

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIULETYN

INFORMACYJNY

4 (170)

1978

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIULETYN INFORMACYJNY

ROK 18

WARSZAWA 1978

NR 4/170/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Biuletynu Informacyjnego

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Kędzierski
Z-ca Redaktora Naczelnego - doc. dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:
doc. mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

Adres Redakcji:
Instytut Łączności
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej
Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 624. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 28.02.1978 r.
Druk ukończono w kwietniu 1978 r.

Aleksander Orłowski

SUMOWANIE MOCY TRANZYSTOROWYCH
WZMACNIACZY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Sumowanie mocy dwóch generatorów w układach mostkowych	4
2.1. Czwórnik "T - z bocznikiem"	5
2.2. Układ z transformatorem różnicowym	7
2.3. Inne układy mostkowe	9
3. Zrównoważone wielowrotniki jako układy hybrydowego sumowania mocy	9
3.1. Wielowrotniki wąskopasmowe	10
3.2. Wielowrotniki z transformatorem	10
4. Podsumowanie	12
Dodatek 1 - Czwórnik mostkowy jako równoważnik dowolnego symetrycznego czwórnika pasywnego	13
Wykaz literatury	13



SUMOWANIE MOCY TRANZYSTOROWYCH WZMACNIACZY WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

1. WPROWADZENIE

Przez zastosowanie tranzystorów we wzmacniaczach wielkiej częstotliwości nadajników zyskujemy w porównaniu ze wzmacniaczami lampowymi o zbliżonej mocy wyjściowej:

- Zwiększenie średniego czasu bezawaryjnej pracy wskutek zarówno większego średniego czasu pracy tranzystorów, przekraczającego obecnie 100.000 h, jak również przez przedłużenie tego czasu dla innych elementów wzmacniacza wielkiej częstotliwości i układów pomocniczych, które pracując przy niskim napięciu zasilania są w mniejszym stopniu niż w nadajnikach lampowych narażone na uszkodzenia.

- Uproszczenie i ułatwienie wprowadzenia automatyzacji obsługi, ponieważ układy wzmacniania i sumowania mocy mogą być szerokopasmowe, przy szerokości pasma, np. w krótkofalowych nadajnikach radiokomunikacyjnych przekraczającej dekadę, jedynym zaś stopniem dostrajaniem jest obwód końcowy /antenowy/.

- Poprawę parametrów, a przede wszystkim zmniejszenie szumów własnych i niekształceń nieliniarnych.

- Zwiększenie ogólnej sprawności energetycznej nadajnika, które wynika z możliwości zasilania wzmacniaczy tranzystorowych z sieci napięcia przemiennego poprzez stabilizatory napięcia o dużej sprawności, bądź bezpośrednio z akumulatorów, co jest szczególnie ważne w radiokomunikacji ruchomej. Na poprawę sprawności składa się również brak obwodów żarzenia i układów zasilania elektrod pomocniczych.

- Zmniejszenie zagrożenia dla zdrowia personelu przy eksploatacji i naprawach urządzeń, które jest następstwem stosunkowo niskich napięć zasilania.

Szczytowa moc wielkiej częstotliwości, jaką można uzyskać w normalnych eksploatacyjnych warunkach, np. na wyjściu linowego wzmacniacza w zakresie fal krótkich, zaopatrzonego w parę pracujących przeciwobnie tranzystorów, wynosi obecnie ok. 300 W. Zakłada się przy tym szeroki zakres zmian temperatury otoczenia /bez wymuszonego obiegu powietrza dla chłodzenia/ oraz uwzględnienia możliwości wzrostu mocy traconej w złączach tranzystora wskutek rozstrojenia obwodu wyjściowego, np. w wyniku pojawienia się fali odbitej z anteny. Wskazana granica

mocy szczytowej, jaką można uzyskać z pojedynczego wzmocnienia, ulega obniżeniu wraz ze wzrostem częstotliwości. Poza tym, przy bardzo ostrych wymaganiach odnośnie zniekształceń intermodulacyjnych, jakie stawiane są np. we wzmacniaczach wyjściowych przemienników tv, stopnie wzmacniające budowane są na pojedynczych tranzystorach pracujących w klasie A, co również decyduje o mało efektywnym wykorzystaniu tranzystorów. W wyniku tego w IV pasmie tv moce nadajników w pełni tranzystorowych wynoszą poniżej 30 W.

Nadajniki o mocy wyjściowej rzędu 1 kW w zakresie częstotliwości poniżej 100 MHz, o mocy ok. 100 W w zakresie VHF budowane są jako w pełni tranzystorowe, przy czym moc doprowadzana do anteny uzyskuje się poprzez sumowanie mocy wyjściowej uzyskanej z N jednakowych modułów wzmacniaczy^{x/}.

W nadajnikach większej mocy, co najmniej ostatni stopień wzmacniacza wlekkiej częstotliwości i ostatni stopień wzmacniacza modulującego, przy pracy z modulacją amplitudową, wykonywane są z wykorzystaniem lamp nadawczych.

Układ, w którym sumowana jest moc, podobnie jak ma to miejsce przy pracy na wspólną antenę nadajników lampowych, powinien wprowadzać na wyjście każdego z dołączonych wzmacniaczy impedancję rzeczywistą, równą optymalnej rezystancji obciążenia przyjmowanej dla pojedynczego wzmacniacza.

Niesprawność lub wyłączenie dowolnego ze współpracujących wzmacniaczy nie może zmieniać określonych wyżej warunków dopasowania pozostałych czynnych wzmacniaczy. Na skutek tego każdy spośród N wzmacniaczy może oddawać poprzez wewnętrzną sieć połączeń układu sumującego do wspólnej rezystancji obciążenia nominalną moc wyjściową P_L . Maksymalna moc wyjściowa nadajnika równa jest sumie mocy wszystkich wzmacniaczy i wynosi $N \cdot P_L$. Jeżeli pewna liczba M wzmacniaczy jest uszkodzona, to moc wyjściowa nadajnika wynosi tylko wtedy $(N-M) \cdot P_L$, gdy w układzie sumującym moc znajdują się przełączniki /najczęściej są to sterowane automatycznie komutatory/ umożliwiające dokonanie zmiany połączeń w tym układzie zależnie od liczby sprawnych wzmacniaczy. Stosowanie przełączników w układzie sumowania mocy jest uzasadnione technicznie i ekonomicznie jedynie w przypadku stacjonarnych nadajników dużej mocy. W urządzeniach tranzystorowych ze względu na niskie, a ponadto zależne od częstotliwości impedancje robocze obwodów wejściowych i wyjściowych tranzystorów oraz ze względu na stosunkowo duże prądy, stosowanie na wyjściach przełączników mechanicznych byłoby utrudnione. Przy tym, jak już wspomniano, szczytowe moce na wyjściu wzmacniaczy są niewielkie, zwykle poniżej 300 W. Moc średnia podczas normalnej pracy zależnie od rodzaju modulacji nadajnika, a zwłaszcza przy modulacji jednowstęgowej SSB jest znacznie niższa, toteż powszechnie stosowane są układy sumujące moc, w których wspomniane wymagania wzajemnej separacji współpracujących wzmacniaczy spełniane są w układach zrównoważonych

^{x/} Moce osiągnięte w układach laboratoryjnych sięgają 1 kW przy 400 MHz /2/.

wielowrotników. Każdy taki wielowrotnik rys. 1^{x/} ma prócz N - wejść przeznaczonych dla dołączenia wzmacniaczy /generatorów/ i jednego wspólnego wyjścia dla dołączenia rezystancji obciążenia R_L pewną liczbę K wejść, do których dołączone są rezystory balastowe /absorbcyjne/ R_D . W rezystorach tych moc tracona jest jedynie w przypadku uszkodzenia lub odłączenia jednego ze wzmacniaczy. Niekiedy rezystory absorbcyjne włączane są do wnętrza sieci układu sumującego i wtedy wielowrotnik przedstawiany jest jako $(N+1)$ wejściowy. Układy wielowrotników wykorzystywane do sumowania mocy są odwracalne, tzn. że jeżeli w miejsce wspólnego rezystora obciążenia na rys. 1 dołączyć generator o mocy wyjściowej P_g , zaś N wejść obciążać jednakowymi rezystancjami, to w każdej z nich wydzielona zostanie moc $P_n \leq \frac{P_g}{N}$. Jeżeli pewna rezystancja obciążenia jest różna od wartości optymalnej, dla której zrównoważono układ, to część mocy z generatora tracona jest w rezystancjach absorbcyjnych.

Zależnie od szerokości pasma częstotliwości wzmacnianych układy sumowania i rozwidlenia mocy wykonywane są jako rezonansowe /pasmowo-przepustowe/ zbudowane z elementów L , C lub jako szerokopasmowe zawierające transformatory na rdzeniach ferrytowych.

Natomiast średnia częstotliwość robocza decyduje o wyborze elementów, z których wykonuje się te układy. W zakresie częstotliwości do 30 MHz mogą to być cewki, kondensatory i transformatory, a na wyższych częstotliwościach odpowiednio odcinki linii długich. Pośrednią pozycję stanowią powszechnie obecnie używane szerokopasmowe transformatory na rdzeniach ferrytowych z uzwojeniami wykonanymi w postaci odcinków linii długich.

Nadajniki z tranzystorami we wzmacniaczach mocy mają zwykle konstrukcję modułową o znormalizowanej wartości impedancji wejściowej i wyjściowej np. 50Ω .

