läßt sich somit die mittlere Anzahl $\bar{v}_1$ der Übergänge vom Makrozustand $\mathcal{C}$ in den Makrozustand $\mathcal{B}_{aus}$ folgendermaßen berechnen

$$\bar{v}_1 = t \mu P_C,$$

wobei

$$P_C \triangleq \sum_{(i, j) \in \mathcal{C}} p(i, j). \tag{4.17}$$

Die mittlere Anzahl $\bar{v}_2$ der Ausgänge aus dem Makrozustand $\mathcal{B}_{aus}$ ist gleich

$$\bar{v}_2 = t P_{aus} \frac{1}{\bar{\tau}_{aus}}.$$

Infolge der Stationarität für $t \rightarrow \infty$ muß $\bar{v}_1 = \bar{v}_2$ sein, woraus sich

$$\bar{\tau}_{aus} = P_{aus} / \bar{v}_{aus} \tag{4.18}$$

ergibt, wobei

$$\bar{v}_{aus} \triangleq \mu P_C \quad (4.19)$$

die mittlere Intensität von Austrittsblockierungen aus der Leitungsschicht bezeichnet.

Ähnlich, wie es bereits bei mittlerer Zeitdauer von Eintrittsblockierungszuständen getan wurde, um die mittleren Werte $\bar{\tau}_{aus}$ und $\bar{\tau}_p$ vergleichen zu können, definieren wir folgendes Gütekriterium

$$\bar{\tau}'_{aus} \triangleq \bar{\tau}_{aus} / \bar{\tau}_p = P_{aus} / \bar{v}'_{aus}, \quad (4.20)$$

wobei

$$\bar{v}'_{aus} \triangleq \bar{\tau}_p \bar{v}_{aus} = P_C \quad (4.21)$$

die mittlere Anzahl von Austrittsblockierungen aus der Leitungsschicht pro mittlere Verweilzeit $\bar{\tau}_p$ eines Datenblocks innerhalb der physikalischen Schicht bezeichnet, und als ein signifikantes Gütekriterium des Kommunikationsprotokolls anzunehmen ist. Im hohen Maße ist das Gütekriterium (4.20) von der Kapazität des Kopienpuffers und von der Quittungsrate abhängig, was Bild 9 zeigt.

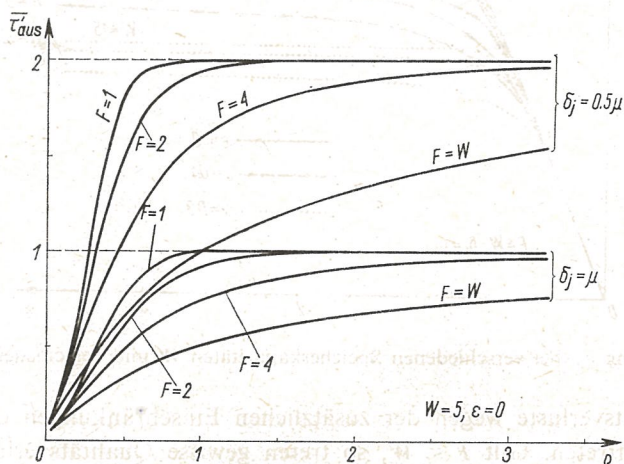


Bild 9. Gütekriterium $\bar{\tau}'_{aus}$ bei verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers und verschiedenen Quittungsraten δ_j

Da $\delta_j = \text{const}$, folgt aus der Voraussetzung V5, daß der Quittungsstrom einen Poissonstrom mit der Intensität δ_j bildet. In diesem Falle ist die mittlere Zeit des Wartens auf eine ankommende Quittung unabhängig von dem Zeitpunkt, in dem der Datenblock der physikalischen Schicht übergeben wurde, und beträgt

$$\bar{\tau}_q = 1/\delta_j, \quad \delta_j = \text{const}. \quad (4.22)$$

Wie man aus dem Bild 9 ersieht, gehen die Werte $\bar{\tau}'_{aus}$ für $\varrho \rightarrow \infty$ gegen

$$\bar{\tau}'_q \triangleq \bar{\tau}_q / \bar{\tau}_p = \mu / \delta_j, \quad (4.23)$$

was insbesondere bei $F = 1$ (Protokoll Send and Wait) zu sehen ist. Damit geht die mittlere Zeitdauer von Austrittsblockierungszuständen aus der Leitungsschicht für zunehmende Belastung und geringe Kapazität F der Kopienpuffers gegen die mittlere Zeit des Wartens auf eine ankommende Quittung.

4.3. Auslastung und mittlere Verweilzeit

Eine wichtige Kenngröße bei der Leistungsbeurteilung von Kommunikationssystemen für Rechnernetze stellt die sog. Auslastung dar. Als Auslastung wird der Durchsatz λ_+ durch die mittlere Übertragungsrate μ bezeichnet, d.h.

$$\rho_+ \triangleq \lambda_+ / \mu = \rho D. \quad (4.24)$$

Die Auslastung läßt sich in gewissem Sinne als ein Maß für eine effektive Ausnutzung von Transferfähigkeiten der physikalischen Schicht interpretieren.

Die Auslastung bei variabler Speicherkapazität W und variabler Fehlerrate ε zeigt Bild 10. Es wurde hier $F = W$ vorausgesetzt, was einer solchen Situation entspricht, in

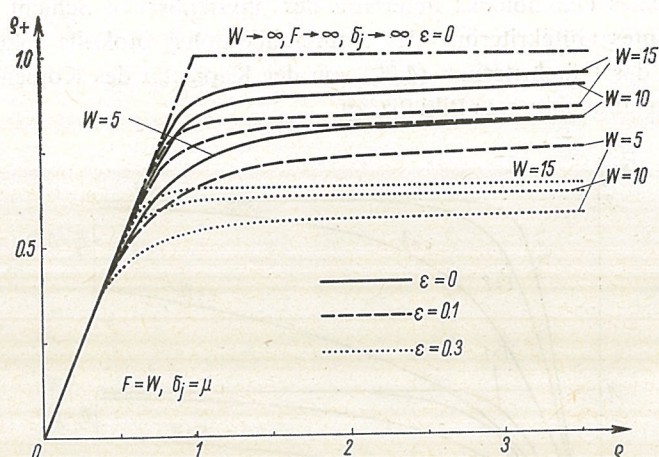


Bild 10. Auslastung ρ_+ bei verschiedenen Speicherkapazitäten W und verschiedenen Fehlerraten ε

der keine Qualitätsverluste wegen der zusätzlichen Einschränkungen der Kapazität des Kopienpuffers auftreten. Gilt $F < W$, so treten gewisse Qualitätsverluste dadurch auf, daß einige Datenblöcke innerhalb der Leitungsschicht zusätzlich verzögert werden müssen. Auslastungsverhalten bei den verschiedenen Einschränkungen der Kapazität F des Kopienpuffers zeigt Bild 11. Wesentliche Auslastungsverluste sind vor allem für kleine Werte von F zu erkennen. Insbesondere bei $F = 1$ und $\delta_j = \mu$ sind die Transferfähigkeiten der physikalischen Schicht bei $\rho \rightarrow \infty$ zu 50% auszunutzen.

Analysiert man die bereits dargestellten Verläufe für die Auslastung, so ist festzustellen, daß die Fehlerrate ε als ein Maß für eine uneffektive Ausnutzung der physikalischen Schicht angenommen werden kann.

Die Auslastung ist sehr stark von der Quittungsrate abhängig. In welchem Maße die Quittungsrate die Auslastung beeinflusst, zeigt Bild 12.

Aus den bisher dargestellten Resultaten ersieht man, daß die Auslastung sowohl abhängig ist von den Parametern, die die Eigenschaften des Eintritts in die Leitungsschicht beeinflussen, als auch von solchen Parametern, die die Eigenschaften des Austritts aus der Leitungsschicht bestimmen. Im höchsten Maße beeinflussen die Austrittseigenschaften das Auslastungsverhalten. Die Zusammenhänge zwischen der Verfügbarkeit γ der

physikalischen Schicht und der Auslastung ϱ_+ stellt Bild 13 dar. Gibt es keine Übertragungsfehler ($\varepsilon = 0$), so wird die Auslastung unmittelbar durch die Verfügbarkeit der physikalischen Schicht beschränkt (s. Bild 13a). Ist die Übertragung innerhalb der physikalischen Schicht fehlerhaft, so kommen zusätzliche Auslastungsverluste hinzu, die mit der fehlerhaften Übertragung von Datenblöcken verbunden sind. Insbesondere für kleinere Kapazitäten F und die hinreichend große Belastung ϱ gilt in erster Näherung $\varrho_+ \approx (1 - \varepsilon)\gamma$, woraus sich $\lambda_+ \approx (1 - \varepsilon)\mu$ ergibt. Dies ist gerade die Begründung dafür, daß ε eine uneffektive Ausnutzung der Übertragungsfähigkeiten der physikalischen Schicht darstellt. Eine wichtige und mit der Auslastung verbundene Leistungskenngröße des Kommunikationsprotokolls stellt die mittlere Verweilzeit $\bar{\tau}$ eines Datenblocks in der Protokolleinheit der Leitungsschicht dar. Wie in [2] gezeigt wurde, ist die Größe $\bar{\tau}$ nach der Formel

$$\bar{\tau} = \left(1 - e + \frac{e}{1 - e}\right) \frac{\bar{L}}{\lambda_+} \quad (4.25)$$

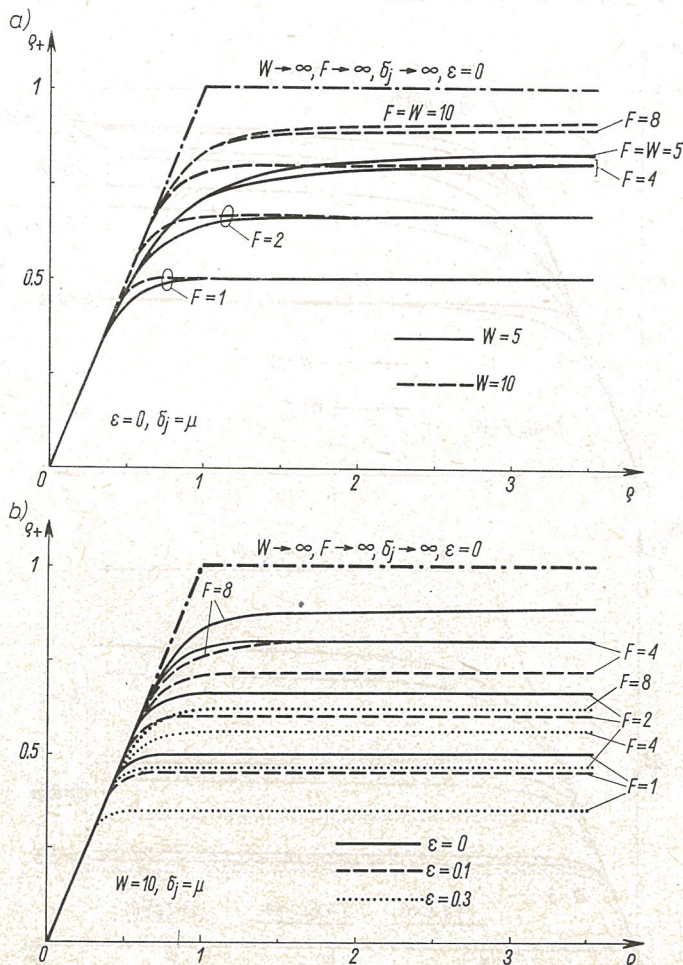


Bild 11. Auslastung ϱ_+ bei verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers und: a) verschiedenen Speicherkapazitäten W ; b) verschiedenen Fehlerraten ε

zu berechnen, wobei $\bar{L}$ die mittlere Anzahl von Datenblöcken in der Protokolleinheit bezeichnet, und e die Wahrscheinlichkeit für eine wiederholte Übertragung eines Datenblocks angibt. Da nur der fehlerhaft übertragene Datenblock nach dem betrachteten Protokoll wiederholt zur Übertragung geleitet wird, was mit der Wahrscheinlichkeit ε erfolgt, ist die Wahrscheinlichkeit für eine wiederholte Übertragung eines Datenblocks gleich ε , d.h. $e = \varepsilon$.

Ähnlich, wie es bereits oft getan wurde, wollen wir jetzt die mittlere Verweilzeit $\bar{\tau}$ von der mittleren Verweilzeit $\bar{\tau}_p$ eines Datenblocks innerhalb der physikalischen Schicht unabhängig machen. Zu diesem Zweck führen wir folgendes Gütekriterium

$$\bar{\tau}' \triangleq \bar{\tau} / \bar{\tau}_p = \left(1 - e + \frac{e}{1 - e} \right) \frac{\bar{L}}{q_+} \quad (4.26)$$

ein, was von der Kapazität des Kopienpuffers und der Quittungsrate im hohen Maße abhängig ist. Der Einfluß dieser Faktoren auf die Werte $\bar{\tau}'$ zeigt Bild 14. Große Werte

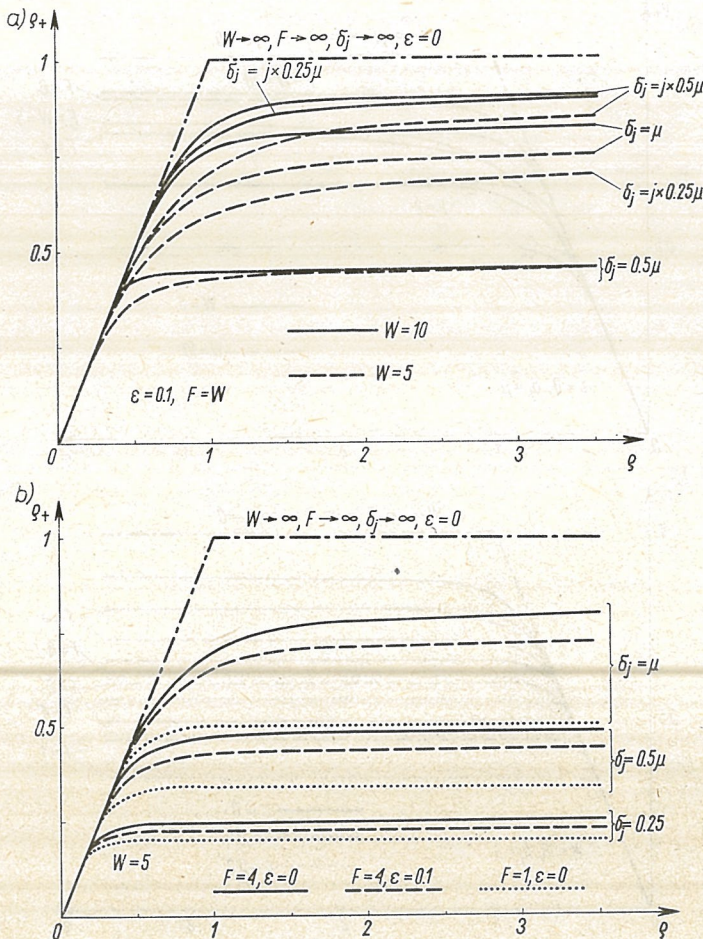


Bild 12. Auslastung q_+ bei verschiedenen Quittungsraten δ_j und: a) verschiedenen Speicherkapazitäten W ; b) verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers und Fehlerraten ε

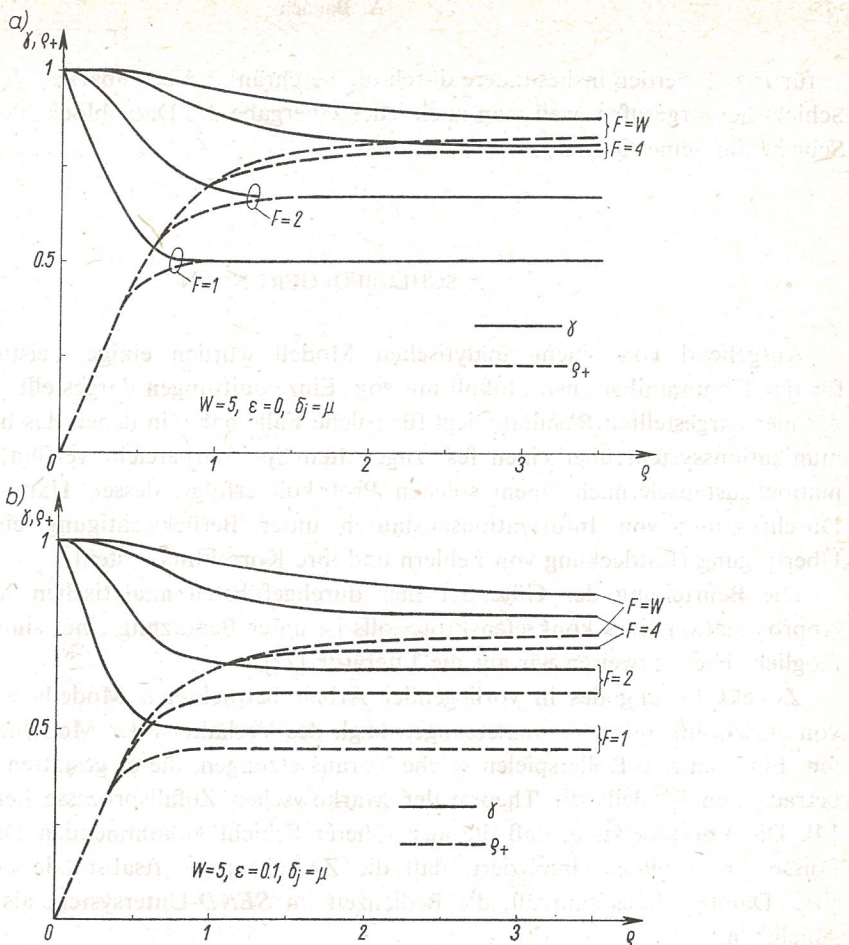


Bild 13. Vergleich der Verfügbarkeit der physikalischen Schicht mit der Auslastung: a) fehlerfreie Datenübertragung; b) fehlerhafte Datenübertragung

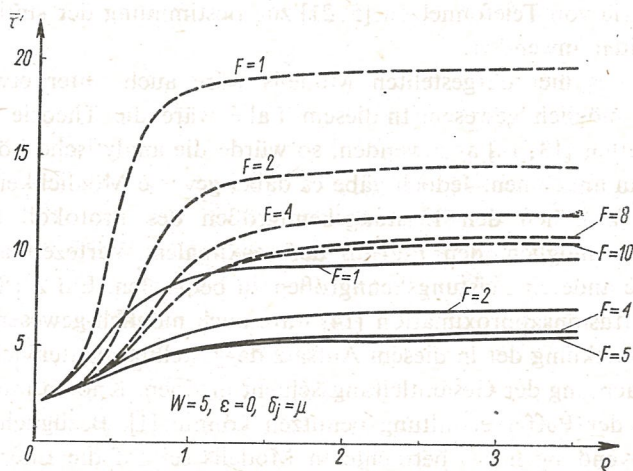


Bild 14. Gütekriterium $\bar{\rho}'$ bei verschiedenen Kapazitäten F des Kopienpuffers

$\bar{\tau}'$ für $F = 1$ werden insbesondere durch die beschränkte Verfügbarkeit der physikalischen Schicht hervorgerufen, weil man nach jeder Übergabe des Datenblocks der physikalischen Schicht auf seine Quittung warten muß.

5. SCHLUßFOLGERUNGEN

Ausgehend von einem analytischen Modell wurden einige Leistungsbewertungen für das Kommunikationsprotokoll mit sog. Einzelquittungen dargestellt. Die Anwendung der hier dargestellten Resultate liegt für solche Fälle nahe, in denen das betrachtete Kommunikationssystem über einen fest zugeteilten Speicherbereich verfügt, und der Informationsaustausch nach einem solchen Protokoll erfolgt, dessen Hauptfunktion in der Durchführung von Informationsaustausch unter Berücksichtigung einer fehlerhaften Übertragung (Entdeckung von Fehlern und ihre Korrektur) besteht.

Die Beurteilung der Güte der hier durchgeführten analytischen Modellierung bei Approximation eines konkreten Protokolls ist unter Benutzung eines simulativen Modells möglich. Hier verweisen wir auf die Literatur [22].

Zwecks Lösung des in vorliegender Arbeit betrachteten Modells wurde eine Reihe von einschränkenden Voraussetzungen bzgl. des Verhaltens der Modellumgebung getroffen. Eine zentrale Rolle spielen solche Voraussetzungen, die es gestatten, zur Lösung des betrachteten Modells die Theorie der Markowschen Zufallsprozesse heranzuziehen [13, 14]. Die Voraussetzung, daß die aus höherer Schicht ankommenden Datenblöcke einen Poissonstrom bilden, impliziert, daß die Zwischenankunftsabstände exponentialverteilt sind. Damit war es sinnvoll, die Bedienzeit im *SEND*-Untersystem als exponential anzunehmen.

Nimmt man an, daß die Menge $\mathcal{L}$ der zulässigen Protokolleinheitszustände folgende Form $\mathcal{L} = \{(i, j) | i = 1, \dots, I \wedge j = 1, \dots, J\}$ besitzt und setzt man, daß wir mit einer fehlerfreien ($\epsilon = 0$) Datenübertragung zu tun haben, so lassen sich gewisse Resultate der Überlastungstheorie von Telefonnetzen [5, 21] zur Bestimmung der stationären Zustandswahrscheinlichkeiten anwenden.

Eine Lösung des hier dargestellten Modells wäre auch unter etwas allgemeineren Voraussetzungen möglich gewesen. In diesem Falle wäre die Theorie der eingebetteten Markowschen Ketten [13, 14] anzuwenden, so würde die analytische Lösung eine äußerst komplizierte Form annehmen. Jedoch gäbe es dabei gewisse Möglichkeiten, einige andere Zusammenhänge zwischen den Leistungskenngrößen des Protokolls festzustellen. Insbesondere wäre es möglich, den Einfluß der maximalen Wartezeit auf eine Quittung (time-out) auf die anderen Leistungskenngrößen zu beurteilen. Ein Zurückgreifen auf die Verfahren der Diffusionsapproximation [14] wäre auch möglich gewesen.

Als Weiterentwicklung der in diesem Aufsatz dargestellten Untersuchungen wäre auch eine globale Betrachtung der Gesamtleitungsschicht in einem Knoten interessant, was man zur Optimierung der Pufferverwaltung benutzen könnte [1]. Bezüglich weiterer Entwicklungen und Anwendungen des betrachteten Modells sei auf die Literatur [16, 20] verwiesen.

