

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAUKOWA

Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXI

ZESZYT 2(74)

WARSZAWA
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. <i>L. Chodakowski, S. Stankiewicz</i> — Niektóre zagadnienia metrologiczne związane z przekazywaniem poprawnej miary napięcia, rezystancji, temperatury i pojemności	3
2. <i>J. Trechciński</i> — Uwagi o optymalizacji układów komutacyjnych	25
3. <i>J. Borża</i> — Kodowanie informacji w aparaturze ABA-2 do automatycznych badań łączący telekomunikacyjnych	51

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>Л. Ходаковски, С. Станкевич</i> — Некоторые метрологические вопросы, связанные с подачей верных значений измерения напряжения, сопротивления, температуры и емкости	3
2. <i>Е. Трехциньски</i> — Замечания по оптимализации коммутационных схем	25
3. <i>Г. Боржа</i> — Кодирование информации в устройстве АВА-2, для автоматических испытаний каналов дальней связи	51

CONTENTS

1. <i>L. Chodakowski, S. Stankiewicz</i> — On certain problems of metrology connected with transferring of correct measures of tension, resistance, temperature and capacity	3
2. <i>J. Trechciński</i> — Some remarques on the optimization of switching systems	25
3. <i>J. Borża</i> — Information coding in the equipment ABA-2 for automating testing of telecommunication circuits	51

SOMMAIRE

1. <i>L. Chodakowski, S. Stankiewicz</i> — Certaines questions de métrologie concernant le transfert des mesures exactes de la tension, resistance, température et capacité	3
2. <i>J. Trechciński</i> — Remarques sur l'optimalisation des schémes de commutation	25
3. <i>J. Borża</i> — Codage des informations dans l'appareillage ABA-2 pour les essais automatiques des circuits de télécommunication	51

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>L. Chodakowski, S. Stankiewicz</i> — Einige metrologische Probleme verbundene mit der Übertragung des richtigen Masses der Spannung, Resistanz, Temperatur und Kapazität	3
2. <i>J. Trechciński</i> — Bemerkungen zur Optimalisation der Vermittlungsschaltungen	25
3. <i>J. Borża</i> — Kodierung der Information in der Apparatur ABA-2 zur automatisierten Prüfungen der Fernmeldeverbindungen.	51

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXI

ZESZYT 2(74)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. *Lesław Kędziński*

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. *Aleksy Brodowski*, doc mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*
Sekretarz Redakcji — *Janina Janicka*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

Leszek Chodakowski
Stanisława Stankiewicz

621.317

NIEKTÓRE ZAGADNIENIA METROLOGICZNE ZWIĄZANE Z PRZEKAZYWANIEM POPRAWNEJ MIARY NAPIĘCIA, REZYSTANCJI, TEMPERATURY I POJEMNOŚCI

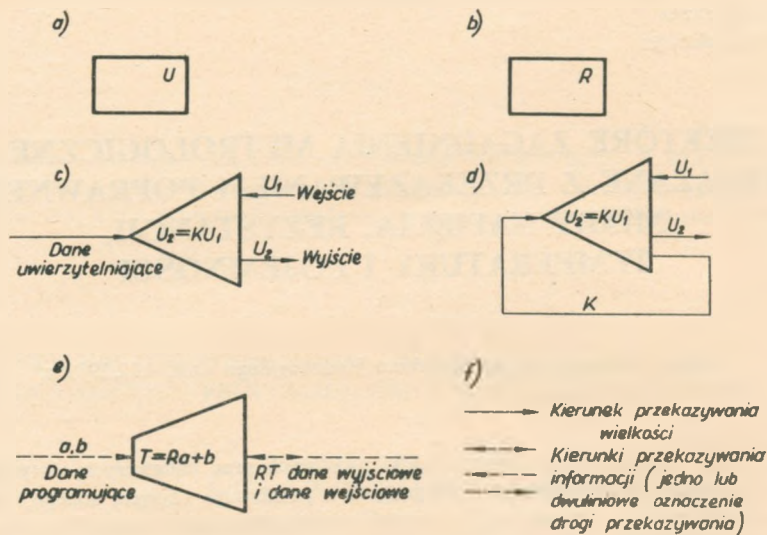
Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 4.12.1973 r.

W artykule omówiono wyniki niektórych prac badawczych, dotyczących zagadnień metrologicznych, związanych z pomiarami napięcia stałego, rezystancji, temperatury i pojemności, a ściślej — z odtwarzaniem wartości wzorcowych wymienionych wielkości i przekazywaniem wyznaczonych wartości. W rozdziale pierwszym omówiono poza tym zagadnienia ogólne, a mianowicie graficzny sposób przedstawienia drogi przekazywania poprawnej miary danej wielkości od wzorców państwowych aż do narzędzi pomiarowych użytkowych z zaznaczeniem istotnego elementu w aspekcie metrologicznym, a mianowicie przekazywanej wartości wzorcowej.

1. SCHEMAT METROLOGICZNY

Ze schematu metrologicznego łatwo jest zorientować się w ilości i jakości operacji metrologicznych — takich jak wyznaczanie relacji dwu wartości jednej wielkości, czy dwu wartości różnych wielkości — związanych z przekazywaniem poprawnej miary określonej wielkości. Podstawowe operacje metrologiczne — wyznaczania relacji — są oznaczane na schematach metrologicznych za pomocą symbolu relatora i funkтора (rys. 1). Relator jest to element schematu metrologicznego, symbolizujący proces wyznaczania relacji pomiędzy wartościami tej samej wielkości mierzonej, a zwłaszcza pomiędzy wartościami wielkości, reprezentowanymi przez wzorce lub wskazywanymi przez przyrządy pomiarowe. Funktor jest to element schematu metrologicznego symbolizujący proces wyznaczania relacji pomiędzy wartościami różnych wielkości mierzonych. Relator i funktor są opisane zależnością matematyczną wiążącą wartości (wejściową i wyjściową) wielkości mierzonej przekazywanej lub dwu wielkości przekazywanych. W tym ostatnim

przypadku wydzielone są symbole wiążące matematycznie dwie wielkości (dane programujące) ze względu na ich znaczny wpływ na niedokładności przekazywania wielkości mierzonej.

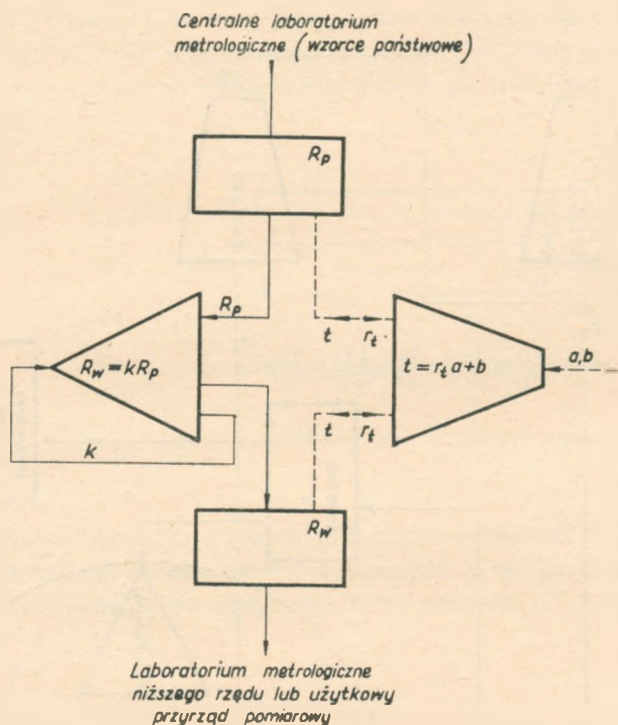


Rys. 1. Symbole używane na schematach metrologicznych

a) — wzorec (napięcie), b) — przyrząd pomiarowy (omomierz), c) — relator [symbolizujący proces wyznaczenia relacji pomiędzy wartością wejściową (np. U_1) a wyjściową (np. U_2); współczynnik relacji k , który może być regulowany, jest wyznaczany i uwierzytelniany poza układem relatora], d) — jak c) z tym, że współczynnik relacji k jest wyznaczany i uwierzytelniany w układzie relatora, e) — funktor [symbolizujący proces wyznaczenia relacji pomiędzy dwiema wielkościami — tu pomiędzy oporem czujnika termometrycznego (R) a temperaturą T , przy znanych współczynnikach równania a i b — danych programujących], f) — symbole kierunków przekazywania

Relatory i funktery są elementami pośredniczącymi przy przekazywaniu poprawnej miary danej wielkości, pomiędzy wartościami danej wielkości, reprezentowanymi przez wzorce lub wskazania przyrządów pomiarowych. Za wzorce uważa się narzędzia pomiarowe odtwarzające wartość danej wielkości, przyrząd pomiarowy natomiast służy do przetwarzania wielkości mierzonej na wskazanie lub równoważne informacje. Na schematach metrologicznych wzorce i przyrządy pomiarowe są oznaczane prostokątami (rys. 1). Na rysunku 2 przedstawiono prosty przykład schematu metrologicznego przekazywania poprawnej miary rezystancji pomiędzy wzorcami pierwotnymi i wtórnymi, pozwalający zorientować się w ilości i jakości operacji metrologicznych związanych z przekazywaniem poprawnej miary rezystancji na odcinku wzorec pierwotny — wzorec wtórny. O ilości operacji informuje ilość elementów schematu, związanych z grubo rysowaną linią pionową (kierunek przekazywania głównej wielkości), o ich jakości — rodzaj elementów i sposób ich opisu. Wzorce rezystancji są powiązane cienką linią przerywaną z funktorem temperatury ($t = r_t a + b$). Oznacza to, że wartość rezystancji wzorca jest funkcją temperatury i dla wyznaczenia poprawnej miary rezystancji niezbędne są informacje o temperaturze otoczenia.

Przyjmuje się, że we wzorcach przedstawianych na schematach metrologicznych podaje się symbole tylko tych wielkości, które wpływają na niedokładność wyników pomiaru; jeżeli tego rodzaju zapis zaciemniałby sens operacji matematycznych, to wielkości, od których zależy niedokładność, wyróżnia się, np. tłustym drukiem.



Rys. 2. Odcinek schematu metrologicznego przekazywania poprawnej miary rezystancji od wzorców pierwotnych (R_p) do wzorców wtórnych (R_w) w laboratorium metrologicznym wyższego rzędu

Objaśnienia jak na rys. 1

W ten sposób interpretując schemat przekazywania poprawnej miary napięcia (por. rys. 3), należy stwierdzić, że niedokładność σ_{EN} wartości SEM E_N wzorca pierwotnego jest funkcją następujących wielkości:

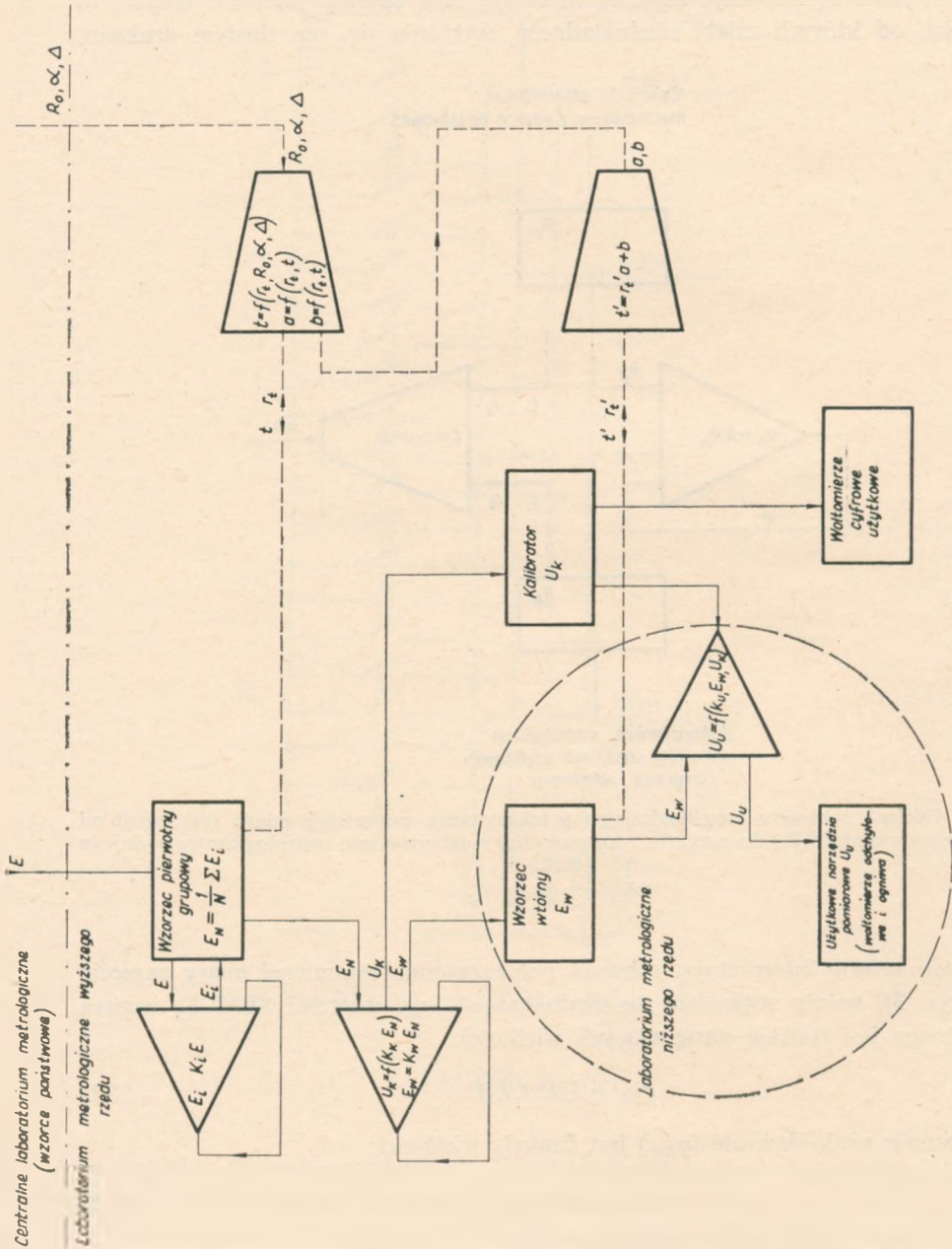
$$\sigma_{EN} = f(E, t, k_l) \quad (1-1)$$

Analogicznie niedokładność (σ_{EW}) jest funkcją wielkości:

$$\sigma_{EW} = f(E_N, t, k_w) \quad (1-2)$$

Z porównania wzorów (1-1) i (1-2) wynika:

$$\sigma_{EW} = f(E, t, t', k_l, k_w) \quad (1-3)$$



Rys. 3. Schemat metrologiczny przekazywania poprawnej miary napięcia od wzorców państwowych do użytkowych narzędzi pomiarowych

Objaśnienia jak na rys. 1

Ze wzoru (1-3) można wnioskować, że o niedokładności wartości E_w wtórnego wzorca napięcia decyduje: E (niedokładność wzorca państwowego), t i t' (niedokładności temperatury otoczenia wzorców) oraz k_t i k_w (niedokładności wprowadzane przez relatory).

Ze schematu metrologicznego można również określić niedokładność narzędzi pomiarowych i metodyki stosowanych do przekazywania poprawnej miary wielkości, jeżeli w określonym punkcie schematu metrologicznego ma być uzyskana żądana dokładność.

Zakładając, że:

$$E_w = C \cdot E_N^{\alpha_1} \cdot (t')^{\alpha_2} \cdot K_w^{\alpha_3} \quad (1-4)$$

gdzie $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ równają się ± 1 , można wykazać, że błąd średni kwadratowy σ_{EW} wyznaczenia wartości E_w wynosi:

$$\sigma_{EW} = \sqrt{\sigma_{EN}^2 + \sigma_{t'}^2 + \sigma_{Kw}^2} \quad (1-5)$$

Jeżeli będzie spełniony warunek

$$\sqrt{\sigma_{t'}^2 + \sigma_{Kw}^2} \leq \frac{\sigma_{EN}}{5} \quad (1-6)$$

to będzie również spełniona zależność:

$$\sigma_{EW} = \sigma_{EN} \quad (1-7)$$

przy błędzie nie przekraczającym 2%, co oznacza pomijalną (w sensie średniego błędu kwadratowego) stratę dokładności miary napięcia przy przejściu od wzorca pierwotnego E_N do wzorca wtórnego E_w .

2. PRZEKAZYWANIE POPRAWNEJ MIARY U , R , T i C

2.1. Metoda wyznaczania wzajemnych relacji SEM ogniwi wzorcowych i jej niedokładność (relator SEM)

Na rysunku 4 przedstawiono schematycznie dwa etapy pomiaru różnicy e_n SEM dwu ogniwi wzorcowych

$$e_n = E_n - E_0 \quad (2-1)$$

tnz. różnicy między SEM kolejnego n -tego elementu badanego E_n i SEM ogniwa odniesienia E_0 . Ogniwo odniesienia nazywa się ogniwo, z którym porównuje się wszystkie inne ogniwa i które charakteryzuje się stosunkowo małym oporem wewnętrznym ok. 100 Ω zamiast 1000 Ω (co powoduje zwiększenie czułości pomiaru).

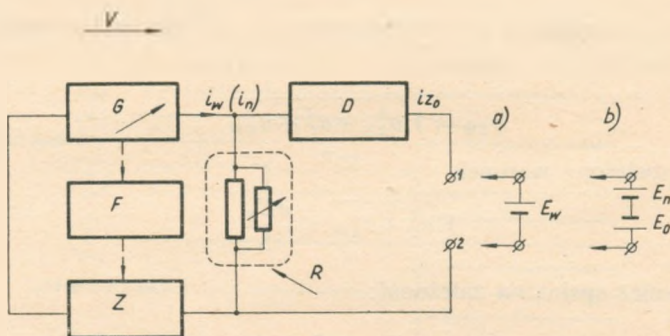
Najpierw realizuje się pierwszy etap pomiaru, tzn. przeprowadza się tzw. standaryzację komparatora (por. rys. 4a), dołączając do zacisków 1-2 układu ogniwo wzorcowe o sile elektromotorycznej E_w . Doprowadzając układ do równowagi ($i = 0$)

za pomocą opornika R (regulator przewodności G nastawiony jest przy tym na wartość równą około 10 milisimensów) uzyskuje się oczywisty związek

$$E_w = i_w R = g_w V R \quad (2-2)$$

Następnie realizuje się drugi etap — właściwy pomiar (por. rys. 4b) — dołączając do zacisków 1-2 układu dwa przeciwobnie połączone ogniwa: ogniwo badane o SEM E_n i ogniwo odniesienia o SEM E_0 . Po powtórny doprowadzeniu do równowagi układu za pomocą regulatora przewodności G (wartość rezystancji opornika R nie ulega przy tym zmianie!) uzyskuje się analogiczny związek

$$e_n = E_n - E_0 = i_n R = g_n V R \quad (2-3)$$



Rys. 4. Układ do pomiaru różnicy SEM ogniw normalnych

a) standaryzacja komparatora, b) właściwy pomiar. V — spadek napięcia na dekadowym regulatorze przewodności, R — opornik precyzyjny, G — dekadowy regulator przewodności, F — układ fotogalwanometryczny regulujący V ($V = \text{const}$), Z — sterowany zasilacz stabilizowany, D — detektor zera, —→ kierunek przekazywania informacji

Z porównania wzorów (2-2) i (2-3) uzyskuje się oczywisty związek

$$e_n = E_w \frac{g_n}{g_w} \quad (2-4)$$

Jak stąd wynika, w trakcie wykonywania tych pomiarów należy utrzymywać stałą wartość napięcia V na zaciskach regulatora przewodności G ; uzyskuje się to za pomocą układu automatycznej regulacji, w skład którego wchodzi układ fotogalwanometryczny F i zasilacz stabilizowany Z , co gwarantuje nie większe zmiany względne napięcia V niż $\pm 1 \cdot 10^{-6}$, niezależnie od wartości nastawionej przewodności G lub przepływającego przez nią prądu.