Z identycznych wzmacniaczy - modułów zestawiane są moduły o odpowiednio większych mocach. Dzięki takim rozwiązaniom producenci oferują rodzinny nadajników składające się z szeregu wspólnych powtarzających się bloków. Typowym przykładem tej tendencji w produkcji nowoczesnych nadajników UKF są opracowania firmy AEG Telefunken [11, 12]. Firma oferuje np. nadajniki radiofoniczne z modulacją częstotliwości o mocach 50 W, 300 W, 1 kW w pełni tranzystorowe oraz dwa nadajniki, w których stopniu końcowym pracuje jedna tetroda, o mocach odpowiednio 3 kW i 10 kW.

Nadaжник o mocy nominalnej 50 W typu S 3150 zawiera kompletny układ syntezy i modulacji częstotliwości wraz z demodulatorem pomiarowym. W końcowym stopniu szerokopasmowego wzmacniacza pracują dwa tranzystory, które mogą oddać moc rzędu 60 W. Przez regulację napięcia zasilania moc tę można zredukować do ok. 10 W.

Nadaжник o mocy 300 W typu S 3149 składa się z paneli: opisanego wyżej gene-

^{x/} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

ratora wzbudzającego 50 W, wzmacniacza końcowego 300 W, zasilacza oraz panela kontrolno-manipulacyjnego. Dodatkowo może być wyposażony w stereo-koder lub odbiornik retransmisyjny. Moc wyjściową 300 W uzyskano przez sumowanie mocy czterech wzmacniaczy o mocy maksymalnej, po 80 W każdy. Stały poziom mocy w pasmie roboczym 87,5 ÷ 108 MHz utrzymywany jest przez odpowiednią korekcję napięcia zasilania tych wzmacniaczy.

Nadajnik o mocy 1 kW typu S 3157, którego uproszczony schemat blokowy [12] przedstawia rys. 2, zawiera wspólną dla całej rodziny nadajników wzbudnicę S 3150, której moc obniżoną do ok. 15 W podaje się przez układ rozwidlający na trzy identyczne wzmacniacze końcowe o mocach po 345 W.

Konstrukcja tych wzmacniaczy bazuje na konstrukcji wzmacniacza nadajnika typu S 3149, z tym że moc jaka otrzymywana jest z pojedynczego wzmacniacza podniesiono do ok. 90 W. W nadajniku o mocy nominalnej 1 kW zastosowano włąc 12 identycznych modułów wzmacniaczy wielkiej częstotliwości. Każda grupa czterech modułów tworząca wzmacniacz o mocy 345 W zasilana jest z oddzielnego stabilizowanego źródła. Chłodzenie nadajnika jest naturalne. Dla zwiększenia skuteczności oddawania ciepła radiatory tranzystorów stanowią front panela wzmacniacza. Ogólna sprawność nadajnika przekracza 50%.

2. SUMOWANIE MOCY DWÓCH GENERATORÓW W UKŁADACH MOSTKOWYCH

Układ mostkowy sumowania mocy wyjściowej dwóch wzmacniaczy na wspólnej impedancji obciążenia lub rozwidlenia mocy generatora pomiędzy dwie impedancje obciążenia jest najprostszym, a zarazem najbardziej popularnym układem zrównoważonego wielowrotnika.

W znanym układzie mostka Wheastone'a na rys. 3 można tak dobrać impedancje Z_{12} , Z_{23} , Z_{34} , Z_{41} w gałęziach, że pomiędzy punktami 1-3 nie ma różnicy potencjałów po włączeniu dowolnego generatora E_2 pomiędzy punktami 2-4. Tym samym słuszne jest także twierdzenie, że mostek będzie zrównoważony, tzn. pomiędzy zaciskami 2-4 nie będzie różnicy napięć również przy zasilaniu go z dowolnego generatora E_1 włączonego pomiędzy punktami 1-3. Układ mostka spełnia więc warunek wzajemnego nieprzenikania napięć pomiędzy generatorami.

Przy równoczesnej synfazowej pracy generatorów ze wskazaną na rys. 3 polaryzacją, prądy, które płyną z generatora poprzez impedancje Z_{23} i Z_{41} mają znaki zgodne, zaś prądy poprzez impedancje Z_{12} i Z_{34} znaki przeciwne. Jeżeli amplitudy prądów są równe, to moc zgodnie z twierdzeniem o superpozycji wydzielona jest tylko w gałęziach zawierających impedancje Z_{23} i Z_{41} .

Taka, jak na rys. 3 postać mostka ułatwia wprawdzie zrozumienie zasady działania hybrydowego układu sumowania mocy, jednakże dla celów praktycznych jest mało przydatna ze względu na to, że moc użyteczna i moc niezrównoważenia wydzielają

ne są każda jednocześnie w dwóch impedancjach, a ponadto oba generatory muszą mieć symetryczne wyjście.

Użytkowe układy mostkowe dzielenia i sumowania mocy tranzystorowych wzmacniaczy wielkiej częstotliwości, podobnie jak układy hybrydowe znane z innych dziedzin telekomunikacji budowane są jako pasywne, symetryczne czwórnikl, równoważne pod względem parametrów transmisyjnych czterogałęznemu czwórnikowi mostkowemu z rys. 3.

2.1. Czwórnik "T - z bocznikiem"

Czwórnik "T - z bocznikiem" przedstawiony na rys. 4 stosowany jest w układach sumowania mocy wyjściowej dwóch synfazowo pracujących wzmacniaczy w wąskim paśmie częstotliwości roboczych [13]. Rezystancja obciążenia R_L zawarta jest w impedancji Z_L , natomiast rezystancja balastowa R_b w impedancji Z_b . Ze względu na sprawność układu impedancje Z_p nie mogą zawierać rezystancji.

Równoważny danemu na rys. 4 czwórnikowi, czterogałęznyi czwórnik mostkowy /por. dodatek 1/ ma postać przedstawioną na rys. 5. Warunek zrównoważenia można zapisać w postaci:

$$z_p + 2z_L = \frac{1}{2} \frac{z_b \cdot z_p}{\frac{z_b}{2} + z_p}$$

lub przekształcając:

$$z_p^2 + z_L z_b + 2z_p z_L = 0.$$

Impedancję wejściową czwórnikl "T - z bocznikiem" znajdującego się w równowadze określamy bezpośrednio z układu zastępczego:

$$z_{we} = \frac{1}{2} \frac{z_b + z_p}{\frac{z_b}{2} + z_p} = z_p + 2z_L.$$

Zgodnie z tym co powiedziano na wstępie, impedancja wejściowa układu sumującego moc powinna być rzeczywista i równa optymalnej rezystancji obciążenia dołączonego wzmacniacza. Analizując otrzymaną zależność stwierdzamy, że impedancja ta będzie tylko wtedy rzeczywista, gdy impedancja z_L oprócz rezystancji użytecznej r_L zawierać będzie reaktancję x_L o przeciwnym niż x_p znaku.

Podobnie w gałęzi z impedancją z_b oprócz rezystancji balastowej r_b należy włączyć reaktancję x_b o przeciwnym niż x_p znaku, aby zachować nie zmienioną i rzeczywistą impedancję wejściową również w przypadku uszkodzenia drugiego generatora.

Elementy użyte w gałęziach wynikają z konkretnych wymagań. W zasadzie możliwe są dwie podstawowe konfiguracje układu przedstawione schematycznie na rys. 6a i 6b wraz z ich modyfikacjami, w których zgodnie z zasadą dualizmu dwójniki szeregowe zastępuje się równoległymi. Wersja z rys. 6a stosowana jest chętniej, zwłaszcza przy połączeniu równoległym R_L i X_L , ponieważ charakteryzuje się lepszym współczynnikiem tłumienia częstotliwości harmonicznych^{x/}. Wynika to z tego, że dla każdego generatora układ obciążenia ma charakter jednosekcyjnego filtra dolnoprzepustowego /por. dodatek 1/.

Aby wartość wspólnej rezystancji obciążenia R_L , przy przedstawieniu impedancji Z_L jako równoległego połączenia reaktancji mostka X_L i rezystancji obciążenia R_L , była taka sama jak optymalna rezystancja obciążenia każdego ze wzmacniaczy $Z_{we} = R_L$, co ułatwia bezpośrednią komutację wyjścia sprawnego wzmacniacza na obciążenie w wypadku uszkodzenia drugiego wzmacniacza, to w układzie z rys. 6a należy przyjąć następujące wielkości impedancji czwórnika T /por. dodatek 1/:

$$X_L = R_L, \quad \text{stąd} \quad x_L = r_L = \frac{R_L}{2} \quad \text{przy} \quad x_\varphi = 2x_L = X_L$$

otrzymamy $Z_{we} = 2r_L = R_L$ oraz $R_B = 2R_L = 4r_L = 2r_b$; $x_b = r_b$

/impedancję $\frac{Z_b}{2}$ przedstawiono jako połączenie równoległe/.

Równoważny czwórnik mostkowy będzie miał postać przedstawioną na rys. 7 [15]. W przypadku uszkodzenia jednego ze wzmacniaczy sprawny wzmacniacz dołączony do zrównoważonego układu z rys. 6a obciążony jest nie zmienioną rezystancją wynoszącą R_L , co ilustrują rys. 8a w przypadku zwarcia wzmacniacza i rys. 8b w przypadku odłączenia wzmacniacza. W obu układach moc czynnego wzmacniacza wydzielana jest w połowie w rezystancji R_L a w połowie w rezystancji $r_b = R_L$. We wzmacniaczach tranzystorowych opisany układ sumujący można wykorzystać również do transformacji niskiej impedancji Z_{we} układu, stanowiącej np. optymalne obciążenie wzmacniacza, do standardowej impedancji kabla współosiowego, jednak kosztem zmniejszenia szerokości pasma przenoszenia, gdyż transformacja składowych impedancji Z_L z szeregowego ich połączenia na ekwiwalentne połączenie równoległe następuje w stosunku:

$$R_L = r_L / (1 + Q_s^2); \quad X_L = x_L / (1 + \frac{1}{Q_s^2})$$

gdzie $Q_s = \frac{x_\varphi}{2r_L} = \frac{x_L}{r_L}$ - dobroć szeregowego obwodu utworzonego w zrównoważonym u-

^{x/} W pracy przyjęto oznaczenia r - dla rezystancji, x - dla reaktancji przy przedstawieniu impedancji w postaci szeregowego połączenia elementów oraz oznaczenia R - dla rezystancji i X - dla reaktancji przy przedstawieniu impedancji w postaci dualnego równoległego połączenia elementów.

ktądzie przez reaktancje x_φ ; $2x_L$ oraz rezystancję $2r_L$.

