

S. KUTA, T. PŁATEK, L. TUREK

Instytut Elektroniki
Akademia Górniczo-Hutnicza

SIĘĆ DRÓG ROZMÓWNYCH MAŁONUMEROWEJ, PEŁNOELEKTRONICZNEJ
CENTRALKI TELEFONICZNEJ

Streszczenie. W pracy zamieszczono krótki opis budowy sieci dróg rozmównych zrealizowany w grubowarstwowej technice hybrydowej dla małonumerowej centralki telefonicznej. W oparciu o małosygnałowy model zastępczy sieci dróg rozmównych wyznaczono podstawowe parametry teletransmisyjne (tłumienność skuteczną, opóźność, tłumienność niedopasowania i tłumienność asymetrid).

1. Wprowadzenie

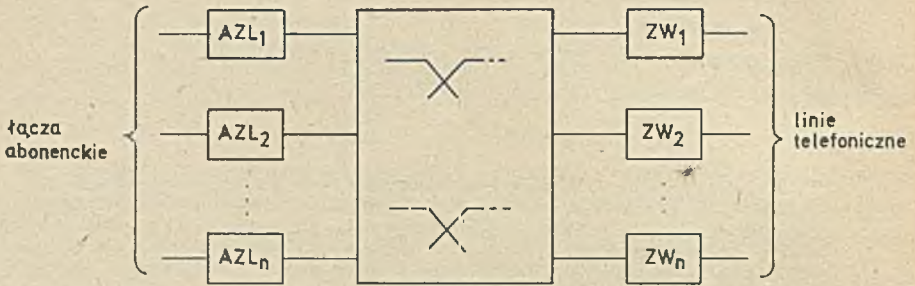
W artykule omówiono budowę i zasadę działania oraz przedstawiono podstawowe parametry teletransmisyjne sieci dróg rozmównych (SDR) małonumerowej pełnoelektronicznej centralki telefonicznej nazwanej CA 4/25.

Ze względu na małą pojemność centralki (25 NN), SDR zrealizowano w oparciu o jednostopniowe półprzewodnikowe pole komutacyjne z rozdziałem przestrzennym kanałów. Większość podzespołów tworzących SDR, w tym całe pole komutacyjne, wykonano w grubowarstwowej technice hybrydowej. Wykorzystanie pewnych korzystnych cech tej techniki, tj. możliwości stosowania elementów półprzewodnikowych o dużych napięciach granicznych i rezystorów o małych tolerancjach wartości rezystancji pozwoliło na wyeliminowanie transformatorów sprzęgających, dławików zasilających i układów od-tłumiających z SDR. Takie rozwiązanie nie tylko upraszcza strukturę sieci, zwiększa jej stabilność i zmniejsza jej koszt, ale i pod względem gabarytów stawia ją w korzystnej sytuacji z SDR, znanymi z literatury [1], [2], [3], [4].

2. Budowa i zasada działania sieci dróg rozmównych
centralki abonenckiej CA 4/25

Sieć dróg rozmównych, przedstawiona w postaci schematu blokowego na rys. 1, umożliwia jednoczesne zestawienie trzech połączeń wewnątrz zwykłych, przez przyłączenie dwu abonenckich zespołów liniowych (AZL) do zespołów zasilania wewnętrzznego (ZZW), lub konferencyjnych, przez przyłą-

czenie trzech lub czterech AZL do jednego z ZZW. Sieć SDR umożliwia także jednoczesne zestawienie czterech połączeń zewnętrznych przez przyłączenie zespołu wyjściowego (ZW) oraz rozłączanie tych połączeń bez przerywania pętli łącza wewnętrznego (ŁW) i odłączenia zespołu AZL od zespołu ZW.



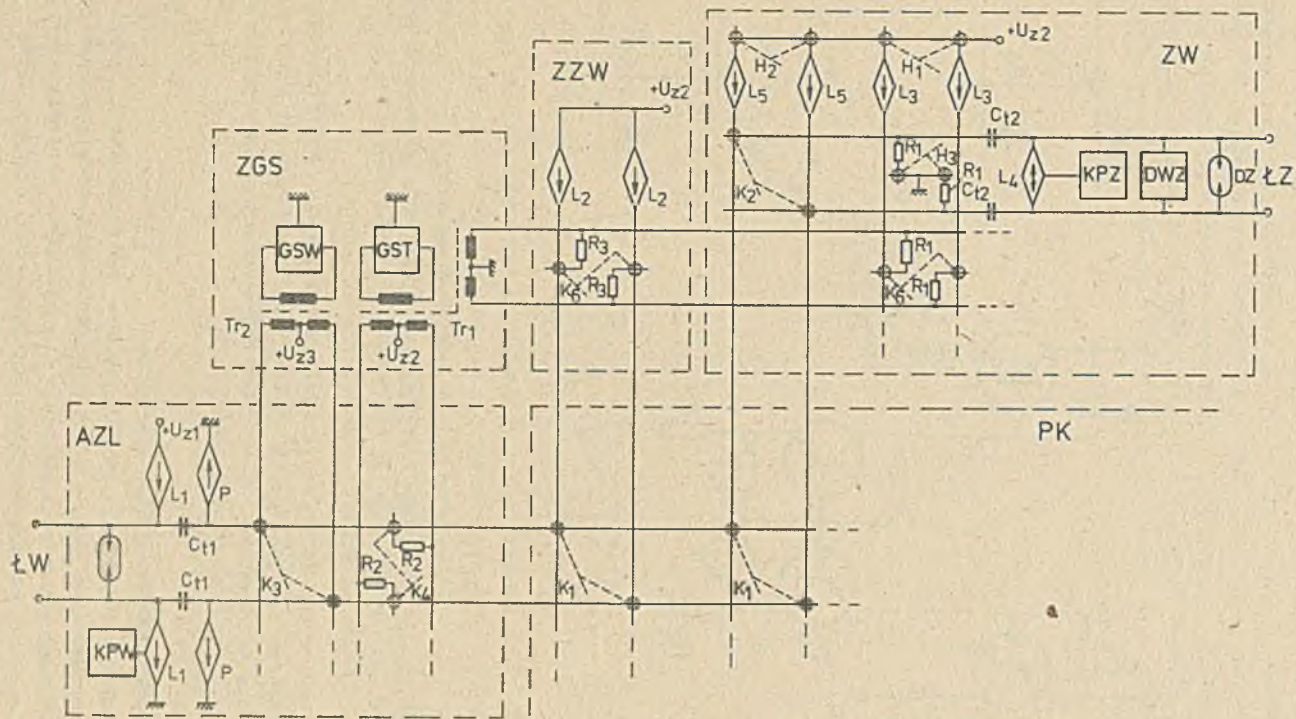
Rys. 1. Schemat blokowy półprzewodnikowej SDR z rozdziałem przestrzennym kanałów