Rozpatrując ogólny przypadek pomiaru pośredniego pewnej wielkości

$$y = f(X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n) \quad (2-5)$$

stanowiącej funkcję n zmiennych niezależnych X_i , z których każda reprezentuje wielkość bezpośrednio mierzoną, można wyznaczyć różniczkę zupełną zgodnie z następującym wzorem:

$$dy = \frac{\partial f}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_i} dx_i + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} dx_n \quad (2-6)$$

Przechodząc od różniczek do małych (skończonych) przyrostów uzyskuje się przybliżone równanie

$$y = \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_i} \Delta x_i + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n \quad (2-7)$$

gdzie wszystkie wyrażenia Δx_i można uważać za niezależne zmienne losowe, reprezentujące błędy bezwzględne pomiarów bezpośrednich, a Δy — zmienną losową, reprezentującą błąd bezwzględny pomiaru pośredniego. Należy przy tym podkreślić, że traktując błąd bezwzględny, będący różnicą wartości zmierzonej i rzeczywistej, jako zmienną losową, można — w zależności od konkretnego przypadku — uważać za „pierwotną” zmienną losową albo wartość rzeczywistą (co ma na przykład miejsce przy badaniu niestabilności wzorca), albo wartość zmierzoną (co ma miejsce przy zauważalnej niepewtarzalności wyników pomiaru, spowodowanej przypadkowymi zmianami w układzie mierzonym), albo też obie jednocześnie.

Ze względu na liniową zależność błędu Δy od błędów Δx_i można wyznaczyć od razu bezwzględny średni błąd kwadratowy (estymator odchylenia standardowego) pomiaru pośredniego

$$\delta_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \delta_{x_i}^2} \quad (2-8)$$

gdzie δ_{x_i} oznacza bezwzględny średni błąd kwadratowy pomiaru bezpośredniego wielkości x_i .

Przechodząc na błędy względne uzyska się analogicznie

$$\sigma_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{x_i}{y} \frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \sigma_{x_i}^2} \quad (2-9)$$

gdzie $\sigma_y = \frac{\delta_y}{y}$ oraz $\sigma_{x_i} = \frac{\delta_{x_i}}{x_i}$

W praktyce błędy cząstkowe σ_{x_i} są najczęściej nieznane, natomiast podaje się przeważnie odpowiednie błędy graniczne σ'_{x_i} (maksymalne). Jeżeli rozkład błędu jest jednostajny (prostokątny), to wtedy

$$\sigma_{x_i} = \frac{\sigma'_{x_i}}{\sqrt{3}} \quad (2-10)$$

Jeżeli rozkład błędu jest normalny (Gaussa), to — opierając się na „regule trzysigmowej” — przyjmuje się, że

$$\sigma_{x_i} = \frac{\sigma'_{x_i}}{3} \quad (2-11)$$

Powracając do przypadku szczególnego, wyrażonego równaniem (2-4), można zgodnie z równaniem (2-9) dojść po wykonaniu rachunków do prostego związku

$$\sigma_e = \sqrt{\sigma_E^2 + \sigma_{g_n}^2 + \sigma_{g_w}^2} \quad (2-12)$$

Zgodnie z danymi certyfikatu dekady przewodności G , dotyczącymi jej niedokładności, zachodzi dla niej równość:

$$g_{K;n+1} - g_{K;n} = 10^{1-K} \pm 10^{-6} \quad (2-13)$$

gdzie przez $g_{K;n}$ oznaczono wskazanie (wartość niemianowaną) n -tej pozycji ($n = 0, 1 \dots 10$) w K -tej dekadzie ($K = 1, 2 \dots 7$)¹⁾, to znaczy

$$g_{K;n} = n \cdot 10^{1-K} \quad (2-14)$$

Ponieważ różnica wskazań dwu sąsiednich pozycji jest wyznaczona z niedokładnością $\pm 10^{-6}$, przyjmuje się, że wskazanie każdej pozycji jest wyznaczone co najwyżej z taką samą niedokładnością. Zakłada się w związku z tym, że średni bezwzględny błąd kwadratowy sumy wskazań $\sum_{K=1}^7 g_{K;n}$ po przyjęciu rozkładu prostokątnego będzie wynosił

$$\delta_g = \sqrt{m} \frac{10^{-6}}{\sqrt{3}} \quad (2-15)$$

a więc odpowiedni błąd względny

$$\sigma_g = \frac{\sqrt{m} 10^{-6}}{\sqrt{3} \sum_{K=1}^7 g_{K;n}} \quad (2-16)$$

gdzie m oznacza liczbę dekad o pozycjach niezerowych ($1 \leq m \leq 7$). Jeżeli na przykład błąd względny przewodności G przy wykorzystaniu trzech ostatnich dekad (pomiar różnicy e_n) nie przekroczy wartości

$$\sigma_{g_n} = \frac{\sqrt{3} 10^{-6}}{\sqrt{3} \sum_{K=5}^7 g_{K;1}} \approx \frac{10^{-6}}{10^{-4}} = 10^{-2} = 1\% \quad (2-17)$$

natomiast typowy błąd względny przy wykorzystaniu wszystkich dekad przy równoważeniu E_w wyniesie

$$\sigma_{g_w} = \frac{\sqrt{7} 10^{-6}}{\sqrt{3} \sum_{K=1}^7 g_{K;n}} \approx \frac{2,6 \cdot 10^{-6}}{1,73 \cdot 1,018655} = 1,5 \cdot 10^{-6} \cong 0,00015\% \quad (2-18)$$

to $\sigma_{g_w} \ll \sigma_{g_n}$.

¹⁾ Dekada pierwsza ma tylko dwie pozycje 0 i 1, czyli $g_{1;1} = 0$ i $g_{1;0} = 1$.

W tym przypadku zachodzi również związek $\sigma_E \ll \sigma_{gn}$. Tak więc ostatecznie (por. wzór 2-12)

$$\sigma_e \approx \sigma_{gn} \quad (2-19)$$

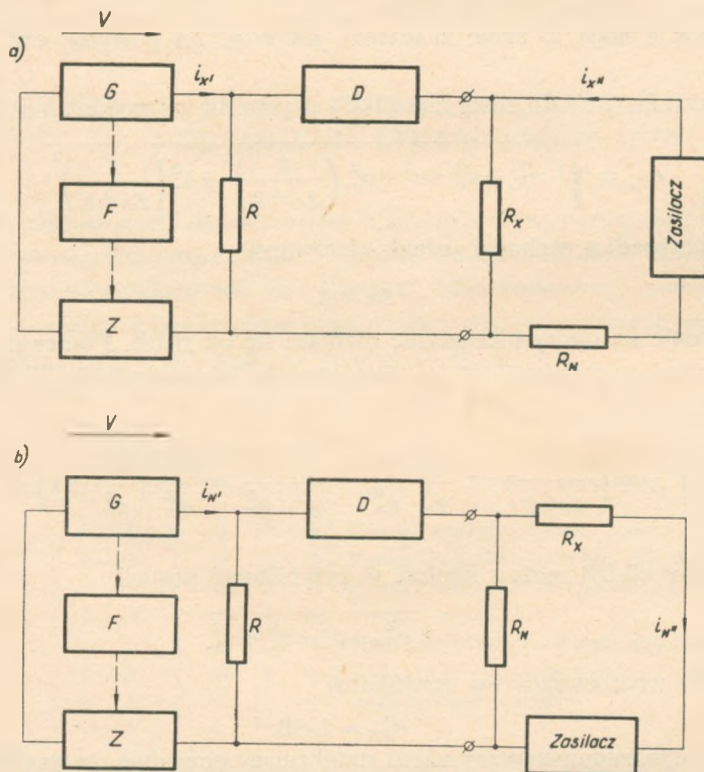
2.2. Niedokładność porównania rezystorów za pomocą układu kompensującego z regulacją przewodności (relator rezystancji)

Na rys. 5 przedstawiono schematycznie dwa etapy porównania wartości rezystancji opornika rezystora wzorcowanego R_x i wzorcowego R_N . Po zrównoważeniu układu wg rys. 5a za pomocą regulatora G uzyskuje się oczywisty związek

$$i_x'' R_x = R i_x' \quad (2-20)$$

Podobnie dla układu wg rys. 5b

$$i_N'' R_N = R i_N' \quad (2-21)$$



Rys. 5. Układ do pomiaru rezystancji

a) porównywanie R_x , b) porównywanie R_N
Objaśnienia jak na rys. 4

Z rys. 5 wynikają również dalsze związki

$$i'_x = V_x g_x \quad (2-22)$$

$$i''_N = V_N g_N \quad (2-23)$$

gdzie g_x i g_N oznaczają przewodności regulatora G a V_x i V_N — spadki napięcia na regulatorze G , w układzie według rys. odpowiednio 5a i 5b. Wprowadzając poza tym dodatkowo oznaczenia

$$i = \frac{i''_N}{i'_x} \quad (2-24)$$

$$e = \frac{V_x}{V_N} \quad (2-25)$$

oraz

$$g = g_x - g_N \quad (2-26)$$

można uzyskać następujący związek (por. także równania 2-20, 2-21, 2-22 i 2-23)

$$R_x = R_N \frac{i'_x i''_N}{i''_N i'_x} = R_N \frac{V_x}{V_N} \cdot \frac{g_x}{g_N} \cdot \frac{i''_N}{i'_x} = R_N e i \frac{g_N + g}{g_N} = R_N e i \frac{g_N + g}{g_N} \quad (2-27)$$

gdzie symbole g mają to samo znaczenie, jak w p. 2.1 powyżej, czyli oznaczają wskazania.

Stosując wzór (2-9) do równania (2-27) uzyska się po wykonaniu rachunków:

$$\sigma_{R_x} = \sqrt{\sigma_{R_N}^2 + \sigma_e^2 + \sigma_i^2 + \sigma_{g_N}^2 \left(\frac{g}{g_N + g} \right)^2 + \sigma_g^2 \left(\frac{g}{g_N + g} \right)^2} \quad (2-28)$$

W danym przypadku zachodzi jednak nierówność

$$g_N \gg g \quad (2-29)$$

gdyż porównuje się opory nieznacznie różniące się od siebie. Ponieważ błędy względne dekad przewodności G są niezależne od ich pozycji ($\delta_{g_N} \approx \delta_g$), to (por. wzory 2-28 i 2-29)

$$\sigma_{g_N}^2 \left(\frac{g}{g_N + g} \right)^2 + \sigma_g^2 \left(\frac{g}{g_N + g} \right)^2 \cong \frac{\delta_{g_N}^2}{g_N^2} \frac{g^2}{g_N^2} + \frac{\delta_g^2}{g^2} \frac{g^2}{g_N^2} = \frac{\delta_{g_N}^2}{g_N^2} \left(\frac{g^2}{g_N^2} + 1 \right) = \frac{\delta_{g_N}^2}{g_N^2} = \sigma_{g_N}^2 \quad (2-30)$$

Tak więc wzór (2-28) można napisać w przybliżonej postaci

$$\sigma_{R_x} = \sqrt{\sigma_{R_N}^2 + \sigma_e^2 + \sigma_i^2 + \sigma_{g_N}^2} \quad (2-31)$$

Dla opornika wzorcowego (wg certyfikatu)

$$\sigma_{R_N} = 1 \cdot 10^{-5} \quad (2-32)$$

Ponieważ fotogalwanometryczny układ stabilizujący powoduje, że względne zmiany napięcia V_x lub V_N nie przekraczają wartości $2 \cdot 10^{-6}$, wobec tego

$$\sigma'_e = \sqrt{2} \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 2,8 \cdot 10^{-6} \quad (2-33)$$

Błąd niestałości prądu σ'_i jest wyznaczony przez powtórny pomiar po serii obu wymienionych pomiarów, z których wynikały związki (2-20) i (2-21). Jeżeli mianowicie za pierwszym razem uzyskuje się $U_N = i''_N R_N$, a za drugim razem uzyskuje się analogicznie U'_N , to okazuje się, że

$$\sigma'_i = \frac{U_N - U'_N}{U_N} = 1 \cdot 10^{-6} \quad (2-34)$$

Maksymalny błąd σ'_{θ_N} wynosi zgodnie ze wzorem (2-16) (por. także równanie 2-10)

$$\sigma'_{\theta_N} = \frac{\sqrt{7} \cdot 10^{-6}}{1} = 2,6 \cdot 10^{-6} \quad (2-35)$$

Ponieważ błędy σ'_e , σ'_i oraz σ'_{θ_N} są znacznie mniejsze niż błąd σ'_{RN} , można więc przyjąć, że

$$\sigma'_{R_x} \approx \sigma'_{RN} = 1 \cdot 10^{-5} \quad (2-36)$$

2.3. Przekazywanie poprawnej miary temperatury w Centralnej Izbie Pomiarów Telekomunikacyjnych (CIPT)

Przekazywanie poprawnej miary temperatury w CIPT odbywa się pośrednio, poprzez pomiar rezystancji platynowych czujników termometrycznych i wyznaczenie charakterystyk czujników $R_t = f(t)$, a więc za pomocą funktorów (patrz rozdział 1), wiążących dwie wielkości: rezystancję i temperaturę (rys. 6). W układzie funkтора odniesienia wzorcuje się robocze czujniki termometryczne poprzez wyznaczenie stałych a i b równania czujnika roboczego $t = r_x a + b$, a także mierzy się temperaturę za pomocą czujników kontrolnych $\left(t = \frac{R_t - R_0}{R_0} + \Delta\right)$, gdzie R_t jest wyznaczoną wartością rezystancji czujnika kontrolnego, a R_0 , α , Δ danymi programującymi funktor, wyznaczanymi w nadrzędnej jednostce metrologicznej. W układzie funkтора roboczego wyznacza się temperaturę za pomocą czujników roboczych ($t = r_x a + b$), gdzie r_x wyznacza się z wartości rezystancji czujnika roboczego, natomiast a i b z danych programujących funktor roboczy, wyznaczonych w układzie funkтора odniesienia.

2.3.1. Wzorcowanie platynowych czujników termoelektrycznych. Układ funkтора odniesienia

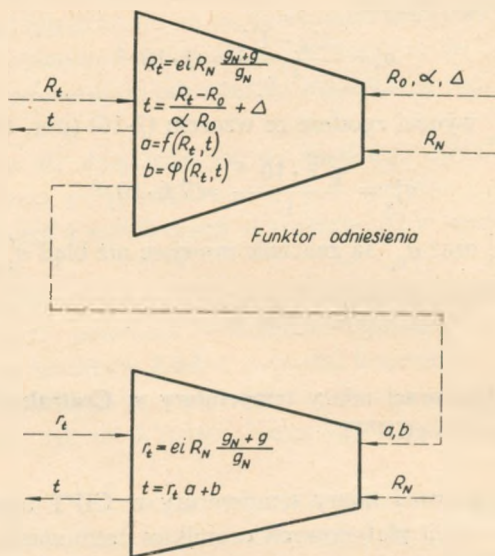
W układzie funkтора odniesienia (rys. 6) wyznacza się wartość oporu czujników termoelektrycznych, wartość temperatury odpowiadającą danej wartości oporu oraz współczynniki a i b równania czujnika termoelektrycznego (2-41), służące do obliczeń w układzie funkтора roboczego.

Zgodnie ze wzorem (2-27) wartość oporu czujników wyznacza się ze wzoru

$$R_t = eiR_N \frac{g_N + g}{g_N} \quad (2-37)$$

Niedokładność wynikającą z błędu metody określa wzór

$$\sigma_{Rt} = \sqrt{\sigma_{RN}^2 + \sigma_{\theta N}^2 + \sigma_e^2 + \sigma_t^2} \quad (2-38)$$



Rys. 6. Schemat metrologiczny przekazywania poprawnej miary temperatury w CIPT
Objaśnienia jak na rys. 1

Jeżeli σ_e i σ_t można pominąć (przy zapewnieniu odpowiednich warunków pomiaru) to

$$\sigma_{Rt} = 0,0015\% \text{ (funktor odniesienia)} \quad (2-39)$$

$$\sigma_{rt} = 0,001\% \text{ (funktor roboczy)} \quad (2-40)$$

Wartość temperatury można określić na podstawie znajomości oporu czujnika, jeżeli znane są stałe a i b przybliżonego wzoru dla czujnika:

$$t = ar_t + b \quad (2-41)$$

gdzie r_t — opór czujnika w temperaturze t . Wyrażenie to jest liniową aproksymacją wzoru określającą pracę czujnika w zakresie temperatur wzorcowania.

Wzorcowanie przeprowadza się mierząc temperaturę t czujnikiem odniesienia Pt 25 i opór czujników r_t wzorcowanych w tej temperaturze.

Na podstawie znajomości szeregu punktów charakterystyki czujnika (par wartości t_i, r_i) wyznaczamy jej postać matematyczną metodą najmniejszych kwadratów (metodą klasyczną bądźz krakowianową¹⁾). Niedokładność wzorcowania czujników zależy od niedokładności wzorcowania w temperaturze t_i (w punktach pomiarowych) oraz od błędu aproksymacji.

¹⁾ Por. A. Strzałkowski i A. Śliżyński: „Matematyczne metody opracowywania wyników pomiarów”, PWN, Warszawa 1969.

Niedokładność wzorcowania czujnika w temperaturze t_i wyraża się wzorem¹⁾:

$$\sigma_{t_i} = \sqrt{\sigma_t^2 + \sigma_{r_t}^2} \quad (2-42)$$

przy czym σ_t — błąd wyznaczenia temperatury, w której wzorcuje się czujnik (tzn. błąd przetwarzania czujnika odniesienia),

σ_{r_t} — błąd pomiaru oporu czujnika wzorcowanego,

Temperaturę t wyznacza się czujnikiem Pt 25 ze wzoru:

$$t = \frac{R_t - R_0}{\alpha R_0} + \Delta \quad (2-43)$$

przy czym R_0 , α — stałe współczynniki czujnika, wyznaczone w nadrzędnej jednostce metrologicznej,

Δ — poprawka, występująca przy zastosowanej metodzie Callendar²⁾ przeprowadzania obliczeń, zależna od stałej czujnika, wyznaczonej w nadrzędnej jednostce metrologicznej,

R_t — opór czujnika w temperaturze t , wyznaczonej podczas pomiaru.

W celu określenia niedokładności wyznaczenia temperatury t przekształca się wyrażenie (2-43) w następujący sposób:

$$t = \frac{R_t}{\alpha R_0} - \frac{1}{\alpha} + \Delta \quad (2-44)$$

Po zróżniczkowaniu i przejściu na przyrosty skończone uzyskuje się:

$$\delta_t^2 = \left(\frac{1}{\alpha R_0}\right)^2 \delta_{R_t}^2 + \left(\frac{R_t}{\alpha} \cdot \frac{1}{R_0^2}\right)^2 \delta_{R_0}^2 + \left(\frac{R_t}{R_0} \cdot \frac{1}{\alpha^2} + \frac{1}{\alpha^2}\right)^2 \delta_\alpha^2 + \delta_\Delta^2 \quad (2-45)$$

gdzie: δ_t — błąd bezwzględny poprawki Δ .

Poprawka podana jest z niedokładnością $\delta_1 \leq 0,0001K$, pomijalną w stosunku do błędów pozostałych składników wyrażenia.

Przyjmując dalej oznaczenie

$$m = R_t - R_0 \quad (2-46)$$

wyznamy błąd względny (por. równanie 2-9, 2-44, 2-45 i 2-46)

$$\sigma_t^2 = \left(\frac{R_t}{m}\right)^2 \sigma_{R_t}^2 + \left(\frac{R_t}{m}\right)^2 \sigma_{R_0}^2 + \left(\frac{R_t^2}{m^2} + \frac{R_0^2}{m^2}\right) \sigma_\alpha^2 \quad (2-47)$$

Po podstawieniu wartości błędów:

— wynikających z certyfikatu czujnika Pt 25:

$$\sigma_{R_0} = 0,0004\% \quad (2-48)$$

$$\text{i } \sigma_\alpha = 0,0003\% \quad (2-49)$$

¹⁾ Por. „Przepisy ogólne o czujnikach termometrów oporowych metalowych”. Dziennik Urzędowy CUJM, nr 14 z 20.3.1967 r.

²⁾ Callendar G. Correction tables for use with platinum resistance thermometers. London 933.

— wyznaczonego z analizy pomiaru oporu czujnika:

$$\sigma_{R_i} = 0,0015\% \quad (2-50)$$

i po podstawieniu $m = 2$ (dla temperatury $t \approx 20^\circ\text{C}$) uzyska się, że

$$\sigma_t = 0,02\% \quad (2-51)$$

co odpowiada

$$\delta_t = 0,004\text{K} \quad (2-52)$$

Ponieważ błąd pomiaru oporu czujnika Pt 100 wynosi 0,001%, więc ostatecznie błąd wzorcowania czujnika w temperaturze t_i wynosi (por. równania 2-42, 2-51 i 2-40):

$$\sigma_{t_i} = 0,02\% \quad (2-53)$$

Niedokładność aproksymacji wyrażenia określającego pracę czujnika zależy od metody wyznaczenia tego wyrażenia, rozrzutu punktów pomiarowych (określonego przez estymator średniego odchylenia), ich liczby oraz od zakresu temperatur ($t_{\max} - t_{\min}$) wzorcowania czujnika.

