

SPIS OZNACZEŃ

- δI_{nT} – dryft temperaturowy prądu niezrównoważenia,
- δI_{pT} – dryft temperaturowy prądu polaryzacji,
- δU_{ni} – dryft czasowy napięcia niezrównoważenia,
- δU_{nT} – dryft temperaturowy napięcia niezrównoważenia,
- ΔI_{nT} – zmiana prądu niezrównoważenia wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
- $\Delta I_{p1T}, \Delta I_{p2T}$ – zmiany odpowiednich prądów polaryzacji I_{p1} oraz I_{p2} wywołane zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
- ΔU_{ni} – zmiana napięcia niezrównoważenia zaobserwowana przy pracy długotrwałej wzmacniacza dla przedziału czasowego Δt ,
- ΔU_{nT} – zmiana napięcia niezrównoważenia wywołana zmianą temperatury otoczenia ΔT ,
- ΔU_{nw} – zmiana napięcia niezrównoważenia wywołana zmianą napięcia wspólnego ΔU_{wz} ,
- ΔU_{nz} – zmiana napięcia niezrównoważenia wywołana zmianą napięcia zasilania ΔU_z ,
- I_n – wejściowy prąd niezrównoważenia,
- I_{p1} – prąd polaryzacji wejścia nieinwersyjnego,
- I_{p2} – prąd polaryzacji wejścia inwersyjnego,
- I_z – prąd zasilania,
- k_U – wzmocnienie napięciowe,
- R_{nw} – rezystancja dla napięcia wspólnego,
- R_{we} – rezystancja wejściowa,
- R_{wy} – rezystancja wyjściowa,

U_r - różnicowe napięcie wejściowe,

U_w - wejściowe napięcie wspólne,

U_{wy} - napięcie wyjściowe,

$\pm U_z$ - napięcia zasilania,

$WTNZ$ - współczynnik tłumienia zmian napięcia zasilania,

$WTSW$ - współczynnik tłumienia napięcia wspólnego.

1. WSTĘP

W dobie powszechnej dominacji układów mikroprocesorowych do budowy elektronicznych urządzeń automatyki i pomiarów są powszechnie stosowane układy liniowe wzmacniaczy monolitycznych. Wzmacniacze monolityczne umożliwiają realizację takich układów jak:

- wzmacniacze pomiarowe małych poziomów sygnałów,
- układy przetwarzania i korekcji dynamicznej sygnałów analogowych dla regulatorów,
- źródła sygnałów wzorcowych (referencyjnych),
- separatory sygnałów analogowych,
- przetworniki cyfrowo-analogowe i analogowo-cyfrowe.

Wzmacniacz monolityczny, zwany też wzmacniaczem operacyjnym, stał się podstawowym elementem, w oparciu o który realizuje się różne funkcje formowania sygnałów w układach elektronicznych stosowanych w urządzeniach pomiarowych i automatyki.

Wprowadzenie terminu „wzmacniacz operacyjny” (*„operational amplifier”*) wiąże się z publikacją z 1947 r. panów Ragazzini J.R., Randal R.H. oraz Russell F.A. dotyczącą modelowania procesów dynamicznych za pomocą obwodów elektronicznych. Był to okres stosowania do celów pomiarowych elektronowych lampowych wzmacniaczy prądu stałego.

W 1962 roku firmy amerykańskie Burr Brown Research Corporation oraz Philbrick Research Inc. wprowadziły na rynek modułowe, w pełni tranzystorowe wzmacniacze operacyjne. Wzmacniacze takie były także opracowane i stosowane w Polsce [19], [20].

Pierwsze monolityczne wzmacniacze operacyjne powszechnie przyjęte przez użytkowników pochodziły z 1965 roku z firmy Fairchild Semiconductor. Były to wzmacniacze serii $\mu A700$. Początkowo najbardziej rozpowszechnił się wzmacniacz typu $\mu A709$ a później $\mu A741$, którego odpowiedniki stanowią podstawowy program produkcyjny wszystkich firm oferujących liniowe układy scalone (np. TESLA MAA741, UNITRA ULY7741). Na przełomie lat sześćdziesiątych i siedemdziesiątych oprócz wzmacniacza $\mu A741$ pojawiły się inne wzmacniacze zaliczane do wzmacniaczy drugiej generacji, np. $\mu A725$ – wysokostabilny, $\mu A776$ – programowany o niskiej mocy pobieranej. Pojawiły się

wzmacniacze zwane BIFET (np. $\mu A740$) stosujące tranzystory zarówno bipolarne, jak i unipolarne typu FET o znacznie szerszym, częstotliwościowym paśmie przenoszonych sygnałów a także wzmacniacze o bardzo małych prądach wejściowych, jak np. LM 101A [7], [13], [41] firmy National Semiconductor czy SF.C.2301A firmy Sescosem (były też wzmacniacze krajowe firmy UNITRA ULY7701), które wykorzystują w stopniu wejściowym tranzystory komplementarne npn i pnp w układzie super beta. Lata siedemdziesiąte przyniosły wzmacniacze monolityczne trzeciej generacji, np. typu mono OP-07 firmy Precision Monolithic, strojone laserem o znacznie polepszonych parametrach przy wzmacnianiu sygnałów napięcia stałego. Na przykład, dla wzmacniacza OP-07A dryft długoczasowy napięcia odniesiony do wejścia nie jest większy niż $0,2 \mu V$ przy pracy ciągłej w czasie jednego miesiąca.

Wzmacniacz monolityczny jest wielotranzystorowym układem wzmacniającym o sprzężeniach bezpośrednich, zawierającym kilka stopni wzmacniania o bardzo dużym współczynniku wzmocnienia napięciowego od $10^4 V/V$ do $10^7 V/V$, przewidzianym do pracy w szerokim przedziale częstotliwości od zera (wzmacnianie napięć stałych) do kilku lub kilkuset kiloherców. Jest on tak zaprojektowany, że pracuje stabilnie (bez wzbudzeń) przy bardzo głębokich ujemnych sprzężeniach zwrotnych wytwarzanych przez zewnętrzne obwody sprzężenia zwrotnego typu rezystancyjnego R lub rezystancyjno-pojemnościowego RC. Należy podkreślić, że ze względu na stosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego właśnie te zewnętrzne obwody sprzężenia zwrotnego formują charakterystyki przetwarzania sygnałów, a parametry samego wzmacniacza nie wpływają w sposób decydujący na te charakterystyki.

W literaturze specjalistycznej [7], [26], [27], [31] brak opisu prostych metod analizy liniowych układów elektronicznych stosujących wzmacniacze monolityczne, niezbędnych do określania dokładności układów służących do formowania sygnałów analogowych. Dlatego najważniejszym celem niniejszej pracy jest przedstawienie prostej metody analizy właściwości statycznych liniowych układów elektronicznych służących do formowania sygnałów i stosujących wzmacniacze monolityczne. Bardzo ważnym osiągnięciem autora jest przedstawienie metody wspomaganej komputerowo, która umożliwia dokładną analizę na wyrażeniach symbolicznych błędów sygnałów i pozwala na łatwy analityczny opis jakie wielkości i czynniki wpływają na pracę układu ze wzmacniaczami.

Właściwości dynamiczne wzmacniaczy wynikające z teorii sprzężenia zwrotnego opisano w znanej literaturze [2], [7], [26] i nie są one omawiane w niniejszej pracy.

Błędy odwzorowania sygnałów układów elektronicznych określa się zazwyczaj przeprowadzając badanie wrażliwości tych sygnałów, w danym układzie elektronicznym, na różne czynniki zewnętrzne, takie jak temperatura, napięcie zasilania, upływ czasu. Wpływ czynników zewnętrznych na sygnały układu elektronicznego stanowi wynikowy efekt oddziaływania tych czynników na poszczególne parametry różnych elementów elektronicznych, a także na parametry wzmacniaczy monolitycznych.

Należy zwrócić uwagę, że do budowy nowoczesnych układów elektronicznych formowania sygnałów stosuje się elementy elektroniczne wysokiej jakości, takie jak rezystory precyzyjne oraz diody napięć referencyjnych, toteż o właściwościach tych układów decydują też parametry wzmacniaczy monolitycznych, w zależności od schematu układu elektronicznego.

Właściwości układów przetwarzania sygnałów można charakteryzować wrażliwością ich sygnałów wyjściowych na zmiany parametrów elementów układu elektronicznego. Ale sygnały wyjściowe układu elektronicznego są niczym innym jak napięciami lub prądami wyjściowymi wzmacniaczy stosowanych w układzie. Tak więc analiza statycznych parametrów układu elektronicznego sprowadza się do analizy napięć lub prądów układu jako funkcji parametrów poszczególnych elementów układu.

Praca składa się z siedmiu rozdziałów. Rozdział pierwszy stanowi wstęp. W rozdziale drugim opisano właściwości źródeł sygnałów analogowych prądowych i napięciowych, podano zasady łączenia źródeł i odbiorników sygnałów, omówiono układy zasilania źródeł i odbiorników sygnałów oraz dokonano przeglądu najbardziej rozpowszechnionych układów ze wzmacniaczami. Przegląd ten obejmuje układy wzmacniaczy i przetworników sygnałów napięciowych i prądowych na sygnał napięciowy, układy wzmacniaczy różnicowych sygnałów napięciowych, układy przetworników sygnałów napięciowych na sygnał prądowy oraz układy dynamicznego formowania sygnałów analogowych.

W rozdziale trzecim podano definicje ważniejszych parametrów wzmacniaczy oraz przedstawiono dokładny schemat zastępczy wzmacniacza.

W rozdziale czwartym przedstawiono praktyczne wartości niektórych istotnych parametrów wzmacniaczy (rezystancja wejściowa, rezystancja dla napięcia wspólnego, wzmocnienie napięciowe) i w wyniku dyskusji tych parametrów przedstawiono uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza przeznaczony do analizy właściwości układów ze wzmacniaczami.

W rozdziale piątym omówiono wielkości i czynniki wpływające na parametry wzmacniaczy, a w rozdziale szóstym dokonano przeglądu parametrów najbardziej rozpowszechnionych współcześnie wzmacniaczy monolitycznych.

W rozdziale siódmym przedstawiono schemat zastępczy układu ze wzmacniaczami oraz podano opis ogólny metody zerowych napięć wejściowych do analizy układu z wieloma wzmacniaczami. Omówiono zastosowanie tej metody przy wykorzystaniu zasady superpozycji do analizy obwodów ze wzmacniaczami. Podano przykłady zastosowania tej metody do analizy prostych układów wzmacniaczowych – wzmacniacza sumującego i układu całkującego. W rozdziale tym przedstawiono też metodę zerowych napięć wejściowych z zastosowaniem zmodyfikowanej metody napięć węzłowych do analizy obwodów z wieloma wzmacniaczami. Opisano też szczegółowo trzy przykłady analizy układów z wieloma wzmacniaczami przy wykorzystaniu zmodyfikowanej przez autora metody napięć węzłowych, stosując rachunek macierzowy dla wielkości symbolicznych i wykorzystując odpowiednie wspomagające programy komputerowe MATLAB i Symbolic Math Toolbox.

Załącznikiem do niniejszej pracy są szczegółowe wyniki analizy, przy wykorzystaniu wspomagających programów komputerowych, piętnastu najbardziej rozpowszechnionych układów wzmacniaczowych. Załącznik ten dokumentuje, że zmodyfikowana przez autora metoda napięć węzłowych wspomagana programami komputerowymi stanowi doskonale narzędzie do analizy rozbudowanych elektronicznych układów wielowzmacniaczowych.

Książka niniejsza przeznaczona jest dla szerokiego grona projektantów konstruktorów i użytkowników elektronicznych układów kondycjonowania i przetwarzania sygnałów analogowych oraz stanowi literaturę uzupełniającą dla studentów politechnik wydziałów elektrycznych i mechatronicznych.

2. UKŁADY ZE WZMACNIACZAMI DO FORMOWANIA SYGNAŁÓW ANALOGOWYCH

2.1. Wprowadzenie

Sygnały analogowe stanowią wartości napięć lub prądów odpowiednio odwzorowujące wartości wielkości fizycznych lub parametrów stanowiących informację podlegającą przetworzeniu w danym urządzeniu. Zazwyczaj sygnały analogowe odwzorowują według zależności liniowej wartości wielkości i wartości parametrów podlegające przetworzeniu. Sygnały bardzo często są przesyłane liniami łączącymi urządzenia w celu dokonania wymiany informacji.

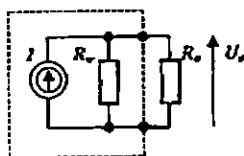
Źródła sygnałów analogowych i odbiorniki tych sygnałów powinny spełniać odpowiednie wymagania, aby ograniczyć wpływ właściwości linii przesyłowej na wartość sygnału w celu zminimalizowania błędów odczytu przesyłanej informacji.

Przy przesyłaniu sygnału na duże odległości, przy których wartość rezystancji linii przesyłowej przyjmuje porównywalne wartości w stosunku do rezystancji wejściowych odbiorników stosuje się sygnały prądowe. W tym przypadku wymaga się, aby źródło sygnału miało właściwości źródła zbliżone do idealnego źródła prądowego. Przy przesyłaniu sygnału na małe odległości, przy których rezystancja linii ma wartość pomijalną w porównaniu do wartości rezystancji wejściowych odbiorników stosuje się sygnały napięciowe. W tym przypadku wymaga się, aby źródło sygnału miało właściwości zbliżone do idealnego źródła napięcia.

2.2. Właściwości źródeł sygnałów prądowych

Schemat zastępczy źródła sygnału prądowego I obciążonego rezystancją obciążenia R_o podaje rys. 2.1. Wielkościami charakterystycznymi źródła sygnału prądowego są:

- zakres zmian wartości prądu źródła I_{min}, I_{max} ,
- największa rezystancja obciążenia źródła R_{omax}
- rezystancja wewnętrzna źródła R_w .



Rys. 2.1. Schemat zastępczy źródła sygnału prądowego

Wtórny parametrem jest dopuszczalne obciążenie napięciowe U_{omax} źródła prądowego określane według wzoru:

$$U_{omax} = R_{omax} I_{max} \quad (2.1)$$

Zakresy zmian prądu źródeł sygnałów prądowych wynikają z dokumentów normalizacyjnych. Powszechnie respektowane jest międzynarodowe zalecenie normalizacyjne IEC Recommendation. Publication 381. Analog d.c. current signals for process control systems [15]. Normy wielu krajów są zgodne tym zaleceniem. Wydanie z 1980 roku polskiej normy PN 80/M 42006 [36] dotyczącej sygnałów analogowych uwzględniało wymagania zaleceń IEC oraz dopuszczało także i inne sygnały zgodne z zaleceniem normalizacyjnym RWPG.

W urządzeniach automatyk przemysłowej spotyka się następujące sygnały analogowe (podkreślono sygnały wynikające z zalecenia międzynarodowego IEC):

- prądowe zerowe jednokierunkowe: 0...5 mA [36], 0...20 mA [15], [36], 0...50 mA,
- prądowe zerowe dwukierunkowe: -5...0...+5 mA [36], -20...0...+20 mA [36]
- prądowe niezerowe: 1...5 mA, 4...20 mA [15], [36], 10...50 mA.

Dopuszczalny zakres zmian rezystancji obciążenia R_o źródła sygnału prądowego zawarty jest w przedziale podanym niżej:

$$0 \leq R_o \leq R_{omax} \quad (2.2)$$

Zalecenie normalizacyjne IEC [15] nie określa maksymalnej wartości rezystancji obciążenia źródeł sygnałów prądowych. Zestawienie przykładowych wartości tej wielkości dla stosowanego w Polsce sprzętu automatyki od różnych producentów podaje tabl. 2.1.

Tablica 2.1. Wartości dopuszczalnych obciążeń źródeł sygnałów prądowych dla przykładowych urządzeń automatyki przemysłowej

Grupa urządzeń	Vutronik	Protronik	Intelektran S	Regulator mikroprocesorowy MRP42C
Firma	Honeywell	H B	ELMAT	PIAP
Sygnały	4...20 mA	0...20 mA	0...5 mA	0...20 mA/4...20 mA
Obciążenie napięciowe źródła U_{omax}	14 V	15 V	10 V	10 V
R_{omax}	700 Ω	750 Ω	2000 Ω	500 Ω

Wartość rezystancji wewnętrznej R_w źródła sygnału prądowego decyduje o błędzie sygnału prądowego przekazywanego do odbiornika przy określonej rezystancji obciążenia. Jedynie przy zerowej wartości rezystancji obciążenia wartość tego błędu jest zerowa. Analizując schemat zastępczy źródła sygnału prądowego podany na rys. 2.1 można zauważyć, że o wartości tego błędu decyduje prąd w rezystancji wewnętrznej źródła. Błąd względny odniesiony do zakresu zmian sygnału wyrazi się wzorem:

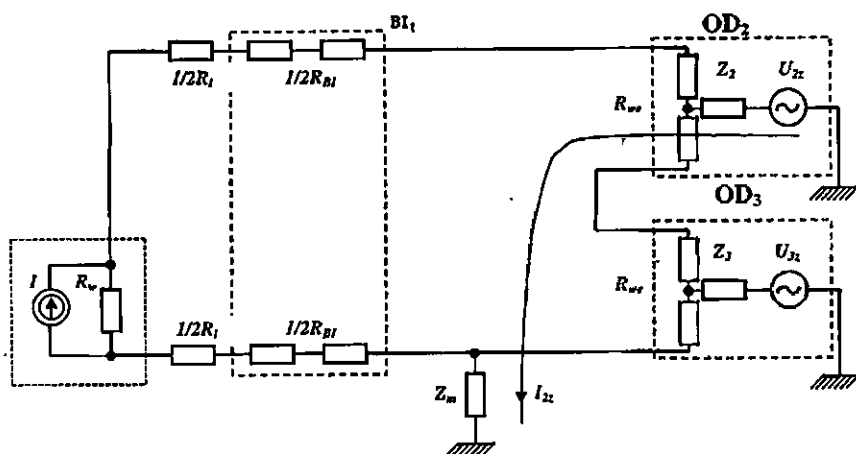
$$\delta_{R_s} = \frac{U_o}{R_w (I_{max} - I_{min})} = \frac{R_o}{R_w} \frac{I}{I_{max} - I_{min}} \quad (2.3)$$

Dla zapewnienia odpowiednio małej wartości tego błędu, np. rzędu 0,1 % należy dla typowych rezystancji obciążenia ok. 1 k Ω stosować źródła sygnału prądowego o rezystancji wewnętrznej R_w nie mniejszej niż 1 M Ω .

2.3. Łączenie odbiorników sygnałów prądowych

Dla zapewnienia jednakowej wartości prądu w kilku odbiornikach sygnału prądowego odbiorniki powinny być łączone szeregowo ze źródłem sygnału prądowego. Jednak w praktyce unika się takiego łączenia, jeżeli poszczególne odbiorniki sygnału są urządzeniami

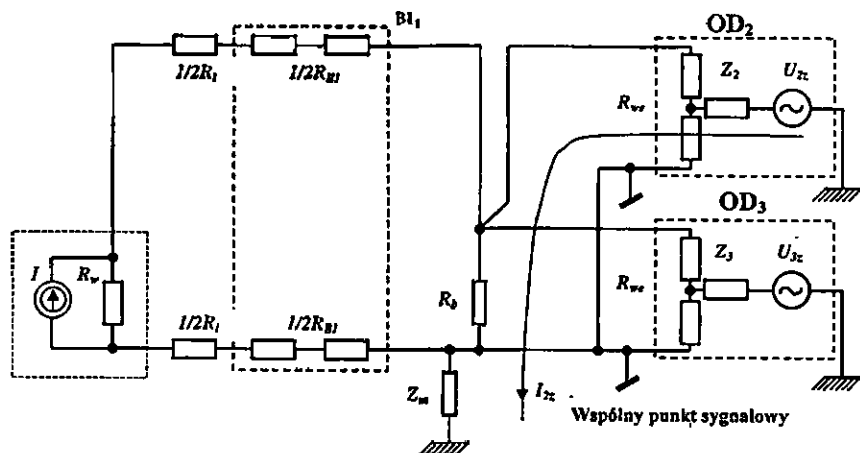
niezależnie zasilanymi sieciowym napięciem przemiennym, co powoduje pojawienie się w sygnale prądowym zakłócającej składowej zmiennej.



Rys. 2.2. Szeregowy układ połączeń odbiorników sygnału źródła prądowego

Schemat przedstawiony na rys. 2.2 podaje przykładowy układ połączeń ze źródłem sygnału I szeregowych odbiorników: bariery iskrobezpiecznej BI_1 oraz dwu odbiorników sygnału OD_2 , OD_3 mających własne wewnętrzne zasilacze sieciowe. Odbiorniki takie zawierają źródła przemiennych napięć zakłócających oznaczone na schemacie U_{2z} oraz U_{3z} , o impedancjach wewnętrznych Z_2 i Z_3 . Łatwo można zauważyć, że źródło napięcia zakłócającego U_{2z} odbiornika sygnału wymusza składową zakłócającą prądem I_{2z} na wejściu odbiornika OD_3 , przy czym ze względu na dużą wartość rezystancji wewnętrznej R_w źródła prądowego, źródło to jest praktycznie nie zakłócanie przez napięcia U_{2z} oraz U_{3z} . Obwody źródeł napięć zakłócających zamykają się przez impedancję Z_m stanowiącą upływność (np. pojemnościową) do uziemienia. Opisane tutaj zjawisko jest przyczyną unikania łączenia szeregowego kilku odbiorników sygnału prądowego wyposażonych we własne zasilacze sieciowe.

Rys. 2.3 podaje przykładowy układ połączeń odbiorników sygnału prądowego pracujących w tzw. układzie wspólnego punktu sygnałowego. W układzie tym źródło napięć zakłócających U_{2z} wytwarza na wejściu sygnałowym (na rezystorze R_b) w przybliżeniu dwukrotnie mniejszy prąd zakłócający prądem niż w przypadku poprzednim.