Przez przyłączenie drugiego zespołu AZL do zespołu ZW, przy rozłączonym połączeniu zewnętrznym, otrzymuje się połączenie wewnętrzne między jednym a drugim zespołem AZL. Takie połączenia pozwalają na prowadzenie rozmów zewnętrznych, na ich podtrzymywanie oraz na ich przekazywanie. Zestawienie połączeń między zespołami: AZL, ZW, ZZW a zespołem generatorów sygnałowych (ZGS) odbywa się za pomocą punktów komutacyjnych stanowiących integralną część wymienionych zespołów. Umożliwia to rozproszanie sygnału wywołania i sygnału tonowego bez angażowania pola komutacyjnego (PK). Na rys. 2 przedstawiono uproszczony schemat ideowy SDR centrali telefonicznej CA 4/25, w którym wyszczególniono te elementy sieci SDR, które bezpośrednio wpływają na jej jakość. Dla ułatwienia odczytu tego rysunku ograniczono się do przedstawienia niepełnego pola PK i zespołu ZGS, skojarzonych z pojedynczymi egzemplarzami zespołów AZL, ZW i ZZW.

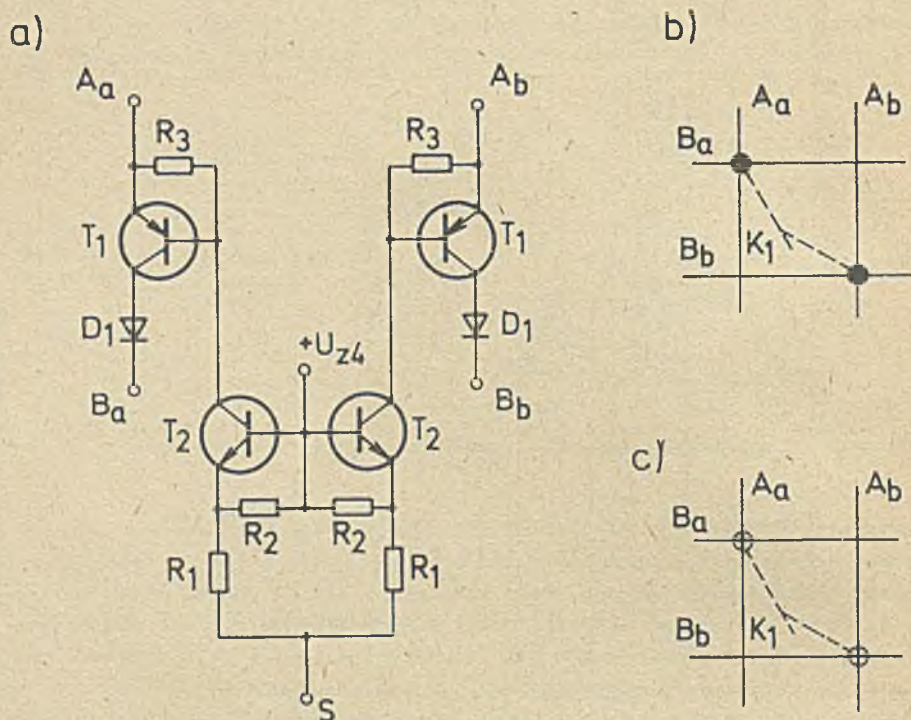
Niżej opisano skrótowo budowę podstawowych zespołów sieci SDR z rys. 2, zwracając szczególną uwagę na te podzespoły, których małowabarytowe parametry tworzą schemat zastępczy drogi różnównej.