2.3.2. Wyznaczanie funkcji platynowego czujnika termoelektrycznego $t = ar_i + b$ w układzie funkтора odniesienia

Stałe \hat{a} i \hat{b} przybliżonej funkcji czujnika

$$t = \hat{a}r_i + \hat{b} \quad (2-54)$$

wyznacza się, przyjmując założenie, że najlepsze przybliżenie funkcji t otrzymuje się minimalizując sumę kwadratów odchyżeń wartości zmierzonych t_i od wartości otrzymanych z wyrażenia (2-54), tzn. wartości $t(r_i)$:

$$\sum_{i=1}^n [t_i - t(r_i)]^2 = \min \quad (2-55)$$

Stąd otrzymuje się wyrażenia na wartości współczynników \hat{a} i \hat{b} :

$$\hat{a} = \frac{n \sum_{i=1}^n r_i t_i - \sum_{i=1}^n r_i \sum_{i=1}^n t_i}{n \sum_{i=1}^n r_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n r_i\right)^2} \quad (2-56)$$

$$\hat{b} = \frac{\sum_{i=1}^n r_i^2 \sum_{i=1}^n t_i - \sum_{i=1}^n r_i \sum_{i=1}^n r_i t_i}{n \sum_{i=1}^n r_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n r_i\right)^2} \quad (2-57)$$

gdzie: n — liczba punktów pomiarowych.

Niedokładność przybliżenia wyrażenia (2-54) ocenia się wyznaczając obciążony estymator średniego odchylenia s wyrażenia na t :

$$s = \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^n [t_i - t(r_i)]^2} \quad (2-58)$$

W rzeczywistości — wskutek istnienia błędów losowych pomiaru — poszukuje się warunkowej wartości oczekiwanej zmiennej losowej t przy ustalonej wartości $r_i = r_0$

$$E(t/r_0) = ar_0 + b \quad (2-59)$$

Wartość oczekiwaną $E(t/r_0)$ można oszacować za pomocą przedziału ufności δ_{t_0} ¹⁾

$$\delta_{t_0} = \frac{t_{q,n-2} \cdot s}{\sqrt{n-2}} \sqrt{1 + \frac{n(r_0 - \bar{r})^2}{\sum_{i=1}^n (r_i - \bar{r})^2}} \quad (2-60)$$

gdzie $t_{q,n-2}$ jest zmienną losową Studenta przy poziomie ufności q i przy $n-2$ stopniach swobody, a $\bar{r} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n r_i$.

Stąd

$$\hat{a}r_0 + \hat{b} \pm \delta_{t_0} = t_0 \pm \delta_{t_0} \quad (2-61)$$

i ostatecznie niedokładność (δ_t), jaką do pomiaru temperatury wprowadza czujnik Pt₁₀₀ wzorcowany w wyżej opisany sposób, określa wzór

$$\delta_t^2 = \delta_{t_i}^2 + \delta_{t_0}^2 \quad (2-62)$$

Przeciętnie uzyskuje się: $\delta_{t_i} = \pm 0,005$ K, $\delta_{t_0} = \pm 0,02$ K.

2.3.3. Niedokładność wyznaczania temperatury czujnikiem użytkowym w układzie funkora roboczego

Pomiar temperatury w układzie funkora roboczego polega na wyznaczeniu oporu czujnika Pt 100 metodą kompensacyjną w odniesieniu do oporu wzorcowego 100 Ω kl 0,001 i wyznaczeniu wartości temperatury ze wzoru:

$$t = ar_t + b \quad (2-63)$$

na podstawie znajomości wartości a i b wyznaczonych w układzie funkora odniesienia.

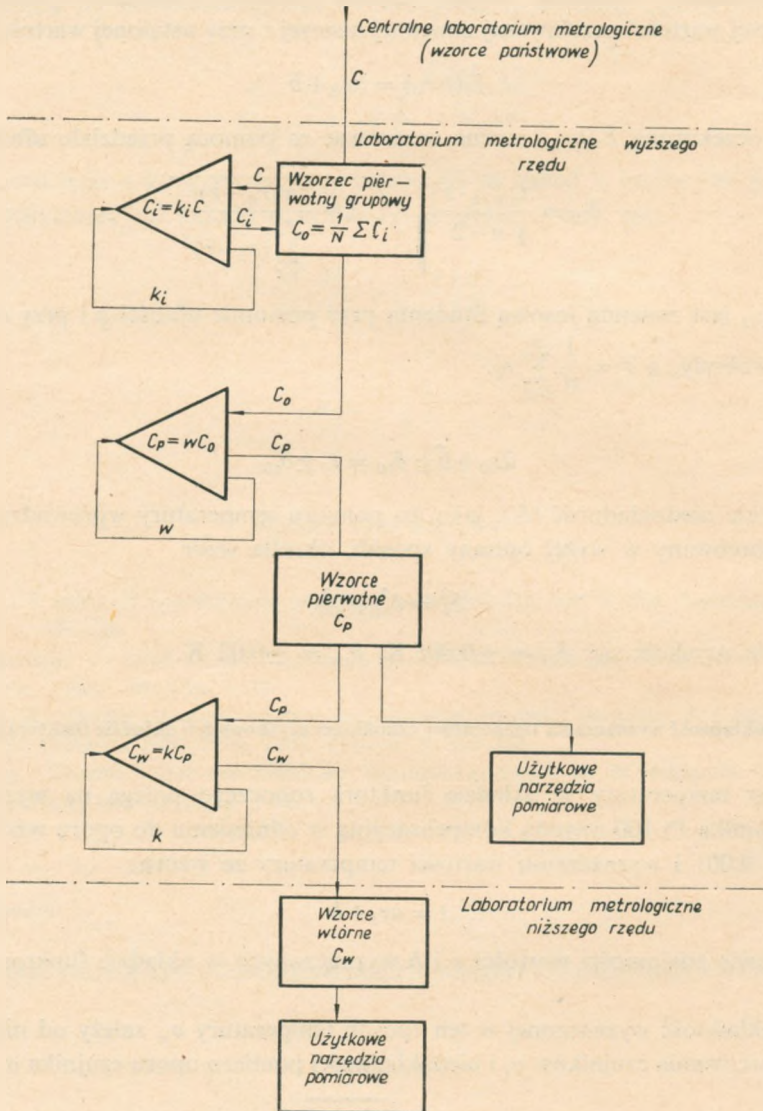
Niedokładność wyznaczonej w ten sposób temperatury σ_w zależy od niedokładności wzorcowania czujników σ_t i niedokładności pomiaru oporu czujnika σ_{r_t} , a więc

$$\sigma_w = \sqrt{\sigma_{r_t}^2 + \sigma_t^2} \quad (2-64)$$

¹⁾ Por. „Krótki kurs statystyki matematycznej dla zastosowań technicznych” N. W. Smirnow i I. W. Dunin-Borkowski, PWN 1966.

2.4. Metodyka przekazywania poprawnej miary pojemności

Przekazywanie poprawnej miary pojemności odbywa się według przyjętego w Telekomunikacyjnej Służbie Pomiarowej schematu przekazywania poprawnej miary wielkości elektrycznej (rys. 7).



Rys. 7. Uproszczony schemat metrologiczny przekazywania poprawnej miary pojemności od wzorców państwowych do użytkowych narzędzi pomiarowych

Objaśnienia jak na rys. 1

Pierwotne wzorce odniesienia¹⁾ przechowywane w CIPT mają wartość pojemności, wyznaczoną w wyniku porównań z wzorcami państwowymi i międzynarodowymi (CUJM, WNIIM) i służą do wyznaczania wartości pojemności pierwotnych wzorców roboczych oraz wtórnych wzorców stanowiących wyposażenie TIP. Relacje między tymi grupami wzorców otrzymuje się przez pomiary porównawcze.

2.4.1. Wyznaczanie wartości pojemności

Relacje między wartościami pojemności pierwotnych wzorców odniesienia a wartościami pierwotnych wzorców roboczych wyznacza się w wyniku pomiarów porównawczych na stanowisku do pomiaru pojemności, zbudowanym w oparciu o mostek typ 1154 firmy Sullivan (mostek o układzie *Scheringa*).

Przy wykorzystaniu metody porównawczej słuszny jest wzór:

$$\frac{C_x}{C_w} = \frac{W_x}{W_w} \quad (2-65)$$

skąd

$$C_x = C_w \frac{W_x}{W_w} \quad (2-66)$$

przy czym: C_x — wartość poszukiwana (pojemność kondensatora wzorcowanego),

C_w — wartość pojemności kondensatora wzorcowego (pierwotnego wzorca odniesienia) podana w świadectwie legalizacji,

W_x — odczyt wskazania mostka po zrównoważeniu pojemności kondensatora wzorcowanego,

W_w — odczyt wskazań mostka po zrównoważeniu pojemności kondensatora wzorcowego.

Jako poprawną wartość pojemności C_x podaje się wartość wyliczoną ze wzoru:

$$C_x = C_w \frac{\overline{W}_x}{\overline{W}_w} \quad (2-67)$$

gdzie: \overline{W}_x — wartość średnia z szeregu odczytów wskazań mostka przy równoważeniu pojemności kondensatora wzorcowanego,

\overline{W}_w — wartość średnia z szeregu odczytów wskazań mostka przy równoważeniu pojemności kondensatora wzorcowego.

Niedokładność pomiaru, z jaką wyznaczana jest wartość C_x , równa jest granicznemu błędowi całkowitemu σ' . Całkowity błąd graniczny składa się z błędu metody, błędu przypadkowego oraz błędu nieczułości układu.

¹⁾ Grupę pierwotnych wzorców odniesienia stanowi komplet kondensatorów stałych firmy General Radio oraz kondensator dekadowy firmy Sullivan. Kondensatory stałe pokrywają zakres od 0,1 pF do 1000 pF, kondensator dekadowy — od 0,001 μ F do 1 μ F. Wartości pojemności pierwotnych wzorców odniesienia wyznaczone zostały z niedokładnością: $\pm 0,005\%$... $\pm 0,1\%$.

2.4.2. Wyznaczanie niedokładności pomiaru

Błąd układu

Jak wynika ze wzoru (2-66), błąd metody σ_m jest spowodowany błędem wzorcowania wzorca odniesienia σ_c oraz błędem wyrównania mostka σ_w . Związany on jest z układem pomiarowym i metodą pomiarową bez uwzględnienia błędów, pochodzących od operatora i wielkości wpływających, co ujmuje niżej podany błąd przypadkowy.

Wartość pojemności pierwotnego wzorca odniesienia jest wyznaczona z niedokładnością $\pm \sigma'_c$ (graniczny błąd wzorcowania). Błąd ten wynika tylko z błędów przypadkowych przy wzorcowaniu (przy założeniu, że wzorzec użyty do wzorcowania jest bezbłędny).

Błąd graniczny $\pm \sigma'_c$ określa przedział, w którym mieści się błąd wzorcowania. Ponieważ ten ostatni jest błędem przypadkowym, więc określenie to należy uważać za określenie przedziału ufności o zadanym poziomie ufności. Zakładając, że funkcja rozkładu prawdopodobieństwa błędu wzorcowania jest na ogół zbliżona do funkcji Gaussa, można stwierdzić, że średni błąd wzorcowania σ_c określony jest w tym przypadku jako $\frac{1}{3} \sigma'_c$ granicznego błędu wzorcowania, tzn.

$$\sigma_c = \frac{1}{3} \sigma'_c \quad (2-68)$$

Błąd wyrównania (graniczny) mostka określany jest przedziałem ufności błędu wyrównania poszczególnych dekad w gałęzi pojemnościowej mostka. Nieznany jest rozkład funkcji prawdopodobieństwa błędu wyrównania. Należy się jednak liczyć z tym, że jego rozkład może różnić się znacznie od funkcji *Gaussa*, bo wśród przyczyn powstania tego błędu przeważa świadome dążenie wykonawcy do zmniejszenia błędu wyrównania do wartości wewnątrz przedziału $\pm \sigma'_w$ (graniczny błąd wyrównania dekad mostka). Nie mając danych dokładniejszych przyjmuje się ostrożnie, że każda wartość w przedziale $-\sigma'_w \dots + \sigma'_w$ jest jednakowo prawdopodobna. Teoria statystyki podaje, że odchylenie średnie (błąd średni) wynosi wówczas $\frac{1}{\sqrt{3}} \sigma'_w$. Tę wartość należy przyjmować dla średniego błędu wyrównania σ_w , a więc:

$$\sigma_w = \frac{1}{\sqrt{3}} \sigma'_w \quad (2-69)$$

Zgodnie z wzorem (2-9) średni błąd układu dla wielkości wyznaczonej wg wzoru (2-66) wynosi:

$$\sigma_m = \sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_{wx}^2 + \sigma_{ww}^2} \quad (2-70)$$

przy czym: σ_c — średni względny błąd wzorcowania wzorca,

σ_{wx} — średni względny błąd wyrównania mostka w przypadku równoważenia pojemności kondensatora wzorcowanego,

σ_{ww} — średni względny błąd wyrównania w przypadku równoważenia pojemności kondensatora wzorcowego.

Wyliczając wartość σ_m należy uwzględnić zasadę pomijania błędów znikomych.

Błąd przypadkowy (obliczanie wyniku pomiaru na podstawie serii wskazań mostka)

Wyznaczanie pojemności za pomocą pomiarów porównawczych na mostku jest pomiarem pośrednim, ponieważ dla wyznaczenia wartości pojemności kondensatora wzorcowanego posługujemy się odczytami z mostka: raz równoważonego przy dołączeniu kondensatora wzorcowego, drugi raz przy dołączeniu kondensatora wzorcowanego. W takim przypadku rozważana jest funkcja wyrażona wzorem (2-67), stanowiąca funkcję dwóch argumentów, tzn.

$$C_x = f(\bar{W}_x, \bar{W}_w) \quad (2-71)$$

a więc zgodnie ze wzorem (2-8) można teraz napisać, że

$$\delta_p^2 = \sum_{k=1}^2 \left(\frac{\partial C_x}{\partial \bar{W}_k} \right)^2 \delta_k^2 \quad (2-72)$$

gdzie wprowadzono następujące oznaczenia:

$$\begin{aligned} \bar{W}_1 &= \bar{W}_x \\ \bar{W}_2 &= \bar{W}_w \\ \delta_1 &= \delta_x \\ \delta_2 &= \delta_w \end{aligned} \quad (2-73)$$

Zgodnie ze wzorem (2-9) uzyska się po wykonaniu obliczeń, że średni błąd przypadkowy

$$\sigma_p = \frac{\delta_p}{C_x} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_w^2} \quad (2-74)$$

gdzie σ_x — względny średni błąd kwadratowy średniej arytmetycznej \bar{W}_x równy

$$\frac{\delta_x}{\bar{W}_x}$$

σ_w — względny średni błąd kwadratowy średniej arytmetycznej \bar{W}_w równy

$$\frac{\delta_w}{\bar{W}_w}$$

Wartości δ_x oraz δ_w oblicza się ze wzorów:

$$\delta_x = \sqrt{\frac{\sum \Delta x^2}{n(n-1)}} \quad (2-75)$$

$$\delta_w = \sqrt{\frac{\sum \Delta w^2}{n(n-1)}} \quad (2-76)$$

przy czym: n — liczba pomiarów,

Δ_x — różnica między wartością odczytu W_x a wartością średnią z serii odczytów \bar{W}_x .

Δ_w — różnica między wartością odczytu W_w a wartością średnią z serii odczytów \bar{W}_w .

Błąd nieczułości układu

Nieczułością układu nazywamy stosunek możliwie małej, lecz zauważalnej zmiany wskazania wskaźnika równowagi, do odpowiadającego jej przyrostu wartości mierzonej. Wartość błędu nieczułości zależy od indywidualnych właściwości układu pomiarowego.

W praktyce wyznacza się doświadczalnie błąd graniczny nieczułości układu. W tym celu po uzyskaniu stanu równowagi układu zmieniamy wartość pojemności C_w nastawionej na podziałce mostka o taki minimalny przyrost $\pm \delta'_n$ odczytywany w pikofaradach z podziałki pojemności, który powoduje zauważalne odchylenie wskaźnika od stanu równowagi. Zakładając, że prawdopodobieństwo każdej wartości błędu nieczułości w przedziale $(-\delta'_n \dots +\delta'_n)$ jest jednakowe, określamy błąd średni nieczułości jako:

$$\delta_n = \frac{1}{\sqrt{3}} |\delta'_n| \quad (2-77)$$

a średni względny błąd nieczułości

$$\sigma_n = \frac{\delta_n}{C_x} \quad (2-78)$$

Błąd całkowity

Całkowity błąd pomiaru składa się z błędów układu, błędów przypadkowego oraz błędów nieczułości. W poprzednich punktach wyznaczono średnie względne wartości tych błędów. Przyjmując, że błędy powyższe są niezależne od siebie, uzyska się, że błąd całkowity

$$\sigma = \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_p^2 + \sigma_n^2} \quad (2-79)$$

Wartości σ_m , σ_p oraz σ_n oblicza się wg wzorów (2-70), (2-74), (2-78). Przy obliczeniach stosuje się zasadę pomijania błędów znikomych. Graniczny całkowity błąd pomiaru σ' , podawany jako niedokładność pomiaru, wynosi (zgodnie z regułą trzysigmową):

$$\sigma' = 3\sigma$$

WYKAZ LITERATURY

A. Strzałkowski, A. Śliżyński: Matematyczne metody opracowywania wyników pomiarów Przepisy ogólne o czujnikach termometrów oporowych metalowych. Dziennik Urzędowy CUJM. Nr 14 z 20.3.1967

N. W. Smirnow, I. W. Dunin-Borkowski: Krótki kurs statystyki matematycznej dla zastosowań technicznych. PWN. 1966

M. Romanowski: Coordination des unités électroniques. Bureau International des Poids et Mesures

D. S. Luppold: Precision of measurements and standards, Ontario 1969.

Л. Ходаковски

С. Станкевич

НЕКОТОРЫЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ,
СВЯЗАННЫЕ С ПОДАЧЕЙ ВЕРНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ,
СОПРОТИВЛЕНИЯ, ТЕМПЕРАТУРЫ И ЕМКОСТИ

Резюме

В статье рассмотрено результаты некоторых исследовательских трудов по вопросам метрологии, связанных с измерениями постоянного напряжения, сопротивления, температуры и емкости, а также с воспроизведением стандартных значений выше приведенных величин и с подачей определенных значений.

В главе первой кроме того рассмотрено некоторый общий вопрос метрологии а именно графический способ представления пути передачи измеряемого значения данной величины от государственных стандартов к измерительным потребительным инструментам, с намерением существенного элемента метрологии, а именно неточности передаваемого подаваемого стандартного значения.

L. Chodakowski

S. Stankiewicz

ON CERTAIN PROBLEMS OF METROLOGY CONNECTED WITH
TRANSFERING OF CORRECT MEASURES OF TENSION,
RESISTANCE, TEMPERATURE AND CAPACITY

S u m m a r y

The paper deals with the results of certain research works concerning problems of metrology, connected with measuring of direct current tension, resistance, temperature and capacity and — to be more exact — with the reproduction of the standard values of the above mentioned quantities and transferring of the determined values.

In chapter one, more over, a general problem is discussed, namely a graphical method of representing the way of the correct transferring of the measures of a given quantity from a state standard to the utilized measuring instruments, stressing the important element from the point of view of metrology, namely the inaccuracy of the transferred standard value.

L. Chodakowski
S. Stankiewicz

CERTAINES QUESTIONS DE MÉTROLOGIE CONCERNANT
LE TRANSFERT DES MESURES EXACTES DE LA TENSION,
RESISTANCE, TEMPÉRATURE ET CAPACITÉ

R é s u m é

Dans l'article sont discutés les résultats des recherches concernant les questions métrologiques, notamment les mesures de la tension continue, résistance, température et capacité, c'est à dire la reproduction de la valeur étalon de grandeurs citées ci-dessus et le transfert des valeurs indiquées.

Outre cela, dans le premier chapitre est discuté le problème de la présentation graphique d'une voie de transfert de la mesure exacte de la grandeur donnée, depuis l'étalon d'état jusqu'aux instruments de mesure d'usage, avec un soulignement d'un élément essentiel de métrologie, celui d'inexactitude de la valeur transmise.