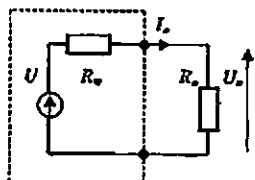
Rys. 2.3. Przykładowy układ połączeń odbiorników sygnału prądowego pracujących w układzie wspólnego punktu sygnałowego

Cechą charakterystyczną omawianego układu połączeń odbiorników sygnału ze źródłem sygnału w systemie wspólnego punktu sygnałowego jest przetworzenie sygnału prądowego na rezystorze R_B i równoległe rozproszanie napięcia z tego rezystora na duże wejściowe rezystancje R_{we} poszczególnych odbiorników sygnałów. Należy zwrócić uwagę, że wykorzystanie sygnału w odbiornikach jest identyczne jak w systemach stosujących sygnały napięciowe.

2.4. Właściwości źródeł sygnałów napięciowych

Schemat zastępczy źródła sygnału napięciowego U obciążonego rezystancją obciążenia R_o podaje rys. 2.4. Wielkościami charakterystycznymi źródła sygnału napięciowego są:

- zakres zmian wartości napięcia źródła U_{min} , U_{max} ,
- najmniejsza rezystancja obciążenia źródła R_{omin} przy której źródło pracuje prawidłowo,
- rezystancja wewnętrzna źródła R_w .



Rys. 2.4. Schemat zastępczy źródła sygnału napięciowego

Wtórny parametrem jest dopuszczalna obciążalność prądowa źródła sygnału napięciowego I_{omax} liczona jako iloraz największej wartości napięcia źródłowego i najmniejszej rezystancji obciążenia:

$$I_{omax} = \frac{U_{omax}}{R_{omin}} \quad (2.4)$$

Podobnie jak dla sygnałów prądowych zakresy zmian wartości napięcia źródeł sygnałów napięciowych wynikają z dokumentów normalizacyjnych [14], [36]. Wymagania zalecenia normalizacyjnego IEC Publication 381-2 [14] zostało wprowadzone do wielu norm krajowych. Wydanie z 1980 roku Polskiej Normy PN 80/M 42006 [36] dotyczącej sygnałów analogowych uwzględniało wymagania zalecenia IEC oraz dopuszczało także i inne sygnały zgodne z zaleceniem normalizacyjnym RWPG.

W urządzeniach automatyki przemysłowej spotyka się następujące sygnały analogowe (podkreślono sygnały wynikające z zalecenia międzynarodowego IEC 381-2 [14]):

- napięciowe zerowe jednokierunkowe: 0...5 V [36], 0...10 V [14], [36],
- napięciowe zerowe dwukierunkowe: -5...0...+5 V [36], -10...0...+10 V [14], [36]
- napięciowe niezerowe: 1...5 V.

Zakres zmian rezystancji obciążenia R_o zawiera się w przedziale od wartości najmniejszej dopuszczalnej do nieskończoności:

$$R_{omin} \leq R_o \leq \infty \quad (2.5)$$

Dopuszczalna obciążalność prądowa dla sygnałów napięciowych jest rzędu 5 mA. Wartości rezystancji obciążenia odbiorników są odpowiednio duże, tak że źródło sygnału napięciowego może być obciążane wieloma odbiornikami połączonymi równolegle.

Zalecenie normalizacyjne IEC Publication 381-2 [14] nie określa minimalnej wartości rezystancji obciążenia źródeł sygnałów napięciowych. Zestawienie przykładowych wartości tej wielkości dla stosowanego w Polsce sprzętu automatyki od różnych producentów podaje tabl. 2.2.

Tablica 2.2. Wartości dopuszczalnych obciążeń źródeł sygnałów napięciowych dla przykładowych urządzeń automatyki przemysłowej

Grupa urządzeń	Contronic	Teleperm C	Intelektran S	Regulator mikroprocesorowy MRP42C
Firma	HB	Siemens	ELMAT	PIAP
Sygnały	-3 V...0...+3 V	0...10 V	0...10 V	-10 V...0...+10 V
Obciążenie prądowe źródła I_{0max}	8,5 mA	10 mA	5 mA	5 mA
Najmniejsza rezystancja obciążenia R_{min}	353 Ω	1000 Ω	2000 Ω	2000 Ω

Wartość rezystancji wewnętrznej R_w źródła sygnału napięciowego decyduje o błędzie sygnału napięciowego przekazywanego do odbiornika przy określonej rezystancji obciążenia. Patrząc na schemat zastępczy źródła sygnału napięciowego podany na rys. 2.4 można zauważyć, że o wartości tego błędu decyduje spadek napięcia na rezystancji wewnętrznej źródła. Błąd względny odniesiony do zakresu zmian sygnału wyrazi się wzorem:

$$\delta_{R_v} = \frac{R_w I_o}{U_{max} - U_{min}} = \frac{R_w}{R_o} \frac{U_o}{U_{max} - U_{min}} \quad (2.6)$$

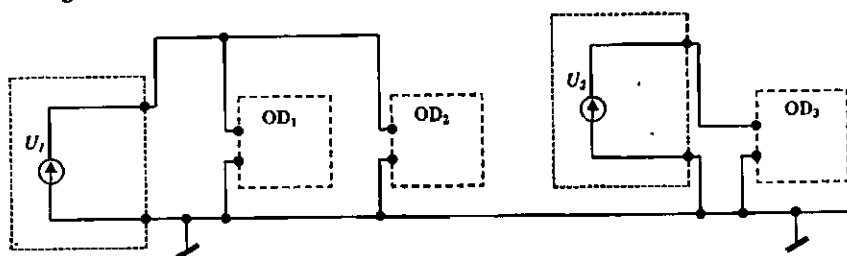
Dla zapewnienia odpowiednio małej wartości tego błędu, np. rzędu 0,1 %, należy dla typowych rezystancji obciążenia ok. 2 k Ω stosować źródła sygnału prądowego o rezystancji wewnętrznej R_w nie większej niż 2 Ω .

2.5. Łączenie źródeł i odbiorników sygnałów napięciowych

Odbiorniki sygnałów napięciowych łączy się równolegle tak jak to podaje przykładowo rys. 2.5, przy czym jeden z przewodów jest wspólny dla wszystkich źródeł sygnałów i odbiorników. Zgodnie z zaleceniem normalizacyjnym o sygnałach analogowych IEC [14] punkty obwodów sygnałowych o najniższym potencjale lub o potencjale zero w przypadku

sygnałów bipolarnych powinny tworzyć wspólny punkt sygnałowy. Aby spełnić to wymaganie, wspólny przewód dla wszystkich źródeł sygnałów i odbiorników stanowiący wspólny punkt sygnałowy jest łączony do punktu (bieguna) zerowego zasilacza o dwu napięciach dodatnim i ujemnym lub jest łączony do bieguna minus przy stosowaniu zasilacza o jednym napięciu. Tak więc wspólny punkt sygnałowy jest jednocześnie wspólnym punktem zasilania.

Należy zwrócić uwagę, że w systemach automatyki przemysłowej wspólny punkt sygnałowy jest z reguły izolowany od masy (metalowej obudowy) urządzenia oraz izolowany od uziemienia. Z tego też powodu autor nie używa nie trafnej terminologii: „masy układu elektronicznego” ani „ziemi układu elektronicznego” jako synonimów wspólnego punktu sygnałowego układu elektronicznego.



Rys. 2.5. Przykładowy układ połączeń odbiorników sygnałów napięciowych OD₁, OD₂, OD₃ w układzie wspólnego punktu sygnałowego

2.6. Układy zasilania źródeł i odbiorników sygnałów analogowych

Stosowane są dwa rodzaje układów zasilających:

- zasilacze indywidualne do poszczególnych układów,
- zasilacz centralny wspólny do całego zestawu układów analogowych.

Zasilacze indywidualne są zazwyczaj wbudowane do danego urządzenia i stanowią z nim całość konstrukcyjną. Są to zasilacze transformatorowe lub zasilacze z przetwarzaniem wykorzystujące napięcie sieci energetycznej AC o częstotliwości 50 Hz i o wartości nominalnej 220 V (230 V) o tolerancjach +10 % oraz -15 % [38]. Wytwarzają one potrzebne dla danego urządzenia napięcia stałe, oraz zapewniają odpowiednią izolację galwaniczną pomiędzy obwodem sieciowym i pozostałymi obwodami urządzenia. Zgodnie z wymaganiami

odpowiedniej Polskiej Normy [38], zgodnej z Normą Europejską, rezystancja izolacji oddzielenia galwanicznego od obwodu zasilania sieciowego nie może być mniejsza od 10 MΩ, a wytrzymałość napięciowa przy próbie izolacji powinna wynosić 1,5 kV napięcia stałego lub 1,5 kV wartości szczytowej napięcia sinusoidalnego o częstotliwości 50 Hz.

Zasilacze centralne spełniające podane wyżej wymagania są wykonywane jako samodzielne konstrukcje ujednolicone z konstrukcjami bloków układów elektronicznych, które zasilają. Zasilacze te dostarczają przeważnie dwu napięć stałych, np. ± 15 V lub ± 24 V: dodatniego i ujemnego, o wspólnym biegunie łączącym te dwa źródła (biegun ten o umownym potencjale 0 V jest zwany „zerem zasilania”).

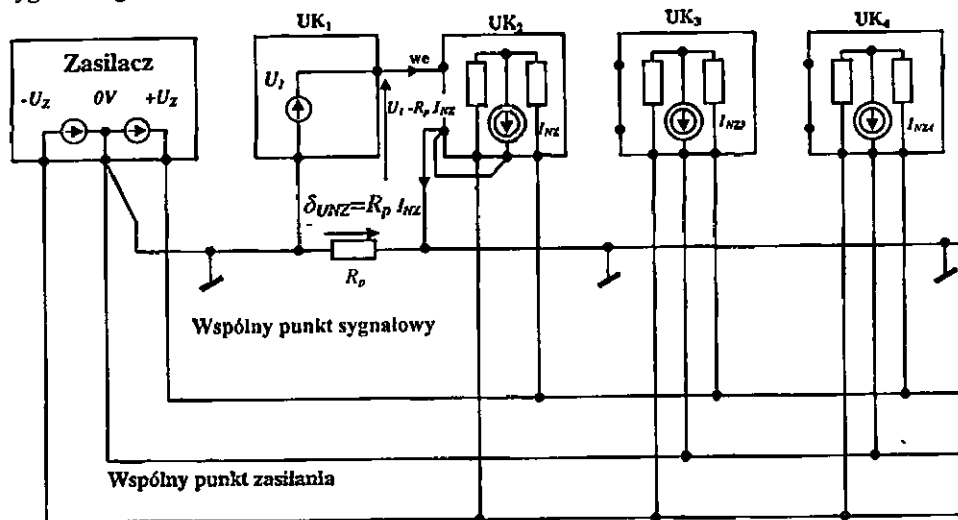
W układzie analogowych bloków elektronicznych i zasilacza centralnego wyróżnia się system przewodów łączących odpowiednie punkty układów, tworzący wspólny punkt sygnałowy oraz osobny system przewodów łączących odpowiednie punkty zasilania bloków i zasilacza centralnego tworzący wspólny punkt zasilania. Przyjmuje się zasadę, że obydwa obwody wspólnego punktu sygnałowego i wspólnego punktu zasilania są razem łączone tylko w jednym punkcie całego układu elektronicznego.

Niektóre układy analogowe cechuje bardzo mały prąd niesymetrii zasilania I_{NZ} (I_{NZ} – różnica prądu zasilania od napięcia dodatniego i od napięcia ujemnego dla danego układu pojawiająca się w przewodzie łączącym układ do wspólnego punktu zasilania), w takim przypadku w danym układzie analogowym można połączyć wspólny punkt zasilania układu do wspólnego punktu sygnałowego układu. Jeżeli odcinek przewodu łączącego źródło sygnału napięciowego z odbiornikiem sygnału ma rezystancję R_p , to w takim przypadku trzeba liczyć się z pojawieniem błędu sygnału napięciowego przesyłanego między układami analogowymi od niesymetrii zasilania o wartości:

$$\delta_{UNZ} = R_p I_{NZ} \quad (2.7)$$

Przykład połączenia kilku układów analogowych z zasilaczem centralnym przedstawiono na rys. 2.6. Zjawisko pojawienia się błędu sygnału napięciowego od niesymetrii zasilania zilustrowano na przykładzie połączenia układów: UK₁ – źródła sygnału napięciowego oraz UK₂ – odbiornika sygnału napięciowego. Prądy I_{NZ3} , I_{NZ4} niesymetrii zasilania pozostałych układów UK₃ oraz UK₄ nie powodują pojawiania się błędów sygnałów

napięciowych, gdyż prądy te wprowadzane są do zasilacza centralnego przez system przewodów wspólnego punktu zasilania i nie występują w przewodach wspólnego punktu sygnałowego.



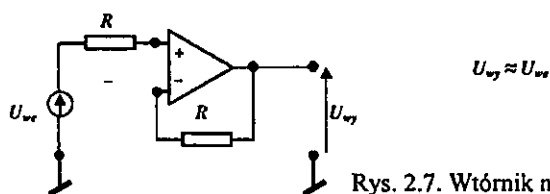
Rys. 2.6. Przykładowe połączenie kilku układów analogowych z zasilaczem centralnym

2.7. Układy wzmacniaczy i przetworników sygnałów napięciowych i prądowych na sygnał napięciowy

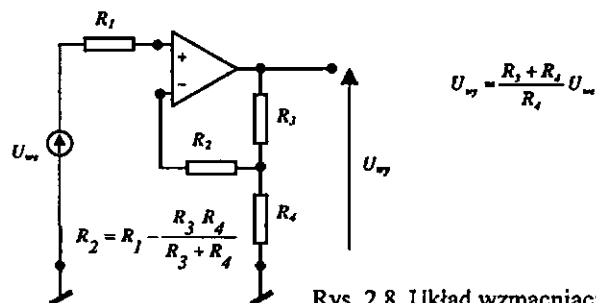
Uproszczone schematy i przybliżone równania opisujące charakterystyki wybranych wzmacniaczy i przetworników sygnałów napięciowych i prądowych na sygnał napięciowy przedstawiono na kolejnych rysunkach (rys. 2.7 – rys. 2.13).

W opisach autor zastosował terminologię uproszczoną, ale już ugruntowaną w rozpowszechnionych w Polsce od dawna publikacjach [17], [26], [28]. Dla uproszczenia autor mówi o „wzmacniaczu odwracającym” („*inverting amplifier*” [6]) oraz „nieodwracającym” („*non-inverting amplifier*” [6]), chociaż podręczniki akademickie stosują poprawną terminologię: „wzmacniacz w konfiguracji odwracającej fazę” oraz „wzmacniacz w konfiguracji nie odwracającej fazy”. Spotkać można też nazwy: „wzmacniacz, w konfiguracji inwersyjnej” oraz „nieinwersyjnej”. Są one poprawne jako tłumaczenia terminów angielskich, jednak mniej rozpowszechnione.

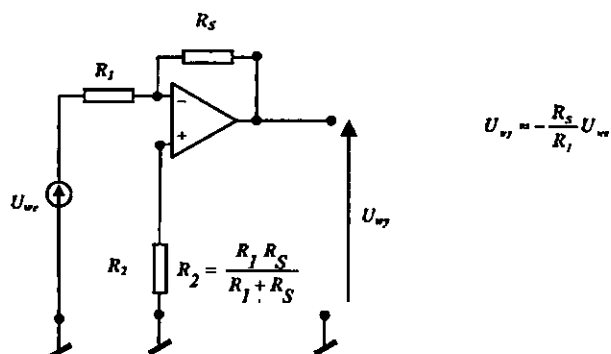
Przytoczone schematy są powszechnie znane, chyba za wyjątkiem układu podanego na rys. 2.11 wzmacniacza sumującego nieodwracającego, o którym sam autor publikacji [32] mówi, że układ tego rodzaju jest rzadko stosowany.



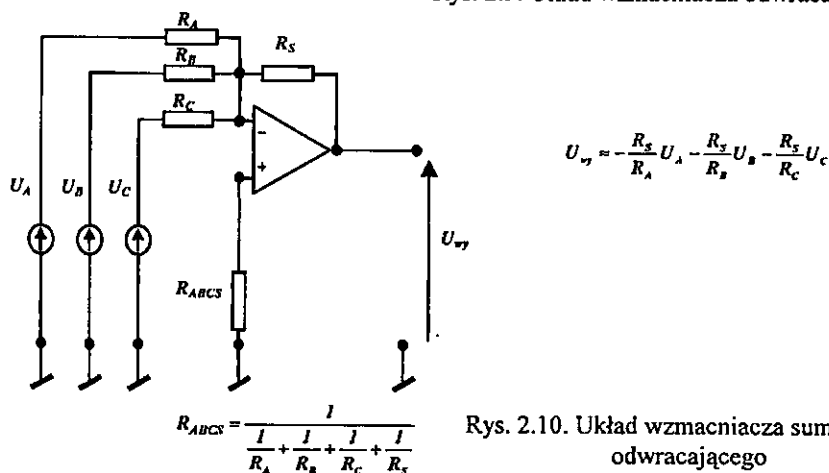
Rys. 2.7. Wtórnik napięcia



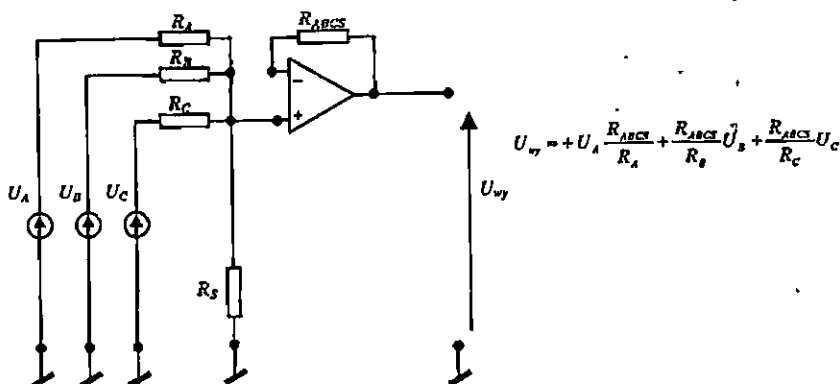
Rys. 2.8. Układ wzmacniacza nieodwracającego



Rys. 2.9. Układ wzmacniacza odwracającego



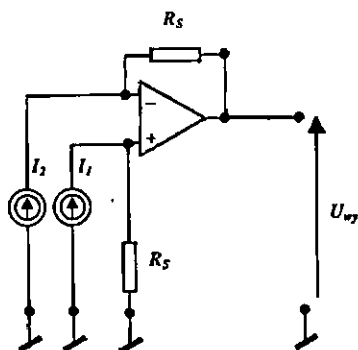
Rys. 2.10. Układ wzmacniacza sumującego odwracającego



$$U_{wy} = +U_A \frac{R_{ABCS}}{R_A} + \frac{R_{ABCS}}{R_B} U_B + \frac{R_{ABCS}}{R_C} U_C$$

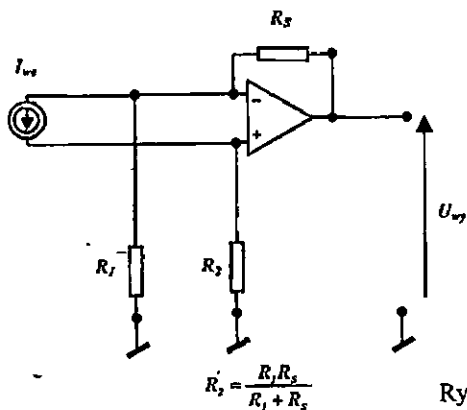
$$R_{ABCS} = \frac{I}{\frac{I}{R_A} + \frac{I}{R_B} + \frac{I}{R_C} + \frac{I}{R_S}}$$

Rys. 2.11. Układ wzmacniacza sumującego nieodwracającego



$$U_{wy} = R_S (I_1 - I_2)$$

Rys. 2.12. Przetwornik prąd-napięcie



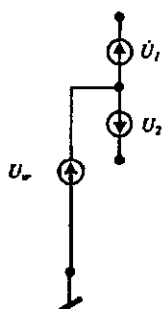
$$U_{wy} = 2R_S I_{wy}$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_S}{R_1 + R_S}$$

Rys. 2.13. Przetwornik prąd-napięcie

2.8. Układy wzmacniaczy różnicowych sygnałów napięciowych

Wzmacniacze różnicowe sygnałów napięciowych służą do wzmacniania różnicy dwu napięć, przy czym nie przenoszą na wyjście (charakteryzują się silnym tłumieniem) napięcia wejściowego, wspólnego dla obu wejść, rozumianego jako średnia wartość tych napięć wejściowych. Wzmacniacze różnicowe stosuje się głównie w przetwornikach pomiarowych, gdzie pierwotne wielkości fizyczne przetwarzane są na napięcie różnicowe U_1-U_2 , niezależnie od napięcia wspólnego U_w traktowanego jako sygnał niepożądany zakłócający pomiar wielkości przetwarzanej. Schemat źródła napięć różnicowych i napięcia wspólnego zakłócającego pokazano na rys. 2.14.



Rys. 2.14. Schemat źródła napięć różnicowych U_1-U_2 przy występowaniu zakłócającego napięcia wspólnego U_w

Przykładami czujników i układów pomiarowych dostarczającymi napięcia różnicowe są termooogniwa, termometry rezystancyjne, mostki rezystancyjne oraz rezystory przetwarzające standardowe sygnały do układów wejściowych urządzeń pomiarowych i automatyki. Wzmacniaczom różnicowym stawia się zazwyczaj dwa główne wymagania: duża rezystancja wejściowa oraz duże tłumienie sygnału wspólnego. Prosty układ wzmacniacza różnicowego sygnałów napięciowych wykorzystujący jeden wzmacniacz scalony podano na rys. 2.15.