Pole komutacyjne PK

Pole komutacyjne jest jednostopniową macrycą komutacyjną, zbudowaną z podwójnych niskonapłciowych punktów komutacyjnych K_1 (rys. 3). Punkty te dla poprawnego przenoszenia sygnałów fonicznych wymagają stałoprądowej polaryzacji, dlatego w stanie załączonym płyną przez nie prądy stałe z zespołów: ZW lub ZZW skojarzonych z kolumnami do zespołów AZL skojarzonych z wierszami PK. Punkt K_1 jest podwójnym i symetrycznym układem komutacyjnym, w którym tranzystory T_1 pełnią rolę elementów kluczujących, a tranzystory T_2 elementów sterujących. Diody D_1 chronią tranzystory



Rys. 2. Uproszczony schemat ideowy sieci dróg rozmównych centralki CA 4/25

Rys. 3. Punkt komutacyjny K_1

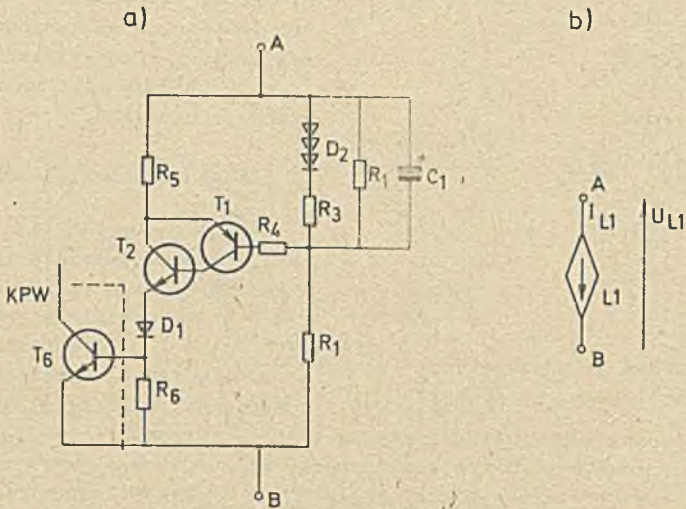
a) schemat idealowy, b) symbol załączonego punktu K_1 , c) symbol wyłączzonego punktu K_1

T_1 przed inwercyjną polaryzacją. Załączenie punktu K_1 następuje przez zwarcie wejścia sterującego S z masą (za pomocą bramki TTL). Połączenie to wprowadza tranzystory T_2 w stan aktywnej pracy w konfiguracji OB, a tranzystory T_1 w stan nasycenia.

Abonencki zespół liniowy AZL

Wchodzące w skład tego zespołu układy polaryzujące L_1 umożliwiają zasilanie, z napięcia $U_{z1} = 48$ V, standardowym prądem typowych obwodów rozmownych. Układ KPW wraz z układem L_1 umożliwia kontrolę stanu pętli łącząca tW, a układ ochrony łącza wewnętrznego (OW) chroni sieć SDR przed przepięciami pojawiającymi się w tym łączu. Natomiast układy polaryzujące (P) zapewniają właściwą polaryzację punktów komutacyjnych. Kondensatory C_{t1} sprzęgają dla sygnałów fonicznych poszczególne części zespołu AZL.

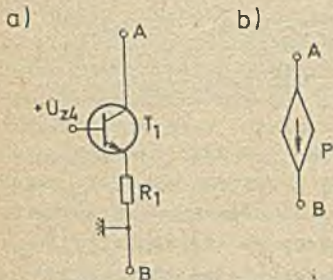
Punkt K_4 (identyczny z punktem K_1) umożliwia dołączenie sygnału tonowego do zespołu AZL poprzez rezystory doprowadzające R_2 . Podobnie punkt K_3 o identycznej strukturze jak punkt K_1 , ale o wysokonapięciowych kluczach, umożliwia dołączanie sygnału wywołania do tego zespołu. Okresowe włączanie i wyłączanie punktów K_3 i K_4 zapewnia właściwą modulację sygnałów wywołania i tonowego. Układy polaryzujące L_1 (rys. 4) stanowią podzespół



Rys. 4. Układ polaryzujący L_1
a) schemat ideowy, b) symbol

zasilający zamkniętą pętlę łączy wewnętrznego prądem stałym. Układy te charakteryzują się dużą rezystancją dynamiczną uzyskaną przez zastosowanie silnego sprzężenia emiterowego (R_5) i kondensatora blokującego (C_1).

Sprzężenie kolektorowe K_1 uzależnia napięcie U_{L1} od prądu I_{L1} , co pozwala na szeregowe łączenie tego typu układów. Dioda D_1 chroni tranzystor złożony $T_1 - T_2$ przed inwersyjną polaryzacją (w czasie podawania sygnału wywołania).



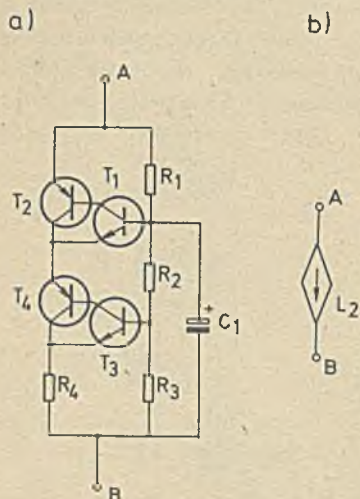
Rys. 5. Układ polaryzujący P
a) schemat ideowy, b) symbol

Układy polaryzujące P (rys. 5), stanowiące typowe tranzystorowe źródło prądu stałego, limitują prąd polaryzujący niskonapięciowe i wysokonapięciowe punkty komutacyjne.

Zespół zasilania wewnętrznego ZZW

Zespół ten składa się z układów polaryzujących L_2 oraz punktów komutacyjnych K_5 i umożliwia polaryzację punktów K_1 pola komutacyjnego PK w czasie trwania połączenia wewnętrznego zwykłego i konferencyjnego oraz polaryzację punktów K_5 podczas przesyłania sygnałów informacyjnych i sygnalizacyjnych.

