

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VI

ZESZYT 4 (17)

WARSZAWA 1959

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny — *prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz*

Redaktorzy działów:

inż. Aleksy Brodowski, doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski

doc. mgr inż. Lesław Kędzierski

Sekretarz Redakcji — *Edward Tomkiel*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

Instytut Łączności, Warszawa 1959 r. Wydanie I. Nakład 520 egz. Ark. wyd. 7,5. Ark. druk. 5,5/A. Format B5. Papier druk. sat. kl. V, 70 g, 70×100/16. Rękopis oddano do składania 30. IX. 59 r. Podpisano do druku 23. V. 1960 r. Druk ukończono w maju 1960 r. Cena zł 35.—

Drukarnia im. Rewolucji Październikowej. Warszawa, Zam. 1851/59. C-67

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK VI

ZESZYT 4 (17)

WARSZAWA 1959

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. <i>A. Brodowski</i> — Analiza stabilności łącza dwutorowego w przypadku włączenia się obsługi eksploatacyjnej	3
2. <i>J. Kobielski</i> — Projektowanie układów automatycznej regulacji poziomu dla celów teletransmisji	45

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>А. Бродовски</i> — Анализ устойчивости четырехпроводного канала связи в случае присоединения цепей эксплуатационного обслуживания	41
2. <i>Я. Кобельски</i> — Проектирование схем автоматического регулирования уровня для систем проводной связи	85

CONTENTS

1. <i>A. Brodowski</i> — Analysis of the influence of operator's speaking sets on the stability of four — wire circuits	42
2. <i>J. Kobielski</i> — Design of automatic level regulators for transmission systems	85

SOMMAIRE

1. <i>A. Brodowski</i> — Analyse de l'influence des postes d'opératrice sur la stabilité des circuits à quatre fils	42
2. <i>J. Kobielski</i> — Projets de construction des régulateurs automatiques de niveau pour des systèmes de transmission	85

INHALTVERZEICHNIS

1. <i>A. Brodowski</i> — Analyse des Einflusses von Abfrageeinrichtungen auf die Stabilität der Vierdraht-Fernsprechkreise	43
2. <i>J. Kobielski</i> — Entwurf von selbsttätigen Pegelreglern für Weitverkehrrsysteme	86

ALEKSY BRODOWSKI

621.395.44 + 621.395.724

ANALIZA STABILNOŚCI ŁĄCZA DWUTOROWEGO W PRZYPADKU WŁĄCZENIA SIĘ OBSŁUGI EKSPLOATACYJNEJ

Rękopis dostarczono do IL 15.6.1959

W niniejszym artykule opisano analizę stabilności łącza dwutorowego w przypadku równoległego włączenia zespołu nasłuchowo-rozmównego (w centrali telefonicznej lub w innych urządzeniach teletransmisyjnych) do obu kierunków transmisji.

Analizę stabilności łącza przeprowadzono w następujący sposób.

W miejscu włączenia zespołu nasłuchowo-rozmównego podzielono łącze dwutorowe na dwie części. Każda z tych części stanowi pewien czwórnik elektryczny o takich parametrach, które zapewniają dostateczną stabilność, gdy czwórnik te są zamknięte w pierścieniu, tj. tworzą dwutorowe łącze telefoniczne. Zespół nasłuchowo-rozmówny potraktowano również jako czwórnik elektryczny. Wyprowadzono wzory na wypadkowe parametry układu, złożonego z równolegle połączonych dwóch czwórników: czwórnika stanowiącego część łącza dwutorowego i czwórnika stanowiącego zespół nasłuchowo-rozmówny. Określono, jakim warunkom powinien odpowiadać zespół nasłuchowo-rozmówny, aby czwórnik wypadkowy po połączeniu go z drugą częścią łącza nie spowodował obniżenia się stabilności łącza w porównaniu ze stanem, gdy zespół nasłuchowo-rozmówny nie był dołączony do łącza.

W wyniku analizy wyprowadzonych wzorów ustalono, że zespół nasłuchowo-rozmówny może mieć bardzo prosty układ, nie zawierający nawet transformatorów rozgałęźnych.

1. WSTĘP

W nowoczesnych sieciach telefonicznych zestawianie połączeń tranzytowych w centralach międzymiastowych powinno odbywać się w sposób dwutorowy, umożliwiający tworzenie długich łańcuchów łączy telefonicznych. Może to mieć miejsce szczególnie w przypadku połączeń międzynarodowych lub międzykontynentalnych.

W międzymiastowych centralach telefonicznych, zarówno o ruchu ręcznym jak półautomatycznym i pełnoautomatycznym, powstaje więc

zagadnienie włączania się personelu eksploatacyjnego (telefonistki centrali w przypadku ruchu ręcznego i półautomatycznego lub obsługi technicznej — w każdym przypadku) do łącza dwutorowego, tak aby nie zostały naruszone poprawne warunki pracy łącza. Przede wszystkim chodzi głównie o to, aby nie została zachwiana stabilność połączenia, która w przypadku długiego łańcucha łączy może się znajdować na granicy dopuszczalnej wartości.

Zalecenia CCITT przewidują, że stabilność łącza lub zestawu łączy międzymiastowych nie powinna być mniejsza od 0,2 N, gdy rozgałęźniki znajdujące się na końcach takiego łącza lub zestawu są w stanie całkowitego niezrównoważenia (są po stronie jednotorowej otwarte lub zwarte).

Z rozważań nad dwutorowym łączem (lub zestawem łączy dwutorowych) zakończonym na obu stronach rozgałęźnikami wiadomo, że stabilność takiego łącza jest równa jego tłumienności wynikowej:

$$\sigma = A_w \quad (1)$$

Należy przy tym pamiętać, że wartość A_w nie jest nominalną wartością tłumienności wynikowej, lecz wartością występującą w danej chwili, a więc uwzględniającą wszystkie odchylenia od wartości nominalnej, jakim ona (ta wartość nominalna) może podlegać.

W przypadku całkowitego niezrównoważenia łańcucha łączy na obu jego końcach (na rys. 1 zaciski rozgałęźników R_1 i R_n po stronie jednotorowej są zwarte lub otwarte), co może mieć miejsce w czasie dokonywania połączenia międzymiastowego, stabilność takiego łańcucha wyrazi się wzorem:

$$\sigma_0 = \frac{A_{r1} + A_{rn}}{2} + A_{nk} - \Sigma 1 A_w \text{ [N]} \quad (2)$$

gdzie:

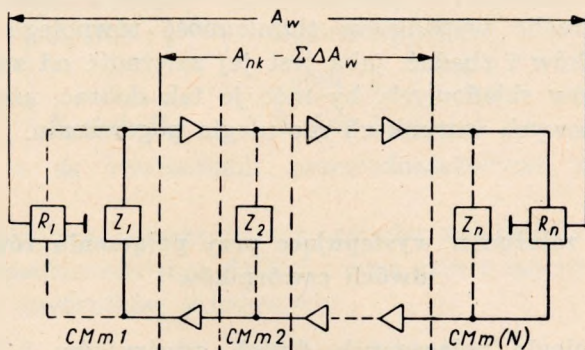
- A_{r1} — tłumienność wzdłużna rozgałęźnika jednej stacji końcowej;
- A_{rn} — tłumienność wzdłużna rozgałęźnika drugiej stacji końcowej;
- A_{nk} — tłumienność nominalna jednego kanału telefonicznego od jednej do drugiej stacji końcowej, mierzona po stronie dwutorowej rozgałęźników;
- $\Sigma 1 A_w$ — suma wszystkich odchyłek od nominalnej wartości tłumienności wynikowej zestawu łączy.

Ponieważ w rozpatrywanym przypadku $A_{r1} = A_{rn} = A_r = 0,8 \text{ N}$, to stabilność przy obustronnym niezrównoważeniu łańcucha łączy będzie:

$$\sigma_0 = A_r + A_{nk} - \Sigma 1 A_w = 0,8 + A_{nk} - \Sigma 1 A_w \text{ [N]} \quad (3)$$

Włączenie się obsługi eksploatacyjnej do łącza dwutorowego (zestawu łączy) może mieć miejsce w następujących przypadkach (rys. 1):

a) gdy sam zespół nasłuchowo-rozmówny (Z_1) stanowi zamknięcie łącza dwutorowego na jednej ze stacji końcowych (np. gdy telefonistka rozmawia z telefonistką lub abonentem stacji przeciwległej, albo też telefonistka dokonuje połączenia z abonentem stacji przeciwległej na drodze automatycznej);



Rys. 1. Uproszczony schemat zestawu łączy dwutorowych

b) gdy zespół nasłuchowo-rozmówny (Z_n) jest włączony równolegle do łącza na jednej ze stacji końcowych (np. gdy telefonistka na stacji końcowej włącza się do rozmowy połączonych ze sobą abonentów);

c) gdy zespół nasłuchowo-rozmówny (Z_2) jest włączony równolegle do łącza na stacji przelotowej (tranzystowej).

W pierwszym przypadku do utrzymania żądanej stabilności wystarczy, aby tłumienność zespołu nasłuchowo-rozmównego nie była mniejsza od tłumienności wzdłużnej rozgałęźnika końcowego, co wynika ze wzoru (3), jeżeli zamiast rozgałęźnika dołączymy do obu torów zespół nasłuchowo-rozmówny. Dwa pozostałe przypadki wymagają szczegółowego rozpatrzenia.

2. WŁĄCZENIE ZESPOŁU NASŁUCHOWO-ROZMÓWNEGO DO ŁĄCZA DWUTOROWEGO NA STACJI KOŃCOWEJ

2.1. Wyjaśnienia wstępne

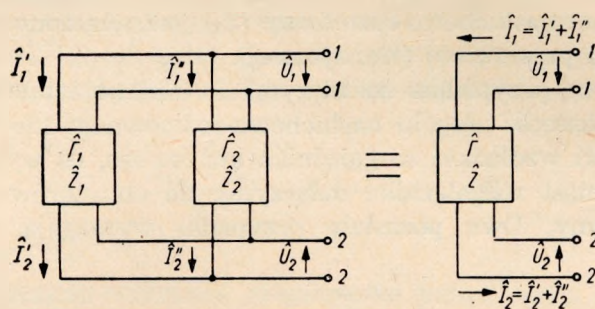
Równoległe dołączenie zespołu nasłuchowo-rozmównego do łącza dwutorowego w centrali końcowej można traktować jako włączenie między oba kierunki toru czwórnika biernego o pewnej tłumienności i oporności falowej. Z drugiej strony — rozgałęźnik końcowy rozpatrywany od

strony zacisków, którymi jest dołączony do obu kierunków transmisji, stanowi również pewien czwórnik bierny o określonej tłumienności i oporności falowej. Zarówno rozgałęźnik jak i zespół nasłuchowo-rozmówny są oporowo dopasowane do oporności wejściowych torów łączących centralę międzymiastową ze wzmacniakiem końcowym łącza dwutorowego. Przez dołączenie do łącza zespołu nasłuchowo-rozmównego tworzy się więc układ dwóch równolegle połączonych czwórników o opornościach falowych w przybliżeniu równych i rzeczywistych. Należy zatem określić wypadkową tłumienność równolegle połączonych dwóch czwórników i zbadać, jaka jest jej zależność od zmian tłumienności czwórników składowych, by móc je tak dobrać, ażeby stabilność połączenia w nowych warunkach nie uległa pogorszeniu.

2.2. Ogólne zależności występujące przy połączeniu równoległym dwóch czwórników

Układ równolegle połączonych dwóch czwórników i jego schemat zastępczy jest przedstawiony na rys. 2.

Przyjmujemy, że czworniki w zakresie przenoszonych częstotliwości są czwórnikami oporowo i energetycznie symetrycznymi, tzn. oporności



Rys. 2. Równoległe połączenie czwórników biernych

falowe pierwotne i wtórne każdego z nich są sobie równe, a także oba czworniki przenoszą energię jednakowo w jednym i drugim kierunku¹⁾.

Równanie macierzowe czwornika pierwszego można przedstawić w postaci:

¹⁾ Rozpatrywane czworniki są czwórnikami biernymi, nie zawierają bowiem wewnętrznych źródeł energii.

$$\begin{Bmatrix} \hat{I}'_1 \\ \hat{I}'_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \frac{\cosh \hat{I}_1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1}; & -\frac{1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} \\ \frac{1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1}; & -\frac{\cosh \hat{I}_1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{Bmatrix} = \|Y'\| \begin{Bmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{Bmatrix} \quad (4)$$

a takie same równanie czwórnika drugiego — w postaci:

$$\begin{Bmatrix} \hat{I}''_1 \\ \hat{I}''_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \frac{\cosh \hat{I}_2}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}; & -\frac{1}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2} \\ \frac{1}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}; & -\frac{\cosh \hat{I}_2}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{Bmatrix} = \|Y''\| \begin{Bmatrix} \hat{U}_1 \\ \hat{U}_2 \end{Bmatrix} \quad (5)$$

Równania te są równaniami przewodnościowymi rozpatrywanych czwórników.

Przy równoległym połączeniu czwórników macierz przewodnościowa czwórnika wypadkowego (rys. 2) jest równa sumie macierzy przewodnościowych obu czwórników składowych:

$$\begin{aligned} \|Y\| &= \|Y'\| + \|Y''\| = \\ &= \begin{Bmatrix} \frac{\cosh \hat{I}_1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{\cosh \hat{I}_2}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}; & -\left(\frac{1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}\right) \\ \frac{1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}; & -\left(\frac{\cosh \hat{I}_1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{\cosh \hat{I}_2}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}\right) \end{Bmatrix} = \\ &= \begin{Bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

Tamowność czwórnika jest związana z elementami macierzy przewodnościowej następującą zależnością:

$$\cosh \hat{I} = -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} \quad (7)$$

Możemy więc określić funkcję $\cosh \hat{I}$ czwórnika zastępczego, podstawiając na miejsce Y_{22} i Y_{21} rozwinięte elementy macierzy (6):

$$\begin{aligned} \cosh \hat{I} &= -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} = \frac{\frac{\cosh \hat{I}_1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{\cosh \hat{I}_2}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}}{\frac{1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}} = \\ &= \frac{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1 \cosh \hat{I}_2 + \hat{Z}_2 \cosh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1 + \hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2} \end{aligned} \quad (8)$$

Korzystając z zależności funkcji hiperbolicznych:

$$e^{\hat{\Gamma}} = \cosh \hat{\Gamma} + \sinh \hat{\Gamma}$$

oraz

$$\sinh \hat{\Gamma} = \sqrt{\cosh^2 \hat{\Gamma} - 1}$$

określamy wypadkową tamowność falową równolegle połączonych czwórników:

$$\begin{aligned} \hat{\Gamma} = \ln & \left[\frac{\hat{Z}_1 \sinh \hat{\Gamma}_1 \cosh \hat{\Gamma}_2 + \hat{Z}_2 \cosh \hat{\Gamma}_1 \sinh \hat{\Gamma}_2}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{\Gamma}_1 + \hat{Z}_2 \sinh \hat{\Gamma}_2} + \right. \\ & \left. + \sqrt{\left(\frac{\hat{Z}_1 \sinh \hat{\Gamma}_1 \cosh \hat{\Gamma}_2 + \hat{Z}_2 \cosh \hat{\Gamma}_1 \sinh \hat{\Gamma}_2}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{\Gamma}_1 + \hat{Z}_2 \sinh \hat{\Gamma}_2} \right)^2 - 1} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Falową oporność wypadkową czwórnika zastępczego oblicza się ze wzoru:

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{1}{Y_{12} Y_{21} - Y_{11} Y_{22}}} \quad (10)$$

Po podstawieniu rozwiniętych elementów macierzy (6) do równania (10) otrzymamy:

$$Z = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\cosh \hat{\Gamma}_1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{\Gamma}_1} + \frac{\cosh \hat{\Gamma}_2}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{\Gamma}_2} \right)^2 - \left(\frac{1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{\Gamma}_1} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{\Gamma}_2} \right)^2}} \quad (11)$$

2.3. Analiza układu połączonych równolegle czwórników, gdy $\hat{Z}_1 = \hat{Z}_2$

W centralach telefonicznych, a także w innych urządzeniach teletransmisyjnych, oporności wejściowe transformatorów rozgałęźnych i zespołów nasłuchowo-rozmównych są w zakresie przenoszonych częstotliwości możliwie zbliżone do siebie i zbliżone także do wartości rzeczywistych. W celu uproszczenia rozważań przyjmujemy, że oporności te są sobie równe. Wówczas wzór (8), określający tamowność falową czwórnika wypadkowego, przyjmie postać:

$$\cosh \hat{\Gamma} = \frac{\sinh \hat{\Gamma}_1 \cosh \hat{\Gamma}_2 + \cosh \hat{\Gamma}_1 \sinh \hat{\Gamma}_2}{\sinh \hat{\Gamma}_1 + \sinh \hat{\Gamma}_2} \quad (12)$$

¹⁾ Wzór (8), określający nie bezpośrednio tamowność $\hat{\Gamma}$, jak to daje wzór (9), lecz funkcję $\cosh \hat{\Gamma}$, jest wygodniejszy do analizy, dlatego też w dalszych rozważaniach posłużymy się tym właśnie wzorem.

Wprowadzamy nowe oznaczenie:

$$\hat{\Gamma}_2 = \hat{\Gamma}_1 + \Delta\hat{\Gamma}_1 \quad (13)$$

gdzie $\Delta\hat{\Gamma}_1$ jest różnicą geometryczną pomiędzy tamownościami falowymi czwórników składowych, a następnie po dokonaniu odpowiednich przekształceń otrzymamy nową postać wzoru (12):

$$\cosh \hat{\Gamma} = \cosh \hat{\Gamma}_1 + \sinh \hat{\Gamma}_1 \tanh \frac{\Delta\hat{\Gamma}_1}{2} \quad (14)$$

Ponieważ $\hat{\Gamma}$, $\hat{\Gamma}_1$ i $\Delta\hat{\Gamma}_1$ są wielkościami zespolonymi:

$$\hat{\Gamma} = A + jB$$

$$\hat{\Gamma}_1 = A_1 + jB_1$$

$$\Delta\hat{\Gamma}_1 = \Delta A_1 + j\Delta B_1$$

w równaniu (14) można wyodrębnić części rzeczywiste i urojone obu stron równania, korzystając ze wzorów na funkcje hiperboliczne wielkości zespolonych. Otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} & \cosh A \cos B + j \sinh A \sin B = \cosh A_1 \cos B_1 + \\ & + \frac{\sinh A_1 \cos B_1 \tanh \frac{\Delta A_1}{2} \left(1 + \tanh^2 \frac{\Delta B_1}{2} \right)}{1 + \tanh^2 \frac{\Delta A_1}{2} \tanh^2 \frac{\Delta B_1}{2}} - \\ & - \frac{\cosh A_1 \sin B_1 \tanh \frac{\Delta B_1}{2} \left(1 - \tanh^2 \frac{\Delta A_1}{2} \right)}{1 + \tanh^2 \frac{\Delta A_1}{2} \tanh^2 \frac{\Delta B_1}{2}} + \\ & + j \left[\sinh A_1 \sin B_1 + \frac{\cosh A_1 \sin B_1 \tanh \frac{\Delta A_1}{2} \left(1 + \tanh^2 \frac{\Delta B_1}{2} \right)}{1 + \tanh^2 \frac{\Delta A_1}{2} \tanh^2 \frac{\Delta B_1}{2}} + \right. \\ & \left. + \frac{\sinh A_1 \cos B_1 \tanh \frac{\Delta B_1}{2} \left(1 - \tanh^2 \frac{\Delta A_1}{2} \right)}{1 + \tanh^2 \frac{\Delta A_1}{2} \tanh^2 \frac{\Delta B_1}{2}} \right] \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Jeżeli oznaczymy część rzeczywistą prawej strony równania (15) przez R , a część urojoną przez I , otrzymamy uproszczoną postać tego równania:

$$\cosh A \cos B + j \sinh A \sin B = R + jI \quad (16)$$

albo

$$\cosh A \cos B = R \quad (17)$$

$$\sinh A \sin B = I \quad (18)$$

skąd po dokonaniu odpowiednich przekształceń otrzymamy ogólne rozwiązanie tych równań:

$$A = \frac{\operatorname{arcosh} [R^2 + I^2 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2}]}{2} \quad (19)$$

oraz

$$B = \frac{\arccos [R^2 + I^2 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2}]}{2} \quad (20)$$

Stwierdzamy, że zarówno tłumienność wypadkowa A , jak też przesuwność wypadkowa B są funkcjami R i I , które z kolei są funkcjami czterech zmiennych: A_1 , B_1 , ΔA_1 i ΔB_1 (patrz równanie 15). Można więc to zapisać:

$$A = f(A_1, B_1, \Delta A_1, \Delta B_1)$$

$$B = \varphi(A_1, B_1, \Delta A_1, \Delta B_1)$$

Rezygnując z ogólnego rozwiązania wzorów (19) i (20), rozpatrzmy kilka przypadków szczególnych.

W pierwszym przypadku zakładamy, że $B_1 = \Delta B_1 = 0$, a więc mamy do czynienia z czwórnikami nie przesuwającymi faz, np. z tłumikami oporowymi. Równania (17) i (18) sprowadzą się wtedy do prostej postaci (po podstawieniu zamiast R i I odpowiednich wyrażeń z równania 15):

$$\cosh A \cos B = \cosh A_1 + \sinh A_1 \operatorname{tgh} \frac{\Delta A_1}{2} \quad (21)$$

$$\sinh A \sin B = 0 \quad (22)$$

Aby równanie (22) było zawsze spełnione, musi być $\sin B = 0$, a więc:

$$B = \pm n\pi$$

gdzie $n = 0, 1, 2, \dots$

Wobec tego równanie (21) sprowadzi się do postaci:

$$\cosh A = \cosh A_1 + \sinh A_1 \operatorname{tgh} \frac{\Delta A_1}{2} \quad (23)$$

Analizując ten wzór dostrzegamy, że wartość $\cosh A$ będzie większa od wartości $\cosh A_1$ o składnik $\sinh A_1 \operatorname{tgh} \frac{\Delta A_1}{2}$, który dla $\Delta A_1 > 0$ jest zawsze większy od zera. Zatem i tłumienność wypadkowa falowa dwóch

połączonych równolegle czwórników biernych w rozpatrywanym przypadku będzie zawsze większa od tłumienności A_1 , tj. od tłumienności czwórnika o mniejszej tłumienności.

Jeżeli $\Delta A_1 = 0$, tj. gdy oba czwórniki składowe są jednakowe, tłumienność wypadkowa falowa jest równa tłumienności A_1 , a więc jest taka sama, jak tłumienność każdego z czwórników składowych.

Wzór (23) można przedstawić w nieco innej formie:

$$\cosh A - \cosh A_1 = \sinh A_1 \operatorname{tgh} \frac{\Delta A_1}{2} \quad (24)$$

z której można wywnioskować, że również różnica między tłumiennością wypadkową A a tłumiennością A_1 czwórnika o mniejszej tłumienności będzie pewną funkcją przyrostu tłumienności ΔA_1 i funkcją tłumienności A_1 . Można to napisać:

$$\Delta A = A - A_1 = F(\Delta A_1, A_1) \quad (25)$$

Oznacza to, że różnica (przyrost) tłumienności pomiędzy wypadkową tłumiennością równolegle połączonych czwórników a tłumiennością czwórnika o mniejszej tłumienności jest funkcją przyrostu tłumienności drugiego czwórnika w stosunku do czwórnika pierwszego oraz funkcją tłumienności pierwszego czwórnika.

Wykres tej funkcji dla różnych wartości A_1 jest przedstawiony na rys. 3. Należy zauważyć, że przy wzroście ΔA_1 funkcja ΔA dąży do wartości $\ln 2$, tj. do wartości $0,69 \text{ N}^1$). Dążenie to jest tym szybsze, im większa jest wartość A_1 . Wynika stąd wniosek, że przy równoległym połączeniu czwórników, gdy $\hat{Z}_1 = \hat{Z}_2$ oraz $B_1 = B_2 = 0$, maksymalna tłumienność wypadkowa układu może być większa tylko o $0,69 \text{ N}$ od wartości tłumienności czwórnika o mniejszym tłumieniu.

Jako drugi przypadek szczególny rozpatrzmy wzór (15), gdy $\Delta A_1 = 0$ oraz $\Delta B_1 = 0$, a więc tłumienności obu czwórników są jednakowe, a zmienia się natomiast tylko przesuwność falowa, jednakowo w obu czwórnikach. Posłużymy się wzorem (14), który w tym przypadku uprości się do postaci:

$$\cosh \hat{r} = \cosh \hat{r}_1 \quad (26)$$

¹⁾ Gdy $\Delta A_1 \rightarrow \infty$, to $\operatorname{tgh} \frac{\Delta A_1}{2}$ dąży do jedności. Wówczas wzór (23) będzie miał postać:

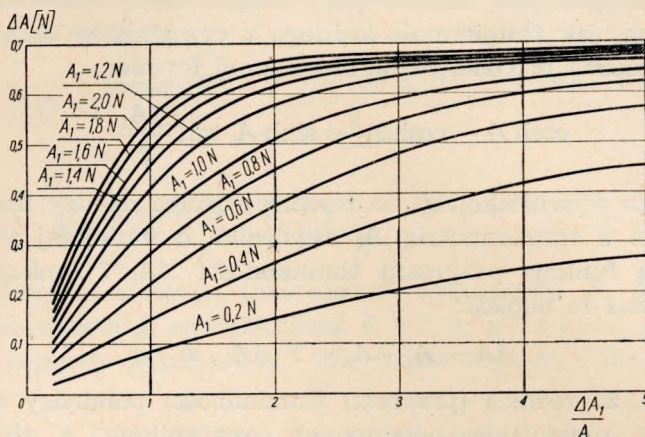
$$\cosh A = \cosh A_1 + \sinh A_1 = e^{A_1}$$

skąd otrzymujemy:

$$e^A + e^{-A} = 2 e^{A_1}$$

Przy dużych wartościach A_1 mamy: $e^A \approx 2e^{A_1}$, a po zlogarytmowaniu otrzymamy: $\Delta A = A - A_1 \approx \ln 2$.

z czego bezpośrednio wynika, że wypadkowa tłumoność falowa jest równa tłumoności falowej każdego z czwórników składowych. Zatem falowa tłumienność wypadkowa i falowa przesuwność wypadkowa są takie same jak tłumienności i przesuwności czwórników składowych.