Składowe impedancji Z_b znajduje się z warunków równowagi zastępczego mostka czterogałęziowego, przy czym $R_b = 2r_{we}$; $X_b = R_b \cdot Q_s$. Rysunek 9 przedstawia schemat zastępczy układu w przypadku sumowania mocy dwóch wzmacniaczy z transformacją $z_{we} = 5\Omega$ na $R_L = 75\Omega$.

Jeżeli w układzie z rys. 6a pomiędzy identycznymi warłometrami realizującymi x_φ występuje sprzężenie magnetyczne, to należy je uwzględnić określając warunki równowagi, posługując się schematami z rys. 10 i 11.

W przypadku wymagania większej szerokości pasma układ sumujący można od strony obu wejść uzupełnić elementami LC tworzącymi wraz z elementami mostka filtry dolno- lub pasmowo-przepustowe [16].

2.2. Układ z transformatorem różnicowym

Transformator różnicowy przedstawiony na rys. 12 ma dwa identyczne uzwojenia połączone szeregowo i nawinięte na wspólnym rdzeniu ferromagnetycznym, dzięki czemu współczynnik sprzężenia między uzwojeniami $k \approx 1$.

Do transformatora dołączone są cztery zewnętrzne obwody, przy czym trzy z nich mają jeden punkt wspólny - masę [17, 18, 19, 20, 21].

Jeżeli generatory znajdują się w gałęziach 1 i 2, zaś w gałęziach 3 i 4 obciążenie, to równoważny mostek czterogałęziowy /por. dodatek 1/ przedstawia rys.13. Na podstawie tego układu można udowodnić, że transformator różnicowy zapewnia wzajemną separację obu generatorów włączonych w gałęziach 1 i 2, jeżeli tylko spełniony jest warunek $R_4 = 4 R_3$, niezależnie od impedancji wewnętrznej tych generatorów.

Aby rezystancja obciążenia dla każdego generatora miała wartość R , należy przyjąć $R_4 = 2R$ oraz $R_3 = R/2$.

Tabela na rys. 14 przedstawia kierunki transmisji zrównoważonego układu hybrydowego z transformatorem różnicowym po umieszczeniu generatora kolejno w różnych gałęziach [17, 18, 19, 20, 21]. Jeżeli generatory o jednakowych amplitudach napięć w gałęziach 1 i 2 pracują syngazowo, to suma mocy wydzielana jest w rezystancji R_3 i przy $k = 1$ schemat ogólny układu można uprościć do postaci przedstawionej na rys. 15a.

Jeżeli generatory w gałęziach 1,2 pracują antyfazowo /przeciwnie/, to moc wydzielana jest w rezystancji R_4 i schemat można uprościć do postaci z rys.15b.

W przypadku uszkodzenia jednego ze wzmacniaczy, co ilustrują rys. 16a i rys. 16b, czynny wzmacniacz pracuje na niezmięnionej rezystancji R , lecz połowa oddawanej przez niego mocy wydzielana jest w rezystancji absorbcyjnej.

Równie często, jak w układach sumowania mocy dwóch źródeł, transformator różnicowy stosuje się do rozwidłania mocy generatora na dwie rezystancje obciążenia.

Gdy wymagane są dwa synfazowe napięcia wyjściowe na rezystancjach R w gałęziach 1 i 2, to generator o rezystancji wewnętrznej R_3 włączony jest w gałąź 3, zaś rezystancja $R_4 = 2R = 4R_3$ absorbuje moc niezrównoważoną. Jeżeli natomiast napięcia na rezystancjach R_1 i R_2 muszą mieć przeciwne znaki /np. dla sterowania baz tranzystorów wzmacniacza przeciwsobnego/, to generator o symetrycznym względem masy wyjściu i rezystancji wewnętrznej $R_4 = 2R$ włączony jest w gałąź 4, zaś rezystor balastowy ma wartość $R_3 = R/2$.

Uzwojenia szerokopasmowych transformatorów hybrydowych, podobnie jak innych transformatorów w tranzystorowych wzmacniaczach mocy wielkiej częstotliwości, wykonywane są jako odcinki dwuprzewodowych linii długich nawinięte na ferrytowych rdzeniach pierścieniowych lub umieszczane są wewnątrz szeregu rdzeni ferrytowych o kształcie tulei [22, 23, 24].

Prosty transformator hybrydowy, którego schemat zastępczy w zakresie niskich częstotliwości jest identyczny z rys. 12, przedstawiono na rys. 17 [24].

Uzwojenie stanowi odcinek linii dwuprzewodowej umieszczony częściowo wewnątrz rdzenia ferrytowego. Optymalna rezystancja falowa linii równa jest $R_0 = \sqrt{R_3 \cdot R_4} = R$, tj. rezystancji wejściowej układu hybrydowego. W zakresie dużych częstotliwości schemat z rys. 17 można przekształcić uwzględniając wskazane tam kierunki prądów i napięć na zakończeniach linii. Ponieważ kierunki wymuszonych napięć są przeciwne, na środku linii znajduje się punkt węzłowy fall stojącej napięcia i maksimum prądu. Zwierając linię w tym punkcie rys. 18 stwierdzamy, że każdy z generatorów w zakresie wielkich częstotliwości pracuje na zespoloną impedancję

$$z_{we} \approx 2R_3 + jR_0 \cdot \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2} = R/l + j \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2} /.$$

Przy odcinkach dostatecznie krótkich można przyjąć, że $z_{we} \approx R/l + j \frac{\beta l}{2} /$,

gdzie l - oznacza długość linii,

β - stałą propagacji linii.

W następstwie tego wraz ze wzrostem częstotliwości maleje współczynnik przenoszenia napięcia z generatora na obciążenie i wynosi:

$$k_u = \frac{U_L}{U_{we}} = \frac{1}{1 + j \operatorname{tg} \frac{\beta l}{2}} \approx \frac{1}{1 + j \frac{\beta l}{2}}$$

Przy rozwidleniu mocy generatora transformator hybrydowy wykonany z odcinka obustronnie dopasowanej linii długiej można w zakresie wielkich częstotliwości przedstawić tak, jak na schemacie zastępczym rys. 19. Współczynnik przenoszenia napięcia z generatora na obciążenie maleje, podobnie jak przy sumowaniu mocy, w

stosunku $k_u \approx \frac{1}{1+j\frac{\beta l}{2}}$, a ponadto zostaje naruszona równowaga mostka.

Ocena impedancji z_{we} i wzajemnej separacji generatorów w przypadku niedopasowania linii lub różnych amplitud napięcia prowadzi w wyniku do skomplikowanych zależności bardzo niewygodnych dla obliczeń inżynierskich [24].

2.3. Inne układy mostkowe

Układem hybrydowym pozwalającym na sumowanie mocy dwóch generatorów jest także układ zaczerpnięty z [23]. Zbudowany jest z dwóch identycznych transformatorów, które realizowane być mogą jako szerokopasmowe na rdzeniach ferrytowych rys. 20.

Należy zauważyć, że w układzie tym wszystkie cztery dotychczas do transformatorów zewnętrzne gałęzie mostka są uziemione, a ponadto $R = R_L$, $R_O = R$.

Można bez trudu wykazać, że napięcie na rezystancji R_b wynosi $U_b = U_2 - U_1$ i dąży do zera, gdy $U_2 \rightarrow U_1$.

W zakresie wielkich częstotliwości, oczywiście, należy uwzględnić przesunięcie fazowe wynikające z różnych czasów przejścia obu napięć w kierunku rezystancji obciążenia. W związku z czym $U_b/t = U_2/t - U_1/t + \tau$ gdzie τ czas propagacji napięcia wzdłuż linii.

Z tych względów lepsze właściwości ma układ mostkowy przedstawiony na rys. 21 [25].

W zakresie UHF znanych jest wiele układów mostkowych wykorzystujących ćwierćfalowe odcinki linii transmisyjnych, bądź linie sprzęgnięte tworzące tzw. "sprzęgacze 3 dB". Opisanie ich wymaga analizy macierzy rozproszenia układu [23, 35], która charakteryzuje układ zarówno dla fali padającej jak i fali odbitej, co wykracza poza zakres niniejszej pracy, toteż ograniczę się do przedstawienia układu sumowania mocy zbudowanego z dwóch ćwierćfalowych odcinków kabla współosiowego rys. 22 [26]. Układ przy szerokości pasma 25% zapewni izolację pomiędzy wejściami wynoszącą ok. 25 dB.

3. ZRÓWNOWAŻONE WIELOWROTNIKI JAKO UKŁADY HYBRYDOWEGO SUMOWANIA MOCY

Układ zrównoważonego wielowrotnika, którego ogólną postać przedstawia rys. 1 pozwala na niezależną pracę dowolnej liczby N wzmacniaczy na wspólne obciążenie, przy czym gałęzie zawierające rezystancje balastowe połączone są zwykle w N -ramienną gwiazdę.

Podobnie jak w przypadku opisanych w p. 2 układów mostkowych, realizowane są zarówno wąskopasmowe jak i szerokopasmowe, z transformatorami na rdzeniach ferrytowych, układy zrównoważonych wielowrotników.