Napięcie wyjściowe tego wzmacniacza opisuje w przybliżeniu następujący wzór:

$$U_{wy} \approx \frac{R_{s2}}{R_2} \frac{R_{s1}}{R_{s2}} \frac{R_2 + R_{s2}}{R_1 + R_{s1}} U_1 - \frac{R_{s2}}{R_2} U_2 \quad (2.8)$$

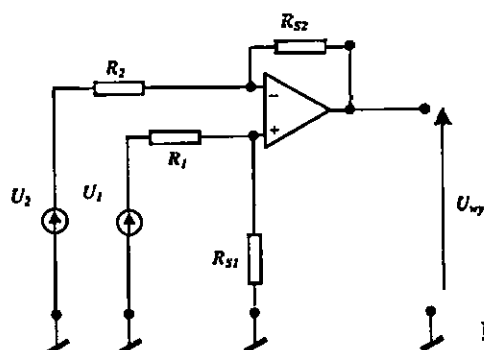
Wystarczy spełnienie następującego warunku:

$$\frac{R_{s1}}{R_{s2}} \frac{R_2 + R_{s2}}{R_1 + R_{s1}} = 1 \quad (2.9)$$

który sprowadza się do warunku:

$$\frac{R_{S1}}{R_1} = \frac{R_{S2}}{R_2} \quad (2.10)$$

aby dwa pierwsze składniki wzoru (2.8) miały jednakowy mnożnik przed wyrażeniami U_1 oraz U_2 , tak jak to podano na rys. 2.15.



$$\text{dla } R_2 R_{S1} = R_1 R_{S2}$$

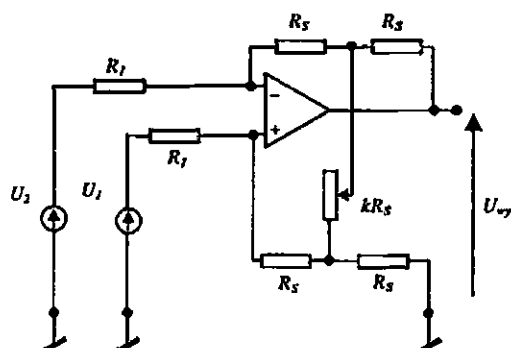
$$U_{wy} \approx \frac{R_{S1}}{R_1} (U_1 - U_2)$$

Rys. 2.15. Prosty wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych

Przeważnie jednak w celu zminimalizowania błędów przetwarzania sygnałów wynikających z dryftów wzmacniacza przyjmuje się pełną symetrię rezystancji $R_1=R_2$ oraz $R_{S1}=R_{S2}$. Dla zapewnienia dużego tłumienia napięcia wspólnego w układzie należy stosować rezystory bardzo dokładne, spełniające warunek opisany równaniem (2.10). Rezystancje wejściowe układu dla poszczególnych wejść są zbliżone odpowiednio do wartości R_1+R_{S1} oraz R_2 , tak więc wadą opisywanego wzmacniacza różnicowego są niezbyt duże rezystancje wejściowe. Wartość wzmocnienia wzmacniacza zależy od ilorazów dwu par rezystancji określonych wzorem (2.10). Tak, więc zmiana wzmocnienia wymaga jednoczesnej zmiany ilorazu dwu par rezystancji.

Na rys. 2.16 podano schemat modyfikacji układu wzmacniacza różnicowego, w którym wzmocnienie może być nastawiane za pomocą zmiany wartości jednego rezystora kR_S , co eliminuje wadę układu poprzedniego. Zmiany wartości tej rezystancji nie wpływają na tłumienie sygnału wspólnego. Wzmocnienie wzmacniacza różnicowego jest funkcją odwrotną

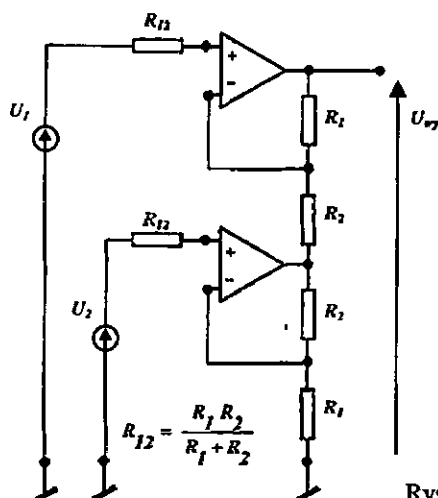
nastawy na potencjometrze kR_S , toteż zależność współczynnika wzmocnienia od nastawy jest nieliniowa.



$$U_{wy} = 2 \left(1 + \frac{1}{k} \right) \frac{R_S}{R_1} (U_1 - U_2)$$

Rys. 2.16. Wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych o nastawianym wzmocnieniu

Rozpowszechniony jest układ wzmacniacza różnicowego wykorzystującego dwa wzmacniacze scalone w układach nieodwracających [26], [6], czasami zwany wzmacniaczem w układzie potencjometrycznym [2] lub układem mostka dynamicznego. Schemat tego wzmacniacza podano na rys. 2.17.



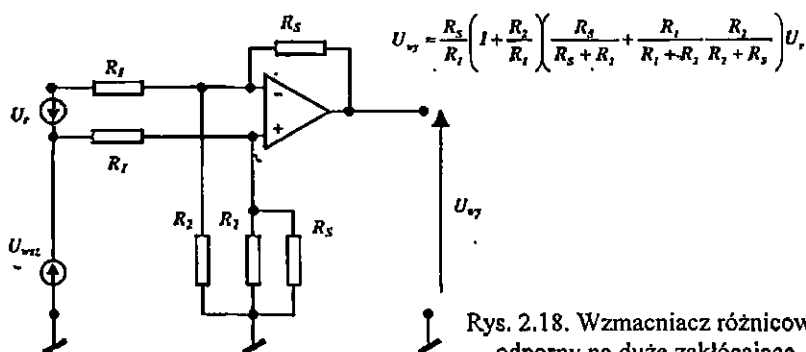
$$U_{wy} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (U_1 - U_2)$$

Rys. 2.17. Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej

Układ wymaga dobieranych parametrów, o jednakowych wartościach rezystorów R_1 oraz R_2 w celu uzyskania dużej wartości współczynnika tłumienia sygnału wspólnego. Podstawową zaletą układu jest to, że dzięki układom nieodwracającym obydwu wzmacniaczy rezystancja wejściowa dla obydwu wejść jest bardzo duża. W celu zminimalizowania błędów przetwarzania sygnałów wynikających z dryftów wzmacniaczy podano schemat z odpowiednimi rezystorami R_{12} połączonymi szeregowo do wejść układu wzmacniacza różnicowego.

Wzmacniacze różnicowe są często stosowane jako układy przetwarzające standardowe sygnały prądowe lub napięciowe na wejściach urządzeń pomiarowych i automatyki. Takie układy przetwarzające nazywa się przetwornikami sygnałów standardowych z pseudoseparacją galwaniczną między wejściem urządzenia a obwodem wewnętrznym danego urządzenia. Znane są układy separatorów sygnałów analogowych [8], [18] stosujące transformatorowe oraz optoelektroniczne oddzielenie galwaniczne między obwodami wejścia i wyjścia. Separatory te zapewniają prawidłowe przetwarzanie sygnałów, z zachowaniem dużej dokładności, przy obecności na barierze izolacyjnej napięcia AC o wartości 220 V. Odpowiednio zaprojektowane układy wzmacniaczy różnicowych mogą zapewnić dokładne przetwarzanie napięcia różnicowego przy obecności napięcia wspólnego zakłócającego do 100 V [6], a także do 250 V [34] na barierze pseudoseparacji, a więc między wejściem napięcia różnicowego a wspólnym punktem sygnałowym przetwornika sygnału wejściowego (rys. 2.14).

Na rys. 2.18 podano schemat wzmacniacza różnicowego układu pseudoseparacji galwanicznej [33] stosownego w wielofunkcyjnych regulatorach mikroprocesorowych EFTRONIK-M [34] oraz MRP-42C [35].



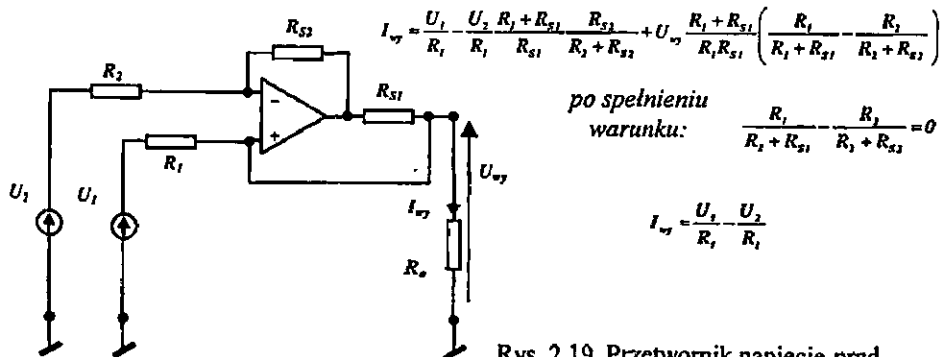
Rys. 2.18. Wzmacniacz różnicowy odporny na duże zakłócające napięcie wspólne

W układzie tym dzięki zastosowaniu dokładnych dzielników sygnałów R_2/R_1 o ilorazie wartości rezystancji jak 1:50 uzyskano przetwarzanie sygnałów z dokładnością 0,1 % nawet dla napięcia wspólnego zakłócającego AC o wartości do 250 V tworząc bardzo skuteczną barierę izolacyjną pseudoseparacji galwanicznej. W regulatorze EFTRONIK-M za wzmacniaczem różnicowym dodany jest człon filtrujący o paśmie przenoszenia od 0 do 5 Hz na wzmacniaczu nieodwracającym, korygującym wzmocnienie przetwornika sygnałów standardowych do dokładnej wymaganej wartości dla wejścia przetwornika analogowo-cyfrowego regulatora mikroprocesorowego.

2.9. Układy przetworników sygnałów napięciowych na sygnał prądowy

Niektóre współczesne urządzenia automatyki i pomiarów stosują jeszcze sygnały prądowe jako sygnały przesyłowe na duże odległości, stąd wynika szerokie stosowanie przetworników napięciowo-prądowych. Rozpowszechnienie układów o wspólnym punkcie sygnałowym i zasilania stało się powodem wymagania od przetworników napięciowo-prądowych wspólnego punktu wyjścia przetwornika ze wspólnym punktem sygnałowym. Opisane w literaturze [17], [10] proste w realizacji układy przetworników napięcie-prąd z tak zwanym „pływającym obciążeniem”, które nie może być łączone do wspólnego punktu sygnałowego, są obecnie rzadko stosowane, więc nie będą omawiane.

Na rys. 2.19 został podany schemat przetwornika napięcie-prąd wykorzystującego pojedynczy wzmacniacz scalony oraz wzór opisujący zależność prądu wyjściowego od sygnałów wejściowych, od napięcia wyjściowego na obciążeniu i od wartości rezystancji w układzie.



Rys. 2.19. Przetwornik napięcie-prąd

Łatwo zauważyć, że dla zapewnienia niezależności prądu wyjściowego od napięcia na obciążeniu powinien zostać spełniony warunek zerowej wartości współczynnika, przez który mnożone jest wyrażenie napięcia na obciążeniu. Spełnienie tego warunku powoduje, że wyjście układu zachowuje własności idealnego źródła prądowego, a prąd wyjściowy jest proporcjonalny do różnicy napięć wejściowych.

Konduktancję wyjściową układu (stanowiącą odwrotność rezystancji wyjściowej) można wyznaczyć jako pochodną prądu wyjściowego względem napięcia wyjściowego:

$$G_{wy} = \frac{dI_{wy}}{dU_{wy}} \equiv \frac{R_1 + R_{S1}}{R_1 R_{S1}} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_{S1}} - \frac{R_2}{R_2 + R_{S2}} \right) = \frac{R_{S2}}{R_{S1} R_2 \left(1 + \frac{R_{S2}}{R_2} \right)} \delta \quad (2.11)$$

gdzie:

$$\delta = \left(1 - \frac{R_2 R_{S1}}{R_1 R_{S2}} \right) \quad (2.12)$$

Symbolem δ oznaczono błąd spełnienia warunku niezależności prądu wyjściowego od napięcia wyjściowego.

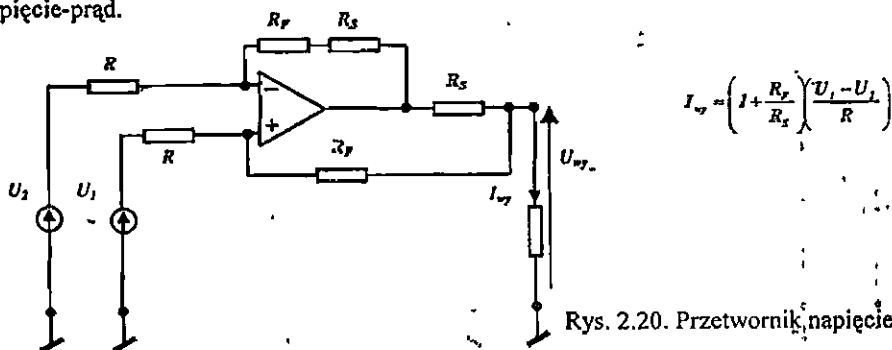
Można wyprowadzić wzór uproszczony, że przy:

$$R_{S1} = R_{S2} \quad \text{oraz} \quad R_{S2} \ll R_2 \quad (2.13)$$

$$R_{wy} = \frac{1}{G_{wy}} \equiv \frac{R_2}{\delta} \quad (2.14)$$

I tak na przykład, dla błędu spełnienia warunku niezależności prądu wyjściowego od napięcia wyjściowego $\delta = 0,001$ rezystancja wyjściowa układu jest 1000-krotnie większa od wartości rezystancji R_2 .

Na rys. 2.20 podano schemat odmiany na jednym wzmacniaczu przetwornika napięcie-prąd.



Rys. 2.20. Przetwornik napięcie-prąd

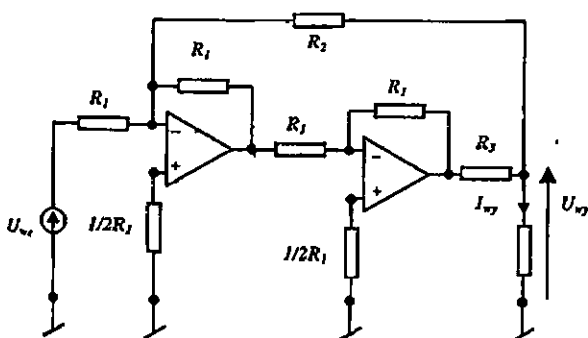
Układ ten wymaga stosowania dwu par rezystorów R_S oraz R_F o odpowiednio tych samych wartościach. Układ zapewnia wzmocnienie prądowe o wartości:

$$\frac{I_{wy}}{U_1 - U_2} = 1 + \frac{R_F}{R_S} \quad (2.15)$$

W układzie tym spełniony jest warunek jednakowych wartości rezystancji widzianych z obu wejść różnicowych wzmacniacza, co zapewnia minimalizację błędów przetwarzania sygnałów.

Omawiane układy podane na rys. 2.19 oraz na rys. 2.20 charakteryzuje obecność dwu sprzężeń zwrotnych – dodatniego oraz ujemnego, co bywa powodem pojawiania się niestabilnej pracy (wzbudzenia, generacja drgań) dla znacznych indukcyjnych lub pojemnościowych admitancji obciążenia.

Dlatego stosowane są układy przetworników napięcie-prąd wykorzystujące dwa wzmacniacze scalone, w których łatwiej zapewnić stabilną pracę lub też i dużą rezystancję wejściową, nie osiągalną w poprzednich układach. Na rys. 2.21 podany został schemat przetwornika napięcie-prąd [9] wykorzystujący dwa wzmacniacze scalone.



$$I_{wy} = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_{wy}}{R_1 R_2} (R_1 - R_2 - R_3)$$

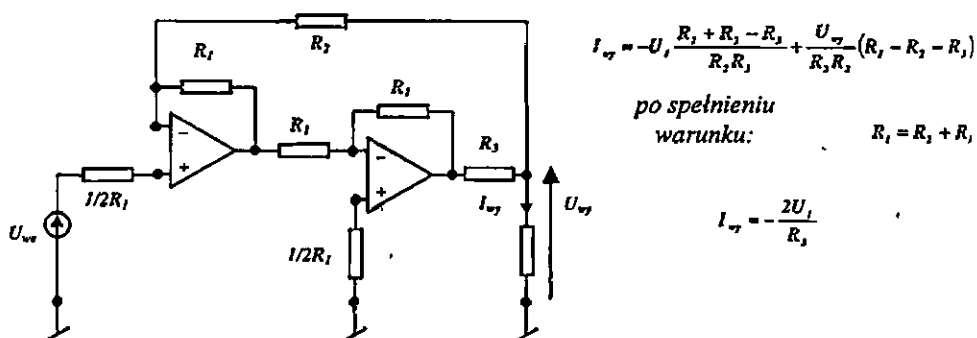
po spełnieniu
warunku: $R_1 = R_2 + R_3$

$$I_{wy} = \frac{U_1}{R_1}$$

Rys. 2.21 Układ przetwornika napięcie-prąd stosujący dwa wzmacniacze

Obecność rezystora R_2 zapewnia takie sterowanie wyjścia wzmacniacza, że prąd wyjściowy staje się niezależny od napięcia na wyjściu, przy spełnionym warunku $R_1 = R_2 + R_3$. Wyjście układu ma więc charakter źródła prądowego. Rezystancja wejściowa układu jest równa wartości rezystora R_1 .

Układ podany na rys. 2.22 [9], wykorzystujący też dwa wzmacniacze scalone, zapewnia dodatkowo bardzo dużą rezystancję wejściową, gdyż stosuje na wejściu układ wzmacniacza nieodwracającego.



Rys. 2.22. Układ przetwornika napięcie-prąd odwracający o dużej rezystancji wejściowej

Podobnie jak i w poprzednim układzie rezystor R_2 zapewnia takie sterowanie wyjścia wzmacniacza, że prąd wyjściowy staje się niezależny od napięcia na wyjściu przy spełnionym warunku $R_1 = R_2 + R_3$, więc wyjście układu ma charakter źródła prądowego o przybliżonej charakterystyce opisanej na rysunku. Układ charakteryzuje inwersja prądowego sygnału wyjściowego względem napięciowego sygnału wejściowego. Rezystancja układu jest bardzo duża i praktycznie dorównuje wartości rezystancji wejściowej wzmacniacza scalonego dla sygnału wspólnego.

2.10. Układy dynamicznego formowania sygnałów analogowych

2.10.1. Metody analizy właściwości dynamicznych układów

Współczesne urządzenia pomiarów i automatyki stosujące sygnały analogowe wymagają odpowiedniego dynamicznego formowania tych sygnałów. Należy rozróżniać sygnały stanowiące wymuszenia, będące przyczynami zewnętrznymi powstania zjawisk w układzie, od sygnałów będących odpowiedziami tego układu na zaistniałe wymuszenia. Wymuszeniami będą sygnały wejściowe oraz sygnały zakłócające, odpowiedziami układu będą sygnały wyjściowe i inne sygnały wewnętrzne.

Założymy, że rozpatrywane przez nas układy są obwodami liniowymi. Do analizy obwodów liniowych są stosowane metody symboliczne badania obwodów. W zależności od charakteru sygnałów wymuszających i od tego czy rozpatrywany jest stan ustalony, czy też nieustalony w obwodzie stosowane są następujące metody:

- metoda rachunku liczb zespolonych – przy wymuszeniach sinusoidalnych i przy stanie ustalonym obwodu; przy stosowaniu tej metody sygnały wymuszające i odpowiedzi są funkcjami częstotliwości f (lub pulsacji $\omega = 2\pi f$), zazwyczaj analizowane są charakterystyki częstotliwościowe sygnałów odpowiedzi;
- metoda szeregów Fouriera i metoda rachunku liczb zespolonych – przy wymuszeniach okresowych niesinusoidalnych i przy stanie ustalonym obwodu; przy takich wymuszeniach zgodnie z zasadą superpozycji każdy wynikowy sygnał w układzie można uzyskać sumując składowe harmoniczne odpowiedzi wywołane poszczególnymi składowymi harmonicznymi, na które został rozłożony sygnał wymuszający zgodnie z rozkładem na szereg Fouriera;
- metoda rachunku operatorowego – przy dowolnych wymuszeniach i w stanie nieustalonym obwodu; przy tej metodzie zazwyczaj właściwości układu opisuje się transmitancjami operatorowymi $G(s)$ określanymi jako stosunek transformaty sygnału odpowiedzi, np. $Y(s)$ do transformaty sygnału wymuszającego np. $X(s)$.

Należy zwrócić uwagę, że przy metodzie rachunku operatorowego rozpowszechniło się stosowanie przekształcenia Laplace'a, a podstawową zaletą tego przekształcenia jest bardzo prosty związek transformaty Laplace'a z widmem częstotliwościowym funkcji w stanie

ustalonym przy wymuszeniach sinusoidalnych, gdyż wystarczy formalne podstawienie $s=j\omega$, aby uzyskać w formie funkcji zmiennej zespolonej $j\omega$ charakterystykę częstotliwościową interesującej nas funkcji. Np. na podstawie transmitancji $G(s)$ uzyskuje się funkcję wzmocnienia $G(j\omega)$, która jednoznacznie określa charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową i charakterystykę fazowo-częstotliwościową.

Do dynamicznego formowania sygnałów są stosowane albo pasywne układy złożone z elementów RC lub aktywne układy stosujące elementy RC zarówno w obwodach wejściowych, jak i w obwodach sprzężenia zwrotnego wzmacniaczy. Wyróżnić można kilka charakterystycznych grup układów dynamicznych stosujących wzmacniacze:

- układy proporcjonalne (układy bezinercyjne, stosowane w prostych regulatorach),
- układy inercyjne (stosowane do korekcji dynamicznej i do filtracji),
- układy różniczkujące (stosowane do korekcji dynamicznej oraz jako człony dynamiczne w prostych regulatorach),
- układy całkujące (stosowane do korekcji dynamicznej oraz jako człony dynamiczne w prostych regulatorach),
- układy proporcjonalno-całkująco-różniczkujące (stosowane w prostych regulatorach),
- układy do zastosowań specjalnych np. przesuwnika fazowego, filtru składowej stałej,
- układy filtrów aktywnych (do filtracji sygnałów).

Układy filtrów aktywnych [7], [26], [28] dotyczą dość specyficznych zastosowań układów ze wzmacniaczami, więc nie będą w niniejszej pracy rozpatrywane.