L. Chodakowski
S. Stankiewicz

EINIGE METROLOGISCHE PROBLEME VERBUNDENE
MIT DER ÜBERTRAGUNG DES RICHTIGEN MASSES DER SPANNUNG,
RESISTANZ, TEMPERATUR UND KAPAZITÄT

Z u s a m m e n f a s s u n g

In dem Artikel wurden die Resultate einiger metrologischen Problemen betreffenden Forschungsarbeiten, die mit den Messungen der Gleichspannung, Resistanz, Temperatur und Kapazität verbunden sind, genauer mit der Wiedergabe der Normalwerte der oben, genannten Größen und mit der Übertragung der bestimmten Werte besprochen. In dem ersten Kapitel wurden ausserdem die allgemeinen Probleme, nämlich die graphische Darstellung des Übertragungsweges des richtigen Masses der Grösse von den Staatsnormalien bis zu der Nutzmessinstrumente mit Bezeichnung der wesentlichen im metrologischen Aspekt Elemente das heisst Ungenauigkeiten des übertragenden Normalwertes besprochen.

JERZY TRECHCIŃSKI

621.395.34

UWAGI O OPTYMALIZACJI UKŁADÓW KOMUTACYJNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25.10.1973 r.

Niniejsza praca jest poświęcona optymalizacji wybranych wielosekcyjnych układów komutacyjnych, złożonych z elementów zestykowych, przeznaczonych do komutacji kanałów przestrzennych i czasowych.

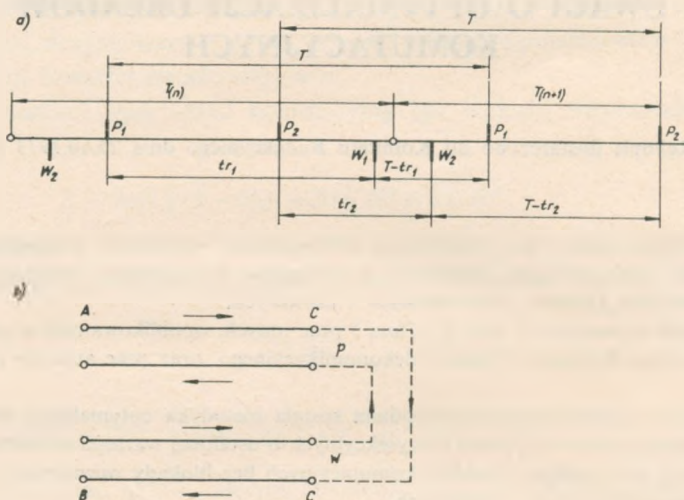
Autor nawiązuje do prac C. Closa i prac innych, opublikowanych w materiałach Piątego Kongresu Ruchu Telekomunikacyjnego, oraz prac autorów radzieckich.

Na tle wspomnianych prac podana została metodyka optymalizacji układów komutujących dwusekcyjnych i trzysekcyjnych o ustalonej wartości współczynnika kompresji oraz rodziny układów komutacyjnych bez blokady wewnętrznej, o nieparzystej liczbie sekcji wybierczych.

1. KOMUTACJA PRZESTRZENNO-CZASOWA

Rozpatrzmy zasady rozwiązania układu komutacyjnego, do którego są doprowadzone łącza telefonii wielokrotnej o czasowym podziale kanałów. Każdy kanał takiego łącza ma określoną pozycję czasową spośród k pozycji w trakcie liniowym telefonii wielokrotnej. W ogólnym przypadku do układu komutacyjnego jest doprowadzone i traktów liniowych telefonii wielokrotnej. W każdym takim trakcie występuje tor dla transmisji w przód — tor przyściowy oraz tor dla transmisji wstecz — tor wyjściowy. Jeżeli w urządzeniu komutacyjnym stosuje się tylko transmisję jednokierunkową, np. od strony przyściowej do strony wyjściowej, to tory przyściowe traktów liniowych będą włączone po stronie przyściowej urządzenia komutacyjnego, a tory wyjściowe tych samych traktów po stronie wyjściowej tego urządzenia. W takiej sytuacji układ komutacyjny może zestawiać połączenia między $i \cdot k$ kanałami jednokierunkowymi. Ponieważ w każdym połączeniu telefonicznym biorą udział dwa kanały (dla obu kierunków transmisji), wobec tego maksymalna liczba połączeń wynosi $\frac{i \cdot k}{2}$, a każde połączenie jest dwutorowe.

Między kanałami przyściowymi i kanałami wyjściowymi występuje odstęp czasowy, wynikający z rozkładu czasowego tych kanałów w traktach liniowych telefonii wielokrotnej. Jeżeli oznaczymy czas występujący między kanałem czasowym łącza przyściowego i kanałem czasowym łącza wyjściowego przez t_r (rys. 1), to czas między kanałem czasowym łącza wyjściowego i łącza przyściowego wynosi $T - t_r$ (gdzie T — czas trwania ramki).



Rys. 1. Rozdział czasowy kanałów telekomunikacyjnych
 a) rozkład w czasie, b) połączenie torów transmisyjnych

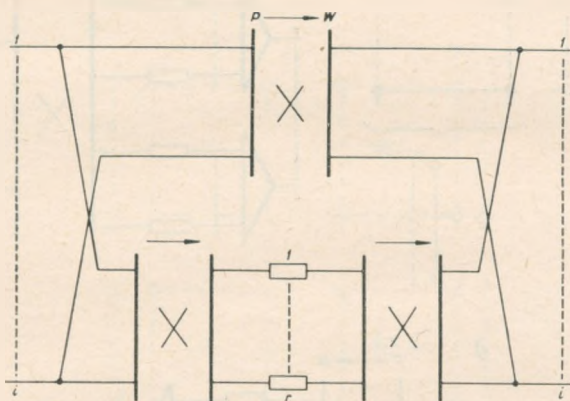
Zwróćmy z kolei uwagę, że przy połączeniu dwutorowym między łączami przyściowymi i wyjściowymi transmitowane mogą być w tym samym czasie T dwie informacje. Jedna z nich pojawia się na torze przyściowym (od A do C) łącza przyściowego i jest transmitowana do toru wyjściowego (od C do B) łącza wyjściowego. Druga informacja natomiast pojawia się na torze przyściowym (od B do C) łącza wyjściowego i jest transmitowana do toru wyjściowego (od C do A) łącza przyściowego.

Jedna komórka pamięci chwilowej może w tym samym czasie T mieć wpisana najpierw informację z łącza przyściowego, a następnie jednocześnie wypisaną tę informację i wpisana informację z łącza wyjściowego. W następnym momencie wypisana może być ta ostatnia informacja i wpisana informacja ponownie z łącza przyściowego i tak dalej. Oznacza to, że informacje do takiej pamięci chwilowej w czasie T , równym czasowi trwania ramki, byłyby wpisywane i wypisywane dwukrotnie. Omawiana komórka pamięci „zajęta” byłaby dla jednego połączenia przez cały czas trwania tego połączenia.

W części połączeń zestawianych przez układ komutujący kanałowe pozycje czasowe łączy przyściowych i łączy wyjściowych mogą być te same. W tych połącze-

niach informacja może być transmitowana bez opóźnienia czasowego, a równocześnie występuje transmisja informacji po obu torach tego połączenia. Droga transmitowania dla takiego połączenia musi być fizycznie dwutorowa.

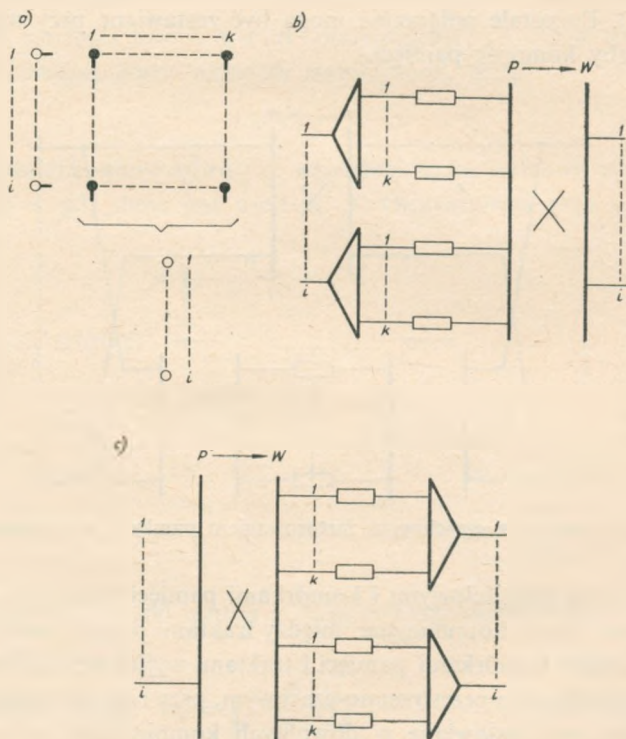
W jednym torze można zestawić w różnych szczelinach czasowych wiele różnych połączeń. Jeżeli chcielibyśmy przy tym ustrzec się przed blokadą wewnętrzną, to wystarczy zapewnić komutowanie w dowolnych kombinacjach traktów liniowych po stronie przyściowej układu komutującego z traktami liniowymi włączonymi po stronie wyjściowej układu komutacyjnego. Oznacza to ewentualne zastosowanie układu komutującego złożonego z i^2 zestyków sterowanych, a układ taki mógłby zestawiać, jak wynika z danych statystycznych, dla przypadku preferowania tego typu połączeń, od 40 do 60% wszystkich zestawianych połączeń przez układ komutacyjny (rys. 2). Pozostałe połączenia mogą być zestawiane przy użyciu mniejszej o 40...60% liczby komórek pamięci.



Rys. 2. Układ komutujący z częściowym zastosowaniem pamięci „w zespołach sznurowych”

Między traktami przyściowymi i komórkami pamięci występują w omawianym rozwiązaniu dwa układy komutacyjne: między traktami przyściowymi i komórkami pamięci oraz między komórkami pamięci i traktami wyjściowymi. Omawiany układ komutacyjny jest układem przestrzenno-czasowym, przy czym w różnych szczelinach czasowych mogą być zestawiane w dowolnych kombinacjach połączenia między traktami liniowymi i komórkami pamięci (lub vice versa). Takim układem komutacyjnym przestrzenno-czasowym może być układ o bezpośrednim komutowaniu traktów z komórkami pamięci. Może też być zastosowany układ dwusekcyjny, trzysekcyjny itd. W układzie o bezpośrednim komutowaniu liczba zestyków wyraża się iloczynem $i \cdot r$. W układach o dwu lub większej liczbie sekcji liczba zestyków sterowanych przy przekroczeniu określonej wartości i oraz r może być mniejsza niż wspomniany iloczyn. W takich przypadkach układ komutacyjny bez blokady wewnętrznej mógłby być korzystniejszy od układu o bezpośrednim komutowaniu, choć sterowanie takimi układami jest z reguły bardziej skomplikowane.

Modyfikacja omawianego układu komutacyjnego może być zrealizowana przy założeniu przydziału poszczególnych komórek pamięci traktom telefonii wielokrotnej, włączonej po stronie przyściowej układu komutacyjnego. W takim przypadku wszystkie informacje, nadchodzące z tych traktów, wpisywane byłyby do pamięci (tzw. „ramkowych”), związanych z poszczególnymi traktami. Określenie „pamięć ramkowa” ma na celu zwrócenie uwagi, że liczba komórek pamięci jest równa liczbie kanałów czasowych występujących w jednej ramce. Informacje z omawianych pamięci mogą być z kolei transmitowane do traktów wyjściowych telefonii wielokrotnej w kanałowych szczelinach czasowych łączy wyjściowych. Połączenia są zestawiane między pamięciami i traktami wyjściowymi (rys. 3).



Rys. 3. Układ z pamięciami ramkowymi

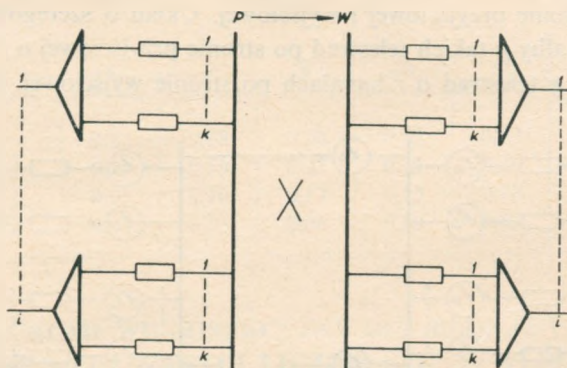
a) symbolika „kółkowa”, b) pamięci na wejściu, c) pamięci na wyjściu

Jak widać, struktura takiego układu komutacyjnego jest o tyle inna od poprzedniego (w którym występowało najpierw komutowanie, następnie magazynowanie w pamięci informacji i znów komutowanie), że występują tu tylko dwa procesy: najpierw magazynowanie informacji w pamięci, a potem komutowanie. Liczba komórek pamięci ramkowych, wchodzących w skład układu komutacyjnego jest równa $i \cdot k$ i jest około 2 razy większa niż maksymalna liczba połączeń. Jeden układ

komutacyjny o $i \cdot k$ pamięciach ramkowych i o i traktach wyjściowych miałby w zasadzie około 2 razy mniej zestyków sterowanych niż układ komutacyjny w poprzednim przypadku. I w tym przypadku może być zastosowany układ komutacyjny o bezpośrednim komutowaniu pamięci z traktami wyjściowymi, jak również, przy ekonomiczniejszym rozwiązaniu, układ dwusekcyjny lub wielosekcyjny.

Równoważny w zasadzie jest układ, w którym informacje z traktów przyściowych są transmitowane do pamięci związanych z traktami wyjściowymi. Układ komutacyjny występowałby w tym przypadku między traktami przyściowymi i pamięciami ramkowymi o liczbie komórek $k \cdot i$. Liczba zakończeń komutacyjnych w tym układzie komutacyjnym jest taka sama jak w poprzednim. Najpierw występuje w nim jednak proces komutowania, a potem magazynowanie informacji.

Pewne korzyści można również uzyskać w układzie, w którym zastosowane byłyby zarówno pamięci ramkowe, powiązane z traktami przyściowymi, jak i pamięci ramkowe, powiązane z traktami wyjściowymi. Po każdej stronie układu komutacyjnego występowałyby pamięci o ogólnej liczbie $i \cdot k$ komórek pamięci. Transmisja informacji pomiędzy tymi zbiorami pamięci realizowana byłaby przez układ komutacyjny przestrzenno-czasowy (rys. 4). W omawianym układzie komu-



Rys. 4. Układ z pamięciami na wejściu i wyjściu układu

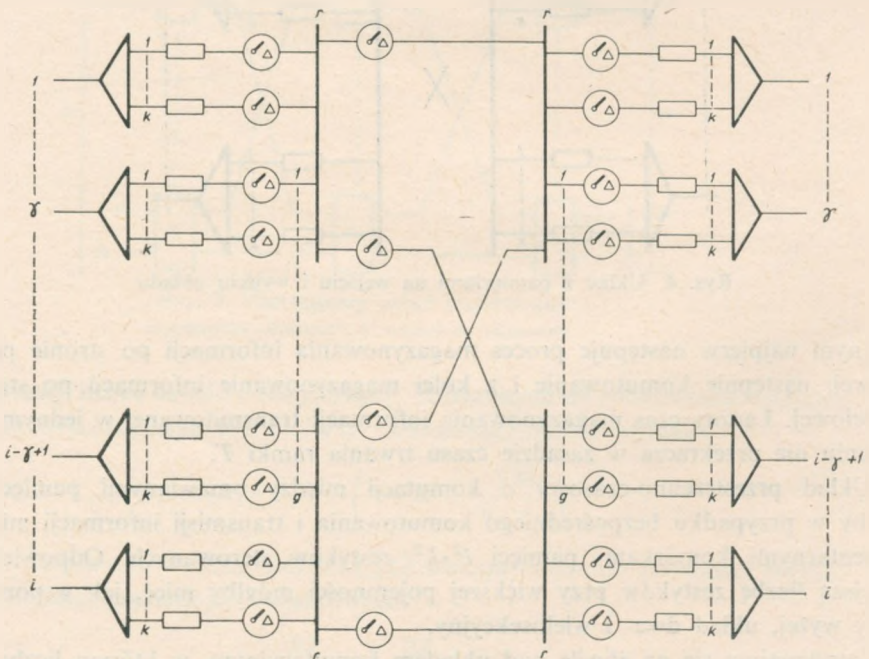
tacyjnym najpierw następuje proces magazynowania informacji po stronie przyściowej, następnie komutowanie i z kolei magazynowanie informacji po stronie wyjściowej. Łączny czas magazynowania informacji transmitowanej w jednym połączeniu nie przekracza w zasadzie czasu trwania ramki T .

Układ przestrzenno-czasowy o komutacji między omawianymi pamięciami miałby w przypadku bezpośredniego komutowania i transmisji informacji między elementarnymi komórkami pamięci $i^2 \cdot k^2$ zestyków sterowanych. Odpowiednio mniejszą liczbę zestyków przy większej pojemności mógłby mieć, jak wspomnieliśmy wyżej, układ dwu- i wielosekcyjny.

Zatrzymajmy się na chwilę nad układem komutacyjnym, w którym liczba zakończeń przyściowych i zakończeń wyjściowych byłaby równa i dla każdego ro-

dzaju zakończeń. Układ taki służyłby właściwie do komutowania traktów. W tym układzie pamięć ramkowa miałaby tylko jedno wyjście w kierunku układu komutacyjnego. Liczba zestyków sterowanych przy bezpośrednim komutowaniu wynosi i^2 . W każdej kanałowej szczelinie czasowej jest możliwe komutowanie dowolnych i pamięci ramkowych po stronie przyjsciowej z dowolnymi i pamięciami po stronie wyjściowej. Nie jest natomiast możliwe w tej samej szczelinie czasowej transmitowanie informacji z dwóch i więcej komórek danej pamięci ramkowej po stronie przyjsciowej lub do dwóch i więcej komórek danej pamięci ramkowej po stronie wyjściowej. Zastosowanie pamięci po stronie przyjsciowej i po stronie wyjściowej pozwala wprowadzić na swobodny dobór kanałowej szczeliny czasowej, w której informacja byłaby przenoszona między danymi dwoma komórkami pamięci po stronie przyjsciowej i wyjściowej; trzeba się jednak liczyć z wystąpieniem blokady wewnętrznej w omawianym układzie.

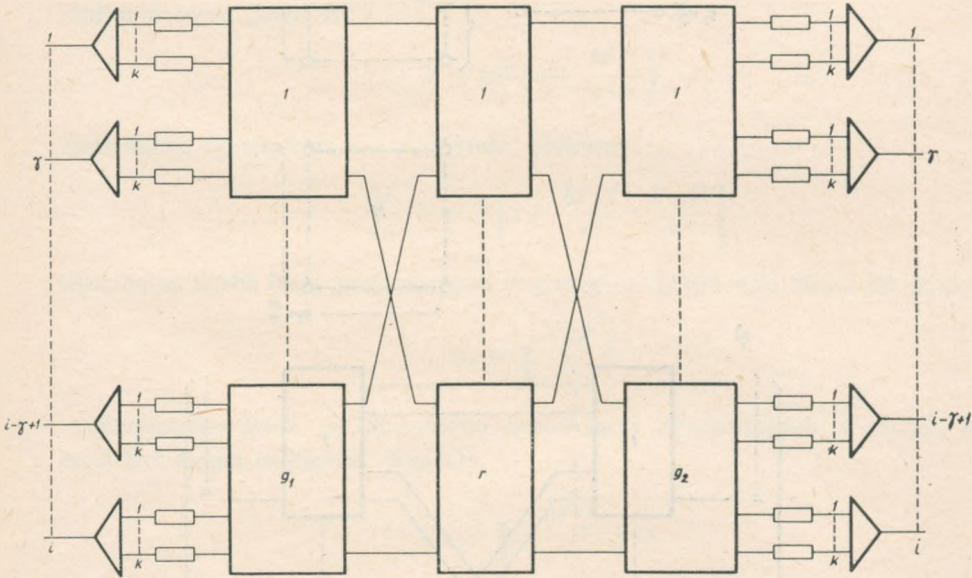
Wyjścia z pamięci ramkowych po stronie przyjsciowej mogą być wprowadzone na odpowiednią telestradę, a jednocześnie do wejść pamięci po stronie wyjściowej mogą być transmitowane informacje z odpowiedniej telestrady. Przyjmuje się w ogólnym przypadku, że każdy zbiór γ traktów przyjsciowych i każdy zbiór γ traktów wyjściowych byłby komutowany z własną telestradą oraz że takich zbiorów jest po g sztuk po stronie przyjsciowej i wyjściowej. Układ o szeregowym łączeniu telestrad (rys. 5) miałby g takich telestrad po stronie przyjsciowej o r kanałach czasowych każdy oraz g telestrad o r kanałach po stronie wyjściowej. Omawiany układ



Rys. 5. Układ komutacyjny z zastosowaniem telestrad

komutacyjny jest równoważny przestrzennemu układowi trzysekcyjnemu (rys. 6). Liczba kanałów w każdej telestradzie układu komutacyjnego może być mniejsza niż liczba kanałów w trakcie liniowym telefonii wielokrotnej.