Anhang

LÖSUNG DES GLEICHUNGSSYSTEMS FÜR DIE STATIONÄREN
ZUSTANDSWAHRSCHEINLICHKEITEN

Das Gleichungssystem (3.7) läßt sich in Matrixform schreiben. Zu diesem Zweck führen wir nachfolgende Vektoren und Matrizen ein:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{p}_j &\triangleq [p(0, 0)], & j = 0, \\ \mathbf{p}_j &\triangleq \begin{bmatrix} p(0, j) \\ p(1, j-1) \\ \vdots \\ p(j, 0) \end{bmatrix}, & j = 1, \dots, F-1, \\ \mathbf{p}_j &\triangleq \begin{bmatrix} p(j-F, F) \\ p(j-F+1, F-1) \\ \vdots \\ p(j, 0) \end{bmatrix}, & j = F, \dots, W; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\mathbf{A}_{ij} \triangleq \begin{bmatrix} -\lambda + \delta_{j*} & -\mu & & & & & 0 \\ -\delta_{j*} & \lambda + \mu + \delta_{j*-1} & & & & & \\ 0 & -\delta_{j*-1} & & & & & \\ \cdot & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\delta_1 \quad \lambda + \mu \end{bmatrix}, \quad j = 1, \dots, W, \quad (2)$$

$$j_* \triangleq \begin{cases} j, & \text{wenn } j \leq F-1, \\ F, & \text{wenn } F \leq j, \end{cases}$$

$$\dim \mathbf{A}_{j,j} = (j_* + 1) \times (j_* + 1), \quad j = 1, \dots, W,$$

$$\mathbf{A}_{j,j-1} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 \\ \lambda & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 \\ 0 & \lambda & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \lambda \end{bmatrix}, \quad j = 1, \dots, F, \quad (3)$$

$$\dim \mathbf{A}_{j,j-1} = (j+1) \times j, \quad j = 1, \dots, F,$$

$$\mathbf{A}_{j,j-1} \triangleq \lambda \mathbf{I}_{F+1}, \quad j = F+1, \dots, W, \quad (4)$$

I_k bezeichnet die Einheitsmatrix mit $\dim I_k = k \times k$,

$$\mathbf{B}_{j,j+1} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \delta_{j+1}^+ & 0 & & & & & 0 \\ 0 & \delta_j^+ & & & & & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \delta_1^+ & 0 \end{bmatrix}, \quad j = 1, \dots, F-1, \quad (5)$$

$\dim \mathbf{B}_{j,j+1} = (j+1) \times (j+2),$

$$\mathbf{B}_{j,j+1} \triangleq \begin{bmatrix} \delta_F^+ & 0 & & & & & 0 \\ 0 & \delta_{F-1}^+ & & & & & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & & & & \delta_1^+ \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \delta_1^+ & 0 \end{bmatrix}, \quad j = F, \dots, W, \quad (6)$$

$\dim \mathbf{B}_{j,j+1} = (F+1) \times (F+1),$

Aus (2) folgt, daß insbesondere gilt:

$$\mathbf{A}_{1,1} = \begin{bmatrix} \lambda + \delta_1 & -\mu \\ -\delta_1^- & \lambda + \mu \end{bmatrix}.$$

Es sei

$$\mathbf{A}_{0,0} \triangleq [\lambda].$$

Benutzt man die hier eingeführten Matrizen und Vektoren, so kann man das Gleichungssystem (3.7) in folgender Matrixform darstellen:

$$\mathbf{A}_{0,0} \mathbf{p}_0 - \mathbf{B}_{0,1} \mathbf{p}_1 = \mathbf{0}_0, \quad (7a)$$

$$\mathbf{A}_{j,j} \mathbf{p}_j - \mathbf{A}_{j,j-1} \mathbf{p}_{j-1} - \mathbf{B}_{j,j+1} \mathbf{p}_{j+1} = \mathbf{0}_j, \quad j = 1, \dots, W-1, \quad (7b)$$

$$\mathbf{A}_{W,W} \mathbf{p}_W - \mathbf{A}_{W,W-1} \mathbf{p}_{W-1} = \mathbf{0}_W. \quad (7c)$$

Hierbei ist $\dim \mathbf{0}_j = \dim \mathbf{p}_j$.

Um eine eindeutige Lösung für das homogene, linear abhängige Gleichungssystem (7) zu finden, ist eine beliebige Gleichung aus (7) durch die Normalisierungsbedingung (3.8) zu ersetzen. Zu diesem Zweck führen wir nachfolgenden Vektor ein:

$$\mathbf{1}_j \triangleq \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \dim \mathbf{1}_j = (1+j) \times 1, \quad (8)$$

um die Bedingung (3.8) in Matrixform darzustellen:

$$\sum_{j=0}^W \mathbf{p}_j^T \mathbf{1}_j = 1. \quad (9)$$

Der Vektor $\mathbf{p}_j^T$ bezeichnet den zu $\mathbf{p}_j$ transponierten Vektor.

Es ist hier zu erkennen, daß die Matrix des Gleichungssystems (7) eine obere Dreiecksmatrix darstellt; daher ist dieses Gleichungssystem auch nach dem rekursiven Verfahren leicht zu lösen. Wir wollen jedoch die Lösung dieses Gleichungssystems in einer geschlossenen Form finden. Zu diesem Zweck definieren wir nachfolgende Hilfsmatrizen:

$$\mathbf{C}_{W-1} \triangleq \mathbf{A}_{W,W}^{-1} \mathbf{A}_{W,W-1}, \quad (10)$$

$$\mathbf{C}_{j-1} \triangleq \mathbf{G}_{j,j}^{-1} \mathbf{A}_{j,j-1}, \quad j = W-1, \dots, 1, \quad (11)$$

wobei

$$\mathbf{G}_{j,j} \triangleq \mathbf{A}_{j,j} - \mathbf{B}_{j,j+1} \mathbf{C}_j, \quad j = W-1, \dots, 1. \quad (12)$$

Berücksichtigt man die hier zusätzlich eingeführten Matrizen und rechnet man auf rekursive Weise die unbekannten Vektoren $\underline{p}_W, \underline{p}_{W-1}, \dots, \underline{p}_1$ in dieser Reihenfolge aus, so erhält man aus dem Gleichungssystem (7) die nachfolgenden Zusammenhänge:

$$\mathbf{p}_j = \mathbf{C}_j \mathbf{p}_{j-1}, \quad j = W, \dots, 1. \quad (13)$$

Definiert man ferner

$$\mathbf{D}_j \triangleq \begin{cases} \mathbf{C}_0, & j = 0, \\ \mathbf{C}_j \mathbf{C}_{j-1} \dots \mathbf{C}_0, & j = 1, \dots, W, \end{cases} \quad (14)$$

so läßt sich die Lösung (13) in der Form

$$\mathbf{p}_j = \mathbf{D}_j \mathbf{p}_0, \quad j = 1, \dots, W, \quad (15)$$

schreiben. Es bleibt jetzt nur noch $p_0 = [p(0, 0)]$ zu bestimmen. Dazu ersetzen wir die Gleichung (7a) durch die Normalisierungsbedingung (9). Setzt man die Vektoren (15) in (9) ein, so ergibt sich nach einfachen Umwandlungen folgende Form für $p(0, 0)$:

$$p(0, 0) = \frac{1}{\sum_{j=1}^W \mathbf{1}_j^T \mathbf{D}_{j+1}}. \quad (16)$$

Die Formeln (15) und 16) stellen die gesuchte Lösung des Gleichungssystems (3.7) dar.

Schlußwort. An dieser Stelle möchte ich Herren Prof. Dr. G. Krüger recht herzlich danken, der während meines Aufenthalts an der Universität Karlsruhe durch seine Hilfe zur Anfertigung der in diesem Aufsatz dargestellten Untersuchungen beitrug. Ebenfalls danke ich Herrn Prof. Dr. O. Drobnik für seine fruchtbare Diskussionsbeiträge. Des weiteren danke ich Herrn Prof. Dr. B. Wolfinger, der mir oft ein wertvoller Diskussionspartner war.

Mein besonderer Dank geht an Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Seidler, der mir viele wertvollen Ratschläge zur Gestaltung meiner Untersuchungen gegeben hat.

SCHRIFTTUM

1. A. Badach, *Osnownye problemy projektierowanija uzlow wyczislitelnych sietiej*, In Abhandlungen der AdW DDR: Statistische Nachrichtentheorie und ihre Anwendungen, Nr. N6, Akademie-Verlag, Berlin, 1981, S. 57—67.
2. A. Badach, *Analiza jakości protokołu komunikacyjnego z potwierdzeniami globalnymi, Część I. Przesyłanie binarnej informacji potwierdzającej*, (in Vorbereitung zum Druck).
3. A. Badach, B. Wolfinger, *Eine Klasse von Warteschlangenmodellen zur Leistungsbewertung von Leitungsprotokollen*, Interner Bericht Nr 6/82, Universität Karlsruhe, Fakultät für Informatik, März 1982.
4. W. Bux, H. L. Troung, *A queueing model for HDLC-control data link*, In Buch: J. L. Grangé M. Gien (Eds.), *Flow Control in Computer Networks*, North-Holland, Amsterdam 1979.
5. J. Chastang, *Contribution to studies of overflow traffic*, Electrical Commun., vol. 38, 1963, pp. 120—129.
6. D. W. Davies u.a., *Computer networks and their protocols*, J. Wiley, New York 1979.
7. M. C. Eaton, *Batch throughput efficiency of ADCCP/HDLC/SDLC selective reject protocols*, IEEE Trans. Commun., vol. 28, 1980, pp. 187—195.
8. G. Fayolle u.a., *An analytical evaluation of the performance of the „Send and Wait” protocol*, IEEE Trans. Commun., vol. 26, 1978, pp. 313—319.
9. E. Gelenbe u. a., *Performance evaluation of the HDLC protocol*, Computer Networks, vol. 2, 1981, pp. 409—415.
10. J. Georges, D. Wybaux, *A simulation study of the performances of HDLC Controlled Links*, Performance Evaluation, vol. 1, 1981, pp. 126—138.
11. *IBM Synchronous Data Link Control-General Information*, IBM Form GA27-3092.
12. H. Kerner, G. Bruckner, *Rechnernetzwerke. Systeme. Protokolle und das ISO-Architekturmodell*, Springer-Verlag, Wien-New York 1981.
13. L. Kleinrock, *Queueing systems. Theory*, vol. 1, J. Wiley, New York 1975.
14. H. Kobayashi, *Modelling and analysis, an introduction to system performance evaluation methodology*, Addison-Wesley, Reading, Mass., 1978.
15. J. Labetoulle, G. Pujolle, *Modelling and performance evaluation of the protocol HDLC*, In Buch: J. L. Grangé, M. Gien (Eds.), *Flow control in computer networks*, North-Holland, Amsterdam 1979.
16. H. Löffler, *Information-Signalnachrichtenverkehr*, Akademie-Verlag, Berlin 1980.
17. J. D. C. Little, *A proof for the queueing formula: $L = \lambda W$* , Operations Research, vol. 9, 1961, pp. 383—387.
18. *Proposed National Standard for Advanced Data Communication Control Procedures ADCCP-Seventh Draft*, Amer. Nat. Stand. Inst., Dec. 1977.
19. P. U. Hasenkamp, *Rechnerverbundsysteme. Offene Kommunikationssysteme auf Basis des ISO-Referenzmodells*, Carl Hanser-Verlag, München-Wien 1981.
20. J. Seidler, *Principles of computer communications network design*, E. Horwood, London, 1983.
21. B. Wallström, *Congestion studies in telephone systems with overflow facilities*, Ericsson Technics, vol. 22, 1966, pp. 185—351.
22. B. Wolfinger, *Das Modellierungssystem MOSAIC zur Analyse und Optimierung hierarchisch organisierter Kommunikationsprotokolle in Rechnernetzen*, Elektron. Rechenanl., Bd. 23, 1981, S. 199—211.

A. BADACH

ANALYTICAL PERFORMANCE EVALUATION FOR A COMMUNICATION PROTOCOL
WITH SIMPLE ACKNOWLEDGMENTS

Summary

In this paper a statistical model for behaviour of communication protocol with simple acknowledgments for computer networks is described. To obtain accurate influence of acknowledgment policy on protocol performance, one-direction transmission of information is assumed. The protocol behaviour is modelled by the coupling of two buffers with finite capacity. The state transition of the buffers is a Markov process. The stationary probabilities of states allow one to obtain the protocol parameters. An analytical method of stationary probabilities evaluation is presented.

In particular the results for following protocol parameters are presented: availability of the link layer, throughput of link layer, useful load of link layer, mean holding time of information block in link layer, availability of the physical layer. The protocol performance parameters are analyzed and compared under a broad range of conditions. The results presented allow one to evaluate the protocol performance under the different: size of the information block buffer, window size for flow control, transmission error rate and acknowledgment rate.

A. BADACH

EXAMEN ANALYTIQUE DE LA PERFORMANCE DES PROTOCOLES
DE COMMUNICATION À QUITTANCE UNIQUE

Résumé

On propose un modèle analytique pour estimer les protocoles de communication à quittance unique, c'est à dire des protocoles d'après lesquels chaque quittance arrivante acquitte seulement une seule copie parmi les copies de data-block transférées attendant la quittance. A l'aide de ce modèle, basé sur la théorie du processus stochastique de Markow, il est possible de déterminer les principales caractéristiques de la classe des protocoles de communication examinée. C'est surtout les suivantes caractéristiques qui peuvent être déterminées: cadence, degré de charge, temps moyen de repos du data-block, disponibilité de l'étage physique. Les résultats permettent d'évaluer les erreurs de transmission, les restrictions de capacité de mémoire, le nombre limité de copies dans une unité de protocole et aussi de préciser l'influence de la durée variable de l'arrivée des quittances sur le comportement du protocole.

A. BADACH

ANALITYCZNE BADANIE EFEKTYWNOŚCI PROTOKOŁÓW KOMUNIKACYJNYCH
Z POTWIERDZENIAMI POJEDYNCZYMI

Streszczenie

W niniejszej pracy przedstawiono model analityczny do oceny protokołów komunikacyjnych z potwierdzeniami pojedynczymi, tj. protokołów, według których każde przychodzące potwierdzenie odpowiednio potwierdza tylko jedną spośród oczekujących na potwierdzenia kopii przesyłanych bloków informacji. Model ten, stworzony na bazie teorii procesów Markowa, pozwala wyznaczyć wszystkie ważne wskaźniki jakości badanej klasy protokołów komunikacyjnych. W szczególności przy różnych warunkach charakteryzujących otoczenie analizowanego protokołu będą przedstawione obliczenia takich wskaźników jak: przepustowość, wielkość przenoszonoego obciążenia, średni czas przebywania bloku informacji w członie komunikacyjnym, dostępność warstwy transmisji. Przedstawione wyniki umożliwiają ocenę wpływu na jakość protokołu skutków błędów przesyłania informacji, ograniczonej pamięci buforowej, ograniczonej liczby jednocześnie przechowywanych kopii, jak również zmiennej szybkości przychodzenia potwierdzeń.

А. БАДАХ

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОММУНИКАЦИОННЫХ ПРОТОКОЛОВ ИМЕЮЩИХ ПРОСТЫЕ ПОТВЕРЖДЕНИЯ

Резюме

Представлены результаты исследований эффективности одного класса коммуникационных протоколов вычислительных сетей, в которых применяются простые подтверждения. Представленные результаты получены на основе стохастической модели реализации протокола. Чтобы оценить влияние стратегии подтверждения на эффективность протокола рассматривается передача информации в одном направлении при точном анализе передающего коммуникационного узла. Принимаются предположения, при которых процесс изменения состояния модели реализации протокола представляет собой стохастический процесс марковского типа. Стационарные вероятности состояний этого процесса используются при вычислении показателей качества протоколов. В работе представлен метод вычисления этих стационарных вероятностей. Рассматриваются на пример такие показатели качества протокола как: пропускная способность, эффективность передаваемой нагрузки, среднее время пребывания блока информации в коммуникационном члене, доступность физического слоя сетевой архитектуры. Все показатели качества оцениваются при различных условиях характеризующих окрестность рассматриваемого протокола. Это даёт возможность оценивать эффективность протокола: при различных уровнях ошибок передачи, при различных величинах буферов, ограниченном числе копии блоков информации одновременно ожидающих подтверждения, а также при переменной интенсивности подтверждений.

Model symulacyjny sieci radiofonicznej *UKF-FM*

DANIEL J. BEM (WROCŁAW), JAROSŁAW JANISZEWSKI (WROCŁAW),
RYSZARD ZIELIŃSKI (WROCŁAW)

Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

Otrzymano 10.5.1983

W pracy przedstawiono model symulacyjny sieci radiofonicznej *UKF-FM*, umożliwiający obliczenie przestrzennego prawdopodobieństwa niezakłóconego odbioru na dowolnym obszarze Polski i dla dowolnego zbioru nadajników (istniejących i planowanych) pracujących w zakresie częstotliwości $65,5 \div 73$ MHz. Możliwe jest też wyznaczenie kompatybilnych zasięgów dowolnego zbioru nadajników użytecznych. Model symulacyjny stanowi doskonale narzędzie do analizy i planowania sieci radiofonicznych *UKF-FM*. W tym ostatnim przypadku szczególnie atrakcyjna jest procedura *SPECT*, z pomocą której można dokonać analizy widmowej rozkładu zakłóceń w miejscu lokalizacji planowanego nadajnika i wybrać optymalną częstotliwość pracy.

Model symulacyjny można łatwo rozszerzyć na zakres częstotliwości $87,5 \div 108$ MHz.

1. WPROWADZENIE

Ochrona środowiska elektromagnetycznego wymaga zachowania warunku kompatybilności w odniesieniu do wszystkich systemów wykorzystujących sygnały elektryczne do przenoszenia lub przetwarzania informacji. W przypadku sieci radiofonicznej kompatybilność oznacza spełnienie wymagania niezakłóconego odbioru sygnału pożądanego przy jednoczesnym działaniu na odbiornik różnego rodzaju sygnałów zakłócających. Skuteczną metodą prognozowania działania systemów nieistniejących (planowanych) i badania systemów istniejących z uwzględnieniem wpływu otoczenia są badania symulacyjne. Badania symulacyjne złożonych systemów, jakimi są systemy radiodyfuzyjne, wymagają stosowania maszyn cyfrowych. Symulację maszynową można określić jako elektronicznie wspomagany eksperyment myślowy. Może to być symulacja odtwarzająca lub symulacja prognostyczna. Symulacja przedstawiająca zjawiska, które w rzeczywistości już wystąpiły, nosi nazwę symulacji odtwarzającej. Symulacja tego typu polega na naśladowaniu istniejącego systemu, którego funkcjonowanie jest już zdeterminowane. Można w ten sposób sprawdzić poprawność modelu symulacyjnego, porównując wyniki otrzymane w takiej symulacji z odpowiadającymi im parametrami systemu rzeczywistego. Symulacja prognostyczna przedstawia zjawiska, które mogą wystąpić w przyszłości. Polega ona na zmianie danych wejściowych lub nawet zmianie modelu (planowanie nowych sieci).

Sieć radiofoniczna składa się z pewnej liczby nadajników rozmieszczonych na określonym obszarze. Rozmieszczenia nadajników i przydziału kanałów częstotliwościowych należy dokonać w taki sposób, aby pokrycie zadanego obszaru programem radiowym

było jak największe. O współczynniku pokrycia zadanego obszaru (stosunek powierzchni obszaru pokrytego programem radiowym do całkowitej powierzchni rozpatrywanego obszaru) decydują tzw. zasięgi kompatybilne nadajników obsługujących ten obszar. Przez zasięg kompatybilny nadajnika rozumie się obszar, w którym natężenie pola jest nie mniejsze od wartości granicznej ($E \geq E_c$) i jednocześnie zakłócenia interferencyjne od nadajników wspólnie- oraz sąsiedniokanałowych nie przekraczają ustalonego poziomu.

2. MODEL ELEMENTÓW SIECI

Do analizy kompatybilności sieci radiofonicznej potrzebne są następujące modele: model propagacyjny, model nadajnika i odbiornika oraz modele anten nadawczych i odbiorczych.

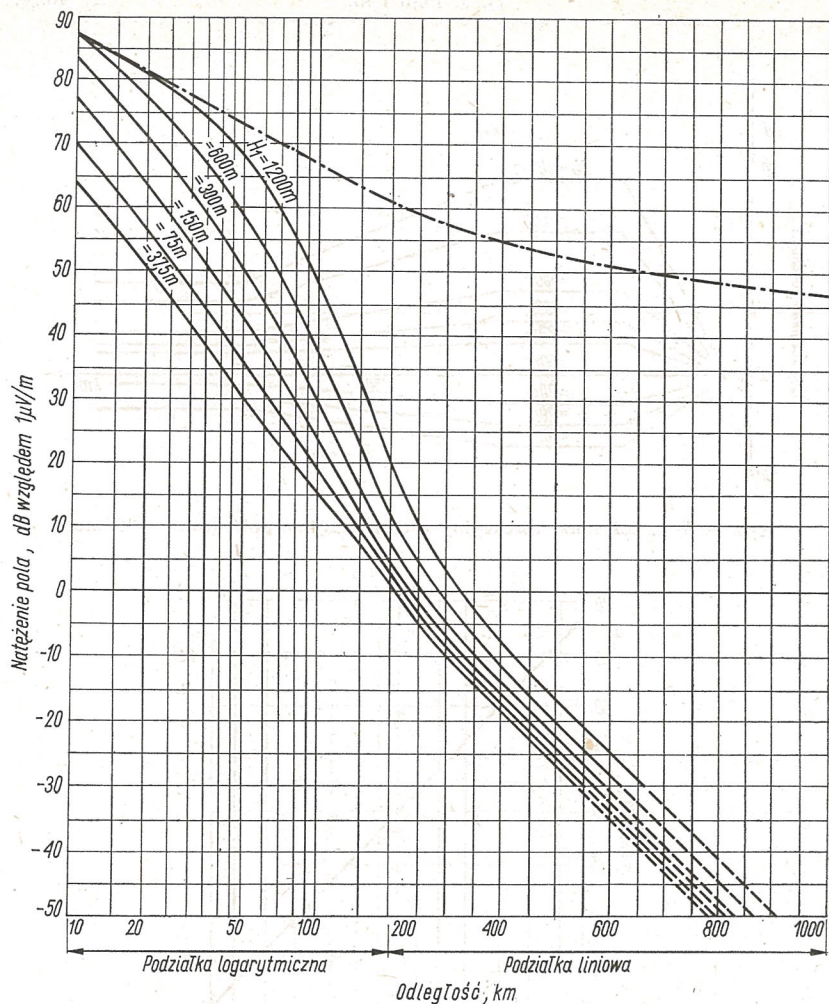
2.1. Model propagacyjny

W zakresie fal metrowych duży wpływ na rozchodzenie się fal radiowych ma troposfera, której parametry zmieniają się losowo w czasie i w przestrzeni. Nie można więc mówić o określonej wartości natężenia pola, a tylko o prawdopodobieństwie, z jakim zadana wartość natężenia pola pojawia się na określonym obszarze i w określonym przedziale czasowym. W celu ułatwienia projektowania systemów radiodifuzyjnych pracujących w zakresie częstotliwości od 30 do 1000 MHz CCIR opracował, na podstawie analizy statystycznej ogromnej liczby pomiarów, specjalne krzywe propagacji [1, 7, 8]. Krzywe propagacji CCIR są sporządzone dla mocy 1 kW promieniowanej przez dipol półfalowy. Określają one wartość natężenia pola przekraczaną w 50% miejsc oraz przez 50%, 10% i 1% czasu. Odrębne krzywe zostały sporządzone dla tras lądowych i morskich.