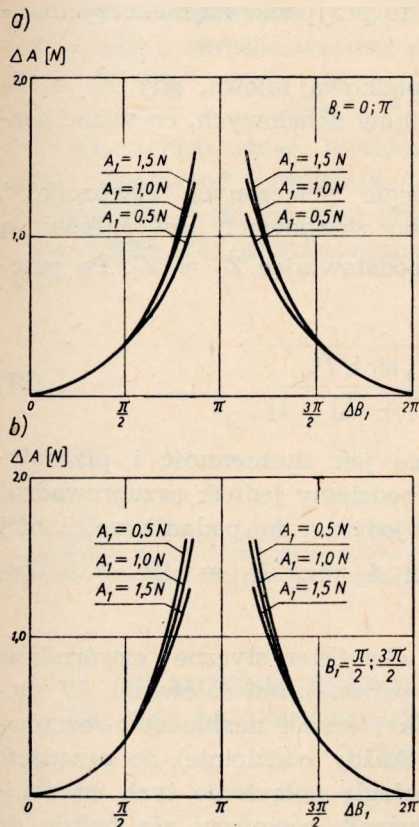
Rys. 3. Wykres zależności $\Delta A = f\left(\frac{\Delta A_1}{A}\right)$ dla różnych wartości A_1

Dalszą analizę wzorów na określenie tłumienności wypadkowej przy zmianie innych parametrów sprowadzimy do podania kilku wykresów dla różnicy tłumienności $\Delta A = A - A_1$ w zależności od zmian A_1 , B_1 , ΔA_1 i ΔB_1 . Wykresy te sporządzono wykorzystując wzór (19).

Rysunek 4 przedstawia zależność ΔA od ΔB_1 dla różnych wartości A_1 i dla różnych wartości B_1 . Oba czwórniki mają jednakową tłumienność. Widzimy, że tłumienność wypadkowa jest zawsze większa od tłumienności każdego z czwórników, z wyjątkiem punktów, gdzie $\Delta B_1 = 0; 2\pi$ (ogólnie $2k\pi$), w których tłumienność wypadkowa jest równa tłumienności czwórników składowych. W punktach, gdzie $\Delta B_1 = (2k - 1)\pi$, tłumienność osiąga bardzo duże wartości (teoretycznie nieskończoność) wskutek tego, że w tych punktach następuje przesunięcie faz napięć na wyjściu obu czwórników o wartość π .

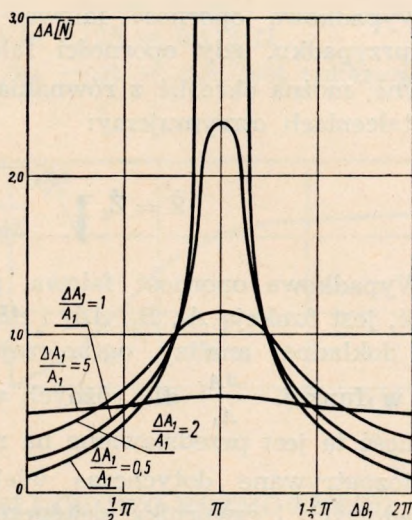
Na rysunku 5 przedstawione są wykresy obrazujące zależność ΔA od zmian przesuwności falowej jednego z czwórników dla różnych wartości stosunku $\frac{\Delta A_1}{A_1}$. Tu również widzimy, że najmniejsza wartość A przypada w punktach $\Delta B_1 = 0; 2\pi$ (ogólnie $2k\pi$).

Z przeprowadzonej analizy wynika, że najmniejsza tłumienność wypadkowa przy połączeniu równoległym dwóch czwórników występuje wtedy, gdy przesuwności tych czwórników są jednakowe (lub różniące



Rys. 4. Wykres zależności $\Delta A = f(\Delta B_1)$ dla różnych wartości A_1 : a) przy $B_1 = 0; \pi$

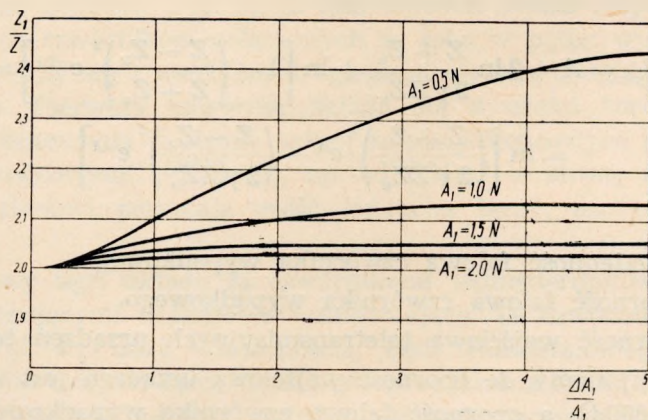
b) przy $B_1 = \frac{\pi}{2}; \frac{3\pi}{2}$



Rys. 5. Wykres zależności $\Delta A = f(\Delta B_1)$

dla różnych wartości $\frac{\Delta A_1}{A_1}$ przy

$A_1 = 0.5 \text{ N}$ i $B_1 = 0$



Rys. 6. Wykres zależności $\frac{Z_1}{Z} = f\left(\frac{\Delta A_1}{A_1}\right)$ dla różnych wartości A_1

się od siebie o wartość $2k\pi$). Będą więc to przypadki najniekorzystniejsze z punktu widzenia stabilności łącza.

Należy zauważyć, że tłumienność wypadkowa falowa, gdy $\hat{Z}_1 = \hat{Z}_2$ nie zależy od oporności falowych czwórników składowych, co widać bezpośrednio ze wzorów (19) i (15).

Wypadkową oporność falową równolegle połączonych czwórników, w przypadku, gdy oporności falowe obu składowych czwórników są równe, można określić z równania (11) podstawiając $\hat{Z}_2 = \hat{Z}_1$. Po przekształceniach otrzymujemy:

$$\hat{Z} = \hat{Z}_1 \sqrt{\frac{\sinh \hat{r}_1 \sinh \hat{r}_2}{2[\cosh(\hat{r}_1 + \hat{r}_2) - 1]}} \quad (27)$$

Wypadkowa oporność falowa, podobnie jak tłumienność i przesuwność, jest funkcją A_1 , B_1 , ΔA_1 i ΔB_1 , nie będziemy jednak przeprowadzać jej dokładnej analizy, ograniczając się jedynie do podania zależności $\frac{Z_1}{Z}$ w funkcji $\frac{\Delta A_1}{A_1}$ dla różnych wartości A_1 przy $B_1 = \Delta B_1 = 0$. Zależność ta jest przedstawiona na rys. 6.

Rozpatrywane dotychczas wielkości charakterystyczne czwórników składowych i czwórnika zastępczego są parametrami falowymi. W rzeczywistości można uważać, że rozgałęźnik i zespół nasłuchowo-rozmówny są w zasadzie dopasowane oporowo (każdy oddzielnie) do urządzeń, z którymi są połączone. Jednakże równoległe połączenie tych czwórników zmieni warunki dopasowania i czwórnik zastępczy nie będzie do tych urządzeń dopasowany. Należy wówczas posłużyć się nie tłumiennością falową czwórnika zastępczego, lecz jego tłumiennością skuteczną. Ta tłumienność wyrazi się wzorem:

$$\begin{aligned} A_{sk} &= A + 2 \ln \frac{Z + Z_u}{2\sqrt{ZZ_u}} + \ln \left[1 - \left(\frac{Z - Z_u}{Z + Z_u} \right)^2 e^{-2A} \right] = \\ &= \ln \left[\left(\frac{Z + Z_u}{2\sqrt{ZZ_u}} \right)^2 e^A - \left(\frac{Z - Z_u}{2\sqrt{ZZ_u}} \right)^2 e^{-A} \right] \end{aligned} \quad (28)$$

gdzie:

A — tłumienność falowa czwórnika wypadkowego,

Z — oporność falowa czwórnika wypadkowego,

Z_u — oporność wejściowa teletransmisyjnych urządzeń torowych.

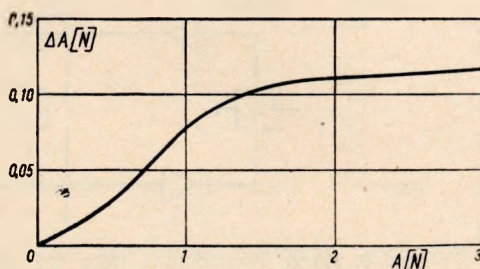
Jeżeli przyjmiemy, że oporność wejściowa urządzeń jest w przybliżeniu równa 600Ω , a oporność falowa czwórnika wypadkowego niewiele się różni od $0,5 Z_u$ (zakładamy, że oba czwórniki składowe, tj. rozgałęźnik i zespół nasłuchowo-rozmówny są oporowo dopasowane do urzą-

dzeń teletransmisyjnych), to tłumienność skuteczną czwórnika zastępczego można określić wzorem przybliżonym:

$$A_{sk} \approx \ln(1,125 e^A - 0,125 e^{-A}) \quad (29)$$

Z tego wzoru widać, że tłumienność skuteczna w tym przypadku jest nieco większa od tłumienności falowej, a różnica między nimi zbliża się ze wzrostem A do wartości granicznej $\ln 1,125 = 0,118$ N.

Zależność (29), przedstawiona jako $A_{sk} - A = \Delta A$, jest pokazana na rys. 7.



Rys. 7. Różnica między tłumiennością skuteczną a tłumiennością falową w funkcji tłumienności falowej czwórnika

3. WŁĄCZENIE ZESPOŁU NASŁUCHOWO-ROZMÓWNEGO DO ŁĄCZA DWUTOROWEGO NA STACJI PRZELOTOWEJ (TRANZYTOWEJ)

3.1. Wyjaśnienia wstępne

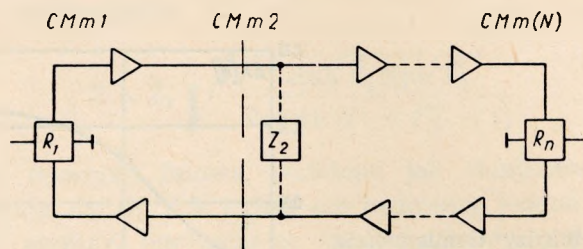
Jeżeli przez łańcuch łączy dwutorowych przeprowadzimy w dowolnym miejscu linię podziału (rys. 8), to taki łańcuch można rozpatrywać jako układ dwóch czwórników połączonych ze sobą w pętlę: wyjście jednego czwórnika łączy się z wejściem drugiego, a wyjście drugiego z wejściem pierwszego. Pierwszy czwórnik składa się z części torów obu kierunków przenoszenia w stronę jednej ze stacji końcowych (wraz z urządzeniami końcowymi tej stacji), np. od $CMm2$ w stronę $CMm1$; drugi czwórnik stanowi pozostała część łańcucha łączy, np. od $CMm2$ do $CMm(N)$.

Oba człony tego układu są czwórnikami jednokierunkowo przenoszącymi zawierającymi urządzenia wzmacniające. Te czwórniki mogą charakteryzować się bądź wzmocnością, bądź tłumiennością zależnie od tego, w jakim miejscu łącza będzie przeprowadzona linia podziału.

Rozpatrywany układ jest stabilny wskutek narzuconego wymagania na stabilność łącza dwutorowego, o czym była mowa w p. 1. Z tego faktu wynika od razu, że oba czwórniki układu nie mogą jednocześnie

charakteryzować się wzmocnością, jak również i to, że gdy jeden z czwórników daje wzmocnienie, to drugi czwórnik musi wprowadzać tłumienie, którego wartość powinna być większa od wartości bezwzględnej wzmocności pierwszego czwórnika co najmniej o $0,4 N$ ($2 \sigma_{min}$). W pewnych przypadkach oba czwórniki mogą charakteryzować się tłumiennością.

Jeżeli na stacji przelotowej, np. w $CMm2$, dołączymy równolegle do łącza zespół nasłuchowo-rozmówny, to taki nowy układ możemy trak-



Rys. 8. Łącze dwutorowe jako łańcuch czwórników połączonych w pętlę

tować w dalszym ciągu jak układ połączonych w pętlę dwóch czwórników, z tym że jeden z nich pozostaje bez zmiany, drugi zaś jest układem dwóch równolegle połączonych czwórników: czwórnika jednokierunkowo przenoszącego (część łącza teletransmisyjnego w kierunku jednej ze stacji końcowych) i czwórnika biernego (zespół nasłuchowo-rozmówny). Połączenie równoległe dwóch czwórników możemy traktować jako jeden czwórnik wypadkowy o nowych wypadkowych parametrach. Należy zatem określić te parametry i zbadać ich wpływ na stabilność układu (łącza).

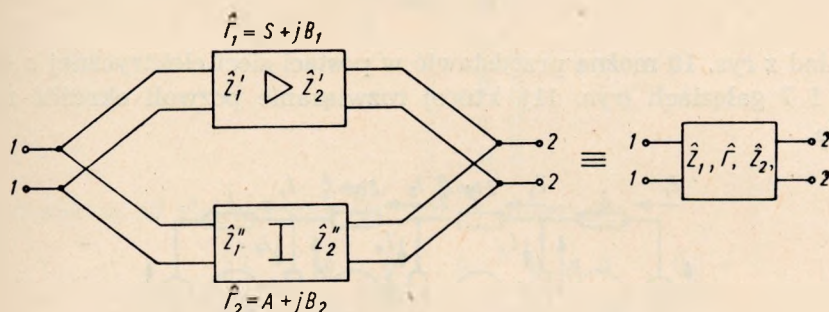
3.2. Analiza układu równoległego połączenia czwórnika jednokierunkowo przenoszącego z czwórnikiem biernym

Układ równolegle połączonych czwórników — jednokierunkowo przenoszącego i czwórnika biernego — jest przedstawiony na rys. 9, przy czym oba czwórniki podane są w postaci najbardziej ogólnej. Rezygnujemy jednakże z rozwiązania ogólnego przez wprowadzenie pewnych założeń, charakteryzujących pracę układu w warunkach rzeczywistych. Założenia te są następujące.

Przyjmujemy, że oporność wejściowa i wyjściowa czwórnika jednokierunkowo przenoszącego oraz oporność falowa pierwotna i wtórna czwórnika biernego są sobie równe i są rzeczywiste ($\hat{Z}'_1 = \hat{Z}'_2 = \hat{Z}''_1 = \hat{Z}''_2 = Z$). Aby przeprowadzić analizę układu przy najniekorzystniejszych

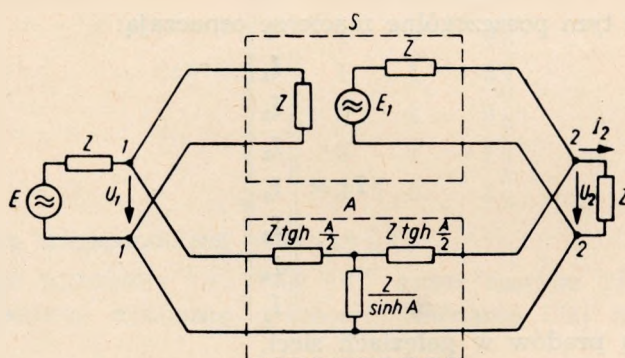
warunkach, zakładamy również, że oba czwórniki nie przesuwają faz (tj. $B_1 = B_2 = 0$), bądź przesuwają fazy o wielokrotności 2π .

Powyższe założenia pozwalają na przedstawienie układu z rys. 9 w postaci podanej na rys. 10. W rozpatrywanym przypadku jest to typowy



Rys. 9. Układ równolegle połączonych czwórników: czynnego i biernego.

układ o dodatnim sprzężeniu zwrotnym, ponieważ napięcie wyjściowe układu jest doprowadzone do wejścia układu w fazie zgodnej z napięciem wejściowym.



Rys. 10. Schemat zastępczy równolegle połączonych czwórników: jednokierunkowo przenoszącego i biernego

Wzmocność skuteczna układu wyrazi się wzorem:

$$S_{sk} = \frac{1}{2} \ln \frac{U_2 I_2}{U_0 I_0} \quad (30)$$

gdzie:

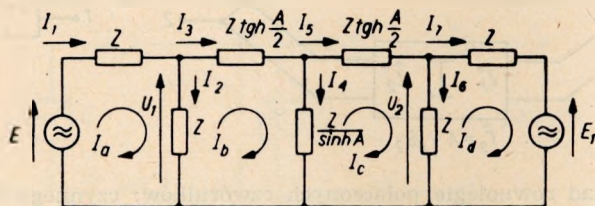
$U_2 I_2$ — moc wydzielona na oporności obciążenia,

$U_0 I_0$ — moc odniesienia wydzielona w przypadku zamknięcia generatora na oporność dopasowania.

Ponieważ $I_2 = \frac{U_2}{Z}$, $I_0 = \frac{U_0}{Z}$ oraz $U_0 = \frac{E}{2}$, wzór (30) przybierze postać:

$$S_{sk} = \ln \frac{2U_2}{E} \quad (31)$$

Układ z rys. 10 można przedstawić w postaci sieci elektrycznej o 4 oczkach i 7 gałęziach (rys. 11), której rozwiązanie pozwoli określić napięcie U_2 .



Rys. 11. Sieć elektryczna układu przedstawionego na rys. 10

Ogólne rozwiązanie sieci podanej na rys. 11 ma postać:

$$\|I\| = \|s\|' \{ \|s\| \|Z\| \|s\|' \}^{-1} \|s\| \|E\| \quad (32)$$

We wzorze tym poszczególne macierze oznaczają:

$$\|I\| = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \end{bmatrix} \quad (33)$$

jest macierzą prądów w gałęziach sieci,

$$\|Z\| = \begin{bmatrix} Z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z \tanh \frac{A}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{Z}{\sinh A} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z \tanh \frac{A}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z \end{bmatrix} \quad (34)$$

jest macierzą oporności w gałęziach,

$$\|E\| = \begin{pmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -E_1 \end{pmatrix} \quad (35)$$

jest macierzą sił elektromotorycznych w gałęziach,

$$\|s\| = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (36)$$

jest macierzą strukturalną sieci — i wreszcie

$$\|s\|' = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (37)$$

jest macierzą transponowaną macierzy $\|s\|$.

Oznaczając wyrażenie $\|s\| \|Z\| \|s\|'$ przez macierz $\|Z_c\|$, którą nazywamy macierzą cykliczną oporności, równanie (32) można napisać prościej:

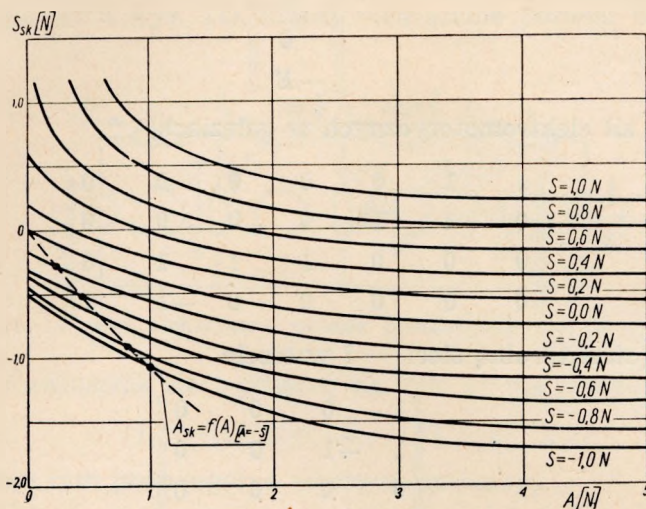
$$\|I\| = \|s\|' \|Z_c\|^{-1} \|s\| \|E\| \quad (38)$$

Po przeprowadzeniu kolejnych czynności mnożenia macierzy w tym równaniu wyznaczamy napięcie U_2 , a następnie podstawiając otrzymane wyrażenie do równania (31) dostajemy:

$$S_{sk} = \ln 2 \frac{5 \sinh A + 4 \cosh A - 2 e^S + 2 e^S (2 \sinh A + \cosh A)^2}{(5 \sinh A + 4 \cosh A) (5 \sinh A + 4 \cosh A - 2 e^S)} \quad (39)$$

Zależność wzmacności skutecznej S_{sk} od wzmacności S czwórnika jednokierunkowo przenoszącego i tłumienności A czwórnika biernego, przedstawiona równaniem (39), jest pokazana na rys. 12.

Analiza zależności (39) jest dość kłopotliwa, poprzestaniemy więc tylko na zbadaniu wykresów tej zależności. Wprowadzimy również pewne ograniczenie polegające na rozpatrzeniu krzywych z rys. 12 tylko dla $S < 0$. Z warunków na zachowanie stabilności łącza dwutorowego wynika bowiem (patrz p. 3. 1), że przynajmniej jeden z czwórników pętlowego połączenia (rys. 8) musi wykazywać tłumienność. W celu stwier-



Rys. 12. Zależność wypadkowej wzmocności skutecznej S_{sk} od tłumienności czwórnika biernego A przy różnych wartościach wzmocności S czwórnika jednokierunkowo przenoszącego i przy jednakowych przesuwnościach obu czwórników

dzenia wpływu przyłączenia do łącza zespołu nasłuchowo-rozmównego wystarczy więc rozpatrzyć równoległe połączenie zespołu nasłuchowo-rozmównego z tą częścią łącza, która wykazuje tłumienność. Będzie to zatem przypadek odnoszący się do zakresu zależności (39) dla $S < 0$.

Obszar funkcji (39) podzielimy na dwie części rozgraniczone linią przedstawiającą funkcję (39) przy warunku $A = -S$ (linia przerywana na rys. 12). Zakładając więc $A = -S$ i wprowadzając $A_{sk} = -S_{sk}$ (ponieważ oba czwórniki składowe charakteryzują się tłumiennością, wygodniej jest operować tłumiennością wypadkową układu niż wzmocnością), przekształcamy wzór (39) i otrzymujemy:

$$A_{sk} = A + \ln \frac{9 e^{2A} - 5}{4(2 e^{2A} - 1)} \quad (40)$$

Z powyższego wzoru widać, że tłumienność czwórnika zastępczego, gdy oba czwórniki mają jednakową tłumienność, może być wyrażona przez sumę, na którą składa się wartość tłumienności każdego z czwórników składowych oraz pewna wartość reprezentowana przez drugi

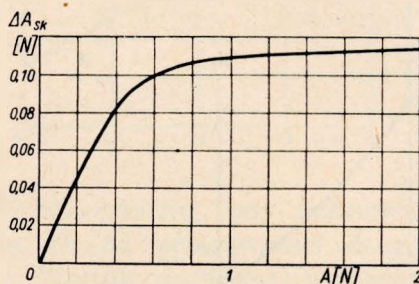
składnik prawej strony równania (40). Ten składnik jest zawsze większy od zera, gdy $A > 0$.

Wzór (40) można przekształcić następująco:

$$\Delta A_{sk} = A_{sk} - A = \ln \frac{9e^{2A} - 5}{4(2e^{2A} - 1)} = f(A) \quad (41)$$

Zależność ta jest wykreślona na rys. 13. W granicznym przypadku, gdy $A \rightarrow \infty$, przyrost tłumienności skutecznej ΔA_{sk} dąży do wartości 0,118 N.

Z powyższych rozważań wynika, że tłumienność wypadkowa, gdy $A = -S$, tj. gdy oba czwórniki składowe mają jednakową wartość



Rys. 13. Zależność przyrostu tłumienności skutecznej czwórnika zastępczego od tłumienności czwórników składowych

tłumienności, jest zawsze większa od tłumienności czwórników składowych. Możemy to napisać w postaci nierówności:

$$A_{sk} > -S_{[A = -S]} \quad (42)$$

Ponieważ funkcja (39), jak wynika z wykresów na rys. 12, dla wszystkich wartości S jest funkcją malejącą, wobec tego dla każdej wartości A i S , również gdy $A > -S$, tłumienność wypadkowa będzie większa od wartości $-S$. Napiszemy to jako nierówność:

$$A_{sk} > -S_{[A > -S]} \quad (43)$$

Ten warunek jest przedstawiony na rys. 14. Wartości wypadkowej tłumienności skutecznej na prawo od punktu P są zawsze większe od wartości A_{1sk} , a tym bardziej od wartości $A_1 = -S_1$.