Układ polaryzujący L_2 (rys. 6) cechuje się podobnie jak układ L_1 małą rezystancją statyczną i dużą dynamiczną.



Rys. 6. Układ polaryzujący L_2
a) schemat ideowy, b) symbol

i częstotliwości 400 Hz jest źródłem sygnałów informacyjnych odbieranych przez obwody rozmowne. Natomiast napięcie otrzymywane na wyjściu transformatora T_{r2} o wartości skutecznej około 70 V i częstotliwości 24 Hz jest źródłem sygnału wywołania, odbieranego przez układ dzwonka aparatu telefonicznego. Połączenie środków uzwojeń transformatorów z zaciskami o stałych potencjałach $U_{Z2} = +30$ V i $U_{Z3} = +70$ V umożliwia polaryzację stałoprądową punktów komutujących sygnał wywołania i sygnał tonowy.

Zespół wyjściowy ZW

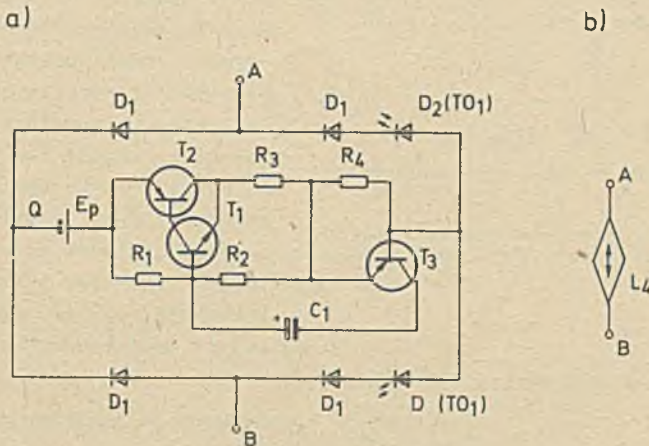
Zespół ten składa się podobnie jak AZL z dwu obwodów stałoprądowych rozdzielonych kondensatorami C_{t2} . Obwód skojarzony z łączem ŁZ umożliwia zamknięcie pętli tego łącza (doprowadzonego z centrali nadrzędnej) za pomocą układu polaryzującego L_4 (rys. 7). Układ L_4 jest układem niebiegunowym i wyłączalnym. Poprzez transoptory (TO) umożliwia on wraz z podzespołem KPZ kontrolę stanu pętli łącza ŁZ. Charakteryzuje się on podobnymi właściwościami małosygnalowymi i stałoprądowymi, co poprzednio omówione układy L_1 , L_2 , L_3 . Tranzystor T_3 służy do odłączenia kondensatora C_1 , gdy przez układ L_4 nie płynie prąd stały I_{L4} , co zapobiega odkształceniu impulsów wybiórczych. Diody D_1 zapewniają właściwą polaryzację układu tranzystorowego i pomocniczego źródła napięcia E_p , a diody D_2 , będące diodami sterującymi transoptorów TO, umożliwiają wykrywanie kierunku przepływu prądu I_{L4} . Źródło napięcia E służy z jednej strony do zasilania obwodów sterowania punktami komutacyjnymi Q, a z drugiej strony do zmniejszenia napięcia U_{L4} przy danym prądzie I_{L4} . Załączenie punktu Q powoduje załączenie układu L_4 , a tym samym zamknięcie pętli łącza ŁZ. Układ DOSZ jest detektorem sygnału wywołania pojawiającego się na łączu ŁZ. Zadaniem układu ochrony łącza zewnętrznego (OZ) jest ochrona łącza ŁZ. Układy polaryzujące L_3 i L_5 , zbu-

Zastosowanie: tranzystorów złożonych pozwala na uniezależnienie dzielnika polaryzującego ich bazy od prądów tych baz. W celu zwiększenia dynamicznej rezystancji bocznikującej rezystor R_1 dla sygnałów fonicznych zastąpiono rezystor emiterowy tranzystora złożonego $T_1 - T_2$ układem opartym na tranzystorze złożonym $T_3 - T_4$.

Zespół generatorów sygnałowych ZGS

Zespół ten składa się z generatora sygnału wywołania (GSW) i generatora sygnału tonowego (GST) oraz z transformatorów dopasowujących T_{r1} i T_{r2} . Napięcie otrzymywane na wyjściu transformatora T_{r1} o wartości skutecznej około 1,5 V

downe podobnie jak opisane wcześniej układy L_1 , umożliwiają zasilanie prądem stałym załączonych punktów komutacyjnych znajdujących się zarówno w zespole ZW, jak i w polu PK. Rezystory R_1 przyłączone za pomocą punktu komutacyjnego H_3 do układów L_2 zapewniają zamknięcie łącza ŁZ rezystancją charakterystyczną w czasie podtrzymywania rozmowy, a rezystory R_2 przyłączone za pomocą punktów K_6 stanowią zamknięcie falowe tego łącza podczas



Rys. 7. Układ polaryzujący L_4
a) schemat ideowy, b) symbol

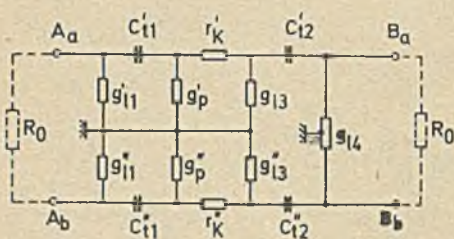
wysyłania do niego sygnału tonowego. Periodyczne włączanie punkt K_6 i wyłączanie H_3 umożliwia odpowiednią modulację sygnału tonowego bez zmiany rezystancji zamykającej łącze ŁZ. Zadaniem punktów H_1 i H_2 jest łączenie układów polaryzujących L_3 i L_5 z dodatnim biegunem źródła napięcia zasilającego $+U_{Z2} = 30$ V. Punkt H_2 jest niskonapięciowym, a punkt H_1 wysokonapięciowym punktem komutacyjnym.