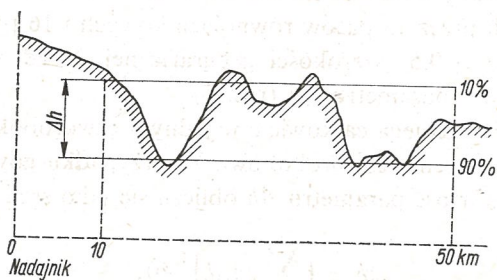
Na rys. 1 pokazano przykład krzywych propagacji CCIR. Każda rodzina krzywych obejmuje sześć wysokości zawieszenia anteny nadawczej, którą mierzy się w stosunku do średniego poziomu terenu w odległości od 3 do 15 km od stacji nadawczej w kierunku odbiornika. Na podstawie tych krzywych można wyznaczyć dodatkowe krzywe propagacyjne dla anten nadawczych zawieszonych na wysokościach: 10 m, 20 m i większych od 1200 m. Wysokość zawieszenia anteny odbiorczej jest stała i równa 10 m ponad lokalny poziom terenu.

Wartość natężenia pola zależy również od pofałdowania terenu określonego parametrem Δh , zdefiniowanym jako różnica wysokości w metrach przekraczanych przez 10% i 90% krzywej profilu terenu w zakresie odległości od 10 do 50 km, licząc od anteny nadawczej (rys. 2). Podstawowe krzywe propagacji odnoszą się do terenów nizinnych o niewielkim pofałdowaniu, dla których $\Delta h = 50$ m.

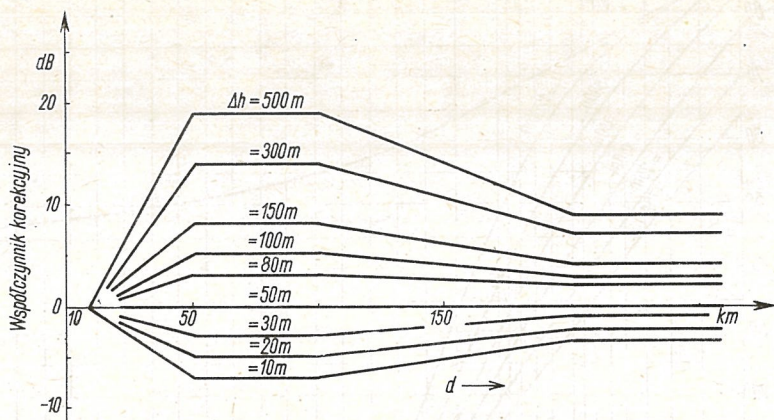
Dla wartości parametru Δh innych niż 50 m od wartości natężenia pola odczytanych z podstawowych krzywych propagacji należy odjąć poprawkę podaną na rys. 3. Wartość natężenia pola przekraczaną w innym niż 50 procencie miejsc oblicza się na podstawie znajomości mediany i odchylenia standardowego przestrzennego rozkładu natężenia pola (rozkład normalny); można też odczytać odpowiednią poprawkę z krzywej dystrybucji przedstawionej na rys. 4.



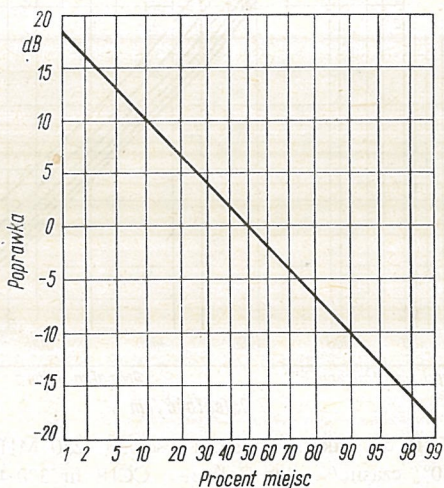
Rys. 1. Krzywe propagacji CCIR dla zakresu częstotliwości 30÷250 MHz, trasa lądowa, 50% miejsc i 50% czasu (według Zalecenia CCIR nr 370-4)



Rys. 2. Definicja parametru Δh



Rys. 3. Współczynnik korekcyjny uwzględniający pofałdowanie terenu



Rys. 4. Stosunek natężenia pola dla zadanego procentu miejsc do natężenia pola dla 50% miejsc

W celu ułatwienia obliczeń natężenia pola na terytorium Polski sporządzono mapę parametru Δh , umożliwiającą wyznaczenie przybliżonej wartości tego parametru dla dowolnej trasy. Obszar Polski podzielono na 208 czworoboków o rozmiarach w przybliżeniu 50×50 km, utworzonych przez 13 pasów równoleżnikowych i 16 południkowych co $0,75^\circ$ długości geograficznej i co $0,5^\circ$ szerokości geograficznej. Każdemu czworobokowi jest przypisana średnia wartość parametru Δh (rys. 5).

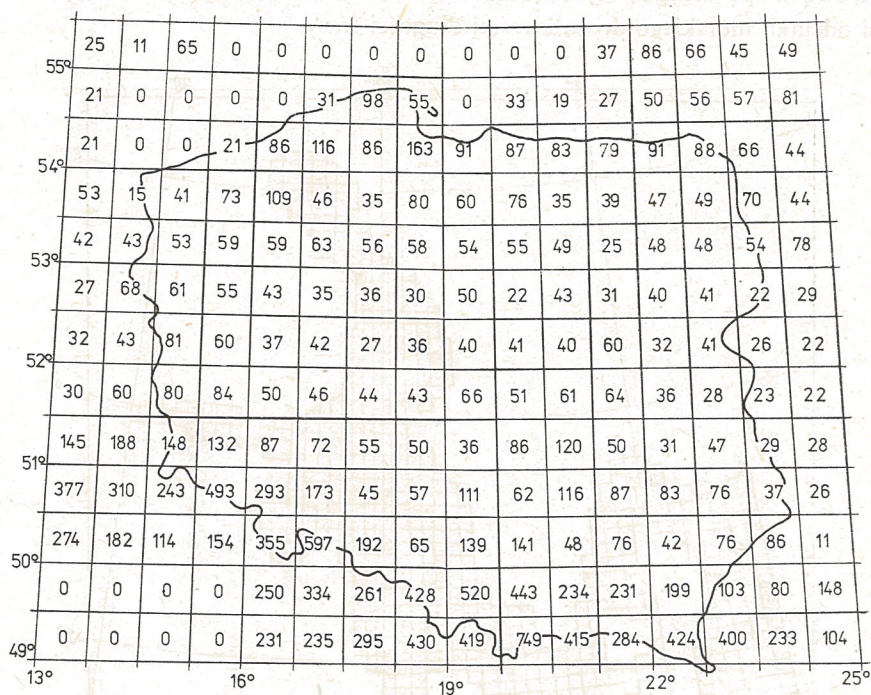
Jeśli trasa propagacji przebiega całkowicie w jednym czworoboku, to przypisuje się jej wartość Δh odpowiadającą temu czworobokowi. W przypadku gdy trasa przebiega przez kilka czworoboków, to wartość parametru Δh oblicza się jako średnią ważoną

$$\Delta h = \left(\sum_{i=1}^n \Delta h_i d_i \right) / 40, \quad (1)$$

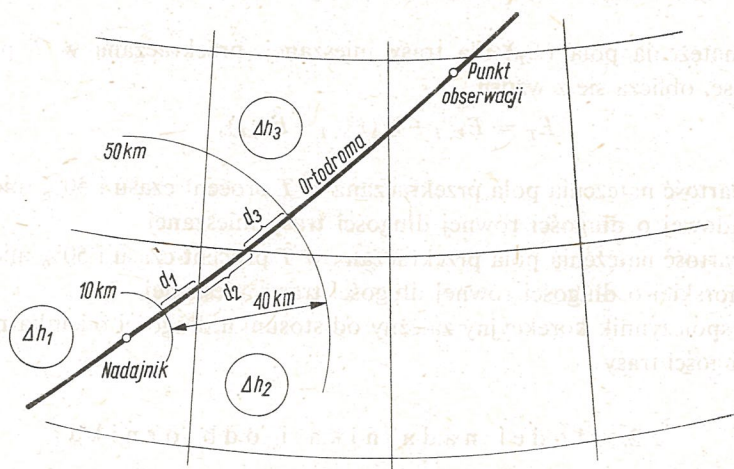
przy czym:

Δh_i — wartość parametru Δh w przecinanych czworobokach,

d_i — długość tras w poszczególnych czworobokach (z zastrzeżeniami wynikającymi z definicji parametru Δh).



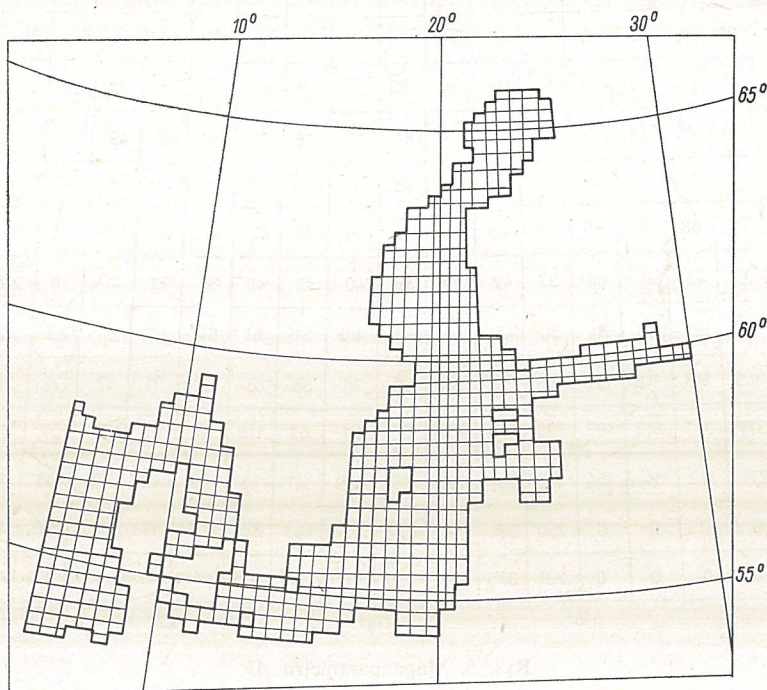
Rys. 5. Mapa parametru Δh



$$\Delta h = (\Delta h_1 d_1 + \Delta h_2 d_2 + \Delta h_3 d_3) / 40$$

Rys. 6. Wyznaczenie parametru Δh z mapy

Przykład wyznaczenia parametru Δh przedstawiono na rys. 6. Omawiany model propagacyjny nie uwzględnia tłumienia wprowadzanego przez pokrycie terenu. Uwzględniono natomiast trasy mieszane lądowo-morskie. Ze względu na położenie Polski interesujące są trasy przechodzące przez Morze Bałtyckie i część Morza Północnego. Opracowano więc cyfrową mapę brzegów tych obszarów (rys. 7), umożliwiającą określenie stosunku długości odcinka morskiego do całkowitej długości trasy.



Rys. 7. Mapa brzegów Morza Bałtyckiego i części Morza Północnego

Wartość natężenia pola (E_T) dla trasy mieszanej, przekraczaną w T procent czasu i w 50% miejsc, oblicza się z wzoru

$$E_T = E_{L,T} + W(E_{S,T} - E_{L,T}), \quad (2)$$

w którym:

$E_{L,T}$ — wartość natężenia pola przekraczana w T procent czasu i 50% miejsc dla trasy lądowej o długości równej długości trasy mieszanej,

$E_{S,T}$ — wartość natężenia pola przekraczana w T procent czasu i 50% miejsc dla trasy morskiej o długości równej długości trasy mieszanej,

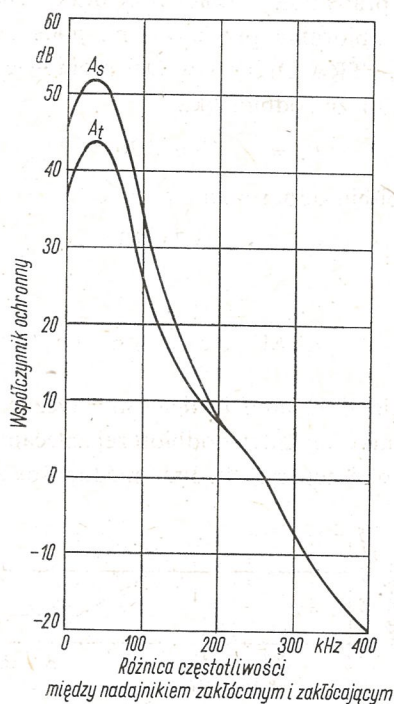
W — współczynnik korekcyjny zależny od stosunku długości odcinka morskiego do całkowitej długości trasy.

2.2. Model nadajnika i odbiornika

Wystarczy opracować wspólny model nadajnika i odbiornika. W modelu nadajnika uwzględniono jedynie promieniowanie podstawowe (model prążkowy) [2]. Wynika to

z charakteru analizy, bada się bowiem kompatybilność wewnętrzną systemu, co oznacza, że częstotliwości harmoniczne promieniowania podstawowego nadajnika leżą poza zakresem zainteresowań. Moc nadajnika można uznać za wielkość zdeterminowaną o wartości równej mocy znamionowej nadajnika.

Pasmowy charakter promieniowania nadajnika oraz selektywność odbiornika uwzględnia się wprowadzając zależny od częstotliwości współczynnik ochronny. Współczynnik ochronny określa najmniejszą wartość stosunku (różnicy w mierze logarytmicznej) natężenia pola sygnału pożądanego do natężenia pola sygnału zakłócającego (w funkcji odstrojenia odbiornika) zapewniającą prawidłowe warunki odbioru. Przykład zalecanych przez CCIR [4] wartości współczynnika ochronnego pokazano na rys. 8. W zależności od



Rys. 8. Współczynniki ochronne dla emisji stereofonicznej (maksymalna dewiacja — 75 kHz)

A_s — zakłócenia stabilne, A_t — zakłócenia troposferyczne

charakteru sygnału zakłócającego stosuje się różne wartości współczynnika ochronnego: A_s dla zakłóceń stabilnych i A_t dla zakłóceń troposferycznych. Kryterium wyróżniającym jest różnica mediany natężenia pola sygnału zakłócającego i wartości przekraczanej w zadanym (T) procencie czasu. Jeśli spełniona jest nierówność

$$E(50, 50) - E(50, T) \geq A_t - A_s, \quad (3)$$

to do obliczeń należy przyjmować wartość A_s , w przeciwnym wypadku — wartość A_t . Na ogół przyjmuje się $T = 1\%$.

Stronę odbiorczą systemu charakteryzują dwa dodatkowe parametry:

1) wartość chroniona natężenia pola:

- emisja monofoniczna:
 - teren wiejski — 48 dB,
 - teren zurbanizowany — 60 dB,
 - wielkie miasta — 70 dB;
- emisja stereofoniczna:
 - teren wiejski — 54 dB,
 - teren zurbanizowany — 66 dB,
 - wielkie miasta — 74 dB;

2) poziom szumów na wejściu odbiornika.

Wartości chronione określają minimalną wartość natężenia pola sygnału pożądanego, dla których jest zapewniony prawidłowy odbiór przy braku zakłóceń.

Współczynnik szumów odbiornika przyjęto — na podstawie pomiarów wykonanych w Zakładach Radiowych UNITRA-DIORA w Dzierżoniowie — równy 4,5 dB. Wartości tej odpowiada wrażliwość graniczna odbiornika

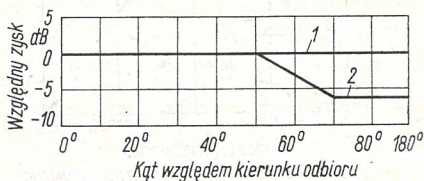
$$P_r = -119,6 \text{ dBm}$$

oraz napięcie szumów na wejściu odbiornika

$$U_{nwe} = -4,73 \text{ dB}\mu.$$

2.3. Modele anten

Antenę odbiorczą opisują dwa modele deterministyczne. W zależności od potrzeb można stosować model kierunkowej anteny odbiorczej zalecany przez CCIR [5], lub model anteny o charakterystyce dookólnej (rys. 9). Przy niedopasowaniu polaryzacyjnym anteny



Rys. 9. Modele anten odbiorczych

a) antena o charakterystyce dookólnej, b) antena o charakterystyce zalecanej przez CCIR

do odbieranego sygnału zawsze stosuje się model dookólny. Nie uwzględnia się zysku energetycznego anteny odbiorczej, ponieważ w przyjętej metodzie analizy kompatybilności sieci nie odgrywa on żadnej roli. Skutki związane z niezgodną polaryzacją anten odbiorczej i nadawczej ujęto w tablicy 1.

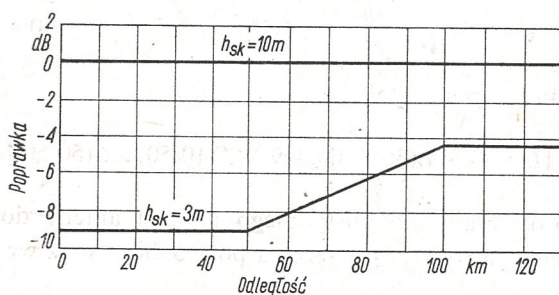
Krzywe propagacji CCIR zostały sporządzone dla wysokości skutecznej zawieszenia anteny odbiorczej równej 10 m. W niektórych wypadkach, np. przy badaniu warunków odbioru w samochodach, konieczna jest znajomość natężenia pola na mniejszych wysokościach; stosuje się wówczas dodatkową poprawkę (rys. 10).

Antena nadawcza może być reprezentowana za pomocą modelu probabilistycznego, który w przypadku anteny dookólnej przyjmuje postać [2]

T a b l i c a 1

Tłumienie sygnału wynikające z niedopasowania polaryzacyjnego anten

Polaryzacja anteny nadawczej	Polaryzacja anteny odbiorczej	Współczynnik tłumienia [dB]
pionowa pozioma	pozioma pionowa	$\left\{ \begin{array}{l} -18 \text{ (dla 50\% miejsc)} \\ -10 \text{ (dla 90\% miejsc)} \end{array} \right.$
kołowa liniowa	liniowa kołowa	-3



Rys. 10. Poprawka związana ze zmianą wysokości skutecznej zawieszenia anteny odbiorczej

$$\left. \begin{array}{l} \overline{G(\Phi)} = \bar{G}, \\ \sigma_G(\Phi) = 2, \end{array} \right\} \quad (4)$$

przy czym $\bar{G}$ jest wartością średnią zysku energetycznego w dB, lub za pomocą modelu deterministycznego w postaci zmierzonej charakterystyki promieniowania anteny.

3. STATYSTYCZNA ANALIZA WPŁYWU SYGNAŁÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH

Natężenie pola elektromagnetycznego w zakresie ultrakrótkofalowym nie jest wielkością stałą ani w przestrzeni, ani w czasie, zwłaszcza poza horyzontem radiowym. Fluktuacje pola w czasie są wywoływane przez następujące zjawiska towarzyszące propagacji fal radiowych w troposferze: załamanie, odbicie, rozproszenie i absorbcję. Wypadkowy sygnał w punkcie odbioru jest wynikiem interferencji wielu sygnałów docierających do punktu odbioru różnymi drogami. Wskutek losowych zmian parametrów sygnałów składowych, zwłaszcza ich fazy, amplituda sygnału wypadkowego może być opisana tylko statystycznie. Doświadczenie wskazuje, że dobrym przybliżeniem rozkładu natężenia pola zarówno w czasie, jak i w przestrzeni jest rozkład logarytmicznie normalny.

Podstawowym zadaniem analizy kompatybilności jest określenie prawdopodobieństwa (p) zdarzenia polegającego na tym, że poziom sygnału pożądanego przekracza poziom wypadkowego sygnału zakłócającego o ściśle określoną wartość w zadanym procencie czasu

$$p = P[(E_U - E_I) \geq A(T)], \quad (5)$$

przy czym:

E_U — natężenie pola użytecznego w dB,

E_I — wypadkowe natężenie pola zakłócającego w dB,

$A(T)$ — współczynnik ochronny dla T procent czasu w dB,

T — zadany procent czasu;

E_U jest dwuwymiarową zmienną losową o rozkładzie normalnym z medianą $E(50, 50)$ i odchyleniami standardowymi σ_T , σ_L .

Na podstawie analizy krzywych propagacji CCIR wyznaczono odchylenia standardowe:

— przestrzennego rozkładu natężenia pola

$$\sigma_L = 6 + 0,69 \sqrt{\frac{\Delta h}{\lambda}} - 0,0063 \frac{\Delta h}{\lambda}, \quad \frac{\Delta h}{\lambda} < 3000, \quad (6)$$

— czasowego rozkładu natężenia pola

$$\sigma_T = \frac{1}{2} \{ [E(1,50) - E(50,50)]0,429 + [E(10,50) - E(50,50)]0,781 \}. \quad (7)$$

W przypadku stosowania probabilistycznego modelu anteny dookólnej odchylenia standardowe przestrzennego rozkładu natężenia pola oblicza się z wzoru

$$\sigma'_L = \sqrt{\sigma_L^2 + \sigma_G^2}, \quad (8)$$

przy czym σ_L jest wartością odchylenia standardowego obliczoną z wzoru (6), a σ_G — z wzoru (4).

W celu wyznaczenia rozkładu prawdopodobieństwa zmiennej losowej E_I można postępować w dwojaki sposób. Pierwszy sposób, bardziej pracochłonny i nie zawsze dający wyniki, polega na wyznaczeniu funkcji gęstości rozkładu jako splotu kolejnych pól zakłócających. Obliczenia całek, ze względu na ich zawiłą postać, są na ogół niemożliwe analitycznie. W drugim sposobie zakładamy, że nie istnieje korelacja czasowa i przestrzenna między polami, oraz że natężenie pola użytecznego jest dominujące w każdym miejscu. Metoda ta polega na wyznaczeniu — dla ustalonego procentu czasu — prawdopodobieństw przestrzennych niezakłóconego odbioru w obecności kolejnych sygnałów zakłócających (L_j). Prawdopodobieństwo niezakłóconego odbioru w obecności wszystkich sygnałów zakłócających jest równe iloczynowi prawdopodobieństw dla pojedynczych sygnałów zakłócających

$$L_w = \prod_j L_j. \quad (9)$$

Obliczenie prawdopodobieństwa L_j rozpoczyna się od określenia median sygnałów na wejściu odbiornika:

$$U_{SU} = H_A + E_{SU}(50, 50) + P_{PATRU} + P_{EFHU} + P_{POLU}, \quad (10a)$$

$$U_{SI} = H_A + E_{SI}(50, 50) + P_{PATRI} + P_{EFHI} + P_{POLI}, \quad (10b)$$

przy czym:

U_S — mediana sygnału na wejściu odbiornika (indeksy: U — sygnał użyteczny, I — zakłócenie),

H_A — długość skuteczna anteny odbiorczej,

$E_S(50, 50)$ — mediana natężenia pola w miejscu odbioru,

P_{PATR} — poprawka wynikająca z charakterystyki promieniowania anteny odbiorczej,

P_{EFH} — poprawka wynikająca ze zmiany wysokości zawieszenia anteny odbiorczej,

P_{POL} — poprawka wynikająca z niedopasowania polaryzacyjnego.