Obszerniejsze omówienie systemów komutacyjnych podano w „Fernmeldeingenieur” z r. 1970 (4).



Rys. 6. Równoważny układ trzysekcyjny

2. OPTIMALIZACJA DWUSEKCYJNYCH UKŁADÓW KOMUTACYJNYCH

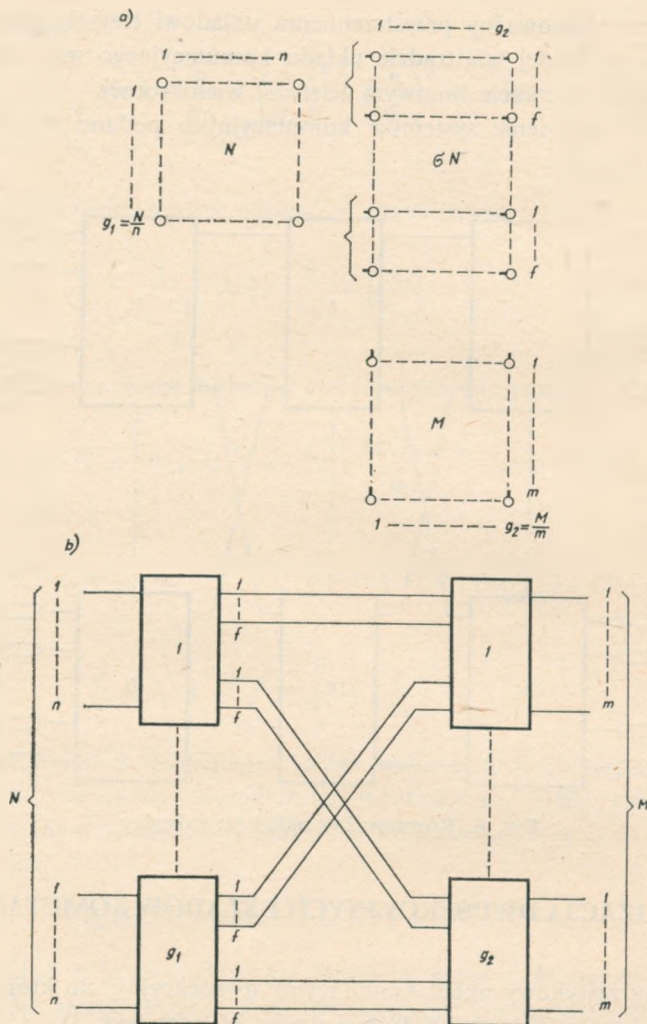
Rozpatrzmy zestykowy układ komutacyjny dwusekcyjny, do którego doprowadzono z jednej strony N łączy i z drugiej strony M łączy (rys. 7).

Liczba elementarnych układów zestykowych, z jakich złożony jest ten układ, może się zmieniać w zależności od struktury układu. Układ dwusekcyjny z blokadą wewnętrzną może być złożony również z mniejszej liczby układów zestykowych niż układ o bezpośredniej komutacji N łączy z M łączy, który nie ma blokady wewnętrznej. Spróbujmy dokonać optymalizacji omawianego typu układu dwusekcyjnego.

Zgodnie ze strukturą układu dwusekcyjnego łączy ze zbioru N (łączy przyściowe) są podzielone na g_1 grup po n łączy w każdej grupie, a łączy ze zbioru M (łączy wyjściowe) są podzielone na g_2 grup po m łączy.

Wystąpią zatem następujące podstawowe zależności:

$$N = g_1 \cdot n \quad \text{oraz} \quad M = g_2 \cdot m$$



Rys. 7. Układ dwusekcyjny

a) symbolika „kółkowa”, b) symbolika „matrycowa”

Z każdej grupy g_1 wychodzi $g_2 \cdot f$ łączy. Stosunek liczby łączy wychodzących z grupy do liczby łączy wchodzących do grupy oznaczymy przez:

$$\sigma = \frac{g_2 \cdot f}{n}$$

Jest to współczynnik przejścia układu dwusekcyjnego.

Liczba wszystkich łączy pośrednich w układzie dwusekcyjnym wynosi $P = g_1 \cdot g_2 \cdot f$, to uwzględniając, że $N = g_1 \cdot n$, można napisać:

$$P = \sigma \cdot N$$

Przyjmując, że układ jest zbudowany z elementarnych układów zestykowych, obliczmy ogólną liczbę zestyków występujących w układzie:

$$Z = P \cdot n + P \cdot m = \sigma N \cdot n + \sigma N \cdot m = \sigma N(n + m)$$

Biorąc pod uwagę, że $\sigma \cdot n = g_2 \cdot f = \frac{M}{n} \cdot f$ skąd $m = \frac{M \cdot f}{\sigma n}$

można napisać dalej, że:

$$Z = \sigma N \left(n + \frac{M \cdot f}{\sigma \cdot n} \right)$$

Zakładając, że wartości σ i f są stałe, obliczmy:

$$\frac{dZ}{dn} = \sigma \cdot N \left[1 + \frac{M \cdot f}{\sigma} \cdot \frac{(-1)}{n^2} \right]$$

Optymalna liczba łączy przyściowych w grupie może być więc obliczona ze wzoru:

$$n_0 = \sqrt{\frac{M \cdot f}{\sigma}}$$

Przyjmijmy teraz, że rzeczywista liczba łączy przyściowych w grupie, która musi być liczbą całkowitą, wynosi:

$$n_r = \sqrt{\frac{M \cdot f}{\sigma}} + \eta$$

Jeżeli przyjął tu wartość n_r , wprowadzić do wzoru dla określenia liczby układów zestykowych, powstanie zależność:

$$Z_r = \sigma \cdot N \left[\sqrt{\frac{M \cdot f}{\sigma}} + \eta + \frac{\frac{M \cdot f}{\sigma}}{\sqrt{\frac{M \cdot f}{\sigma}} + \eta} \right]$$

Wymnażając otrzymujemy:

$$Z_r = N \cdot \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} + \sigma \cdot N \cdot \eta + N \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{M \cdot f \cdot \sigma}} + \frac{\eta}{M \cdot f}}$$

i dalej:

$$Z_r = N \cdot \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} + \sigma \cdot N \cdot \eta + \frac{N \cdot \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma}}{1 + \eta \cdot \sqrt{\frac{\sigma}{M \cdot f}}}$$

Podstawiamy:

$$1 + \eta \cdot \sqrt{\frac{\sigma}{M \cdot f}} = 1 + \frac{\eta}{n_0}$$

i rozkładamy na szereg:

$$\frac{1}{1 + \frac{\eta}{n_0}} = 1 - \frac{\eta}{n_0} + \left(\frac{\eta}{n_0}\right)^2 - \left(\frac{\eta}{n_0}\right)^3 + \dots \text{itd.}$$

Przyjmując, że $\frac{\eta}{n_0}$ jest małe, można napisać w przybliżeniu:

$$\frac{1}{1 + \frac{\eta}{n_0}} \approx 1 - \frac{\eta}{n_0} + \left(\frac{\eta}{n_0}\right)^2$$

Podstawiając do wzoru na liczbę układów zestykowych otrzymujemy:

$$Z_r \approx N \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} + \sigma \cdot N \cdot \eta + N \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} - N \frac{\sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} \cdot \eta}{n_0} + N \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} \cdot \left(\frac{\eta}{n_0}\right)^2$$

Po dalszym uproszczeniu:

$$Z_r \approx N \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} + N \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} + N \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} \cdot \left(\frac{\eta}{n_0}\right)^2$$

i ostatecznie:

$$Z_r \approx N \cdot \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} \cdot \left[2 + \left(\frac{\eta}{n_0}\right)^2\right]$$

Dla niewielkiej wartości η , tj., gdy rzeczywista liczba łączy w grupie łączy przyściowych jest nieznacznie różna od obliczonej wielkości n_0 , liczba układów zestykowych w omawianym dwusekcyjnym układzie komutacyjnym w jego optymalnej strukturze wynosi:

$$Z_r \approx N \cdot 2 \cdot \sqrt{M \cdot f \cdot \sigma} = N \cdot 2 \cdot \sigma \cdot n$$

Dodajmy, że układ o bezpośredniej komutacji N łączy z M łączami złożony jest z $N \cdot M$ układów zestykowych i układ dwusekcyjny omawianego wyżej typu będzie składał się z mniejszej liczby układów zestykowych, gdy $M > 4 \cdot f \cdot \sigma$.

Przyjmijmy z kolei, że układ komutacyjny jest wykorzystany do komutowania pamięci ramkowych, np. przyściowych, z traktami liniowymi telefonii wielokrotnej, dołączonymi po stronie wyjściowej układu komutacyjnego. W takim przypadku:

$$N = i \cdot k \quad \text{oraz} \quad M = i$$

W związku z tym podstawowe wzory mogą być zapisane jak następuje:

$$Z = 2 \cdot i \cdot k \cdot \sqrt{f \cdot \sigma \cdot i}$$

oraz

$$n = \sqrt{\frac{i \cdot f}{\sigma}}$$

Liczba zestyków liczona średnio na jedno łącze przyściowe wyrażałaby się w tym przypadku:

$$\frac{Z}{N} = 2 \cdot \sqrt{f \cdot \sigma} \cdot \sqrt{i}$$

Niejednokrotnie potrzebne jest określanie średniego obciążenia ruchowego na łącze przyściowe. Obciążenie to jest ograniczone bądź w wyniku obsługiwanego każdego zbioru n łączy przyściowych (na które podawany jest ruch A_1) przez σn łączy pośrednich, bądź w wyniku doprowadzenia do danego układu M łączy wyjściowych, na które podawany jest ruch A .

Biorąc pod uwagę ruch wyjściowy otrzymamy:

$$a_w = \frac{A}{N}$$

Średnie natomiast obciążenie, wynikające z ruchu na łączach pośrednich, jest uzależnione od wielkości $\sigma \cdot i$. Dla założonych strat $E_{\sigma n}(A_1) = 0,001$ otrzymujemy następujące wartości liczbowe dla

$$a_p = \frac{A_1}{n} \quad (\sigma = \text{const})$$

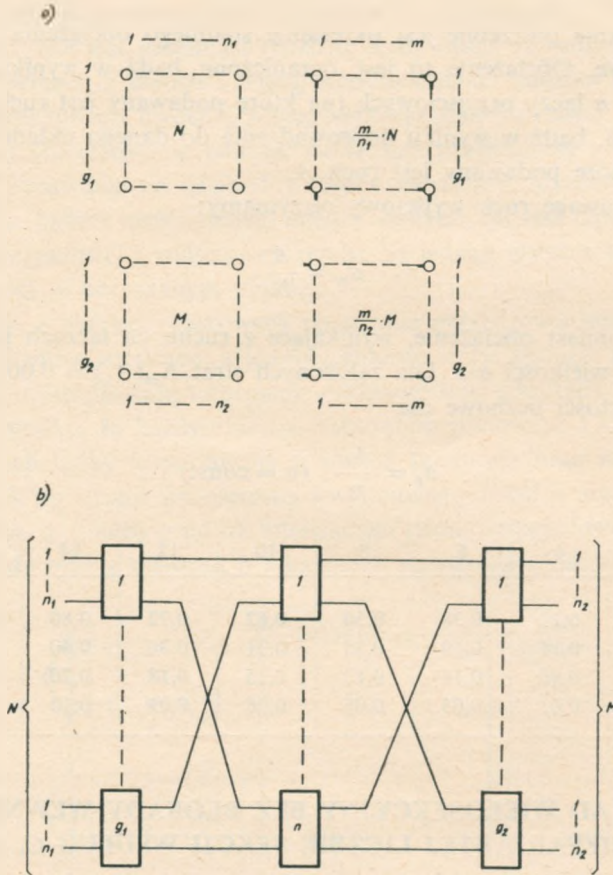
$\sigma \cdot n$	4	6	8	10	12	14	16	20
$\sigma = 2$	0,22	0,38	0,50	0,62	0,72	0,80	0,88	0,94
1	0,11	0,19	0,25	0,31	0,36	0,40	0,44	0,47
0,5	0,06	0,10	0,13	0,15	0,18	0,20	0,22	0,24
0,25	0,03	0,05	0,06	0,08	0,09	0,10	0,11	0,12

3. UKŁAD WIELOSEKCYJNY BEZ BLOKADY WEWNĘTRZNEJ O NIEPARZYSTEJ LICZBIE SEKCJI WEDŁUG C. CŁOSA

Podstawowym układem wielosekcyjnym o nieparzystej liczbie sekcji jest układ trzysekcyjny (rys. 8), w którym N łączy przyściowych jest doprowadzonych do g_1 matryc pierwszej sekcji po n_1 łączy do każdej. Łącza wyjściowe w liczbie M są doprowadzone do g_2 matryc sekcji trzeciej po n_2 łączy do każdej. W układzie występuje m matryc sekcji drugiej i każda z tych matryc jest powiązana z jednej strony z matrycami sekcji pierwszej, a z drugiej strony — z matrycami sekcji trzeciej. Liczba łączy międzysekcyjnych odpowiednio między każdą matrycą sekcji pierwszej i drugiej oraz drugiej i trzeciej wynosi jedno łącze. Liczba połączeń więc, które mogą być zestawione między dowolną matrycą sekcji pierwszej i dowolną matrycą sekcji trzeciej, wynosi m , przy czym każde połączenie biegnie poprzez inną matrycę sekcji drugiej. C. Cłos udowodnił [1], że dla zapewnienia braku blokady wewnętrznej

w omawianym układzie trzysekcyjnym konieczne jest zastosowanie w sekcji drugiej liczby matryc nie mniejszej niż

$$m_{\min} = n_1 + n_2 - 1$$



Rys. 8. Podstawowy układ trzysekcyjny
a) symbolika „kółkowa”, b) symbolika „matrycowa”

W tej sytuacji liczbę układów zestykowych, potrzebnych do zbudowania minimalnego układu trzysekcyjnego bez blokady wewnętrznej można wyrazić:

$$Z = (n_1 + n_2 - 1) \left(N + M + \frac{NM}{n_1 \cdot n_2} \right)$$

W dalszych pracach autorzy radzieccy [2] szukają minimum powyższej funkcji poprzez obliczanie pochodnych cząstkowych:

$$\frac{\partial Z}{\partial n_1} \quad \text{i} \quad \frac{\partial Z}{\partial n_2}$$

Wyrażenia tych dwóch pochodnych mają analogiczną postać, a jako najbardziej korzystna może być przyjęta modyfikacja:

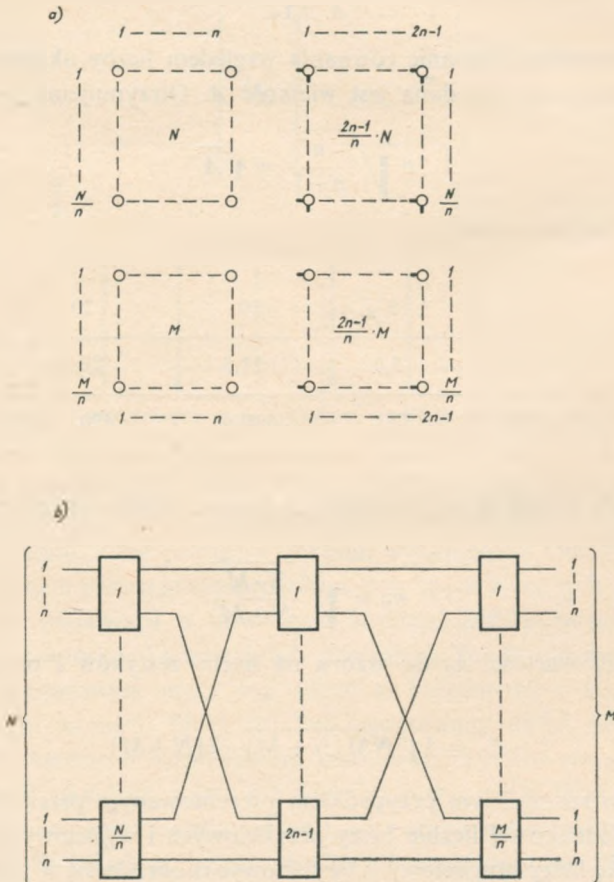
$$n_1 = n_2$$

przy czym $m_{\min} = 2n - 1$

W tej sytuacji liczbę układów zestykowych w układzie trzysekcyjnym o łączach przyściowych i wyjściowych doprowadzonych w wiązkiach elementarnych po n łączy (rys. 9) można określić:

$$Z = (2n - 1) \left(N + M + \frac{NM}{n^2} \right)$$

Biorąc pod uwagę, że układ o bezpośredniej komutacji N z M łączami musi być złożony z $N \cdot M$ układów zestykowych, minimalny układ trzysekcyjny bez blokady



Rys. 9. Układ trzysekcyjny bez blokady wewnętrznej wg C. Closa
 a) symbolika „kółkowa”, b) symbolika „matrycowa”

wewnętrznej będzie złożony z tej samej lub mniejszej liczby układów zestykowych, gdy:

$$NM > (2n-1) \left(N + M + \frac{NM}{n^2} \right)$$

Z kolei można napisać:

$$A \geq \frac{n^2(2n-1)}{(n-1)^2}$$

gdzie:

$$A = \frac{NM}{N+M}$$

Podstawiając różne wartości $n = 2, 3, 4$ itd. otrzymujemy, że układ trzysekcyjny jest zbudowany z mniejszej liczby układów zestykowych, gdy:

$$A \geq 12$$

Można też przez różniczkowanie równania względem liczby układów zestykowych szukać optymalnego n , gdy dana jest wielkość A . Otrzymujemy przy tym:

$$n \sqrt{\frac{n}{n-1}} = \sqrt{A}$$

Spójrzmy na poniższą tabelkę:

n	4	5	10	20	30
A	4,6	5,6	11,5	20,5	30,5
\sqrt{A}	21,5	32	110	420	920

łatwo stwierdzić, że dla $A \geq 100$ można z dużą dokładnością określić wielkość n według wzoru:

$$n_0 = \sqrt[3]{\frac{N \cdot M}{N + M}}$$

Po podstawieniu wartości n_0 do wzoru na liczbę zestyków i po przekształceniu otrzymuje się:

$$Z_0 = 4 \sqrt[3]{NM(N+M)} - 2(N+M)$$

Innym nieco szczególnym przypadkiem prezentowanym przez *Closa* jest układ komutujący o jednakowej liczbie łączy przyściowych i wyjściowych: $N = M$. Elementarną wiązkę łączy przyściowych (wyjściowych) określa się w przypadku układu trzysekcyjnego: $n = \sqrt[3]{N}$. Wtedy sekcja trzecia i pierwsza są zbudowane z matryc komutacyjnych o pojemnościach $n \cdot (2n-1)$, a sekcja druga z matryc — $n \cdot n$.

Liczbę zestyków w omawianym układzie trzysekcyjnym bez blokady wewnętrznej można określić wg wzoru:

$$Z = 6N \sqrt{N} - 3N$$

Rozwinięcie układu trzysekcyjnego w pięciosekcyjny zrealizowane jest w rozwiązaniu C. Closa przy założeniu, że każda macierz środkowa jest niezależnym układem komutującym bez blokady wewnętrznej i jako taka może być zastąpiona dowolnym układem wielosekcyjnym bez blokady wewnętrznej. Tak więc, wprowadzając na miejsce macryc bezpośredniej komutacji sekcji drugiej układy trzysekcyjne o tej samej pojemności, zwiększamy liczbę sekcji w rozpatrywanym układzie o dwie, a więc do pięciu. Zgodnie z założeniem C. Closa elementarną grupę łączy w poszczególnych sekcjach układu przyjmuje się:

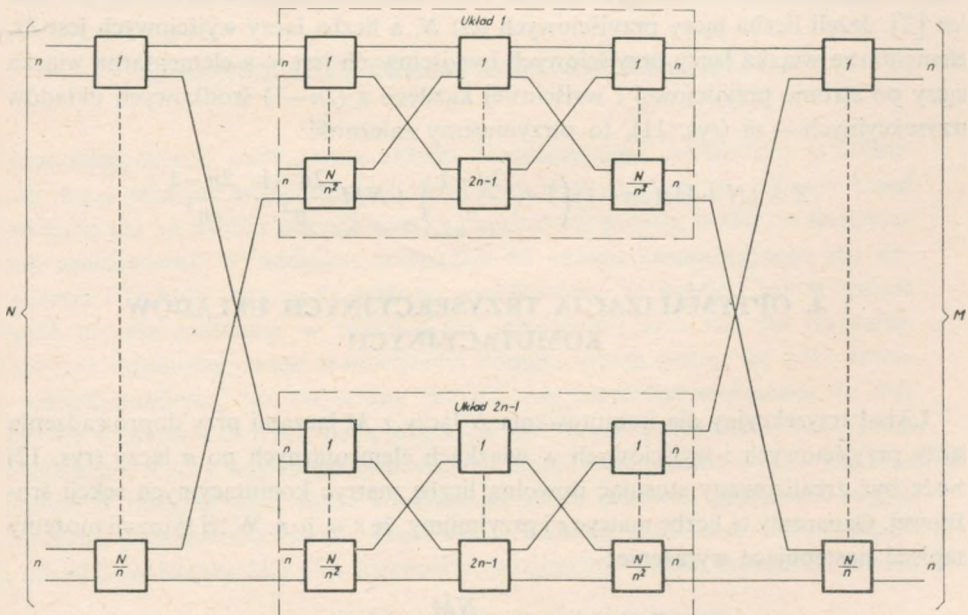
$$n = \frac{s+1}{2} \sqrt{N}$$

gdzie: s — liczba sekcji,

co dla układu pięciosekcyjnego daje

$$n = \sqrt[3]{N}$$

Matryce sekcji pierwszej, drugiej, czwartej i piątej mają pojemność $n \cdot (2n-1)$ a matryce sekcji trzeciej (środkowej) $n \cdot n$ (rys. 10).