Z wklęsłego charakteru przebiegu funkcji (39) wynika, że przy $A < -S$ tłumienność wypadkowa jest zawsze większa od wartości A , co można napisać:

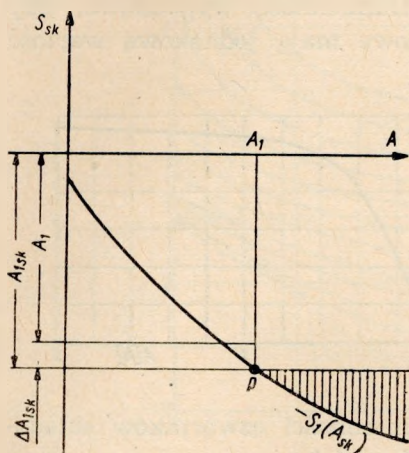
$$A_{sk} > A_{[A < -S]} \quad (44)$$

Przedstawiono to graficznie na rys. 15 (punkty leżące na lewo od P).

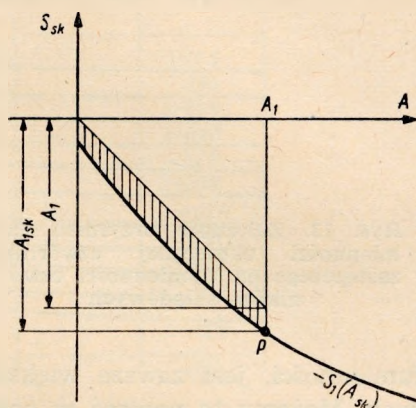
Zestawiając wnioski wyrażone nierównościami (42), (43) i (44) możemy stwierdzić ogólnie, że tłumienność wypadkowa dwóch równolegle

połączonych czwórników, z których jeden jest czwórnikiem biernym, drugi zaś czwórnikiem jednokierunkowo przenoszącym charakteryzującym się tłumiennością, jest zawsze większa od tłumienności każdego z czwórników składowych.

Należy zauważyć, że w miarę zwiększania wartości tłumienności czwórnika biernego różnica między wypadkową tłumiennością skuteczną a tłumiennością czwórnika jednokierunkowo przenoszącego zbliża się do wartości 0,811 N, co wynika z odpowiedniego przekształcenia wzoru (39) przy poszukiwaniu granicznych wartości A_{sk} , gdy $A \rightarrow \infty$.



Rys. 14. Wykres zależności $S_{sk} = f(A)$ potwierdzający słuszność nierówności (43)



Rys. 15. Wykres zależności $S_{sk} = f(A)$ potwierdzający słuszność nierówności (44)

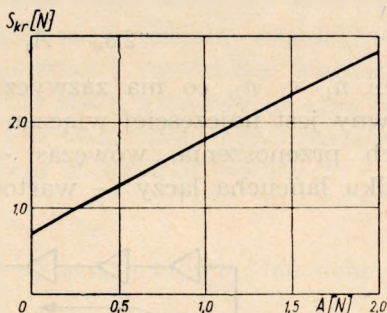
Nie będziemy analizować dokładnie przypadku gdy $S > 0$, gdyż do wyciągnięcia wniosków, odnoszących się do zagadnienia przyłączania zespołu nasłuchowo-rozmównego do łącza na stacji przelotowej, wystarczyło przeprowadzone poprzednio rozumowanie. Wypadkową tłumienność (lub wzmocność, gdyż czwórnik wypadkowy może także wykazywać wzmocność) można określić z wykresów rys. 12.

Należy jednak zwrócić uwagę, że dla tego przypadku istnieją pewne krytyczne wartości wzmocności czwórnika jednokierunkowo przenoszącego, których przekroczenie wywołuje wzbudzenie się układu i powstanie oscylacji. Następuje to wtedy, gdy układ osiąga (teoretycznie) wzmocnienie nieskończenie duże. Te krytyczne wartości wzmocności czwórnika jednokierunkowo przenoszącego można określić z wyrażenia (39), kiedy mianownik jego staje się zerem. Z tego warunku wynika, że wzmocność krytyczna wynosi:

$$S_{kr} = \ln \frac{9e^A - e^{-A}}{4} \quad (45)$$

Zależność ta jest przedstawiona graficznie na rys. 16.

Wszystkie dotychczasowe rozważania były prowadzone w założeniu, że mamy do czynienia z układem nie przesuwającym faz. Dla takiego układu tłumienność wypadkowa czwórnik zastępczego jest najmniejsza, a więc jest to układ najniekorzystniejszy z punktu widzenia stabilności łącza. We wszystkich innych przypadkach tłumienność wypadkowa



Rys. 16. Zależność wzmocności krytycznej czwórnika jednokierunkowo przenoszącego od tłumienności czwórnik biernego

wa będzie większa i osiągnie wartość maksymalną, gdy przesuwność jednego z czwórników będzie różniła się od przesuwności drugiego z czwórników składowych o wartość π . Wartość skutecznej wzmocności (lub tłumienności) zastępczej układu można wtedy obliczyć posługując się wzorem:

$$S_{sk} = \ln 2 \frac{5 \sinh A + 4 \cosh A + 2 e^S - 2 e^S (2 \sinh A + \cosh A)^2}{(5 \sinh A + 4 \cosh A)(5 \sinh A + 4 \cosh A + 2 e^S)} \quad (46)$$

Można zauważyć, że nie występuje w tym przypadku wzmocność krytyczna, która mogłaby spowodować powstanie oscylacji w układzie, bowiem mianownik wyrażenia (46) nie osiąga nigdy wartości zerowej.

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Przeprowadzone poprzednio rozważania wykazują, że stabilność łącza dwutorowego przy równoległym przyłączeniu do niego na stacji końcowej zespołu nasłuchowo-rozmównego nie będzie obniżona, gdy tłumienność tego zespołu jest co najmniej równa lub większa od tłumienności wzdłużnej rozgałęźnika końcowego, tj. $A_z \geq A_{R_n}$.

W przypadku przyłączenia zespołu nasłuchowo-rozmównego do łącza na stacji przelotowej tłumienność tego zespołu będzie zależeć od miejsca, w jakim zespół jest przyłączany.

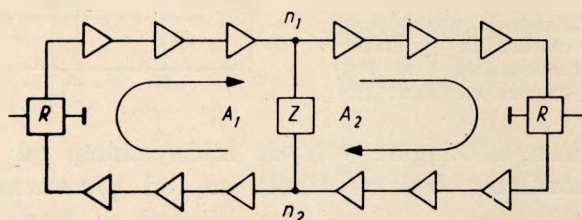
Rozpatrzmy kilka przypadków przyłączania zespołu nasłuchowo-rozmównego na stacji przelotowej.

Uproszczony schemat łączy dwutorowego jest przedstawiony na rys. 17. Na rysunku tym A_1 i A_2 oznaczają tłumienności (lub wzmacności) czwórników czynnych, jakimi są części łączy w stronę stacji końcowych, a n_1 i n_2 oznaczają poziomy względne panujące w punktach dołączenia zespołu nasłuchowo-rozmównego.

Warunek na stabilność łączy dwutorowego wymaga, aby najmniejsza wartość sumy $A_1 + A_2$ wynosiła 0,4 N:

$$2 \sigma_0 = A_1 + A_2 = 0,4 \text{ N} \quad (47)$$

Jeżeli $n_1 = n_2$, co ma zazwyczaj miejsce, gdyż zespół nasłuchowo-rozmówny jest najczęściej włączany między punkty o jednakowych poziomach przenoszenia, wówczas — w przypadku włączenia zespołu w środku łańcucha łączy — wartości A_1 i A_2 będą sobie równe i będą



Rys. 17. Uproszczony schemat łączy dwutorowego

wynosić po 0,2 N. Wtedy tłumienność zespołu nasłuchowo-rozmównego, zgodnie z rozważaniami w p. 3. 2, nie powinna być mniejsza od 0,2 N¹⁾ W miarę przesuwania się miejsca włączenia zespołu, np. w stronę lewej stacji końcowej (rys. 17), tłumienność A_1 będzie rosła²⁾, natomiast tłumienność A_2 będzie malała. W krańcowym przypadku, gdy zespół nasłuchowo-rozmówny włączymy na stacji końcowej, tłumienność A_1 będzie równa tłumienności wzdłużnej rozgałęźnika. Najniekorzystniejszy zatem stan istnieje na stacji końcowej, dla której warunki na tłumienność zespołu nasłuchowo-rozmównego były już określone w p. 2. 3. Wynika stąd wniosek, że zespół nasłuchowo-rozmówny obliczony dla stacji końcowej może być zastosowany na każdej stacji przelotowej, jeżeli będziemy go włączać w punkty o jednakowych poziomach.

Jeżeli $n_1 > n_2$, to tłumienność A_1 zmniejszy się o wartość różnicy $n_1 - n_2$, a o taką samą wartość powiększy się tłumienność A_2 (warunek

1) Pomijamy w tym przypadku niewielką różnicę między tłumiennością wypadkową a tłumiennością A_1 , jaka wynika ze wzoru (40).

2) Przy tworzeniu łańcucha łączy dwutorowych odchyłki od tłumienności nominalnej łączy sumują się, prowadząc — w przypadku sumowania odchyłek ujemnych każdego z odcinków łańcucha — do zmniejszenia łącznej tłumienności wynikowej łańcucha. W wyniku tego, w miarę przesuwania punktów włączenia zespołu nasłuchowo-rozmównego, np. w kierunku prawej stacji końcowej, wartość A_1 będzie malała.

(47) powinien być zawsze spełniony). Tłumienność zespołu nasłuchowo-rozmównego powinna być w tym przypadku powiększona również o wartość różnicy $n_1 - n_2$, aby stabilność łańcucha łączy nie była zmieniona.

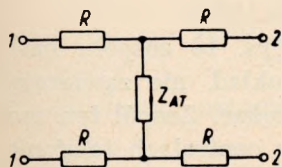
Jeżeli $n_1 < n_2$, to nastąpi powiększenie tłumienności A_1 , a zmniejszenie tłumienności A_2 . Jak w poprzednim przypadku, tłumienność zespołu nasłuchowo-rozmównego powinna być powiększona o wartość różnicy $n_2 - n_1$.

Ogólnie biorąc, aby określić tłumienność zespołu nasłuchowo-rozmównego należy znać wartość tłumienności¹⁾ czwórnika, stanowiącego część łańcucha łączy w stronę jednej ze stacji końcowych, oraz różnicę poziomów między punktami włączenia zespołu nasłuchowo-rozmównego. Tłumienność tego zespołu możemy zatem obliczyć ze wzoru:

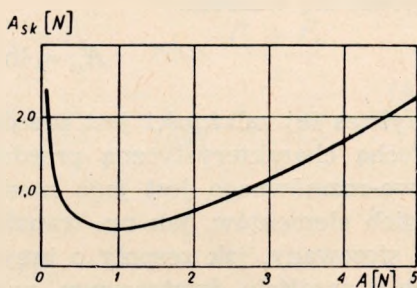
$$A_z = A + |n_1 - n_2| \quad (48)$$

gdzie A — tłumienność czwórnika będącego częścią łańcucha łączy w stronę jednej ze stacji końcowych.

Przeprowadzona analiza pozwala również stwierdzić, że stosowanie specjalnych układów lampowych lub tranzystorowych w zespołach na-



Rys. 18. Uproszczony schemat zespołu nasłuchowo-rozmównego



Rys. 19. Zależność tłumienności skutecznej zespołu nasłuchowo-rozmównego (rys. 18) od jego tłumienności wzdłużnej

słuchowo-rozmównych, w celu znacznego zwiększenia tłumienności tych zespołów, jest niecelowe. Powiększanie bowiem tłumienności zespołu nasłuchowo-rozmównego, włączonego na stacji końcowej, zwiększa w przypadku granicznym tłumienność wypadkową tylko o 0,69 N w porównaniu z tłumiennością wzdłużną rozgałęźnika, a na stacji przelotowej tłumienność wypadkowa zostaje powiększona o 0,811 N w stosunku do tłumienności czwórnika stanowiącego część łańcucha łączy.

¹⁾ A nie wzmocności, gdyż rozważania w p. 3.2 prowadziliśmy dla czwórnika czynnego, charakteryzującego się tłumieniem. Jeżeli jedna z części łańcucha charakteryzuje się wzmocnieniem, to druga na pewno będzie wykazywać tłumienie (warunek 47). Wówczas do obliczeń bierzemy tę drugą część łańcucha łączy.

Wykorzystując wnioski z przeprowadzonej analizy można zaproponować układ zespołu nasłuchowo-rozmównego przedstawiony na rys. 18. Oporność poprzeczną układu stanowi aparat telefoniczny.

Układ ten powinien być obustronnie dopasowany do oporności torów teletransmisyjnych i powinien mieć w zakresie częstotliwości 300 ÷ 3400 Hz tłumienność wzdłużną odpowiadającą wymaganiom związanym z miejscem przyłączenia zespołu do łącza dwutorowego.

Oporności R i Z_{AT} układu można obliczyć z następujących wzorów:

$$R = \frac{Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2}}{2} \quad (49)$$

$$Z_{AT} = \frac{Z}{\sinh A} \quad (50)$$

gdzie:

Z — oporność falowa układu (zwykle $Z = 600 \Omega$),

A — tłumienność falowa układu między parami zacisków 1—1 i 2—2.

Tłumienność skuteczna układu między zaciskami wejściowymi układu a aparatem telefonicznym AT zależy od tłumienności falowej układu i wyraża się wzorem:

$$A_{sk} = \ln \frac{1 + e^A}{2 \sqrt{\sinh A}} \quad (51)$$

Wykres tej zależności jest przedstawiony na rys. 19.

Cechą charakterystyczną przedstawionego na rys. 18 zespołu nasłuchowo-rozmównego jest jego nieskomplikowany układ, nie zawierający drogich elementów, jak np. transformatory rozgałęźne. Zespół ten może być stosowany, jak zespoły o innych układach, w centralach telefonicznych o przejściu dwutorowym, w urządzeniach końcowych telefonii naturalnej i nośnej, w stojakach wzmacniaków przelotowych telefonii naturalnej, w łącznicach probierczych i urządzeniach pomiarowych, w urządzeniach łączności służbowej i wszędzie tam, gdzie konieczne jest włączenie się obsługi eksploatacyjnej do obu kierunków transmisji dwutorowego łącza telefonicznego.

5. DODATEK

5.1. Wyprowadzenie wzoru (14)

Dany jest wzór (12):

$$\cosh \hat{\Gamma} = \frac{\sinh \hat{\Gamma}_1 \cosh \hat{\Gamma}_2 + \cosh \hat{\Gamma}_1 \sinh \hat{\Gamma}_2}{\sinh \hat{\Gamma}_1 + \sinh \hat{\Gamma}_2}$$

Licznik tego wzoru przekształcamy, korzystając z zależności:

$$\sinh \hat{I}_1 \cosh \hat{I}_2 + \cosh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2 = \sinh (\hat{I}_1 + \hat{I}_2) \quad (\text{A1})$$

mianownik zaś zgodnie ze wzorem:

$$\sinh \hat{I}_1 + \sinh \hat{I}_2 = 2 \sinh \frac{\hat{I}_1 + \hat{I}_2}{2} \cosh \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_2}{2} \quad (\text{A2})$$

Otrzymujemy:

$$\cosh \hat{I} = \frac{\sinh (\hat{I}_1 + \hat{I}_2)}{2 \sinh \frac{\hat{I}_1 + \hat{I}_2}{2} \cosh \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_2}{2}} \quad (\text{A3})$$

Przekształcamy w dalszym ciągu licznik, przyjmując, że:

$$\sinh (\hat{I}_1 + \hat{I}_2) = 2 \sinh \frac{\hat{I}_1 + \hat{I}_2}{2} \cosh \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_2}{2} \quad (\text{A4})$$

w wyniku czego otrzymujemy:

$$\cosh \hat{I} = \frac{2 \sinh \frac{\hat{I}_1 + \hat{I}_2}{2} \cosh \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_2}{2}}{2 \sinh \frac{\hat{I}_1 + \hat{I}_2}{2} \cosh \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_2}{2}} = \frac{\cosh \frac{\hat{I}_1 + \hat{I}_2}{2}}{\cosh \frac{\hat{I}_1 - \hat{I}_2}{2}} \quad (\text{A5})$$

Wprowadzamy oznaczenie (13):

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_1 + \Delta \hat{I}_1$$

co daje nam dalszą postać wzoru (A5):

$$\cosh \hat{I} = \frac{\cosh \left(\hat{I}_1 + \frac{\Delta \hat{I}_1}{2} \right)}{\cosh \left(-\frac{\Delta \hat{I}_1}{2} \right)} \quad (\text{A6})$$

Korzystamy następnie z zależności:

$$\cosh \left(\hat{I}_1 + \frac{\Delta \hat{I}_1}{2} \right) = \cosh \hat{I}_1 \cosh \frac{\Delta \hat{I}_1}{2} + \sinh \hat{I}_1 \sinh \frac{\Delta \hat{I}_1}{2} \quad (\text{A7})$$

oraz

$$\cosh \left(-\frac{\Delta \hat{I}_1}{2} \right) = \cosh \frac{\Delta \hat{I}_1}{2} \quad (\text{A8})$$

i doprowadzamy wzór (12) do ostatecznej postaci:

$$\begin{aligned}\cosh \hat{I} &= \frac{\cosh \hat{I}_1 \cosh \frac{\Delta \hat{I}_1}{2} + \sinh \hat{I}_1 \sinh \frac{\Delta \hat{I}_1}{2}}{\cosh \frac{\Delta \hat{I}_1}{2}} = \\ &= \cosh \hat{I}_1 + \sinh \hat{I}_1 \operatorname{tgh} \frac{\Delta \hat{I}_1}{2}\end{aligned}$$

5.2. Wyprowadzenie wzorów (19) i (20)

Dany jest układ równań (17) i (18):

$$\cosh A \cos B = R$$

$$\sinh A \sin B = I$$

Wyznaczamy z niego:

$$\cos B = \frac{R}{\cosh A} \quad (\text{A9})$$

oraz

$$\sin B = \frac{I}{\sinh A} \quad (\text{A10})$$

Podnosimy obie strony tych równań do kwadratu i dodajemy stronami:

$$1 = \frac{R^2}{\cosh^2 A} + \frac{I^2}{\sinh^2 A} \quad (\text{A11})$$

skąd otrzymujemy:

$$\cosh^2 A \sinh^2 A = R^2 \sinh^2 A + I^2 \cosh^2 A \quad (\text{A12})$$

Wiedząc, że

$$\sinh^2 A = \cosh^2 A - 1 \quad (\text{A13})$$

otrzymujemy dalej:

$$\cosh^2 A (\cosh^2 A - 1) = R^2 (\cosh^2 A - 1) + I^2 \cosh^2 A$$

i rozwiązujemy względem $\cosh^2 A$:

$$\cosh^2 A = \frac{R^2 + I^2 + 1 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2}}{2} \quad (\text{A14})$$

skąd otrzymujemy:

$$2 \cosh^2 A - 1 = R^2 + I^2 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2} \quad (\text{A15})$$

Podstawiając zależność

$$2 \cosh^2 A - 1 = \cosh 2A \quad (\text{A16})$$

i rozwiązując względem A otrzymujemy wzór (19):

$$A = \frac{\operatorname{arcosh}[R^2 + I^2 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2}]}{2}$$

W podobny sposób postępujemy przy wyprowadzeniu wzoru (20). Z układu równań (17) i (18) wyznaczamy:

$$\cosh A = \frac{R}{\cos B} \quad (\text{A17})$$

oraz

$$\sinh A = \frac{I}{\sin B} \quad (\text{A18})$$

Podnosimy obie strony tych równań do kwadratu i odejmujemy stronami

$$1 = \frac{R^2}{\cos^2 B} - \frac{I^2}{\sin^2 B} \quad (\text{A19})$$

skąd otrzymujemy:

$$\cos^2 B \sin^2 B = R^2 \sin^2 B - I^2 \cos^2 B \quad (\text{A20})$$

Wykorzystując zależność

$$\sin^2 B = 1 - \cos^2 B \quad (\text{A21})$$

i podstawiając ją do równania poprzedniego, dostajemy:

$$\cos^2 B (1 - \cos^2 B) = R^2 (1 - \cos^2 B) - I^2 \cos^2 B \quad (\text{A22})$$

z czego po rozwiązaniu względem $\cos^2 B$ otrzymujemy:

$$\cos^2 B = \frac{R^2 + I^2 + 1 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2}}{2} \quad (\text{A23})$$

a następnie:

$$2 \cos^2 B - 1 = R^2 + I^2 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2} \quad (\text{A24})$$

Wykorzystując zależność

$$2 \cos^2 B - 1 = \cos 2B \quad (\text{A25})$$

i rozwiązując względem B otrzymujemy ostatecznie wzór (20):

$$B = \frac{\arccos[R^2 + I^2 \pm \sqrt{(R^2 + I^2 + 1)^2 - 4R^2}]}{2}$$

5.3. Wyprowadzenie wzoru (27)

Dany jest wzór (11):

$$\hat{Z} = \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\cosh \hat{I}_1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{\cosh \hat{I}_2}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}\right)^2 - \left(\frac{1}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1} + \frac{1}{\hat{Z}_2 \sinh \hat{I}_2}\right)^2}}$$

Przyjmujemy, że $\hat{Z}_1 = \hat{Z}_2$ i dokonujemy kolejnych przekształceń:

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{\cosh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2 + \sinh \hat{I}_1 \cosh \hat{I}_2}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2}\right)^2 - \left(\frac{\sinh \hat{I}_1 + \sinh \hat{I}_2}{\hat{Z}_1 \sinh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2}\right)^2}} = \\ &= \hat{Z}_1 \sqrt{\frac{\sinh^2 \hat{I}_1 \sinh^2 \hat{I}_2}{(\cosh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2 + \sinh \hat{I}_1 \cosh \hat{I}_2)^2 - (\sinh \hat{I}_1 + \sinh \hat{I}_2)^2}} \end{aligned}$$

Składniki mianownika podnosimy do kwadratu i grupujemy odpowiednio wyrazy, po czym otrzymujemy:

$$\hat{Z} = \hat{Z}_1 \sqrt{\frac{\sinh^2 \hat{I}_1 \sinh^2 \hat{I}_2}{(\cosh^2 \hat{I}_1 - 1) \sinh^2 \hat{I}_2 + (\cosh^2 \hat{I}_2 - 1) \sinh^2 \hat{I}_1 + 2(\cosh \hat{I}_1 \cosh \hat{I}_2 - 1) \sinh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2}}$$

Korzystając z przekształceń:

$$\cosh^2 \hat{I}_1 - 1 = \sinh^2 \hat{I}_1 \quad \text{ i } \quad \cosh^2 \hat{I}_2 - 1 = \sinh^2 \hat{I}_2$$

upraszczamy otrzymany wzór dalej, do jego ostatecznej postaci:

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= \hat{Z}_1 \sqrt{\frac{\sinh^2 \hat{I}_1 \sinh^2 \hat{I}_2}{2 \sinh^2 \hat{I}_1 \sinh^2 \hat{I}_2 + 2(\cosh \hat{I}_1 \cosh \hat{I}_2 - 1) \sinh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2}} = \\ &= \hat{Z}_1 \sqrt{\frac{\sinh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2}{2(\sinh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2 + \cosh \hat{I}_1 \cosh \hat{I}_2 - 1)}} = \\ &= \hat{Z}_1 \sqrt{\frac{\sinh \hat{I}_1 \sinh \hat{I}_2}{2[\cosh(\hat{I}_1 + \hat{I}_2) - 1]}} \end{aligned}$$

5.4. Uzasadnienie wzoru (32)

Prądy cykliczne (oczkowe) $\|I_c\|$ sieci elektrycznej są związane z prądami w gałęziach sieci $\|I\|$ zależnością:

$$\|I_c\| = \{ \|s\|' \}^{-1} \|I\| \quad (\text{A26})$$

a siły elektromotoryczne cykliczne $\|E_c\|$ z siłami elektromotorycznymi w gałęziach $\|E\|$ zależnością:

$$\|E_c\| = \|s\| \|E\| \quad (\text{A27})$$

wreszcie macierz cykliczna oporności $\|Z_c\|$ jest związana z macierzą oporności w gałęziach $\|Z\|$ zależnością:

$$\|Z_c\| = \|s\| \|Z\| \|s\|' \quad (\text{A28})$$

Wychodząc z prawa Kirchhoffa:

$$\|Z_c\| \|I_c\| = \|E_c\| \quad (\text{A29})$$

mamy

$$\|I_c\| = \|Z_c\|^{-1} \|E_c\| \quad (\text{A30})$$

Po podstawieniu do tego równania wyrażeń ze wzorów (A26), (A27) i (A28) dostajemy:

$$\{ \|s\|' \}^{-1} \|I\| = \{ \|s\| \|Z\| \|s\|' \}^{-1} \|s\| \|E\| \quad (\text{A31})$$

skąd otrzymujemy ostatecznie (32):

$$\|I\| = \|s\|' \{ \|s\| \|Z\| \|s\|' \}^{-1} \|s\| \|E\|$$

5.5. Wyprowadzenie wzoru (39)

Wychodzimy z ogólnego równania macierzowego (32):

$$\|I\| = \|s\|' \{ \|s\| \|Z\| \|s\|' \}^{-1} \|s\| \|E\|$$

Określamy macierz cykliczną oporności:

$$\|Z_c\| = \|s\| \|Z\| \|s\|' = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{vmatrix} \times$$

$$\begin{aligned}
 & \times \begin{vmatrix} Z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{Z}{\sinh A} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z \end{vmatrix} \times \\
 & \times \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} = \\
 & = \begin{vmatrix} 2Z & -Z & 0 & 0 \\ -Z & Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} - \frac{Z}{\sinh A} & -\frac{Z}{\sinh A} & 0 \\ 0 & -\frac{Z}{\sinh A} & Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} & -Z \\ 0 & 0 & -Z & 2Z \end{vmatrix} = \\
 & = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{vmatrix} \quad (\text{A32})
 \end{aligned}$$

Określamy następnie macierz odwrotną macierzy cyklicznej oporności:

$$\|Z_c\|^{-1} = \frac{1}{\|Z_c\|} \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{vmatrix} \quad (\text{A33})$$

gdzie

$$\begin{aligned}
 A_{11} &= 2Z \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right)^2 - Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - \\
 &\quad - 2Z \left(\frac{Z}{\sinh A} \right)^2 \\
 A_{12} &= 2Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - Z^3 \\
 A_{13} &= 2Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{14} &= Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{21} &= 2Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - Z^3 \\
 A_{22} &= 4Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - 2Z^3 \\
 A_{23} &= 4Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{24} &= 2Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{31} &= 2Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{32} &= 4Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{33} &= 4Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - 2Z^3 \\
 A_{34} &= 2Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - Z^3 \\
 A_{41} &= Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{42} &= 2Z^2 \frac{Z}{\sinh A} \\
 A_{43} &= 2Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - Z^3 \\
 A_{44} &= 2Z \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right)^2 - Z^2 \left(Z + Z \operatorname{tgh} \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - \\
 &\quad - 2Z \left(\frac{Z}{\sinh A} \right)^2
 \end{aligned} \tag{A34}$$

natomiast $|Z_c|$ jest wyznacznikiem macierzy $\|Z_c\|$.