2.10.2. Układy proporcjonalne

Formalnie rzecz biorąc układy proporcjonalne nie są układami dynamicznymi, jednak zostaną omówione w tym rozdziale, ponieważ są one stosowane z innymi układami dynamicznymi w prostych regulatorach. Proporcjonalnym nazywamy układ o transmitancji operatorowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{I}{X_p} \quad (2.16)$$

gdzie: $X(s)$ – transformata sygnału wymuszającego, $Y(s)$ – transformata sygnału odpowiedzi,

oraz układ o charakterystyce częstotliwościowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{I}{X_p} \quad (2.17)$$

gdzie: $X(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wymuszającego, $Y(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału odpowiedzi,

oraz układ o zależności czasowej sygnałów opisanej wzorem:

$$\frac{y(t)}{x(t)} = \frac{I}{X_p} \quad (2.18)$$

gdzie: $x(t)$ – wartości chwilowe sygnału wymuszającego, $y(t)$ – wartości chwilowe sygnału odpowiedzi.

Stały współczynnik X_p nazywa się zakresem proporcjonalności [37] i zazwyczaj wyraża się w procentach.

Do realizacji układów proporcjonalnych można wykorzystywać dowolne układy opisane w rozdziałach od 2.7 do 2.9. Przykładowo można podać, że układ wzmacniacza nieodwracającego podany na rys. 2.8 realizuje układ proporcjonalny nie zmieniający fazy sygnału o zakresie proporcjonalności:

$$X_p = + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.19)$$

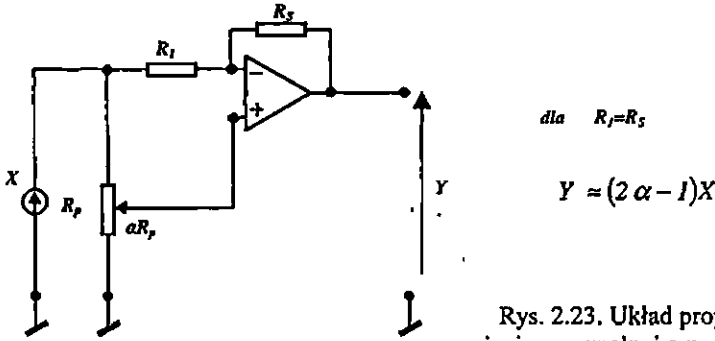
Układ ten jest chętnie stosowany w prostych regulatorach [1], [16], gdyż przy zastosowaniu w obwodzie sprzężenia zwrotnego nastawnego potencjometru o sumarycznej rezystancji $R_p = R_3 + R_4$ i o nastawianej wartości rezystancji $\alpha R_p = R_4$ układ cechuje się liniową zależnością zakresu proporcjonalności od współczynnika podziału rezystancji α potencjometru zgodnie ze wzorem:

$$X_p = \alpha \quad (2.20)$$

Podobnie układ wzmacniacza odwracającego podany na rys. 2.9 realizuje układ proporcjonalny odwracający fazę sygnału o zakresie proporcjonalności wyrażonej wzorem:

$$X_p = -\frac{R_I}{R_z} \quad (2.21)$$

Na szczególną uwagę zasługuje układ przedstawiony na rys. 2.23, który umożliwia zmianę znaku zakresu proporcjonalności.



Rys. 2.23. Układ proporcjonalny o zmieniającym znaku i o nastawianej wartości zakresu proporcjonalności

Układ ten przy spełnieniu warunku $R_I = R_z$ dla małych wartości współczynnika podziału rezystancji potencjometru α mniejszych od 0,5 jest układem odwracającym, a dla wartości α większych od 0,5 jest układem nieodwracającym. Zakres proporcjonalności układu jest opisany wzorem:

$$X_p = \frac{1}{2\alpha - 1} \quad (2.22)$$

Jak widać nastawny potencjometr służy zarówno do zmiany znaku zakresu proporcjonalności jak i do nastawy wartości zakresu proporcjonalności.

2.10.3. Układy inercyjne

Układem inercyjnym pierwszego rzędu nazywamy układ o transmitancji operatorowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{1 + Ts} \quad (2.23)$$

gdzie: $X(s)$ – transformata sygnału wymuszającego, $Y(s)$ – transformata sygnału odpowiedzi, oraz układ o charakterystyce częstotliwościowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{K}{1 + jT\omega} \quad (2.24)$$

gdzie: $X(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wymuszającego, $Y(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału odpowiedzi,

oraz też układ o zależności czasowej sygnałów opisanej wzorem:

$$y(t) + T \frac{dy(t)}{dt} = K x(t) \quad (2.25)$$

gdzie: $x(t)$ – wartości chwilowe sygnału wymuszającego, $y(t)$ – wartości chwilowe sygnału odpowiedzi.

Stały współczynnik K nazywa się współczynnikiem wzmocnienia, a T – stałą czasową inercji.

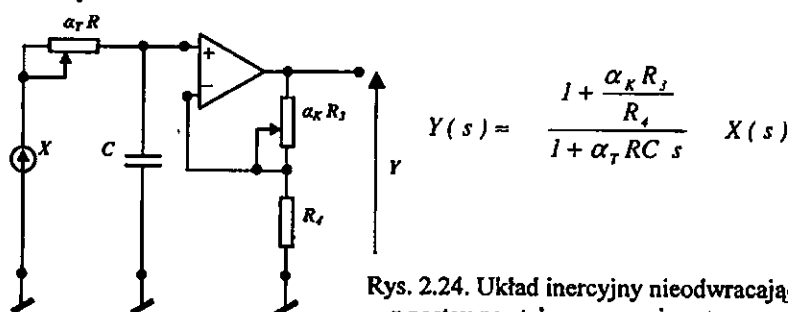
Do realizacji układów inercyjnych można wykorzystywać niektóre układy opisane w rozdziałach od 2.7 do 2.9, stosując odpowiednio kondensatory w obwodach sprzężenia zwrotnego lub w obwodach wejściowych wzmacniaczy. Przykładowo można podać, że układ wzmacniacza odwracającego podany na rys. 2.9, w którym równolegle z rezystorem R_s włączono kondensator o pojemności C , bywa powszechnie stosowany [1], [7], [26] jako układ inercyjny pierwszego rzędu, zwany też układem uśredniającym. Transmittancja operatorowa takiego układu jest opisana wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{-\frac{R_s}{R_i}}{1 + R_s C s} \quad (2.26)$$

gdzie: $-\frac{R_s}{R_i}$ – współczynnik wzmocnienia (znak – oznacza odwracanie fazy sygnału),

$R_s C$ – stała czasowa inercji.

Na rys. 2.24 podano schemat układu inercyjnego nieodwracającego z nastawną stałą czasową i z nastawnym wzmocnieniem.



Rys. 2.24. Układ inercyjny nieodwracający z nastawną stałą czasową i nastawnym wzmocnieniem

Zaletą podanego układu jest liniowa zależność stałej czasowej T od współczynnika α_T podziału rezystancji potencjometru R zgodna ze wzorem:

$$T = \alpha_T R C \quad (2.27)$$

oraz liniowa zależność współczynnika wzmocnienia K od współczynnika α_T podziału rezystancji potencjometru R_3 zgodna ze wzorem:

$$K = 1 + \frac{\alpha_T R_3}{R_4} \quad (2.28)$$

2.10.4. Układy różniczkujące

Układem idealnie różniczkującym nazywamy układ o transmitancji operatorowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = T_D s \quad (2.29)$$

gdzie: $X(s)$ – transformata sygnału wymuszającego, $Y(s)$ – transformata sygnału odpowiedzi,

oraz układ o charakterystyce częstotliwościowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = j\omega T_D \quad (2.30)$$

gdzie: $X(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wymuszającego, $Y(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału odpowiedzi,

oraz układ o zależności czasowej sygnałów opisanej wzorem:

$$y(t) = T_D \frac{dx(t)}{dt} \quad (2.31)$$

gdzie: $x(t)$ – wartości chwilowe sygnału wymuszającego, $y(t)$ – wartości chwilowe sygnału odpowiedzi.

Współczynnik T_D nazywa się stałą czasową różniczkowania (a także i czasem wyprzedzenia).

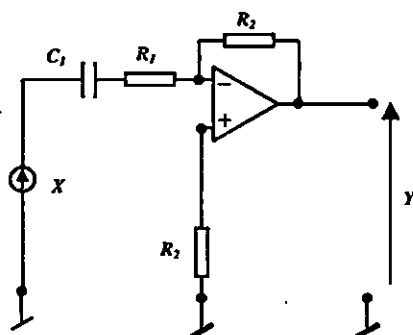
W praktyce układy różniczkujące o podanej transmitancji są rzadko stosowane ze względu na dwie wady: silne wzmacnianie szumów wejściowych oraz skłonność układów wzmacniaczych o tej transmitancji do wzbudzania się i generowania oscylacji.

W praktyce stosowane są układy różniczkujące rzeczywiste z ograniczeniem wzmocnienia dla wysokich częstotliwości zwane też układami różniczkowania z inercją o transmitancji opisanej wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{T_D s}{1 + \frac{T_D}{K_D} s} \quad (2.32)$$

Współczynnik K_D nazywa się wzmocnieniem różniczkowania. Jak widać stała czasowa inercji jest K_D – krotnie mniejsza od stałej czasowej różniczkowania.

Praktyczne układy różniczkujące zostały opisane w wielu publikacjach [1], [6], [7], [10], [25], [26], [28]. Naszą uwagę poświęcimy układom różniczkowania z inercją o transmitancji opisanej wzorem (2.32). Schemat jednego z takich układów [1], [26], [28] podano na rys. 2.25.



$$Y(s) = - \frac{R_2 C_1 s}{1 + \frac{R_2 C_1 s}{\frac{R_2}{R_1}}} X(s)$$

Rys. 2.25. Układ różniczkowania z inercją

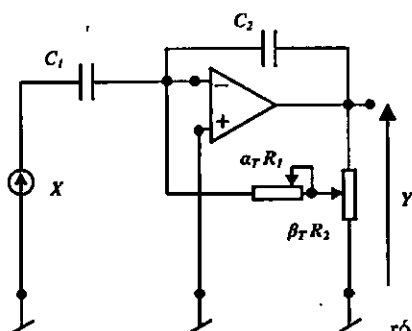
W układzie tym stała czasowa różniczkowania jest równa:

$$T_D = R_2 C_1 s \quad (2.33)$$

a wzmocnienie różniczkowania opisywane jest wzorem:

$$K_D = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.34)$$

Wadą podanego układu jest to, że zarówno stała czasowa różniczkowania jak i wzmocnienie różniczkowania są proporcjonalne do rezystancji sprzężenia zwrotnego R_2 , co powoduje, że nie można wykorzystać zmian tej rezystancji do niezależnych nastaw T_D oraz K_D . Wady takiej nie ma odmiana układu różniczkowania [1], [16], [24] podana na rys. 2.26.



$$Y(s) = - \frac{\frac{\alpha_T R_1 C_1}{\beta_T} s}{1 + \frac{\beta_T}{\frac{C_1}{C_2}}} X(s)$$

Rys. 2.26. Układ różniczkowania z inercją o niezależnych nastawach stałej czasowej różniczkowania i wzmocnienia różniczkowania

Jak widać układ ten charakteryzuje się możliwością niezależnych nastaw stałej czasowej różniczkowania i wzmocnienia różniczkowania. Wartość stałej czasowej różniczkowania opisana jest wzorem:

$$T_D = \frac{\alpha_T R_1 C_1}{\beta_T} \quad (2.35)$$

widać więc, że nastawa wartości stałej czasowej różniczkowania jest liniowo zależna od nastawionej wartości rezystancji $\alpha_T R_1$ (np. potencjometru R_1) oraz odwrotnie proporcjonalna do współczynnika podziału rezystancji β_T , np. potencjometru R_2 lub odpowiedniego rezystancyjnego dzielnika napięcia w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza.

Wartość wzmocnienia różniczkowania opisana jest wzorem:

$$K_D = \frac{C_1}{C_2} \quad (2.36)$$

z którego wynika, że wartość K_D może być niezależnie od wartości T_D zmieniana przyłączaniem kondensatorów o różnych wartościach pojemności C_2 .

2.10.5. Układy całkujące

Układem całkującym zwanym też integratorem jest układ o transmitancji operatorowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{T_I s} \quad (2.37)$$

gdzie: $X(s)$ – transformata sygnału wymuszającego, $Y(s)$ – transformata sygnału odpowiedzi,

oraz układ o charakterystyce częstotliwościowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{1}{j\omega T_I} \quad (2.38)$$

gdzie: $X(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wymuszającego, $Y(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału odpowiedzi,

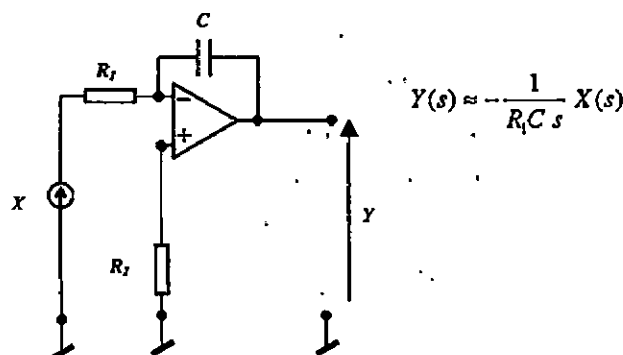
oraz też układ o zależności czasowej sygnałów opisanej wzorem:

$$y(t) = \frac{1}{T_I} \int_0^t x(\tau) d\tau \quad (2.39)$$

gdzie: $x(t)$ – wartości chwilowe sygnału wymuszającego, $y(t)$ – wartości chwilowe sygnału odpowiedzi.

Współczynnik T_I nazywa się stałą czasową całkowania (a także i czasem zdwojenia).

Schemat jednego z najbardziej rozpowszechnionych układów całkujących z inwersją sygnału [6], [7], [10], [26], [28] podano na rys. 2.27.



Rys. 2.27. Układ całkujący wykorzystujący wzmacniacz odwracający

Stała czasowa całkowania podanego układu wyraża się wzorem:

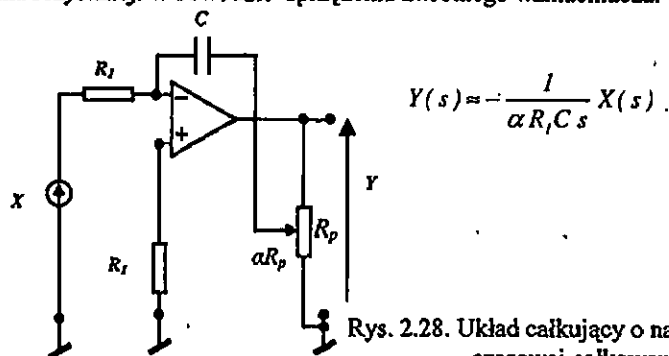
$$T_I = R_I C \quad (2.40)$$

Jeżeli wartość początkowa napięcia na kondensatorze C wynosi Y_0 , to wartość chwilowa sygnału wyjściowego jest określona wzorem:

$$y(t) = -\frac{1}{T_I} \int_0^t x(\tau) d\tau + Y_0 \quad (2.41)$$

W praktyce stosuje się odpowiednie układy [10] zapewniające niezależne ustawianie warunków początkowych napięcia na kondensatorze oraz przerywanie operacji całkowania.

Na rys. 2.28 podano odmianę układu całkującego [1], która zapewnia liniowo zależną nastawę stałej czasowej całkowania od współczynnika podziału rezystancji α potencjometru lub dzielnika rezystancji w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza.



Rys. 2.28. Układ całkujący o nastawnej stałej czasowej całkowania

Podana na rys. 2.28 transmitancja układu jest przybliżona. Przybliżenie to można stosować dla charakterystyk częstotliwościowych spełniających warunek:

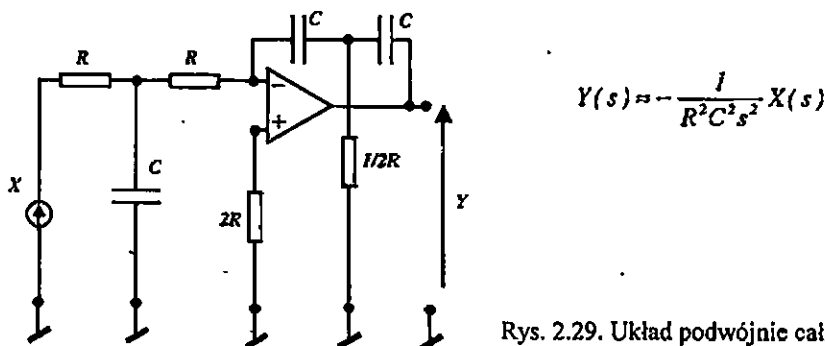
$$\omega R_p C \ll 1 \quad (2.42)$$

Jeżeli spełnienie tego warunku jest trudne, to wystarczy pomiędzy suwak potencjometru lub dzielnik rezystancji włączyć wtórnik napięcia (rys. 2.7), który ma bardzo małą rezystancję wyjściową, a wyjście wtórnika dołączyć do kondensatora sprzężenia zwrotnego C. W takim przypadku uzyskuje się układ całkujący o stałej czasowej całkowania równej:

$$T_I = \alpha R_f C \quad (2.43)$$

dla szerokiego pasma zmian częstotliwości sygnału.

Opisane są w literaturze układy całkujące wyższego rzędu niż pierwszego. Na rys. 2.29 podano [10] schemat układu podwójnie całkującego.



Rys. 2.29. Układ podwójnie całkujący

Ten układ całkujący charakteryzują dwie jednakowe stałe czasowe całkowania określone wzorem:

$$T_I = R C \quad (2.44)$$

Jednak wadą podanego wyżej układu jest jednak brak prostej możliwości ustawiania warunków początkowych. Dlatego w celu tworzenia układów całkujących wyższego rzędu klasyczna technika maszyn analogowych stosowała kaskadowe łączenie układów całkujących (rys. 2.27), przy czym każdy z układów miał możliwość niezależnego nastawiania warunków początkowych i przerywania operacji całkowania.

Problem właściwego nastawiania warunków początkowych układów całkujących jest szczególnie ważny w regulatorach z algorytmem całkowania, gdzie dla sterowanego procesu jest konieczna realizacja bezzakłócenieniowego (bezuderzeniowego), przechodzenia ze sterowania ręcznego na sterowanie automatyczne oraz bezzakłócenieniowego przechodzenia ze sterowania automatycznego na sterowanie ręczne. Przykłady takich rozwiązań podają [16], [21].

2.10.6. Układy proporcjonalno-całkująco-różniczkujące

Układy regulacji automatycznej stosują bardzo często regulatory o charakterystyce proporcjonalno-całkowo-różniczkowej (PID). Regulatorem proporcjonalno-całkowo-różniczkowym idealnym nazywamy układ o transmitancji operatorowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{I}{X_p} \left[1 + \frac{I}{T_I s} + T_D s \right] \quad (2.45)$$

gdzie: $X(s)$ – transformata sygnału wymuszającego zwanego odchyłką regulacji,

$Y(s)$ – transformata sygnału wyjściowego,

oraz układ o charakterystyce częstotliwościowej opisanej wzorem:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{I}{X_p} \left[1 + \frac{I}{j\omega T_I} + j\omega T_D \right] \quad (2.46)$$

gdzie: $X(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wymuszającego,

$Y(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wyjściowego,

oraz układ o zależności czasowej sygnałów opisanej wzorem:

$$y(t) = \frac{1}{X_p} \left[x(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t x(\tau) d\tau + T_D \frac{dx(t)}{dt} \right] \quad (2.47)$$

gdzie: $x(t)$ – wartości chwilowe sygnału wymuszającego, $y(t)$ – wartości chwilowe sygnału wyjściowego.

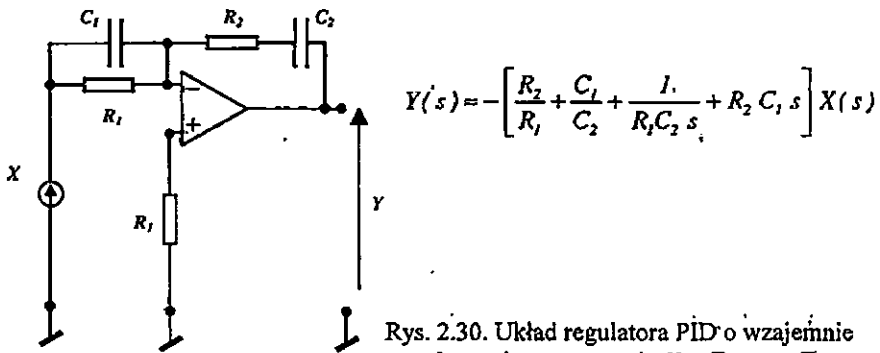
Współczynniki X_p , T_I , oraz T_D omówiono wyżej.

W praktyce regulator idealny PID bywa rzadko stosowany ze względu na wadę silnego wzmacnianie szumów wejściowych. Jest często stosowany regulator proporcjonalno-całkowo-różniczkowy z inercją o transmitancji opisanej wzorem:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{X_p} \left[1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{1 + T s} \right] \quad (2.48)$$

gdzie: T – stała czasowa inercji, która jest z reguły wielokrotnie mniejsza od stałej T_D .

Jak wynika z postaci transmitancji opisanych wzorami (2.45) oraz (2.48) regulatory o złożonych algorytmach działania można tworzyć przez łączenie odpowiednich układów podstawowych, takich jak układy proporcjonalne, różniczkujące, całkujące oraz sumatory. Regulator PID można zbudować wykorzystując tylko jeden wzmacniacz scalony objęty odpowiednim ujemnym dynamicznym sprzężeniem zwrotnym. Przykładowy schemat takiego regulatora podano na rys. 2.30.