3.1. Wielowrotniki wąskopasmowe

Schemat zrównoważonego wielowrotnika przełączanego do sumowania mocy generatorów dla przypadku $N=4$ przedstawia rys. 23. W tym przypadku [27] pracujące synfazowo generatory połączone są w układzie gwiazdy N -ramiennej, której wspólny punkt jest zarazem zaciskiem masy. "Gorący" zacisk wyjściowy do podłączenia gałęzi zawierającej impedancję obciążenia Z_L jest wspólnym punktem N -ramiennej gwiazdy utworzonej z reaktancji przesuwających fazę X_φ , której ramiona dołączone są do wyjść generatorów. Rezystancje absorbcyjne zawarte są w ramionach gwiazdy utworzonej z impedancji Z_b dołączonych również do wyjść generatorów.

Dla wyjaśnienia zasady uzyskiwania braku wzajemnego oddziaływania pomiędzy N generatorami w tym układzie załóżmy, że generator znajduje się tylko w jednej z gałęzi wejściowych. Napięcie, jakie pojawia się wówczas na każdym z pozostałych wejść jest sumą: napięcia na impedancji Z_L oraz napięcia na reaktancji X_φ , wywołanego przepływem prądu przez odpowiednią gałąź z impedancją Z_b . Podobnie jak w p. 2.1, również przy dowolnej liczbie wejść można tak dobrać impedancje X_φ oraz Z_b , że napięcie $U_L = -U_\varphi$, co oznacza brak oddziaływania pomiędzy generatorami [27].

3.2. Wielowrotniki z transformatorami

Schemat zastępczy szerokopasmowego układu sumowania mocy N jednakowych generatorów z wykorzystaniem N transformatorów o przekładni 1:1 przedstawia rys. 24 [1, 28]. Uzwojenia wtórne, połączone ze sobą szeregowo, dołączone są do wspólnej rezystancji obciążenia. Uzwojenia pierwotne połączone są z generatorami i jednocześnie pomiędzy sobą za pośrednictwem N -ramiennej gwiazdy utworzonej z rezystancji absorbcyjnych R_b .

W zrównoważonym układzie, tj. gdy wszystkie generatory pracują synfazowo z równymi amplitudami, wejścia są ekwipotencjalne i na każdym z nich panuje napięcie U_{we} . Napięcie na rezystancji $R_L = N \cdot R$, gdzie R optymalna rezystancja obciążenia pojedynczego wzmacniacza jest sumą napięć wszystkich wzmacniaczy i wynosi $U_L = N \cdot U_{we}$. Oddawana moc wynosi

$$P_L = \frac{N \cdot U_{we}^2}{R}$$

Przy zwarciu M generatorów można przyjąć, że zwarte są również uzwojenia wtórne odpowiednich transformatorów /pod warunkiem, że indukcyjności rozproszenia transformatorów są dostatecznie bliskie zeru/. Napięcie na rezystancji R_L wynosi

$U_L = \sqrt{N-M} \cdot U_{we}$, a oddawana moc

$$P'_L = \frac{\sqrt{N-M} \cdot U_{we}^2}{NR}$$

Stosunek mocy oddawanej do mocy maksymalnej wynosi zatem

$$\frac{P_L^*}{P_L} = \frac{N-M}{N^2}$$

Prąd płynący ze wzmacniacza do uzwojenia pierwotnego transformatora równy jest prądowi obciążenia I wynosi

$$I_L' = \frac{N-M}{NR} U_{we}$$

Prąd przez wszystkie rezystancje R_b dołączone do wejść czynnych generatorów wynosi

$$\sum I_b = \frac{M(N-M)}{NR_b} U_{we}, \text{ czyli } I_b = \frac{M}{N} \frac{U_{we}}{R_b}$$

Prąd z każdego wzmacniacza ma dwie składowe I_L' oraz I_b , przy czym impedancja wejściowa

$$\frac{U_{we}}{I_L' + I_b} = R,$$

Jeżeli $R_b = R$.

Podobną metodą można wykazać, że odłączenie M generatorów nie zmienia warunków obciążenia pozostałych $(N-M)$ generatorów. Można zauważyć, że sumaryczny prąd obciążenia I_L'' w uzwojeniach wtórnych oraz prąd I_b w uzwojeniach pierwotnych transformatorów, od których odłączono generatory wymuszają równe, lecz przeciwnie skierowane strumienie magnetyczne [28].

Analogiczne właściwości ma układ sumowania mocy, gdy transformatory wykonane są jako odcinki dwuprzewodowych linii długich nawinięte na rdzenie ferrytowe [23, 24] rys. 25. Jeżeli długość linii jest niewielka w stosunku do długości fali $l \ll \lambda$, to zwarcie wejścia linii przenoszone jest na wyjście jako zwarcie, zaś po odłączeniu generatora prąd równy prądowi obciążenia I_L' przepływa przez rezystancję R_b .

Ograniczenie odnośnie dowolnego zwiększenia liczby N generatorów, których moc sumowane są z wykorzystaniem szerokopasmowych transformatorów z odcinków linii długich jak na rys. 25, stanowi napięcie występujące pomiędzy wejściem i wyjściem odcinków linii, a zwłaszcza odcinka, którego jeden z przewodów jest wyjściem układu sumy. Prąd upływający do masy zmniejsza sprawność układu sumującego i narusza warunki zrównoważenia.

Odmianę N -wejściowego szerokopasmowego układu hybrydowego z transformatorami wykonanymi w postaci odcinków kabla współosiowego umieszczonych w tulejach ferry-

towych stanowi układ przedstawiony na rys. 26 [29].

W przeciwieństwie do opisanego wyżej w układzie tym sumowane są prądy wzmacniaczy. Dzięki temu pomiędzy końcami dowolnej linii występuje to samo napięcie. Zwiększenie liczby N powoduje jednak N -krotne obniżenie impedancji obciążenia i uwydatnienie wpływu wszystkich impedancji szeregowych. Przyjęta w układzie liczba $N=4$ wydaje się optymalna, gdyż za pomocą prostego transformatora o przekładni 1:4 można powrócić do standardowej impedancji wyjściowej $R_0 = 50 \Omega$.

W zakresie częstotliwości UHF dla sumowania mocy N generatorów lub synfazowego rozdzielania mocy generatora pomiędzy N obciążeń mogą być wykorzystane transformatory ćwierćfalowe z odcinków linii współosiowych lub paskowych [2, 3, 26, 30, 35]. Przykładem może być układ na rys. 27 [23, 26]. Optymalna rezystancja falowa linii $R_0 = \sqrt{N} R$, rezystancja balastowa $R_b = \frac{R^2}{NR}$.

Układ ma stosunkowo wąskie pasmo, w którym zapewniła dostateczną izolację pomiędzy generatorami. Zastosowano go m.in. z $N=16$ we wzmacniaczu 1 kW opisanym w pracy [2], gdzie na zdjęciach widoczne są pewne szczegóły konstrukcyjne. Dla poszerzenia pasma można transformujące impedancje odcinki linii wykonać w postaci kaskadowego połączenia odcinków linii o stopniowanej impedancji falowej [30].

Zdjęcia i rysunki przydatne dla konstruktorów tranzystorowych wzmacniaczy mocy wielkiej częstotliwości zawierają też prace [3, 4, 8, 29, 33].

4. PODSUMOWANIE

Istnieje szereg barier technologicznych i materiałowych warunkujących zwiększenie maksymalnych dopuszczalnych prądów i napięć roboczych, a także maksymalnej chwilowej i średniej mocy traconej w złączach tranzystora dużej mocy wielkiej częstotliwości. Obok tego osobne zagadnienie stanowi optymalizacja konstrukcji wewnętrznej i zewnętrznej tranzystora, mająca na celu minimalizację szeregową impedancji doprowadzeń i rezystancji termicznej pomiędzy obudową a radiatorem [26, 37, 38].

Toteż w najbliższych latach nie należy spodziewać się zasadniczych zmian odnośnie wspomnianych na wstępie granic mocy uzyskiwanej ze wzmacniaczy tranzystorowych. Prace badawcze nad tranzystorowymi wzmacniaczami zmierną w dwóch kierunkach: ku optymalizacji wykorzystania tranzystorów w układach wzmacniaczy, przez co należy rozumieć odpowiednie warunki robocze decydujące o zwiększeniu niezawodności i sprawności energetycznej /np. praca kluczowana, tzw. klasa D/ oraz ku optymalizacji układów sumowania mocy, przy czym w tej dziedzinie obserwuje się tendencje do konstruowania układów szerokopasmowych /dzięki czemu dostrajany do częstotliwości roboczej jest tylko końcowy - antenowy obwód nadajnika/.

W kraju nad zagadnieniami konstrukcji wzmacniaczy tranzystorowych dużej mocy pracuje m.in. Zakład Radiokomunikacji Instytutu Łączności w Warszawie [39].

D o d a t e k 1

CZWÓRNIK MOSTKOWY JAKO RÓWNOWAŹNIK DOWOLNEGO SYMETRYCZNEGO
CZWÓRNIKA PASYWNEGO [14]

Czwórnik mostkowy jest fizycznie realizowalnym równoważnikiem dowolnego czwornika symetrycznego i pasywnego. W ogólnym przypadku analizuje się parametry macierzy $[Z]$ lub $[Y]$ czworników. W szczególnym przypadku, gdy dany czwórnik jest układem trójkońcowym, np. z rys. 4 i rys. 12, to impedancje $Z_{12} = Z_{34}$ oraz $Z_{23} = Z_{41}$ w gałęziach symetrycznego czwornika z rys. 3 /mostka/ wyznacza się obliczając impedancję wejściową badanego czwornika wg rys. 28.