Rys. 10. Układ pięciosekcyjny bez blokady wewnętrznej wg C. Closa

Omawiany pięciosekowy układ komutacyjny bez blokady wewnętrznej złożony jest z

$$Z = 16N \sqrt[3]{N} - 14N + 3 \sqrt[3]{N^2}$$

układów zestykowych.

Z kolei układ siedmiosekowy powstaje przez zastąpienie w układzie trzysekowym każdej środkowej matrycy przez układ pięciosekowy bez blokady wewnętrznej. Elementarną grupę łączy określa się według $n = \sqrt[4]{N}$ i otrzymuje matryce w sekcjach pierwszej, drugiej, trzeciej, piątej, szóstej i siódmej o pojemności $n \cdot (2n-1)$ oraz matrycę sekcji czwartej (środkowej) $n \cdot n$.

Omawiany siedmiosekowy układ komutacyjny bez blokady wewnętrznej złożony jest z:

$$Z = 36N \sqrt[4]{N} - 46N + 20 \sqrt[4]{N^3} - 3 \sqrt[4]{N^2}$$

układów zestykowych.

Parametry układu dziewięciosekowego z kolei określa się z następujących wzorów:

$$n = \sqrt[5]{N}$$

oraz

$$Z = 76N \sqrt[5]{N} - 130N + 86 \sqrt[5]{N^4} - 26 \sqrt[5]{N^3} + 3 \sqrt[5]{N^2}$$

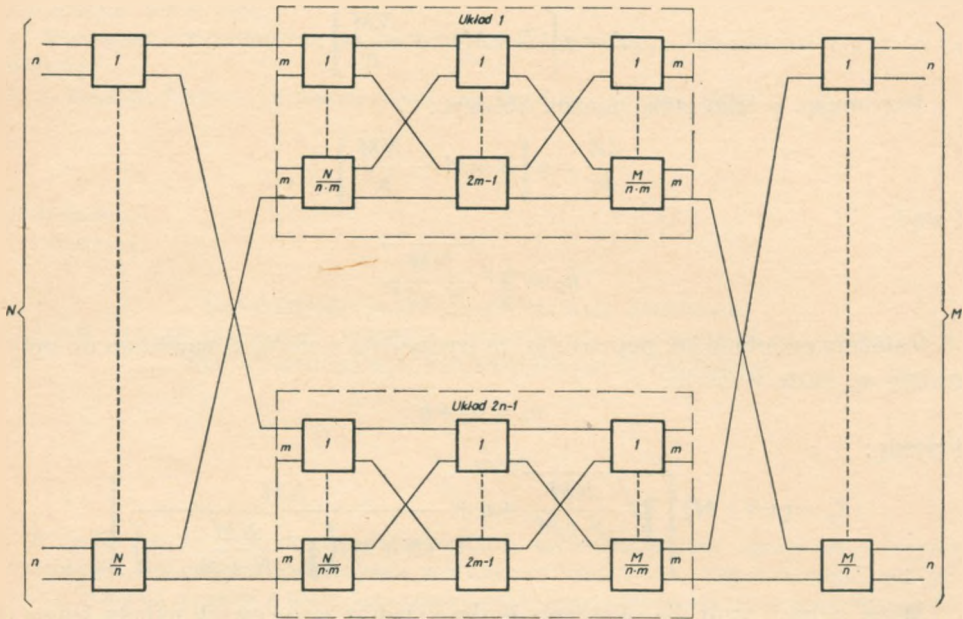
Bardziej ogólną postać układu pięciosekowego podał w ramach referatów na Piąty Międzynarodowy Kongres Ruchu Telekomunikacyjnego w r. 1967 L. K. Pollen [3]. Jeżeli liczba łączy przyściowych jest N , a liczba łączy wyjściowych jest M , elementarna wiązka łączy przyściowych i wyjściowych jest n , a elementarna wiązka łączy po stronie przyściowej i wyjściowej każdego z $(2n-1)$ środkowych układów trzysekowych — m (rys. 11), to otrzymujemy zależność:

$$Z = (N+M)(2n-1) \left(1 + \frac{2n-1}{n} \right) + NM \frac{2n-1}{n^2} \frac{2n-1}{m^2}$$

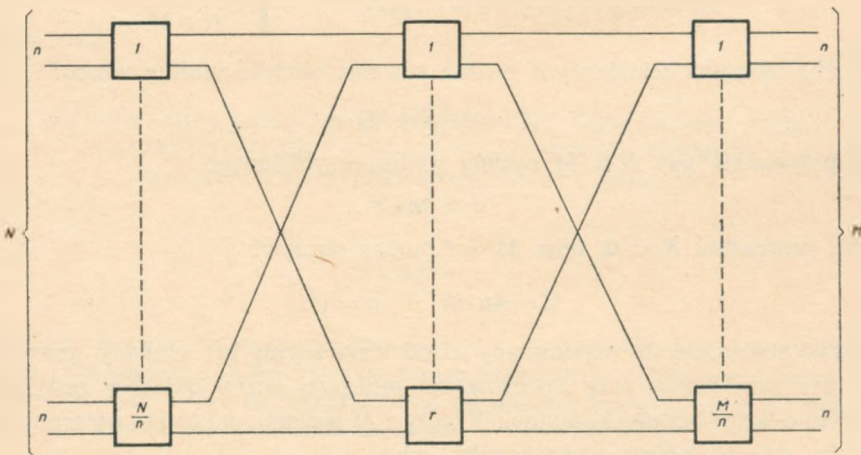
4. OPTIMALIZACJA TRZYSEKCYJNYCH UKŁADÓW KOMUTACYJNYCH

Układ trzysekowy dla komutowania N łączy z M łączami przy doprowadzeniu łączy przyściowych i wyjściowych w wiązkach elementarnych po n łączy (rys. 12) może być zrealizowany stosując dowolną liczbę matryc komutacyjnych sekcji środkowej. Oznaczmy tę liczbę matryc r i przyjmijmy, że $r = \rho \cdot n$. W tej sytuacji możemy napisać następujące wyrażenie:

$$Z = N \cdot \rho \cdot n + \rho \cdot \frac{NM}{n} + M \cdot \rho \cdot n$$



Rys. 11. Układ pięciosekccyjny według L.K. Pollena



Rys. 12. Ogólny schemat układu trzysekccyjnego

i dalej

$$Z = \varrho \left[(N+M)n + \frac{NM}{n} \right]$$

Przyjmując ϱ jako stałą, można obliczyć:

$$\frac{dZ}{dn} = \varrho \left[N+M - \frac{NM}{n^2} \right]$$

i stąd:

$$n_0 = \sqrt{\frac{NM}{N+M}}$$

Założmy podobnie jak poprzednio, że rzeczywista wartość n , najbliższa do optymalnej n_0 może wynosić:

$$n_r = n_0 + \eta$$

i wtedy:

$$Z_r = \varrho(N+M) \left[\sqrt{\frac{NM}{N+M}} + \eta + \frac{NM}{(N+M) \left(\sqrt{\frac{NM}{N+M}} + \eta \right)} \right]$$

W tej sytuacji wzór dla określenia liczby układów zestykowych układu komutacyjnego po wprowadzeniu odpowiednich redukcji, wyrazi się w postaci:

$$Z_r = \varrho \cdot \left[2 + \left(\frac{\eta}{n_0} \right)^2 \right] \cdot \sqrt{N \cdot M (N+M)}$$

i dla przypadku kiedy n_r nie różni się praktycznie od n_0 oraz $\varrho = 2$:

$$Z_r \approx 4 \cdot \sqrt{N \cdot M (N+M)} \quad \text{przy} \quad n_r \approx \sqrt{\frac{N \cdot M}{N+M}}$$

Liczbę układów zestykowych można również określić według wzoru:

$$Z_r = 4 \cdot (N+M) \cdot n_r$$

a dla przypadku, gdy $N \gg M$ według wzoru przybliżonego

$$Z \approx 4n \cdot N$$

Dla przypadku $N = ik$ oraz $M = i$ można napisać:

$$Z = 4n \cdot ik \quad \text{i} \quad n = \sqrt{i}$$

Łatwo stwierdzić, że wspomniany układ trzysekcyjny bez blokady wewnętrznej może być zbudowany przy zastosowaniu mniejszej liczby układów zestykowych niż układ o bezpośredniej komutacji N łączy z M łączami, w którym występuje $N \cdot M$ zestyków. Ma to miejsce w przypadku, gdy:

$$\frac{N \cdot M}{N+M} \geq 16$$

Omawiany układ trzysekcyjny z $2n$ matrycami w sekcji drugiej (środkowej) może być ze względów konstrukcyjnych złożony jedynie z matryc komutujących $n \cdot n$, z tym że w sekcji pierwszej i trzeciej matryce takie występują parami i są połączone równoległe po stronie liniowej.

Dodajmy, że w omawianym układzie trzysekcyjnym liczba układów zestykowych, przypadająca średnio na jedno łącze przyściowe, wynosi:

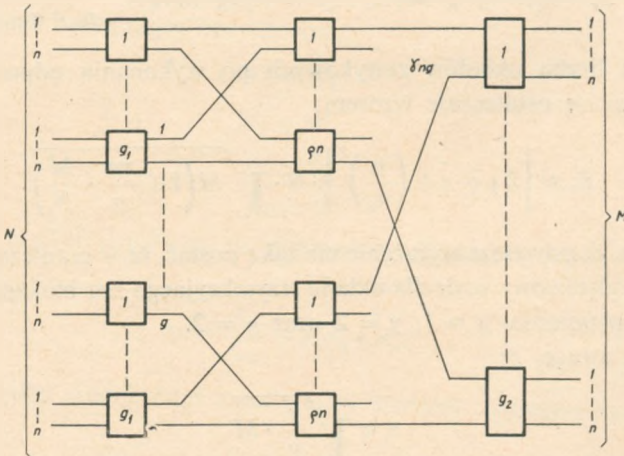
$$Z = 4 \sqrt{M \left(1 + \frac{M}{N}\right)}$$

i dla przypadku $N \gg M$ jest równa $Z \approx 4 \sqrt{M}$.

Dla układu o jednakowej liczbie łączy przyściowych i wyjściowych, to znaczy $N = M$

$$Z \approx 4N \sqrt{2N} \approx 5,6N \sqrt{N} \quad \text{przy} \quad n = \sqrt{\frac{N}{2}}$$

Rozpatrzmy z kolei trzysekcyjny układ komutacyjny z kompresją ($N > M$), który cechuje się tym, że w pierwszej i drugiej sekcji komutacyjnej następuje podział na g grup. W każdej takiej grupie występuje g_1 matryc komutacyjnych, do których



Rys. 13. Układ trzysekcyjny z kompresją

są dołączone łącza po n do każdej. W drugiej sekcji komutacji w każdej grupie występują matryce komutacyjne w liczbie $g \cdot n$. W trzeciej więc sekcji komutacji występują matryce komutacyjne w liczbie g_2 sztuk, do których są doprowadzone łącza po n do każdej. Każda ostatnia matryca powiązana jest $\gamma \cdot n \cdot g$ łączami z matrycami środkowymi (rys. 13).

Biorąc pod uwagę podane parametry możemy napisać następującą zależność:

$$Z = n \cdot g \cdot n \cdot g_1 \cdot g + g_1 \cdot \gamma \cdot n \cdot g_2 \cdot g + \gamma \cdot n \cdot g \cdot n \cdot g_2$$

Z kolei uwzględniając, że $n \cdot g_1 \cdot g = N$ oraz $n \cdot g_2 = M$ możemy napisać:

$$Z = \varrho \cdot nN + \gamma \cdot N \cdot \frac{M}{n} + \gamma \cdot n \cdot g \cdot M$$

co daje następnice:

$$Z = (\varrho \cdot N + \gamma \cdot g \cdot M)n + \gamma \frac{N \cdot M}{n}$$

Na podstawie podanego wzoru można określić optymalną wartość n według następującej zależności:

$$n_0 = \sqrt{\frac{N \cdot M}{\frac{\varrho}{\gamma} N + gM}}$$

Dla określenia optymalnej liczby układów zestykowych podstawiamy

$$n_r = n_0 + \eta$$

i otrzymujemy:

$$Z_r = (\varrho N + \gamma \cdot g \cdot M)n_0 + (\varrho \cdot N + \gamma \cdot g \cdot M)\eta + \frac{\gamma \cdot N \cdot M}{n_0 + \eta}$$

Rzeczywista liczba układów zestykowych po wykonaniu odpowiednich przekształceń wyrazi się ostatecznie wzorem:

$$Z_r \approx \left[2\sqrt{\varrho \cdot \gamma} + \left(\frac{\eta}{n_0}\right)^2 \right] \cdot N \cdot \sqrt{M \left(1 + \frac{\gamma g}{\varrho} \cdot \frac{M}{N}\right)}$$

Dodajmy tu, że powyższe wyrażenie ma taką postać, że w granicznym przypadku przechodzi w podstawowy wzór dla układu trzysekcyjnego bez blokady wewnętrznej, to znaczy dla przypadku $g = 1$, $\gamma = 2$ oraz $\varrho = 2$.

Biorąc pod uwagę, że

$$n \approx \sqrt{\frac{\gamma}{\varrho} \cdot M}$$

można napisać, że:

$$Z \approx 2\varrho \cdot n \cdot N$$

a dla przypadku $N = ik$ oraz $M = i$:

$$n \approx \sqrt{\frac{\gamma}{\varrho} \cdot i}$$

oraz

$$Z \approx 2\sqrt{\varrho \cdot \gamma \cdot i \cdot ik}$$

5. UKŁADY WIELOSEKCYJNE

Przyjrzyjmy się dokładnie układowi pięciosekcyjnemu, przedstawionemu przez *L. K. Pollena* w oparciu o rozważanie *C. Closa* ([3] oraz rys. 11). Układ ten obejmuje w części podstawowej $2n-1$ trzyszekcyjnych układów komutujących o ogólnej liczbie łączy przyściowych do każdego z nich wynoszącej $\frac{N}{n}$. Liczba łączy doprowadzonych do wszystkich układów trzyszekcyjnych wynosi $\frac{2n-1}{n} \cdot N = 2N \left(1 - \frac{1}{2n}\right)$. Jest więc ona niemal dwa razy większa niż liczba N łączy przyściowych, doprowadzonych do omawianego układu pięciosekcyjnego. Można zatem powiedzieć, że średnia liczba połączeń po stronie przyściowej każdego układu trzyszekcyjnego, czy też każdej matrycy po stronie przyściowej w układzie trzyszekcyjnym, jest dwa razy mniejsza niż liczba łączy. Tak więc na każde m łączy tylko $\frac{m}{2}$ jest zajętych połączeniami, a wobec tego środkowy układ trzyszekcyjny będzie pracował jako układ bez blokady wewnętrznej, gdy w jego środkowej sekcji będzie nie $2m-1$ matryc, a tylko m matryc.

Biorąc powyższy postulat pod uwagę można określić liczbę zestyków dla każdego układu trzyszekcyjnego o $\frac{N}{n}$ łączach przyściowych i $\frac{M}{n}$ łączach wyjściowych w układzie pięciosekcyjnym wg zależności:

$$Z_1 = 2 \sqrt{\frac{N}{n} \cdot \frac{M}{n} \left(\frac{N}{n} + \frac{M}{n}\right)} = \frac{2}{n\sqrt{n}} \sqrt{N \cdot M (N+M)}$$

$$\text{przy } m = \sqrt{\frac{\frac{N}{n} \cdot \frac{M}{n}}{\frac{N}{n} + \frac{M}{n}}} = \sqrt{\frac{N \cdot M}{n(N+M)}}$$

W tej sytuacji, biorąc pod uwagę, że w pierwszej sekcji komutacji układu pięciosekcyjnego występuje $\frac{N}{n}$ matryc komutujących n łączy z $2n$ łączami oraz w piątej sekcji $\frac{M}{n}$ matryc komutujących $2n$ łączy z n łączami, liczbę układów zestykowych w omawianym układzie możemy napisać wg zależności:

$$Z = N \cdot 2n + 2n \cdot Z_1 + 2n \cdot M$$

a po przekształceniu:

$$Z = 2(N+M) \left[n + 2 \sqrt{\frac{N \cdot M}{N+M} \cdot \frac{1}{n}} \right]$$

Według wyżej stosowanej metody możemy określić optymalną wartość n dla układu 5-sekcyjnego według zależności:

$$n^3 = \frac{N \cdot M}{N + M}$$

Optymalna liczba układów zestykowych może być zatem wyrażona jako:

$$Z = 6(N + M) \cdot n$$

lub

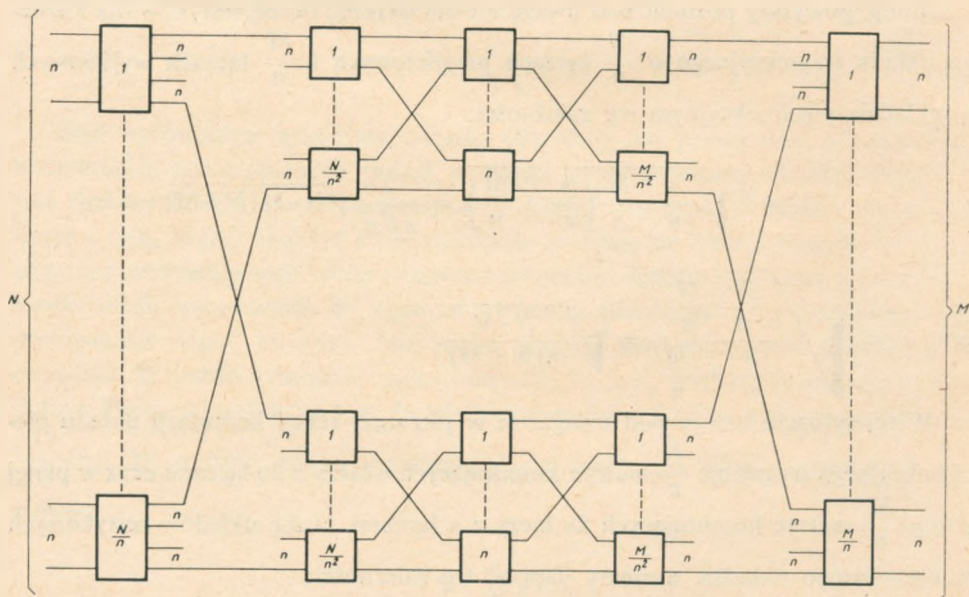
$$Z = 6 \sqrt[3]{N \cdot M (N + M)^2}$$

przy

$$n = \sqrt[3]{\frac{N \cdot M}{N + M}}$$

oraz $m = n$ (rys. 14).

W tej sytuacji, podobnie jak podany wcześniej układ trzysekcyjny, omawiany układ pięciossekcyjny może być złożony jedynie z matryc komutacyjnych $n \cdot n$, z tym że w sekcji pierwszej i piątej matryce takie występują parami i są połączone równoległe po stronie liniowej.



Rys. 14. Układ komutacyjny pięciossekcyjny

W podobny sposób, w jaki z układu 3-sekcyjnego otrzymaliśmy układ 5-sekcyjny, z układu 3-sekcyjnego możemy otrzymać układ 7-sekcyjny. Możemy mianowicie zastąpić jednostkowy układ 3-sekcyjny w środkowej części układu komutacyjnego analogicznym układem jednostkowym 5-sekcyjnym.