Poszczególne elementy macierzy $\|Z_c\|^{-1}$ (wzór A33) zostały określone za pomocą wzoru:

$$A_{ij} = (-1)^{i+j} \begin{vmatrix} a_{11} & \dots & a_{1(j-1)} & a_{1(j+1)} & \dots & a_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{(i-1)1} & \dots & a_{(i-1)(j-1)} & a_{(i-1)(j+1)} & \dots & a_{(i-1)n} \\ a_{(i+1)1} & \dots & a_{(i+1)(j-1)} & a_{(i+1)(j+1)} & \dots & a_{(i+1)n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & \dots & a_{n(j-1)} & a_{n(j+1)} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix} \quad (\text{A35})$$

gdzie elementy wyznacznika w tym równaniu są elementami macierzy $\|Z_c\|$ (wzór A32).

Wyznacznik $|Z_c|$ jest określony z równania:

$$\begin{aligned} |Z_c| = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ 0 & 0 & a_{43} & a_{44} \end{vmatrix} &= a_{11}(a_{22}a_{33}a_{44} - a_{22}a_{34}a_{43} - a_{23}a_{32}a_{44}) - \\ &- a_{21}(a_{12}a_{23}a_{44} - a_{12}a_{34}a_{43}) \end{aligned} \quad (\text{A36})$$

Po podstawieniu do tego równania zamiast elementów ogólnych wyznacznika wyrażeń odpowiadającym elementom macierzy (A32) i po dokonaniu czynności mnożenia otrzymamy:

$$\begin{aligned} |Z_c| = Z \left\{ 2 \left[2Z \left(Z + Z \tanh \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right)^2 - Z^2 \left(Z + Z \tanh \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - 2Z^2 \left(\frac{Z}{\sinh A} \right)^2 \right] - 2Z^2 \left(Z + Z \tanh \frac{A}{2} + \frac{Z}{\sinh A} \right) + Z^3 \right\} = Z(2A_{11} - A_{12}) \quad (\text{A37}) \end{aligned}$$

Wprowadzamy do równania (38) oznaczenie:

$$\|s\|' \|Z_c\|^{-1} \|s\| = \|G\| \quad (\text{A38})$$

i określamy je, mnożąc odpowiednie macierze:

$$\|G\| = \frac{1}{|Z_c|} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{vmatrix} \times$$

$$\begin{aligned}
& \times \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{vmatrix} = \\
& = \frac{1}{|Z_c|} \begin{vmatrix} A_{11} & A_{11}-A_{12} & A_{12} & A_{12}-A_{13} \\ A_{11}-A_{21} & \begin{bmatrix} A_{11}-A_{21}- \\ -A_{12}+A_{22} \end{bmatrix} & A_{12}-A_{22} & \begin{bmatrix} A_{12}-A_{22}- \\ -A_{13}+A_{23} \end{bmatrix} \\ A_{21} & A_{21}-A_{22} & A_{22} & A_{22}-A_{23} \\ A_{21}-A_{31} & \begin{bmatrix} A_{21}-A_{31}- \\ -A_{22}+A_{32} \end{bmatrix} & A_{22}-A_{32} & \begin{bmatrix} A_{22}-A_{32}- \\ -A_{23}+A_{33} \end{bmatrix} \\ A_{31} & A_{31}-A_{32} & A_{32} & A_{32}-A_{33} \\ A_{31}-A_{41} & \begin{bmatrix} A_{31}-A_{41}- \\ -A_{32}+A_{42} \end{bmatrix} & A_{32}-A_{42} & \begin{bmatrix} A_{32}-A_{42}- \\ -A_{33}+A_{43} \end{bmatrix} \\ A_{41} & A_{41}-A_{42} & A_{42} & A_{42}-A_{43} \\ & A_{13} & A_{13}-A_{14} & A_{14} \\ & A_{13}-A_{23} & \begin{bmatrix} A_{13}-A_{23}- \\ -A_{14}+A_{24} \end{bmatrix} & A_{14}-A_{24} \\ & A_{23} & A_{23}-A_{24} & A_{24} \\ & A_{23}-A_{33} & \begin{bmatrix} A_{23}-A_{33}- \\ -A_{24}+A_{34} \end{bmatrix} & A_{24}-A_{34} \\ & A_{33} & A_{33}-A_{34} & A_{34} \\ & A_{33}-A_{43} & \begin{bmatrix} A_{33}-A_{43}- \\ -A_{34}+A_{44} \end{bmatrix} & A_{34}-A_{44} \\ & A_{43} & A_{43}-A_{44} & A_{44} \end{vmatrix} \quad (A39)
\end{aligned}$$

Mnożąc następnie macierz $\|G\|$ przez macierz sił elektromotorycznych w gałęziach, otrzymujemy wreszcie równanie macierzy dla rozpatrywanej sieci:

$$\begin{vmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \end{vmatrix} = \|G\| \begin{vmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -E_1 \end{vmatrix} = \frac{1}{|Z_c|} \begin{vmatrix} A_{11}E - A_{11}E_1 \\ (A_{11}-A_{21})E - (A_{14}-A_{24})E_1 \\ A_{21}E - A_{24}E_1 \\ (A_{21}-A_{31})E - (A_{23}-A_{34})E_1 \\ A_{31}E - A_{34}E_1 \\ (A_{31}-A_{41})E - (A_{33}-A_{44})E_1 \\ A_{41}E - A_{44}E_1 \end{vmatrix} \quad (A40)$$

W sieci tej interesują nas prądy I_2 i I_6 , które wynoszą:

$$I_2 = \frac{1}{|Z_c|} [(A_{11} - A_{21}) E - (A_{14} - A_{24}) E_1] \quad (A41)$$

$$I_6 = \frac{1}{|Z_c|} [(A_{31} - A_{41}) E - (A_{34} - A_{44}) E_1] \quad (A42)$$

Zgodnie z rys. 11 napięcie U_2 wynosi:

$$U_2 = Z I_6 \quad (A43)$$

Podstawiając do tego równania wyrażenie (A42), otrzymujemy:

$$U_2 = \frac{Z}{|Z_c|} [(A_{31} - A_{41}) E - (A_{34} - A_{44}) E_1] \quad (A44)$$

W równaniu tym niewiadomą wielkością jest E_1 . Określamy ją z zależności występujących w czwórniku czynnym (rys. 10), gdy jego wyjście jest zamknięte na oporność dopasowania Z :

$$E_1 = 2 U_1 e^s \quad (A45)$$

Napięcie U_1 możemy określić z rys. 11:

$$U_1 = Z I_2 = \frac{Z}{|Z_c|} [(A_{11} - A_{21}) E - (A_{14} - A_{24}) E_1] \quad (A46)$$

Zatem

$$E_1 = \frac{2 Z e^s}{|Z_c|} [(A_{11} - A_{21}) E - (A_{14} - A_{24}) E_1] \quad (A47)$$

a po rozwiązaniu względem E_1 otrzymamy:

$$E_1 = \frac{2 e^s Z (A_{11} - A_{21})}{|Z_c|} \cdot \frac{E}{1 + \frac{2 e^s Z (A_{14} - A_{24})}{|Z_c|}} \quad (A48)$$

Otrzymane wyrażenie podstawiamy do równania (A44). Jeżeli uwzględnimy przy tym, że

$$A_{11} = A_{14}; \quad A_{12} = A_{21} = A_{34}; \quad A_{24} = A_{31} \quad \text{ i } \quad A_{11} = A_{41}$$

oraz, że (wzór A37)

$$|Z_c| = Z (2 A_{11} - A_{12})$$

to ostatecznie napięcie U_2 wyniesie:

$$U_2 = \frac{E}{2 A_{11} - A_{12}} \left[A_{24} - A_{14} + \frac{2 e^s (A_{11} - A_{12})^2}{2 A_{11} - A_{12} - 2 e^s (A_{24} - A_{14})} \right] \quad (A49)$$

Wypadkową wzmocność skuteczną układu przedstawionego na rys. 10 określamy ze wzoru (31), podstawiając do niego otrzymane wyrażenie dla U_2 :

$$S_{sk} = \ln \frac{2U_2}{E} = \ln \frac{2}{2A_{11} - A_{12}} \left[A_{24} - A_{14} + \frac{2e^S(A_{11} - A_{12})^2}{2A_{11} - A_{12} - 2e^S(A_{24} - A_{14})} \right] \quad (A50)$$

Podstawiamy następnie na miejsce ogólnych elementów macierzy odpowiednie wyrażenia ze wzorów (A34), upraszczając je uprzednio w sposób następujący¹⁾:

$$A_{11} = Z^3 \frac{3(\sinh A + \cosh A)}{\sinh A} \quad (A51)$$

$$A_{12} = Z^3 \frac{\sinh A + 2 \cosh A}{\sinh A} \quad (A52)$$

$$A_{11} - A_{12} = Z^3 \frac{2 \sinh A + \cosh A}{\sinh A} \quad (A53)$$

$$2A_{11} - A_{12} = Z^3 \frac{5 \sinh A + 4 \cosh A}{\sinh A} \quad (A54)$$

$$A_{24} - A_{14} = Z^3 \frac{1}{\sinh A} \quad (A55)$$

W wyniku prostych przekształceń wzór (A50) przybiera poszukiwaną postać:

$$S_{sk} = \ln 2 \frac{5 \sinh A + 4 \cosh A - 2e^S + 2e^S(2 \sinh A + \cosh A)^2}{(5 \sinh A + 4 \cosh A)(5 \sinh A + 4 \cosh A - 2e^S)}$$

5.6. Wyprowadzenie wzoru (40)

Po podstawieniu do wzoru (39) $A = -S$ oraz $A_{sk} = -S_{sk}$ otrzymujemy:

$$A_{sk} = \ln \frac{(5 \sinh A + 4 \cosh A)(5 \sinh A + 4 \cosh A - 2e^{-A})}{2[5 \sinh A + 4 \cosh A - 2e^{-A} + 2e^{-A}(2 \sinh A + \cosh A)^2]} \quad (A56)$$

Stosując znane zależności

$$\sinh A = \frac{e^A - e^{-A}}{2}$$

1) Wykorzystujemy zależność: $\tanh \frac{A}{2} = \frac{\cosh A - 1}{\sinh A}$.

oraz

$$\cosh A = \frac{e^A + e^{-A}}{2}$$

otrzymujemy wyrażenie:

$$A_{sk} = \ln \frac{81 e^{5A} - 54 e^{3A} + 5 e^A}{4(18 e^{4A} - 11 e^{2A} + 1)} \quad (\text{A57})$$

Po podzieleniu licznika i mianownika przez $(9 e^{2A} - 1)$ otrzymujemy szukany wzór:

$$A_{sk} = \ln \frac{e^A (9 e^{2A} - 5)}{4(2 e^{2A} - 1)} = A + \ln \frac{9 e^{2A} - 5}{4(2 e^{2A} - 1)}$$

5.7. Wyprowadzenie wzoru (46)

W przypadku zmiany kierunku siły elektromotorycznej E_1 na odwrotny, w układzie przedstawionym na rys. 10 wystąpi ujemne sprzężenie zwrotne. W sieci podanej na rys. 11 spowoduje to zmianę macierzy sił elektromotorycznych w gałęziach (wzór 35) na macierz:

$$\|E\| = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E_1 \end{bmatrix} \quad (\text{A58})$$

Zmianę tę należy wprowadzić również do wzoru (A40), który przyjmie postać:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \end{bmatrix} = \|G\| \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{|Z_c|} \begin{bmatrix} A_{11} E + A_{14} E_1 \\ (A_{11} - A_{21}) E + (A_{14} - A_{24}) E_1 \\ A_{21} E + A_{24} E_1 \\ (A_{21} - A_{31}) E + (A_{24} - A_{34}) E_1 \\ A_{31} E + A_{34} E_1 \\ (A_{31} - A_{41}) E + (A_{34} - A_{44}) E_1 \\ A_{41} E + A_{44} E_1 \end{bmatrix} \quad (\text{A59})$$

Prądy I_2 i I_6 wyrażą się wówczas następująco:

$$I_2 = \frac{1}{|Z_c|} [(A_{11} - A_{21}) E + (A_{14} - A_{24}) E_1] \quad (\text{A60})$$

$$I_6 = \frac{1}{|Z_c|} [(A_{31} - A_{41}) E + (A_{34} - A_{44}) E_1] \quad (A61)$$

Postępując następnie podobnie jak przy wyprowadzaniu wzoru (39), otrzymujemy kolejno:

$$U_2 = \frac{Z}{|Z_c|} [(A_{31} - A_{41}) E + (A_{34} - A_{44}) E_1] \quad (A62)$$

$$U_1 = \frac{Z}{|Z_c|} [(A_{11} - A_{21}) E + (A_{14} - A_{24}) E_1] \quad (A63)$$

Uwzględniając zależność (A45) otrzymujemy:

$$E_1 = \frac{2Ze^s}{|Z_c|} [(A_{11} - A_{21}) E + (A_{14} - A_{24}) E_1] \quad (A64)$$

i rozwiązujemy względem E_1 :

$$E_1 = \frac{2e^s Z (A_{11} - A_{21})}{|Z_c|} \cdot \frac{E}{1 - \frac{2e^s Z (A_{14} - A_{24})}{|Z_c|}} \quad (A65)$$

Otrzymane wyrażenie podstawiamy do równania (A62) przyjmując, że

$$A_{11} = A_{44}; \quad A_{12} = A_{21} = A_{34}; \quad A_{24} = A_{31}; \quad A_{14} = A_{41}$$

oraz

$$|Z_c| = Z(2A_{11} - A_{12})$$

w wyniku czego dostajemy:

$$U_2 = \frac{E}{2A_{11} - A_{12}} \left[A_{24} - A_{14} - \frac{2e^s (A_{11} - A_{12})^2}{2A_{11} - A_{12} + 2e^s (A_{24} - A_{14})} \right] \quad (A66)$$

Wypadkową wzmocność skuteczną układu określamy ze wzoru (35) podstawiając otrzymane wyrażenie na miejsce U_2 :

$$S_{sk} = \ln \frac{2U_2}{E} = \ln \frac{2}{2A_{11} - A_{12}} \left[A_{24} - A_{14} - \frac{2e^s (A_{11} - A_{12})^2}{2A_{11} - A_{12} + 2e^s (A_{24} - A_{14})} \right] \quad (A67)$$

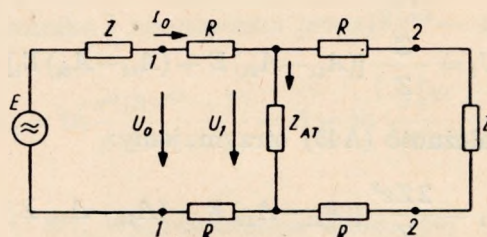
Po podstawieniu wyrażeń (A51 ÷ A55) i po prostych przekształceniach otrzymujemy ostatecznie:

$$S_{sk} = \ln 2 \frac{5 \sinh A + 4 \cosh A + 2e^s - 2e^s (2 \sinh A + \cosh A)^2}{(5 \sinh A + 4 \cosh A) (5 \sinh A + 4 \cosh A + 2e^s)}$$

5.8. Wyprowadzenie wzoru (51)

Do obliczenia tłumienności skutecznej pomiędzy zaciskami wejściowymi układu nasłuchowo-rozmównego a aparatem telefonicznym posłużymy się rys. 20.

Tłumienność skuteczna między zaciskami 1—1 a aparatem Z_{AT} wynosi:



Rys. 20. Schemat do obliczania tłumienności skutecznej zespołu nasłuchowo-rozmównego

$$A_{sk} = \frac{1}{2} \ln \frac{U_0 I_0}{U_1 I_1} \quad (A68)$$

Określamy kolejno napięcia i prądy:

$$U_0 = \frac{E}{2} \quad (A69)$$

$$I_0 = \frac{E}{2Z} \quad (A70)$$

$$U_1 = E - I_0(2R + Z) = E \left(1 - \frac{2R + Z}{2Z} \right) \quad (A71)$$

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_{AT}} = \frac{E}{Z_{AT}} \left(1 - \frac{2R + Z}{2Z} \right) \quad (A72)$$

Otrzymane wyrażenia podstawiamy do równania (A68):

$$A_{sk} = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{AT}}{4Z \left(1 - \frac{2R + Z}{2Z} \right)^2} \quad (A73)$$

Na miejsce Z_{AT} i R podstawiamy wyrażenia określone wzorami (49) i (50):

$$A_{sk} = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{Z}{\sinh A}}{4Z \left(1 - \frac{Z \tanh \frac{A}{2} + Z}{2Z} \right)^2} = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{\left(1 - \tanh \frac{A}{2} \right)^2 \sinh A} \quad (A74)$$

Stosujemy przekształcenie:

$$\operatorname{tgh} \frac{A}{2} = \frac{\cosh A - 1}{\sinh A}$$

dzięki któremu otrzymujemy:

$$A_{sk} = \frac{1}{2} \ln \frac{\sinh A}{(1 + \sinh A - \cosh A)^2} = \ln \frac{\sqrt{\sinh A}}{1 + \sinh A - \cosh A} \quad (A75)$$

Mnożymy licznik i mianownik przez wyrażenie $(1 + \sinh A + \cosh A)$ i po prostych przeróbkach otrzymujemy ostatecznie wzór (51):

$$A_{sk} = \ln \frac{(1 + \sinh A + \cosh A) \sqrt{\sinh A}}{2 \sinh A} = \ln \frac{1 + e^A}{2 \sqrt{\sinh A}}$$

WYKAZ LITERATURY

1. Cholewicki T.: Zastosowania macierzy w elektrotechnice. PWN, Warszawa, 1952.
2. Feldtkeller R.: Einführung in die Vierpoltheorie. S. Hirzel — Verlag, 1948.
3. Nowicki W.: Zasady teletransmisji przewodowej, t. I. PWT, Warszawa, 1953.

A. Бродовски

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ЧЕТЫРЕХПРОВОДНОГО КАНАЛА СВЯЗИ В СЛУЧАЕ ПРИСОЕДИНЕНИЯ ЦЕПЕЙ ЭКСПЛУАТАЦИОННОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

Резюме

В статье приведён анализ устойчивости четырехпроводного канала связи в случае включения разговорно-контрольного аппарата (в телефонной станции или в других трансляционных устройствах) параллельно к обоим направлениям передачи.

Анализ устойчивости канала был произведён следующим образом:

В месте включения разговорно-контрольного аппарата четырехпроводной канал разделено на две составные части. Каждая из них является электрическим четырёхполюсником с такими параметрами, которые обеспечивают достаточную устойчивость, когда эти четырёхполюсники замкнуты в кольцо, то есть составляют четырёхпроводный телефонный канал. Включаемый аппарат представлен также в виде электрического четырёхполюсника. Выведены формулы для эквивалентных параметров схемы, составленной из соединённых параллельно двух четырёхполюсников: четырёхполюсника составляющего часть канал связи и четырёхполюсника составляющего включенный аппарат. Определены условия, которым должен соответствовать вышеуказанный аппарат, чтобы экви-

валентный четырёхполюсник после присоединения к второй части канала не понизил устойчивости канала по сравнению с тем состоянием, когда аппарат не был присоединён к каналу.

В результате анализа выведенных формул было установлено, что разговорно-контрольный аппарат может иметь очень простую схему, даже без применения дифференциальных трансформаторов.

A. Brodowski

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF OPERATOR'S SPEAKING SETS ON THE STABILITY OF FOUR-WIRE CIRCUITS

S u m m a r y

The paper contains an analysis of the stability of a four-wire circuit as influenced by the operator's speaking and monitoring set switched in parallel (at the telephone exchange or at some other point of the circuit) in both directions of transmission. The analysis has been carried out in the following way.

At the point where the operator's speaking set has been connected, the complete four-wire circuit has been divided into two separate parts. Each one can be considered as a four-terminal network the parameters of which satisfy the conditions of stability of the complete four-wire circuit, made up of these two four-terminal networks, connected together to form a loop. The operator's speaking set can also be considered as a four-terminal network. The parameters of the resulting four-terminal network, made up of parallel connection of the operator's speaking set and of one part of the four-wire circuit, have been derived. Next to that, conditions have been defined, to be met by the operator's speaking set, for the overall stability not to be impaired by the connection of the above mentioned resulting four-terminal network to the other part of the four-wire circuit.

As a result, it has been found that the design of the operator's set can be simplified, the hybrid transformers being superfluous.

A. Brodowski

ANALYSE DE L'INFLUENCE DES POSTES D'OPÉRATRICE SUR LA STABILITÉ DES CIRCUITS A QUATRE FILS

R é s u m é

L'article comporte une analyse de l'influence de l'enclenchement d'un poste d'opératrice, de conversation et d'écoute (au central téléphonique ou à un autre point du circuit téléphonique) dans les deux sens de transmission, sur la stabilité d'un circuit à quatre fils. L'étude de cette influence a été faite de la manière suivante.

On a considéré le circuit complet à quatre fils, divisé en deux parties au point d'enclenchement du poste d'opératrice susmentionné. Chacune de ces parties

constitue un quadripôle dont les paramètres satisfont aux conditions de stabilité du circuit à quatre fils, composé de ces deux quadripôles. Le poste d'opératrice peut être considéré également comme un quadripôle. On a dérivé les formules pour les paramètres de l'ensemble du poste d'opératrice en d'une partie du circuit à quatre fils, connectés en dérivation. Ensuite on a défini les conditions auxquelles doit satisfaire le poste d'opératrice considéré pour que la stabilité du circuit complet ne soit pas réduite au cas de l'enclenchement de celui-là.

Les résultats de cette analyse indiquent que le schéma du poste d'opératrice en question peut être considérablement simplifié, puisque même les transformateurs différentiaux ne sont guère nécessaires.

A. Brodowski

ANALYSE DES EINFLUSSES VON ABFRAGEEINRICHTUNGEN AUF DIE STABILITÄT DER VIERDRAHT-FERNSPRECHKREISE

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

Der Aufsatz enthält eine Analyse des Einflusses der Parallel-Einschaltung einer Abfrageeinrichtung (im Fernamt oder an einer anderen Stelle des Fernkreises) in beiden Übertragungsrichtungen auf die Stabilität des gesamten Vierdraht-Fernsprechkreises. Die Analyse ist folgendermassen durchgeführt worden.

Man denke sich den Vierdraht-Fernsprechkreis an der Stelle der Anschaltung der Abfrageeinrichtung in zwei Teile aufgeteilt. Jeder Teil kann als ein Vierpol Vierdraht-Fernsprechkreises erfüllen. Die Abfrageeinrichtung kann ebenfalls als ein Vierpol gedeutet werden. Die Ausdrücke für die Parameter des aus der Parallelschaltung der Abfrageeinrichtung und des einen Teiles des Vierdraht-Fernsprechkreises gebildeten Vierpoles sind abgeleitet worden. Sodann sind die Bedingungen ermittelt worden, denen die Abfrageeinrichtung genügen soll, damit die Pfeiffsicherheit des gesamten Vierdraht-Fernkreises nach der Anschaltung der Abfrageeinrichtung nicht vermindert wäre.

Die Ergebnisse der durchgeführten Analyse lassen schliessen, dass die Schaltung der Abfrageeinrichtung wesentlich vereinfacht werden kann, da selbst aufgefasst werden, dessen Parameter die Stabilitätsbedingungen des gesamten die Gabelschaltungen sich als überflüssig erwiesen haben.