3. Wyznaczanie podstawowych parametrów teletransmisyjnych zewnętrznej drogi rozmównej w oparciu o jej małosygnalowy model zastępczy

Centralka ta będzie współpracować z siecią telefoniczną państwa, więc tym samym jej zewnętrzne drogi rozmówne muszą spełniać wszystkie wymagania nakładane przez CCITT oraz Ministerstwo Łączności na tego typu urządzenia. Dlatego w rozdziale tym dokonano oceny jakości zewnętrznej drogi rozmównej w świetle wymagań, których spełnienie może budzić wątpliwości lub których stopień spełnienia niesie informację o jakości dróg rozmównych.

Wymagania te dotyczą przede wszystkim następujących parametrów:

- tłumienności skutecznej,
- opóźności,
- tłumienności niedopasowania,
- tłumienności asymetrii.



Rys. 8. Małogabarytowy model zastępczy zewnętrznej drogi rozmównej

O wielkości powyższych parametrów w zakresie sygnałów fonicznych decydują rezystancje różniczkowe załączonych punktów komutacyjnych i różniczkowe konduktancje układów polaryzujących, tworzące małosygnałowy model zastępczy drogi rozmównej. Model ten przedstawiono na rys. 8, na którym kółeczkami oznaczono punkt elektrycznie symetryczny względem ziemi, a apostrofami rozróżniono rezystancje (konduktancje) skojarzone z różnymi żyłami dróg rozmównych.

Na rysunku tym przyjęto oznaczenia:

- r_K - rezystancja różniczkowa załączonego punktu komutacyjnego K_1 ,
- $g_p; g'_{11}; g'_{13}; g'_{15}$ - konduktancje różniczkowe źródeł polaryzujących P; $L_1; L_3; L_4$,
- $C_{t1}; C_{t2}$ - pojemność kondensatorów sprzęgających.

Dla wyznaczenia parametrów teletransmisyjnych przyjęto, że rozpatrywana droga rozmówna zamknięta jest standardowymi rezystancjami charakterystycznymi $R_0 = 600 \Omega$.

Tłumienność skuteczna A_s

Dla określenia tłumienności skutecznej A_s zewnętrznej drogi rozmównej skorzystano z definicji tłumności skutecznej Γ_s czwórnika.

Tłumność skuteczna czwórnika Γ_s jest to logarytmiczny stosunek mocy pozornej oddawanej przez źródło sygnału odbiornikowi dopasowanemu do mocy pozornej oddawanej przez źródło odbiornikowi poprzez dany czwórnik. Na podstawie przytoczonej definicji i schematu zastępczego z rysunku 8 otrzymujemy:

$$\Gamma_s = 20 \lg(a + j \frac{b}{\omega}) \quad (1)$$

gdzie:

$$a = 1 + \frac{r'_K + r''_K}{2R_0} + \frac{R_0}{2(r'_B + r''_B)} + \frac{r'_K + r''_K}{2(r'_B + r''_B)} \quad (1.1)$$

$$b = -\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{r'_B + r''_B}\right) \left(\frac{1}{C_{A'}} + \frac{1}{C_{A''}}\right) \frac{1}{2\omega} \quad (1.2)$$

$$\frac{1}{r'_B} = g'_B = g'_{B1} + g'_{15} \quad (1.3)$$

$$\frac{1}{r''_B} = g''_B = g''_{B1} + g''_{15} \quad (1.4)$$

$$g'_{B1} = g'_p + g'_{11} + g'_{13} \quad (1.5)$$

$$g''_{B1} = g''_p + g''_{11} + g''_{13} \quad (1.6)$$

$$\frac{1}{g'_{15}} + \frac{1}{g''_{15}} = \frac{1}{g_{11}} \quad (1.7)$$

$$\frac{1}{C_{A'}} = \frac{1}{C'_{t1}} + \frac{1}{C'_{t2}} \quad (1.8)$$

$$\frac{1}{C_{A''}} = \frac{1}{C''_{t1}} + \frac{1}{C''_{t2}} \quad (1.9)$$

Korzystając z tego, że tłumienność skuteczna A_g jest częścią rzeczywistą tłumności skutecznej, otrzymujemy:

$$A_g = \operatorname{Re} \Gamma_g = 10 \lg \left(a^2 + \frac{b^2}{\omega^2} \right) \quad (2)$$

Opóźność τ

Opóźność τ jest pochodną względem częstotliwości z przesuwności skutecznej stanowiącej część urojoną tłumności skutecznej Γ_g :

$$\tau = \frac{d(\operatorname{Im} \Gamma_g)}{d\omega} \quad (3)$$

Z równań (1) i (3) otrzymujemy:

$$\tau = \frac{-\frac{b}{a}}{\left(\frac{b}{a}\right)^2 + \omega^2} \quad (4)$$

Tłumienność niedopasowania A_{nd}

Tłumienność niedopasowania A_{nd} jest logarytmiczną miarą strat mocy, jakie zachodzą, jeżeli impedancja wejściowa (wyjściowa) czwórnika jest różna od impedancji źródła (odbiornika) sygnału

$$A_{nd} = 20 \lg \left(\frac{R_o + Z_1}{R_o - Z_1} \right) \quad (5)$$

gdzie:

Z_1 - impedancja wejściowa drogi rozmównej widziana ze strony łącza.