Jest to regulator idealny PID. Poszczególne jego parametry opisane są wzorami:

zakres proporcjonalności:

$$X_p = \frac{1}{\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}} \quad (2.49)$$

stała czasowa całkowania:

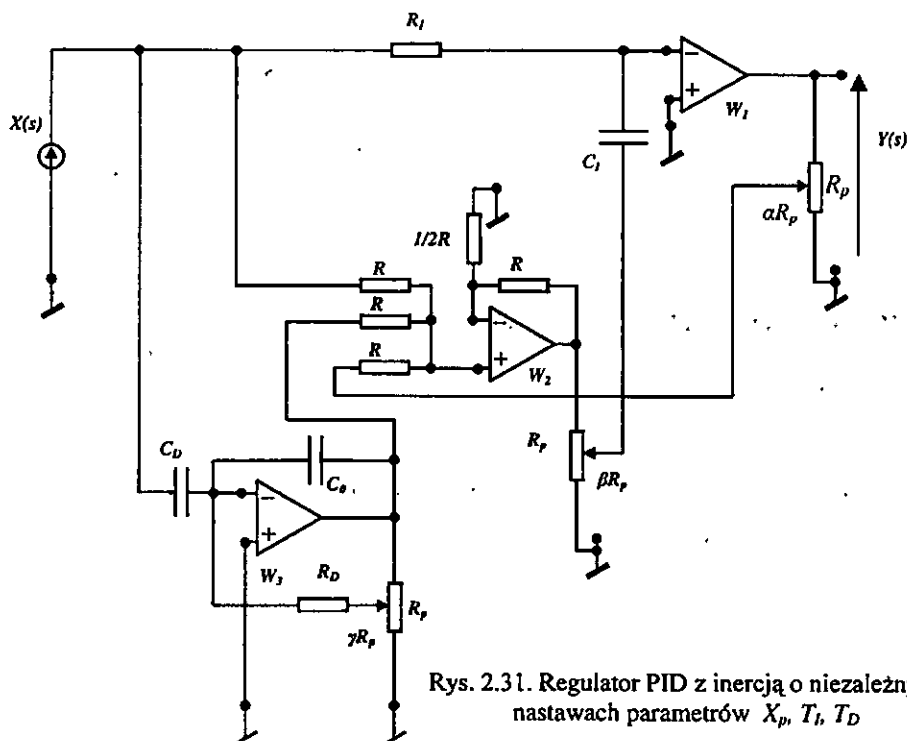
$$T_I = \left[\frac{R_2}{R_I} + \frac{C_I}{C_2} \right] R_I C_2 \quad (2.50)$$

stała czasowa różniczkowania:

$$T_D = \frac{R_2 C_I}{\frac{R_2}{R_I} + \frac{C_I}{C_2}} \quad (2.51)$$

Jak widać z powyższych wzorów, każdy z parametrów regulatora zależy od wszystkich tych samych czterech wartości rezystancji i pojemności układu wzmacniacza, zmiana dowolnego z parametrów regulatora powoduje zmianę dwu pozostałych. Jest to więc układ regulatora o wzajemnie zależnych parametrach, co znacznie ogranicza jego zastosowania.

Przy budowie regulatorów uniwersalnych dla zapewnienia braku zależności nastaw parametrów X_p , T_I , T_D stosuje się układy złożone z kilku wzmacniaczy. Przykład takiego regulatora PID [16], o niezależnych nastawach parametrów X_p , T_I , T_D podano na rys. 2.31. Na schemacie tym dla uproszczenia jako elementy nastawy parametrów narysowano potencjometry o współczynnikach podziału rezystancji odpowiednio α , β oraz γ , jednak w praktycznej realizacji mogą to być odpowiednie przełączane dzielniki rezystancji. Na schemacie tym przyjęto pewne uproszczone wartości rezystancji.



Rys. 2.31. Regulator PID z inercją o niezależnych nastawach parametrów X_p , T_I , T_D

Wzmacniacz W_1 formujący sygnał wyjściowy jest wzmacniaczem objętym dynamicznym sprzężeniem zwrotnym, wzmacniacz W_2 pełni rolę sumatora w pętli sprzężenia zwrotnego, wzmacniacz W_3 został wykorzystany do realizacji układu różniczkowania z inercją.

Parametry regulatora opisane są wzorami:

$$\text{zakres proporcjonalności} \quad X_p = -\alpha \quad (2.52)$$

$$\text{stała czasowa całkowania} \quad T_i = \beta R_i C_i \quad (2.53)$$

$$\text{stała czasowa różniczkowania} \quad T_D = \frac{R_D C_D}{\gamma} \quad (2.54)$$

$$\text{wzmocnienie różniczkowania} \quad K_D = \frac{R_D}{R_0} \quad (2.55)$$

Transmitancja regulatora wyraża się przybliżonym wzorem:

$$Y(s) = -\frac{1}{\alpha} \left[1 + \frac{1}{\beta R_i C_i s} + \frac{\frac{R_D C_D s}{\gamma}}{1 + \frac{\gamma}{\frac{R_D}{R_0}}} \right] X(s) \quad (2.56)$$

Jak widać omówiony układ zapewnia całkowitą niezależność nastaw parametrów regulatora.

2.10.7. Wybrane układy do zastosowań specjalnych

Przetwarzanie sygnałów sinusoidalnych wymaga niekiedy układów umożliwiających przesuwanie fazy przy stałym, nie zmienianym wzmocnieniu amplitudy tego sygnału. Układy realizujące taką funkcję nazywają się przesuwnikami fazowymi. Przesuwnikiem fazowym nazywa się układ o transmitancji operatorowej opisanej wzorem:

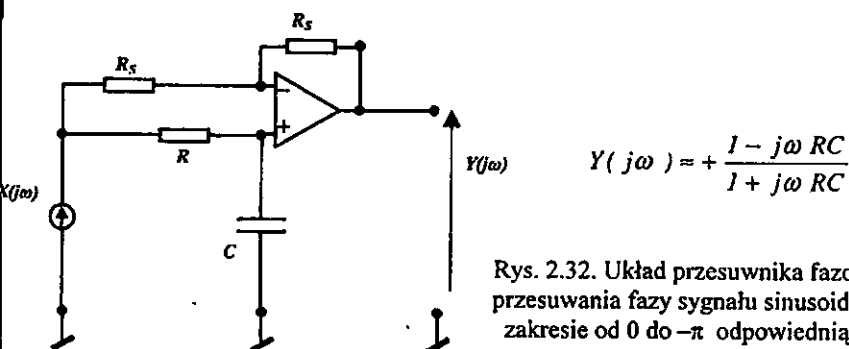
$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \pm \left[\frac{1 - Ts}{1 + Ts} \right] \quad (2.57)$$

gdzie: $X(s)$ – transformata sygnału wejściowego, $Y(s)$ – transformata sygnału wyjściowego, oraz układ o charakterystyce częstotliwościowej opisanej wzorem:

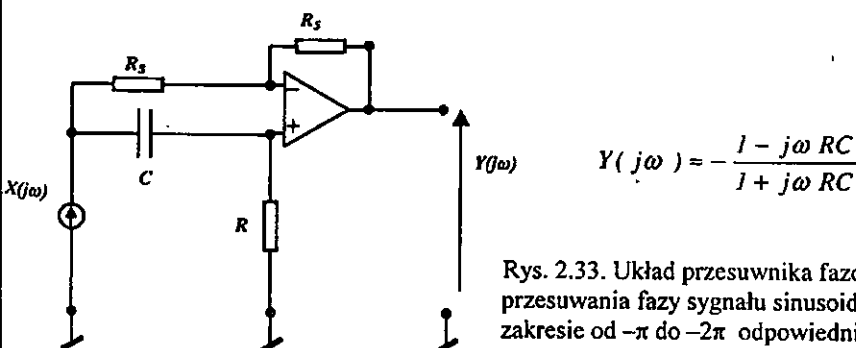
$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \pm \left[\frac{1 - j\omega T}{1 + j\omega T} \right] \quad (2.58)$$

gdzie: $X(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wejściowego, $Y(j\omega)$ – harmoniczna dla pulsacji ω sygnału wyjściowego, a T jest stałą charakterystyczną, której zmiany w zakresie od 0 do ∞ powodują przesuwanie (opóźnianie) fazy sygnału wyjściowego od 0 do $-\pi$ dla znaku „+” transmitancji operatorowej lub od $-\pi$ do -2π dla znaku „-” transmitancji operatorowej przy stałym współczynniku wzmocnienia amplitudy sygnału równym 1.

Na rys. 2.32 oraz rys. 2.33 podano układy przesuwników fazowych [7], [10], [26], [31]. Układ podany na rys. 2.32 realizuje transmitancję według wzoru (2.57) ze znakiem „+”, układ podany na rys. 2.33 realizuje taką samą transmitancję ale ze znakiem „-”.



Rys. 2.32. Układ przesuwnika fazowego do przesuwania fazy sygnału sinusoidalnego w zakresie od 0 do $-\pi$ odpowiednią zmianą rezystancji R od 0 do ∞



Rys. 2.33. Układ przesuwnika fazowego do przesuwania fazy sygnału sinusoidalnego w zakresie od $-\pi$ do -2π odpowiednią zmianą rezystancji R od 0 do ∞

Dla układu podanego na rys. 2.32 przesunięcie fazy sygnału wyjściowego względem sygnału wejściowego wylicza się ze wzoru:

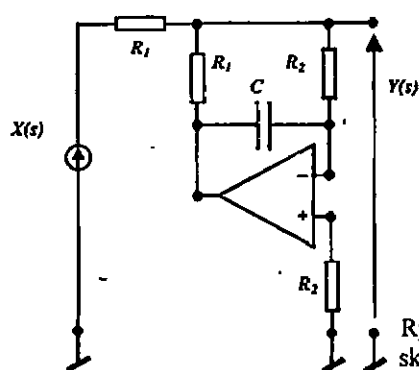
$$\varphi = -2 \arctg \omega RC \quad (2.59)$$

Dla układu podanego na rys. 2.33 przesunięcie fazy sygnału wyjściowego względem sygnału wejściowego wylicza się ze wzoru:

$$\varphi = -\pi - 2 \arctg \omega RC. \quad (2.60)$$

Należy zwrócić uwagę, że wartości rezystorów R_5 nie wpływają na podstawową charakterystykę przesuwnika fazowego.

Przetwarzanie sygnałów sinusoidalnych lub zmiennych o określonej częstotliwości wymaga niekiedy układów umożliwiających całkowite usunięcie zawartości składowej stałej ze zmiennego sygnału wejściowego. Literatura opisuje takie układy nie wymagające stosowania kondensatorów o dużych pojemnościach, jeden z takich układów [10] przedstawiono na rys. 2.34. Na schemacie tym widać układ całkujący tak włączony do rezystancyjnego dzielnika napięcia wejściowego (R_1 i R_1), że w przypadku pojawienia się składowej stałej w napięciu wejściowym całego obwodu, to układ całkujący koryguje swoim napięciem wyjściowym zawartość składowej stałej do zera na wyjściu tego obwodu.



$$\frac{Y(s)}{X(s)} \approx \frac{R_2 C s}{1 + 2 R_2 C s + R_1 C s}$$

Rys. 2.34. Układ umożliwiający dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego sygnału wejściowego

Można rozważyć charakterystykę częstotliwościową tego układu. Będzie ona opisana

wzorem:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \approx \frac{j\omega R_2 C}{1 + 2j\omega R_2 C + j\omega R_1 C} \quad (2.61)$$

Literatura [10] podaje wzór uproszczony, nie zawierający członu $j\omega R_1 C$, słuszny tylko dla przypadku gdy R_1 ma wartość rezystancji pomijalną w stosunku do wartości rezystancji R_2 .

Analizując charakterystykę częstotliwościową układu zauważymy, że dla składowej stałej zawartej w napięciu wejściowym, a więc dla wartości $\omega=0$, wzmocnienie układu jest równe zero:

$$\frac{Y(j0)}{X(j0)} \approx \frac{0}{1} \approx 0 \quad (2.62)$$

Dla napięć wejściowych o częstotliwościach, przy których jest spełniony warunek:

$$2\omega R_2 C + \omega R_1 C \gg 1 \quad (2.63)$$

wzmocnienie układu jest stałe i w przybliżeniu równe:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \approx \frac{1}{2 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (2.64)$$

Układ ten umożliwia całkowite usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięcia wejściowego.

3. DEFINICJE WAŻNIEJSZYCH PARAMETRÓW WZMACNIACZY

Wzmacniacz monolityczny jest wzmacniaczem różnicowym o dwu końcówkach wejścia: nieinwersyjnej „+” i inwersyjnej „-”, które pracują prawie niezależnie od wartości średniego poziomu napięć na tych końcówkach, w zagwarantowanym przez producenta zakresie napięć wejściowych. Wzmacniacz ten ma jedną końcówkę wyjściową sterowanego źródła napięcia wyjściowego, którego drugi biegun jest połączony ze wspólnym punktem zasilania wzmacniacza. Napięcie sterowanego źródła wyjściowego wzmacniacza jest sterowane różnicą napięć doprowadzonych do wejścia nieinwersyjnego „+” oraz wejścia inwersyjnego „-”. Schemat zastępczy wzmacniacza podano na rys. 3.1 [23].

Niżej zostaną podane określenia najważniejszych parametrów wzmacniacza zgodne z publikacjami [12], [13] i nazewnictwem stosowanym w zespole kierowanym przez autora.

Wejściowe napięcie wspólne: wartość średnia napięć doprowadzonych pomiędzy wspólnym punktem zasilania a zaciskami wejściowymi:

$$U_w = \frac{U_1 + U_2}{2} \quad (3.1)$$

Różnicowe napięcie wejściowe: różnica napięć pomiędzy zaciskami wejściowymi wzmacniacza:

$$U_r = U_1 - U_2 \quad (3.2)$$

Prąd polaryzacji wejścia: wartość prądu wpływającego do końcówki wejściowej wzmacniacza:

$$\text{prąd polaryzacji wejścia nieinwersyjnego} - I_{p1} \quad (3.3)$$

$$\text{prąd polaryzacji wejścia inwersyjnego} - I_{p2} \quad (3.4)$$

Wejściowy prąd niezrównoważenia: różnica wartości prądów polaryzacji wejść:

$$I_n = I_{p1} - I_{p2} \quad (3.5)$$

Wejściowe napięcie niezrównoważenia: jest to takie różnicowe napięcie wejściowe, które przy swobodnym dopływie prądów polaryzacji wejść wzmacniacza powoduje, że napięcie wyjściowe jest równe zero; napięcie niezrównoważenia oznacza się symbolem:

$$U_n \quad (3.6)$$

Rezystancja dla napięcia wspólnego: iloraz przyrostu napięcia wspólnego i odpowiedniego przyrostu sumy prądów polaryzacji obydwu wejść, dla takich wartości napięcia różnicowego przy których napięcie wyjściowe jest równe zero:

$$R_{nw} = \frac{\Delta U_w}{\Delta I_{p1} + \Delta I_{p2}} \quad (3.7)$$

Rezystancja wejściowa: iloraz przyrostu napięcia różnicowego i odpowiadającego mu przyrostu prądu niezrównoważenia przy napięciu wspólnym równym zero:

$$R_{we} = \frac{\Delta U_r}{\Delta I_n} \quad (3.8)$$

Rezystancja wyjściowa: wartość zastępczej rezystancji szeregowej źródła napięcia wyjściowego; rezystancję wyjściową oznacza się:

$$R_{wy} \quad (3.9)$$

Napięcie wyjściowe: napięcie wyjściowe wzmacniacza względem wspólnego punktu zasilania mierzone przy pomijalnym spadku napięcia na rezystancji wyjściowej; napięcie wyjściowe oznacza się:

$$U_{wy} \quad (3.10)$$

Wzmocnienie napięciowe: iloraz przyrostu napięcia wyjściowego oraz odpowiadającego mu przyrostu napięcia różnicowego:

$$k_U = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_r} \quad (3.11)$$

Współczynnik tłumienia napięcia wspólnego: iloraz (lub 20 logarytmów ilorazu) zmiany wartości napięcia wspólnego ΔU_w i wytworzonej przez to napięcie wspólne zmiany wartości napięcia niezrównoważenia ΔU_{nw} przy niezmiennionej wartości napięcia wyjściowego:

$$WTSW = \frac{\Delta U_w}{\Delta U_{nw}} \quad (3.12a)$$

$$WTSW_{\log} = 20 \log_{10} \frac{\Delta U_w}{\Delta U_{nw}} \quad (3.12b)$$

Współczynnik tłumienia zmian napięcia zasilania: iloraz (lub 20·logarytmów ilorazu) zmiany wartości symetrycznego dwu biegunowego napięcia zasilania ΔU_z i wywołanej nią zmiany wartości napięcia niezrównoważenia ΔU_{nz} przy niezmienionej wartości napięcia wyjściowego:

$$WTNZ = \frac{\Delta U_z}{\Delta U_{nz}} \quad (3.13a)$$

$$WTNZ \log = 20 \log_{10} \frac{\Delta U_z}{\Delta U_{nz}} \quad (3.13b)$$

Dryft temperaturowy napięcia niezrównoważenia: różnica między wartościami napięcia niezrównoważenia U_{nT2} dla temperatury T2 i U_{nT1} dla temperatury T1 odniesiona do różnicy tych temperatur:

$$\delta U_{nT} = \frac{U_{nT2} - U_{nT1}}{T2 - T1} = \frac{\Delta U_{nT}}{\Delta T} \quad (3.14)$$

Dryft czasowy napięcia niezrównoważenia: różnica między wartościami napięcia niezrównoważenia wyznaczona dla dwu czasów t_2 i t_1 odniesiona do przedziału czasowego:

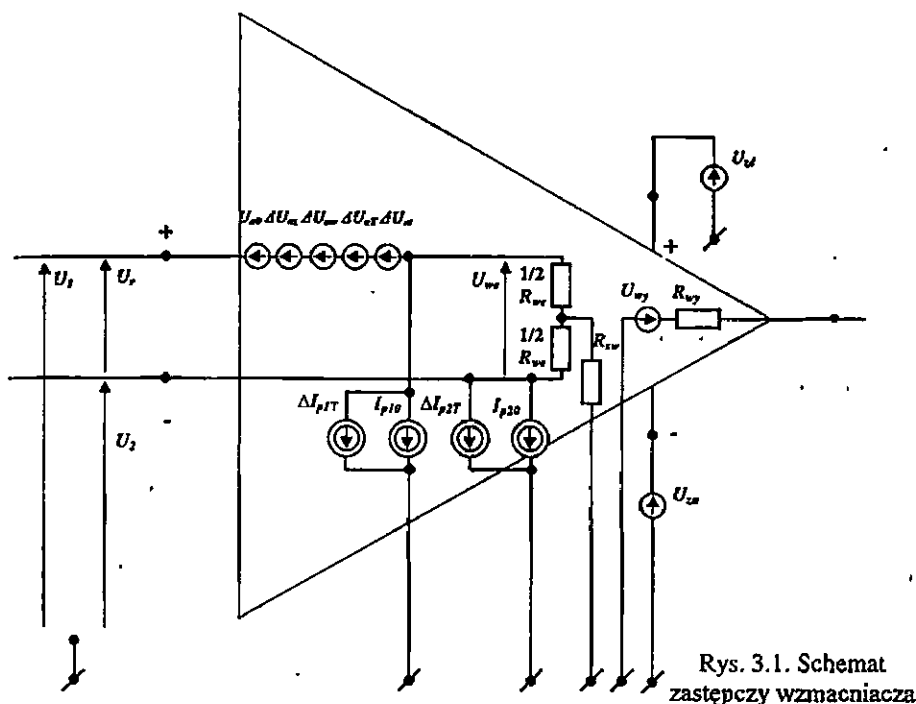
$$\delta U_n = \frac{U_{nt2} - U_{nt1}}{t_2 - t_1} = \frac{\Delta U_n}{\Delta t} \quad (3.15)$$

Dryft temperaturowy prądu polaryzacji: różnica między wartościami prądu polaryzacji I_{pT2} dla temperatury T2 i I_{pT1} dla temperatury T1 odniesiona do różnicy tych temperatur:

$$\delta I_{pT} = \frac{I_{pT2} - I_{pT1}}{T2 - T1} = \frac{\Delta I_{pT}}{\Delta T} \quad (3.16)$$

Dryft temperaturowy prądu niezrównoważenia: różnica między wartościami prądu niezrównoważenia I_{nT2} dla temperatury T2 i I_{nT1} dla temperatury T1 odniesiona do różnicy tych temperatur:

$$\delta I_{nT} = \frac{I_{nT2} - I_{nT1}}{T2 - T1} = \frac{\Delta I_{nT}}{\Delta T} \quad (3.17)$$



SCHEMAT ZASTĘPCZY WZMACNIACZA

Odpowiednio do opisu wzmacniacza i podanych w rozdz. 3 określić jego parametrów schemat układu zastępczego wzmacniacza podaje rys. 3.1 [23]. Warto odnotować, że w literaturze [40] można znaleźć nieco odmienny schemat zastępczy wzmacniacza, na którym źródła napięć nie zrównoważenia występują szeregowo zarówno z wejściem nieinwersyjnym „+”, jak i szeregowo z wejściem inwersyjnym „-”, a rezystancja dla napięcia wspólnego występuje w postaci dwu rezystancji o wartościach $2R_{sw}$ dołączonych po jednej między punktem wspólnym i do każdego wejścia „+” i „-” wzmacniacza. Zdaniem autora niniejszego opracowania podawany schemat wg literatury [40] nie ma uzasadnienia teoretycznego w zakresie podziału napięcia nie zrównoważenia na dwa źródła, a schemat z dwoma rezystorami $2R_{sw}$ jest równoważny schematowi podanemu na rys. 3.1 z jednym

rezystorem o wartości R_{nv} włączonym do punktu pośredniego dzielnika złożonego z dwu rezystancji $\frac{1}{2}R_{we}$.

Omawiając schemat podany na rys. 3.1 należy zwrócić uwagę, że układ zastępczy wzmacniacza można traktować jako układ liniowy przy spełnieniu następujących warunków:

- dla danych napięć zasilających dodatniego U_{zd} oraz ujemnego U_{zu} napięcie wspólne U_w mieści się w gwarantowanym zakresie napięć wejściowych;
- napięcie wyjściowe U_{wy} mieści się w gwarantowanym zakresie napięć wyjściowych;
- obciążenie wyjścia wzmacniacza nie przekracza wartości dopuszczalnej.