Do wyznaczenia parametrów czwornika mostkowego równoważnego zadanemu czwornikowi symetrycznemu, składającemu się z czworników połączonych kaskadowo można wykorzystać twierdzenie o przecięciu /twierdzenie Bartletta/.

Przez przecięcie rozumie się podzielenie obwodu względem osi na dwie części, które są względem siebie lustrzanymi odbiciami. Liczba połączeń pomiędzy częściami może być dowolna /rys. 29/. Zgodnie z tym twierdzeniem impedancja wejściowa połówki odłączonej przy rozwartych przewodach łączących /rys. 30a/ równa jest impedancji Z_{23} i Z_{41} równoważnego czwornika mostkowego z rys. 3, zaś impedancja wejściowa przy zwartych przewodach łączących /rys. 30b/ równa jest impedancji Z_{12} i Z_{34} równoważnego czwornika mostkowego.

Jeżeli część przewodów łączących w miejscu symetrii jest skrzyżowana, to impedancję Z_{23} i Z_{41} określamy jako impedancję wejściową połówki przy rozwartych niekrzyżujących się przewodach, a zwartych krzyżujących się przewodach, zaś impedancję Z_{12} i Z_{34} określamy jako impedancję wejściową połówki przy zwartych niekrzyżujących się przewodach, a rozwartych krzyżujących się przewodach łączących.

Ilustrację wykorzystania twierdzenia o przecięciu dla wyznaczania impedancji wejściowej zrównoważonego czwornika "T z bocznikiem" z rys. 6a przedstawiono na rys. 31.

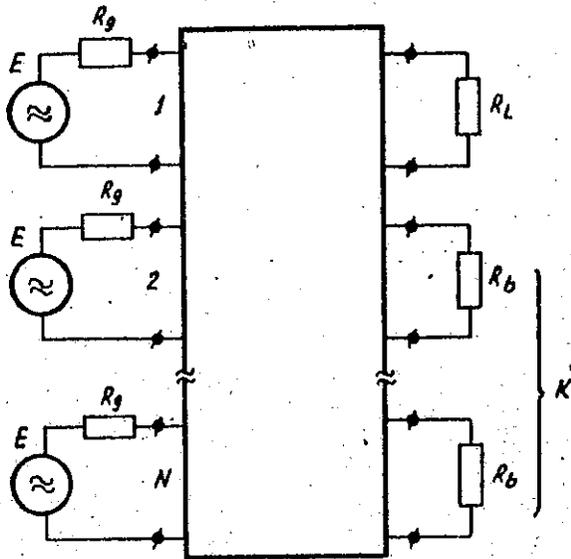
WYKAZ LITERATURY

1. Wood C.H., Morse A.W., Brainerd G.R.: Transistors share the load in a kilowatt amplifier. Electronics 1967 vol. 40 nr 25 s. 100-105.
2. Bailey R.L. i in.: An all-transistor 1 kW high gain UHF power amplifier. IEEE Trans. MTT 1969 vol. 17 nr 12 s. 1154-1156.

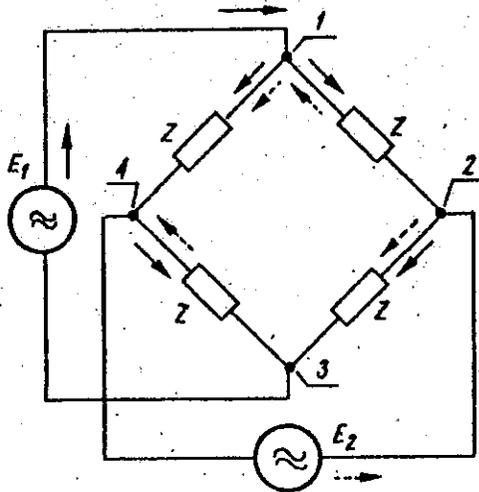
3. Siron L.W.: Solid state design amplifier vhf to kilowatt level. Electronics 1972 vol. 45 nr 2 s. 72-75.
4. Chambers S.: A 1000 W solid - state power amplifier. Electronic Design 1974 vol. 7 nr 1 s. 58-62.
5. Czugajew W.N. i in.: Linejnyj transistornyj usilitel moščnosti dla korotkovolnovych radioperedačelkov. Poluprovodnikovye pribory v tehnike elektrosvjazi nr 12, s. 45-52. Moskva: Svjaz 1973.
6. 1 kW synthesized solid - state h.f. transmitter TTA 1860. Publication No 447-4 f-my Racal Communications Ltd /W. Bryanla/.
7. Bauer E., Tauber R.: VHF-FM-Sender SU 155 mit 50W Ausgangsleistung. Neues von Rohde i Schwarz 1975 vol. 16 nr 70 s. 18-20.
8. Einwaechter R., Fritz H.: Kurzwellen - Sende und Empfangsanlage FuG 101. Siemens Zeitschrift 1976 vol. 50 nr 6 s. 442-446.
9. Hupfer K.: 200 W transmitter for VHF aeronautical radio. News from Rohde i Schwarz 1977 vol. 17 nr 76 s. 31-33.
10. Kislinger K.: Fernsehsumsetzer für VHF und UHF. Neues von Rohde i Schwarz 1977 vol. 17 nr 78 s. 3-4.
11. Kleische W.: Eine neue UKW-Sender - Familie mit volltransistoriertem 1-kW-Sender. Rundfunktech. Mitt. 1975 vol. 19 H. 4 s. 137-143.
12. Der volltransistorierte 1 kW-UKW Rundfunksender S 3147. Tech. Mitt. AEG Telefunken 1975 nr 3/4 s. 102-105.
13. Rendall A.R.A., Hunt G.A.: Transmitter combining circuits. Electronic Eng. 1952 nr 12 s. 550-552.
14. Atabekov G.I.: Teoria liniowych obwodów elektrycznych. Warszawa: WNT 1960 s. 239-243.
15. Zejtlenka G.A.: Radioperedajuščie ustrojstva. Moskva: Svjaz' 1969 s. 215-227.
16. Buschbeck W.: Eine unübliche Betrachtungsweise zum Entkopplungsverhalten von Parallelschaltungen - Einrichtungen. NTZ 1968 H. 2 s. 91-96.
17. Dudziewicz J.: Podstawy telekomunikacji. Warszawa: WNT 1966 s. 114-120.
18. Gross T.: Hybrid transformers prove versatile in high - frequency applications. Electronics 1977 nr 3 s. 113-115.
19. Golding J.F.: Transformer ratio arm bridges. Wireless World 1961 vol. 67 nr 6 s. 329-335.
20. Sarzorl E.F.: Hybrid transformers. IEEE Trans. PHP 1968 vol. 4 nr 3 s.59-66.

21. Thiele A.N.: A hybrid network for mixing and splitting signals. Proc. IRE Australia 1961 vol. 22 nr 6 s. 383-387.
22. Ruthroff C.L.: Some broad-band transformers. Proc. IRE 1959 nr 8 s. 1337-1342.
23. Kaganov V.I.: Tranzistornye radiopredatčiki. Moskva: Energija 1976.
24. Nesvižskij J.B.: Vysokočastotnye ferrity v radiopredajuščej tehnike. Moskva: Svjaz' 1976.
25. Reilly W.O.: Transmitter power amplifier design. Wireless World 1975 nr 1, 9, 10, 1976 nr 1.
26. Your RF power amplifier performance. Communication Transistor Corp. an Affiliate of Elmac 1973.
27. Lyovič A.A.: Novye gibrídnye ustrojstva dlja složenija i raspredelenija moščnostej na vysokich častotach. Radiotekhnika 1956 T. 11 nr 4 s. 36-43.
28. Lvovič A.A.: Ustrojstva dlja raspredelenija i složenija moščnostej. Elektrosvjaz' 1956 nr 12 s. 3-14.
29. Gronberg H.O.: Two - stage h.f. linear amplifier. Wireless World 1977 nr 5 s. 67-70.
30. Riblet H.J.: General synthesis of quarter - wave impedance transformers. IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques 1957 nr 1 s. 36-43.
31. Rotholz E.: N-way r.f. power splitters. Electronics Letters 1977 vol. 13 nr 20 s. 610.
32. Hilbers A.H.: Design of h.f. wideband power transformers. Philips - application inf. Nr 530.
33. A survey of developments in r.f. power amplifiers up to 300 W.P.E.P. output. Philips - application inf. Nr 534.
34. Kozyrev V.B., Lavrušenkov V.G.: Cepl korrekci amplitudno-častotnoj charakteristiki širokopolazonných usilitelej moščnosti na tranzistorach. Izvestija Vysš. Učebn. Zaved. ZSRR - Radioelektronika 1977 vol. 20 nr 8 s. 45-52.
35. Hassenpflug W., Kumpfert H.: Untersuchung über die Möglichkeiten der rückwirkungsfreien Parallelschaltung zweier Generatoren im Bereich kurzer Wellen. Frequenz 1961 t. 15 nr 9 s. 294-300.
36. Solid - State power circuits. RCA designers handbook. Technical Series SP-52, USA 1971.
37. Grundlach R.: Rx for r-f power transistors. Electronics 1969 vol. 42 nr 11 s. 84-90.