Korzystając z definicji tłumienności niedopasowania i schematu zastępczego z rysunku 8 otrzymujemy:

$$A_{nd} = 10 \lg \frac{a^2 + \frac{b^2}{\omega^2 L^2}}{q^2 + \frac{b^2}{\omega^2 L^2}} \quad (6)$$

gdzie:

a, b - określają wzory (1.1), (1.2)

$$a = \frac{R_o}{2(r'_B + r''_B)} - \frac{r'_K + r''_K}{2R_o} + \frac{r'_K + r''_K}{2(r'_B + r''_B)} \quad (6.1)$$

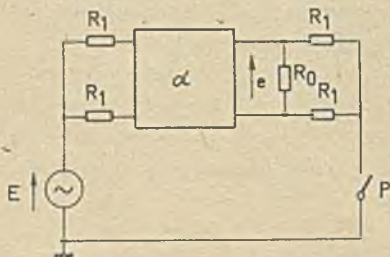
r'_B, r''_B - określają wzory (1.3) ... (1.5).

Tłumienność asymetrii A_a

Tłumienność tę określono w oparciu o zalecenie Q45 (CCITI), zobrazowane rysunkiem 9 i zależnością (7). Przedstawiony na rysunku 9 czwórnik α jest małosygnałowym modelem zastępczym drogi rozmównej z rysunku 8, zaś rezystancja R_1 jest równa połowie rezystancji charakterystycznej:

$$R_1 = \frac{R_o}{2}$$

$$A_a = 20 \lg \left(\frac{E}{e} \right) \quad (7)$$



Rys. 9. Układ do wyznaczenia tłumienności asymetrii

Jak widać z rysunku 9, tłumienność asymetrii A_a zależy od stanu wyłącznika P, dlatego wyznaczono ją przy zamkniętym i otwartym wyłączniku. Przy zamkniętym wyłączniku P tłumienność asymetrii oznaczono przez A_{a1} , a przy otwartym przez A_{a2} .

Z równania (7) i z rysunku 8 i 9 otrzymujemy:

$$A_{s1} = 10 \lg \frac{d_1^2 + \frac{h_1^2}{\omega^2}}{k_1^2 + \frac{1}{\omega^2}} \quad (8)$$

$$A_{s2} = 10 \lg \frac{d_2^2 + \frac{h_2^2}{\omega^2}}{k_2^2 + \frac{1}{\omega^2}} \quad (9)$$

gdzie:

$$d_1 = 3 + \frac{7}{2} \frac{r'_K + r''_K}{R_0} + \frac{5}{8} R_0 (g'_{B1} + g''_{B1}) + R_0 g_{14} \quad (8.1)$$

$$h_1 \approx \frac{7}{2R_0} \left(\frac{1}{C'_A} + \frac{1}{C''_A} \right) \quad (8.2)$$

$$k_1 = \frac{r'_K - r''_K}{R_0} + \frac{R_0}{4} (g'_{B1} - g''_{B1}) + \frac{R'_A G'_{B1}}{2} - \frac{R''_A G''_{B1}}{2} \quad (8.3)$$

$$l_1 = \frac{1}{R_0} \left(\frac{1}{C'_A} - \frac{1}{C''_A} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{G'_{B1}}{C'_A} - \frac{G_{B1}}{C''_A} \right) \quad (8.4)$$

$$d_2 \approx \frac{3}{2} + \frac{r'_K + r''_K}{R_0} + \frac{R_0}{2} (g'_{B1} + g''_{B1}) + \frac{R_0 g_{14}}{2} \quad (9.1)$$

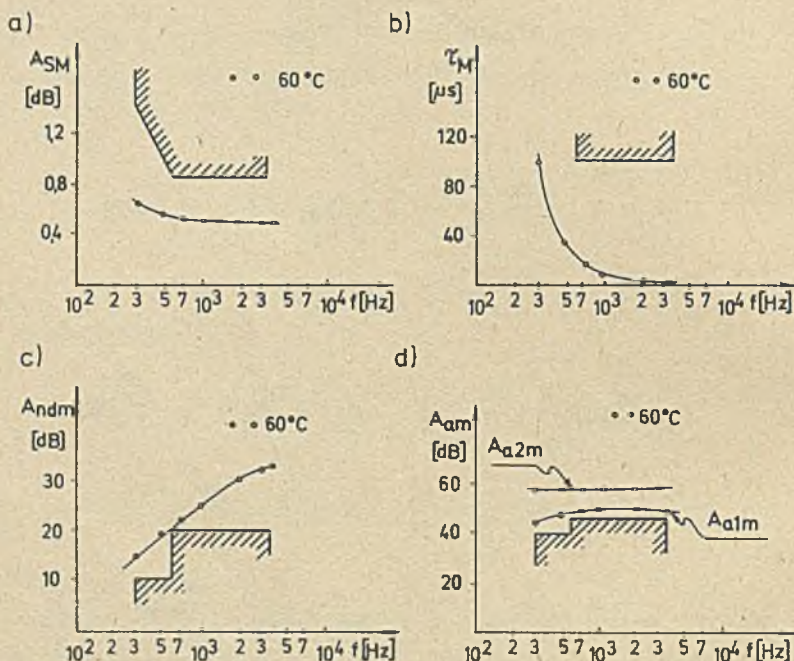
$$h_2 \approx \frac{1}{R_0} \left(\frac{1}{C'_A} + \frac{1}{C''_A} \right) \quad (9.2)$$