Współczesne wzmacniacze monolityczne są tak projektowane, że mają następujące właściwości:

- poszczególne składowe źródła napięć niezrównoważenia $U_{n0}, \dots, \Delta U_n$ są bardzo małe w stosunku do przetwarzanych sygnałów napięciowych;
- prądy polaryzacji I_{p1} i I_{p2} są bardzo małe w stosunku do przetwarzanych sygnałów prądowych;
- rezystancje dla sygnału wspólnego R_{nv} oraz rezystancja wejściowa R_{we} są bardzo duże, a więc prądy w tych rezystancjach mogą być pomijalne;
- rezystancja wyjściowa R_{wy} jest bardzo mała, a więc spadek napięcia na tej rezystancji może być pomijalny;
- wzmocnienie napięciowe k_U ma bardzo dużą wartość, a napięcie wejściowe U_{we} bardzo małą, zazwyczaj pomijalną wartość.

Parametrem dominującym w układzie wzmacniacza decydującym o jego pracy jest sterowane źródło napięcia wyjściowego, którego wartość jest proporcjonalna do napięcia U_{we} , a współczynnikiem proporcjonalności jest wzmocnienie napięciowe (3.11) wg zależności:

$$U_{wy} = k_U U_{we} \quad (4.1)$$

Biorąc pod uwagę to, co zostało podane wyżej, można w pierwszym przybliżeniu zakładać, że sygnał wyjściowy wzmacniacza U_{wy} przyjmuje wartości wynikające z parametrów obwodu zewnętrznego ujemnego sprzężenia zwrotnego i obwodu sterowania wzmacniacza.

Jednak przy realizacji dokładnych elektronicznych układów pomiarowych i układów przetwarzania sygnałów wyżej podane przybliżenie nie może być stosowane. Należy uwzględnić poszczególne parametry wzmacniacza, które zostały odwzorowane: źródłami napięć, źródłami prądów oraz rezystancjami podanymi na schemacie zastępczym na rys. 3.1.

Analizując szczegółowe wartości poszczególnych parametrów różnych stosowanych powszechnie wzmacniaczy monolitycznych można wprowadzić pewne istotne uproszczenia schematu zastępczego wzmacniacza, które znacznie ułatwią analizę układów ze wzmacniaczami.

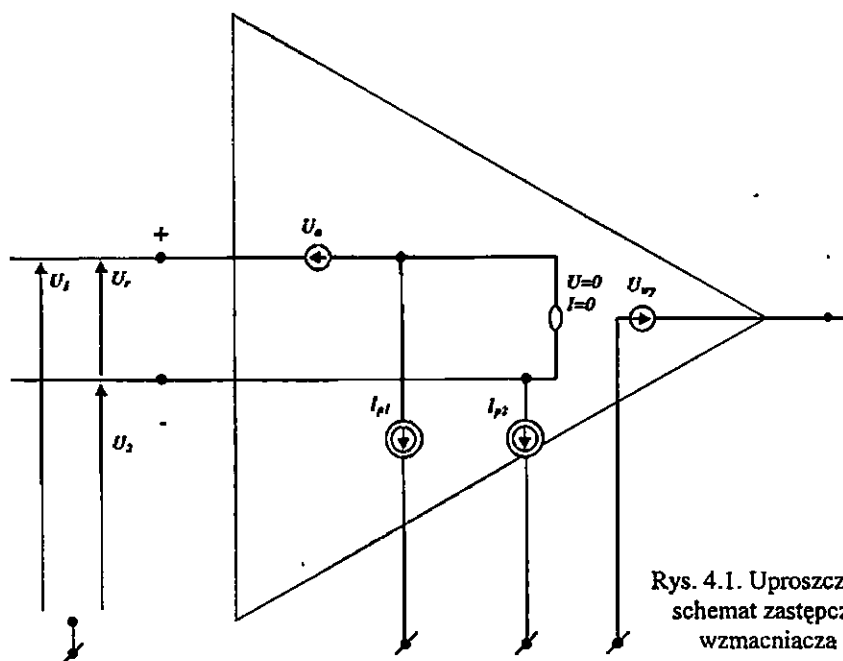
Rezystancja wyjściowa wzmacniaczy wynosi zazwyczaj kilkadziesiąt omów i tak dla wzmacniacza $\mu A741C$ wynosi 75Ω , a dla wzmacniacza OP-07C wynosi ona 60Ω . Oznacza to, że przy obciążeniu prądem do 5 mA napięcie na tej rezystancji nie przekracza $0,4 \text{ V}$, a to stanowi tylko 3% pełnego zakresu napięć wyjściowych ($\pm 13 \text{ V}$). Przyjęcie założenia upraszczającego, że rezystancja wyjściowa jest równa zero może być zrównoważone założeniem, że wzmocnienie napięciowe jest mniejsze o ok. 3% . Ponieważ wzmocnienia te mają wartości bardzo duże, np. dla $\mu A741C$ ok. $1,5 \cdot 10^5 \text{ V/V}$ a dla OP-07C $1 \cdot 10^6 \text{ V/V}$, to przyjęcie zmniejszonych o 3% wartości tych wzmocnień pozwoli w dalszym ciągu uważać, że są one bardzo duże ($1,45 \cdot 10^5 \text{ V/V}$ oraz $0,97 \cdot 10^6 \text{ V/V}$).

Rezystancja dla napięcia wspólnego wzmacniaczy jest bardzo duża i przykładowo dla wzmacniacza $\mu A741C$ wynosi $0,5 \text{ G}\Omega$, a dla wzmacniacza OP-07C wynosi $30 \text{ G}\Omega$. Są to wartości rezystancji o cztery rzędy wielkości wyższe, niż wartości rezystancji rezystorów stosowanych w układach wzmacniaczy (praktycznie do $100 \text{ k}\Omega$). Z tego też powodu rezystancję dla napięcia wspólnego można uznać za pomijalną (przerwa) w stosunku do innych w układzie. Dzięki takiemu założeniu na schemacie zastępczym wzmacniacza znika połączenie wewnętrzne między obwodem wejścia wzmacniacza (końcówki „+” i „-”), a wspólnym punktem zasilania (brak rezystancji R_{sw}).

Trzecie kolejne uproszczenie schematu wzmacniacza wynika z założenia, że wzmocnienie napięciowe wzmacniacza jest nieskończenie duże. Zasadność przyjęcia takiego założenia wynika z właściwości aktualnie produkowanych wzmacniaczy, dla których wzmocnienie to nie jest mniejsze od 10^5 V/V . Dla typowych układów wzmacniających o

poziomach sygnałów napięciowych 0..10 V nieuwzględnienie skończonej wartości wzmocnienia napięciowego może być powodem błędu obliczenia dokładności wzmocnienia układu rzędu 0,001 % a więc jest to błąd praktycznie pomijalny.

W wyniku wprowadzenia opisanych wyżej trzech uproszczeń uzyskuje się schemat zastępczy wzmacniacza monolitycznego (rys. 4.1). Wejście wzmacniacza w wyniku przyjętego uproszczenia ma właściwości dwójnika osobliwego – nulatora (dla dowolnego stanu napięcie $U = 0$ oraz prąd $I = 0$), toteż na tym schemacie użyto symbolu nulatora.



Rys. 4.1. Uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza

Należy zwrócić uwagę, że schemat zastępczy wzmacniacza z nulatorem nie jest nowością i jest znany od dawna. Przykładowo można wymienić, że schematów zastępczych wzmacniaczy z nulatorami używał autor niniejszej pracy w publikacji [22] dotyczącej układów elektronicznych przetworników nieliniowych z układami mnożącymi, a stosowanie układu zastępczego wzmacniacza idealnego z nulatorem zaproponowali w 1965 r. panowie E. Butler oraz S. K. Mitra w swojej publikacji dotyczącej równoważnego obwodu wzmacniacza operacyjnego o czym jest informacja w rozdziale 11.3 pracy [29].

Na schemacie podanym na rys. 4.1 zamiast kilku szeregowych źródeł napięć niezrównoważenia narysowano jedno źródło, które zastępuje poszczególne źródła składowe podane na rys. 3.1. Należy jednak zwrócić uwagę, że uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza monolitycznego podany na rys. 4.1 ma ograniczony zakres stosowania. Daje on bardzo dobre wyniki przy analizie właściwości statycznych układów elektronicznych ze wzmacniaczami monolitycznymi. Schematu tego na pewno nie można stosować przy badaniu stabilności dynamicznej układów ze wzmacniaczami, gdyż stabilność dynamiczna zależy od charakterystyk częstotliwościowych wzmocnienia.

5. WIELKOŚCI I CZYNNIKI WPŁYWAJĄCE NA PARAMETRY WZMACNIACZY

Następujące ważniejsze wielkości i czynniki wpływają na parametry wzmacniaczy monolitycznych:

- napięcie wspólne U_w ,
- napięcie zasilania U_z ,
- temperatura otoczenia T ,
- upływ czasu t pracy wzmacniacza i wynikający z tego dryft długoczasowy.

Wyżej wymienione wielkości i czynniki mają zauważalny wpływ na niektóre parametry wzmacniacza, tak jak to opisano w rozdz. 3; przytaczając określenia parametrów wzmacniacza, a parametry te są reprezentowane przez odpowiednie składowe źródła napięciowe lub źródła prądowe na schemacie zastępczym wzmacniacza podanym na rys. 4.1.

Podane tam sumaryczne źródło U_n napięcia niezrównoważenia zawiera składowe określone zależnością:

$$U_n = U_{n0} + \Delta U_{nz} + \Delta U_{nw} + \Delta U_{nT} + \Delta U_{ni} \quad (5.1)$$

gdzie: ΔU_{nz} – zmiana napięcia niezrównoważenia wywołana zmianą napięcia zasilania ΔU_z

określona zależnością (3.13a),

ΔU_{nw} – zmiana napięcia niezrównoważenia wywołana zmianą napięcia wspólnego

ΔU_{ws} określona zależnością (3.12a),

ΔU_{nT} – zmiana napięcia niezrównoważenia wywołana zmianą temperatury otoczenia ΔT , określona zależnością (3.14),

ΔU_n – zmiana napięcia niezrównoważenia zaobserwowana przy pracy długotrwałej wzmacniacza dla przedziału czasowego Δt , określona zależnością (3.15),

U_{n0} – początkowa wartość napięcia niezrównoważenia wzmacniacza w warunkach odniesienia, przy których pozostałe składowe mają wartości pomijalne.

Podobnie podane na rys. 4.1 źródła prądowe I_{p1} oraz I_{p2} prądów polaryzacji zawierają składowe określone zależnościami:

$$I_{p1} = I_{p10} + \Delta I_{p1T} \quad (5.2)$$

$$I_{p2} = I_{p20} + \Delta I_{p2T} \quad (5.3)$$

gdzie: ΔI_{p1T} oraz ΔI_{p2T} – zmiany odpowiednich prądów polaryzacji I_{p1} oraz I_{p2}

wywołane zmianą temperatury otoczenia o ΔT , określone zależnością (3.16),

I_{p10} oraz I_{p20} – początkowe wartości prądów polaryzacji w warunkach odniesienia, przy których pozostałe składowe mają wartości pomijalne.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że według producentów wzmacniaczy monolitycznych inne potencjalne możliwe składowe zmian prądów polaryzacji są pomijalne i nie są specyfikowane.

Należy również zwrócić uwagę na to, że w niektórych układach wzmacniaczy monolitycznych błędy przetwarzania sygnałów są zależne bezpośrednio od zmian prądu niezrównoważenia I_n określonego wzorem (3.5) jako różnica prądów polaryzacji $I_n = I_{p1} - I_{p2}$.

Dla takich układów prąd niezrównoważenia wyrazić można wzorem:

$$I_n = I_{n0} + \Delta I_{nT} \quad (5.4)$$

gdzie: ΔI_{nT} – zmiana prądu niezrównoważenia wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT , określona zależnością (3.17),

I_{n0} – początkowa wartość prądu niezrównoważenia w warunkach odniesienia, przy których pozostałe składowe mają wartości pomijalne.

Należy tu odnotować fakt, że producenci wzmacniaczy monolitycznych na ogół nie specyfikują innych składowych zmian prądów niezrównoważenia wzmacniaczy.

6. PRZEGLĄD PARAMETRÓW WZMACNIACZY MONOLITYCZNYCH

6.1 Charakterystyka grup wzmacniaczy

Spotkać można w literaturze [13] podział wzmacniaczy na grupy przyjmujący za podstawę podziału pewne charakterystyczne właściwości wzmacniaczy, z których wynikają różne rodzaje zastosowań. Wyróżnić można trzy charakterystyczne grupy:

- wzmacniacze o małych prądach wejściowych, np. μA 740 firmy Fairchild, ICL8007 firmy Intersil, LF 155A firmy National Semiconductor, SFC 2301A firmy Sescosem;
- wzmacniacze o małym poborze mocy zasilania, np. μA 735 oraz μA 776 firmy Fairchild, MC1776 firmy Motorola, SFC 2776 firmy Sescosem;
- wzmacniacze o małych dryftach napięcia wejściowego, np. μA 725 firmy Fairchild, Mono OP-07 firmy Precision Monolithics, OP07A firmy Linear Technology, AD OP07A firmy Analog Devices, OPA27A i OPA177E firmy Burr Brown.

Wzmacniacze o małych prądach wejściowych są przeznaczone do układów wzmacniających, na których wejściach występują rezystory o dużych wartościach rezystancji rzędu 10^6

2. Wzmacniacze te zawierają stopnie wejściowe zbudowane z tranzystorów FET lub z par tranzystorów bipolarnych npn, pnp o układzie super beta, charakteryzują je wartości prądu niezerównoważenia od pojedynczych pikoamperów do kilkuset pikoamperów. Wzmacniacze zawierające w stopniach wejściowych tranzystory FET cechuje szerokie pasmo przenoszenia duża maksymalna szybkość narastania sygnału wyjściowego np. $6 \text{ V}/\mu\text{s}$ dla wzmacniacza μA 740 lub $5 \text{ V}/\mu\text{s}$ dla wzmacniacza LF 155A. Jednak zasadniczą ich wadą są duże wartości dryftu napięcia niezerównoważenia, np. $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dla wzmacniacza LF 155A lub znacznie większe dla μA 740, dla którego jest to parametr nie specyfikowany przez producenta.

Wzmacniacze o małym poborze mocy zasilania [13] są stosowane najczęściej w przypadku urządzeń zasilanych bateryjnie, a więc pożądanym parametrem jest możliwość stosowania niskich napięć zasilających. Minimalizacja mocy wydzielanej w układzie scalonym daje dodatkowe korzyści w postaci szybko zanikających stanów przejściowych po załączeniu zasilania układu w wyniku zminimalizowania efektu nagrzewania własnego.

Pierwszym popularnym wzmacniaczem tego typu był wzmacniacz μA 735, który został zastąpiony przez układ μA 776 będący tzw. wzmacniaczem programowanym. Wyprowadzony na zewnątrz rezystor umożliwia zmianę tzw. prądu programującego I_{SET} , co powoduje zmianę poboru mocy układu i zmiany punktu pracy stopnia wzmocnienia tego wzmacniacza. Przy małych wartościach prądu I_{SET} układ pracuje jako mikromocowy, co wiąże się również z bardzo małymi prądami polaryzacji i niezrównoważenia, ale występuje mała szybkość działania (niskie pasmo) i ograniczenie wartości prądu wyjściowego. Przy dużych wartościach prądu I_{SET} praca układu jest podobna do pracy klasycznych wzmacniaczy uniwersalnych, np. μA 741. Szczególnymi zaletami układu μA 776 jest dopuszczalny szeroki zakres napięć zasilania od $\pm 1,5$ V do ± 15 V i wewnętrzna kompensacja częstotliwościowa zapewniająca stabilną pracę przy dowolnych, dopuszczalnych, wartościach prądu programującego. Stosując skrajnie mały prąd programujący $0,1 \mu A$ można uzyskać układ wzmacniający o poborze mocy poniżej 1 mW, a więc praktycznie nie obciążający baterii zasilającej.

Grupa wzmacniaczy o małych dryftach wejściowego napięcia niezrównoważenia i temperaturowych mniejszych od $1 \mu V/^{\circ}C$ i długoczasowych mniejszych od $10 \mu V/1000$ h nie jest liczna. Występują w niej układy scalone produkowane na podstawie najlepszych osiągnięć technologicznych wykorzystywanych w produkcji układów monolitycznych.

Są to wzmacniacze przeznaczone m. in. do dokładnych przetworników sygnałów analogowych o niskich poziomach, np. z czujników pomiarowych, takich jak termometry rezystancyjne oraz termoelementy, gdzie ważnym wymaganiem jest mały wpływ zmian warunków pracy (temperatura otoczenia czy napięcia zasilania) oraz gdzie jest wymagana możliwość długotrwałej pracy w sposób ciągły, bez potrzeby wzorcowania układów pomiarowych.

Pierwszym w tej grupie był wzmacniacz μA 725 firmy Fairchild, który oprócz małego dryftu temperaturowego napięcia niezrównoważenia specyfikowanego o wartości $0,6 \mu V/^{\circ}C$ miał duże wzmocnienie napięciowe 10^6 V/V oraz zapewniał małe dryfty długoczasowe niekumulacyjne przy ciągłej pracy długotrwałej poniżej $10 \mu V/1000$ h.

Dużym osiągnięciem w dziedzinie produkcji wzmacniaczy było wypuszczenie na rynek przez amerykańską firmę Precision Monolithics wzmacniaczy najpierw Mono OP 05 oraz później Mono OP 07 o bardzo dobrych parametrach. Te monolityczne wzmacniacze scalone łąkowo wyparły monolityczne wzmacniacze czoperowe (np. typu HA2900 firmy Harris czy SN 62088 firmy Texas[13]) stosujące zasadę przetwarzania sygnałów stałych na zmienne. Wzmacniacze czoperowe nie tylko były znacznie droższe, ale charakteryzowały je też znacznie wyższe poziomy szumów własnych.

W ślad za firmą Precision Monolithics monolityczne wzmacniacze nowej generacji oferują także i inne firmy:

- OP05A, OP07A Linear Technology Corporation,
- AD-OP-07A Analog Devices,
- OPA177E Burr Brown.

6.2 Przegląd parametrów wybranych typów wzmacniaczy

W tabl. 6.1 oraz 6.2 zestawiono wartości parametrów wybranych typów opisanych wyżej grup wzmacniaczy:

poła A, B, C dotyczą wzmacniaczy o małych prądach wejściowych,

pole D dotyczy wzmacniacza o małym poborze mocy zasilania,

poła E, F, G, H dotyczą wzmacniaczy o małych dryftach napięcia wejściowego.

Tablica 6.1. Wartości parametrów wybranych wzmacniaczy monolitycznych. Cz. 1

			A	B	C	D	E	F	G	H
Producent			Sescom	Fairchild	National Semiconductor	Fairchild	Fairchild	Burr Brown	Analog Devices	Burr Brown
Typ wzmacniacza			SFC2301A	$\mu A 740$	LF 155A	$\mu A 776$	$\mu A 725$	OPA27A	AD OP-07A	OPA177E
Prąd polaryzacji wejścia I_p	nA	typ. max.	70 250	0,1 0,2	0,030 0,050	15 50	42 100	11 40	0,7 2	0,5 1,5
Wejściowy prąd niezrównoważenia I_n	nA	typ. max.	3 50	0,04 -	0,003 0,010	2 15	2 20	6 35	0,3 2	0,3 1
Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_n	μV	typ. max.	2.000 7.500	10.000 20.000	1.000 2.500	2.000 5.000	500 1.000	6 25	10 25	4 10
Rezystancja dla napięcia wspólnego R_{sw}	G Ω	typ.	-	-	-	-	-	3	200	200
Rezystancja wejściowa R_{we}	M Ω	typ. min.	2 0,5	1 -	10^6 -	5 -	1,5 -	- -	80 30	45 26
Rezystancja wyjściowa R_{wy}	Ω	typ.	-	75	-	1000	150	70	60	60
Wzmocnienie napięciowe k_U	V/V	typ. min.	$160 \cdot 10^3$ $25 \cdot 10^3$	$1.000 \cdot 10^3$ $50 \cdot 10^3$	$200 \cdot 10^3$ $50 \cdot 10^3$	$400 \cdot 10^3$ $100 \cdot 10^3$	$3.000 \cdot 10^3$ $1.000 \cdot 10^3$	$2.000 \cdot 10^3$ $1.000 \cdot 10^3$	$5.000 \cdot 10^3$ $3.000 \cdot 10^3$	$12.000 \cdot 10^3$ $5.000 \cdot 10^3$
Maksymalna szybkość narastania sygnału wyjściowego S	V/ μs	typ. min.	0,5 -	6 -	5 3	0,8 -	max. 30 min. 0,005	1,9 1,7	0,17 -	0,3 0,1

I_p dla prądu polaryzacji $I_{pol} = 15 \mu A$, napięcie zasilania $E = 15 V$, temperatura $20^\circ C$

Producent			A	B	C	D	E	F	G	H
Typ wzmacniacza			Sescosm	Fairchild	National Semiconductor	Fairchild	Fairchild	Burr Brown	Analog Devices	Burr Brown
			SFC2301A	μA 740	LF 155A	μA 776	μA 725	OPA27A	AD OP-07A	OPA177E
Współczynnik tłumienia napięcia	dB	typ. min.	90 70	80 64	100 85	90 70	120 110	128 114	126 110	140 130
wspólnego WTNW log										
Współczynnik tłumienia zmian napięcia zasilania WTNZ log	dB	typ. min.	96 70	83 70	100 85	92 76	114 100	134 100	110 100	125 120
Dryft temperaturowy napięcia niezrównoważenia δU_{nr}	$\mu V/^{\circ}C$	typ. max.	6 30	- -	3 5	3 -	$0,6^{2/}$ 5	0,2 0,6	0,2 0,6	0,03 0,1
Dryft długoczasowy napięcia niezrównoważenia δU_{ni}	$\mu V/\Delta t[h]$	typ. max.	- -	- -	- -	60 $\mu V/500$ h -	10 $\mu V/1000$ h -	0,2 $\mu V/720$ h 1 $\mu V/720$ h	0,2 $\mu V/72$ h 1 $\mu V/720$ h	0,2 $\mu V/720$ h 2 $\mu V/720$ h
Dryft temperaturowy prądu polaryzacji δI_{pr}	nA/ $^{\circ}C$	typ. max.	- -	- -	0,001 -	0,1 -	0,3 -	0,04 -	0,008 0,025	0,008 0,025
Dryft temperaturowy prądu niezrównoważenia δI_{nr}	nA/ $^{\circ}C$	typ. max.	0,01 0,3	- -	- -	0,05 -	0,035 0,150	0,1 -	0,005 0,025	0,0015 0,025
Napięcia zasilania $\pm U_z$	V	min. max.	± 5 ± 18	± 15 ± 22	± 5 ± 20	$\pm 1,5$ ± 15	± 5 ± 20	± 4 ± 18	± 3 ± 18	± 3 ± 18
Pobór prądu zasilania I_z	mA	typ. max.	1,8 3	4,2 5,2	2 4	- 0,170	$^{3/}$ 80 mW 105 mW	3,2 -	3 4	1,3 2