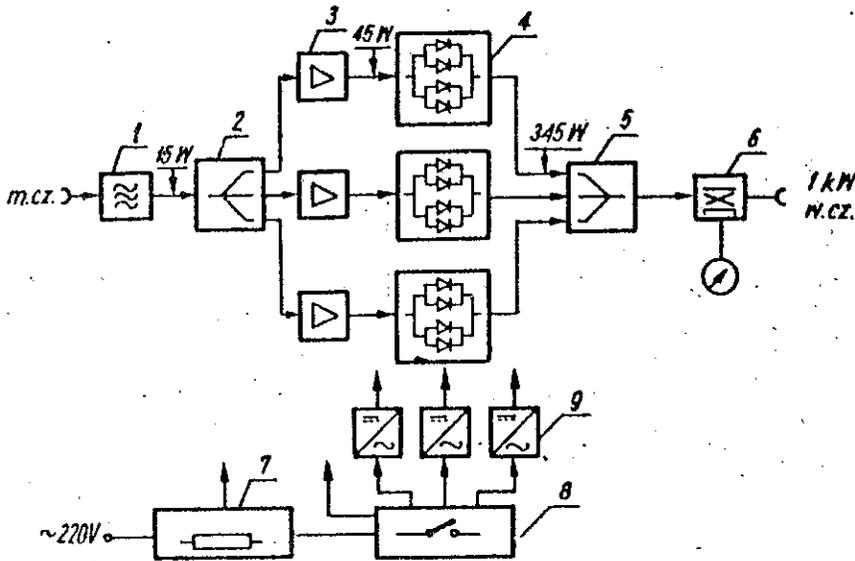
38. Johnson J.H., Mallinger M.J.: You can depend on today's rf power transistors. Electronics 1971 vol. 44 nr 19 s. 80-93.
39. Sypniewski S.: Półprzewodnikowe wzmacniacze rezonansowe kl. D. Prace It 1968 z. 4. Warszawa: WKiŁ 1973.



Rys. 1. Schemat ogólny układu wielowrotnika przeznaczonego do sumowania mocy N -generatorów

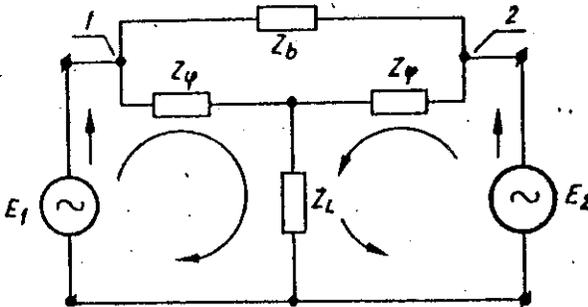


3. Sumowanie mocy w układzie z czterogłęźnym mostkiem Wheastone'a

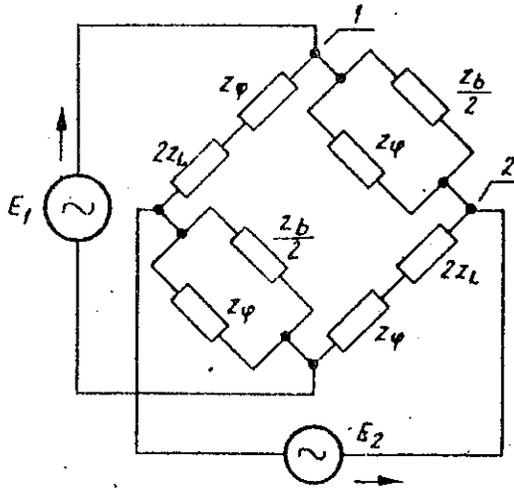


Rys. 2. Uproszczony schemat blokowy w pełni tranzystorowego nadajnika UKF o mocy 1 kW firmy Telefunken [1, 2]

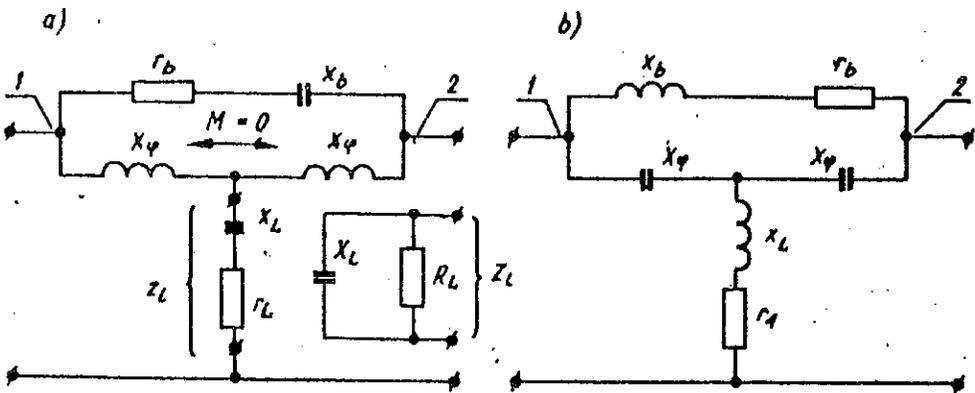
1 - generator wzbudzający S 3150, 2 - układ rozwidlenia mocy, 3 - wzmacniacz wstępny, 4 - wzmacniacz końcowy, 5 - układ sumowania mocy, 6 - sprzągacz kierunkowy, 7 - rozgałęzienie zasilania, 8 - układy zabezpieczenia i strojenia, 9 - impulsowe stabilizatory napięcia



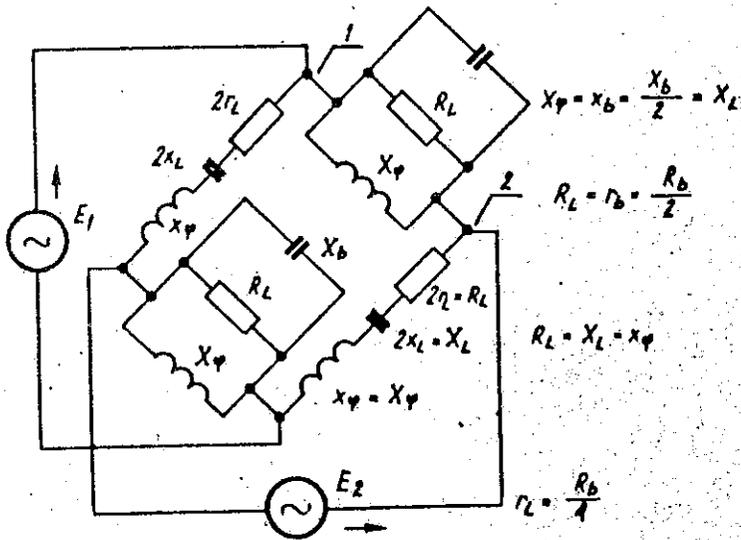
Rys. 4. Czwórnik "T z bocznikiem" w układzie sumowania mocy dwóch generatorów



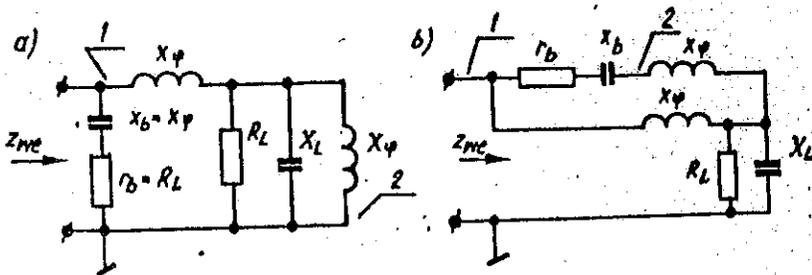
Rys. 5. Czwórnik mostkowy równoważny czwórnikowi z rys.4



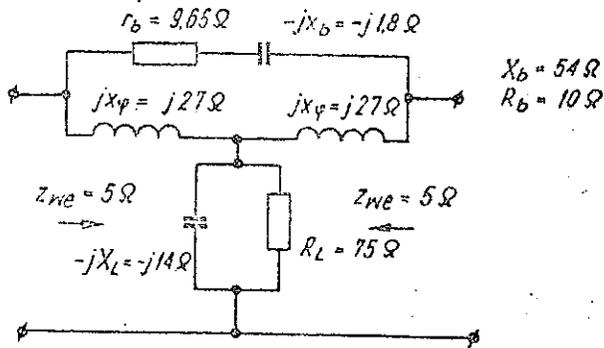
Rys. 6. Podstawowe konfiguracje czwórnik "T z bocznikiem" w układach hybrydowego sumowania mocy



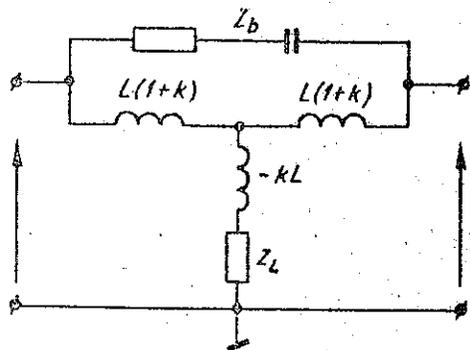
Rys. 7. Czwórnik mostkowy równoważny czwórnikowi z rys.6a, gdy impedancja obciążenia każdego generatora równa jest R_L



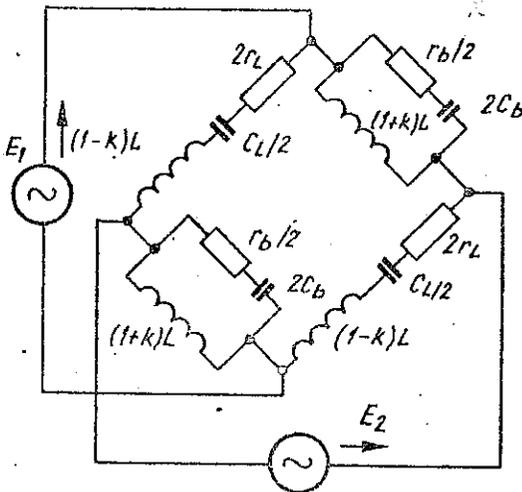
Rys. 8. Impedancja wejściowa zrównoważonego układu z rys.6a w przypadku: a/ zwarcia, b/ odłączenia generatora na wejściu nr 2