$$k_2 = \frac{R_0}{4} (g'_{B1} - g''_{B1}) + \frac{r'_K g_{B1} - r''_K g''_{B1}}{2} \quad (9.3)$$

$$l_2 = -\frac{1}{2} \left(\frac{g_{B1}}{C'_A} - \frac{g''_{B1}}{C''_A} \right) \quad (9.4)$$

Jak widać z zależności (1), (2), (4), (6), (8), (9) o wartości tłumienności A_s , opóźności τ , tłumienności A_{nd} , tłumienności A_B decydują głównie rozrzuty rezystancji r_K i pojemności C_A i konduktancji G_{B1} , G_B oraz temperatura otoczenia.

Biorąc pod uwagę monotoniczną zależność tych parametrów od temperatury otoczenia, wyznaczono najbardziej niekorzystne ich wartości, z punktu widzenia jakości drogi rozmównej w normalnej (25°C) i maksymalnej (60°C) temperaturze otoczenia. Wartości te, tj. maksymalną wartość opóźności (τ_M) minimalną wartość tłumienności niedopasowania A_{ndm} i minimalne wartości tłumienności asymetrii A_{a1m} i A_{a2m} , w temperaturze otoczenia 25°C , 60°C , w zakresie naturalnego pasma telefonicznego (300–3400 Hz) zestawiono z ograniczeniami CCITT na rysunku 10.



Rys. 10. Ekstremalne wartości podstawowych parametrów teletransmisyjnej drogi rozmównej

a) tłumienności skutecznej, b) opóźności, c) tłumienności niedopasowania d) tłumienności asymetrii

4. Wnioski końcowe

Przedstawione rozwiązanie sieci dróg rozmównych jest rozwiązaniem oryginalnym, w którym zastosowano elementy produkcji krajowej. Strukturę SDR zaprojektowano pod kątem możliwości jej realizacji w grubowarstwowej technice hybrydowej, bowiem na rynku krajowym brak jest jakichkolwiek półprzewodnikowych matryc komutacyjnych. Wybór tej techniki podyktowany był możliwościami autorów szybkiej realizacji SDR w tej technice, w której realizacja nawet małych serii jest opłacalna. Zastosowanie tej techniki

Z równania (7) i z rysunku 8 i 9 otrzymujemy:

$$A_{B1} = 10 \lg \frac{d_1^2 + \frac{h_1^2}{\epsilon_1^2}}{k_1^2 + \frac{l_1^2}{\epsilon_1^2}} \quad (8)$$

$$A_{B2} = 10 \lg \frac{d_2^2 + \frac{h_2^2}{\epsilon_2^2}}{k_2^2 + \frac{l_2^2}{\epsilon_2^2}} \quad (9)$$

gdzie:

$$d_1 = 3 + \frac{7}{2} \frac{r'_K + r''_K}{R_0} + \frac{5}{8} R_0 (g'_{B1} + g''_{B1}) + R_0 g_{14} \quad (8.1)$$

$$h_1 \approx \frac{7}{2R_0} \left(\frac{1}{C'_A} + \frac{1}{C''_A} \right) \quad (8.2)$$

$$k_1 = \frac{r'_K - r''_K}{R_0} + \frac{R_0}{4} (g'_{B1} - g''_{B1}) + \frac{R'_A G'_{B1}}{2} - \frac{R''_A G''_{B1}}{2} \quad (8.3)$$

$$l_1 = \frac{1}{R_0} \left(\frac{1}{C'_A} - \frac{1}{C''_A} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{G'_{B1}}{C'_A} - \frac{G_{B1}}{C''_A} \right) \quad (8.4)$$

$$d_2 \approx \frac{3}{2} + \frac{r'_K + r''_K}{R_0} + \frac{R_0}{2} (g'_{B1} + g''_{B1}) + \frac{R_0 g_{14}}{2} \quad (9.1)$$