Wszystkie wielkości we wzorach (10a) i (10b) są wyrażone w dB. Mediana różnicy poziomów sygnału użytecznego i zakłócającego

$$\Delta U_S = U_{SU} - U_{SI} = E_{SU} - E_{SI} + \Delta P, \quad (11)$$

przy czym

$$\Delta P = (P_{PATRU} - P_{PATRI}) + (P_{POLU} - P_{POLI}) + (P_{EFHU} - P_{EFHI}). \quad (12)$$

Różnica poziomów sygnału użytecznego i zakłócającego przekraczana w T procent czasu i w L procent miejsc jest — zgodnie z rozkładem Gaussa — opisana wyrażeniem

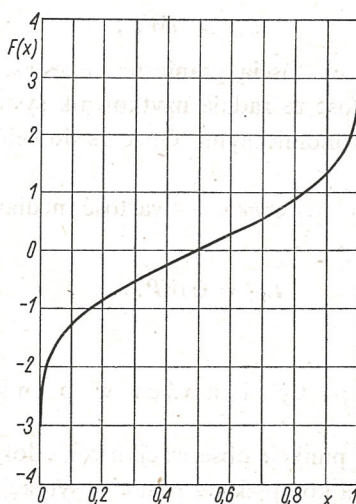
$$\Delta U_S(L, T) = \Delta U_S - H(T) - H(L), \quad (13)$$

w którym:

$$H(T) = F(T) \sqrt{\sigma_{TU}^2 + \sigma_{TI}^2}, \quad (14a)$$

$$H(L) = F(L) \sqrt{\sigma_{LU}^2 + \sigma_{LI}^2}, \quad (14b)$$

przy czym $F(x)$ jest funkcją odwrotną do dystrybuanty standardowego rozkładu normalnego (rys. 11).



Rys. 11. Funkcja odwrotna do dystrybuanty standardowego rozkładu normalnego

Wartość $\Delta U_S(L, T)$ musi być nie mniejsza od wartości współczynnika ochronnego dla T procent czasu

$$\Delta U_S(L, T) \geq A(T). \quad (15)$$

Należy przy tym pamiętać, że wartość współczynnika ochronnego zależy od różnicy częstotliwości sygnału użytecznego i zakłócającego.

Podstawiając do wyrażenia (15) zależności (10), (11) i (13) otrzymujemy po przekształceniach

$$H(L) \leq E_{SV}(50, 50) - E_{SI}(50, 50) + \Delta P + H(T_X) - A(T), \quad (16)$$

przy czym: T_X — procent czasu, w którym są dopuszczalne zakłócenia,

$$T_X = 1 - T.$$

Znając wartość funkcji $H(L)$, można wyznaczyć prawdopodobieństwo przestrzenne prawidłowego odbioru L_J .

4. ALGORYTMY ANALIZY KOMPATYBILNOŚCI

Interesujące są następujące parametry, charakteryzujące sieć radiofoniczną UKF-FM [6, 8].

Przestrzenne prawdopodobieństwo niezakłóconego odbioru — procent miejsc, w którym jest pełniony warunek (5) z wartością $T = 99\%$.

Kompatybilny zasięg nadajnika — jednospójny obszar, w którym (wraz z brzegiem) wartość mediany sygnału użytecznego przekracza wartość chronioną natężenia pola (E_C)

$$E_U(50, 50) \geq E_C \quad (17)$$

oraz spełniona jest relacja

$$L_W \geq GWP, \quad (18)$$

przy czym GWP jest zadaną wartością graniczną przestrzennego prawdopodobieństwa niezakłóconego odbioru. Wartość tę zadaje użytkownik systemu, kierując się jego przeznaczeniem oraz względami ekonomicznymi. Obecnie do celów planistycznych przyjmuje się w Polsce $GWP = 0,45$.

Najmniejszy poziom sygnału użytecznego — wartość mediany natężenia pola w punkcie obserwacji spełniająca warunek

$$L_W = GWP. \quad (19)$$

4.1. Analiza kompatybilności w punkcie obserwacji

Analizy kompatybilności w punkcie obserwacji można dokonać w dwojaki sposób.

Algorytm POINT umożliwia kompleksową analizę sytuacji interferencyjnej w zadanym punkcie obserwacji. W pierwszym kroku wyznacza się kolejno nadajniki potencjalnie użyteczne, tzn. takie, dla których mediana natężenia pola $E_U(50, 50)$ spełnia warunek (17). Następnie oblicza się prawdopodobieństwo przestrzenne L_J niezakłóconego odbioru sygnału użytecznego w obecności sygnału zakłócającego. Źródłami sygnałów zakłócających są wszystkie nadajniki spełniające warunki:

$$|F_I - F_U| \leq 0,4 \text{ MHz}, \quad (20)$$

$$U_{SI}(50, 1) \geq U_{NWE}, \quad (21)$$

przy czym:

F_I, F_U — częstotliwości pracy nadajników (I — nadajnik zakłócający, U — nadajnik użyteczny),

U_{SI} — napięcie sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika,

U_{NWE} — napięcie szumów własnych na wejściu odbiornika.

Warunek (20) określa kryterium selekcji częstotliwościowej, warunek (21) natomiast — selekcji amplitudowej. Wyznaczenie całkowitego prawdopodobieństwa niezakłóconego odbioru kolejno dla wszystkich nadajników potencjalnie użytecznych kończy proces obliczeniowy.

Algorytm SIPO jest uproszczoną wersją algorytmu *POINT* umożliwiającą określenie w zadanym punkcie obserwacji listy nadajników zapewniających prawidłowy odbiór. Sposób analizy jest taki sam jak w algorytmie *POINT*, z tym że obliczenia zostają przerwane, jeśli dla analizowanego nadajnika zachodzi nierówność

$$\prod_{j=1}^n L_j < GWP. \quad (22)$$

4.2. Wyznaczenie kompatybilnego zasięgu nadajnika

Do wyznaczenia kompatybilnego zasięgu nadajnika służą algorytmy *RANGE* i *SIRA*. Wyznaczają one — dla określonej liczby azymutów — punkty, w których spełniane są warunki (17) i (18). Punkty te stanowią brzeg obszaru kompatybilnego zasięgu analizowanego nadajnika. W ogólnym wypadku obszar zasięgu nadajnika nie musi być obszarem jednopójnym, mogą występować obszary lukowe. Przyjęta do obliczeń propagacyjnych metoda 370 CCIR zakłada monotoniczny spadek natężenia pola z odległością. Przy takim założeniu nie występują obszary lukowe, a zatem obszar kompatybilnego zasięgu nadajnika jest obszarem jednopójnym.

Algorytm RANGE wyznacza zasięg nadajnika metodą iteracyjną. Proces iteracyjny na kolejnym azymucie rozpoczyna się od punktu określającego granicę zasięgu przy braku zakłóceń, tzn. od punktu, w którym jest spełniony warunek

$$E_U(50, 50) = E_C. \quad (23)$$

W tym punkcie oblicza się natężenie pól sygnałów zakłócających oraz prawdopodobieństwo niezakłóconego odbioru. Jeśli w badanym punkcie jest spełniony warunek (18), to punkt ten jest również granicą zasięgu kompatybilnego. Jeśli warunek (19) nie jest spełniony, to następny punkt obserwacji wybiera się w odległości 10 km od nadajnika (ograniczenie spowodowane zakresem odległości, dla których sporządzono krzywe CCIR). Jeśli i w tym punkcie warunek (18) nie jest spełniony, to na zadanym azymucie zasięg nadajnika jest mniejszy niż 10 km i przechodzi się do badania zasięgu na kolejnym azymucie.

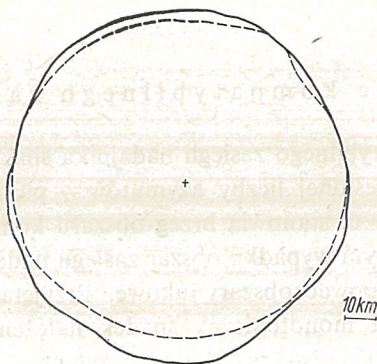
Na ogół w odległości 10 km od nadajnika warunek (18) jest spełniony, co powoduje uruchomienie procesu iteracyjnego polegającego na podziale na połowy odcinka wyznaczonego przez dwa ostatnie punkty obserwacji. W wyznaczonym w ten sposób nowym punkcie obserwacji oblicza się natężenia pól sygnału użytecznego i sygnałów zakłócających,

a następnie sprawdza warunek (18). Proces iteracji zostaje przerwany, jeśli spełniony jest warunek

$$0 \leq L_w - GWP < \varepsilon, \quad (24)$$

przy czym ε jest założoną dokładnością obliczeń. Przyjęcie $\varepsilon = 5\%$ zapewnia dostateczną dokładność obliczeń i dostatecznie szybką zbieżność procesu iteracji.

Algorytm *SIRA* służy do przybliżonego wyznaczania kompatybilnego zasięgu nadajnika. W odróżnieniu od procedury *RANGE*, w której pola zakłócające są wyznaczane w każdym analizowanym punkcie obserwacji, w algorytmie *SIRA* proces wyznaczania pól zakłócających przeprowadza się jednokrotnie. Zakładając, że w prawidłowo zaprojektowanej sieci istotne źródła zakłóceń są zlokalizowane w dużej odległości od nadajnika użytecznego, można przyjąć w przybliżeniu, że poziom zakłóceń jest stały na całym obszarze objętym zasięgiem badanego nadajnika. Wystarczy więc obliczyć natężenie pola zakłóceń w jednym punkcie, odpowiadającym położeniu badanego nadajnika. Dalszy sposób postępowania jest taki sam, jak w algorytmie *RANGE*.



Rys. 12. Porównanie dokładności obliczeń za pomocą algorytmów *RANGE* i *SIRA* (kompatybilny zasięg nadajnika Warszawa 4)

———— zasięg obliczony procedurą *RANGE*,
 - - - - - zasięg obliczony procedurą *SIRA*

Algorytm *SIRA* znacznie skraca czas obliczeń, a jego dokładność jest w wielu wypadkach wystarczająca dla praktyki (rys. 12). Do wyznaczania kompatybilnych zasięgów zbiorów nadajników służą algorytmy *AREA* i *SIAR*. Tok obliczeń dla kolejnych nadajników ze zbioru nadajników użytecznych jest taki sam, jak w algorytmach *RANGE* i *SIRA* odpowiednio.

4.3. Analiza widmowego rozkładu zakłóceń w punkcie obserwacji

Algorytm *SPECT* wyznacza widmowy rozkład zakłóceń w punkcie obserwacji. Oblicza się w funkcji częstotliwości (w zadanym przedziale i z określonym krokiem) minimalną wartość mediany natężenia pola hipotetycznego nadajnika umieszczonego w punkcie obserwacji spełniającą warunek (24). Proces iteracyjny dla każdej częstotliwości rozpo-

czyna się od przyjęcia wartości chronionej natężenia sygnału użytecznego i wyznaczenia prawdopodobieństwa niezakłóconego odbioru L_w . Jeśli obliczona wartość jest mniejsza (lub większa) od założonej wartości GWP , to zwiększa się (lub zmniejsza się) medianę sygnału użytecznego tak, aby doprowadzić do spełnienia warunku (24). Obliczenia wykonuje się przy założeniu $\sigma_T = 0$ i $\Delta h = 50$ m oraz dookólnej charakterystyki promieniowania anteny odbiorczej.

Algorytm *SPECT* jest użyteczny w planowaniu sieci, ułatwiając wybór częstotliwości nadajnika obsługującego określony obszar. Jest bowiem uzasadnione przydzielenie nadajnikowi — jeśli inne względy na to pozwalają — częstotliwości odpowiadającej minimalnej wartości mediany sygnału użytecznego. W ten sposób minimalizuje się moc nadajnika obsługującego określony obszar lub maksymalizuje powierzchnię obsługiwanego obszaru przy ustalonej mocy nadajnika.

5. BAZA DANYCH

Opisane algorytmy analizy kompatybilności sieci radiofonicznej *UKF-FM* wymagają dużej liczby danych. Dane te charakteryzują środowisko elektromagnetyczne (nadajniki, odbiorniki, anteny itd.), środowisko geograficzne (ukształtowanie terenu, granice obszarów morskich itp.) i procesy propagacyjne (krzywe propagacyjne).

Konieczne jest więc stworzenie bazy danych charakteryzującej się:

- niezależnością od programów obliczeniowych,
- szybkim dostępem do informacji,
- minimalizacją pamięci operacyjnej zajmowanej przez programy obliczeniowe,
- łatwą aktualizacją informacji.

Spełnienie wymienionych warunków jest możliwe jedynie przy zastosowaniu dyskowej organizacji zbiorów. Organizację bazy danych przedstawiono w tablicy 2.

Tablica 2

Klasyfikacja rodzajów informacji w bazie danych

Numer programowy urządzenia	Nazwa klasy informacji (zbioru dyskowego)	Zawartość informacyjna
1	TRANSMITTERS	Pełny opis sieci nadajników
2	PATTERNS	Charakterystyki promieniowania anten nadawczych
3	EFFECTIVEH	Charakterystyki wysokości zawieszenia anten nadawczych
4	DISCOLIB	Dane potrzebne do obliczeń propagacyjnych oraz biblioteka bazy

W celu ułatwienia aktualizacji, dostępu do odpowiednich klas informacji oraz minimalizacji liczby danych, informacje zawarte w każdym ze zbiorów przedstawionych w tablicy 2 zapisano w oddzielnych zbiorach dyskowych.

Zbiór *TRANSMITTERS* zawiera dane dotyczące wszystkich europejskich nadajników sieci *UKF-FM* pracujących w zakresie $65,5 \div 73$ MHz. Ma on strukturę listową, tzn. każdemu nadajnikowi jest przypisany jeden rekord w zbiorze. Oczywiście istnieje możliwość rozszerzenia zbioru *TRANSMITTERS* o nadajniki pracujące w zakresie $87 \div 108$ MHz.

W zbiorze *PATTERNS* zawarto znane (zmierzone) charakterystyki promieniowania anten nadawczych. Charakterystykę promieniowania pojedynczej anteny reprezentują 73 liczby odpowiadające wartościom unormowanej charakterystyki promieniowania dla azymutów $0^\circ, 5^\circ, \dots, 360^\circ$, zapisane sekwencyjnie w zbiorze dyskowym. Na pierwszym miejscu w zbiorze *PATTERNS* umieszczono charakterystykę dookólną.

Struktura zbioru *EFFECTIVEH* jest zbliżona do struktury zbioru *PATTERNS*. Pojedynczą charakterystykę wysokości skutecznej zawieszenia anteny nadawczej reprezentuje 13 liczb odpowiadających wysokościami skutecznym na azymutach $0^\circ, 30^\circ, \dots, 360^\circ$.

W zbiorze *DISCOLIB* w sposób sekwencyjny zawarto następujące informacje:

- liczbę nadajników w zbiorze bazowym,
- macierz opisującą lokalizację nadajników poszczególnych krajów w zbiorze *TRANSMITTERS*,
- liczbę charakterystyk promieniowania anten nadawczych w zbiorze *PATTERNS*,
- liczbę charakterystyk wysokości skutecznej zawieszenia anten w zbiorze *EFFECTIVEH*,
- długość rekordu nadajnika (liczba elementów w rekordzie),
- stabelaryzowane krzywe współczynników ochronnych dla tras mieszanych,
- pakiet krzywych propagacyjnych dla tras lądowych,
- pakiet krzywych propagacyjnych dla tras morskich,
- wartości wysokości skutecznych zawieszenia anten nadawczych, dla których sporządzono krzywe propagacyjne,
- mapę parametru Δh ,
- procent czasu, dla którego należy wyznaczyć zakłócenia (przyjęto 1%),
- charakterystyki promieniowania anteny odbiorczej,
- wartości chronione natężenia pola dla emisji stereofonicznej i monofonicznej,
- graniczną wartość procentu miejsc, w których jest zapewniony kompatybilny odbiór,
- dokładność wyznaczenia prawdopodobieństwa w procesach iteracyjnych (założono 5%).

Opisany sposób organizacji bazy danych pozwala uzyskać kompresję informacji (np. identyczne charakterystyki występują tylko jeden raz), łatwy i szybki dostęp (np. do rekordów nadajników), niezależność bazy danych od programu. Struktura zbiorów jest przejrzysta i prosta, co ułatwia ich aktualizację.

Wykonanie różnego rodzaju analiz kompatybilności nie zawsze wymaga znajomości parametrów całej sieci *UKF-FM*. Często potrzebne jest zawężenie sieci do nadajników, np. tylko jednego kraju, lub przeprowadzenie badań symulacyjnych dla przypadków hipotetycznych. Dlatego pierwszym etapem analizy jest utworzenie roboczego zbioru nadajników zawierającego pełną informację o sieci, która ma być poddana analizie.

Procesem tworzenia zbioru roboczego kieruje specjalny program (*MODY*). Na podstawie danych dostarczonych przez użytkownika podprogram ten przetwarza bazowy zbiór nadajników (*TRANSMITTERS*), budując według odpowiednich kluczy zbiór nadajników (*NETWORK*) będący obszarem działania programu. Można również wprowadzić do zbioru *NETWORK* dodatkowe nadajniki (nie istniejące w rzeczywistości) w celu symulacyjnych badań prognostycznych. Zbiór roboczy jest zbiorem dyskowym o strukturze identycznej jak bazowy zbiór nadajników *TRANSMITTERS*. W trakcie obliczeń wszelkie operacje związane z pobieraniem informacji są wykonywane na zbiorze *NETWORK*, co uniemożliwia jakąkolwiek ingerencję w zbiór bazowy.

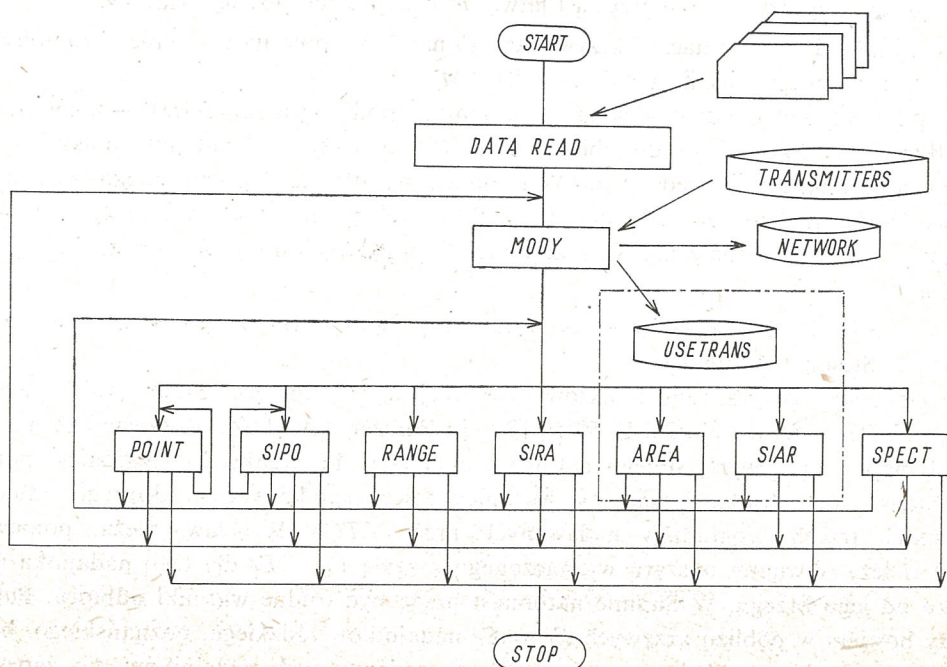
6. PROCEDURY OBLICZENIOWE PROGRAMU *NEWEMCA*

Program *NEWEMCA* [6] napisany w języku *FORTAN* 1900 można traktować jako komputerowy system do analizy kompatybilności. Zawiera on segment sterujący *MASTER*, bazę danych z programem przetwarzającym (*MODY*), zespół procedur obliczeniowych realizujących poszczególne algorytmy, segmenty wczytujące dane (*DATA READ*) i wyprowadzające wyniki (*OUTPUT*, *WYPR*).

Program pracuje na trzech poziomach przetwarzania:

- poziomie sterowania (*MASTER*),
- poziomie zarządzania bazą danych (*MODY*),
- poziomie realizacji algorytmów obliczeniowych.

Sterowanie na poziomie *MASTER* przedstawiono na rys. 13.



Rys. 13. Sterowanie programem *NEWEMCA* na poziomie *MASTER*

Z przedstawionego schematu wynika, że proces obliczeniowy rozpoczyna się od przygotowania roboczego zbioru nadajników. Po nim następuje wykonywanie jednej z procedur analizy kompatybilności. Realizacja następnej procedury może być poprzedzona ponownym przygotowaniem zbioru roboczego.

Segment *MASTER*, oprócz funkcji sterujących, powoduje dodatkowo — przed rozpoczęciem procesu obliczeniowego — odczyt ze zbioru dyskowego *DISCOLIB* stałych, takich jak: krzywe propagacyjne, współczynniki ochronne, mapa parametru Δh , parametry bazy danych itp. Zostają one umieszczone w odpowiednich wspólnych obszarach pamięci operacyjnej maszyny. Dane zawarte w tych obszarach są wykorzystywane wielokrotnie przez większość programów obliczeniowych. Funkcje sterujące segmentu *MASTER* poprzedza wywołanie podprogramu *DATAREAD*. Podprogram ten powoduje zapis w zbiorze dyskowym *DANE-EMCA* wszystkich instrukcji sterujących wprowadzanych przez użytkownika. Umożliwia to składowanie zawartości pamięci operacyjnej podczas obliczeń i ułatwia ponowne uruchomienie programu. Po wykonaniu powyższych funkcji segment *MASTER* rozpoznaje, która z procedur ma być wykonywana i przekazuje sterowanie do głównego segmentu tej procedury.

7. PRZYKŁADY ZASTOSOWANIA PROGRAMU *NEWEMCA*

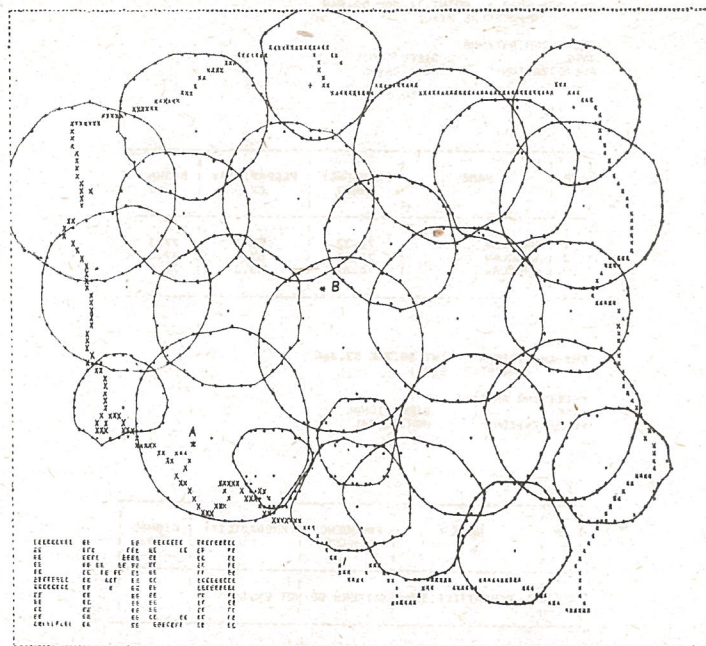
W celu zilustrowania sposobów wykorzystania opisanego modelu symulacyjnego sieci radiofonicznej *UKF-FM* przedstawiamy kilka przykładów. Dane wejściowe do obliczeń dobrano tak, aby uzyskać przejrzystą i łatwą do interpretacji postać wyników.