$^{1/}$ dla prądu programowania $I_{ser} = 15 \mu A$, napięcia zasilania ± 15 V, temperatura $20^{\circ}C$

$^{2/}$ po wyzerowaniu napięcia niezrównoważenia

$^{3/}$ pobór mocy w mW

7. METODA ZEROWYCH NAPIĘĆ WEJŚCIOWYCH DO ANALIZY UKŁADÓW ZE WZMACNIACZAMI

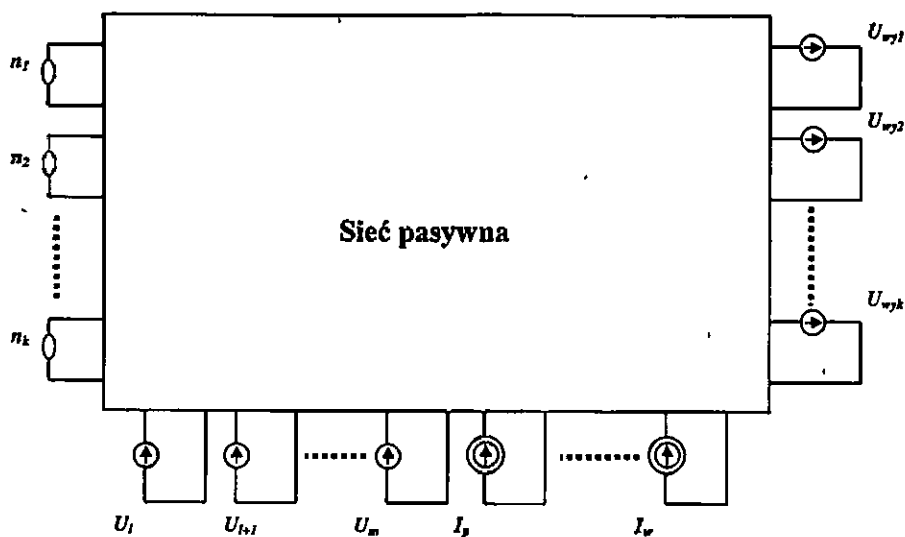
7.1. Opis ogólny metody

Jest to metoda uproszczona analizy właściwości statycznych układów elektronicznych ze wzmacniaczami. Uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza podano na rys. 4.1. Rezystancja wejściowa na tym schemacie została zastąpiona elementem osobliwym – nulatorem. Element ten charakteryzuje w dowolnych warunkach stań: napięcie na nulatorze równe zero oraz prąd w nulatorze też równy zero.

Przyjęte uproszczenie schematu zastępczego wzmacniacza, który pracuje w obwodzie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym pozwala, przy istniejących w układzie wymuszeniach, traktować źródło napięcia wyjściowego U_{wy} jako źródło niesterowane o wartości, przy której napięcie na zaciskach nulatora jest równe zero, przy czym prąd w nulatorze jest też równy zero. Równanie opisujące układ elektroniczny i określające wartość źródła napięcia wyjściowego wzmacniacza U_{wy} otrzymuje się z opisu warunku zerowej wartości napięcia na nulatorze.

Omawianą metodę można stosować do układów z wieloma wzmacniaczami, w których zastosowano ujemne sprzężenia zwrotne. Napięcia wyjściowe poszczególnych wzmacniaczy określa układ równań wynikający z warunku zerowych napięć na nulatorach poszczególnych wejść wzmacniaczy. Dla liczby k poszukiwanych napięć wyjściowych otrzymuje się k równań niezależnych opisujących warunek zerowych napięć dla liczby k nulatorów poszczególnych wejść wzmacniaczy.

Schemat zastępczy układu zawierającego k wzmacniaczy przedstawiono na rys. 7.1. W układzie tym wyodrębniono sieć pasywną oraz układ k nulatorów: $n_1, n_2, \dots, n_k$ oraz k źródeł napięć wyjściowych $U_{wy1}, U_{wy2}, \dots, U_{wyk}$, a także $U_1, U_{1+1}, \dots, U_m$ napięciowych źródeł niezależnych i $I_p, I_{p+1}, \dots, I_w$ prądowych źródeł niezależnych reprezentujących sygnały wymuszające oraz reprezentujących napięcia niezrównoważenia i prądy polaryzacji, stanowiące elementy schematów zastępczych wzmacniaczy.



Rys. 7.1. Schemat zastępczy układu z liczbą k wzmacniaczy do analizy metodą zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy

Omawiana metoda może być użyta w powiązaniu z innymi metodami klasycznymi stosowanymi do analizy obwodów elektrycznych.

W rozdz. 7.2 omówiono zastosowanie tej metody przy wykorzystaniu zasady superpozycji do analizy obwodów elektrycznych. Takie zastosowanie jest efektywne dla bardzo prostych układów ze wzmacniaczami (patrz rozdz. 7.3).

Rozdział 7.4 omawia zastosowanie metody zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy w powiązaniu z odpowiednią modyfikacją metody napięć węzłowych (potencjałów węzłowych). Metoda napięć węzłowych jest szczególnie korzystna do analizy obwodów ze wzmacniaczami, w których są z reguły stosowane sygnały napięciowe odnoszone do wspólnego punktu, który może być przyjmowany jako węzeł odniesienia.

Zmodyfikowana przez autora metoda napięć węzłowych, stosująca rachunek macierzowy dla wielkości symbolicznych i odpowiednie wspomagające programy komputerowe takie jak MATLAB i Symbolic Math Toolbox stanowi doskonałe narzędzie do

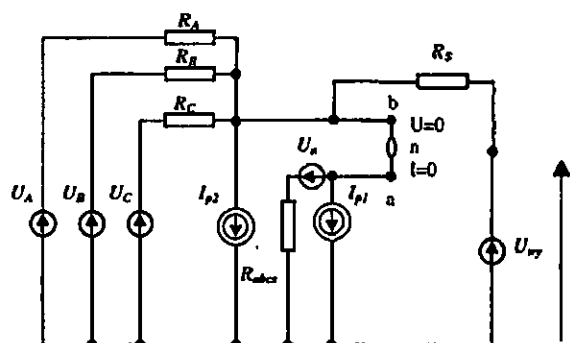
Praktyczne zastosowanie przedstawionej metody wymaga podania sposobu na wyznaczenie współczynników $a_{11}, \dots, a_{kk}$ oraz $b_{11}, \dots, b_{kw}$ występujących w równaniach (7.2) i (7.3). Wygodnym sposobem wyznaczenia tych współczynników jest zastosowanie do analizowanego układu, który jest układem liniowym, zasady superpozycji [4], [5]. Zakładając działanie kolejno poszczególnych źródeł napięć i prądów w układzie można wyznaczyć składowe napięcie na poszczególnych nulatorach. Korzysta się przy tym z podstawowej właściwości nulatora, a mianowicie, że prąd w tym elemencie jest równy zero. Rozpatrując działanie poszczególnych źródeł w układzie należy przyjąć, że między zaciskami pomiędzy którymi występuje nulator jest rezystancja nieskończenie duża (przerwa).

W następnym rozdziale wyjaśniono zastosowanie zasady superpozycji, w celu wyznaczenia poszczególnych współczynników równań, przy zastosowaniu metody zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy dokonując analizy dwu przykładowych układów.

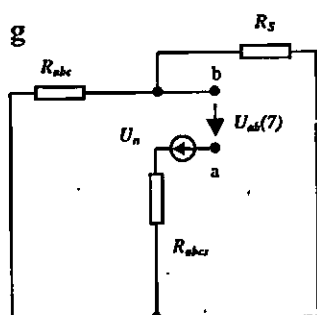
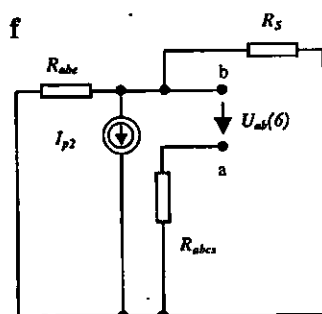
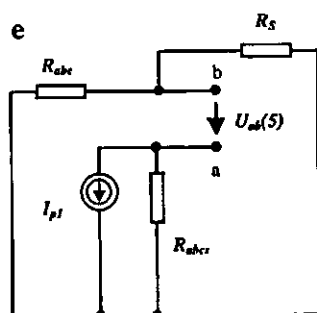
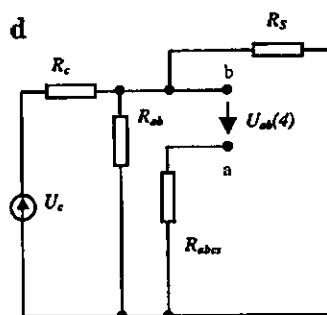
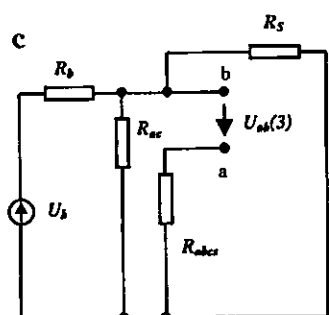
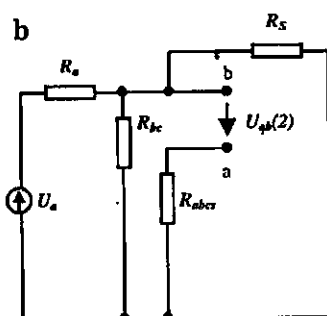
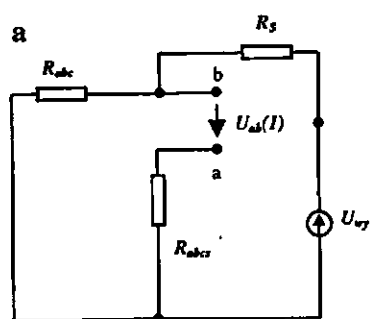
7.3. Przykłady metody zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy z zastosowaniem zasady superpozycji

Układ wzmacniacza sumującego odwracającego

Schemat wzmacniacza sumującego odwracającego został podany na rys. 2.10, a schemat zastępczy układu wykorzystujący uproszczony schemat wzmacniacza monolitycznego na rys. 7.2.



Rys. 7.2. Schemat zastępczy układu do wyznaczenia napięcia U_{ab} na nulatorze przy zastosowaniu zasady superpozycji



Rys. 7.3 a, b, c, d, e, f, g.
Schematy zastępcze do
wyznaczenia składowych napięcia
 U_{ab} według zasady superpozycji

Dla rozpatrywanego układu przyjęto następujące oznaczenia:

wartość zastępcza równolegle połączonych R_b, R_c :

$$R_{bc} = \frac{I}{\frac{I}{R_b} + \frac{I}{R_c}} \quad (7.5)$$

wartość zastępcza równolegle połączonych R_a, R_c :

$$R_{ac} = \frac{I}{\frac{I}{R_a} + \frac{I}{R_c}} \quad (7.6)$$

wartość zastępcza równolegle połączonych R_a, R_b :

$$R_{ab} = \frac{I}{\frac{I}{R_a} + \frac{I}{R_b}} \quad (7.7)$$

wartość zastępcza równolegle połączonych R_a, R_b, R_c :

$$R_{abc} = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c}} \quad (7.8)$$

wartość zastępcza równolegle połączonych R_a, R_b, R_c, R_s :

$$R_{abcs} = \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_s}} \quad (7.9)$$

Napięcie na zaciskach nulatora oznaczonych a, b może być zgodnie ze wzorem (7.1)

wypisane równaniem:

$$U_{ab} = a_1 U_{wy} + b_2 U_a + b_3 U_b + b_4 U_c + b_5 I_{p1} + b_6 I_{p2} + b_7 U_n \quad (7.10)$$

przy czym zgodnie z właściwością nulatora:

$$U_{ab} = 0 \quad (7.11)$$

W celu wyznaczenia poszczególnych współczynników $a_1, b_2, \dots, b_7$ dokonamy analizy układu stosując zasadę superpozycji. W analizie tej przyjmujemy, że napięcie na końcówkach nulatora U_{ab} jest sumą składowych napięć: $U_{ab}(1), U_{ab}(2), \dots, U_{ab}(7)$ pojawiających się w układzie na zaciskach a i b, gdy działają z osobna poszczególne źródła napięć i prądów $U_{wy}, U_a, U_b, U_c, I_{p1}, I_{p2}, U_n$. Zakładamy przy tym, że rezystancja pomiędzy punktami a i b jest nieskończenie duża (przerwa), co wynika z właściwości nulatora. Schematy układu, gdy działają poszczególne źródła napięć i prądów, zostały podane

na rys. 7.3 a, b, c, d, e, f, g. Dla tych schematów łatwo można wyznaczyć składowe napięcia $U_{ab}(1) \dots U_{ab}(7)$:

$$U_{ab}(1) = a_1 U_{wy} = -\frac{R_{abc}}{R_{abc} + R_s} U_{wy}, \text{ więc } a_1 = -\frac{R_{abc}}{R_{abc} + R_s} \quad (7.12)$$

$$U_{ab}(2) = b_2 U_a = -\frac{U_a}{R_a} R_{abc}, \quad b_2 = -\frac{R_{abc}}{R_a} \quad (7.13)$$

$$U_{ab}(3) = b_3 U_b = -\frac{U_b}{R_b} R_{abc}, \quad b_3 = -\frac{R_{abc}}{R_b} \quad (7.14)$$

$$U_{ab}(4) = b_4 U_c = -\frac{U_c}{R_c} R_{abc}, \quad b_4 = -\frac{R_{abc}}{R_c} \quad (7.15)$$

$$U_{ab}(5) = b_5 I_{p1} = -R_{abc} I_{p1}, \quad b_5 = -R_{abc} \quad (7.16)$$

$$U_{ab}(6) = b_6 I_{p2} = R_{abc} I_{p2}, \quad b_6 = R_{abc} \quad (7.17)$$

$$U_{ab}(7) = b_7 U_n = -U_n, \quad b_7 = -1 \quad (7.18)$$

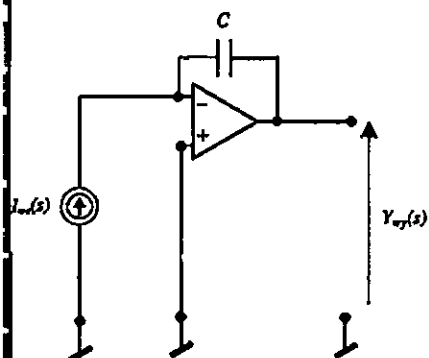
Poszukiwaną zależność napięcia wyjściowego wzmacniacza U_{wy} od sygnałów i parametrów układu znajdziemy przekształcając równania (7.10) i (7.11) oraz podstawiając otrzymane współczynniki od b_1 do b_7 określone wzorami (7.12), (7.13), (7.14), (7.15), (7.16), (7.17) oraz (7.18). Otrzymamy ostatecznie:

$$U_{wy} = -\frac{R_s}{R_a} U_a - \frac{R_s}{R_b} U_b - \frac{R_s}{R_c} U_c - R_s (I_{p1} - I_{p2}) - \frac{R_{abc} + R_s}{R_{abc}} U_n \quad (7.19)$$

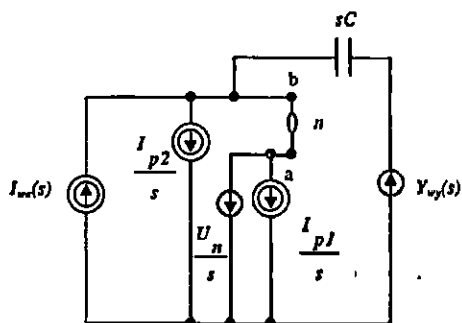
Pierwsze trzy składniki reprezentują zależność sygnału wyjściowego od sygnałów wejściowych, natomiast pozostałe składniki podają zależność sygnału wyjściowego od parametrów wzmacniacza monolitycznego.

Układ całkujący sterowany ze źródła prądowego (integrator)

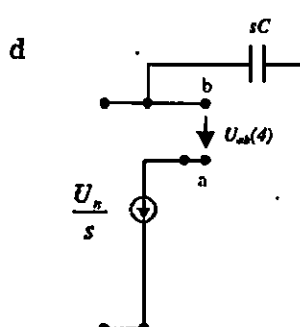
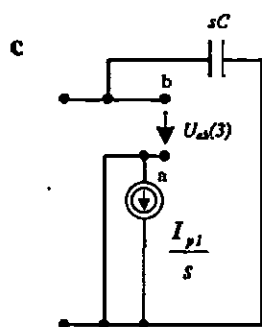
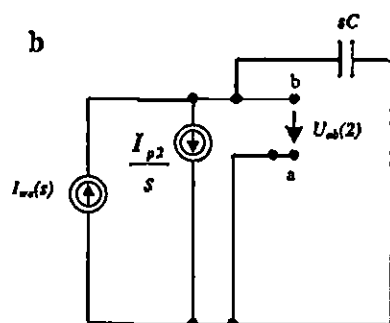
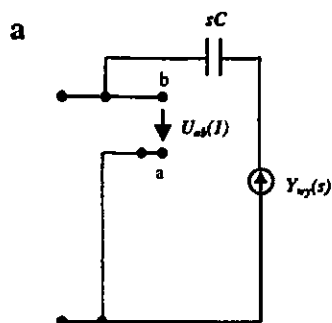
Schemat układu całkującego sterowanego ze źródła prądowego został podany na rys. 7.4, a schemat zastępczy układu wykorzystujący uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza monolitycznego na rys. 7.5. Ponieważ sygnał wyjściowy układu całkującego oraz napięcia na kondensatorze nie będą sygnałami stałymi ale funkcjami czasu, analiza układu zostanie przeprowadzona przy wykorzystaniu rachunku operatorowego stosującego przekształcenie Laplace'a. Przy czym założono, że źródła prądowe I_{p1} , I_{p2} oraz napięciowe U_n , reprezentujące parametry wzmacniacza począwszy od chwili czasowej $t=0$, mają wartości stałe w czasie. Przyjęto też dla napięcia na kondensatorze zerowe warunki początkowe $U_{C0} = 0$.



Rys. 7.4. Układ całkujący sterowany ze źródła prądowego



Rys. 7.5. Schemat zastępczy układu całkującego



Rys. 7.6 a, b, c, d. Schematy zastępcze układu całkującego do wyznaczenia składowych napięcia U_{ab} według zasady superpozycji

Napięcie na zaciskach nulatora oznaczonych a, b może być zgodnie ze wzorem (7.1) opisane równaniami:

$$U_{ab} = a_1 U_{wy}(s) + b_1 [I_{we}(s) - \frac{I_{p2}}{s}] + b_2 \frac{I_{p1}}{s} + b_3 \frac{U_n}{s} \quad (7.20)$$

$$U_{ab} = 0 \quad (7.21)$$

W celu wyznaczenia współczynników a_1, b_1, b_2, b_3 dokonamy analizy układu metodą superpozycji.

Schematy zastępcze układu, gdy działają poszczególne źródła napięć i prądów, podane zostały na rys. 7.6 a, b, c, d. Dla tych schematów zostaną wyznaczone składowe napięcia $U_{ab}(1), U_{ab}(2), U_{ab}(3), U_{ab}(4)$:

$$U_{ab}(1) = a_1 U_{wy}(s) = -U_{wy}(s), \text{ więc} \quad a_1 = -1 \quad (7.22)$$

$$U_{ab}(2) = b_1 [I_{we}(s) - \frac{I_{p2}}{s}] = -\frac{1}{sC} [I_{we}(s) - \frac{I_{p2}(s)}{s}], \text{ więc} \quad b_1 = -\frac{1}{sC} \quad (7.23)$$

$$U_{ab}(3) = b_2 \frac{I_{p1}}{s} = 0, \text{ więc} \quad b_2 = 0 \quad (7.24)$$

$$U_{ab}(4) = b_3 \frac{U_n}{s} = -\frac{U_n}{s}, \text{ więc} \quad b_3 = -1 \quad (7.25)$$

Poszukiwana zależność transformaty napięcia wyjściowego wzmacniacza $U_{wy}(s)$ od sygnałów wymuszających i parametrów układu wyrazi się wzorem:

$$U_{wy}(s) = -\frac{1}{sC} I_{we}(s) + \frac{1}{s^2 C} I_{p2} - \frac{U_n}{s} \quad (7.26)$$

Transformata odwrotna tego wyrażenia, dla zerowych warunków początkowych na kondensatorze, pozwoli wyznaczać zależności czasowe sygnału napięcia wyjściowego układu całkującego od sygnału wejściowego i parametrów układu:

$$U_{wy}(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t I_{we}(\tau) d\tau + \frac{I_{p2} t}{C} - U_n \quad (7.27)$$

Pierwszy składnik reprezentuje zależność napięcia wyjściowego od sygnału wejściowego układu całkującego, a dwa dalsze składniki zależność napięcia wyjściowego od parametrów wzmacniacza.

7.4. Metoda zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy z zastosowaniem zmodyfikowanej metody napięć węzłowych do analizy obwodów elektrycznych

Metoda napięć węzłowych jest szczególnie korzystna do analizy obwodów ze wzmacniaczami, w których bardzo często są stosowane sygnały napięciowe odnoszone do wspólnego punktu sygnałowego. Wówczas wspólny punkt sygnałowy może być przyjęty jako węzeł odniesienia. Pozostałe węzły zwane są węzłami niezależnymi analizowanego obwodu.