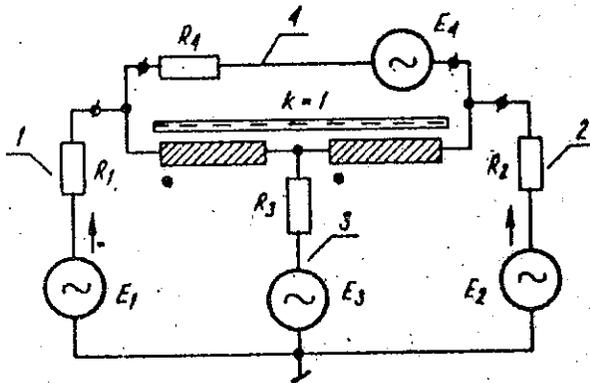
Rys. 9. Schemat ideowy zrównoważonego układu z rys. 6a dopasowującego dwa wzmacniacze o impedancji obciążenia 5Ω do impedancji kabla 75Ω



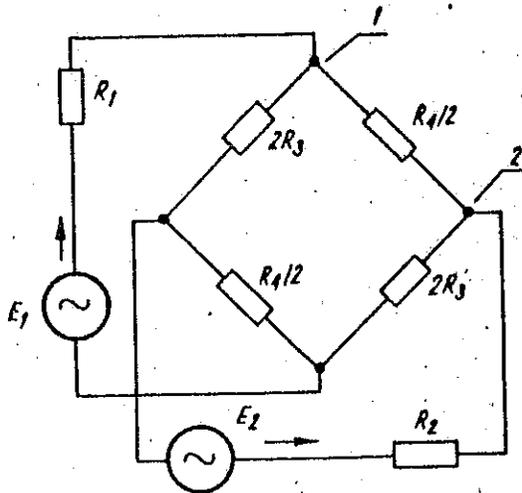
Rys. 10. Schemat ideowy układu z rys. 6a, jeżeli pomiędzy wariometrami występuje sprzężenie magnetyczne



Rys. 11. Czwórnik mostkowy równoważny czwórnikowi z rys.10



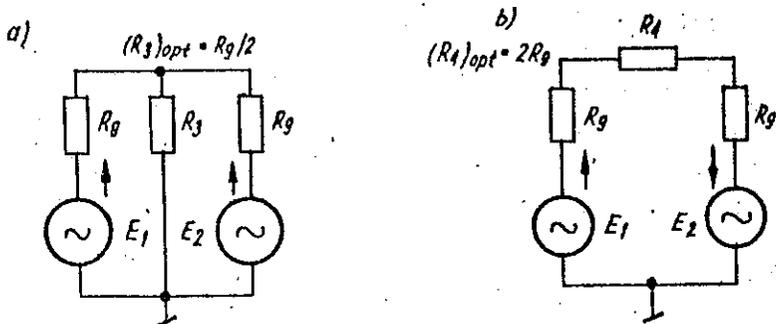
Rys. 12. Schemat ogólny układu z transformatorem różnicowym



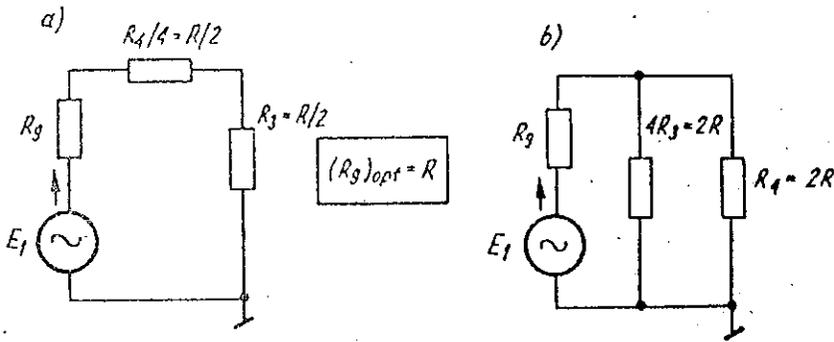
Rys. 13. Czwórnik mostkowy równoważny układowi z rys. 12, jeżeli w gałęziach 3 i 4 nie ma źródeł

Tabl.1. Warunki równowagi $R_3 = R_4/4 = R/2$; $R_1 = R_2 = R$ i dopasowania:		
Gen. w gałęzi:	Moc oddawana do:	Brak napięcia:
1	3,4	2
2	3,4	1
3	1,2	4
4	1,2	3

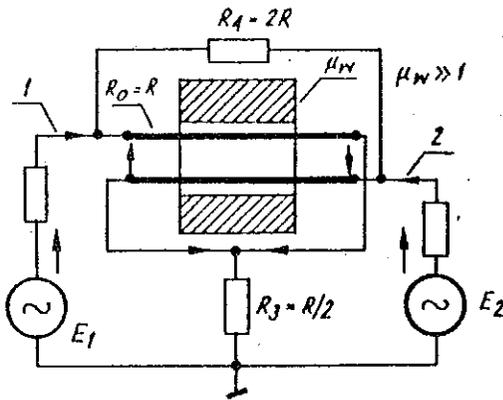
Rys. 14. Kierunki transmisji energii w układzie z rys. 12 przy włączeniu generatora kolejno w gałęziach 1 ÷ 4



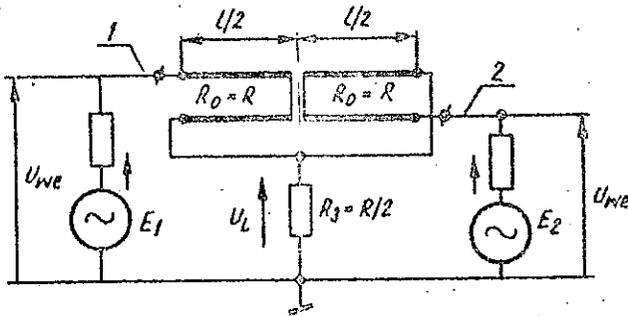
Rys. 15. Uproszczony schemat ideowy układu sumowania mocy z transformatorem różnicowym: a/ przy synfazowej, b/ przy przeciwsoonej pracy generatorów



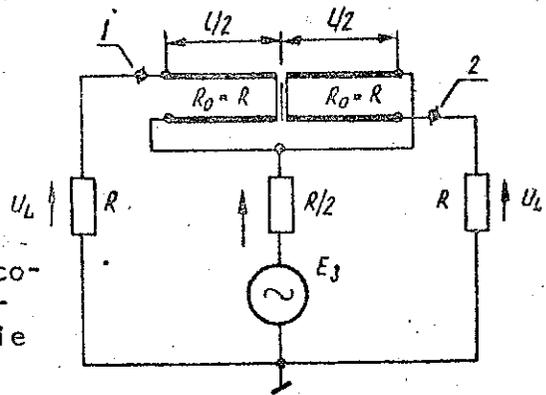
Rys. 16. Uproszczony schemat idealny układu sumowania mocy z transformatorem różnicowym, przy uszkodzeniu generatora nr 2: a/ rozwarcie - odłączenie generatora, b/ zwarcie wyjścia generatora



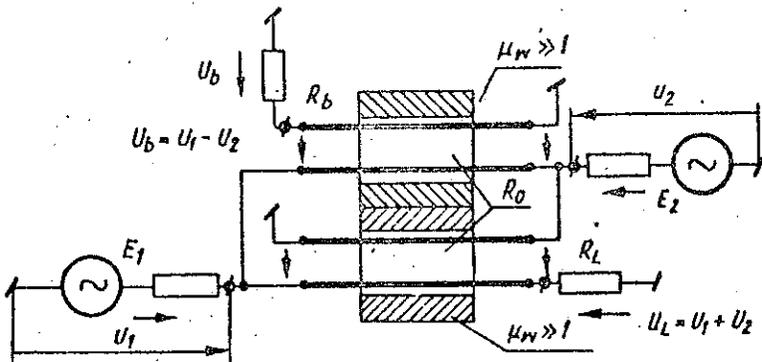
Rys. 17. Transformator hybrydowy /różnicowy/ z uzwojeniami w postaci odcinka dwuprzewodowej linii długiej umieszczonej wewnątrz rdzenia ferrytowego



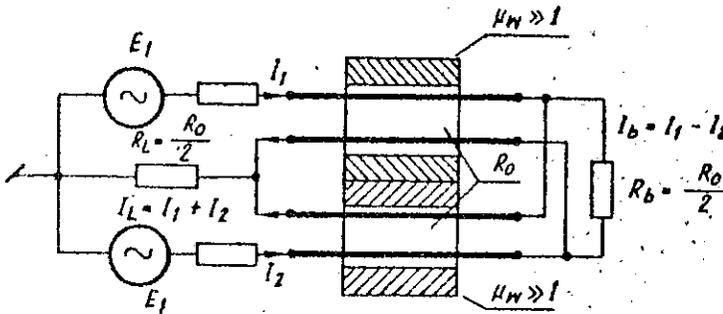
Rys. 18. Schemat zastępczy transformatora z rys. 17 w zakresie dużych częstotliwości



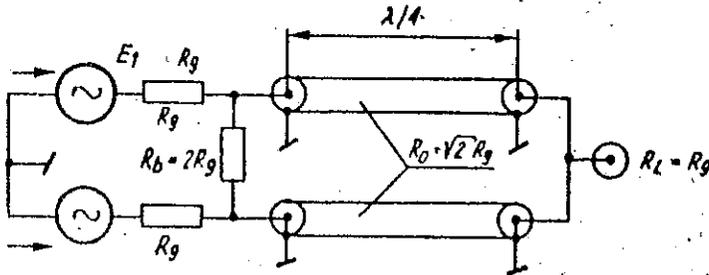
Rys. 19. Transformator różnicowy z uzwojeniem w postaci odcinka linii długiej w układzie rozwidlenia mocy generatora