Przykład 1. Wyznaczyć krzywe stałego natężenia pola na poziomie chronionym, wytwarzanego przez polskie nadajniki *UKF-FM*.

W pierwszej kolejności tworzymy — za pomocą podprogramu *MODY* — zbiór pusty *NETWORK* oraz kopiujemy do zbioru *USETRANS* wszystkie nadajniki polskie. Korzystając następnie z procedury *RANGE* obliczamy dla każdego polskiego nadajnika (wobec braku nadajników zakłócających) zbiór odległości, w których natężenie pola przyjmuje wartość chroniczną. Wyniki obliczeń przedstawiono w formie graficznej na rys. 14.

Przykład 2. Zbadać warunki odbioru programu radiowego w zakresie *UKF* w pobliżu Ślesina i Świdnicy.

Współrzędne geograficzne punktów obserwacji są następujące: Ślesin ($18^{\circ}18'36''$ E, $52^{\circ}21'31''$ N), Świdnica ($16^{\circ}30'$ E, $50^{\circ}50'12''$ N). Położenie punktów obserwacji zaznaczono na mapie z krzywymi stałego natężenia pola (rys. 14, punkt *A* — Świdnica, punkt *B* — Ślesin). Jak wynika z mapy, w Świdnicy należy spodziewać się dobrego odbioru wszystkich trzech programów nadawanych przez *RTCN* Wrocław—Ślęza, ponieważ punkt *A* leży wewnątrz obszaru wyznaczonego krzywą $E_U = E_C$ dla tego nadajnika i to daleko od jego brzegu. W Ślesinie natomiast mogą być trudne warunki odbioru. Punkt *B* leży bowiem w pobliżu krzywych $E_U = E_C$ nadajników łódzkiego, poznańskiego, bydgoskiego i płockiego. Można przypuszczać, że żaden z tych nadajników nie zapewni kompatybilnego odbioru.



Rys. 14. Krzywe stałego natężenia pola $E_U = E_C$ dla sieci polskich nadajników UKF-FM
Skala mapy na oryginalnym wydruku 1: 2000000

Do analizy kompatybilności elektromagnetycznej w wybranych punktach obserwacji posłużymy się procedurami *SIPO* i *POINT*. Analizować będziemy całą istniejącą sieć nadajników, tzn. nie wprowadzamy żadnych zmian do bazowego zbioru nadajników. Przyjmiemy poziomą polaryzację anteny odbiorczej.

Wyniki analizy przedstawiono na rys. 15. Po nagłówku procedury są zamieszczone informacje o typie i polaryzacji anteny odbiorczej. Typ anteny (kierunkowa) jest ustawiony programowo, rodzaj polaryzacji natomiast jest zgodny z danymi (pozioma). W tablicy zamieszczono uporządkowaną listę nadajników kompatybilnych, tzn. takich, które w analizowanym punkcie obserwacji wytwarzają sygnał (mediana natężenia pola) o poziomie większym od wartości chronionej, oraz dla których wypadkowe prawdopodobieństwo niezakłóconego odbioru jest większe od zadanej wartości (45%). Dla każdego nadajnika oprócz nazwy i częstotliwości podano: wypadkowe przestrzenne prawdopodobieństwo kompatybilnego odbioru w ciągu 99% czasu (*PROBABILITY*) oraz wartość mediany natężenia pola (*SIGNAL*).

Przykładowo dla nadajnika emitującego II program Polskiego Radia (Wrocław 2 — częstotliwość pracy 71,33 MHz) przestrzenne prawdopodobieństwo kompatybilnego odbioru wynosi 85,7%, co oznacza, że dla 100 losowych wybranych punktów w okolicy Świdnicy w około 86 z nich jest zapewniony (w ciągu 99% czasu) kompatybilny odbiór programu emitowanego przez ten nadajnik. Wartość mediany natężenia pola w Świdnicy od wszystkich trzech nadajników jest jednakowa; jest to zrozumiałe, wszystkie nadajniki są bowiem zlokalizowane w tym samym punkcie (Śleża). Mimo jednakowych wartości mediany natężenia pola, jakość odbioru poszczególnych programów jest zróżnicowana.

EMI ANALYSIS AT POINT 16.50E 50.04N
(PROCEDURE SIPO)RECEIVING ANTENNA
TYPE DIRECTIONAL
POLARIZATION HORIZONTAL

LP	NAME	FREQUENCY [MHZ]	PROBABILITY [%]	SIGNAL [dB]
1	WROCLAW	71.33	85.7	77.3
2	WROCLAW	72.11	57.4	77.3
3	WROCLAW	70.67	53.3	77.3

EMI ANALYSIS AT POINT 18.31E 52.36N
(PROCEDURE SIPO)RECEIVING ANTENNA
TYPE DIRECTIONAL
POLARIZATION HORIZONTAL

LP	NAME	FREQUENCY [MHZ]	PROBABILITY [%]	SIGNAL [dB]
COMPATIBLE TRANSMITTERS DO NOT EXIST				

Rys. 15. Wyniki przykładowych obliczeń za pomocą procedury SIPO

listy kompatybilnych nadajników dla dwóch punktów obserwacji: Świdnica (górna tabela) i Ślesin (dolna tabela)

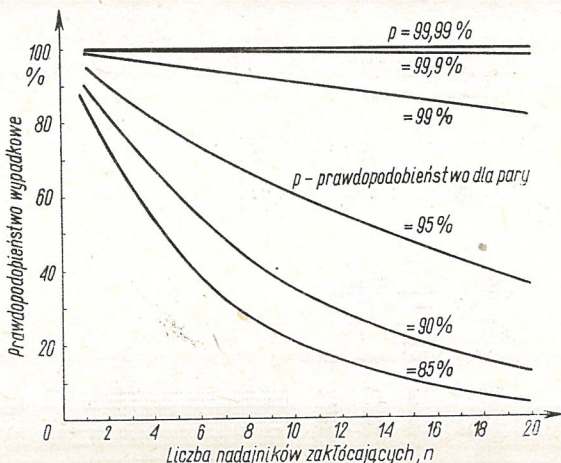
Wynika to z różnego poziomu zakłóceń interferencyjnych na poszczególnych częstotliwościach. Na podstawie wyników uzyskanych z procedury SIPO nie można jednak nic powiedzieć o charakterze zakłóceń interferencyjnych.

Druga tablica (rys. 15) zawiera wyniki analizy w okolicy Ślesina. Zgodnie z przewidywaniami w Ślesinie nie ma kompatybilnych warunków odbioru żadnego programu radiowego. Informuje o tym komunikat *COMPATIBLE TRANSMITTERS DO NOT EXIST*. Na podstawie otrzymanych wyników nic nie możemy powiedzieć o przyczynach takiej sytuacji.

Dokładniejsze informacje o sytuacji interferencyjnej w obu analizowanych punktach otrzymamy dokonując analizy kompatybilności za pomocą procedury POINT. Wyniki działania procedury POINT w okolicy Ślesina przedstawiono na rys. 16. W wyniku działania procedury POINT otrzymujemy uszeregowaną listę nadajników potencjalnie kompatybilnych, tzn. takich, które w analizowanym punkcie wytwarzają sygnał o poziomie przekraczającym wartość chronioną. Oznacza to, że w przypadku braku zakłóceń interferencyjnych każdy nadajnik z listy byłby nadajnikiem kompatybilnym. Pełna lista nadajników zakłócających (po selekcji amplitudowej i częstotliwościowej) umożliwia dokładne zbadanie sytuacji interferencyjnej w analizowanym punkcie. Lista nadajników zakłócających zawiera nazwę nadajnika, przynależność państwową, częstotliwość pracy oraz prawdopodobieństwo przestrzenne niezakłóconego odbioru dla pary: nadajnik użyteczny — nadajnik zakłócający.

Widzimy tu trzy nadajniki łódzkie, od których poziom sygnału w okolicy Ślesina przekracza wartość chronioną. Warunek (18) jest jednak spełniony w mniejszym procencie miejsc niż założona wartość (45%), nie ma zatem w Ślesinie odbioru kompatybilnego.

Przykład 3. Wyznaczyć kompatybilne zasięgi nadajników Warszawa 4 (nadajnik w RCN Warszawa—Raszyn emitujący IV program Polskiego Radia) i Wrocław 4 (nadajnik w RTCN Wrocław—Ślęza emitujący IV program Polskiego Radia).



Rys. 17. Wypadkowe prawdopodobieństwa niezakłóconego odbioru dla różnej liczby nadajników zakłócających

W tym przykładzie mamy do czynienia ze zbiorem nadajników użytecznych składającym się z dwóch elementów. Do obliczenia zasięgów kompatybilnych możemy skorzystać z procedur *AREA* lub *SIAR*, umożliwiających dokonanie analizy kompatybilności dla zadanego zbioru nadajników użytecznych według algorytmów *RANGE* i *SIRA*. W celu przyspieszenia obliczeń ograniczymy analizowany zbiór nadajników tylko do nadajników polskich. Za pomocą programu *MODY* spowodujemy skopiowanie do zbioru roboczego *NETWORK* nadajników polskich oraz utworzenie zbioru nadajników użytecznych (*USETRANS*). Zbiór *USETRANS* składa się z dwóch elementów: nadajnika Warszawa 4 i nadajnika Wrocław 4. Wyniki analizy za pomocą procedury *RANGE* przedstawiono na rys. 18 (tylko nadajnik Warszawa 4). Zawierają one nazwę i parametry analizowanego nadajnika, parametry anteny odbiorczej oraz listę nadajników, które mogą zakłócić nadajnik użyteczny. Lista zawiera wszystkie nadajniki ze zbioru roboczego spełniające kryterium selekcji częstotliwościowej, tzn. takie, których częstotliwości pracy leżą w pasmie ± 400 kHz od częstotliwości pracy nadajnika użytecznego. Po liście nadajników potencjalnie zakłócających przedstawiono wykres kompatybilnego zasięgu w funkcji kąta azymutu. Podano wartości liczbowe i wykres słupkowy zasięgu (na oryginalnym wydruku w skali 1:25000).

Do obliczenia kompatybilnego zasięgu nadajnika Warszawa 4 przyjęto dookólną charakterystykę promieniowania anteny nadawczej. Kompatybilny zasięg nadajnika Warszawa 4 jest wyrównany, niewielkie odchylenia są spowodowane ukształtowaniem terenu i rozkładem zakłóceń.

Przykład 4. Dobrać optymalną częstotliwość pracy nadajnika zapewniającego dobre warunki odbioru w Ślesinie.

Posłużymy się algorytmem *SPECT*. Najpierw dokonamy analizy spektralnej zakłóceń w szerokim zakresie częstotliwości, powiedzmy od 67 do 72 MHz z dużym krokiem 0,1 MHz. Wyniki tej analizy pokazano na rys. 19.

Jak widać na rysunku, w analizowanym zakresie częstotliwości występuje kilka mini-

TRANSMITTER COMPATIBLE RANGE (PROCEDURE RANGE)		
NAME	WARSZAWA	
COUNTRY	POL	
FREQUENCY	69.20MHZ7	
GEOGRAPHICAL COORDINATES	21.05E 52.23N	
POWER	10.00DB3	
ANTENNA GAIN	11.00DB3	
PROGRAM NUMBER	4	
EMISSION TYPE	STEREO	
POLARIZATION	HORIZONTAL	
RECEIVING ANTENNA TYPE	DIRECTIONAL	
POLARIZATION	HORIZONTAL	
LIST OF INTERFERING TRANSMITTERS AFTER FREQUENCY SELECTION		
NAME	COUNTRY	FREQUENCY
BYDOBZCZ	POL	[CHZ] 68.96
CZESTOCHOWA	POL	68.96
OLSZTYN	POL	69.56
PILA	POL	69.38
ZGORZELEC	POL	69.56
ZIELONA GORA	POL	69.14
ZAHUSC	POL	69.14
AZIMUTH DISTANCE		
[DEG]	[KM]	
0.000	74	
10.000	77	
20.000	75	
30.000	70	
40.000	68	
50.000	69	
60.000	70	
70.000	70	
80.000	70	
90.000	70	
100.000	70	
110.000	70	
120.000	70	
130.000	70	
140.000	68	
150.000	67	
160.000	71	
170.000	76	
180.000	73	
190.000	71	
200.000	69	
210.000	67	
220.000	65	
230.000	63	
240.000	65	
250.000	62	
260.000	62	
270.000	62	
280.000	62	
290.000	62	
300.000	62	
310.000	65	
320.000	65	
330.000	67	
340.000	69	
350.000	72	

Rys. 18. Wyniki przykładowych obliczeń za pomocą procedury *RANGE* — kompatybilny zasięg nadajnika Warszawa 4

mów natężenia pola od hipotetycznego nadajnika zapewniającego kompatybilny odbiór w Ślesinie. Najlepsze rezultaty otrzymamy wybierając częstotliwość pracy nadajnika obsługującego Ślesin w pobliżu jednego z tych minimów (o ile inne warunki na to pozwalają). Powiedzmy, że decydujemy się na najgłębsze minimum w otoczeniu częstotliwości 71,8 MHz. W celu dokładniejszego ustalenia częstotliwości pracy nadajnika zbadamy rozkład zakłóceń w otoczeniu wybranej częstotliwości z dziesięciokrotnie mniejszym

SPECTRUM ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY ANALYSIS

POINT LOCATION: 18.31E 52.34N
 ANALYSIS RANGE: 7.00- 72.00(MHz)
 ANALYSIS STEP: 0.100(MHz)
 POLARIZATION OF DESIRED SIGNAL: HORIZONTAL
 EMISSION TYPE: DIERED

FREQUENCY [MHz]	MEDIAN FIELD [dB]
47.000	45
47.100	46
47.200	03
47.300	03
47.400	73
47.500	01
47.600	00
47.700	03
47.800	03
47.900	94
48.000	92
48.100	90
48.200	99
48.300	03
48.400	97
48.500	103
48.600	92
48.700	07
48.800	04
48.900	97
49.000	99
49.100	93
49.200	95
49.300	04
49.400	79
49.500	04
49.600	05
49.700	100
49.800	98
49.900	79
70.000	76
70.100	72
70.200	71
70.300	80
70.400	75
70.500	77
70.600	85
70.700	08
70.800	05
70.900	90
71.000	100
71.100	100
71.200	07
71.300	91
71.400	95
71.500	92
71.600	69
71.700	47
71.800	40
71.900	45
72.000	74

SPECTRUM ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY ANALYSIS

POINT LOCATION: 18.31E 52.34N
 ANALYSIS RANGE: 71.50- 72.00(MHz)
 ANALYSIS STEP: 0.010(MHz)
 POLARIZATION OF DESIRED SIGNAL: HORIZONTAL
 EMISSION TYPE: STERED

FREQUENCY [MHz]	MEDIAN FIELD [dB]
71.500	92
71.510	92
71.520	87
71.530	93
71.540	79
71.550	75
71.560	73
71.570	73
71.580	70
71.590	70
71.600	65
71.610	68
71.620	68
71.630	68
71.640	70
71.650	70
71.660	70
71.670	70
71.680	68
71.690	66
71.700	66
71.710	66
71.720	66
71.730	66
71.740	66
71.750	66
71.760	65
71.770	63
71.780	61
71.790	61
71.800	60
71.810	60
71.820	61
71.830	62
71.840	63
71.850	63
71.860	63
71.870	62
71.880	63
71.890	64
71.900	64
71.910	65
71.920	67
71.930	68
71.940	68
71.950	69
71.960	70
71.970	70
71.980	72
71.990	73
72.000	74

Rys. 19. Przykładowe wyniki obliczeń za pomocą procedury *SPECT*
 Widmowa analiza sytuacji interferencyjnej w Ślesinie: a) w zakresie częstotliwości 67 ÷ 72 MHz z krokiem 0,1 MHz (górny wykres), b) w zakresie częstotliwości 71,5 ÷ 72,0 MHz z krokiem 0,01 MHz (dolny wykres)

krokiem (0,01 MHz). Optymalna częstotliwość pracy nadajnika obsługującego Ślesin wynosi 71,8 MHz (rys. 19).

8. WNIOSKI

Opisany model symulacyjny sieci radiofonicznej *UKF-FM* umożliwia obliczenie przestrzennego prawdopodobieństwa niezakłóconego odbioru na dowolnym obszarze w granicach Polski i dla dowolnego zbioru nadajników (istniejących i planowanych) pracujących w zakresie częstotliwości 65,5÷73 MHz. Możliwe jest też wyznaczenie kompatybilnych zasięgów dowolnego zbioru nadajników użytecznych. Model symulacyjny stanowi doskonale narzędzie do analizy i planowania sieci radiofonicznych *UKF-FM*. W tym ostatnim przypadku szczególnie atrakcyjna jest procedura *SPECT*, z pomocą której można dokonać analizy widmowej rozkładu zakłóceń w miejscu lokalizacji planowanego nadajnika i wybrać optymalną częstotliwość pracy. Program *NEWEMCA* może być stosowany do modelowania sieci radiofonicznych w zakresie 87,5÷108 MHz po uzupełnieniu zbioru *TRANSMITTERS*.

LITERATURA

1. D. J. Bem, *Anteny i rozchodzenie się fal radiowych*, WNT, Warszawa 1973.
2. W. Rotkiewicz (red.), *Kompatybilność elektromagnetyczna w radiotechnice*, WKiŁ, Warszawa 1978.
3. W. Rotkiewicz (edit.), *Electromagnetic compatibility in radio engineering*, Elsevier Scientific Publishing Company, Amsterdam — Oxford — New York; WKiŁ, Warszawa 1982.
4. CCIR, Recommendation 412-2, Kyoto, 1978, *Standards for FM sound broadcasting at VHF*.
5. CCIR, Recommendation 419, Kyoto, 1978, *Directivity of antenna in the reception of broadcast sound and television*.
6. D. J. Bem i in., *Model symulacyjny sieci radiofonicznej UKF-FM*, Raport ITA Politechniki Wrocławskiej, nr I 28/SPR-029/82.
7. Regional Administrative Conference for FM Sound Broadcasting in the VHF Band, Report to the second Session of the Conference, Geneva 1982.
8. M. Huet i in., *Planning of FM sound broadcasting in the VHF band*, Telecommunication Journal, vol. 50, 1983, No. 7, pp. 295—311.

D. J. BEM, J. JANISZEWSKI, R. ZIELIŃSKI

SIMULATION MODEL OF *VHF-FM* BROADCASTING SYSTEM

Summary

A simulation model of the *VHF-FM* broadcasting systems presented which makes it possible to calculate the spatial probability of the undisturbed reception over any region of Poland and for any set of radio transmitters (those existing and planned) working within the frequency range of 65.5÷73 MHz. It is also possible to determine compatible broadcast coverages for a given set of transmitters. The simulation model provides an excellent instrument for analysing and planning of *VHF-FM* broadcasting systems.

Here of special value is the *SPECT* procedure which helps to perform a spectrum analysis of interference distribution at the site of the planned transmitter thus allowing to choose the optimum operating frequency. The simulation model can easily be developed to cover the frequency range of $87.5 \div 108$ MHz.

D. J. BEM, J. JANISZEWSKI, R. ZIELIŃSKI

MODÈLE DE SIMULATION D'UN RÉSEAU DE RADIOPHONIE *VHF-FM*

Résumé

Dans le travail on a présenté le modèle de simulation d'un réseau de radiophonie *VHF-FM*, qui permet de calculer la probabilité spatiale de la réception parfaite dans une région quelconque de la Pologne et pour l'ensemble quelconque d'émetteurs (existants ou en projet) qui travaillent dans une gamme de fréquences de $65,5 \div 73$ MHz. Il est aussi possible de désigner les zones de service d'un ensemble quelconque d'émetteurs utiles. Le modèle de simulation constitue un instrument parfait pour l'analyse et pour la projection des réseaux de radiophonie *VHF-FM*. Dans ce dernier cas, c'est la procédure *SPECT* qui est spécialement remarquable. A l'aide de cette procédure on peut faire l'analyse spectrale de la répartition des perturbations dans le lieu de localisation d'un émetteur en projet et choisir une fréquence optimale du travail. Le fonctionnement du modèle peut être facilement élargi pour la gamme de fréquence de $87,5 \div 108$ MHz.

D. J. BEM, J. JANISZEWSKI, R. ZIELIŃSKI

SIMULATIONSMODELL DES *UKW-FM*-RUNDFUNKNETZES

Zusammenfassung

In der vorliegenden Bearbeitung wurde ein Simulationsmodell des *UKW-FM*-Rundfunknetzes dargestellt, des die Raum-Wahrscheinlichkeitsberechnung des störungsfreien Empfangs auf einem beliebigen Gebiet in Polen und für eine beliebige Zusammenstellung von (vorhandenen und geplanten) Sendern ermöglicht, die im Frequenzbereich $65,5 \div 73$ MHz arbeiten. Es ist auch die Bestimmung von kompatiblen Reichweiten einer beliebigen Nutzsenderzusammenstellung möglich. Das Simulationsmodell ist für Analyse und Entwerfen von *UKW-FM*-Rundfunknetzen besonders geeignet. Im letztgenannten Fall ist das *SPECT*-Verfahren besonders günstig, mit dessen Hilfe man eine Spektralanalyse der Störungsverteilung am Standort des geplanten Senders durchführen und eine optimale Arbeitsfrequenz wählen kann. Das Simulationsmodell ist einfach auf den Frequenzbereich $87,5 \div 108$ MHz auszuweiten.