JANUSZ KOBIELSKI

621.395.44 + 621.395.724

PROJEKTOWANIE UKŁADÓW AUTOMATYCZNEJ REGULACJI POZIOMU DLA CELÓW TELETRANSMISJI

Rękopis dostarczono do IŁ 11.12.1957

W pracy omówiono korzyści płynące z zastosowania w łączy automatycznej regulacji poziomu, a następnie dokonano krótkiego przeglądu stosowanych dotychczas systemów regulacji. Dokładniej omówiono system elektrotermiczny jako najwygodniejszy do zastosowania w urządzeniach teletransmisyjnych.

W dalszym ciągu podano zarys ogólnych metod badania układów regulacyjnych i kryteria określania ich stabilności. Omówiono też współpracę n wzmacniaków z automatyczną regulacją poziomu, połączonych łańcuchowo. Przeprowadzono przybliżone obliczenia zmian poziomu na końcu takiego łańcucha i wyciągnięto wnioski co do parametrów pojedynczego wzmacniaka. Następnie omówiono metodę projektowania wzmacniaczy regulowanych i na zakończenie podano wyniki obliczeń i pomiarów zaprojektowanego tą metodą wzmacniacza.

1. WSTĘP

Automatyczna regulacja poziomu w urządzeniach teletransmisyjnych ma za zadanie skompensować zmiany tłumienności poprzedzających odcińków wzmacniakowych. Stosowanie jej na liniach kablowych eksploatowanych systemem naturalnym nie jest celowe, gdyż zmiany tłumienności toru w funkcji temperatury są dla tych częstotliwości niewielkie. Natomiast w liniach eksploatowanych systemami nośnymi, zwłaszcza o dużej krotności, automatyczna regulacja poziomu ma szerokie zastosowanie. Wynika to z faktu, że dla większych częstotliwości zmiany tłumienności torów kablowych w funkcji temperatury są znacznie większe (nawet pięciokrotnie) niż dla częstotliwości akustycznych, oraz że ilość wzmacniaczy przelotowych jest także znacznie większa. Eksploatacja łączy tymi systemami bez automatycznej regulacji poziomu byłaby bardzo kosztowna, gdyż na każdej stacji przelotowej konieczna byłaby ręczna regulacja poziomu, a więc stała obsługa. Wyposażenie urządzeń prze-

lotowych w układy automatycznej regulacji poziomu pozwala budować stacje wzmacniakowe niedozorowane. Jakość transmisji łącza z automatyczną regulacją poziomu jest lepsza, gdyż nawet małe zmiany tłumienności są od razu kompensowane. Nie istnieje również obawa powstania oscylacji łącza w przypadku zmniejszenia tłumienności toru.

W liniach napowietrznych lub w liniach kablowych podwieszanych stosowanie automatycznej regulacji poziomu jest konieczne nawet w systemach nośnych o niewielkiej krotności. Zmiany tłumienności torów w takich liniach są zależne od chwilowych zmian pogody i zachodzą bardzo szybko. Łącze musi mieć automatyczną regulację poziomu, gdyż inaczej nawet po krótkim czasie może ono nie nadawać się do eksploatacji.

2. SYSTEMY REGULACJI

Systemy automatycznej regulacji wzmocnienia stosowane we wzmacniakach teletransmisyjnych można podzielić według zasady działania na:

- 1) elektromechaniczne,
- 2) elektryczne,
- 3) elektrotermiczne.

2.1. System elektromechaniczny

W systemach elektromechanicznych sterowanie elementem regulującym odbywa się zwykle za pomocą przekaźnika lub silnika. Jako elementów regulujących używa się w tym systemie tłumików oporowych lub pojemnościowych, włączanych na wejściu wzmacniacza. Charakterystyczną cechą układów elektromechanicznych jest ich próg czułości, który w układach praktycznych ma wartości od 0,1 do 0,05 N. Odchylenia poziomu wyjściowego od wartości nominalnej, o wartość mniejszą od wielkości progu czułości, nie wywołują regulacji, a więc tym samym dokładność utrzymywania poziomu wyjściowego jest określona przez próg czułości. Zalety układu elektromechanicznego są następujące:

- 1) możliwość uzyskania regulacji w bardzo szerokich granicach, co ma wielkie znaczenie dla systemów wielokrotnych, pracujących na torach napowietrznych;
- 2) możliwość wyeliminowania wpływu przypadkowych zakłóceń na przebieg regulacji, np. przez wprowadzenie pewnego luzu między osią silnika a osią potencjometru regulacyjnego.

Oprócz tych zalet, system elektromechaniczny ma jednak następujące wady:

- 1) na ogół duże rozmiary urządzenia, bardzo trudne do miniaturyzacji (przełączniki, silnik);
- 2) obecność ruchomych części, które wymagają szczególnej konserwacji, gdyż wskutek zużycia ich regulacja może stać się niedokładna (potencjometri oporowe);
- 3) w systemach z przełącznikami mogą wskutek pracy styków powstawać zakłócenia w kanałach.

W systemach kablowych, w których nie wymaga się zbyt dużych zakresów regulacji, regulatory elektromechaniczne wychodzą z użycia.

2.2. System elektryczny

Układ regulacji elektrycznej wykorzystuje zależność wzmocności wzmacniacza od nachylenia charakterystyki prądu anodowego lampy. Punkt pracy lampy jest sterowany wyprostowanym napięciem częstotliwości kontrolnej. Ten system regulacji ma w układach teletransmisyjnych niewielkie zastosowanie ze względu na wprowadzenie dużych zniekształceń nieliniowych. Można go stosować tylko w szczególnych przypadkach, np. w indywidualnych regulatorach kanałowych. Zaletą tego systemu w porównaniu do układu elektromechanicznego jest brak jakichkolwiek części ruchomych.

2.3. System elektrotermiczny

Elementami regulacyjnymi w tym systemie są oporniki, których wartość oporności zależy od temperatury. Mogą to więc być:

- 1) dioda z katodą wolframową pracująca w stanie nasycenia; oporność tak pracującej diody jest prawie liniową funkcją napięcia żarzenia;
- 2) oporniki drutowe o dużym dodatnim współczynniku cieplnym oporności, jak np. bareter i żarówka; baretery pracują głównie w obwodach stabilizacji prądu, a najpopularniejszym układem z żarówką jest dwulampowy generator RC z automatyczną stabilizacją amplitudy;
- 3) oporniki półprzewodnikowe o ujemnym współczynniku cieplnym oporności, tzw. termistory lub varistory.

Wydaje się, że elektrotermiczny system regulacyjny jest najlepszym układem ze stosowanych w urządzeniach telefonii wielokrotnej na torach kablowych.

2.3.1. Termistor i jego charakterystyki

Na podstawie danych eksperymentalnych ustalono, że zależność oporności półprzewodników od temperatury można wyrazić przybliżonym wzorem:

$$R_T \approx R_{T_0} e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (1)$$

gdzie:

- R_T — oporność termistora w temperaturze T ,
- R_{T_0} — oporność termistora w temperaturze T_0 ,
- T, T_0 — temperatury w $^{\circ}\text{K}$,
- B — stała materiałowa.

Wzór (1) można napisać również w takiej postaci:

$$R_t \approx R_{t_0} \cdot e^{-a\Delta t} \quad (2)$$

gdzie:

- R_t, R_{t_0} — oporności termistora w temperaturze t i t_0 ,
- t, t_0 — temperatury w $^{\circ}\text{C}$,
- $\Delta t = t - t_0$ — przyrost temperatury,
- a — współczynnik cieplny oporności termistora.

Rozwijając $e^{-a\Delta t}$ na szereg potęgowy i pomijając wyrazy wyższych rzędów, otrzymujemy:

$$R_t \approx R_{t_0} (1 - a\Delta t) \quad (3)$$

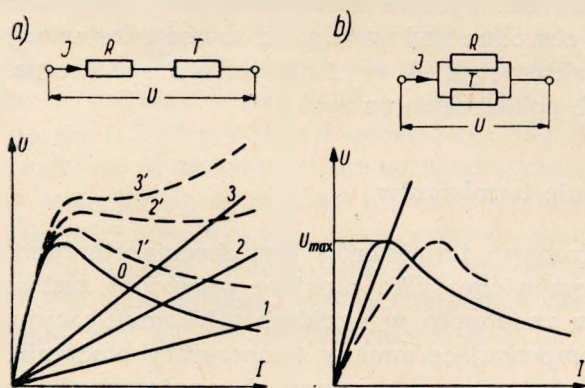
Wzór ten jest wystarczająco dokładny do celów praktycznych i przedstawia temperaturową charakterystykę termistora.

Drugą ważną charakterystyką termistora jest $R = f(I)$ lub $U = f(I)$. Charakterystyki te zwykle wyznacza się eksperymentalnie, a obwody z termistorami projektuje się metodami graficznymi. Dokładniejsze wyniki otrzymuje się przez obliczanie metodami analitycznymi, wymaga to jednak aproksymacji charakterystyk termistora.

Przykłady graficznego projektowania obwodów z termistorami pokazane są na rysunku 1.

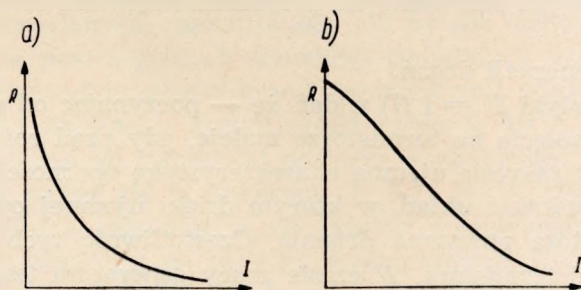
W przypadku pracy termistora w połączeniu szeregowym z oporem rzeczywistym mamy możliwość uzyskać układ stabilizujący napięcie. Na rys. 1a linią 0 oznaczono charakterystykę $U = f(I)$ termistora, liniami 1, 2, 3 charakterystyki $U = f(I)$ dla trzech wartości oporności R , zaś liniami 1', 2', 3' odpowiadające im wypadkowe charakterystyki $U = f(I)$ układu opór-termistor. Jak widzimy, krzywa 2' ma prawie płaski przebieg w pewnym zakresie zmian prądów. W tym zakresie układ stabilizuje napięcie.

Na rysunku 1b pokazano układ współpracy termistora z oporem rzeczywistym równoległym. W takim układzie zmienia się rozpływ prądów między opór i termistor w funkcji przykładanego napięcia. Układ może



Rys. 1. Charakterystyki układów termistora z oporem liniowym: a) termistor połączony w szereg z oporem rzeczywistym; b) termistor połączony równolegle z oporem rzeczywistym

pracować tylko na początkowym odcinku charakterystyki $U = f(I)$ przy napięciach mniejszych od U_{max} . W przypadku gdy doprowadzone napięcie przekroczy wartość U_{max} , termistor przejdzie na część charakterystyki o ujemnym nachyleniu i jego opór zacznie lawinowo maleć. Je-



Rys. 2. Przykłady charakterystyk termistorów: a) bezpośrednio grzanego; b) pośrednio grzanego

żeli opór wewnętrzny źródła nie ograniczy prądu, to moc wydzielona w termistorze może przekroczyć wartość dopuszczalną.

Kształt charakterystyk $U = f(I)$ i $R = f(I)$ zależy od konstrukcji termistora. W układach telekomunikacyjnych stosuje się trzy rodzaje termistorów:

- 1) termistory nagrzewane przez zmianę temperatury otoczenia,

2) termistory nagrzewane płynącym bezpośrednio przez nie prądem,

3) termistory pośrednio grzane za pomocą dodatkowego grzejnika.

Termistory pośrednio grzane stosuje się tam, gdzie istnieje konieczność oddzielenia obwodu regulowanego od obwodu dostarczającego energię. Przykłady charakterystyk $R = f(I)$ termistorów bezpośrednio i pośrednio grzanych pokazane są na rys. 2.

2.3.2. Zastosowanie termistorów

Wachlarz zastosowań termistorów jest obecnie olbrzymi, wobec czego będą pokrótce omówione tylko niektóre przypadki zastosowania termistora jako oporu zmiennego w układach telekomunikacyjnych.

1. Układy kompensujące zmiany temperatury otoczenia.

Układy te są stosowane w przyrządach pomiarowych, przeznaczonych do pracy w dużym zakresie temperatur. Za pomocą termistora kompensuje się temperaturowe zmiany oporności cewki przyrządu, przez co zwiększa się jego dokładność.

Innym przykładem zastosowania takiego układu jest kompensacja zmian wzmocności wzmacniacza w zależności od temperatury; może to być konieczne szczególnie wtedy, gdy wzmocność wzmacniacza jest uzależniona od innego termistora w gałęzi regulacyjnej.

2. Układ stabilizacji napięcia.

Układ ten był już omówiony na przykładzie łączenia termistora w szeregu z oporem.

3. Układy generacji drgań.

Z charakterystyki $U = f(I)$ widać, że — poczynając od pewnej wartości prądu — napięcie na termistorze maleje, gdy prąd rośnie. Termistor ma więc w tym zakresie ujemną charakterystykę oporności dynamicznej. Można więc zbudować układ, w którym dzięki ujemnej oporności dynamicznej termistora powstaną drgania. Częstotliwość tych drgań zależy od bezwładności termistora. W czasie pracy generatora temperatura termistora musi się zmieniać periodycznie od T_{min} do T_{max} , tak jednak, by punkt pracy nie wyszedł poza zakres ujemnego nachylenia charakterystyki.

4. Układy regulacji wzmocnienia.

Stosuje się tu dwa warianty włączenia termistora: w pierwszym termistor pracuje w tłumiku na wejściu wzmacniacza, w drugim — w tłumiku w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. W układzie pierwszym osiąga się szerszy zakres regulacji, gdyż zakres ten określony jest tylko charakterystyką $R = f(I)$ termistora. Układ ze sprzężeniem zwrotnym, zależnie od liczby stopni wzmacniacza, narzuca maksymalne dopuszczal-

ne ze względu na stabilną pracę układu sprzężenie. Ponieważ przy maksymalnym wzmocnieniu w układzie musi pozostać pewne minimalne ujemne sprzężenie zwrotne, to granice regulacji są określone przez te dwie wielkości. W przypadku jednak, gdy różnica między maksymalnym a minimalnym sprzężeniem zwrotnym wystarczy na pokrycie żądanej zmiany poziomu wejściowego, stosuje się głównie układy drugiego typu.

W układzie z tłumikiem na wejściu wzmocność wzmacniacza jest stała, reguluje się natomiast sygnał wejściowy. Sam wzmacniacz musi być projektowany na wzmocnienie konieczne dla minimalnego sygnału.

W układzie z tłumikiem w pętli sprzężenia zwrotnego zwiększa się ze wzrostem sygnału wejściowego ujemne sprzężenie zwrotne, czyli wzmocność wzmacniacza maleje. Wzmacniacz taki ma minimalne sprzężenie zwrotne tylko dla minimalnego sygnału, natomiast dla sygnałów większych sprzężenie jest większe i wzmacniacz staje się bardziej liniowy.

2.4. Sposoby przesyłania kryteriów regulacji

Niezależnie od podziału układów regulujących według zasady działania można je jeszcze podzielić według sposobu odbierania kryterium regulacji. Rozróżniamy więc układy, w których kryterium jest poziom przesyłanej specjalnej częstotliwości pilotującej i układy, w których za kryterium służy całkowity poziom przesyłanej mocy.

1. Układy z częstotliwością pilotującą.

Częstotliwość pilotującą wybiera się tak, by znajdowała się ona w pasmie przesyłanych częstotliwości, ale by nie wchodziła w częstotliwości robocze poszczególnych kanałów. Generatory częstotliwości kontrolnej są przeważnie generatorami kwarcowymi, gdyż wymaga się od nich wysokiej stabilności częstotliwości rzędu $2 \cdot 10^{-6}$. Równie wysokie wymaganie stawia się stabilności poziomu wyjściowego. Poziom fali pilotującej może wahać się w granicach $\pm 0,01$ N. W celu uniknięcia fałszywego działania regulatorów od prądów kanałowych odbiorniki fali pilotującej muszą mieć na wejściu wąskopasmowe filtry. Są to zwykle filtry kwarcowe, całe więc urządzenie jest dość kosztowne. Gdy wysyłane w tor pasmo jest szerokie, należy stosować dwie lub trzy częstotliwości pilotujące, by móc również korygować nachylenie i zmianę wypukłości krzywej tłumienności.

2. Układy bez fali pilotującej:

Jednym z takich układów jest system pracujący z przesyłaniem fal nośnych. Amplitudy nadawanych fal nośnych powinny być możliwie stałe, gdyż ich sumaryczny poziom służy jako kryterium regulacji. Regulacja jest mniej dokładna niż przy pracy z częstotliwością pilotującą, gdyż amplitudy fal nośnych nie są stabilizowane, średnia wartość

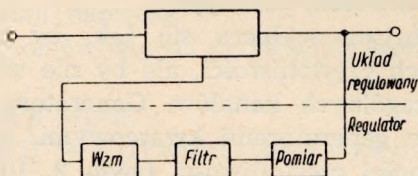
poziomu wstęgi nie jest jednoznacznie określona. Może się ona zmieniać nie tylko przy płaskiej zmianie tłumienności, ale także przy zmianie nachylenia.

Można również stosować ten sposób regulacji w systemach bez wysyłania fal nośnych, a jako kryterium regulacji wykorzystuje się średnią moc pasma przesyłanego w torze. Wymaga się wtedy, by średnia moc wyjściowa po stronie nadawczej była stała niezależnie od ilości pracujących równocześnie kanałów. Warunek ten można spełnić uzupełniając moc wstęgi użytecznej dodatkową częstotliwością, której amplituda regulowana jest automatycznie tak, by suma mocy częstotliwości użytecznych i częstotliwości dodatkowej była stała. Częstotliwość uzupełniającą umieszcza się na jednym z krańców nadawanego pasma.

3. UKŁAD REGULACYJNY

3.1. Schemat blokowy

Układ regulacyjny składa się w zasadzie z dwóch części: układu regulowanego i regulatora. Schemat blokowy układu regulacyjnego pokazany jest na rys. 3.



Rys. 3. Schemat blokowy układu regulacyjnego

Układem regulowanym jest w naszym przypadku wzmacniacz wraz z organem wykonawczym. W zależności od stosowanego systemu, organem wykonawczym będzie tłumik oporowy, pojemnościowy albo termistorowy, włączony na wejściu lub w pętli sprzężenia zwrotnego.

Regulator składa się zwykle z kilku części; główną z nich jest układ pomiarowy reagujący na zmiany wielkości wyjściowej. W teletransmisyjnych systemach regulacji jest to zwykle prostownik. Jeżeli wielkość wyjściowa układu pomiarowego oddziałuje wprost na układ regulowany, to mamy do czynienia z regulatorem bezpośrednim. Przykładem takiego regulatora jest regulator elektryczny, omówiony w punkcie 2.2. W większości przypadków jednak wymagane jest dostarczenie pewnej mocy do organu wykonawczego, co pociąga za sobą konieczność stosowania w re-

gulatorze urządzenia wzmacniającego. Taki regulator nazywamy pośrednim. Urządzeniem wzmacniającym może być np. silnik, generator o kontrolowanej mocy wyjściowej do podgrzewania termistora, wzmacniacz prądu stałego itp. Oprócz tego regulator może jeszcze mieć układy porównawcze, filtry lub układy opóźniające.

3.2. Klasyfikacja elementów

Elementy układu regulacyjnego można podzielić na dwie grupy:

- 1) elementy statyczne,
- 2) elementy astatyczne.

W układach z elementami statycznymi każdej wartości wielkości wejściowej odpowiada w stanie ustalonym ściśle określona wielkość wyjściowa, będąca jej jednoznaczna funkcją. W układach astatycznych wielkość wyjściowa nie jest określona przez wielkość wejściową. Każdej zmianie wielkości wejściowej odpowiada określona jednoznacznie prędkość zmiany wielkości wyjściowej. Wielkość wyjściowa mogłaby zmieniać się aż do nieskończoności, gdyby nie ograniczenia narzucane przez układ. Stosowanie regulatora astatycznego w połączeniu ze statycznym układem regulowanym pozwala utrzymać stałą wartość wielkości wyjściowej. Wadą układów z elementami astatycznymi jest to, że nie można badać układu regulacyjnego po rozcięciu pętli regulacji. Układ astatyczny ustawia się wtedy na jednej ze swych skrajnych pozycji — całość jest niestabilna. Wady tej nie mają układy statyczne, a dokładność utrzymania stałej wielkości wyjściowej jest w nich również bardzo duża, gdyż przy odpowiednim zaprojektowaniu układu odchylenie od wielkości nominalnej może być dowolnie małe.

3.3. Metody badania układów regulacyjnych

W praktyce mają zastosowanie trzy podstawowe metody badania układów regulacyjnych. Wszystkie one są równoważne, jeżeli chodzi o końcowy efekt obliczeń, wybór więc jednej z nich dyktowany jest posiadanyymi wiadomościami o układzie lub możliwością przeprowadzenia określonych pomiarów. Metody te będą omówione bardzo pobieżnie, gdyż są znane i powszechnie używane do badania wszystkich układów elektrycznych.

3.3.1. Badanie układu regulacyjnego za pomocą liniowych równań różniczkowych

Każdy człon układu regulacyjnego cechuje pewna bezwładność, dlatego też wielkość wyjściowa może być określona przez wielkość wejścio-

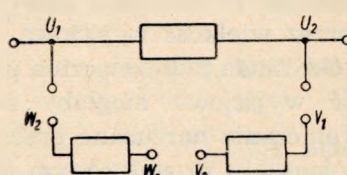
wą za pomocą równania różniczkowego. W celu uproszczenia rozważań założymy, że wszystkie człony układu są liniowe, a więc równania różniczkowe będą liniowe o stałych współczynnikach:

$$\sum_0^n a_i u^{(n-i)} = u_1 \quad (4)$$

gdzie:

- u_1 — wielkość wejściowa,
 $u_{(n-i)}$ — $(n-i)$ pochodna wielkości wyjściowej,
 a_i — współczynniki równania.

Na rysunku 4 przedstawiony jest dla przykładu trójczłonowy układ regulacyjny, rozcięty na poszczególne części. Dla każdej części oddzielnie możemy napisać następujące równania:



$$\left. \begin{aligned} \sum_0^n a_i u_2^{(n-i)} &= u_1 \\ \sum_0^k b_i v_2^{(k-i)} &= v_1 \\ \sum_0^l c_i w_2^{(l-i)} &= w_1 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Rys. 4. Człony układu regulacyjnego

Po połączeniu członów otrzymamy układ regulacyjny pod warunkiem, że w powstałej pętli nastąpi zmiana fazy zakłócenia na przeciwną w stosunku do zakłócenia wejściowego. Zmiana ta może nastąpić w dowolnym członie układu.

Możemy zatem napisać (jako jedną z możliwości):

$$\left. \begin{aligned} u_2 &= -v_1 \\ v_2 &= w_1 \\ w_2 &= u_1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Jeżeli teraz na wejście układu doprowadzić zakłócenie, np. w postaci skoku jednostkowego o amplitudzie u_0 , to otrzymamy następujący układ równań:

$$\left. \begin{aligned} \sum_0^n a_i u_2^{(n-i)} &= w_2 + u_0 \\ \sum_0^k b_i v_2^{(k-i)} &= -u_2 \\ \sum_0^l c_i w_2^{(l-i)} &= v_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Rugując poszczególne wielkości, można ten układ równań zastąpić jednym równaniem różniczkowym wyższego rzędu

$$\sum_0^m A_i u_2^{(n-i)} = u_0 \quad (8)$$

którego rozwiązanie daje przebieg wielkości wyjściowej w funkcji czasu.

Najdogodniejszym sposobem rozwiązania układu równań (7) jest stosowanie przekształcenia Laplace'a.

Oznaczając:

$$\left. \begin{aligned} L\{u_2(t)\} &= u_2(s) \\ L\{v_2(t)\} &= v_2(s) \\ L\{w_2(t)\} &= w_2(s) \\ L\{u_0 1(t)\} &= \frac{u_0}{s} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

otrzymamy po podstawieniu do równań (7):

$$\left. \begin{aligned} u_2(s) \sum_0^n a_i s^{n-i} &= w_2(s) + \frac{u_0}{s} \\ v_2(s) \sum_0^k b_i s^{k-i} &= -u_2(s) \\ w_2(s) \sum_0^l c_i s^{l-i} &= v_2(s) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

skąd

$$u_2(s) = \frac{\frac{1}{\sum_0^n a_i s^{n-i}}}{1 + \frac{1}{\sum_0^n a_i s^{n-i} \cdot \sum_0^k b_i s^{k-i} \cdot \sum_0^l c_i s^{l-i}}} \frac{u_0}{s} \quad (11)$$

Wzór (11) staje się bardziej przejrzysty, gdy wprowadzimy następujące oznaczenia:

$$\left. \begin{aligned} K_1(s) &= \frac{1}{\sum_0^n a_i s^{n-i}} \\ K_2(s) &= \frac{1}{\sum_0^k b_i s^{k-i}} \\ K_3(s) &= \frac{1}{\sum_0^l c_i s^{l-i}} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

wtedy

$$u_2(s) = \frac{u_0 \cdot K_1(s)}{s \cdot 1 + K_1(s) \cdot K_2(s) \cdot K_3(s)} \quad (13)$$

a wielkość wyjściową w funkcji czasu otrzymujemy z zależności,

$$u_2(t) = L^{-1} \{ u_2(s) \} \quad (14)$$

3.3.2. Badanie układu regulacyjnego za pomocą charakterystyk częstotliwościowych

Stosowanie równań różniczkowych do badania bardziej skomplikowanych układów regulacyjnych jest kłopotliwe. Trudności występują nie raz już przy układaniu równań, a poza tym nie zawsze można obliczyć lub pomierzyć występujące w równaniach współczynniki. Opracowano więc metodę pozwalającą badać układy regulacji w oparciu o eksperymentalnie wyznaczone charakterystyki częstotliwości.