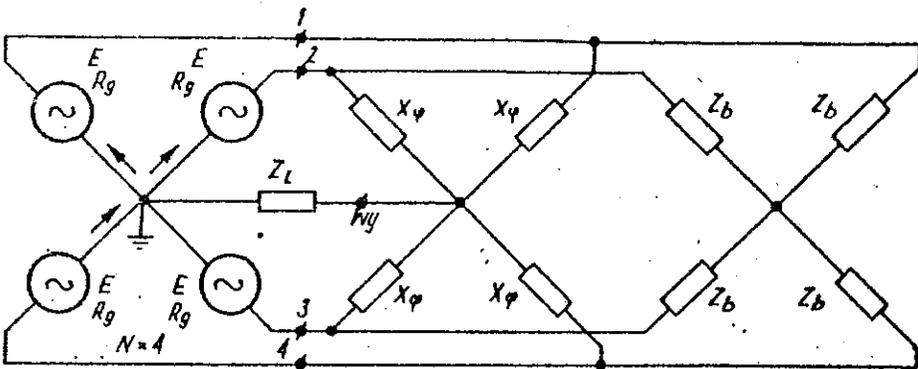
Rys. 20. Układ mostkowy sumowania mocy, w którym wszystkie gałęzie są uziemione /z sumowaniem napięć/



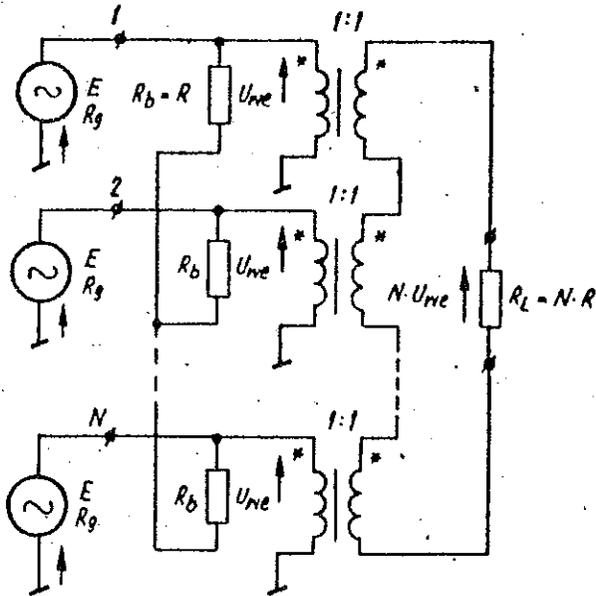
Rys. 21. Układ mostkowy z sumowaniem prądów generatorów



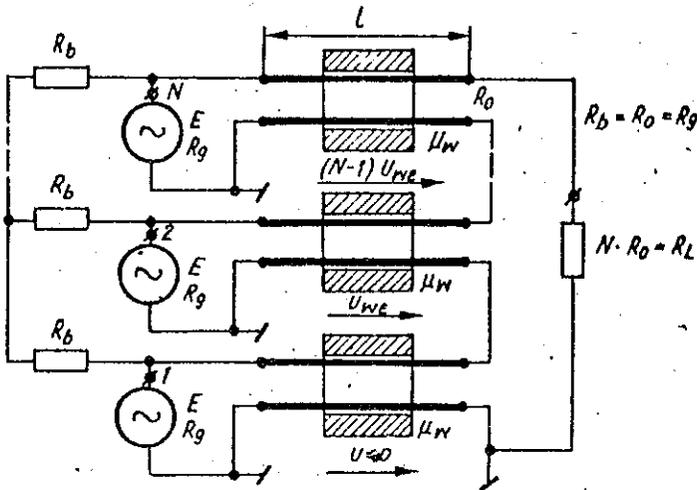
Rys. 22. Układ mostkowy z transformatorami ćwierćfalowymi



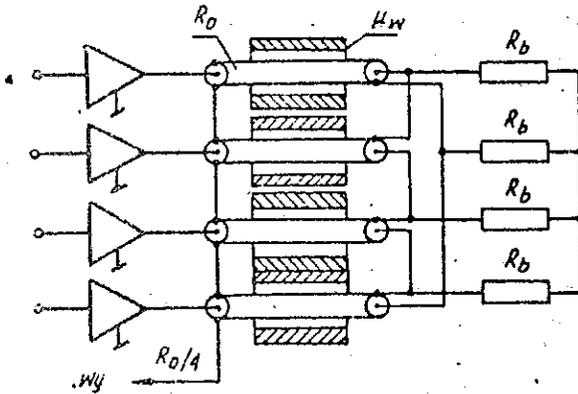
Rys. 23. Zrównoważony wielowrotnik z reaktancjami, pozwalający sumować moc czterech generatorów



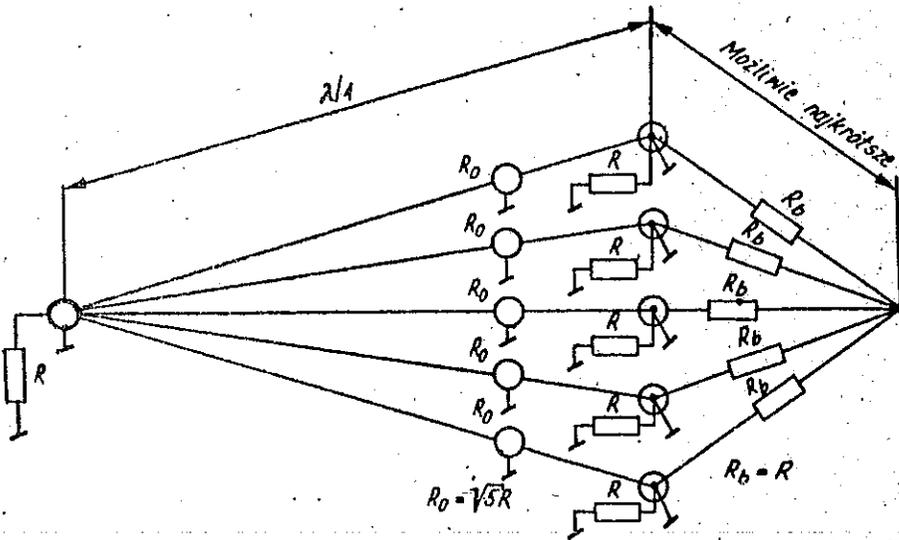
Rys. 24. Zrównoważony wielowrotnik z transformatorami, pozwalający sumować moc N -generatorów /z sumowaniem napięć/



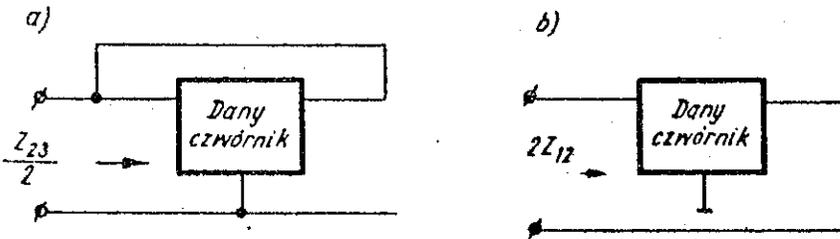
Rys. 25. Układ z rys. 24, w którym uzwojenie szerokopasmowych transformatorów wykonano jako odcinki linii długich, nawinięte na ferrytowych rdzeniach



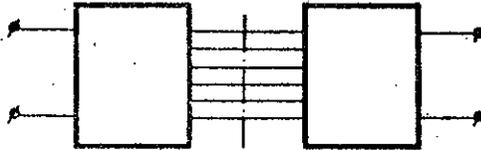
Rys. 26. Układ z transformatorami szerokopasmowymi, w którym sumuje się prądy wyjściowe generatorów



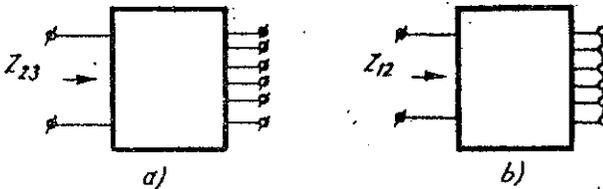
Rys. 27. Układ rozdzielania mocy generatora za pomocą transformatorów ćwierćfalowych



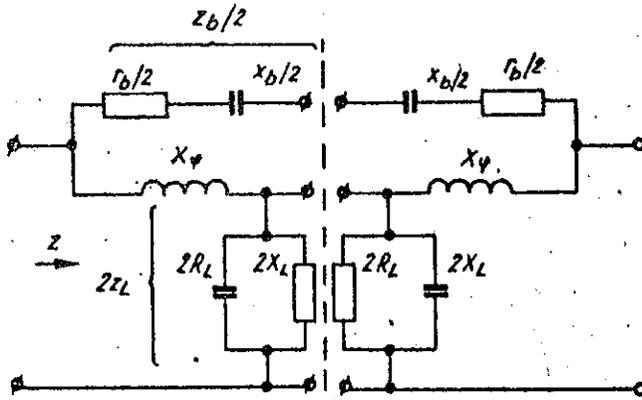
Rys. 28. Wyznaczanie impedancji czwórniko mostkowego równoważnego danemu czwórnikowi symetrycznemu, pasywnemu, który ma układ trójkońcówkowy.



Rys. 29. Ilustracja twierdzenia o przecięciu /bisekcji/



Rys. 30. Wyznaczanie impedancji czwórniko mostkowego równoważnego danemu, na podstawie twierdzenia o przecięciu



Rys. 31. Wykorzystanie twierdzenia o przecięciu do wyznaczenia impedancji wejściowej układu z rys. 6a