Taki jednostkowy układ 5-sekcyjny może być zbudowany w warunkach optymalnego doboru n z następującej liczby układów zestykowych:

$$Z_1 = 3 \sqrt[3]{\frac{N}{n} \cdot \frac{M}{n} \left(\frac{N}{n} + \frac{M}{n}\right)^2} = \frac{3}{n \sqrt[3]{n}} \sqrt[3]{N \cdot M (N+M)^2}$$

W ten sposób 7-sekcyjny układ, w którym w pierwszej sekcji występowałyby $\frac{N}{n}$ matryc komutacyjnych $2n$ z n łączami, składałby się z następującej liczby układów zestykowych:

$$Z = N \cdot 2n + 2n \cdot Z_1 + 2n \cdot M$$

a po przekształceniach:

$$Z = (N+M) \left[n + 3 \sqrt[3]{\frac{N \cdot M}{N+M}} \cdot \frac{1}{\sqrt[3]{n}} \right]$$

Dla obliczenia optymalnej wielkości n otrzymujemy tym razem zależność $n^4 = \frac{N \cdot M}{N+M}$, a liczbę układów zestykowych

$$Z = 8(N+M) \cdot n$$

Z kolei możemy napisać, że:

$$Z = 8 \sqrt[4]{N \cdot M (N+M)^3}$$

a

$$n = \sqrt[4]{\frac{N \cdot M}{N+M}}$$

Dalsze analogiczne rozważania doprowadzają do ogólnego wzoru:

$$Z_s = (s+1) \cdot \sqrt[k]{N \cdot M (N+M)^{k-1}}$$

oraz

$$n = \sqrt[k]{\frac{N \cdot M}{N+M}}$$

gdzie:

s — liczba sekcji w układzie komutującym,

k — obliczamy według zależności

$$k = \frac{s+1}{2}$$

Dodajmy, że wyliczenia liczbowe pokazują, że w omawianej sytuacji układ trzy-sekcyjny oraz pozostałe układy o większej liczbie sekcji składają się z mniejszej liczby układów zestykowych niż układ o bezpośredniej komutacji, wtedy gdy:

$$\frac{N \cdot M}{N+M} > 16$$

Jeżeli układ komutacyjny służy, jak rozpatrywaliśmy wyżej, do komutowania $k \cdot i$ pamięci z i traktami, to biorąc pod uwagę, że $k \gg 1$ otrzymujemy, że wielosekcyjny układ komutacyjny składa się z mniejszej liczby układów zestykowych niż układ o bezpośredniej komutacji, gdy $i > 16$.

Jest również możliwe określenie, kiedy układ pięciosekcyjny jest korzystniejszy od układu trzysekcyjnego, siedmiosekcyjny od układu pięciosekcyjnego, układ dziewięciosekcyjny od siedmiosekcyjnego itd. Otrzymać tu możemy ogólny wzór w postaci:

$$\frac{Z_s}{Z_{s-2}} = \frac{s+1}{s-1} \sqrt[x]{\frac{N+M}{N \cdot M}}$$

Ze wzoru tego z kolei wynikałaby zależność, że układ o liczbie sekcji s byłby bardziej optymalny od układu o liczbie $(s-2)$ sekcji wtedy, gdy:

$$\frac{N \cdot M}{N + M} > \left(\frac{s+1}{s-1} \right)^x$$

gdzie:

$$x = \frac{s^2 - 1}{4}$$

WYKAZ LITERATURY

1. *Clos C.*: A study of non-blocking switching networks. The Bell System Technical Journal vol. 32, s. 406-424
2. *Archangelskaja A., Ersov W. A., Neyman V. J.*: Avtomatičeskaja komutacija kanalov s'vjaz'. Izdatelstvo S'vjaz'. Moskwa 1970
3. *Pollen L. K.*: Design tables for optimal non-blocking crosspoint networks. 5-th International Teletraffic Congress New York 1967. Preprint s. 252-260
4. *Slabon R.*: Überblick über den Stand der Vermittlungstechnik für PCM-Signale. Der Fernmeldeingenieur. 1970 nr 10, s. 1-38

E. Trechciński

ЗАМЕЧАНИЯ ПО ОПТИМИЗАЦИИ КОММУТАЦИОННЫХ СХЕМ

Резюме

Статья посвящена вопросам оптимизации определенных многокаскадных коммутационных схем, составленных из металлических контактов, предусмотренных для коммутации с пространственным и временным разделением каналов.

Автор учитывает труды С. Сlossa и других авторов, находящиеся в материалах. опубликованных V Конгрессом телефонного трафика и некоторых советских авторов.

В связи с выше упомянутыми трудами, авторов представлена методика оптимализации двухкаскадных и трехкаскадных коммутационных схем с коэффициентом компрессии определенного значения; кроме того, рассматривается семья коммутационных схем без внутренней блокировки и с нечетным числом каскадов.

J. Trechciński

SOME REMARQUES ON THE OPTIMIZATION OF SWITCHING SYSTEMS

Summary

The paper deals with the optimization of some chosen multistage switching systems, composed of contacts, designed for space and time division switching.

The autor takes into account the works of C. Closs and of other authors published in materials of the Fifth Teletraffic Congress, as well as the works of certain soviet authors.

On the background of the above mentioned works, the author presents the method of optimization of two and three stage swithing systems with given value of a compression coefficient and discusses the method of optimization of the family of swithing systems without the inner blocking and with uneven number of stages.

J. Trechciński

REMARQUES SUR L'OPTIMALISATION DES SCHEMES DE COMMUTATION

Résumé

L'article concerne les questions de l'optimalisation de certains schèmes de connexion multi-étages avec composés des contacts métalliques destinées à commuter des canaux à répartition spatiale et temporelle.

L'auteur a pris en consideration les travaux de C. Clos et ceux d'autres, auteurs publiés dans les documents du 5-e Congrès International de Télétrafic, ainsi que les travaux de quelques auteurs soviétiques.

En ayant profité des travaux cités ci-dessus, l'auteur présente la méthode d'optimalisation des schèmes de commutation à deux et à trois étages avec une valeur définie de coefficient de compression ainsi que la méthode d'optimalisation d'une famille des schèmes de commutation sans blocage interne, avec un nombre impair des etages.

J. Trechciński

BEMERKUNGEN ZUR OPTIMALISATION DER VERMITTLUNGSSCHALTUNGEN

Zusammenfassung

Diese Arbeit ist der Optimalisation der ausgewählten von Kontaktelementen zusammengesetzten, zur Vermittlung der Raum und Zeitkanäle bestimmten Vermittlungsschaltungen gewidmet. Der Verfasser knüpft an die Arbeiten von C. Clos und andere Arbeiten veröffentlichten in den Materialien vom Fünften Fernmeldetechnischen Kongres und auch an die Arbeiten der bestimmten sovjetischen Verfasser. Auf Grund der oben genannten Arbeiten wurde die Methodik der Optimalisation der zwei und dreistufigen Vermittlungsschaltungen mit dem festgestellten Wert des Kompressionsfaktors gegeben und die ganze Familie der Vermittlungsschaltungen ohne Innerblockade und mit einer ungeraden Zahl der Wahlstufen besprochen.

JERZY BORŻA

621.317.799:621.395

KODOWANIE INFORMACJI W APARATURZE ABA-2 DO AUTOMATYCZNYCH BADAŃ ŁĄCZY TELEKOMUNIKACYJNYCH

W artykule przedstawiono koncepcję rozwiązania układowego oraz zasadę działania bloku kodowania informacji. Omówiono niektóre rozwiązania układowe.

1. WSTĘP

W ruchu ręcznym połączenie zestawione przez telefonistkę było przez nią sprawdzone pod względem jakości, ponieważ zestawiając połączenie korzystać mogła tylko z łączy dobrych.

Automatyzacja połączeń w międzymiastowej sieci telefonicznej w celu zapewnienia łączom należytej sprawności wymaga wprowadzenia bardziej udoskonalonych, nowoczesnych metod konserwacji.

Jednym z kierunków unowocześnienia metod utrzymania jest automatyzacja badań łączy telekomunikacyjnych. W Instytucie Łączności prowadzone są prace w tym kierunku, a jednym z wyników tych prac jest opracowanie aparatury ABA-2 automatycznych badań łączy międzymiastowych.

Aparatura automatycznych badań typu ABA-2 jest przeznaczona głównie do badań łączy sieci krajowej stanu istniejącego i okresu przejściowego, to znaczy łączy w ruchu „miasto-miasto”.

Aparatura ABA-2 umożliwia:

- przeprowadzenie pomiaru tłumienności wynikowej łącza przy 800 Hz (obu kierunków transmisji),
- kontrolę przekroczenia wartości progowej poziomu szumu psfometrycznego obu kierunków transmisji),
- sprawdzenie funkcjonalne przebiegów komutacyjnych podczas zestawienia i rozłączenia połączenia.

Aparatura składa się z urządzenia sterującego *A2* oraz z urządzenia sterowanego *B2*.

Urządzenie sterujące *A2* umożliwia przeprowadzenie badań łączy wychodzących z centrali. Urządzenie *A2* steruje przebiegiem cyklu zestawienia i rozłączenia połączenia oraz steruje przebiegiem pomiarów, komunikując się z urządzeniem stero-

wanym *B2* poprzez mierzone łącze przy zastosowaniu kodu wieloczęstotliwościowego *MFC*. Wyniki pomiarów, wykonanych przez urządzenie sterowane *B2*, przekazywane są do urządzenia sterującego *A2* i łącznie z wynikami pomiarów wykonanych przez urządzenie *A2* rejestrowane są na dalekopisie arkuszowym oraz wyświetlane na płycie manipulacyjno-kontrolnej. Program badań może być wprowadzony poprzez czytnik taśmy perforowanej lub poprzez manipulację ręczną z płyty manipulacyjno-kontrolnej.

Urządzenie sterowane *B2* dołączone jest do badanego łącza poprzez stopnie wybiercze centrali, którym przyporządkowany jest specjalny numer wybierczy. Urządzenie *B2* współpracuje z urządzeniem sterującym *A2* w sposób automatyczny bez jakiegokolwiek obsługi.

Badanie łącza międzymiastowego dokonywane jest od translacji wychodzącej do translacji przychodzącej, pomiędzy wirtualnymi punktami komutacji [1], [2].

W wielu przekrojach aparatury *ABA-2* zachodzi konieczność kodowania przesyłanych informacji. Potrzeba ta wynika z dążenia do maksymalnego uproszczenia układów elektronicznych, jak też z minimalizacji liczby połączeń między blokami aparatury.

Do układów kodowania informacji będziemy zaliczali między innymi układy przejścia z jednych systemów liczbowych na inne, np. z dziesiętnego na binarny itp. Te proste układy kodowania są wystarczająco znane i opracowane w literaturze, nie ma więc potrzeby szczegółowego omawiania ich w tym artykule.

W artykule omawia się natomiast szczegółowo blok kodowania informacji, gdzie układy, z racji spełnianych funkcji, są bardziej rozbudowane. W zakończeniu artykułu podano także pewne układy spoza bloku kodowania informacji.

Zadaniem bloku kodowania informacji jest umożliwienie wymiany sygnałów do sterowania pomiarami do realizacji programu pomiarów między urządzeniami *A2* i *B2* oraz do przesyłania wyników pomiarów z urządzenia *B2* do *A2*. Blok kodowania informacji spełnia rolę tłumacza, zapewniającego przejście z kryteriów stałoprądowych, służących do komunikacji wewnątrz aparatury *A2*, na kryteria kodu wieloczęstotliwościowego *R2*, możliwe do przesyłania po łączach telefonicznych. Przejście z systemu kodu wieloczęstotliwościowego na kryteria stałoprądowe odbywa się za pośrednictwem odbiornika kodu *R2*.

W aparaturze *ABA-2* do urządzenia *B2* wysyłane są sygnały kodu wieloczęstotliwościowego, zestawione w tablicy 1.

Tablica 1

Nr sygnału	Zestaw dwóch częst.						Znaczenie
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	
1	1	1	0	0	0	0	Pomiar odchyłki poziomu przy 800 Hz
4	1	0	0	1	0	0	Pomiar szumu
11	1	0	0	0	0	1	Polecenie przerwania pętli abonenckiej
13	0	0	1	0	0	1	Zamiana kierunku pomiaru
15	0	0	0	0	1	1	Zakończenie pomiarów

Liczba sygnałów przesyłanych z urządzenia *B2* do urządzenia *A2* jest większa i wynosi 14 (tabl. 2).

Tablica 2

Nr sygnału	Zestaw dwóch częst.						Znaczenie
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	
1	1	1	0	0	0	0	Cyfra 1 lub sygnał identyfikacji odzewnika
2	1	0	1	0	0	0	Cyfra 2
3	0	1	1	0	0	0	Cyfra 3
4	1	0	0	1	0	0	Cyfra 4
5	0	1	0	1	0	0	Cyfra 5
6	0	0	1	1	0	0	Cyfra 6
7	1	0	0	0	1	0	Cyfra 7
8	0	1	0	0	1	0	Cyfra 8
9	0	0	1	0	1	0	Cyfra 9
10	0	0	0	1	1	0	Cyfra 0
11	1	0	0	0	0	1	Znak +
12	0	1	0	0	0	1	Znak -
13	0	0	1	0	0	1	Potwierdzenie odbioru polecenia
15	0	0	0	0	1	1	Odbiór błędnego sygnału przez urządzenie <i>B2</i>

2. KIERUNEK TRANSMISJI OD URZĄDZENIA STERUJĄCEGO DO URZĄDZENIA STEROWANEGO *A2* → *B2*

W obecnej chwili do sterowania aparaturą *B2* wystarczy pięć sygnałów. Przewidując możliwość rozszerzenia programu badań o pomiar odchyłki tłumienności przy częstotliwościach 400 Hz i 2800 Hz, blok kodowania informacji jest wyposażony w układy umożliwiające przesyłanie w kierunku z urządzenia sterującego do sterowania (*A2* → *B2*) siedmiu poleceń (tabl. 3).

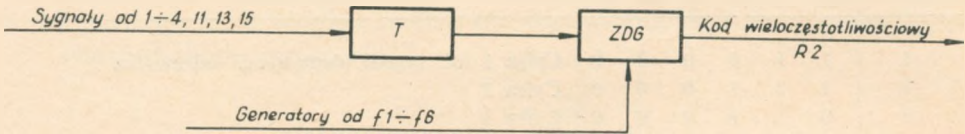
Tablica 3

Nr sygnału	Zestaw dwóch częst.						Znaczenie
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	
1	1	1	0	0	0	0	Pomiar odchyłki tłumienności przy 800 Hz
2	1	0	1	0	0	0	Pomiar odchyłki tłumienności przy 400 Hz
3	0	1	1	0	0	0	Pomiar odchyłki tłumienności przy 2800 Hz
4	1	0	0	1	0	0	Pomiar szumu
11	1	0	0	0	0	1	Polecenie przzerwania pętli abonenckiej
13	0	0	1	0	0	1	Zamiana kierunku pomiaru
15	0	0	0	0	1	1	Zakończenie pomiarów

Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy przesyłania informacji z urządzenia sterującego do sterowanego *A2* → *B2*.

Sygnały indywidualne od 1...15 doprowadzone są do wejść translatora *T*. Na

wyjściach translatora uzyskujemy sygnały stałoprądowe, służące do sterowania układów wykonawczych, zgrupowanych w zespole dołączania generatorów ZDG. Układy te realizują właściwy kod wieloczęstotliwościowy R_2 , przez dołączenie odpowiednich generatorów, dwóch z sześciu, doprowadzonych do zespołu ZDG.



Rys. 1. Schemat blokowy dla kierunku transmisji $A_2 \rightarrow B_2$

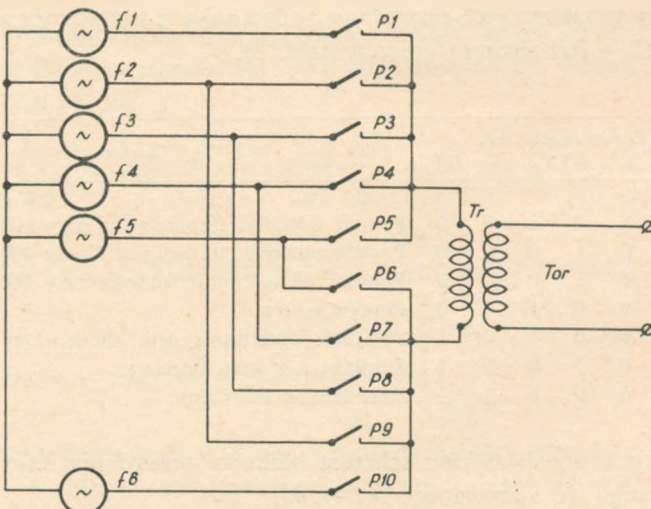
T — translator siedmiu sygnałów na kod 2:6; ZDG — zespół dołączania generatorów nadajnika kodu R_2

2.1. Zasada dołączania generatorów

Generatory, wchodzące w skład „Urządzenia kodu R_2 ”, produkowane są przez Państwowe Zakłady Teletransmisyjne. Maksymalne obciążenie generatora wynosi 30Ω , podczas gdy jego rezystancja wyjściowa jest znacznie niższa. Z tego względu, przy równoległym dołączaniu do toru jednocześnie dwu generatorów, każdy z nich pracowałby praktycznie na rezystancję wyjściową drugiego. Zjawiska tego można uniknąć stosując układy separujące lub dołączając generatory szeregowo. Separatorem jest wtedy obciążenie.

W rozwiązaniu omawianego bloku kodowania informacji zastosowano szeregowo dołączanie generatorów, unikając w ten sposób dodatkowych układów separujących.

Zasadę dołączania generatorów przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Zasada dołączania generatorów do toru

3. KIERUNEK TRANSMISJI OD URZĄDZENIA STEROWANEGO DO URZĄDZENIA STERUJĄCEGO $B2 \rightarrow A2$

3.1. Funkcje bloku kodowania informacji dla pomiarów kierunku $A2 \rightarrow B2$

Urządzenie $B2$ wysyła do urządzenia $A2$ tylko dwa sygnały, zawierające informację o przebiegu realizacji programu badań (tablica 2). Pozostałe służą do przekazywania wyników pomiarów, wykonanych przez urządzenie $B2$, bądź do identyfikacji odzewnika podczas zestawiania połączeń (sygnał nr 1).

Funkcje spełniane przez blok kodowania informacji przy kierunku transmisji $B2 \rightarrow A2$ są następujące:

- a) przyjęcie sygnałów nr 13 i 15 i przekazanie ich jako kryteriów indywidualnych do współpracujących bloków,
- b) przyjęcie informacji o wyniku pomiarów, wykonanych przez urządzenie $B2$ i zapisanie jej w rejestrze w kodzie binarnym — równolegle,
- c) wysłanie kryterium „błąd 2:6” do bloku nadzoru, w przypadku przyjęcia błędnego sygnału kodu 2:6,
- d) wytworzenie kryterium „koniec odbioru” po zakończeniu odbioru wyniku pomiaru.

3.2. Schemat blokowy i zasada działania bloku kodowania informacji

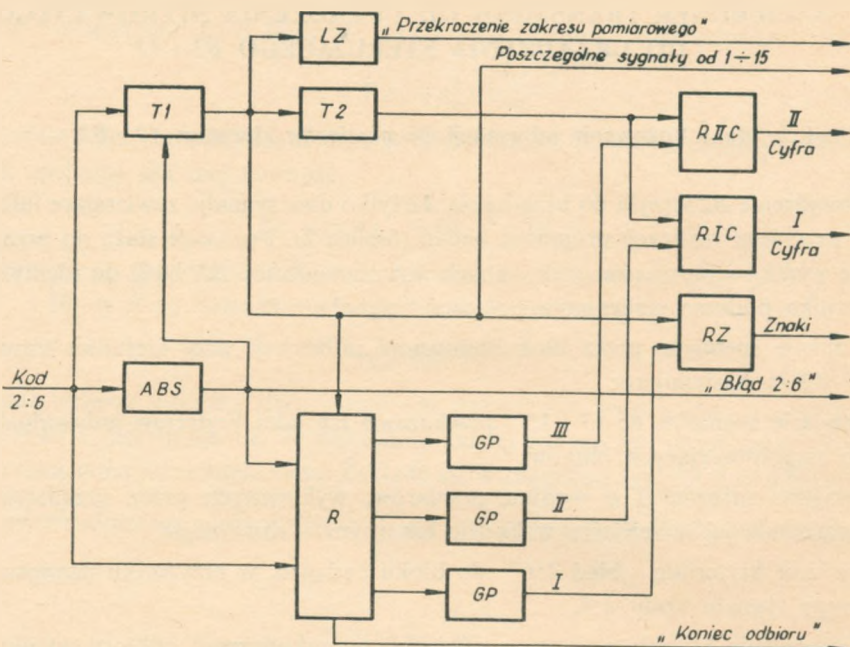
Na wejścia bloku kodowania informacji podawane są z odbiornika kodu $R2$ sygnały tego kodu w postaci stałoprądowej (rys. 3). W translatorze $T1$ następuje przejście z kodu 2:6 na poszczególne sygnały według tablicy 2.