Charakterystykę częstotliwościową, czyli przepustowość widmową układu, definiujemy wzorem:

$$K(i\omega) = \frac{u_2(i\omega)}{u_1(i\omega)} \quad (15)$$

gdzie $u_1(i\omega)$ i $u_2(i\omega)$ są przekształceniami Fouriera kolejno wielkości wejściowej i wyjściowej. $K(i\omega)$ jest wielkością zespoloną i reprezentuje jednocześnie charakterystykę amplitudową i fazową danego układu:

$$K(i\omega) = K(\omega) e^{i\varphi(\omega)} \quad (16)$$

Dla każdego członu układu regulacyjnego, przedstawionego na rys. 4, możemy napisać:

$$\left. \begin{aligned} u_2(i\omega) &= K_1(i\omega) u_1(i\omega) \\ v_2(i\omega) &= K_2(i\omega) v_1(i\omega) \\ w_2(i\omega) &= K_3(i\omega) w_1(i\omega) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Zamykamy teraz układ i doprowadzamy na jego wejście sygnał zakłócający $u(i\omega)$. Pamiętając o zmianie fazy, otrzymujemy następujące równania:

$$\left. \begin{aligned} u_2(i\omega) &= K_1(i\omega)[w_2(i\omega) + u(i\omega)] \\ v_2(i\omega) &= -K_2(i\omega)u_2(i\omega) \\ w_2(i\omega) &= K_3(i\omega)v_2(i\omega) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

skąd

$$u_2(i\omega) = u(i\omega) \frac{K_1(i\omega)}{1 + K_1(i\omega) \cdot K_2(i\omega) \cdot K_3(i\omega)} \quad (19)$$

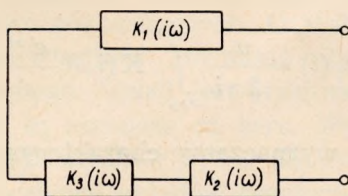
Podstawiając w otrzymanym wzorze $i\omega = s$ otrzymujemy:

$$u_2(s) = u(s) \frac{K_1(s)}{1 + K_1(s) \cdot K_2(s) \cdot K_3(s)} \quad (20)$$

Porównując równanie (20) z równaniami (12) i (13) widzimy, że funkcja częstotliwości jest jednoznacznie określona równaniem charakterystycznym równania różniczkowego:

$$K(i\omega) = \frac{1}{\sum_{i=0}^n a_i (i\omega)^{n-i}} \quad (21)$$

O zachowaniu się układu decyduje głównie mianownik wyrażenia (19).



Rys. 5. Rozcięty układ regulacyjny

Wielkość

$$K_1(i\omega) K_2(i\omega) K_3(i\omega) = K(i\omega) \quad (22)$$

występującą w tym mianowniku nazywamy charakterystyką częstotliwościową układu rozciętego (rys. 5). Charakterystykę tę wyznacza się eksperymentalnie badając układ z rys. 5 dla wszystkich częstotliwości.

3.3.3. Badanie układu za pomocą charakterystyki przejściowej

Metoda ta jest metodą pochodną od podanej w punkcie 3.3.2. Różnica między nimi polega na tym, że rozcięty układ regulacyjny (rys. 5) bada się nie poszczególnymi częstotliwościami, a od razu całym widmem, doprowadzając na wejście skok jednostkowy. Na podstawie reakcji układu na ten skok wnioskuje się o jego właściwościach.

Charakterystyką przejściową układu nazywamy odpowiedź układu na doprowadzony do niego skok jednostkowy, odniesioną do amplitudy tego skoku. Jeżeli $u_1(t) = u_0 \cdot 1(t)$, to stosując przekształcenie Fouriera można napisać:

$$u_1(t) = \frac{u_0}{2\pi i} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{i\omega t}}{\omega} d\omega \quad (23)$$

Biorąc nieskończenie mały wycinek otrzymanego widma

$$du_1(t) = \frac{u_0}{2\pi i} \cdot \frac{e^{i\omega t}}{\omega} d\omega \quad (24)$$

możemy uważać, że badamy układ jedną częstotliwością, a więc przebieg wyjściowy będzie:

$$du_2(t) = \frac{u_0}{2\pi i} K(i\omega) \frac{e^{i\omega t}}{\omega} d\omega \quad (25)$$

Korzystając z założonej uprzednio liniowości układów, możemy scałkować otrzymany przebieg na cały przedział częstotliwości od $-\infty$ do $+\infty$

$$u_2(t) = \frac{u_0}{2\pi i} \int_{-\infty}^{+\infty} K(i\omega) \frac{e^{i\omega t}}{\omega} d\omega \quad (26)$$

stąd, według definicji, wyznaczamy charakterystykę przejściową w sposób następujący:

$$h(t) = \frac{u_2(t)}{u_0} = \frac{1}{2\pi i} \int_{-\infty}^{+\infty} K(i\omega) \frac{e^{i\omega t}}{\omega} d\omega \quad (27)$$

Posługując się charakterystyką przejściową, możemy znaleźć odpowiedź układu na dowolny przebieg wejściowy za pomocą całki:

$$u(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t h(\tau) u_1(t - \tau) d\tau \quad (28)$$

gdzie:

$u_1(t)$ — przebieg wejściowy,

$u(t)$ — przebieg wyjściowy.

Metody tej używa się wtedy, gdy nie można wyznaczyć charakterystyki częstotliwościowej układu.

3.4. Kryteria stabilności układów regulacyjnych

W zależności od właściwości układu regulacyjnego możemy otrzymać następujące przebiegi wyjściowe jako reakcję na zakłócenie:

- 1) aperiodyczne lub oscylacyjne zanikanie,
- 2) powstanie drgań nietłumionych,
- 3) aperiodyczne lub oscylacyjne narastanie.

Reakcja układu według przypadku pierwszego oznacza, że układ jest stabilny. Regulacja odbywa się prawidłowo, jeżeli tłumienie przebiegu jest dostateczne.

Przypadek drugi może być stosowany wtedy, gdy ważne jest utrzymanie średniej wartości wielkości regulowanej, np. przy regulacji zakresowej.

W przypadku trzecim badany układ jest niestabilny.

W celu określenia zachowania się układu stosujemy trzy omówione poniżej kryteria stabilności.

3.4.1 Kryterium algebraiczne Hurwitza

Kryterium Hurwitza stosujemy wtedy, gdy układ regulacyjny jest badany za pomocą równań różniczkowych. O stabilności układu można sądzić na podstawie pierwiastków równania charakterystycznego danego równania różniczkowego. Układ jest stabilny, jeżeli części rzeczywiste tych pierwiastków są mniejsze od zera. Wymaga to jednak rozwiązania równania, co jest możliwe tylko dla równań niskiego rzędu. Ponieważ równania różniczkowe układów regulacyjnych są zwykle wyższego rzędu niż trzeci, opracowano kryterium określające stabilność układu bez rozwiązywania równania różniczkowego.

Ogólna postać równania charakterystycznego jest następująca:

$$\sum_0^n A_i r^{n-i} = 0 \quad (29)$$

Jeżeli wszystkie współczynniki A_i są rzeczywiste, formuje się z nich $n - 1$ wyznaczników typu

$$\Delta k = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 & A_5 & \dots & A_{2k-1} \\ A_0 & A_2 & A_4 & \dots & A_{2k-2} \\ 0 & A_1 & A_3 & \dots & A_{2k-3} \\ 0 & & & & A_k \end{vmatrix} \quad (30)$$

gdzie $k = 1, 2, 3, \dots, n-1$, przy czym elementy o wskaźnikach ujemnych i większych od n zastępujemy zerami.

Warunkiem koniecznym i dostatecznym, by pierwiastki równania charakterystycznego miały ujemną część rzeczywistą jest to, by wszystkie wyznaczniki Hurwitza były dodatnie.

Kryterium Hurwitza daje wprawdzie odpowiedź, czy dany układ będzie stabilny czy niestabilny, ale z praktycznego punktu widzenia odpowiedź ta jest niewystarczająca. Jeżeli układ jest stabilny, nie wiemy po jakim czasie nastąpi stan ustalony, a jeżeli jest niestabilny, nie mamy żadnych wskazówek, w jaki sposób go poprawić. Poza tym dla równań wyższych rzędów obliczanie wyznaczników Hurwitza jest bardzo żmudne i kłopotliwe.

3.4.2. Kryterium częstotliwościowe Nyquista

Kryterium Nyquista zostało opracowane do badania wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym. Układy regulacyjne stanowią szerszą klasę układów ze sprzężeniem zwrotnym i metoda ta została do nich adaptowana.

Biorąc pod uwagę wyrażenia (19) i (22), można napisać wypadkową charakterystykę częstotliwości układu regulacyjnego:

$$\frac{U_2(i\omega)}{U(i\omega)} = K_w(i\omega) = \frac{K_1(i\omega)}{1 + K(i\omega)} \quad (31)$$

O stabilności układu decyduje wartość mianownika:

$$1 + K(i\omega)$$

Układ jest na granicy stabilności, gdy

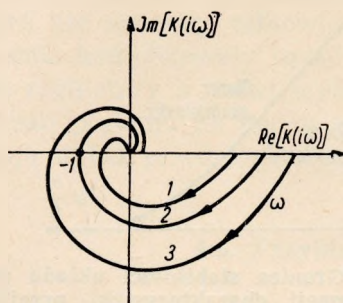
$$K(i\omega) = -1 \quad (32)$$

Ponieważ $K(i\omega)$ jest funkcją zespoloną, równanie to rozбивa się na dwa warunki:

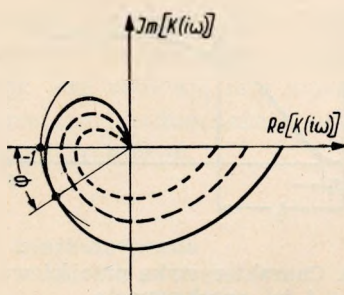
$$\left. \begin{aligned} \operatorname{Im}[K(i\omega)] &= 0 \\ \operatorname{Re}[K(i\omega)] &= -1 \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Najłatwiej sprawdzić zachowanie się układu przedstawiając $K(i\omega)$ w postaci wykresu, jak na rys. 6. Są to tzw. krzywe Nyquista. Nyquist

wykazał, że jeżeli krzywa nie zawiera punktu $-1,0$, to wszystkie pierwiastki mianownika mają ujemną część rzeczywistą i układ jest stabilny. Na rys. 6 podane są przykładowo krzywe trzech układów. Krzywa pierwsza reprezentuje układ, który po zamknięciu będzie na pewno stabilny, druga — układ na granicy stabilności i trzecia — układ niestabilny. Stabilność należy mierzyć przy maksymalnym wzmocnieniu układu.



Rys. 6. Przykłady krzywych Nyquista



Rys. 7. Krzywe Nyquista układu dla różnych wzmocnień

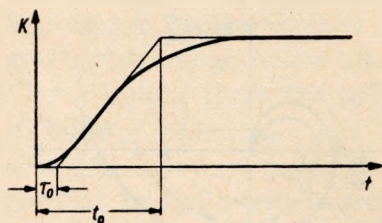
Na rysunku 7 pokazane są krzywe jednego układu wyznaczone przy różnych wzmocnieniach. Gdy wzmocnienie pętli zmienia się, to wykres kurczy się lub rozszerza radialnie: zmienia się amplituda, faza zaś pozostaje stała. Kreśląc w początku układu okrąg o promieniu równym jedności znajdujemy częstotliwość, dla której $K(i\omega) = 1$. Układ będzie stabilny, jeżeli faza φ dla tej częstotliwości będzie większa od zera o dowolnie małą wartość. Jednak z praktycznego punktu widzenia wielkość φ nie może być zbyt mała, gdyż wtedy $K(i\omega)$ jest bliskie jedności i zmiany wielkości wejściowej wywołują na wyjściu bardzo słabo tłumione przebiegi oscylacyjne. Dopuszczalną wielkość φ nazywamy marginesem fazy. Staramy się, by $\varphi = 45^\circ \div 60^\circ$. Aby nieoczekiwany wzrost wzmocnienia nie spowodował wzbudzenia się układu, konieczne jest także zapewnienie marginesu wzmocnienia rzędu 10 do 20 dB.

Rozwiązując równania (33) i rugując z nich częstotliwość, otrzymamy warunek stabilności wyrażony przez parametry układu. Kryterium to jest więc znacznie bardziej praktyczne od kryterium Hurwitza, gdyż pozwala wyciągać wnioski co do wartości elementów projektowanego układu.

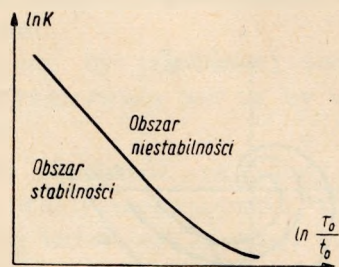
3.4.3. Określenie stabilności na podstawie charakterystyki czasowej

Zakładamy, że wyznaczona eksperymentalnie charakterystyka czasowa ma kształt jak na rys. 8. Charakterystyka ta ma w początkowej swej części duże zakrzywienie, będące wynikiem bezwładności układu. Z wy-

starczającą do celów praktycznych dokładnością można aproksymować ten odcinek odcinkiem poziomym o długości τ_0 . Wielkość τ_0 — czas opóźnienia przebiegu, mierzymy od początku układu do punktu, w którym styczna, wystawiona w punkcie o maksymalnym nachyleniu charakterystyki czasowej, przecina oś czasu. Dalszą część krzywej dla $t > \tau_0$



Rys. 8. Charakterystyka przejściowa i jej aproksymacja



Rys. 9. Granica stabilności układu przy aproksymacji charakterystyki przejściowej linią łamaną

aproksymujemy zależnie od wymaganej dokładności odcinkiem prostej lub krzywą typu $1 - e^{-at}$. Po przeprowadzeniu aproksymacji znajdujemy przekształcenie Laplace'a otrzymanej funkcji, a stąd według wzoru (15) charakterystykę częstotliwości:

$$K(s) = s L\{h(t)\}$$

Otrzymaną charakterystykę częstotliwości wstawiamy do wzorów (33), skąd po rozwiązaniu dostajemy warunek stabilności, wyrażony przez czasy τ_0 i t_0 lub τ_0 i a . W zależności od stosunku czasu opóźnienia do czasu narastania ograniczona jest maksymalna wartość wzmocności K .

Na rys. 9 podany jest wykres $K = f\left(\frac{\tau_0}{t_0}\right)$ dla przypadku aproksymacji charakterystyki czasowej odcinkiem prostej.

4. POŁĄCZENIE ŁAŃCUCHOWE WZMACNIAKÓW REGULOWANYCH

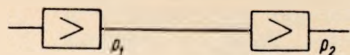
4.1. Uwagi ogólne

Przy projektowaniu wzmacniaków z automatyczną regulacją poziomu należy pamiętać, że pracują one najczęściej po kilka lub kilkanaście w połączeniu łańcuchowym. Fakt ten ogranicza prędkość regulacji pojedynczego wzmacniaka do wartości zależnej od liczby wzmacniaków w torze. Istnienie takiej wzajemnej zależności tłumaczy się tym, że

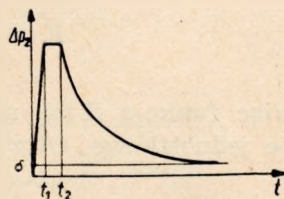
przy zmianie tłumienności jednego odcinka wzmacniakowego zmienia się poziom przesyłanej wstęgi na wszystkich odcinkach i we wszystkich wzmacniakach rozpoczyna się proces regulacji. W rezultacie tego na stacji końcowej mogą wystąpić duże wahania odbieranego poziomu. By temu zapobiec, w starych systemach regulacji stosowano opóźnienie początku regulowania. Opóźnienie to rosło na każdym odcinku wzmacniakowym, licząc od stacji nadawczej. Układy takie zostały zarzucone, gdyż nie usuwały całkowicie wahań poziomu na końcu toru, a jednocześnie komplikowały urządzenia regulacyjne. Obecnie stosuje się głównie regulatory o małej szybkości regulacji. Nie usuwają one wprowadzone wahań poziomu na końcu toru, ale są prostsze i jednocześnie zabezpieczają układ przed wpływem przypadkowych zakłóceń.

4.2. Przybliżona analiza matematyczna

W celu uproszczenia rozważań będziemy traktować wzmacniak łącznie z poprzedzającym go odcinkiem wzmacniakowym jako całość (rys. 10). Wzmocnienie tego układu założymy równą 0 N i przyjmiemy $p_1 = p_2 = 0$ N. Jeżeli na zaciskach wejściowych nastąpi przyrost poziomu Δp w postaci funkcji jednostkowej, to odpowiedź układu będzie przebie-



Rys. 10. Wzmacniak w połączeniu z odcinkiem wzmacniakowym



Rys. 11. Typowa odpowiedź układu regulowanego na skok jednostkowy

gała według wykresu na rys. 11. Kształt odcinka początkowego odpowiedzi dla czasów od $0 \div t_1$ jest uwarunkowany charakterystykami częstotliwościowymi układu tor — wzmacniak. Płaski odcinek pomiędzy czasami t_1 i t_2 oraz krzywa wykładnicza przedstawiają w przybliżeniu działanie układu regulacyjnego. Wielkość δ jest odchyleniem od wartości pierwotnej poziomu wyjściowego po ustaleniu się przebiegu.

Wprowadzimy następujące założenia upraszczające:

- 1) $\delta = 0$ — układ reguluje bardzo dokładnie,
- 2) $t_1 = 0$ — ze względu na bezwładność regulatora można pominąć wpływ czasu narastania przebiegu i uważać, że już w momencie $t = 0$ osiąga on wartość największą.

Ponieważ właściwa regulacja rozpoczyna się dopiero w chwili $t = t_2$, to płaski odcinek krzywej możemy pominąć, gdyż nie zmienia on charakteru przebiegu. Sprowadziliśmy więc odpowiedź układu na funkcję jednostkową do krzywej wykładniczej.

Mając określone przebiegi wyjściowy i wejściowy możemy, korzystając z przekształcenia Laplace'a, obliczyć przepustowość i charakterystykę częstotliwościową układu. Korzystamy z następujących zależności:

$$\left. \begin{aligned} L\{\Delta p_1(t)\} &= \Delta p \frac{1}{s} \\ L\{\Delta p e^{-at}\} &= \Delta p \frac{1}{s+a} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Zatem, zgodnie z określeniem przepustowości układu, otrzymamy:

$$K_1(s) = \frac{s}{s+a} \quad (35)$$

gdzie a jest odwrotnością stałej czasu układu regulującego.

Jeżeli w torze jednorodnym pracuje $n+1$ jednakowych wzmacniaczy, to przepustowość całego układu jest iloczynem przepustowości składowych; mamy więc:

$$K(s) = [K_1(s)]^{n+1} = \left[\frac{s}{s+a} \right]^{n+1} \quad (36)$$

Mając funkcję $K(s)$, możemy obliczyć odpowiedź układu na wymuszenie jednostkowe. Otrzymujemy:

$$\left. \begin{aligned} \Delta p_{n+1}(s) &= \frac{\Delta p}{s} \left[\frac{s}{s+a} \right]^{n+1} = \Delta p \frac{s^n}{[s+a]^{n+1}} \\ \Delta p_{n+1}(t) &= L^{-1}\{\Delta p_{n+1}(s)\} = \Delta p e^{-at} L_n(at) \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

gdzie $L_n(at)$ jest wielomianem Laguerre'a i wyraża się następująco:

$$L_n(at) = \sum_{v=0}^n (-1)^v \frac{n!}{(v!)^2 \cdot (n-v)!} (at)^v \quad (38)$$

Niżej podane jest dla przykładu rozwiązanie zależności (37) dla 2, 5 i 10 wzmacniaczy przy założeniu, że $\Delta p = 1$:

$$n+1 = 2 \quad \Delta p_2(t) = e^{-at}(1-at)$$

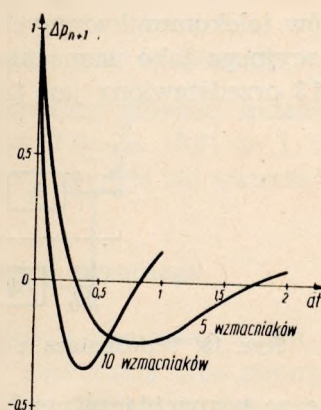
$$n+1 = 5 \quad \Delta p_5(t) = e^{-at} \left[1 - 4at + 3(at)^2 - \frac{2}{3}(at)^3 + \frac{1}{24}(at)^4 \right]$$

$$n + 1 = 10 \quad \Delta p_{10}(t) = e^{-at} \left[1 - 9at + 18(at)^2 - 14(at)^3 + \right. \\ \left. + \frac{21}{4}(at)^4 - \frac{126}{120}(at)^5 + \frac{84}{720}(at)^6 - \frac{36}{5040}(at)^7 + \right. \\ \left. + \frac{9}{40320}(at)^8 - \frac{1}{9!}(at)^9 \right]$$

Oczywiście wyrazy wyższych rzędów odgrywają rolę dopiero przy dużych wartościach zmiennej at , co już nas zwykle nie interesuje. Otrzymany przebieg ma charakter oscylacyjny. Z praktycznego punktu widzenia interesuje nas amplituda pierwszego minimum przebiegu charakteryzująca stopień przeregulowania. Na rys. 12 pokazany jest kształt przebiegu wyjściowego dla pięciu i dziesięciu wzmacniaków w torze przy $\Delta p = 1$.

Na rysunku 12 widzimy, że wielkość przeregulowania zależy od liczby regulowanych wzmacniaków i wynosi: dla pięciu ok. 26%, dla dzie-

Rys. 12. Odpowiedź łącza z automatyczną regulacją poziomu na skok jednostkowy



sięciu ok. 34%. Wielkość przeregulowania nie zależy natomiast od wartości parametru α . Zmiana parametru α zmieni tylko skalę osi czasu, nie wpłynie zaś na amplitudę przebiegu.

Ze wzrostem liczby wzmacniaków rośnie nie tylko amplituda oscylacji, ale także początkowa prędkość regulacji. Obliczamy ją, znajdując pochodną wyrażenia (37):

$$[\Delta p_{n+1}(t)]' = -\Delta p(n+1) a e^{-at} \sum_{v=0}^n (-1)^v \frac{n!}{(v!)^2 (n-v)! (v+1)!} (at)^v \quad (39)$$

Po wstawieniu do równania (39) wartości $t = 0$ z sumy pozostaje tylko składnik odpowiadający $v = 0$

i wtedy

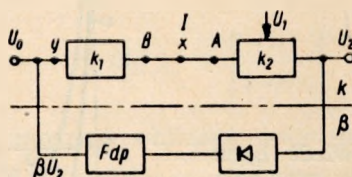
$$[\Delta p_{n+1}(0)]' = v_0 = -\Delta p(n+1)\alpha \quad (40)$$

Tak więc początkowa prędkość regulacji jest proporcjonalna do amplitudy występującego skoku i do liczby wzmacniaków w torze, a odwrotnie proporcjonalna do stałej czasu poszczególnych regulatorów. Ponieważ ze względu na wprowadzane zniekształcenia prędkość regulacji nie powinna być większa od 2 N/min, więc — znając liczbę wzmacniaków i przewidując maksymalny skok poziomu, możemy ze wzoru (40) obliczyć stałą czasu regulatora.

5. PROJEKTOWANIE UKŁADU Z AUTOMATYCZNĄ REGULACJĄ POZIOMU

5.1. Omówienie układu

Do celów telekomunikacyjnych bardzo wygodne jest traktowanie układu regulacyjnego jako wzmacniacza z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Na rys. 13 przedstawiony jest taki układ, w którym część wzmacniająca



Rys. 13. Wzmacniacz z automatyczną regulacją poziomą

składa się ze wzmacniacza prądu stałego (k_1) i wzmacniacza pasma nośnego (k_2). Na część β składają się prostownik i filtr dolnoprzepustowy. Wzmocność k_2 wzmacniacza grupowego jest funkcją prądu I . Zmienia się ona proporcjonalnie do wartości, o jaką napięcie stałe βU_2 przekroczy wartość U_0 . Napięcie U_0 jest to napięcie polaryzacji wstępnej, wywołujące tzw. napięciowe „opóźnienie” regulacji, natomiast U_1 i U_2 są to wejściowe i wyjściowe napięcia dużej częstotliwości. Jak wiadomo, we wzmacniaczu z ujemnym sprzężeniem zwrotnym tamowność pętli $k\beta$ jest równa zero, gdy zostaje wyłączone napięcie anodowe. Okaże się, że w układzie przedstawionym na rys. 13 tamowność pętli $k\beta = 0$, gdy $U_1 = 0$, dlatego też, z punktu widzenia sprzężenia zwrotnego, odbierany sygnał można traktować jako źródło zasilające część wzmacniającą układu. Przy tym założeniu możemy napisać:

$$U_2 = k(U_0 + \beta U_2) \quad (41)$$

gdzie k — wzmocność części wzmacniającej układu:

$$U_2 = \frac{k}{1 - \beta k} U_0 \quad (42)$$

$$\text{Jeżeli } |\beta k| \gg 1, \text{ to } U_2 \approx -\frac{1}{\beta} U_0 \quad (43)$$

a więc napięcie wyjściowe jest niezależne od k .