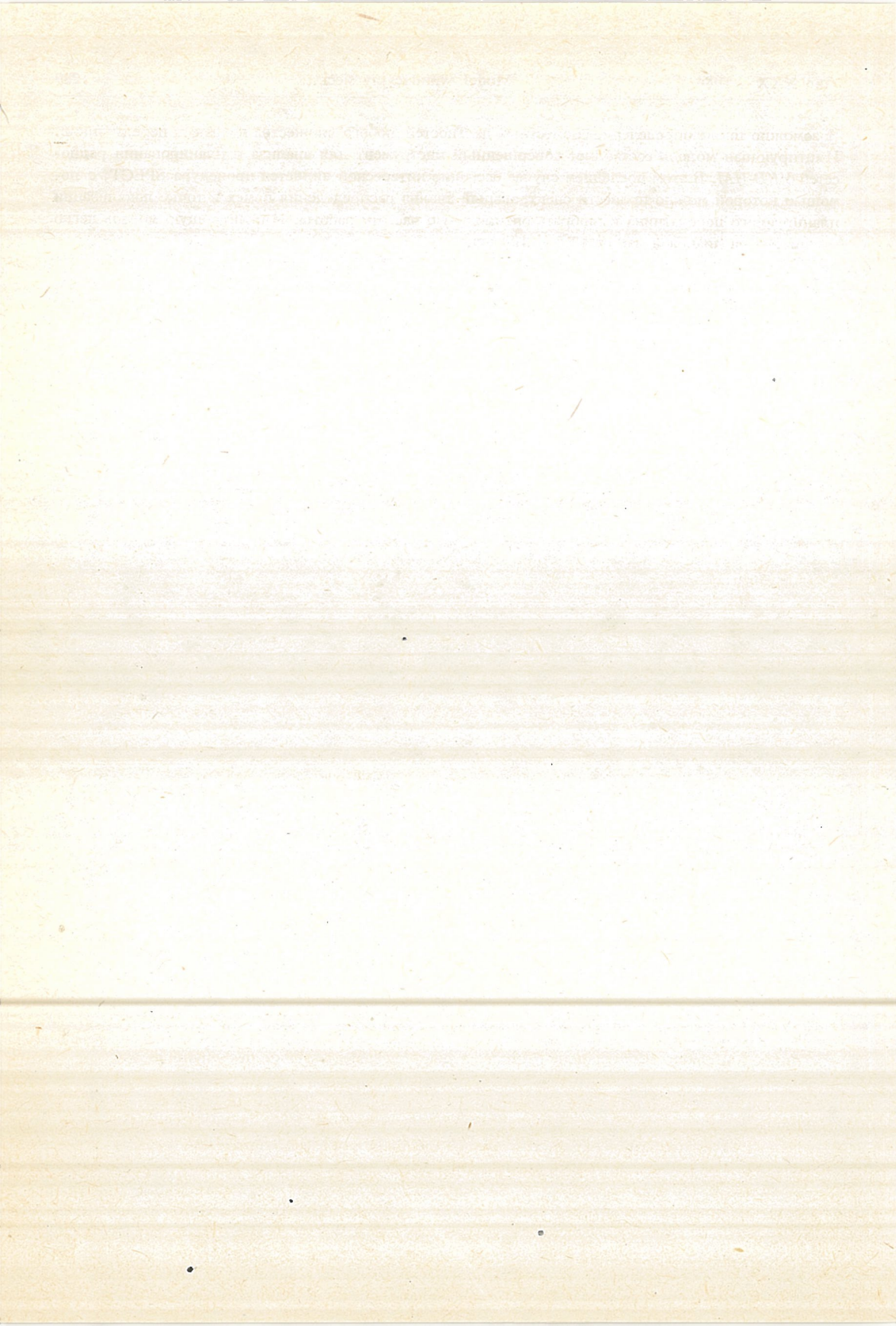
Д. Ю. БЕМ, Я. ЯНИШЕВСКИ, Р. ЗЕЛИНЬСКИ

ИМИТИРУЮЩАЯ МОДЕЛЬ РАДИОСЕТИ *УКВ-ЧМ*

Резюме

Представлена имитирующая модель радиосети *УКВ-ЧМ* обеспечивающая расчет пространственной вероятности бесперебойного приема в любом районе Польши и для любого множества передатчиков (существующих и планируемых), работающих в диапазоне частот $65,5 \div 73$ мГц.

Возможно также определение совместных дальностей любого множества полезных передатчиков. Имитирующая модель составляет совершенный инструмент для анализа и планирования радиосетей *УКВ-ЧМ*. В этом последнем случае особенно интересной является процедура *SPECT*, с помощью которой можно провести спектральный анализ распределения помех в точке локализации планируемого передатчика и выбрать оптимальную частоту работы. Имитирующую модель легко расширить на диапазон частот $87,5 \div 108$ мгц.



TREŚĆ

R. Sikora, R. Pałka: Synteza jedno- i dwuwymiarowego pola elektrostatycznego za pomocą warunku brzegowego	971
J. Włodarska: Zastosowanie metody Schwarza do analizy pól elektrostatycznych	981
A. Dementko: Modelowanie pola elektromagnetycznego w obwodach magnetycznych o symetrii osiowej	995
S. Osowski: Macierzowa analiza wrażliwości i tolerancji układów wielowejściowych	1011
A. Brykański: Zastępcza stała czasowa procesów dyfuzyjnych w nieskończonej płycie, walcu i kuli	1025
W. Kuciński: Pole elektryczne w gazie zjonizowanym źródłem radioizotopowym	1037
M. Kowalski: Funkcje Lagrange'a i zagadnienia wariacyjne dla obwodów elektrycznych	1051
T. Zajt: Wpływ charakterystyk detektorów amplitudy i fazy na dokładność pomiarów amplitudowo-fazowych charakterystyk częstotliwościowych	1069
L. S. Czarnecki: Uwagi o definicjach mocy biernej Kustersa i Moore'a obwodów o przebiegach odkształconych	1089
G. Kamiński: Pole magnetyczne i parametry maszyny MHD z twornikiem rtęciowym	1101
J. Turowski: Model reluktancyjny pola rozproszenia transformatorów	1121
M. Kaniewska, T. Lipiński: Metoda niestacjonarnej spektroskopii DLTS	1145
M. Rydel, C. Dreger: Nowa metoda obliczania widm mocy sygnałów kodowych z synchroniczną kluczową modulacją fazy	1173
J. Siuzdak: Pomiary wielkości nieenergetycznych w obecności fluktuacji energii sygnału użytecznego	1197
S. Czepielewski: Analiza automatycznego adaptacyjnego tłumika interferencji	1207
A. E. Sowa, J. S. Witkowski: Analiza numeryczna układów selektywnych z zastosowaniem szeregow Volterra	1221
A. Badach: Analytische Untersuchungen der Leistungsfähigkeit von Kommunikationsprotokollen mit Einzelquittungen	1237
D. J. Bem, J. Janiszewski, R. Zieliński: Model symulacyjny sieci radiofonicznej UKF-FM	1263

CONTENTS — TABLES DES MATIÈRES — INHALT

R. Sikora, R. Pałka: Synthesis of One- and Twodimensional Electrostatic Field Using Boundary Condition	978
Synthèse du champ électrostatique à une et à deux dimensions à l'aide des conditions aux limites	978
Synthese eines ein- und zweidimensionalen elektrostatischen Feldes mittels einer Randbedingung	978
J. Włodarska: Application of Schwarz's Method for Analysis of Electrostatic Fields	992
Application de la méthode de Schwarz à l'analyse du champ électrostatique	993
Anwendung des Schwarz-Verfahrens für die Analyse eines elektrostatischen Feldes	993
A. Dementko: Modelling of Electromagnetic Field in Rotational-Symmetrical Circuits	1009
Simulation du champ magnétique dans les circuits magnétiques à symétrie axiale	1009
Modellierung eines elektromagnetischen Feldes in axialsymmetrischen Kreisen	1010

S. O s o w s k i: Matrix Analysis of Sensitivity of N -Port Networks	1022
Analyse matricielle de la sensibilité et de la tolérance des systèmes à entrées multiples	1022
Matrizenmethode für die Analyse der Empfindlichkeit von Mehrportsystemen	1023
A. B r y k a l s k i: Equivalent Time Constant of Diffusion Processes in Infinite Plate, Cylinder and Ball	1034
Constante de temps équivalente des processus de diffusion dans une plaque infinie, un cylindre et une sphère	1034
Mittlere Zeitkonstante von Diffusionsvorgängen in einer unendlichen Platte, einem Zylinder und einer Kugel	1035
W. K u c i ŋ s k i: Electric Field in Gas Ionized by Radioisotope Source	1050
Champ électrique dans le gaz ionisé par une source radioactive	1050
Das elektrische Feld in einem durch eine radioisotopenquelle ionisierten Gas	1050
M. K o w a l s k i: Lagrangian Functions and Variational Problems for Electrical Networks	1067
Fonction de Lagrange et le problème de variation des circuits électriques	1067
Lagrange-Funktion und Variationsprobleme bei elektrischen Kreisen	1067
T. Z a j t: Effect of Amplitude and Phase Detector Characteristics on Measurement Accuracy of Amplitude-Phase Frequency Characteristics	1086
Influence des caractéristiques des détecteurs d'amplitude et de phase sur la précision des mesures de l'amplitude et de la phase des caractéristiques de fréquence	1086
Einfluss der Charakteristiken von Amplituden- und Phasengleichrichtern auf die Genauigkeit der Amplituden- und Phasenmessungen der Frequenzcharakteristiken	1086
L. S. C z a r n e c k i: Comments on the Reactive Power in Nonsinusoidal Systems Definitions by Kusters and Moore	1099
Quelques remarques sur les définitions de Kusters et de Moore de la puissance réactive des circuits à régimes périodiques	1099
Anmerkungen über die Definitionen der Reaktivleistung von Kusters und Moore in Kreisen mit nicht sinusförmigen Vorgängen	1099
G. K a m i ŋ s k i, K. D a b a ł a: Magnetic Field and Parameters of <i>MHD</i> Machine With Quicksilver Rotor	1118
Champ magnétique et paramètres de la machine magnétohydrodynamique à induit en mercure	1119
Magnetfeld und Parameter einer magnethydrodynamischen Maschine mit Quecksilberanker	1119
J. T u r o w s k i: Equivalent Reluctance Network Model of the Stray Field in Transformers	1142
Réseau de réluctance équivalente du champ des fuites des transformateurs	1143
Reluktanzmodell für das Streufeld bei Transformatoren	1143
A. K a n i e w s k a, T. L i p i ŋ s k i: <i>DLTS</i> Method of Non-Stationary Spectroscopy	1171
Méthode de spectroscopie instationnaire <i>DLTS</i>	1171
Methode für die instationäre <i>DLTS</i> -Spektroskopie	1171
M. R y d e l, C. D r e g e r: A new Method of Evaluation of Power Spectra of Synchronous <i>PSK</i> Coded Signals	1195
Nouvelle méthode de calcul des densités spectrales de puissance des signaux de code avec modulation isochrone par déplacement de phase	1196
Neues Berechnungsverfahren für das Leistungsdichtespektrum von Signalen mit synchroner Phasenmodulation	1196
J. S i u z d a k: Measurements of Signal With Energy Fluctuations	1204
Mesures des paramètres non-énergétiques dans le cas de fluctuation de l'énergie du signal émis	1205
Messung nicht energetischer Größen bei Energiefluktuationen des Sollsignals	1205
S. C z e p i e l e w s k i: The Analysis of Automatic Adaptive Interference Canceller	1218
Analyse d'un automatique et adaptif supresseur d'interférence intersymbolique	1218
Analyse eines automatischen adaptiven Interferenzdämpfers	1218
A. E. S o w a, J. S. W i t k o w s k i: A Numerical Analysis of Selective Electronic Circuits Using Volterra Series	1234
Analyse numérique des circuits sélectifs avec l'application des séries de Volterra	1234
Numerische Analyse selektiver Schaltungen unter Anwendung der Volterra-Reihen	1235

A. B a d a c h: Analytical Performance Evaluation for a Communication Protocol With Simple Acknowledgments	1261
Examen analytique de la performance des protocoles de communication à quittance unique	1261
Analityczne badanie efektywności protokołów komunikacyjnych z potwierdzeniami pojedynczymi	1261
D. J. Bem, J. Janiszewski, R. Zieliński: Simulation Model of <i>UHF-FM</i> broadcasting System	1287
Modèle de simulation d'un réseau de radiophonie <i>VHF-FM</i>	1288
Simulationsmodell des <i>UKW-FM</i> -Rundfunknetzes	1288

СОДЕРЖАНИЕ

Р. Сикора, Р. Палка: Синтез одно и двухмерного электростатического поля при помощи краевого условия	979
Я. Влодарска: Применение метода Шварца к анализу электростатического поля	993
А. Деменко: Моделирование электромагнитного поля с осевой симметрией	1010
С. Осовски: Матричный метод анализе чувствительности многополосников	1023
А. Брыкальски: Эквивалентная постоянная диффузионных процессов в бесконечной плите, цилиндре и шаре	1035
В. Куциньски: Электрическое поле в газе ионизированном радиоизотопным источником	1050
М. Ковальски: Функции Лагранжа и вариационные задачи для электрических цепей	1067
Т. Зайт: Влияние характеристик детекторов амплитуды и фазы на точность измерений амплитудно-фазовых частотных характеристик	1087
Л. С. Чарнецки: О дефинициях реактивной мощности Kusters'a и Moore'a цепей с деформированными пробегамми	1099
Г. Каминьски, К. Домбала: Магнитное поле и параметры машины МГД с ртутным якорем	1119
Я. Туровски: Релоктансная модель поля рассеяния трансформаторов	1144
М. Каневска, Т. Липиньски: Нестационарная спектроскопия <i>DLTS</i>	1171
М. Рыдель, Ц. Дрэгер: Новый способ вычисления спектра плотности мощности кодовых сигналов с синхронной фазовой модуляцией	1196
Е. Сюздак: Измерения параметров полезного сигнала при наличии флуктуаций энергии	1205
С. Чепелевски: Анализ автоматического адаптивного поглотителя межсимвольной интерференции	1219
А. Э. Сова, Е. С. Витковски: Машинный анализ электронных селективных схем с использованием рядов Вольтерры	1235
А. Бадах: Аналитическое исследование эффективности коммуникационных протоколов имеющих простые подтверждения	1262
Д. Ю. Бем, Я. Янишевски, Р. Зебиньски: Имитирующая модель радиосети <i>УКВ-ЧМ</i>	1288



POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTROTECHNIKI
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ROZPRAWY ELEKTROTECHNICZNE

KWARTALNIK

SPIS TREŚCI DO TOMU XXX — 1984

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE
WARSZAWA

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
LIBRARY
ELECTRONIC JOURNAL OF THE

COMPANY
OF THE ELECTRONIC

SPIS TREŚCI DO TOMU XXX

K. M. Abramski: Analiza układu stabilizacji częstotliwości laserów gazowych	813
K. Adamiak: Obliczanie pojemności kondensatorów z uwzględnieniem efektów brzegowych	325
K. Adamiak: Optymalizacja naprężeń mechanicznych w solenoidach generujących silne pola magnetyczne	61
A. Bada ch: Analityczne badanie efektywności protokołów komunikacyjnych z potwierdzeniami pojedynczymi	1261
J. Bajorek: Propagacja udaru wzdłuż jednożyłowego kabla podziemnego	169
D. J. Bem, J. Janiszewski, R. Zieliński: Model symulacyjny sieci radiofonicznej UKF-FM	1263
S. Bołkowski, M. Siwiński, E. Wolniewicz: Formułowanie równań stanu N -wrotnika metodą Rosenbrocka	31
A. Brykałski: Zastępcza stała czasowa procesów dyfuzyjnych w nieskończonej płycie, walcu i kuli	1025
A. Brykałski, J. Purczyński, W. Lipiński: O stałej czasowej prądów wirowych w ekranie prostokątnym	53
R. Brzeziński, W. Kędzior: Analiza maksymalnej wartości początkowego momentu rozruchowego silników indukcyjnych pierścieniowych z rozrusznikami wiroprowowymi	485
L. S. Czarniecki: Uwagi o definicjach mocy biernej Kustersa i Moore'a obwodów o przebiegach odkształconych	1089
S. Czepielewski: Analiza automatycznego adaptacyjnego tłumika interferencji	1207
A. Deme nko: Modelowanie pola elektromagnetycznego w obwodach magnetycznych o symetrii osiowej	995
J. Doma gała: Metody minimalizacji błędu średniokwadratowego estymatorów gęstości widmowej mocy otrzymanych metodą bezpośrednią <i>DFT</i> . Część I. Podstawy teoretyczne	191
J. Doma gała: Metody minimalizacji błędu średniokwadratowego estymatorów gęstości widmowej mocy otrzymanych metodą bezpośrednią <i>DFT</i> . Część II. Wyniki eksperymentalne	219
J. Doma gała: Wpływ dziedziny modyfikacji liniowej szeregów czasowych na błędy estymacji gęstości widmowej mocy metodą <i>DFT</i>	393
J. Doma gała: Wybrane zagadnienia teorii próbkowania	822
J. Gębała: Metoda obliczania zamkniętych obwodów ziemnopowrotnych zawierających przewody podziemne	627
G. Gortat: Wpływ wielokrotnego pomiaru na poprawność wnioskowania o wartości wielkości mierzonej	427
M. Gramz, W. Lipiński, P. Krasoń: Analiza prądów wirowych w osiowosymetrycznym układzie defektoskopii wiroprowowej	453
J. Hoja: Metoda pomiarów parametrów elementów <i>RLC</i> wykorzystująca sygnały proporcjonalne do prądu i napięcia na elemencie mierzonym	643
J. Kalinowski: Konstrukcja etykierowanej sieci Petriego tolerującej uszkodzenia	179
G. Kamiński, K. Dąbała: Pole magnetyczne i parametry maszyny <i>MHD</i> z twornikiem rtęciowym	1101
G. Kamiński, K. Dąbała: Badanie maszyny <i>MHD</i> z twornikiem rtęciowym	719
M. Kaniewska, T. Lipiński: Metoda niestacjonarnej spektroskopii <i>DLTS</i>	1145
M. Komorowski, R. Sikora: Obwody łańcuchowe sprzężone indukcyjnie	671
F. Kostrubiec: Impulsowe nagrzewanie metalu wiązką promieniowania laserowego rodzaju <i>TEM</i>	361
M. Kowalski: Funkcje Lagrange'a i zagadnienia wariacyjne dla obwodów elektrycznych	1051
M. Kowalski: Wyznaczanie rozwiązań okresowych w obwodach diodowo-tranzystorowych za pomocą metody transformat różniczkowych	659
Z. Kowalski (Habdank): Punktowe proksymaty tłumienności pasmowej	547

A. Kozłowski: Zwiększanie stopnia wykorzystania kanału w radiowych sieciach teleinformatycznych	855
M. Kozłowski: Metoda obliczania rozplywu prądów w transformatorach z rozdzielonymi uzwojeniami przy uwzględnieniu wszystkich połączeń równoległych	531
W. Kropacz, K. Mikołajuk, J. Ogonowski: Synteza obwodów pasywnych przełączanych	291
W. Kuciński: Pole elektryczne w gazie zjonizowanym źródłem radioizotopowym	1037
Z. Kuśmierek: Zagadnienie pomiarów wielkości elektrycznych w układach kompensacji mocy biernej o okresowym niesinusoidalnym napięciu i prądzie	311
K. Kuźmiński, P. Ostalczyk: Warunki występowania w odpowiedzi jednostkowej przeregulowań nie większych od dopuszczalnego — dla transmitancji z jednym zerem	463
K. Makowski: Straty, sprawność i współczynnik mocy jednofazowego silnika indukcyjnego z pomocniczym uzwojeniem zwartym i nierównomierną szczeliną	709
J. Marzecki: Metoda wyznaczania lokalizacji stacji transformatorowo-rozdzielczej 110 kV/SN z uwzględnieniem jej rozwoju w elektroenergetycznej sieci miejskiej	475
E. A. Mendrela, E. Gierczak: Własności elektromechaniczne silnika indukcyjnego o wirniku kulistym	679
J. Migdałski: Model pierwszego magnesowania materiałów	41
B. Mroziewicz: Źródła promieniowania w monolitycznych układach optyki zintegrowanej	769
R. Muszyński: Zależność przeciążalności dynamicznej indukcyjnych silników synchronizowanych od parametrów układu	101
W. Nakwaski: Charakterystyki emisyjne laserów paskowych z samoistnym efektem falowodowym	261
W. Nakwaski: Samoistny efekt falowodowy w laserach paskowych bez wbudowanego falowodu wewnętrznego	245
Z. Nawrocki: Wyznaczanie właściwości metrologicznych komparatora magnetycznego prądów stałych o ułamkowej regulacji przepływu	71
J. Ociepka: Błąd niejednoznaczności próbkowania w pewnych pomiarach transmitancji widmowej	413
W. Opydo: Wytrzymałość elektryczna układu izolacyjnego próżniowego przy napięciu przemennym	733
T. Orłowska-Kowalska, L. Szytyński: Modelowanie układów przekształtnikowych metodą wyboru systemu dynamicznego	121
S. Osowski: Macierzowa analiza wrażliwości i tolerancji układów wielowęściowych	1011
A. Pakulak, J. J. Mulawka: Elementy pętli fazowych realizowanych techniką przełączanych pojemności	753
A. Patyk: Uogólniona rzeczywista transformacja równań trójfazowego silnika komutatorowego zasilanego od strony wirnika	511
Z. Perkowski: Własności transmisyjne toru symetrycznego ze spłaszczonym ekranem	583
J. P. Pieprzyk, D. A. Rutkowski: Zastosowanie systemów kryptograficznych z jawnymi kluczami do ochrony informacji	891
L. Piotrowski: Korekcja macierzowa zniekształceń interferencyjnych przy transmisji sygnałów z modulacją QAM	869
Z. Piotrowski, J. Kasprzak: Modelowanie analogowe układu przekładnik prądowy — obciążenie nieliniowe	137
J. Purczyński, P. Krasoń, A. Brykałski: Siła działająca na rdzeń cewki o kształcie elipsoidy obrotowej	3
T. Rajba, S. Rajba: Pewne związki analityczne występujące pomiędzy statystycznymi zniekształceniami czasowymi, szumem gaussowskim a prawdopodobieństwem błędów w transmisji cyfrowej	907

M. Rydel, C. Dreger: Nowa metoda obliczania widm mocy sygnałów kodowych z synchroniczną kluczowaną modulacją fazy	1173
A. Saczuk, B. Saczuk, K. Schoepp: Wpływ struktury uzwojeń przełączalnych silników indukcyjnych wielobiegowych na charakterystykę mechaniczną i straty mocy w uzwojeniu wirnika	693
R. Sikora, R. Pałka: Synteza jedno- i dwuwymiarowego pola elektrostatycznego za pomocą warunku brzegowego	971
J. Siuzdak: Pomiary wielkości nieenergetycznych w obecności fluktuacji energii sygnału użytecznego	1197
J. Siuzdak: Stan wiedzy w dziedzinie badań nad wpływem turbulencji atmosferycznej na rozchodzenie się promieniowania świetlnego	841
A. E. Sowa, J. S. Witkowski: Analiza numeryczna układów selektywnych z zastosowaniem szeregów Volterry	1221
M. Stabrowski: Blokowo-pasmowy algorytm rozwiązywania bardzo dużych układów równań liniowych o symetrycznej dwustornnie ograniczonej (DBBF) macierzy współczynników	349
W. Starczakow: Mechanizm i skutki oddziaływania obcego obwodu wieloprądowego na przekładnik prądowy zwojnicowy	147
C. Szczepaniak: Analogowe operacyjne przetworniki pomiarowe wielkości elektrycznych	9
J. Turowski: Model reluktancyjny pola rozproszenia transformatorów	1121
K. Wala, J. Kulczycki: Optimalizacja projektowania torów jednostronnie zasilanych	343
S. Walaszek: Badanie niezawodności zespołu komutacyjnego ze szczególnym uwzględnieniem wpływu wyszukiwania i naprawy uszkodzonego zespołu na jego gotowość	943
J. Włodarska: Zastosowanie metody Schwarza do analizy pól elektrostatycznych	981
R. Wojtyła, A. Borys, L. J. Weiss: Wspomagana komputerem optymalizacja właściwości termicznych obwodów rezonansowych przestrajanych diodą pojemnościową	379
F. Wysocka: Aproksymacja charakterystyki tłumienności skutecznej filtra dolnoprzepustowego przy użyciu metody gradientu sprzężonego z zewnętrzną funkcją kary	567
T. Wysocki jr.: Modulacja przyspieszenia kąowego fali nośnej sygnałem cyfrowym	923
T. Zajt: Wpływ charakterystyk detektorów amplitudy i fazy na dokładność pomiarów amplitudowo-fazowych charakterystyk częstotliwościowych	1069
J. Zawilak: Silnik asynchroniczny wielobiegowy z wirnikiem pierścieniowym	499
K. Zawirski: Synteza optymalnego regulatora wzbudzenia silnika synchronicznego	87
A. Ziętkowiak: Prądy i potencjały w systemie uziomów naturalnych	339
M. Żółtowski: O procesie synchronizacji w cyfrowej pętli fazowej I rzędu z dwupoziomowym i idealnym układem kwantującym	401