Jednocześnie sygnały kodu $R2$ są analizowane w układzie do wykrywania błędnego sygnału ABS . W przypadku błędnego sygnału kodu 2:6 do bloku nadzoru wysyłane jest odpowiednie kryterium i następuje zablokowanie translatora $T1$.

Podczas poprawnej pracy sygnały nr 13 i 15 przekazywane są do współpracujących bloków urządzenia $A2$. Pozostałe sygnały przesyłane są z urządzenia $B2$ jedynie podczas przekazywania wyników pomiarów.

Informacja o wyniku pomiaru, przekazywana z urządzenia $B2$, składa się z trzech szeregowych impulsów kodu 2:6 (o czasie trwania 55 ms każdy, z przerwami po 55 ms), z których pierwszy jest zawsze ze znakiem (plus lub minus). Pozwala to na rozróżnienie informacji o wyniku pomiaru od sygnałów nr 13 i 15.

Impulsy kodu $R2$, zawierające wynik pomiaru, kierowane są na trzywyjściowy rozdzielacz R . Na każdym wyjściu znajduje się generator próbujący GP , generujący krótki impuls pod wpływem impulsu pojawiającego się na wyjściu rozdzielacza R .



Rys. 3. Schemat blokowy bloku kodowania informacji dla transmisji B2 → A2

T1 — translator kodu 2:6 na poszczególne sygnały od 1...15, *T2* — translator kodu dziesiętnego na kod binarny
LZ — licznik znaków, *ABS* — analizator błędnego sygnału, *R* — rozdzielacz trzywyjściowy, *GP* — generator próbkujący, *RZ* — rejestr znaków, *RIC* — rejestr I cyfry, *RIIC* — rejestr II cyfry

Pierwszy impuls informacji pomiarowej zostaje zdekodowany w translatorze *T1* i podany na wejście rejestru znaków *RZ*. Jednocześnie poprzez rozdzielacz *R* wyzwolony zostaje generator próbkujący *GP* na I wyjściu rozdzielacza *R*. Wygenerowany impuls służy do wpisania informacji do odpowiedniego rejestru. Drugi impuls informacji pomiarowej, niosący wartość cyfrową pomiaru, dodatkowo przechodzi przez translator *T2* (z kodu dziesiętnego na kod binarny) i pojawia się na wejściach rejestrów I i II cyfry (*RIC* i *RIIC*). Podobnie, jak w przypadku I impulsu, zostaje wyzwolony generator próbkujący *GP* na II wyjściu rozdzielacza *R* i wynik pomiaru zostaje wpisany do rejestru I cyfry *RIC*.

Podobnie zostaje wpisany do rejestru II cyfry *RIIC* trzeci impuls, zawierający również informację o wartości cyfrowej wyniku pomiaru.

W przypadku przekroczenia zakresu pomiarowego przyrządu, do urządzenia *A2* przekazywane jest kryterium „przekroczenie” (w postaci trzech znaków). „Przekroczenie” wykrywane jest przez układ licznika znaków *LZ*, natomiast w rejestrach *RZ*, *RIC* i *RIIC* zostaje zapisany odpowiedni znak (plus lub minus) i dwa zera.

Po odebraniu informacji o wyniku pomiaru, do bloku sterowania pomiarami zostaje przesłane kryterium „koniec odbioru”.

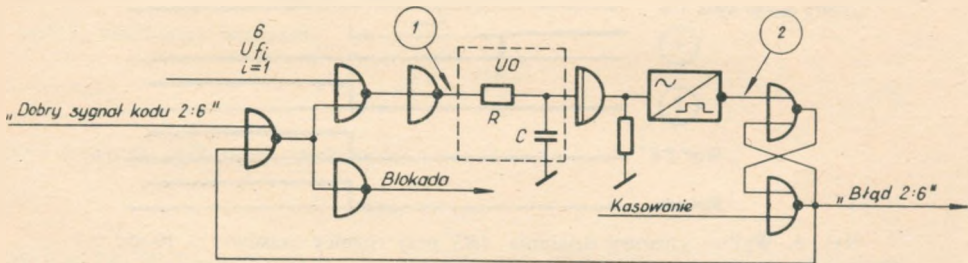
Przejsie urządzenia *A2* do następnego etapu pracy powoduje automatyczne kasowanie elementów pamięciowych bloku kodowania informacji.

4. WYBRANE UKŁADY ZASTOSOWANE PRZY KONSTRUKCJI BLOKU

4.1. Analizator do wykrywania błędnego sygnału kodu 2:6 ABS

Sygnały kodu wieloczęstotliwościowego R_2 wskutek niejednakowych opóźnień toru, niejednakowych bezwładności nadajnika i odbiornika kodu R_2 dla różnych częstotliwości, mogą wykazywać przesunięcia czasowe pomiędzy częstotliwościami, składającymi się na sygnał kodu R_2 .

Uwzględniając wymagania techniczne urządzenia kodu R_2 i przewidując możliwe opóźnienia wnoszone przez układy aparatury ABA-2 założono, że różnica pomiędzy dwiema składowymi częstotliwościami kodu 2:6 nie powinna przekroczyć 10 ms.



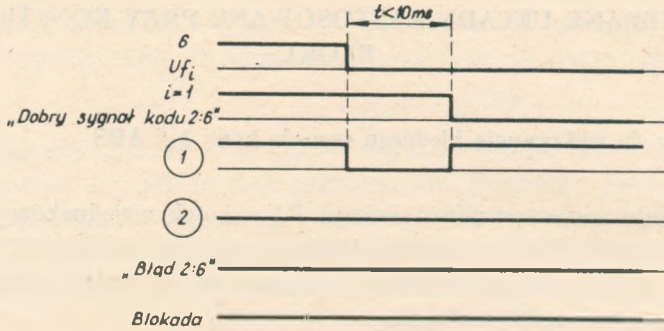
Rys. 4. Schemat analizatora do wykrywania błędnego sygnału kodu 2:6

UO — układ opóźniający 10 ms

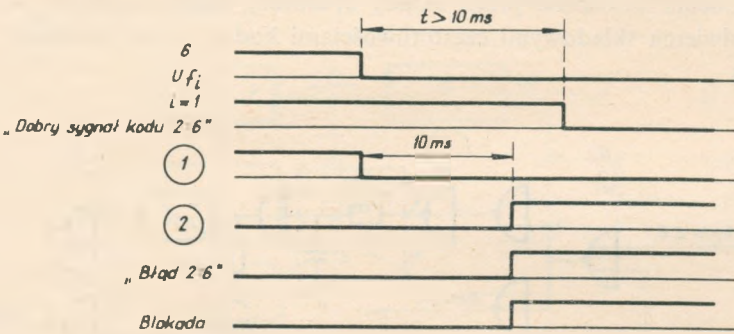
Z odbiornika kodu R_2 do bloku kodowania informacji przesyłane jest kryterium „dobry sygnał kodu 2:6”, będące praktycznie iloczynem logicznym dwu częstotliwości. Różnica między pojawieniem się którejkolwiek częstotliwości a kryterium „dobry sygnał kodu 2:6”, nie powinna więc przekroczyć 10 ms. Oczywiście, po przyjęciu przez odbiornik błędnego sygnału kodu 2:6, kryterium „dobry sygnał kodu 2:6” nie jest wysyłane, co możemy potraktować także jako przekroczenie różnicy 10 ms.

Na rysunkach 5 i 6 przedstawiono dwa wykresy czasowe: jeden przy wspomnianej różnicy $t < 10$ ms, drugi przy różnicy $t > 10$ ms. Zauważmy, że w drugim przypadku następuje wysłanie kryterium „błąd 2:6” i zablokowanie działania bloku kodowania informacji.

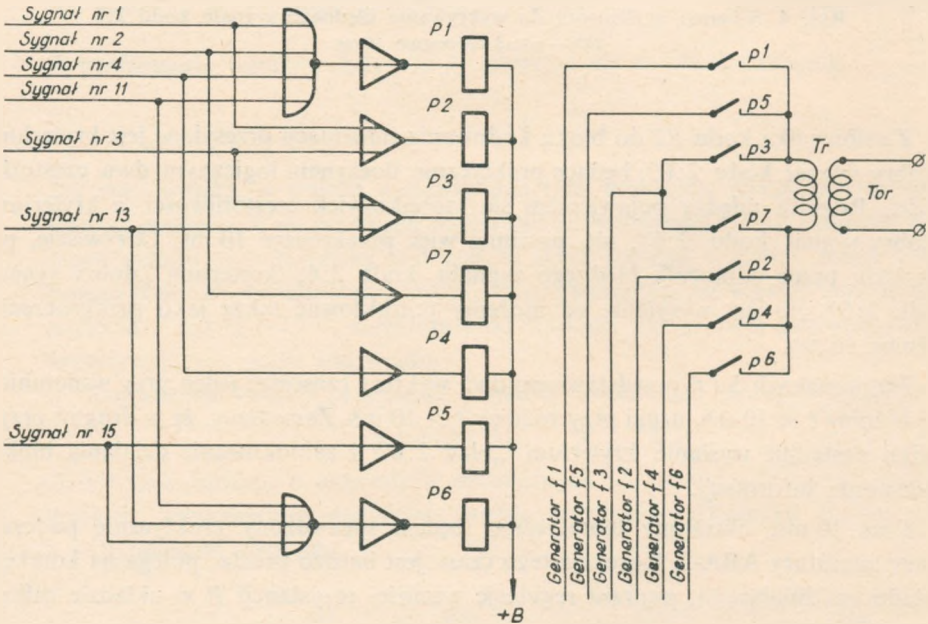
Czas 10 ms, określony teoretycznie, będzie sprawdzony praktycznie podczas pracy aparatury ABA-2. Korekcja tego czasu jest bardzo prosta; polega na korekcji układu opóźniającego, poprzez regulację wartości rezystancji R w układzie całującym RC .



Rys. 5. Wykres czasowy działania ABS przy różnicy czasów $t < 10 \text{ ms}$



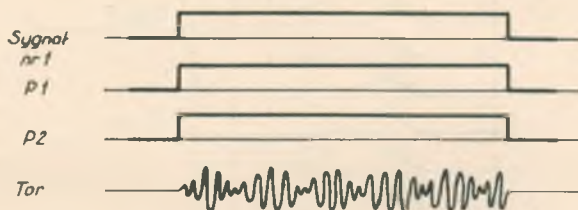
Rys. 6. Wykres czasowy działania ABS przy różnicy czasów $t > 10 \text{ ms}$



Rys. 7. Układ logiczny translatora z układem wykonawczym

4.2. Układ translatora poszczególnych sygnałów na kod wieloczęstotliwościowy R2

Translator kodu dziesiętnego na kod wieloczęstotliwościowy R2 opracowano w wersji uproszczonej ze względu na przesyłanie z urządzenia A2 do B2 tylko siedmiu sygnałów (tablica 3). Przy pełnej liczbie przesyłanych sygnałów układ byłby rozbudowany, a część wykonawcza zawierałaby dziesięć przekaźników. Z tego względu zrezygnowano z uniwersalności pełnego translatora na rzecz prostoty układu.



Rys. 8. Przykład przebiegów przy wysyłaniu sygnału nr 1

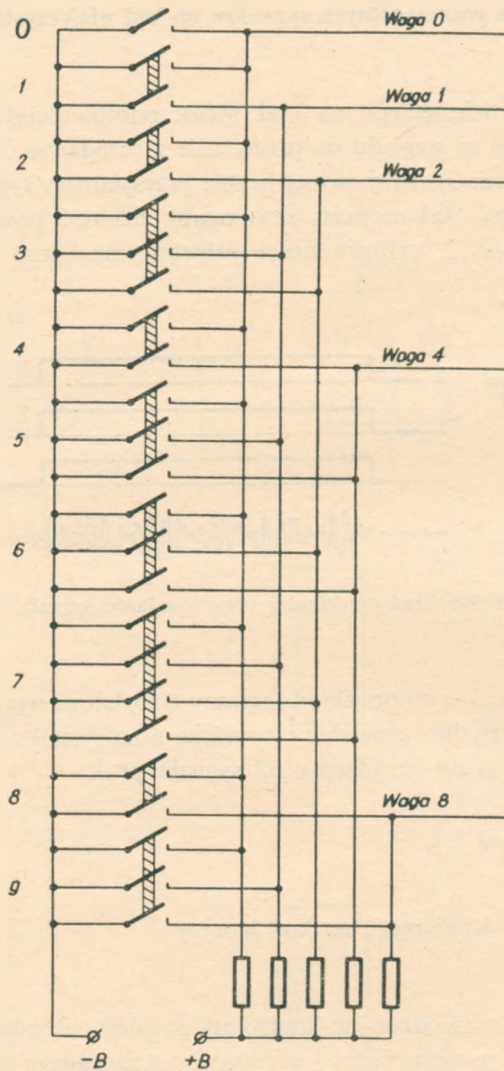
Na rysunku 7 przedstawiono układ logiczny translatora wraz z układem wykonawczym dołączającym dwa generatory z sześciu, a na rysunku 8 — przykład przebiegów przy wysyłaniu do urządzenia B2 sygnału nr 1.

4.3. Translator kodu dziesiętnego na kod binarny

W bloku tablicy manipulacyjno-kontrolnej znajduje się klawiatura służąca do ręcznego wybierania numeru łącza i urządzenia sterowanego B2. Klawiatura zawiera dziesięć przycisków od 0 do 9. Informacja o numerze wpisywana jest do rejestrów bloku programu z taśmy w systemie binarnym. Wobec tego między klawiaturą a rejestrem musi znajdować się translator z kodu dziesiętnego na kod binarny. Ze względu na minimalizację liczby przewodów łączących bloki zdecydowano na zamieszczenie translatora w bloku tablicy manipulacyjno-kontrolnej. Zastosowanie przełączników typu ISOSTAT pozwoliło na kodowanie bezpośrednio na zestykach przycisków klawiatury, eliminując w ten sposób translator elektroniczny.

Translator przedstawiono na rysunku 9.

Wniosek o udzielenie patentu na powyższy układ został zarejestrowany w Urzędzie Patentowym PRL pod nr T-163913 z ochroną od dn. 7 lipca 1973 r.



Rys. 9. Klawiatura z wyjściem w kodzie binarnym

5. ZAKOŃCZENIE

Zmontowane i uruchomione laboratoryjnie układy bloku kodowania informacji wykazały słuszność przyjętych koncepcji konstrukcyjnych. Podczas projektowania bloku uwzględniono także perspektywy rozwojowe urządzeń typu ABA. Blok kodowania informacji jest w pełni gotowy do pracy przy programie badań rozszerzonym o pomiar tłumienności dla 400 Hz i 2800 Hz. Starano się również przewidzieć

możliwość wykorzystania zespołów bloku przy współpracy z aparaturą zdalnie sterowaną CI oraz możliwość zastosowania zespołów bloku kodowania informacji w aparaturze CI.

WYKAZ LITERATURY

1. Problemy Łączności nr 105/1973 r. — „Automatyzacja badań łączy międzymiastowych” — *St. Sońta, H. Kotlewski, L. Kwiatkowski.*
2. Wiadomości Telekomunikacyjne nr 7/1973 r. — „Automatyzacja badań telefonicznych łączy międzymiastowych” — *St. Sońta, H. Kotlewski.*

G. Borża

КОДИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ В УСТРОЙСТВЕ АВА-2, ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ КАНАЛОВ ДАЛЬНОЙ СВЯЗИ

Резюме

В статье представлена идея схемы решения и принцип действия блока кодирования информации в устройстве типа АВА-2, предназначенном для автоматических испытаний каналов дальней связи.

Рассмотрены здесь тоже некоторые другие схемные решения.

J. Borża

INFORMATION CODING IN THE EQUIPMENT ABA-2 FOR AUTOMATING TESTING OF TELECOMMUNICATION CIRCUITS

Summary

The paper presents a conception of the scheme solution and operation principles of the information coding block in the ABA-2 device, foreseen for automatic testing of telecommunication circuits. Some other scheme solutions have also been discussed.

J. Borża

CODAGE DES INFORMATIONS DANS L'APPAREILLAGE ABA-2
POUR LES ESSAIS AUTOMATIQUES DES CIRCUITS
DE TÉLÉCOMMUNICATION

R é s u m é

Dans l'article on a présenté l'idée d'une solution ainsi que le principe de fonctionnement d'un bloc de codage des informations dans l'appareillage d'essais automatiques des circuits de télécommunication. Aussi, a-t-on brièvement discuté certaines autres solutions schématiques.

J. Borża

KODIERUNG DER INFORMATION IN DER APPARATUR ABA-2
ZUR AUTOMATISIERTEN PRÜFUNGEN DER FERNMELDEVERBINDUNGEN

Z u s a m m e n f a s s u n g

In dem Artikel wurde die Konzeption der Schaltungsausführung und die Arbeitsweise des Blockes für die Informationskodierung dargestellt. Es wurden auch einige Schaltungsausführungen besprochen.

AUTORZY



Adj. inż. Stanisława Stankiewicz urodziła się w 1937 r. w Warszawie. Studia na Wydziale Łączności Wieczorowej Szkoły Inżynierskiej ukończyła w 1964 r. W Instytucie Łączności pracuje od roku 1961, zajmuje się zagadnieniami związanymi z realizacją miar indukcyjności i pojemności dla potrzeb Telekomunikacyjnej Służby Pomiarowej. W maju 1969 r. została powołana na stanowisko adiunkta naukowo-badawczego.

Adj. inż. Leszek Chodakowski, absolwent Wydziału Łączności Politechniki Warszawskiej, pracuje od roku 1960 w Instytucie Łączności w Centralnej Izbie Pomiarów Telekomunikacyjnych, od roku 1964 na stanowisku kierownika Pracowni Pomiarów Wielkości Podstawowych. Inż. Leszek Chodakowski zajmuje się zagadnieniami metrologicznymi związanymi z realizacją wzorców napięcia i rezystancji oraz automatyzacją procesów uwierzytelniania kontrolnych i użytkowych przyrządów pomiarowych.



Doc. mgr inż. Jerzy Trechciński urodzony w 1921 r. kieruje od 1960 r. Zakładem Telekomunikacji w Instytucie Łączności. Studiował na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w latach 1941–48. Po studiach w 1949 r. w CBRT kontynuuje działalność konstruktora schematów urządzeń telekomutacyjnych jako samodzielny konstruktor, a od 1960 r. jako kierownik oddziału.

W latach 1956–59 w ITR mgr inż. Jerzy Trechciński pracuje jako kierownik pracowni. Równocześnie pracuje w IŁ, dokąd przechodzi od 1959 r. i w 1960 r. obejmuje stanowisko kierownika zakładu. W czerwcu 1959 r. przyznany został mgr inż. J. Trechcińskiemu tytuł naukowy adiunkta, a w 1962 r. samodzielnego pracownika naukowo-badawczego. Kierował opracowaniem licznych konstrukcji urządzeń telekomutacyjnych i licznymi pracami naukowo-badawczymi. Prowadził przy tym szereg prac własnych. Ma wiele publikacji (książki, skrypty i artykuły techniczne — ok. 40 pozycji). Obecnie doc. mgr inż. Jerzy Trechciński rozwija działalność głównie w dziedzinie telekomutacji elektronicznej.



Mgr inż. Jerzy Borża urodził się w 1947 roku. W r. 1971 ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Od 1972 r. pracuje w Zakładzie Miernictwa i Automatykacji Badań w Instytucie Łączności. Zajmuje stanowisko asystenta n-b. W roku 1973 został laureatem Turnieju Młodych Mistrzów Techniki.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1974

Wydanie pierwsze. Nakład 550+60 egz. Ark. wyd. 4,05. Ark. druk. 4. Oddano do składania we wrześniu 1974 r. Podpisano do druku w listopadzie 1974 r. Druk ukończono w grudniu 1974 r. Papier druk. sat. kl. V 70 g, 70×100 Zam. P/140/74. K/7397.

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — Poznań Zam. 2970/74 — W-63