Na podstawie równania (42) można określić wpływ zmiany wzmocności k na napięcie wyjściowe. Różniczkując wzór (42) względem k , otrzymujemy:

$$dU_2 = \frac{dk}{(1 - k\beta)^2} U_0 \quad (44)$$

skąd dzieląc przez wzór (42) dostaniemy:

$$\frac{dU_2}{U_2} = \frac{1}{1 - \beta k} \frac{dk}{k} \quad (45)$$

Wszelkie zmiany wzmocności k są redukowane w stosunku $\frac{1}{1 - \beta k}$. Zmiany k będą w podanym układzie wywołane głównie zmianami napięcia U_1 , jako napięcia zasilającego układ. Dopóki $|k\beta| \gg 1$, napięcie wyjściowe U_2 jest prawie niezależne od U_1 i wyraża się wzorem (43).

5.2. Badanie pętli sprzężenia zwrotnego

W celu zbadania pętli sprzężenia zwrotnego rozcinamy układ pokazany na rys. 13 w punkcie oznaczonym x i zamykamy obie strony na ich oporności pracy. Przyrost prądu ΔI_A , powstający w punkcie A , spowoduje pojawienie się w punkcie B przyrostu prądu ΔI_B . Na podstawie tych przyrostów możemy określić tamowność pętli, którą definiujemy następująco:

$$k\beta = \lim_{\Delta I_A \rightarrow 0} \frac{\Delta I_B}{\Delta I_A} \quad (46)$$

Wielkość ta jest oczywiście funkcją częstotliwości. Ponieważ pętla sprzężenia zwrotnego przenosi prąd stały, wygodnie więc jest traktować ΔI_A i ΔI_B jako przyrosty prądu stałego. Wyznaczona w ten sposób tamowność pętli $k\beta(0)$ określi nam dobroć regulacji układu, podczas gdy $k\beta(\omega)$ określa stabilność układu i wpływ regulacji na modulację. Pętlę sprzężenia zwrotnego będziemy badać doprowadzając do układu stały sygnał wejściowy $U_1 = U_{10}$.

Jeżeli $I = I_0$ jest wtedy stałe, to napięcie wyjściowe ma też stałą wartość i równa się:

$$U_{20} = k_2(I_0) U_{10} \quad (47)$$

Założmy, że nastąpił wzrost prądu I od wartości I_0 do wartości $I_0 + \Delta I_A$. Napięcie wyjściowe wzrośnie do wartości

$$U_2 = k_2(I_0 + \Delta I_A) U_{10} \quad (48)$$

a przyrost napięcia będzie:

$$\Delta U_2 = U_2 - U_{20} = U_{10} [k_2(I_0 + \Delta I_A) - k_2(I_0)] \quad (49)$$

Dzieląc obie strony przez ΔI_A i biorąc granicę przy $\Delta I_A \rightarrow 0$, otrzymujemy:

$$\lim_{\Delta I_A \rightarrow 0} \frac{\Delta U_2}{\Delta I_A} = \lim_{\Delta I_A \rightarrow 0} U_{10} \frac{k_2(I_0 + \Delta I_A) - k_2(I_0)}{\Delta I_A} = U_{10} \left. \frac{dk_2}{dI} \right|_{I=I_0} \quad (50)$$

Przyrost napięcia ΔU_2 wywołuje w punkcie B przyrost prądu ΔI_B równy:

$$\Delta I_B = k_1 \beta \Delta U_2 \quad (51)$$

gdzie k_1 jest wzmocnieniem wzmacniacza prądu stałego w mA/V.

Podstawiając (50) i (51) do (46), otrzymujemy wyrażenie na tamowność pętli:

$$k \beta = k_1 \beta \frac{dk_2}{dI} U_{10} \quad (52)$$

Ze wzoru (52) widać, że tamowność pętli równa się zero, gdy $U_{10} = 0$. Na podstawie tego można uważać układ regulacyjny za wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, w którym napięcie U_1 jest napięciem zasilającym.

Wielkość $k_1 \beta$, wchodzącą do wzoru (52), można określić na podstawie warunków, jakie ma spełniać układ. Warunki te są zwykle następujące:

1) układ automatycznej regulacji poziomu nie powinien wprowadzać żadnej zmiany wzmocności wtedy, gdy amplituda odbieranego sygnału jest tak mała, że przy maksymalnej wzmocności wzmacniacza napięcie wyjściowe jest mniejsze od założonej wartości minimalnej;

2) układ automatycznej regulacji poziomu powinien zmniejszać wzmocność wzmacniacza do takiej wartości, by — przy maksymalnej spodziewanej amplitudzie sygnału odbieranego, napięcie wyjściowe nie przekroczyło dopuszczalnej wartości maksymalnej.

Oznaczmy:

$U_{2 \min}$ — minimalne wymagane napięcie U_2 ,

$U_{2 \max}$ — maksymalne dopuszczalne napięcie U_2 ,

I_{max} lub I_{min} — wymagany prąd, wywołujący maksymalną zmianę wzmocności.

Według warunku pierwszego, dla napięć wyjściowych mniejszych od U_{2min} , prąd sterujący musi mieć wartość odpowiadającą maksymalnej wzmocności wzmacniacza, równą I_0 . Na podstawie rys. 13 prąd I przedstawimy w formie równania:

$$I = I_0 + k_1(\beta U_2 - U_0) \quad (53)$$

a więc

$$k_1(\beta U_{2min} - U_0) = 0$$

czyli

$$\beta U_{2min} = U_0 \quad (54)$$

Wzór ten daje wymaganą wielkość napięcia U_0 , wywołującą napięciowe „opóźnienie” regulacji. Po podstawieniu (54) do (53) otrzymujemy:

$$I = I_0 + k_1 \beta (U_2 - U_{2min}) \quad (55)$$

Wstawiając do tego wzoru $U_2 = U_{2max}$, możemy obliczyć wartość wielkości $k_1 \beta$, konieczną do spełnienia warunków regulacji:

$$k_1 \beta = \frac{I_{U_{2max}} - I_0}{U_{2max} - U_{2min}} \quad (56)$$

gdzie $I_{U_{2max}}$ jest wartością prądu sterującego wtedy, gdy $U_2 = U_{2max}$.

W zależności od konstrukcji wzmacniacza, I_0 może być minimalną lub maksymalną wartością prądu sterującego. W układach, w których $I_0 = I_{min}$, wzmocność wzmacniacza maleje ze wzrostem prądu, a $I_{U_{2max}} = I_{max}$.

Wtedy

$$k_1 \beta = \frac{I_{max} - I_0}{U_{2max} - U_{2min}} \quad (57)$$

jest wielkością dodatnią.

W przypadku, gdy $I_0 = I_{max}$, wzmocność wzmacniacza maleje ze zmniejszeniem się prądu, więc $I_{U_{2max}} = I_{min}$, a

$$k_1 \beta = \frac{I_{min} - I_0}{U_{2max} - U_{2min}} \quad (58)$$

jest wielkością ujemną.

Mając te wyrażenia możemy znaleźć tamowność pętli $k\beta$, podstawiając do wzoru (52) kolejno wzory (48), (55) i (56):

$$k\beta = k_1\beta U_2 \frac{1}{k_2} \cdot \frac{dk_2}{dI} = (I - I_0 + k_1\beta U_{2min}) \cdot \frac{1}{k_2} \cdot \frac{dk_2}{dI} = \left. \begin{aligned} &= \left(I - I_0 + \frac{U_{2max} - I_0}{U_{2max} - 1} \right) \frac{1}{k_2} \cdot \frac{dk_2}{dI} \end{aligned} \right\} \quad (59)$$

Zależność $k_2(I)$ jest zwykle funkcją ciągłą i monotoniczną, a więc jej pochodna jest zawsze określona i nie zmienia znaku w całym zakresie. Jak wiemy, gdy $I_0 = I_{min}$, wzmacność wzmacniacza maleje ze wzrostem prądu, a więc

$$\frac{dk_2}{dI} < 0 \quad (60)$$

w przypadku, gdy $I_0 = I_{max}$; wzmacność wzmacniacza rośnie ze wzrostem prądu i

$$\frac{dk_2}{dI} > 0 \quad (61)$$

Dla tych dwóch przypadków obliczymy maksymalną wartość $k\beta$, odpowiadającą maksymalnej redukcji wzmacności.

1) $I_0 = I_{min}$

$$k\beta_{max} = \left. \begin{aligned} &= \left(I_{max} - I_0 + \frac{I_{max} - I_0}{\frac{U_{2max}}{U_{2min}} - 1} \right) \frac{1}{k_2} \frac{dk_2}{dI} \Big|_{I=I_{max}} \\ &= \frac{I_{max} - I_0}{1 - \frac{U_{2min}}{U_{2max}}} \cdot \frac{1}{k_2} \cdot \frac{dk_2}{dI} \Big|_{I=I_{max}} \end{aligned} \right\} \quad (62)$$

2) $I_0 = I_{max}$

$$k\beta_{max} = \left. \begin{aligned} &= \left(I_{min} - I_0 + \frac{I_{min} - I_0}{\frac{U_{2max}}{U_{2min}} - 1} \right) \frac{1}{k_2} \frac{dk_2}{dI} \Big|_{I=I_{min}} \\ &= \frac{I_{min} - I_0}{1 - \frac{U_{2min}}{U_{2max}}} \cdot \frac{1}{k_2} \cdot \frac{dk_2}{dI} \Big|_{I=I_{min}} \end{aligned} \right\} \quad (63)$$

Na podstawie zależności (57), (58), (60) i (61) możemy stwierdzić, że tamowność pętli $k\beta$ jest zawsze wielkością ujemną. Im regulacja ma

być dokładniejsza, czyli im $U_{2\min}$ ma być bliższe $U_{2\max}$, tym tamowność pętli $k\beta$ musi być większa co do wartości bezwzględnej.

W układach pracujących bez polaryzacji wstępnej regulacja działa przy wszystkich napięciach wyjściowych, więc $U_{2\min} = 0$ i wzór (59) przybiera postać:

$$k\beta = (I - I_0) \frac{1}{k_2} \frac{dk_2}{dI} \quad (64)$$

W przypadku tym wielkość $k\beta$ zależy tylko od charakterystyki $k_2(I)$ i zmiany prądu sterującego, nie zależy natomiast od wartości $k_1\beta$. Ponieważ:

$$\frac{1}{k_2} \frac{dk_2}{dI} = \frac{d}{dI} \ln k_2$$

wzór (59) przyjmie postać:

$$k\beta = \left(I - I_0 + \frac{IU_{2\max} - I_0}{\frac{U_{2\max}}{U_{2\min}} - 1} \right) \frac{d}{dI} \ln k_2 \quad (65)$$

Postać ta jest najwygodniejsza do obliczeń, ponieważ zwykle mamy charakterystykę $\ln k_2 = f(I)$. Wielkość $\frac{d}{dI} \ln k_2$ jest po prostu nachyleniem tej charakterystyki w badanym punkcie.

Wszystkie wyprowadzone zależności są oczywiście słuszne, gdy wielkością sterującą w układzie nie jest prąd, ale napięcie. Zmienić się musi tylko definicja wzmocności prądu stałego z napięciowo-prądowej na napięciowo-napięciową.

Należy podkreślić, że wartość $k\beta$ nie jest bynajmniej równa zmianie wzmocności wzmacniacza. Obie te wielkości rosną ze wzrostem zmiany prądu sterującego, ale zmiana wzmocności wzmacniacza może być znacznie większa od $k\beta$. Wielkość $k\beta$ określa nam natomiast względną zmianę napięcia wyjściowego w zależności od względnej zmiany napięcia wejściowego. Łatwo to wykazać różniczkując względem U_2 zależność:

$$U_2 = U_1 k_2$$

Otrzymujemy:

$$1 = \frac{dU_1}{dU_2} k_2 + U_1 \frac{dk_2}{dU_2}$$

Według poprzednio podanych wzorów

$$\frac{dk_2}{dU_2} = \frac{dk_2}{dI} \frac{dI}{dU_2} = k_1\beta \frac{dk_2}{dI} = \frac{1}{U_1} k\beta$$

czyli

$$1 = \frac{dU_1}{dU_2} k_2 + k\beta$$

skąd otrzymujemy kolejno:

$$\left. \begin{aligned} dU_1 &= \frac{1 - k\beta}{k_2} dU_2 \\ \frac{dU_1}{U_1} &= (1 - k\beta) \frac{dU_2}{U_2} \\ \frac{dU_2}{U_2} &= \frac{1}{1 - k\beta} \frac{dU_1}{U_1} \end{aligned} \right\} \quad (66)$$

5.3. Zniekształcenia wprowadzane przez automatyczną regulację poziomu

Zniekształcenia transmisji wskutek istnienia automatycznej regulacji poziomu mogą powstać wtedy, gdy regulacja odbywa się szybko. Zniekształcenia te mogą być dwojakiego rodzaju. Pierwsze z nich występują, gdy wzmocnienie układu zmienia się znacznie w czasie porównywalnym z okresem najmniejszej przenoszonej częstotliwości modulującej. Ponieważ najmniejszą częstotliwością, którą muszą przenieść bez zniekształceń urządzenia nośne, jest częstotliwość impulsów telegraficznych, maksymalna szybkość regulacji w całej trasie nie może przekraczać wartości 1,5 do 2 N/min. Szybkości regulacji poszczególnych regulatorów muszą być oczywiście mniejsze, zgodnie z zależnością (40).

Drugim rodzajem zniekształceń są przesłuchy z kanału na kanał, które mogą wystąpić, jeżeli regulacja odbywa się bardzo szybko. Przesłuchy występują, gdy częstotliwości przenoszone po wyprostowaniu nie są dokładnie wyfiltrowane w układzie β . Przy bardzo szybkiej regulacji częstotliwości te mogą wejść powtórnie do transmisji lub wywołać dodatkową modulację przenoszonego pasma. W układach, w których elementem regulacyjnym jest termistor, zjawisko to nie występuje, gdyż stała czasu termistora jest zwykle znacznie większa od stałej czasu filtra dolnoprzepustowego w układzie β .

5.4. Pomiar charakterystyki częstotliwości wzmacniacza z automatyczną regulacją poziomu

Przy pomiarze charakterystyki częstotliwości wzmacniacza należy przerwać działanie układu automatycznej regulacji poziomu. Można to uczynić dwoma sposobami:

- 1) przez rozcięcie pętli regulacji,
- 2) przez utrzymanie stałej wartości kryterium regulacji.

Sposób pierwszy, dający rzeczywiste przerwanie pętli regulacji, jest niewygodny przy pomiarach kontrolnych gotowych urządzeń, a poza tym zmienia warunki pracy układu. Sposób drugi nie ma tej wady, lecz nie we wszystkich układach regulacji daje dokładne wyniki pomiarów.

Pomiary charakterystyki częstotliwości drugim sposobem można dokładnie wykonać wtedy, gdy jako kryterium regulacji używa się poziomu specjalnej częstotliwości kontrolnej. Częstotliwość tę nadaje się na wejście wzmacniacza, a jej poziom w czasie pomiaru musi być stały. W ten sposób układ regulacji zostaje „wyłączony” i nie wpływa na wyniki pomiarów. Jeżeli w układzie jako kryterium regulacji przyjęto średnią moc przenoszonego pasma, to metoda ta daje błędne wyniki. Jest to spowodowane tym, że gdy wzmacniacz będziemy sterowali kolejno sygnałami o różnych częstotliwościach, lecz o jednakowych amplitudach, to — niezależnie od jego charakterystyki częstotliwości, na wyjściu otrzymamy zawsze jednakowe poziomy, gdyż układ regulacyjny nie zostaje w ten sposób wyłączony. Aby „wyłączyć” układ regulacyjny, należy do wejścia wzmacniacza doprowadzić sygnał o stałej częstotliwości i o takim poziomie, by zastąpił on moc całego przenoszonego pasma, natomiast charakterystykę należy wyznaczać częstotliwościami o znacznie niższych poziomach. Błąd pomiaru będzie znikomy, gdy będzie zachowany dostateczny odstęp między napięciami pomiarowymi a napięciem sterującym układ regulacyjny. Do pomiaru układów regulujących mocą wyjściową wygodniejszy może się okazać pomiar przy rozciętej pętli regulacji.

5.5. Uwagi końcowe

Projektowanie układu z automatyczną regulacją poziomu należy rozpoczynać od zaprojektowania wzmacniacza k_2 o zmiennej wzmocności. Wzmocność wzmacniacza k_2 bez regulacji jest wielkością zadaną przez warunki techniczne, natomiast zakres zmian w funkcji prądu sterującego znajdujemy z warunków na zakres i dokładność regulacji.

Do tego wymagane są następujące dane:

$U_{1\min}$ — minimalne napięcie wejściowe, od którego układ regulacyjny ma rozpocząć działanie,

$U_{1\max}$ — maksymalne spodziewane napięcie wejściowe,

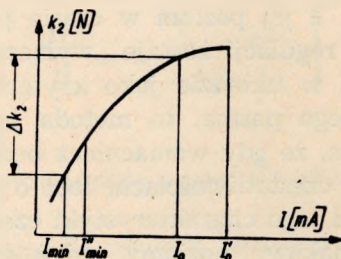
$U_{2\min}$ — minimalne napięcie wyjściowe,

$U_{2\max}$ — maksymalne dopuszczalne napięcie wyjściowe.

Zmianę wzmacnienia $\Delta k_2 = f(I)$ znajdujemy jako

$$\ln \Delta k_2 = \ln U_{2max} - \ln U_{2min} + \ln U_{1min} - \ln U_{1max} [N] \quad (67)$$

Po zaprojektowaniu wzmacniacza i wyznaczeniu lub obliczeniu jego charakterystyki $k_2 = f(I)$ wybieramy na niej początkowy punkt pracy $I = I_0$ (rys. 14) i znajdujemy stąd wymaganą zmianę prądu dla obliczonej poprzednio zmiany wzmacnienia Δk_2 . Na rys. 14 pokazany jest przypadek, gdy I_0 jest maksymalnym prądem sterującym w układzie. Zakres zmiany wzmacnienia Δk_2 powinien przypadać na tę część krzy-

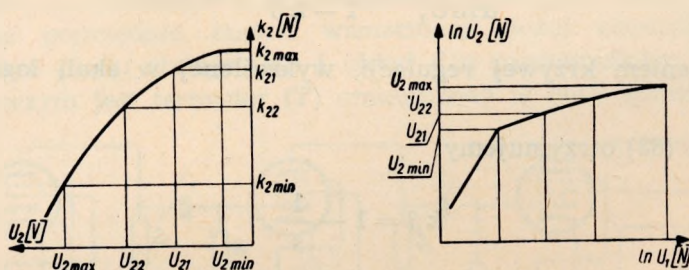


Rys. 14. Charakterystyka wzmacnienia wzmacniacza w funkcji prądu sterującego

wej $k_2 = f(I)$, gdzie ma ona duże nachylenie, a jednocześnie punkt pracy $I = I_0$ powinien odpowiadać punktowi maksymalnej wzmacnienia wzmacniacza. Jeżeli charakterystyka $k_2 = f(I)$ ma nieodpowiedni kształt, to wymagania te mogą być sprzeczne. Na rys. 14 pokazana jest krzywa $k_2(I)$ o bardzo płaskim przebiegu przy większych prądach. Gdyby wybrać początkowy punkt pracy w punkcie $I = I'_0$, to zapewnilibyśmy maksymalną wzmacnienie dla minimalnych sygnałów, jednak zakres zmian prądu sterującego zostałby znacznie rozszerzony. Wymaga to odpowiedniego powiększenia wielkości $k_1 \beta$ (por. wzór 58). Chcąc tego uniknąć, wybieramy punkt pracy dla $I = I_0$. Tracimy przy tym niewiele ze wzmacnienia maksymalnej, zyskujemy zaś znaczne zmniejszenie $k_1 \beta$ i duże nachylenie $k_2(I)$.

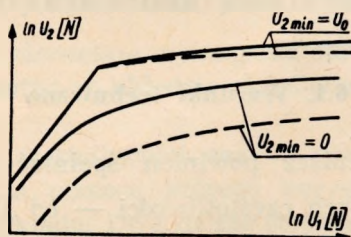
Jeżeli termistor znajduje się w obwodzie sprzężenia zwrotnego, to strata wzmacnienia maksymalnej jest po prostu zwiększeniem ujemnego sprzężenia zwrotnego, można więc ją łatwo skompensować zmieniając elementy układu. Jeżeli ze sposobu rozwiązania układu wynika warunek na minimalną wartość prądu sterującego I''_{min} , wtedy wymagana zmiana wzmacnienia Δk_2 może nie zmieścić się w granicach zmiany prądu od I_0 do I''_{min} . Przesunięcie punktu pracy do punktu $I = I_0$ będzie więc niemożliwe. Trzeba wtedy dążyć do zwiększenia nachylenia odcinka krzywej pomiędzy I'_0 i I_0 .

Po wybraniu początkowego punktu pracy obliczamy według wzoru (58) wymaganą dla spełnienia warunków regulacji wartość $k_1 \beta$, a następnie za pomocą wzoru (53) przeliczamy charakterystykę $k_2 = f(I)$ na charakterystykę $k_2 = f(U_2)$. Teraz możemy przystąpić do wyznaczania przebiegu charakterystyki regulacji układu, tzn. charakterystyki $U_2 = f(U_1)$ (rys. 15). W tym celu obieramy kolejno różne napięcia U_2 w zakresie od zera do $U_{2\max}$ i z krzywej $k_2 = f(U_2)$ znajdujemy odpowiadające im wzmacnienia. Korzystając z zależności $U_1 = \frac{U_2}{k_2}$ obliczamy aktualne napięcie wejściowe i budujemy charakterystykę, jak pokazano na rys. 15.



Rys. 15. Sposób wykreślenia charakterystyki regulacji

Na rysunku 16 pokazane są krzywe regulacji układów o różnych parametrach. Krzywe ciągłe reprezentują układ o $k_1 \beta = a$; jedna dla $U_{2\min} = 0$, druga dla $U_{2\min} = U_0$. Wpływ zwiększania $k \beta$ od wartości a do wartości $b = c \cdot a$ przedstawiają krzywe przerywane. W przypad-



Rys. 16. Przykłady charakterystyk regulacji

ku, gdy $U_{2\min} = 0$, napięcie wyjściowe zmniejsza się po prostu c -krotnie, a poprawa regulacji nie następuje. Gdy $U_{2\min} = U_0$, zmniejsza się c -krotnie tylko wielkość, o jaką napięcie wyjściowe przekroczy wartość napięcia U_0 i regulacja znacznie się poprawia.

Istnieje ścisły związek pomiędzy krzywymi regulacji a tamownością pętli $k \beta$. Na podstawie wzoru (66) możemy napisać:

$$\frac{\frac{dU_2}{U_2}}{\frac{dU_1}{U_1}} = \frac{1}{1 - k\beta}$$

Ponieważ

$$\frac{dU}{U} = d \ln U$$

więc

$$\frac{d \ln U_2}{d \ln U_1} = \frac{1}{1 - k\beta} = s \quad (68)$$

jest nachyleniem krzywej regulacji, wykreślonej w skali logarytmicznej.

Ze wzoru (68) otrzymujemy:

$$k\beta = 1 - \frac{1}{s}$$

Jeżeli s równa się jedności, to $k\beta = 0$, jak w przypadku regulacji „opóźnionej” dla napięć wyjściowych mniejszych od $U_{2 \min}$. Gdy s jest bardzo małe, wtedy $k\beta$ jest duże i ujemne.

6. WZMACNIACZ KOŃCOWY TELEFONII NOŚNEJ Z AUTOMATYCZNĄ REGULACJĄ POZIOMU

6.1. Warunki techniczne

Projektowany wzmacniacz powinien spełniać następujące warunki:

1. Pasmo wzmacnianych częstotliwości — od 172 do 276 kHz.
2. Płaska charakterystyka wzmocności w funkcji częstotliwości.
3. Maksymalna wzmocność 6,4 N.
4. Zmiany sumarycznego poziomu mocy wejściowej (13 kanałów) od -5,3 N do -3,3 N.
5. Zmiany sumarycznego poziomu mocy wyjściowej od 1,1 N do 1,5 N.
6. Obustronne dopasowanie do oporności 150 Ω .
7. Napięcia zasilające: $U_z = 6,3$ V, $U_a = 212$ V.