CONTENTS

K. M. Abramski: Analysis of Frequency Stabilization System In Gas Lasers	813
K. Adamiak: Determination of Capacitor Capacitance Taking Into Account Edge Effects	325
K. Adamiak: Optimization of Mechanical Stresses in Solenoids Generating Strong Magnetic Fields	61
A. Badach: Analytical Performance Evaluation for a Communication Protocol With Simple Acknowledgments	1261
J. Bajorek: Surge Propagation on Single-Core Underground Cable	169
D. J. Bem, J. Janiszewski, R. Zieliński: Simulation Model of UHF-FM Broadcasting System	1287
S. Bolkowski, M. Siwiński, E. Wolniewicz: Formulating State Equations for N -Ports by the Rosenbrock Method	31
A. Brykalski: Equivalent Time Constant of Diffusion Processes in Infinite Plate, Cylinder and Ball	1034

A. Brykalski, J. Purczyński, W. Lipiński: Time Constant of Eddy-Currents Induced in Rectangular Screen	53
R. Brzeziński, W. Kędzior: Analysis of Maximum Value of Initial Strating Torque of Induction Slip-Ring With Eddy-Current Straters	485
L. S. Czarnecki: Comments on the Reactive Power in Nonsinusoidal Systems Definitions by Kusters and Moore	1099
S. Czepielewski: The Analysis of Automatic Adaptive Interference Canceller	1218
A. Demenko: Modelling of Electromagnetic Field in Rotational-Symmetrical Circuits	1009
J. Domagała: Influence of the Domain of Linear Modification of Time Series on <i>PSD</i> Estimation Errors in <i>DFT</i> Method	393
J. Domagała: Minimalization of Mean Square Error of <i>PSD</i> Estimators Obtained in Direct <i>DFT</i> Method. Part I	191
J. Domagała: Minimalization of the Mean Square Error of <i>PSD</i> Estimators Obtained in the Direct <i>DFP</i> Method. Part II	219
J. Domagała: Some Problems of Sampling Theory	822
J. Gębala: A Method of Calculating Closed Earth-Return Circuits Containing Underground Conductors	627
G. Gortat: Influence of Multiple Measuring on Correct Inference Concerning Value of Quantity Measured	427
M. Gramz, W. Lipiński, P. Krasoń: Eddy Current Analysis in Axial-Sammetrical System of Eddy Current Defectoscopy	453
J. Hoja: Measuring Method of <i>RLC</i> Elements Parameters Using Signals Proportional to Current and Voltage Across the Tested Element	643
J. Kalinowski: Design of Fault Tolerant Labelled Petri Net	179
G. Kamiński, K. Dąbala: Magnetic Field and Parameters of <i>MHD</i> Machine With Quicksilver Rotor	1118
G. Kamiński, K. Dąbala: Testing on <i>MHD</i> Machine With a Mercury Rotor	719
A. Kaniewska, T. Lipiński: <i>DLTS</i> Method of Non-Stationary Spectroscopy	1171
M. Komorowski, R. Sikora: Inductive Coupled Chain Circuits	671
F. Kostrubiec: Pulsed Heating of Metal by Means of Laser Beam Type <i>TEM</i>	361
M. Kowalski: Determination of Periodic Solutions in Diode-Transistor Ciruits by Means of Differential Transforms Method	659
M. Kowalski: Lagrangian Functions and Variational Problems for Electrical Networks	1067
Z. Kowalski: Point Approximates of Band Transmission Loss	547
A. Kozłowski: Improving Channel Utilization in Radio Computer Networks	855
M. Kozłowski: Method of Calculating Currents in Split-Winding Transformers Taking Into Account All Parallel Connections	531
W. Kropacz, K. Mikołajuk, J. Ogonowski: Synthesis of Passive Switching Networks	291
W. Kuciński: Electric Field in Gas Ionized by Radioisotope Source	1050
Z. Kuśmierek: Measurements of Electric Quantities in Systems of Reactive Power Compensation With Nonsinusoidal Voltage and Current	311
K. Kuźmiński, P. Ostalczyk: Occurence Conditions for Overshoot of Transient Response for Unit Step Response Not More Than Specified Amount for Transfer Function With Only One Zero	463
K. Makowski: Power Losses, Efficiency and Power Factor of the Single-Phase Shaded Pole Induction Motor With Nonuniform Airgap	709
J. Marzecki: Method of Determning 110 kV/MV Transformer-Distribution Station Location Taking Into Consideration Its Development	475
E. A. Mendrela, E. Gierczak: Electromagnetic Properties of Induction Motor With Spherical Rotor	679
J. Migdałski: Mathematical Model of the First Magnetization of Materials	41

B. Mroziewicz: Light Sources in Monolithic Circuits of Integrated Optics	769
R. Muszyński: Dependence of Overload Capacity of Synchronized Induction Motors on System Parameters	101
W. Nakwaski: Emission Characteristics <i>P-J</i> of Stripe-Geometry Laser Diodes With Self-Existent Waveguiding	261
W. Nakwaski: Self-Existent Waveguiding in Stripe-Geometry Laser Diodes Without a Built-In Waveguide	245
Z. Nawrocki: Calculation of Metrological Properties of Magnetic Direct Current Comparators With Fractional Magnetic Flux Control	71
J. Ociepka: Aliasing Error in Certain Transfer Function Measurements	413
W. Opydo: Electric Strength of Vacuum at Power Frequency Voltage	733
T. Orłowska-Kowalska, L. Szytyński: Modelling of Thyristor Systems by Choice of Dynamic System Method	121
S. Osowski: Matrix Analysis of Sensitivity of <i>N</i> -Port Networks	1022
A. Pakulak, J. J. Mulałka: Switched-Capacitor Blocks for Realization of Phase-Locked Loops	753
A. Patyk: Generalized Real Transformation of Equations of Three-Phase Commutator Motor Supplied on Rotor Side	511
Z. Perkowski: Transmission Properties of Shielded Pairs Balanced Circuits With Flattened Shield	583
J. P. Pieprzyk, D. A. Rutkowski: Application of Public Key Cryptosystems to Data Security	891
L. Piotrowski: Matrix Equalization of Intersymbol Interference for Signal Transmission With <i>QAM</i> Modulation	869
Z. Piotrowski, J. Kasprzak: Analogue Simulation of Current Transformer-Nonlinear Burden System	137
J. Purczyński, P. Krasoń, A. Brykański: Force Action on the Core of a Thin Ellipsoidal Coil	3
T. Rajba, S. Rajba: Some Analytical Relations Between Static Temporary Distortions, Gauss's Noise and Error Probability in Digital Transmission	907
M. Rydel, C. Dreger: A New Method of Evaluation of Power Spectra of Synchronous PSK Coded Signals	1195
A. Saczuk, B. Saczuk, K. Schoep: Influence of Winding Structure in Change-Speed Induction Motor on Mechanical Characteristic and Losses of Power in Rotor Winding	693
R. Sikora, R. Pałka: Synthesis of One- and Twodimensional Electrostatic Field Using Boundary Condition	978
J. Siuzdak: Influence of Atmospheric Turbulence on Light Propagation	841
J. Siuzdak: Measurements of Signal With Energy Fluctuations	1204
A. E. Sowa, J. S. Witkowski: A Numerical Analysis of Selective Electronic Circuits Using Volterra Series	1234
M. Strabrowski: Block-Banded Algorithm for Solution of Very Large Linear Equation System With Symmetric <i>DBBF</i> (Double Bounded Band Form) Coefficient Matrix	349
W. Starczakow: Mechanism and Effect of Influence of External High Current Circuit on Current Transformer With Multi-Turn Primary Winding	147
C. Szczepaniak: Analog Computing Transducers for Electrical Quantities	9
J. Turowski: Equivalent Reluctance Network Model of the Stray Field in Transformers	1142
K. Wala, J. Kulczycki: The Optimization of One Side Supplied Lines Design	443
S. Walaszek: Investigation of Commutational Set Reliability With Particular Attention Paid to the Influence of Locating and Repair of Defective Set on Its Readiness	943
J. Włodarska: Application of Schwarz's Method for Analysis of Electrostatic Fields	992
R. Wojtyna, A. Borys, L. Weiss: Computer Optimization of Thermal Properties of Tuned Circuits With One Variable Capacitance Diode	379

F. Wysocka: Approximation of Effective Attenuation Characteristic of Low Pass Filter by Exterior Penalty Function Method Utilising Conjugate Gradient Method	567
T. Wysocki: Angular Acceleration Shift Keying	923
T. Zajt: Effect of Amplitude and Phase Detectors Characteristics on Measurement Accuracy of Amplitude-Phase Frequency Characteristics	1086
J. Zawilak: Asynchronous Motors With Multiple-Speed Ring Rotors	499
K. Zawirski: Optimal Control Synthesis of Synchronous Motor Excitation	87
A. Ziętkowski: Currents and Potentials in System of Auxiliary Earth Electrodes	339
M. Żółtowski: On the Acquisition Behaviour of a First-Order Digital Phase-Locked Loop With Negligible and Binary Quantization Effects	401

TABLE DES MATIÈRES

K. M. Abramski: Analyse du système de stabilisation de fréquence du laser à gaz	813
K. Adamiak: Calcul de la capacité des condensateurs en tenant compte des effets aux limites	325
K. Adamiak: Optimisation des contraintes mécaniques dans les solénoïdes créant des champs magnétiques forts	61
A. Badach: Examen analytique de la performance de protocoles de communication à quittance unique	1261
J. Bajorek: Propagation de l'impulsion le long d'un câble souterrain uniconducteur	169
D. J. Bem, J. Janiszewski, R. Zieliński: Modèle de simulation d'un réseau de radio-phonie VHF-FM	1288
S. Bolkowski, M. Siwiński, E. Wolniewicz: Formulation des équations d'état de N -porte par méthode de Rosenbrock	31
A. Brykalski: Constante de temps équivalente des processus de diffusion dans une plaque infinie, un cylindre et une sphère	1034
A. Brykalski, J. Purczyński, W. Lipiński: Constante de temps des courants de Foucault dans un écran rectangulaire	53
R. Brzeziński, W. Kędzior: Analyse de la valeur maximale du couple de démarrage initial des moteurs d'induction à bagues avec démarreurs de courants de Foucault	485
L. Czarnecki: Quelques remarques sur les définitions de Kusters et de Moore de la puissance réactive des circuits à régimes périodiques	1099
S. Czepielewski: Analyse d'un automatique et adaptif supprimeur d'interférence intersymbolique	1218
A. Dementko: Simulation du champ magnétique dans les circuits magnétiques à symétrie axiale	1009
J. Domagała: Influence du domaine de la modification linéaire des séries temporelles sur les erreurs d'estimation de la densité spectrale de puissance par méthode DFT	393
J. Domagała: Méthode de minimisation de l'erreur moyenne quadratique des estimateurs de densité spectrale des puissances obtenues par méthode directe DFT. I partie	191
J. Domagała: Méthode de minimisation de l'erreur moyenne quadratique des estimateurs de densité spectrale des puissances obtenues par méthode directe DFT. II partie	219
J. Domagała: Contribution à la théorie d'échantillonnage	822
J. Gębala: Méthode de calcul des circuits fermés à retour par la terre contenant des conducteurs souterrains	627
G. Gortat: Effet de multiple mesure sur la correction de la conclusion de valeur de la grandeur mesurée	427
M. Gramz, W. Lipiński, P. Krasoń: Analyse des courants de Foucault dans un système axialement symétrique de déflectoscopie des courants de Foucault	453
J. Hoja: Méthode de mesure des paramètres des éléments RLC utilisant les signaux proportionnels au courant et à la tension sur l'élément mesuré	643
J. Kalinowski: Construction du réseau étiqueté de Petri tolérant les défauts	179

G. Kamiński, K. Dąbala: Champ magnétique et paramètres de la machine magnétohydro-dynamique à induit en mercure	1119
G. Kamiński, K. Dąbala: Essai de la machine <i>MHD</i> à l'induit au mercure	719
A. Kaniewska, T. Lipiński: Méthode de spectroscopie instationnaire <i>DLTS</i>	1171
M. Komorowski, R. Sikora: Circuits en chaîne couplés inductivement	671
F. Kostrubiec: Procédé de chauffage d'un métal par impulsion à l'aide du faisceau de rayonnement laser du genre <i>TEM</i>	361
M. Kowalski: Détermination des solutions périodiques dans les circuits à diodes et à transistors à l'aide de la méthode des transformées différentielles	659
M. Kowalski: Fonction de Lagrange et le problème de variation des circuits électriques	1067
Z. Kowalski: Approximation ponctuelles de l'affaiblissement de la bande	547
A. Kozłowski: Mode d'augmenter le degré de transmittance des voies radioélectriques dans les réseaux téléinformatiques	855
M. Kozłowski: Méthode de calcul de la répartition des courants dans les transformateurs à enroulements réparties en tenant compte de toutes les connections parallèles	531
W. Kropacz, K. Mikołajuk, J. Ogonowski: Synthèse des circuits de coupure passifs	291
W. Kuciński: Champ électrique dans le gaz ionisé par une source radioactive	1050
Z. Kuśmerek: Problèmes de mesure des grandeurs électriques dans les circuits compensant la puissance réactive au parcours de la tension et du courant non-sinusoidal	311
K. Kuźmiński, P. Ostalczyk: Conditions d'existence de dépassements d'une réponse à l'échelon unité dont la valeur maximale est moindre ou égal à la demandée Δ	463
K. Makowski: Pertes, rendement et facteur de puissance du moteur d'induction monophasé à enroulement auxiliaire court-circuité et entrefer irrégulier	709
J. Marzecki: Méthode de détermination de la localisation du poste d'interconnexion 110 kV/MT en vue de son agrandissement	475
E. A. Mendrela, E. Gierczak: Propriétés électromécaniques d'un moteur d'induction à rotor sphérique	679
J. Migdalski: Modèle de première alimentation des matériaux	41
B. Mroziwicz: Emetteurs de lumière dans les circuits monolithiques de l'optique intégrée	769
R. Muszyński: Dépendence de la capacité de surcharge dynamiques des moteurs asynchrones synchronisés des paramètres du système	101
W. Nakwaski: Caractéristiques d'émission des lasers longitudinaux à effet intrinsèque de guide d'ondes	261
W. Nakwaski: Effet intrinsèque de guide d'ondes des lasers longitudinaux sans guide d'ondes incorporé au dedans	245
Z. Nawrocki: Détermination des particularités de mesurage d'un comparateur magnétique des courants continus à régulation d'écoulement fractionnaire	71
J. Ociełka: Erreur de l'échantillonnage non-univoque dans certaines mesures de la transmittance isochrone	413
W. Opydo: Tension disruptive du système isolant à vide sous tension alternative	733
T. Orłowska-Kowalska, L. Szyliński: Modelage des systèmes de convertisseurs statiques par méthode de sélection du système dynamique	121
S. Osowski: Analyse matricielle de la sensibilité et de la tolérance des systèmes à entrées multiples	1022
A. Pakulak, J. J. Mulałka: Éléments des boucles <i>PLL</i> réalisées avec la technique des capacités commutées	753
A. Patek: Transformation réelle généralisée des équations du rotor triphasé à collecteur alimenté du côté du rotor	511
Z. Perkowski: Propriétés de transmission de la voie symétrique à l'écran plat	583
J. P. Pieprzyk, D. A. Rutkowski: Application des systèmes cryptographiques avec des clés révélées pour la sécurité de l'information	891

L. Piotrowski: Egalisation matricielle des distorsions interférentielles pendant la transmission des signaux avec modulation <i>QAM</i>	869
Z. Piotrowski, J. Kasprzak: Simulation analogique du système transformateur de courant — charge non-linéaire	137
J. Purczyński, P. Krasoń, A. Brykalski: Force agissant sur le noyau d'une bobine à forme d'un ellipsoïde de révolution	3
T. Rajba, S. Rajba: Certaines relations analytiques existant entre les distorsions temporaires statiques — le bruit et la probabilité de l'erreur dans transmission digitale	907
M. Rydel, C. Dreger: Nouvelle méthode de calcul des densités spectrales de puissance des signaux de code avec modulation isochrone par déplacement de phase	1196
A. Sączuk, B. Sączuk, K. Schoepp: Influence de la structure de l'enroulement du moteur d'induction à vitesses multiples sur la caractéristique mécanique et sur les pertes de puissance dans l'enroulement du rotor	693
R. Sikora, R. Pałka: Synthèse du champ électrostatique à une et à deux dimensions à l'aide des conditions aux limites	978
J. Siuzdak: Etat des connaissances dans le domaine des essais de l'influence de la turbulence atmosphérique sur la propagation du rayonnement lumineux	1205
J. Siuzdak: Mesures des paramètres non-énergétiques dans le cas de fluctuation de l'énergie du signal émis	841
A. E. Sowa, J. S. Witkowski: Analyse numérique des circuits sélectifs avec l'application des séries de Volterra	1234
M. Sabrowski: Algorithme de bloc-bande de la résolution de très grands systèmes d'équations linéaires à matrice (<i>DBBF</i>) symétrique limitée bilatéralement des coefficients	349
W. Starczakow: Mécanisme et effets de l'influence du circuit étranger de courant fort sur le transformateur de courant de l'enroulement	147
C. Szczepaniak: Convertisseurs analogiques opérationnels de mesure des grandeurs électriques	9
J. Turowski: Réseau de réductance équivalente du champ des fuites des transformateurs	1143
K. Wala, J. Kulczycki: Optimisation des lignes des réseaux électriques	443
S. Walaszek: Essais la fiabilité d'un ensemble de commutation et de l'influence de la détection et de la répartition des dérangements sur sa disponibilité	943
J. Włodarska: Application de la méthode de Schwarz à l'analyse du champ électrostatique	993
R. Wojtyna, A. Borys, L. Weiss: Optimisation des propriétés thermiques des circuits résonnants accordés par la diode à capacité variable à l'aide d'un calculateur	379
F. Wysocka: Approximation de la caractéristique de l'affaiblissement effectif d'un filtre passe-bas à l'aide de la méthode de gradient conjugué à la fonction extérieure de pénalisation	567
T. Wysocki: Modulation de l'accélération angulaire de l'onde porteuse à l'aide du signal numérique	923
T. Zajt: Influence des caractéristiques des détecteurs d'amplitude et de phase sur la précision des mesures de l'amplitude et de la phase des caractéristiques de fréquence	1086
J. Zawilak: Moteur asynchrone à vitesses multiples avec rotor à bagues	499
K. Zawirski: Synthèse du régulateur d'excitation optimal du moteur synchrone	87
A. Ziętkowiak: Courants et potentiels dans le système des prises de terre naturelles	339
M. Żółtowski: Analyse du régime transitoire de la boucle de phase numérique du premier ordre avec la quantification parfaite et binaire	401

INHALT

K. M. Abramski: Analyse einer Schaltung für die Frequenzstabilisierung von Gaslasern	813
K. Adamiak: Kapazitätsberechnung von Kondensatoren unter Berücksichtigung der Randeffekte	325
K. Adamiak: Optimierung mechanischer Spannungen bei Solenoiden, die starke Magnetfelder generieren	61

A. Bada ch: Analytische Untersuchungen der Leistungsfähigkeit von Kommunikationsprotokollen mit Einzelquittungen	1237
J. Bajorek: Sto ßausbreitung längs eines Einleiterkabels	169
D. J. Bem, J. Janiszewski, R. Zieliński: Simulationsmodel des UKW-FM-Rundfunknetzes	1288
S. Bolkowski, M. Siwiński, E. Wolniewicz: Formulierung von Zustandsvariablen für <i>N</i> -Tors mittels Rosenbrock-Methode	31
A. Brykalski: Mittlere Zeitkonstante von Diffusionvorgängen in einer unendlichen Platte, einem Zylinder und einer Kugel	1035
A. Brykalski, J. Purczyński, W. Lipiński: Über die Zeitkonstante der Wirbelströme in einer rechteckförmigen Abschirmung	53
R. Brzeziński, W. Kędzior: Analyse des Maximalwertes des Moments am Anlassbeginn eines Induktionsringmotors mit Wirbelstromanlasser	485
L. S. Czarnecki: Anmerkungen über die Definitionen der Reaktivleistung von Kusters und Moore in Kreisen mit nicht sinusförmigen Vorgängen	1099
S. Czepielewski: Analyse eines automatischen adaptiven Interferenzdämpfers	1218
A. Demenko: Modellierung eines elektromagnetischen Feldes in axialsymmetrischen Kreisen	1010
J. Domagała: Einfluss des linearen Modifizierungsbereiches von Zeitreihen auf die Ästimationsfehler des Leistungsspektraldichte unter Anwendung der <i>DFT</i> -Methode	393
J. Domagała: Minimalisierungsmethode für den mittelquadratischen Fehler der mittels direkter <i>DFT</i> -Methode gewonnenen Dichteästimatoren der Spektrumleistung. Teil I	191
J. Domagała: Minimalisierungsmethoden für den mittelquadratischen Fehler der mittels direkter <i>DFT</i> -Methode gewonnenen Dichteästimatoren der Spektrumleistung. Teil II	219
J. Domagała: Gewählte Probleme der Abtastungstheorie	822
J. Gębala: Berechnungsverfahren für erdrückführende Kreise, unterirdische Leitungen inbegriffen	627
G. Gortat: Einfluss der Mehrfachen Messung auf die Korrektheit der Wertabschätzung der Messgrösse	427
M. Gramz, W. Lipiński, P. Krasoń: Analyse der Wirbelströme in einer axialsymmetrischen Anordnung für die zerstörungsfreie Materialprüfung	453
J. Hoja: Methode für Messungen von Parametern der <i>RLC</i> -Elemente	643
J. Kalinowski: Projektierung eines fehlertolerierenden Petri-Netzes	179
G. Kamiński, K. Dąbala: Magnetfeld und Parameter einer magnethydrodynamischen Maschine mit Quecksilberanker	1119
G. Kamiński, K. Dąbala: Untersuchung einer magnethydrodynamischen Maschine mit Quecksilberanker	719
A. Kaniewska, T. Lipiński: Methode für die instationäre <i>DLTS</i> -Spektroskopie	1171
M. Komorowski, R. Sikora: Induktiv gekoppelte Kettenkreise	671
F. Kostrubiec: Aufheizung eines Metalls mittels Impulserstrahlung Typ <i>TEM</i>	361
M. Kowalski: Bestimmung von periodischen Lösungen bei Dioden-Transistoren-Systemen mittels Differentialtransformierter	659
M. Kowalski: Lagrange-Funktion und Variationsprobleme bei elektrischen Kreisen	1067
Z. Kowalski: Punktapproximate der Banddämpfung	547
A. Kozłowski: Erhöhung des Nutzungsgrades des Rundfunkkanals eines Ferninformation-netzes	855
M. Kozłowski: Methode für die Berechnung der Stromverteilung in Transformatoren mit getrennten Wicklungen unter Berücksichtigung aller Parallelverbindungen	531
W. Kropacz, K. Mikołajuk, J. Ogonowski: Synthese der passiven Umschaltkreise	291
W. Kuciński: Das elektrische Feld in einem durch eine Radioisotopenquelle ionisierten Gas	1050
Z. Kuśmierek: Messproblematik elektrischer Grössen bei Blindleistungs-Kompensations-systemen mit verzerrten Strom- und Spannungsverläufen	311