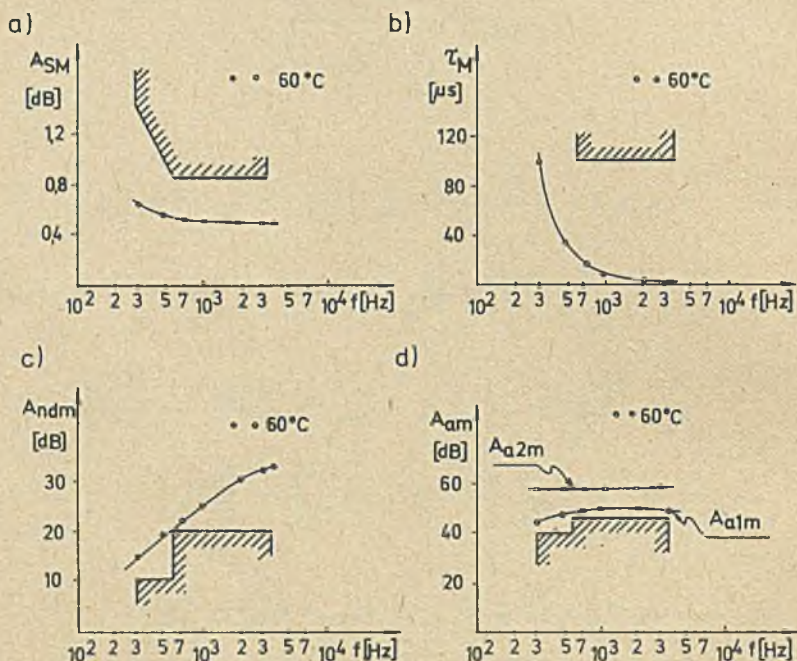
$$h_2 \approx \frac{1}{R_0} \left(\frac{1}{C'_A} + \frac{1}{C''_A} \right) \quad (9.2)$$

$$k_2 = \frac{R_0}{4} (g'_{B1} - g''_{B1}) + \frac{r'_K g_{B1} - r''_K g''_{B1}}{2} \quad (9.3)$$

$$l_2 = -\frac{1}{2} \left(\frac{g'_{B1}}{C'_A} - \frac{g''_{B1}}{C''_A} \right) \quad (9.4)$$

Jak widać z zależności (1), (2), (4), (6), (8), (9) o wartości tłumienności A_B , opóźności τ , tłumienności A_{nd} , tłumienności A_B decydują głównie rozrzuty rezystancji r_K i pojemności C_A i konduktancji G_{B1} , G_B oraz temperatura otoczenia.

Biorąc pod uwagę monotoniczną zależność tych parametrów od temperatury otoczenia, wyznaczono najbardziej niekorzystne ich wartości, z punktu widzenia jakości drogi rozmównej w normalnej (25°C) i maksymalnej (60°C) temperaturze otoczenia. Wartości te, tj. maksymalną wartość opóźności (τ_M) minimalną wartość tłumienności niedopasowania A_{ndm} i minimalne wartości tłumienności asymetrii A_{a1m} i A_{a2m} , w temperaturze otoczenia 25°C , 60°C , w zakresie naturalnego pasma telefonicznego (300–3400 Hz) zestawiono z ograniczeniami CCITT na rysunku 10.



Rys. 10. Ekstremalne wartości podstawowych parametrów teletransmisyjnej drogi rozmównej

a) tłumienności skutecznej, b) opóźności, c) tłumienności niedopasowania
d) tłumienności asymetrii

4. Wnioski końcowe

Przedstawione rozwiązanie sieci dróg rozmównych jest rozwiązaniem oryginalnym, w którym zastosowano elementy produkcji krajowej. Strukturę SDR zaprojektowano pod kątem możliwości jej realizacji w grubowarstwowej technice hybrydowej, bowiem na rynku krajowym brak jest jakichkolwiek półprzewodnikowych matryc komutacyjnych. Wybór tej techniki podyktowany był możliwościami autorów szybkiej realizacji SDR w tej technice, w której realizacja nawet małych serii jest opłacalna. Zastosowanie tej techniki

pozwoiliło na miniaturyzację SDR, znaczne zwiększenie niezawodności przy spełnieniu wymagań CCITT oraz Ministerstwa łączności. Wyznaczone na rysunku 10 charakterystyki podstawowych parametrów teletransmisyjnych, jak również wykonane pomiary kontrolne wykazały możliwość budowy w pełni elektronicznej centrali telefonicznej na elementach krajowych.

LITERATURA

- [1] Gasser L., Széchényi K.: Vollelektronische Raumvielfach-Sprechwege in modernen Nebenstellenanlagen; NTZ 31(1978) nr 10.
- [2] Gasser L., Széchényi K.: Electronic Crosspoints in Space Division Switching Systems; Proc. Internat. Switching Symposium in Munich (1974); Paper No 215 N/1.
- [3] Le Gouguec R.: Technologie des réseaux de connexion spatiale réseaux de connexion à points de croisement électroniques: L'Onde Electronique vol. 53.
- [4] Faigle M., Széchényi K., Van De Ven G., Zauzig J.: Transmission Quality of Unimat PABX's: Electrical Communication Vol. 53, No 4 (1978).

Recenzent: Prof. dr hab. Z. Trybański

Wpłynęło do Redakcji 1.VII.1982 r.

СЕТИ РАЗГОВОРНЫХ ЦЕПЕЙ ЭЛЕКТРОННОГО ТЕЛЕФОННОГО
КОММУТАТОРА МАЛОЙ ЕМКОСТИ

Р е з ю м е

Работа содержит краткое описание сетей разговорных цепей основанных на гибридных толстопленочных микросхемах. Определены основные передаточные параметры, используя малосигнальные эквивалентные схемы разговорных цепей. Таким образом определено: эффективное затухание, задержку, затухание несогласования и затухание асимметрии.

TRANSMISSION PATH NETWORK OF EPABX WITH SMALL CALL NUMBER CAPACITY

S u m m a r y

In the paper the short description of the construction of the hybrid thick-film transmission path network of EPABX with small call number capacity is given. Basic transmission parameters, i.e. transmission loss, group delay distortion, return loss and longitudinal balance, are determined using the small signal equivalent circuit of the transmission path network and are compared with the measured values.