6.2. Omówienie układu i jego charakterystyk

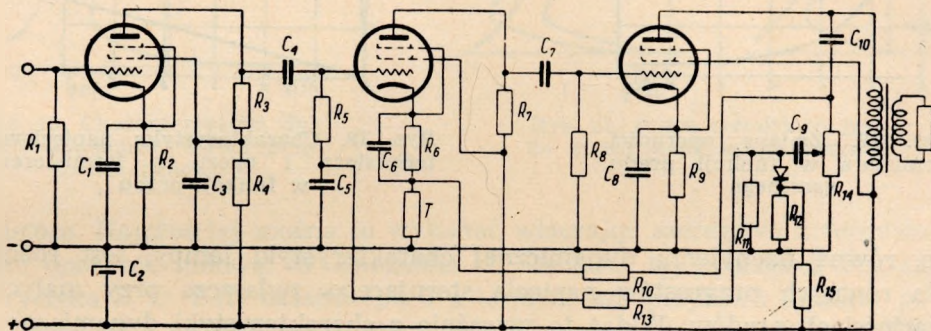
Układ pracuje na lampach EF 80 o następujących danych:

$$\begin{array}{lll} s_a = 6,8 \text{ mA/V} & \varrho_a = 650 \text{ k}\Omega & R_k = 250 \Omega \\ U_{s0} = -2,5 \text{ V} & I_{a0} = 10 \text{ mA} & U_a = U_{s2} = 250 \text{ V} \end{array}$$

Napięciowe poziomy wejściowe i wyjściowe, mierzone na oporności 150Ω , są następujące:

$$\begin{array}{ll} P_{we \min} = -6 \text{ N} & P_{wy \min} = +0,4 \text{ N} \\ P_{we \max} = -4 \text{ N} & P_{wy \max} = +0,8 \text{ N} \end{array}$$

Rysunek 17 przedstawia wzmacniacz, w którym możemy wyróżnić omawiane poprzednio części: wzmacniacz dużej częstotliwości (k_2), wzmacniacz prądu stałego (k_1) i układ β z prostownikiem. Elementem wykonawczym jest termistor (T) umieszczony w pętli sprzężenia zwrotnego.



Rys. 17. Schemat elektryczny wzmacniacza

nego. Ze względu na niewielkie wymagania stawiane liniowości wzmacniacza sprzężenie zwrotne w układzie określone jest w zasadzie warunkami regulacji.

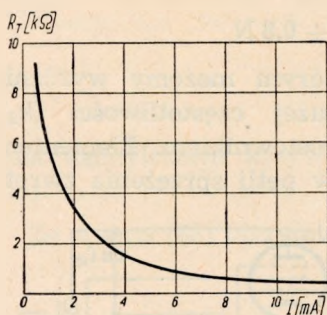
Wzmacniacz dużej częstotliwości ma w pierwszym stopniu lokalne sprzężenie zwrotne, za pomocą którego koryguje się charakterystykę częstotliwości całego układu. Dwa dalsze stopnie objęte są wspólną pętlą sprzężenia zwrotnego, zawierającą termistor. Wzmacniaczem regulowanym jest więc w zasadzie wzmacniacz dwustopniowy.

Do regulacji został użyty termistor bezpośrednio grzany, o charakterystykach podanych na rys. 18 i 19.

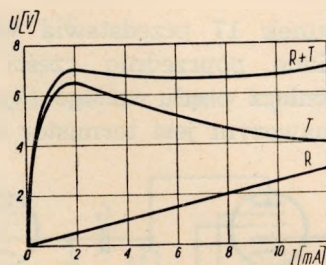
Jest to termistor typu perełkowego o maksymalnym prądzie grzejnym równym 12 mA. Termistory bezpośrednio grzane wymagają takiego rozwiązania układu, w którym źródło dające prąd grzejny jest połączone z układem pracującym na dużej częstotliwości. W przypadkach gdy możli-

we jest otrzymywanie ze wzmacniacza odpowiedniej mocy dużej częstotliwości, można termistory takie grzać bezpośrednio tą mocą. W omawianym wzmacniaczu do grzania termistora użyto prądu katodowego lampy drugiej. Lampa ta pracuje więc dodatkowo jako wzmacniacz prądu stałego.

Napięcie wyjściowe ze wzmacniacza, po wyprostowaniu i odfiltrowaniu, jest doprowadzane do siatki tej lampy, steruje jej punktem pracy, a więc jednocześnie wartością ujemnego sprzężenia zwrotnego w układzie. Wadą tego układu jest to, że wzmacność wzmacniacza prądu stałego



Rys. 18. Zmiana oporności termistora w funkcji prądu grzejnego



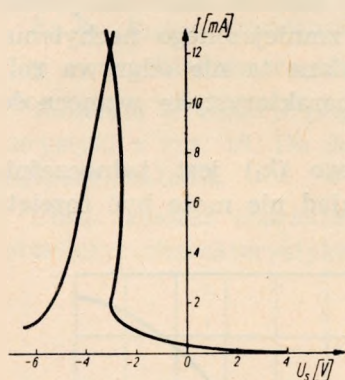
Rys. 19. Charakterystyka napięciowa termistora i oporu z termistorem w funkcji prądu

go, równa nachyleniu dynamicznej charakterystyki lampy, jest różna dla równych przyrostów napięcia sterującego, zwłaszcza przy małych wartościach prądów. Widać to wyraźnie z charakterystyki dynamicznej, przedstawionej na rys. 20.

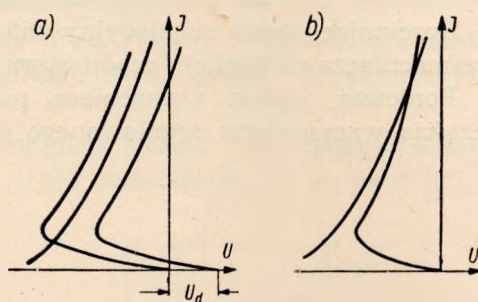
Wzmocność wzmacniacza prądu stałego można zwiększyć wprowadzając do układu dodatnie sprzężenie zwrotne. Otrzymuje się je, gdy jako opór katodowy lampy włączyć termistor pracujący na opadającej części charakterystyki $U = f(I)$. Mogą jednak wystąpić wtedy trudności z doбором początkowego punktu pracy. Pokazano to na rys. 21 umieszczając w tym samym układzie współrzędnych charakterystykę $U = f(I)$ termistora i dynamiczną charakterystykę lampy. W przypadku pokazanym na rys. 21a, po włączeniu napięć zasilających prąd anodowy wzrasta i jednocześnie wzrasta spadek napięcia na termistorze; punkt pracy ustala się w punkcie przecięcia charakterystyk, ale na rosnącej części charakterystyki termistora. Chcąc przejść na opadającą część charakterystyki musimy włączyć w obwód siatki dodatkowe napięcie dodatnie U_d , co odpowiada przesunięciu w prawo charakterystyki termistora (rys. 21a). Jednak w tym przypadku, po włączeniu napięcia dodatkowego punkt pracy nie ustali się, a prąd płynący przez lampę

będzie stale rosnać, co może spowodować uszkodzenie układu. Regulator nabiera wówczas charakteru regulatora astatycznego, nie jest więc zbyt wygodny w użyciu.

Na rysunku 21b pokazano przypadek układu, który mimo zastosowania dodatniego sprzężenia zwrotnego będzie pracował stabilnie. Stabilność pracy można osiągnąć przez odpowiedni dobór charakterystyk lampy i termistora lub przez zewnętrzną zmianę charakterystyki ter-



Rys. 20. Charakterystyka dynamiczna lampy. Wybór punktu pracy



Rys. 21. Praca termistora jako oporu katodowego lampy

mistora. Najprościej można to wykonać włączając szeregowo z termistorem oporność liniową. W zależności od wartości tej oporności, charakterystyka $U = f(I)$ układu oporu z termistorem przybiera kształty podane na rys. 1. Rosnący przebieg charakterystyki $U = f(I)$ zapewnia stabilność punktu pracy, a wymaganą wartość prądu początkowego I_0 ustala się dobierając odpowiednie napięcie dodatkowe U_d (rys. 22).

W przedstawionym układzie wykorzystano właśnie ten sposób ustalenia początkowego punktu pracy, co ilustrują charakterystyki (rys. 19 i 20). Napięcie wzmacniane przez wzmacniacz prądu stałego pobierane jest z prostownika w układzie detekcji szeregowej.

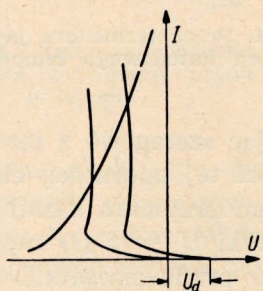
Jak powiedziano poprzednio, by układ właściwie spełniał swoje zadanie regulacja powinna rozpoczynać się wtedy, gdy napięcie wyjściowe osiągnie pewną określoną wartość minimalną ($U_{wy \min}$). Dla napięć mniejszych od $U_{wy \min}$ wzmacniacz powinien być maksymalny i stały, a więc do wzmacniacza prądu stałego nie może przychodzić żaden sygnał sterujący. Osiąga się to przez polaryzację diody prostującej w kierunku zaporowym. Napięcie polaryzujące z opornika R_{12} dzieli się między duży opornik R_{11} i diodę. Dobierając jednocześnie wartości tego napięcia i oporności R_{11} uzyskujemy po pierwsze żądane napięcie polaryzujące diodę, po drugie — wymagane napięcie dodatkowe, potrzebne

do ustalenia początkowego punktu pracy lampy drugiej (jako spadek napięcia na R_{11}). Za pomocą potencjometru R_{11} tak dobieramy punkt pracy dla nominalnego poziomu wejściowego (-5 N), by na wyjściu otrzymać nominalny poziom wyjściowy ($+0,6$ N).

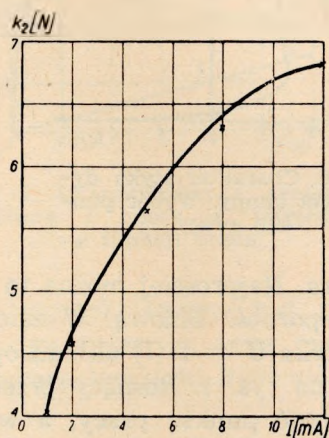
Wzmocność wzmacniacza dużej częstotliwości zależy tylko od wartości włączonego aktualnie sprzężenia zwrotnego, nie zależy natomiast od punktu pracy na charakterystyce dynamicznej lampy drugiej. Wynika to z faktu, że charakterystyka ta ma w znacznym zakresie stałe nachylenie, a gdy punkt pracy przesunie się w zakres zmniejszonego nachylenia, sprzężenie zwrotne jest już tak silne, że zmiana ta nie odgrywa roli.

Rozcinając układ regulacyjny mierzymy charakterystykę wzmocności wzmacniacza w funkcji prądu sterującego.

Ponieważ jednak wzmacniacz prądu stałego (k_1) jest jednocześnie częścią wzmacniacza regulowanego (k_2), to układ nie może być rozcięty



Rys. 22. Opór i termistor jako opór katodowy lampy



Rys. 23. Charakterystyka wzmocności jako funkcja prądu

w punkcie x , tak jak to jest pokazane na rys. 13. Pomiar wykonano rozcinając układ w punkcie y (rys. 13) i sterując zewnętrznym napięciem stałym ustalono wartość prądu w punkcie x . Charakterystyka ta jest podana na rys. 23.

Tablica 1

Charakterystyka wzmocności wzmacniacza w funkcji prądu

I (mA)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
k_2 (N) ¹⁾	4,06	4,7	5,12	5,45	5,72	6	6,2	6,44	6,57	6,70	6,79	6,83
k_2 (N) ²⁾	4,04	4,6			5,66			6,32				6,82

1) Wartości wyznaczone.

2) Wartości obliczone.

Na rysunku 23 naniesione zostały również punkty tej charakterystyki otrzymane z obliczeń.

Obliczenia wykonano na podstawie zależności:

$$k_2 = k_I \cdot \frac{k_{II} \cdot k_{III}}{1 + \beta k_{II} \cdot k_{III}} \cdot \frac{1}{p}$$

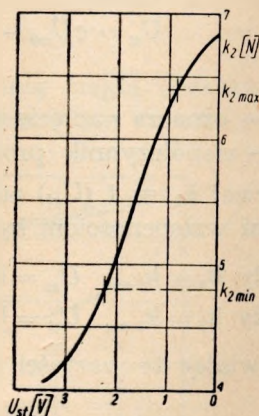
gdzie:

k_I, k_{II}, k_{III} — wzmocności poszczególnych stopni,

p — przekładnia transformatora wyjściowego.

Zmienną w funkcji prądu wartość β znajdujemy za pomocą charakterystyki z rys. 18. Do dalszych obliczeń użyta została charakterystyka eksperymentalna.

Chcąc znaleźć charakterystykę regulacji układu zamkniętego, należy przeliczyć charakterystykę $k_2 = f(I)$ na charakterystykę $k_2 = f(U_{st})$.



Rys. 24. Charakterystyka wzmocności jako funkcja napięcia sterującego

Ze względu na to, że wzmocność wzmacniacza prądu stałego nie jest liniową funkcją napięcia sterującego, to obliczenia wykonane za pomocą wzorów podanych w rozdziale poprzednim będą niedokładne. Lepsze wyniki otrzymuje się wówczas, kiedy przeprowadza się część obliczeń graficznie.

Znajdujemy więc graficznie zależność wzmocności k_2 od stałego napięcia sterującego, przerzucając charakterystykę $k_2 = f(I)$ przez charakterystykę $I = f(U_s)$. Otrzymana charakterystyka $k_2 = f(U_{st})$ przedstawiona jest na rys. 24. Napięcie sterujące mierzone jest od napięcia początkowego punktu pracy przyjętego za zero. Dolne zakrzywienie charakterystyki $k_2 = f(U_{st})$ jest właśnie wynikiem nieliniowego przebiegu wzmocności wzmacniacza prądu stałego.

Ze względu na to, że maksymalna wzmocność wzmacniacza jest większa od wymaganej, możemy na krzywej $k_2 = f(U_{st})$ wybrać do pracy odcinek o maksymalnym nachyleniu.

Z założonych warunków wynika, że przy zmianie poziomu wyjściowego o 2 N poziom wyjściowy może się zmienić o 0,4 N, czyli wymagana redukcja wzmocności wzmacniacza wynosi 1,6 N.

Zatem

$$k_{2min} = k_{2max} - 1,6 = 6,4 - 1,6 = 4,8 \text{ [N]}$$

Obie te wartości odłożono na rys. 24.

Oczywiście przy takim wyborze k_{2max} regulacja musi rozpoczynać się od napięć mniejszych niż założone minimalne napięcie wyjściowe.

Obliczamy następnie wymagane napięcie polaryzacji U_0 i dzielnik napięcia β (R_{14}).

Napięcie sterujące można wyrazić zależnościami:

$$\left. \begin{aligned} U_{st} &= 0 & \text{dla } U_{wy} < U_{wyp} \\ U_{st} &= cU_{wy} - U_0 & \text{dla } U_{wy} \geq U_{wyp} \end{aligned} \right\} \quad (69)$$

gdzie:

U_{wyp} — oznacza napięcie początku regulacji,

c — współczynnik proporcjonalności.

Z krzywej $k_2 = f(U_{st})$ znajdujemy napięcia sterujące, odpowiadające założonym wzmocnościom k_{2max} i k_{2min} :

gdy $k_2 = k_{2max}$ $U_{st} = U_{stmin}$ — co odpowiada $U_{wy} = U_{wymin}$;

gdy $k_2 = k_{2min}$ $U_{st} = U_{stmax}$ — co odpowiada $U_{wy} = U_{wymax}$.

Podstawiając te wartości do zależności (69) znajdujemy:

$$c = \frac{U_{stmax} - U_{stmin}}{U_{2max} - U_{2min}}$$

$$U_0 = \frac{U_{stmax}U_{2min} - U_{stmin}U_{2max}}{U_{2max} - U_{2min}}$$

Znając c , przekładnię transformatora wyjściowego i sprawność prostowania, możemy łatwo ustalić położenie suwaka potencjometru R_{14} .

Z warunków technicznych:

$$U_{2min} = 1,155 \text{ V} \quad U_{2max} = 1,72 \text{ V}$$

z krzywej $k_2 = f(U_{st})$:

$$U_{stmin} = 0,85 \text{ V} \quad U_{stmax} = 2,25 \text{ V}$$

Stąd $c = 2,48$ i $U_0 = 2 \text{ V}$.

Teraz możemy przeliczyć poziomy wyjściowe na odpowiadające im napięcia sterujące. Wyniki zestawione są w tabl. 2.

Tablica 2

Zależność poziomów wyjściowych od napięć sterujących

U_{st} (V)	0	0,5	0,85	1	1,6	2	2,25
U_{wy} (V)	0,806	1,01	1,155	1,21	1,41	1,61	1,72
p_{wy} (N)	0,04	0,262	0,4	0,445	0,6	0,734	0,8

Posługując się tabl. 2 i wykresem (rys. 24) znajdujemy wzmacności wzmacniacza odpowiadające poszczególnym poziomom wyjściowym, a stąd aktualne poziomy wejściowe:

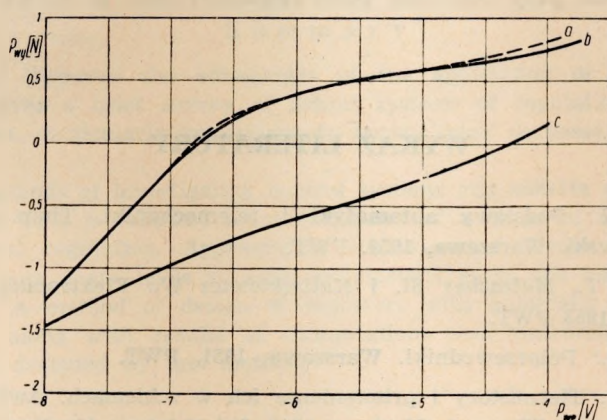
$$p_{we} = p_{wy} - k_2$$

Z otrzymanych wartości zestawiamy charakterystykę regulacji

$$p_{wy} = f(p_{we})$$

pokazaną na rys. 25 linią przerywaną.

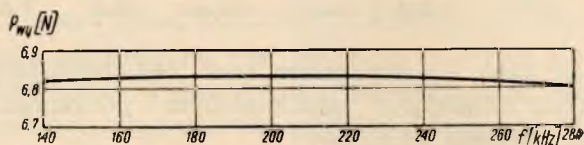
Na tym samym rysunku pokazana jest linią ciągłą charakterystyka regulacji układu wyznaczona eksperymentalnie.



Rys. 25. Charakterystyki regulacji wzmacniacza: a — obliczona; b — pomierzona; c — bez wstępnej polaryzacji diody (pomierzona)

Widzimy prawie całkowitą zgodność między obiema charakterystykami, przy czym charakterystyka rzeczywista jest nieco lepsza od obliczonej. Należy zauważyć, że charakterystyki na rys. 25 mają kształt odmienny od kształtu charakterystyk na rys. 16. Z rys. 16 widzimy, że przy wzroście poziomu wejściowego poziom wyjściowy dąży asymptotycznie do założonej wartości maksymalnej, charakterystyki zaś na

rys. 25 przecinają prostą wartości maksymalnej, gdy poziom wejściowy przekroczy największą spodziewaną wartość. Przyczyną tego jest fakt szybkiego zmniejszenia się wzmacnienia wzmacniacza prądu stałego przy dużych wartościach napięcia sterującego. Maleje wtedy tamowność pętli $k\beta$, a więc zgodnie ze wzorem (68) nachylenie krzywej regulacji musi wzrastać.



Rys. 26. Charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza

W celu podkreślenia korzyści, jakie daje stosowanie regulacji napięciowo „opóźnionej”, naniesiono na rys. 25 krzywą regulacji tego samego układu bez wstępnej polaryzacji diody.

Na rysunku 26 podana jest charakterystyka częstotliwości wzmacniacza wyznaczona przy rozciętej pętli regulacji (por. p. 5. 4.).

WYKAZ LITERATURY

1. Domański I.: Podstawy automatyki i telemechaniki. Tłum. z rosyjskiego Z. Szparkowski. Warszawa, 1954. PWT.
2. Zagajewski T., Malzacher St. i KuliszkieWicz W.: Elektronika przemysłowa. Warszawa, 1953 PWT.
3. Łaniecki W.: Półprzewodniki. Warszawa, 1951. PWT.
4. Sotskow W.: Tiermistory i primienienie ich w schiemach. Awtomatika i tielemiechanika, t. IX, nr 1. Moskwa, 1948. Izdatielstwo Akadiemii Nauk.
5. Oldenburg R. i Saratorius G.: Dinamika awtomatyczeskowo regulirowanija. Moskwa, 1949. Goseniergoizdat.
6. Pietruszkin I. i Bessmiertnyj K.: Awtomaticzeskaja regulirowka usilenja w apparaturie dalniej świazi. Moskwa, 1952. Świażizdat.
7. Gurow W.: Awtomaticzeskoje regulirowanje urownia pieriedaczi na linjach dalniej świazi. Moskwa, 1954. Świażizdat.
8. Automatic Volume Control as a Feedback Problem. PIRE, nr IV, New York, 1948.

Я. Кобельски

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СХЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ УРОВНЯ ДЛЯ СИСТЕМ ПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Резюме

В работе описаны достоинства автоматического регулирования уровня, и в дальнейшем сделан краткий обзор применяемых до сих пор систем регулирования. Более подробно описана самая выгодная для использования в устройствах проводной связи электротермическая система.

Далее приведён очерк общих методов исследования систем регулирования и описаны критерии определения их устойчивости. Описана также совместная работа n соединённых последовательно усилителей с автоматическим регулированием уровня. Произведён приближённый расчёт изменений уровня на конце такой цепи и сделаны выводы относительно параметров одиночного усилителя. В дальнейшем описан метод проектирования регулированных усилителей и, в заключении, представлены результаты расчёта и измерений запроектированного по указанному методу усилителя.

J. Kobielski

DESIGN OF AUTOMATIC LEVEL REGULATORS FOR TRANSMISSION SYSTEMS

S u m m a r y

The author discusses the advantages of the application of automatic level control and gives a brief survey of actual systems of regulation. The electro-thermic system, particularly convenient to transmission purposes, is given closer consideration.

General methods of investigating control systems and criteria of their stability are explained. This is followed by a discussion of a chain of n repeaters with automatic level regulation. Approximate evaluation of level variation at the output of such a chain leads to some conclusions as to the parameters of the repeater itself. A method of design of repeaters with automatic level regulation is presented, along with results of computations and measurements pertaining to a repeater designed by this method.

J. Kobielski

PROJETS DE CONSTRUCTION DES RÉGULATEURS AUTOMATIQUES DE NIVEAU POUR DES SYSTÈMES DE TRANSMISSION

R é s u m é

L'auteur indique l'avantage de l'application de la régulation automatique de niveau et décrit brièvement les systèmes actuels de régulation. Une description plus détaillée est réservée pour le système électro-thermique, le plus convenable pour les équipements de transmission.

Sont présentées les méthodes générales de l'étude des systèmes de régulation et les critères de leur stabilité, ainsi qu'un examen d'une chaîne de n répéteurs à régulation automatique de niveau. Un calcul approximatif de la variation du niveau à l'extrémité d'une telle chaîne aboutit à quelques conclusions relatives aux paramètres d'un seul répéteur. On présente enfin une méthode pour les projets de construction des répéteurs à régulation automatique de niveau en y ajoutant à titre d'exemple les résultats des calculs et des mesures relatives à son application pratique.

J. Kobielski

ENTWURF VON SELBSTTÄTIGEN PEGELREGLERN FÜR WEITVERKEHRSSYSTEME

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

Es werden die Vorteile der selbsttätigen Pegelregelung und die bisher verwendeten Regelsysteme kurz besprochen. Das für die Weitverkehrstechnik am besten geeignete elektro-thermische System wird etwas eingehender beschrieben.

Allgemeine Forschungsmethoden der Regelsysteme, sowie deren Stabilitätskriterien werden besprochen. Anschliessend wird eine Kettenschaltung von n Verstärkern mit selbsttätiger Pegelregelung untersucht. Auf Grund einer angenäherten Berechnung der Pegelschwankung am Ausgang dieser Kette werden Hinweise bezüglich der Parameter des einzelnen Verstärkers gewonnen. Eine Methode für den Entwurf von Verstärkern mit selbsttätiger Pegelregelung wird beschrieben. Zum Schluss werden Ergebnisse der Rechnungen und Messungen für einen nach der erwähnten Methode berechneten Verstärker angegeben.

Z E S Z Y T 1 (14)

PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

1. *Paweł Szulkin* — Teoria propagacji fal radiowych rozproszonych w troposferze
2. *Michał Nowicki* — Statystyczna analiza przebiegów wahliwych. Metody i urządzenia.
3. *Wilhelm Rotkiewicz i Ryszard Grzegorz Strużak* — Zakłócenia odbioru radiowego powodowane przez oświetleniowe lampy jarzeniowe w zakresie częstotliwości od 0,15 do 30 MHz.
4. *Ryszard Grzegorz Strużak* — Zachowanie się kondensatorów zwijanych pracujących w szerokim pasmie częstotliwości.

Z E S Z Y T 2 (15)

PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

1. *Zbigniew Godziński* — Pojęcie impedancji powierzchniowej w teorii rozchodzenia się fal radiowych.
2. *Stefan Jasiński* — Ustalenie odpowiedniej dla warunków polskich metody opracowywania mapy skutecznej przewodności gruntów.

Z E S Z Y T 3 (16)

PRAC INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

zawiera
następujące artykuły:

1. *Stefan Borowski* — Rozchodzenie się fal elektromagnetycznych w jonosferze.

Cena zł 35.—