K. Kuźmiński, P. Ostalczyk: Bedingungen für das Auftreten der maximalen Überschwingeweite bei sprungförmiger Führungsgrößenänderung, die nicht grösser als der vorausgesetzte Δ -Werte ist	463
K. Makowski: Leistungsverluste, Wirkungsgrad und Leistungsfaktoren eines Einphasen-Induktionsmotors mit einer Kurzschlusshilfswicklung und ungleichmässigem Spalt	709
J. Marzecki: Methode für die Standortbestimmung der Transformatorenstation 110 kV/MS unter Beachtung ihrer Entwicklungsmöglichkeiten im elektroenergetischen Stadtnetz	475
E. A. Mendrela, E. Gierczak: Elektromechanische Eigenschaften eines Induktionsmotors mit kugelförmigem Rotor	679
J. Migdałski: Modell für die erste Stoffmagnetisierung	41
B. Mroziwicz: Strahlungsquellen in monolithischen Schaltungen integrierter Optik	769
R. Muszyński: Abhängigkeit der dynamischen Überlastbarkeit der synchronisierten Asynchronmotoren von den Parametern des Systems	101
W. Nakwaski: <i>P-J</i> -Emissionscharakteristiken der Streifendiodenlaser mit selbständigem Wellenleitereffekt	261
W. Nakwaski: Der selbstständige Wellenleitereffekt bei Streifendiodenlasern ohne eingebauten Wellenleiter	245
Z. Nawrocki: Bestimmung der metrologischen Eigenschaften eines magnetischen Gleichstromkomparators mit Bruchregulation des magnetischen Flusses	71
J. Ociepka: Vieldeutigkeitsfehler der Probeentnahme bei Messungen der Spektraltransmission	413
W. Opydo: Spannungsfestigkeit einer Vakuumstrecke bei Wechselspannung	733
T. Orłowska-Kowalska, L. Szyliński: Simulation von Anlagen der Leistungselektronik mittels Wahl des dynamischen Systems	121
S. Osowski: Matrizenmethode für die Analyse der Empfindlichkeit von Mehrtorsystemen	1023
A. Pakula, J. J. Mulawka: Mittels Schalterkondensatoren gewonnene Elemente von Phasenschleifen	753
A. Patyk: Verallgemeinerte reelle Transformation von Gleichungen eines rotorseitig gespeisten Drehstromkommutatormotors	511
Z. Perkowski: Übertragungseigenschaften der symmetrischen Leitungssystems einer geschirmten Doppelleitung mit flachem Schirm	583
J. P. Pieprzyk, D. A. Rutkowski: Anwendung kryptographischer Systeme mit offenen Schlüsseln für den Informationsschutz	891
L. Piotrowski: Matrizenverzerrung des Interferenzverzerrungen bei Transmission von Signalen mit <i>QAM</i> -Modulation	869
Z. Piotrowski, J. Kasprzak: Analogmodellierung des Systems Stromwandler — nichtlineare Belastung	137
J. Purczyński, P. Krasoń, A. Brykałski: Die auf einen ellipsenförmigen Spulendrehkern wirkende Kraft	3
T. Rajba, S. Rajba: Manche analytischen Abhängigkeiten zwischen statischen Zeitverzerrungen, weisem Rauschen und der Fehlerwahrscheinlichkeit bei digitaler Übertragung	907
M. Rydel, C. Dreger: Neues Berechnungsverfahren für das Leistungsdichtespektrum von Signalen mit synchroner Phasenmodulation	1196
A. Sączuk, B. Sączuk, K. Schoepp: Einfluss der Wicklungsstruktur der polumschaltbaren Drehstrom-Käfigläufermotoren auf die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie und die Leistungsverluste der Läuferwicklung	693
R. Sikora, R. Pałka: Synthese eines ein- und zweidimensionalen elektrostatischen Feldes mittels einer Randbedingung	978
J. Siuzdak: Erkenntnisstand im Bereich der Untersuchungen betreffs Einfluss der atmosphärischen Turbulenz auf die Lichtausstrahlung	841
J. Siuzdak: Messung nicht energetischer Größen bei Energiefluktuationen des Sollsignals	1205
A. E. Sowa, S. J. Witkowski: Numerische Analyse selektiver Schaltungen unter Anwendung der Volterra-Reihen	1235

M. Stabrowski: Blockbandalgorithmus für die Lösung von sehr grossen Systemen der Lineargleichungen mit symmetrischen <i>DBBF</i> -Koeffizientenmatrizen	349
W. Starczakow: Mechanismus und Einwirkungseffekt eines Fremdstromkreises auf den Wickelstromwandler	147
C. Szczepaniak: Analogrechenmessumformer für elektrische Größen	9
J. Turowski: Reluktanzmodell für das Streufeld bei Transformatoren	1143
K. Wala, J. Kulczycki: Optimierung der Verteilungsnetze	443
S. Walaszek: Untersuchungen auf dem Gebiet der Zuverlässigkeit eines Ensembles einer Fernsprechtschaltanlage unter besonderer Berücksichtigung des Einflusses des Aufsuchens und der Wiederherstellung eines beschädigten Ensembles auf seine Einsatzbereitschaft	943
J. Włodarska: Anwendung des Schwarz-Verfahrens für die Analyse eines elektostatischen Feldes	993
R. Wojtyna, A. Borys, L. Weiss: Rechengestützte Optimierung von thermischen Eigenschaften der mittels einer Kapazitätsdiode verstimmt Resonanzkreise	379
F. Wysocka: Approximation der Betriebsdämpfungcharakteristik des Tiefpasses unter Anwendung der Methode des konjugierten Gradientes mit äusserer Straffunktion	567
T. Wysocki: Winkelbeschleunigungsmodulation einer Trägersinusschwingung mit digitalen Signalen	923
T. Zajt: Einfluss der Charakteristiken von Amplituden- und Phasengleichrichtern auf die Genauigkeit der Amplituden- und Phasenmessungen der Frequenzcharakteristiken	1086
J. Zawilak: Vielgängiger Asynchronmotor mit einem Schleifringläufer	499
K. Zawirski: Synthese eines optimalen Erregungsreglers eines Synchronmotors	87
A. Ziętkowiak: Ströme und Potentiale in System natürlicher Erder	339
M. Zóltowski: Über das Synchronisationsverfahren bei einer digitalen Phasenregelschleife 1. Ordnung für ideale und binäre Quantisierung	401

СОДЕРЖАНИЕ

К. М. Абрамски: Анализ системы стабилизации частоты газовых лазеров	813
К. Адамьяк: Вычисление емкости конденсаторов с учетом краевых эффектов	325
К. Адамьяк: Оптимизация механических напряжений в соленоидах генерирующих сильные магнитные поля	61
А. Бадах: Аналитическое исследование эффективности коммуникационных протоколов имеющих простые подтверждения	1235
Е. Байорек: Перенос удара вдоль одножильного подземного кабеля	169
Д. Ю. Бем, Я. Янишевски, В. Зелиньски: Имитирующая модель радиосети УКВ-ЧМ	1261
Р. Бжезиньски, В. Кэндзёр: Анализ максимального значения начального пускового момента асинхронных двигателей с фазным ротором и токовихревыми пускателями	485
С. Больковски, М. Сивиньски, Е. Вольневич: Формулирование уравнений состояния двух <i>N</i> -полосника методом Резенброка	31
А. Брыкальски: Эквивалентная постоянная диффузионных процессов в бесконечной плите, цилиндре и шаре	1035
А. Брыкальски, Я. Пурчиньски, В. Липиньски: О постоянной времени вихревых токов в прямоугольном экране	53
К. Валя, Е. Кульчицки: Оптимизация проектирования односторонне питаемых линий	443
С. Валяшек: Исследование надежности коммутационного комплекса с особым учетом влияния поиска и восстановления поврежденного элемента на готовность комплекса	943
Я. Влодарска: Применение метода Шварца к анализу электростатического поля	993
Р. Войтына, А. Борис, Л. Вайсс: Машинная оптимизация термических свойств резонансных контуров перестраиваемых с помощью емкостного диода	379

Ф. В ы с о ц к а: Аппроксимация характеристики рабочего затухания фильтра нижних частот с применением метода штрафных функции использующего метод сопряженных градиентов	567
Т. В ы с о ц к и: Модуляция углового ускорения синусоидальной несущей цифровым сигналом	923
Ю. Г е м б а л я: Метод расчёта замкнутых цепей возвращения на землю, содержащих подземные проводники	627
Г. Г о р т а т: Влияние многократного измерения на правильность выводов относительно значения измеряемой величины	427
М. Г р а м з, В. Л и п и н с к и, П. К р а с о н ь: Анализ вихревых токов в осевосимметрической системе вихретоковой дефектоскопии	453
А. Д е м е н к о: Моделирование электромагнитного поля с осевой симметрией	1010
Е. Д о м а г а л а: Влияние линейной модификации временных рядов на ошибки эстимации спектральной плотности мощности методом DFT	393
Е. Д о м а г а л а: Избранные вопросы теории испытаний	822
Е. Д о м а г а л а: Метод минимизации среднеквадратичной ошибки эстиматоров спектральной плотности мощности вычисленной методом DFT. Часть I: Теория	191
Е. Д о м а г а л а: Метод минимизации среднеквадратичной ошибки эстиматоров спектральной плотности мощности вычисленной методом DFT. Часть 2: Экспериментальные результаты	219
М. Ж у л т о в с к и: О захвате синхронизма цифровой системой ФАПЧ первого порядка с идеальным и бинарным квантованием входного сигнала	401
Я. З а в и л я к: Асинхронный многоскоростной двигатель с фазным ротором	499
К. З а в и р с к и: Синтез оптимального регулятора возбуждения синхронного двигателя:	87
Т. З а й т: Влияние характеристик детекторов амплитуды и фазы на точность измерений амплитудно-фазовых частотных характеристик	1087
А. З е и т к о в я к: Токи и потенциалы в системе натуральных заземлений	339
Е. К а л и н о в с к и: Построение условной самопроверяемой сети Петри	179
Г. К а м и н с к и, К. Д о м б а л а: Испытание машины МГД с ртутным якером	719
Г. К а м и н с к и, К. Д о м б а л а: Магнитное поле и параметры машины МГД с ртутным якером	1119
М. К а н е в с к а, Т. Л и п и н с к и: Нестационарная спектроскопия DLTS	1171
З. К о в а л ь с к и: Точечные аппроксиматы полосного затухания	547
М. К о в а л ь с к и: Определение периодических решений в диодно-транзисторных цепях с помощью метода дифференциальных изображений	659
М. К о в а л ь с к и: Функции Лагранжа и вариационные задачи для электрических цепей	1067
М. К о з л о в с к и: Метод расчёта распределения токов в трансформаторах с расщепленными обмотками учитывающий все параллельные соединения	531
А. К о з л о в с к и: Повышение загрузки канала в радиосистемах телеобработки	855
М. К о м о р о в с к и, Р. С и к о р а: Лестничные цепи с индукционными соединениями	671
Ф. К о с т р у б е ц: Импульсное нагревание метала лучем лазера типа ТЕМ	361
В. К р о п а ч, К. М и к о л а ю к, Е. О г о н о в с к и: Синтез пассивных переключающих цепей	291
К. К у з ь м и н с к и, П. О с т а л ь ч и к: Условия существования в процессе реакции на скачок перерегулировок на выше допустимого для систем описанных передаточной функцией с одним нулем	463
З. К у с ь м е р з к: Проблемы измерения электрических величин в системе компенсации реактивной мощности при несинусоидальном токе и напряжении	311
В. К у ц и н с к и: Электрическое поле в газе ионизированном радиоизотопным источником	1050
Е. М а ж е ц к и: Метод определения местоположения трансформатроно-распределительной станции 110 кв/сн с учетом ее развития	475

К. Маковски: Потери, кпд, и коэффициент мощности однофазного индукционного двигателя со вспомогательной короткозамкнутой обмоткой и неравномерным зазором	709
Е. А. Мендреля, Е. Герчак: Электромеханические свойства асинхронного двигателя с шарообразным ротором	679
Я. Мигдальски: Модель первоначального намагничивания материала	41
Б. Мрозевич: Источники излучения в монолитных схемах интегральной оптики	769
Р. Мушиньски: Зависимость перегрузочной способности асинхронных синхронизированных двигателей от параметров системы	101
З. Навроцки: Определение метрологических свойств магнитного компаратора постоянного тока с дробной регулировкой полного тока	71
В. Накваски: Самобытный волноводный эффект в полосковых лазерных диодах без встроенного волновода	245
В. Накваски: Эмиссионные характеристики полосковых лазерных диодов с самобытным волноводным эффектом	261
В. Опыдо: Электрическая прочность вакуумной изоляции при напряжении промышленной частоты	733
Т. Орловска-Ковальска, Л. Штылиньски: Моделирование тиристорных систем методом выбора динамической системы	121
С. Осовски: Матричный метод анализа чувствительности многополюсников	1023
Я. Оцепка: Погрешность неоднозначности дискретизации при некоторых измерениях частотных характеристик	413
А. Пакуляк, Е. Е. Мулявка: Элементы фазовых петель реализованных методом переключаемых конденсаторов	753
А. Патык: Обобщённое действительное преобразование уравнений трёхфазного коллекторного двигателя питаемого от стороны ротора	511
Ю. Пепшик, Д. А. Рутковски: Применение криптографических систем с открытыми ключами к защите информации	891
Л. Пиотровски: Матричная коррекция интерференционных искажений при передаче сигналов квадратурной амплитудной модуляции	869
З. Пиотровски, Я. Каспшак: Аналоговое моделирование системы трансформатор тока — нелинейная нагрузка	137
Я. Пурчиньски, П. Красонь, А. Брыкальски: Сила действующая на сердечник катушки и виде эллипсоида вращения	3
З. Перковски: Параметры передачи симметричных цепей экранированных пар с плоским экраном	583
Т. Райба, С. Райба: Некоторые аналитические зависимости между временными статическими искажениями, гауссовскими шумом и вероятностью ошибок в цифровой трансмиссии	907
М. Рыдель: Новый способ вычисления спектра плотности мощности кодовых сигналов с синхронной фазовой модуляцией	1196
А. Сачук, Б. Сачук, К. Шэпп: Влияние структуры переключаемых обмоток многоскоростных индукционных двигателей на механическую характеристику и потери мощности в обмотке ротора	693
Р. Сикора, Р. Палка: Синтез одно и двухмерного электростатического поля при помощи краевого условия	979
М. Стабровски: Блочно-ленточный алгоритм для решения очень больших систем линейных уравнений с симметрической DBBF (двусторонне окаймленная форма) матрицей коэффициентов	349
В. Старчаков: Механизм и результаты воздействия посторонней цепи сверхмощного тока на катушечный трансформатор тока	147
А. Э. Сова, Е. С. Витковски: Машинный анализ электронных селективных схем с использованием рядов Вольтерры	1235

Е. Сюздак: Влияние атмосферической турбулентции на распространение света	841
Е. Сюздак: Измерения параметров полезного сигнала при наличии флуктуаций энергии	1205
Я. Туровски: Релюктансная модель поля рассеяния трансформаторов	1144
В. Хоя: Метод измерения параметров элементов RLC использующий сигналы пропорциональные току и напряжению на измеряемом элементе	643
Л. С. Чарнецки: О дефинициях реактивной мощности Kusters'a и Moore'a цепей с деформированными пробегамми	1087
С. Чепелевски: Анализ автоматического адаптивного поглотителя межсимвольной интерференции	1219
Ч. Щепаняк: Аналоговые операционные измерительные преобразователи электрических величин	9

WYTYCZNE DLA AUTORÓW

Komitet Redakcyjny prosi o przestrzeganie następujących wytycznych przy przygotowywaniu maszynopisów artykułów nadsyłanych do opublikowania.

1. *Tematyka i charakter artykułów.* Redakcja przyjmuje do druku prace przeglądowe, kompilacyjne i monograficzne, wchodzące w zakres szeroko pojętej elektrotechniki, które powinny jednak zawierać własny wkład twórczy Autora polegający na: oryginalnym ujęciu zagadnienia, własnej klasyfikacji, krytycznej ocenie (teorii lub metod), wyciągnięciu wniosków co do celowości takiego lub innego działania, prognoście itp. Autorów obowiązuje jak najdalej posunięta zwięzłość.

2. *Wymagania podstawowe.* Artykuły należy nadsyłać w maszynopisie, w dwóch egzemplarzach, w zasadzie w języku polskim, dopuszczalne są jednak również artykuły w językach: angielskim, francuskim, niemieckim i rosyjskim. Maszynopis powinien być napisany jednostronnie przez czarną taśmę, na maszynie do pisania z niezabrudzonymi i nieuszkodzonymi znakami. Dopuszcza się odręczne czytelne uzupełnianie tekstu atramentem lub długopisem kolorem czarnym lub ciemnoniebieskim znaków specjalnych oraz znaków w językach, których alfabetów nie ma na maszynach do pisania, np. znaków matematycznych, chemicznych, liter greckich. Maszynopis powinien być napisany na papierze do maszyny do pisania koloru białego, formatu A4; numeracja ciągła na wszystkich stronach.

3. *Sposób pisania tekstów.* Tekst w maszynopisie powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjiowania (rozstrzelania), podkreślania i pisania tekstów dużymi literami, z wyjątkiem wyrazów, które umownie pisze się dużymi literami (np. FORTRAN). Proponowane wyróżnienia Autor może zaznaczyć w maszynopisie (zwykłym ołówkiem) za pomocą przyjętych znaków adiustacyjnych (podkreślenie linią przerywaną — spacjiowanie, podkreślenie linią ciągłą — pogrubienie, podkreślenie wężykiem — kursywa itp.). Na jednej stronie maszynopisu powinno być 30 wierszy po około 60 znaków łącznie z odstępami. Marginesy każdej strony powinny mieć następujące wymiary: górny — ok. 25 mm, lewy — ok. 35 mm. Tekst maszynopisu powinien być napisany z podwójnym odstępem między wierszami; tytuły i podtytuły małymi literami. Akapity należy rozpoczynać z wcięciem równym trzem uderzeniom maszyny do pisania.

4. *Sposób pisania tablic.* Tablice powinny być napisane w układzie zbliżonym do układu zecerskiego. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tablic należy pisać bezpośrednio pod tablicą. Tablice należy numerować kolejno liczbami arabskimi; u góry każdej tablicy podać tytuł. Tablice umieścić na końcu maszynopisu.

5. *Sposób pisania wzorów matematycznych.* Rozmieszczenie znaków, cyfr, liter i odstępów powinno być zbliżone do rozmieszczenia elementów druku. Wskaźniki i wykładniki potęg powinny być napisane wyraźnie i być prawidłowo obniżone lub podwyższone w stosunku do linii wiersza podstawowego. Znaki nad literami i cyframi: strzałki, linie, kropki, daszki itp. powinny być napisane dokładnie nad tymi elementami, do których się odnoszą. Numery wzorów należy umieszczać z prawej strony.

6. *Przygotowanie materiału ilustracyjnego.* Rysunki, wykresy i fotografie należy wykonywać zgodnie z obowiązującymi normami Polskiego Komitetu Normalizacji, Miar i Jakości (oznaczonymi literą E i numeracją od 01200 do 01245; przydatna może się okazać książka K. Michela, T. Sapińskiego: „Rysunek techniczny elektryczny”), na oddzielnych arkuszach, z podaniem kolejnych numerów rysunków. W maszynopisie artykułu na marginesie, obok właściwego tekstu, należy podać jedynie odnośny numer rysunku, a na oddzielnym arkuszu wykaz podpisów pod rysunki. Wszystkie

rysunki, wykresy i fotografie należy nazywać w tekście rysunkami (skrót: rys.). U samego dołu rysunku (a przy fotografiach na odwrocie) należy wpisać czytelnie numer rysunku, tytuł pracy i nazwisko autora. Ostateczne wykonanie rysunków obowiązuje Redakcję.

7. *Streszczenia.* Do każdej nadsyłanej pracy należy dołączyć krótkie streszczenie (analizę) w języku polskim (w 5 egz.) oraz streszczenie (w 2 egz.) w językach obcych: angielskim, francuskim, niemieckim i rosyjskim. W razie niemożności przygotowania streszczeń w językach obcych Autor powinien podać przynajmniej terminy obcojęzyczne niezbędne do wykonania tłumaczenia.

8. *Bibliografia.* Na końcu maszynopisu należy podać w przyjętej przez Autora kolejności (np. chronologicznej, alfabetycznej itp.) wykaz publikacji, na które Autor w tekście się powołuje, lub które uważa za słuszne wymienić z innych powodów. W każdej pozycji wykazu należy podać w następującej kolejności: pierwsze litery imion, nazwisko autora, po czym po przecinku pełny tytuł dzieła lub artykułu; dalej, w przypadku książki — wydawcę, miejsce wydania i rok, a w przypadku artykułu — tytuł czasopisma, numer zeszytu, rok wydania i ewent. numer strony. Pozycje wykazu powinny być ponumerowane.

9. *Informacje dodatkowe.*

— Niezastosowanie się Autora do podanych wyżej wytycznych pociągnie za sobą konieczność potrącenia z honorarium autorskiego kosztów związanych z doprowadzeniem dostarczonych materiałów do postaci wymaganej przez Redakcję.

— Autorowi przysługuje bezpłatnie 25 egz. odbitek pracy. Dodatkowe egzemplarze Autor może zamówić w Redakcji na własny koszt.

— **Autora obowiązuje korekta autorska, którą należy zwracać w ciągu 3 dni pod adresem Redakcji.**

— Redakcja prosi Autorów o podawanie miejsca pracy i adresu prywatnego, a także o powiadamianie o zmianie adresu.

Rozprawy Elektrotechniczne

Kwartalnik

CZASOPISMO
ROZPRAWY ELEKTROTECHNICZNE

Warunki prenumeraty

Cena prenumeraty krajowej

półrocznie zł 240,—

rocznie zł 480,—

Prenumerata **na kraj** przyjmowana jest:

— do dnia 10 listopada na I półrocze roku następnego i na cały rok następny,

— do dnia 1 czerwca na II półrocze roku bieżącego.

Instytucje i zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch”, w miejscowościach zaś, w których nie ma Oddziałów RSW — w urzędach pocztowych i u doręczycieli.

Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych i u doręczycieli.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki **za granicę** przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch”, Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV Oddział w Warszawie Nr 1153-201045-139-11, w terminach podanych dla prenumeraty krajowej.

Prenumerata ze zleceniem wysyłki **za granicę** pocztą zwykłą jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

Bieżące i archiwalne numery można nabyć lub zamówić we Wzorcowni Ośrodka Rozpowszechniania Wydawnictw Naukowych PAN, Pałac Kultury i Nauki, 00-901 Warszawa oraz w księgarniach naukowych „Domu Książki”.

Subscription orders for all the magazines published in Poland available through the local press distributors or directly through the Foreign Trade Enterprise Ars Polona, 00-068 Warszawa, Krakowskie Przedmieście 7, Poland. Our bankers: Bank Handlowy Warszawa S.A.

Rozpr. Elektrot. T. 30, z. 4, 969—1296, Warszawa 1984

Index 37483