Metoda napięć węzłowych jest stosowana [3], [30], [39] w specjalizowanych programach komputerowych, takich jak NAP2, PCNAP do obliczania układów elektrycznych, jednak programy te nie umożliwiają analizy obwodów na wielkościach symbolicznych.

Opisana niżej metoda zerowych napięć wejściowych z zastosowaniem metody napięć węzłowych umożliwia analizę obwodów na wielkościach symbolicznych, a ponadto wprowadza znaczące uproszczenia eliminując potrzebę traktowania źródeł napięć wejściowych wzmacniaczy jako źródeł sterowanych.

Szczegółowe zasady metody napięć węzłowych, zwanej też metodą potencjałów węzłowych, lub krótko metodą węzłową, są znane z literatury dotyczącej analizy liniowych obwodów elektrycznych [4], [5], [27].

Metoda węzłowa wymaga opisu macierzowego obwodu w postaci admitancyjnej:

$$[Y] \cdot [U] = [I] \quad (7.28)$$

gdzie: Y – macierz admitancji węzłowych, $[U]$ – macierz napięć węzłowych, $[I]$ – macierz prądów źródłowych zasilających węzły obwodu.

Mnożąc lewostronnie równanie (7.28) przez macierz odwrotną $[Y]^{-1}$, którą oznacza się też $[Y]^{-1} = \text{inv}(Y)$, otrzymujemy macierz napięć węzłowych:

$$[U] = [Y]^{-1} \cdot [I] \quad (7.29)$$

Opis admitancyjny analizowanego obwodu wymaga przekształcenia wszystkich źródeł napięciowych na źródła prądowe. Niżej opisano kilka sposobów postępowania przy przekształcaniu źródeł napięciowych w celu uzyskania w schemacie zastępczym obecności jedynie źródeł prądowych.

a. Z twierdzenia Thevenina i Nortona [4] wynika, że źródło napięciowe E z szeregowo połączoną impedancją Z jest równoważne źródłu prądowemu I o wartości:

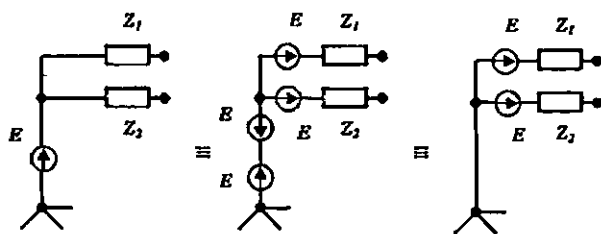
$$I = \frac{E}{Z} \quad (7.30)$$

do którego równolegle została dołączona admitancja Y o wartości:

$$Y = \frac{I}{Z} \quad (7.31)$$

Idealne źródło napięciowe znajdujące się w gałęzi, szeregowo połączone z impedancją tej gałęzi, należy przekształcać według podanej wyżej zasady, a wartość równoważnego źródła prądowego należy wyznaczać według wzorów (7.30) oraz (7.31).

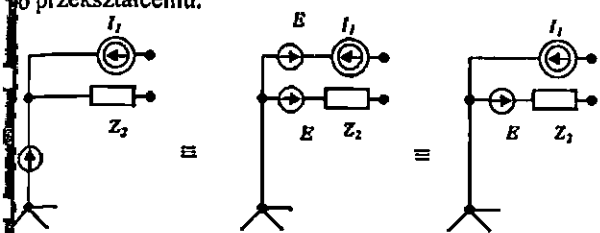
b. Jeżeli idealne źródło napięciowe E jest jedyne w danej bezimpedancyjnej gałęzi, to zgodnie z twierdzeniem Vaschy'go [5], do wszystkich gałęzi schodzących się we wspólnym węźle sąsiadującym z tą gałęzią można włączyć po jednym takim samym źródle E o jednakowym kierunku w stosunku do węzła, tak aby skompensować źródło napięciowe w gałęzi bezimpedancyjnej. Zabieg taki pozwala „przesunąć” źródło E do innych gałęzi, gdzie zazwyczaj są impedancje szeregowe i przekształcenie według twierdzeń Thevenina i Nortona jest możliwe. Na rys. 7.7 podano schematy równoważne trzech gałęzi układu, gdy z jednej gałęzi bezimpedancyjnej „przesunięto” źródło do pozostałych gałęzi, w których są impedancje szeregowe.



Rys. 7.7. Schematy równoważne, gdy idealne źródło napięcia E z jednej gałęzi bezimpedancyjnej „przesuwamy” do pozostałych gałęzi wspólnego węzła z impedancjami Z_1, Z_2

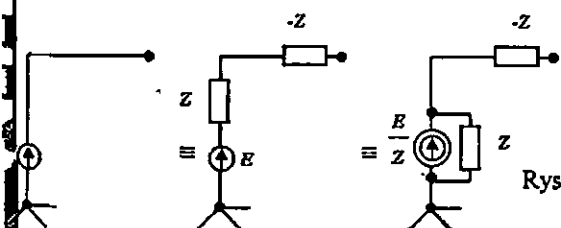
c. Należy zauważyć, że źródło napięciowe „przesunięte” do gałęzi źródła prądowego nie zmienia wartości źródła tego prądu ani nie zmienia wartości napięcia na zaciskach połączenia szeregowego źródła prądowego i „przesuniętego” źródła napięciowego. Tak więc gałąź ze źródłem prądowym zachowuje się tak, jakby nie było szeregowego źródła napięciowego.

Dla takiego przypadku na rys. 7.8 podano schemat równoważny przykładowych trzech gałęzi do przekształceniu.



Rys. 7.8 Schematy równoważne, gdy idealne źródło napięcia E z jednej gałęzi bezimpedancyjnej „przesuwamy” do pozostałych gałęzi wspólnego węzła z idealnym źródłem prądu I_1 oraz impedancją Z_2

a. Jeżeli uznaje się „przesuwanie” źródeł napięciowych za niecelowe, to można przekształcić schemat gałęzi bezimpedancyjnej dodając dwie szeregowe impedancje Z oraz $-Z$. Źródło napięciowe E z pierwszą szeregową impedancją zastępuje się równoważnym źródłem prądowym z admitancją równoległą o wartości równej odwrotności impedancji Z , a na schemacie zastępczym pojawia się szeregową impedancja ujemna $-Z$. Taki sposób przekształcenia zwiększa jednak liczbę węzłów niezależnych, a więc i liczbę niewiadomych. Na rys. 7.9 podano schematy równoważne takiego przekształcenia.



Rys. 7.9. Schematy równoważne idealnego źródła napięcia

Przy przekształcaniu obwodów elektrycznych ze wzmacniaczami w celu wyeliminowania źródeł napięciowych zwykle wystarczają sposoby postępowania opisane w podpunktach a, b i c. W szczególności sposób opisany w b jest często stosowany do przekształcania źródła napięcia wyjściowego, którego wyjście zazwyczaj jest połączone z jedną lub kilkoma gałęziami sprzężenia zwrotnego i obwodu wyjściowego.

Przed przystąpieniem do sformułowania zasad zapisania równań dla węzłów według zmodyfikowanej metody węzłowej, należy przypomnieć opisaną w punkcie 7.1 bardzo ważną zaletę metody zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy polegającą na tym, że pozwala ona traktować źródła napięć wyjściowych wzmacniaczy jako źródła niesterowane, a wartości napięć źródeł wyjściowych wzmacniaczy $U_{wy1}, U_{wy2}, \dots, U_{wyk}$ (rys. 7.1) wynikają z zapisu

warunku zerowej wartości napięcia na kolejnych nulatorach: $n_1, n_2, \dots, n_k$ reprezentujących poszczególne wejścia wzmacniaczy. Oczywiście, że na schemacie przygotowanym do analizy obwodu metodą węzłową, odpowiednio przekształconym w wyniku zastępowania źródeł napięciowych źródłami prądowymi, wystąpią zgodnie ze wzorem (7.30) przeliczone wartości źródeł prądowych:

$$\frac{U_{wy1}}{Z_{n+1}} = Y_{wy1} U_{wy1}, \quad \frac{U_{wy2}}{Z_{n+2}} = Y_{wy2} U_{wy2}, \dots, \frac{U_{wyk}}{Z_{n+k}} = Y_{wyk} U_{wyk} \quad (7.32)$$

gdzie: $Z_{n+1}, Z_{n+2}, \dots, Z_{n+k}$ – szeregowo impedancje źródeł napięć wyjściowych pojawiające się przy przekształcaniach źródeł napięciowych na źródła prądowe, odwrotności tych impedancji oznaczone symbolami $Y_{wy1}, Y_{wy2}, \dots, Y_{wyk}$ mają wymiar admitancji i będą nazywane admitancjami przeliczeniowymi źródeł napięć wyjściowych wzmacniaczy.

Należy zwrócić uwagę, że wymienione w (7.32) źródła prądowe należą do zbioru niewiadomych, które w wyniku analizy obwodu elektrycznego powinny zostać wyznaczone. Dlatego w równaniu dla danego węzła, wynikającego z zapisu macierzowego (7.28) źródła prądowe wymienione w (7.32) powinny się znaleźć po lewej stronie tego równania. Zmienia to zasady zapisu równań dla węzłów w metodzie węzłowej, a więc jest to jedna z przyczyn modyfikacji tej metody.

Drugim powodem konieczności modyfikacji zasad metody węzłowej przy wykorzystaniu ich do analizy obwodu metodą zerowych napięć wejściowych jest fakt, że dla każdej pary węzłów rozdzielonych nulatorem wystąpią nie dwa różne napięcia węzłowe, lecz dwa takie same napięcia węzłowe co jednoznacznie wynika z właściwości nulatora. Ten osobiwy element charakteryzuje w dowolnych warunkach stan: napięcie na nulatorze równe zero oraz prąd w nulatorze też równy zero. Przypominając sobie schemat podany na rys. 7.1 z liczbą k wzmacniaczy (a więc też z liczbą k nulatorów) należy zauważyć, że liczba niewiadomych napięć węzłowych jest o k mniejsza od ogólnej liczby węzłów niezależnych, gdyż jest k nulatorów rozdzielających węzły. Jednocześnie jednak występuje liczba k niewiadomych źródeł prądowych odpowiadających przekształconym źródłom napięć wyjściowych wzmacniaczy. W rezultacie poszukiwana w przeprowadzanej analizie obwodu

liczba niewiadomych napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy jest równa liczbie węzłów niezależnych. Tak więc rozwiązanie postawionego zadania jest jednoznaczne.

Fakt występowania jednakowych napięć węzłowych dla poszczególnych par węzłów rozdzielonych nulatorami jest drugim powodem potrzeby modyfikacji zasad metody węzłowej. Modyfikacja zasad metody węzłowej dotyczy zasad szczegółowego zapisu równań dla poszczególnych węzłów analizowanego obwodu. Modyfikacji nie podlegają definicje: admitancji własnej danego węzła, admitancji wzajemnej między dwoma węzłami, prądu węzłowego źródłowego.

Poniżej kolejno w punktach A, B, C zostaną przypomniane te definicje [4], [5], [27], a w dalszych punktach D, E, F zostanie opisana modyfikacja metody węzłowej.

- A. Admitancja własna danego węzła jest równa sumie admitancji gałęzi zbiegających się w danym węźle.
- B. Admitancja wzajemna między dwoma określonymi węzłami jest równa ze znakiem minus sumie admitancji wszystkich gałęzi bezpośrednio łączących te dwa węzły. Wartość admitancji wzajemnej nie zależy od kolejności rozpatrywania tych dwu węzłów.
- C. Prąd węzłowy źródłowy jest równy sumie wszystkich znanych (stanowiących wymuszenie dla układu) prądów źródłowych zasilających dany węzeł. Przy czym w skład prądu węzłowego źródłowego nie wchodzi żaden z prądów ze źródeł prądowych odpowiadających przekształconym źródłom napięć wyjściowych wzmacniaczy, gdyż są to prądy nieznane będące przedmiotem analizy obwodu.

Należy zwrócić uwagę, że przy stałoprądowej analizie obwodu w stanie ustalonym należy wielkości składowe sumować algebraicznie. Przy analizie obwodu prądu zmiennego w stanie ustalonym należy dla każdej harmonicznej wielkości składowe zespolone sumować geometrycznie. Przy analizie obwodu w stanie nieustalonym należy sumować wielkości składowe stanowiące transformaty operatorowe (np. wg przekształcenia Laplace'a), a więc admitancje operatorowe lub prądy operatorowe.

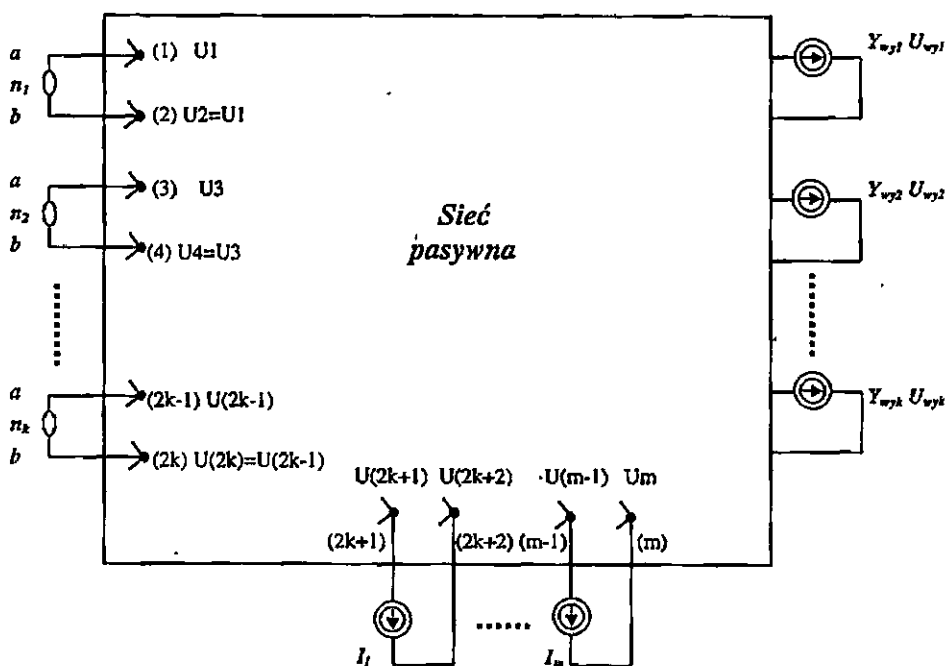
Przy stosowaniu metody zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy modyfikacja metody węzłowej obejmuje:

ustalenie zasady kolejności numerowania węzłów niezależnych obwodu (czego nie wymaga metoda klasyczna węzłowa);

- ustalenie, dla lewej strony równania wybranego węzła, składników sum admitancji własnych i wzajemnych jako współczynników przy odpowiednich napięciach węzłowych;
- ustalenie, dla lewej strony równania wybranego węzła, dodatkowych składników prądów ze źródeł prądowych odpowiadających przekształconym źródłom napięć wyjściowych wzmacniaczy, gdyż są to wielkości nieznane będące przedmiotem analizy obwodu. Prądy te będziemy nazywać prądami wyjściowymi wzmacniaczy.

W punktach D, E, oraz F opisano szczegółowo wyżej wymienione działania.

- D. Na rys. 7.10 przedstawiono schemat rozpatrywanego obwodu. Nadawanie kolejnych numerów węzłów zaczynamy od 1, 2 i nadajemy je węzłom dołączonym do punktów a i b pierwszego nulatora n_1 . Kolejnymi numerami 3, 4 oznaczamy węzły dołączone do punktów a, b drugiego nulatora n_2 i tak dalej aż do numerów $(2k-1)$, $(2k)$ dla punktów a, b ostatniego nulatora n_k , dalszym węzłom aż do ostatniego węzła m nadajemy w dowolnej kolejności dalsze numery $(2k+1)$, $(2k+2)$, ..., $(m-1)$, m .



Rys. 7.10. Schemat zastępczy obwodu z liczbą k wzmacniaczy do analizy metodą zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy i zmodyfikowaną metodą węzłową

Należy zauważyć, że źródła prądowe: $Y_{wy1}U_{wy1}$, $Y_{wy2}U_{wy2}$, ..., $Y_{wyk}U_{wyk}$, nazwane prądami wyjściowymi wzmacniaczy, odpowiadające przekształconym źródłom napięć wyjściowych, mogą być dołączone do różnych węzłów obwodu. Dlatego na rys. 7.10 nie było potrzeby pokazania tych połączeń. Podobnie wygląda sprawa z prądami źródłowymi stanowiącymi wymuszenia dla obwodu. Niektóre z nich mogą być dołączone do węzłów od (1) do (2k) przypisanych poszczególnym nulatorom, jednak aby nie komplikować schematu, takich prądów źródłowych nie narysowano na rys. 7.10. Na schemacie tym uwzględniono obecność prądów źródłowych oznaczonych I_l oraz I_m , które są dołączone do osobnych węzłów niezależnych obwodu. Należy zwrócić uwagę, że niektóre źródła prądów mogą się łączyć drugim biegunem do węzłów przypisanych poszczególnym nulatorom. Wszystkie opisane wyżej przypadki są objęte omawianą metodą analizy obwodu.

E. W ramach prowadzonych rozważań należy zauważyć, że kolejne pary węzłów 1 i 2, 3 i 4, ..., (2k-1) i (2k) mają parami te same napięcia węzłowe $U_1 = U_2$, $U_3 = U_4$, ..., $U_{(2k-1)} = U_{(2k)}$, toteż można się umówić, że poszukiwanymi przy analizie obwodu niewiadomymi napięciami węzłów niezależnych, związanymi z nulatorami, będą tylko napięcia o indeksach nieparzystych: $U_1, U_3, \dots, U_{(2k-1)}$.

W rezultacie więc dla liczby $2k$ równań prądów węzłowych, wynikających z zastosowania pierwszego prawa Kirchoffa do liczby $2k$ węzłów, jest dwa razy mniej, bo tylko k niewiadomych napięć węzłowych. Nie ma jednak w tym nic nieprawidłowego, gdyż w analizowanym obwodzie występuje jeszcze k niewiadomych źródłowych napięć wyjściowych wzmacniaczy, które przez admitancje przeliczeniowe źródeł napięć wejściowych Y_{wy1} , Y_{wy2} , ..., Y_{wyk} zostały jednoznacznie powiązane z prądami źródłowymi występującymi po prawej stronie schematu zastępczego podanego na rys. 7.10.

Poniżej omówione zostaną składniki równań metody węzłowej stanowiące prądy w admitancjach gałęziowych schematu zastępczego obwodu. Przyjmujemy, że po lewej stronie równań prądów węzłowych będą występowały składniki niewiadome analizowanego obwodu. Po lewej stronie równania opisującego kolejne węzły wystąpią podane w tabl. 7.1 składniki przypisane kolejnym węzłom (1) (2) (3) (4) ... (m-1) (m) zgodnie z metodą węzłową.

Tablica 7.1. Rozłożenie w równaniach zmodyfikowanej metody węzłowej admittancji węzłowych własnych i wzajemnych w zależności od numeru węzła oraz kolumny przypisanej napięciu węzłowemu

$$\text{twęzły} \text{ kolumny: } (1)X2)K1 \quad (3)Y4)K2 \quad \dots \quad (2k-1)X2k)K(k) \quad (m)K(m) \quad (7.33)$$

$$(1) \quad [Y1+Y12]U1 + [Y13+Y14]U3 + \dots + [Y1(2k-1)+Y1(2k)]U(2k-1) + Y1(m-1)U(m-1) + Y1mUm \quad (7.34)$$

$$(2) \quad [Y21+Y22]U1 + [Y23+Y24]U3 + \dots + [Y2(2k-1)+Y2(2k)]U(2k-1) + Y2(m-1)U(m-1) + Y2mUm \quad (7.35)$$

$$(m-1) \quad [Y(m-1)1+Y(m-1)2]U1 + [Y(m-1)3+Y(m-1)4]U3 + \dots + [Y(m-1)(2k-1)+Y(m-1)(2k)]U(2k-1) + Y(m-1)U(m-1) + Y(m-1)mUm \quad (7.36)$$

$$(m) \quad [Ym1+Ym2]U1 + [Ym3+Ym4]U3 + \dots + [Ym(2k-1)+Ym(2k)]U(2k-1) + Ym(m-1)U(m-1) + YmUm \quad (7.37)$$

gdzie: $Y11, Y22, \dots, Y(m-1)(m-1), Ymm$ - admittancje własne węzłów;

$Y12, Y13, Y21, Y23, \dots, Y(m-1)m, Ym(m-1)$ admittancje wzajemne węzłów.

Poszczególne składniki, które wejdą do układu równań zmodyfikowanej metody węzłowej, uporządkowano w wierszach opisanych (7.34), (7.35), ..., (7.36), (7.37) według kolejności węzłów (1), (2), ..., ..., (m-1), (m). Składniki te uporządkowano też w kolumnach według kolejnych niewiadomych napięć węzłowych $U1=U2, U3=U4, \dots, U(2k-1)=U2k, \dots, U(m-1), Um$. W wierszu oznaczonym (7.33) przed każdą kolumną podano informację, jakim kolumnom według klasycznej metody węzłowej zostały przypisane sumy admittancji własnych i admittancji wzajemnych analizowanego obwodu.

Nietrudno zauważyć, że w części kolumn odpowiadających węzłom przypisanym wszystkim nulatorom, współczynnikami proporcjonalności przy każdym napięciu węzłowemu jest suma dwu odpowiednich admittancji wzajemnych, lub suma odpowiedniej admittancji własnej i wzajemnej dotyczących obydwu węzłów rozdzielonych danym nulatorem. W części kolumn na prawo od kolumny oznaczonej $K(k)$, a więc dla węzłów pozostałych nie przypisanych nulatorom przy poszczególnych napięciach węzłowych występują pojedyncze admittancje własne lub wzajemne zgodnie z zasadami klasycznej metody węzłowej.

F. Obecnie omówione zostaną składniki równań zmodyfikowanej metody węzłowej nazwane prądami wyjściowymi wzmacniaczy analizowanego obwodu, oznaczone na rys. 7.10 jako: $Y_{wy1}U_{wy1}$, $Y_{wy2}U_{wy2}$, ..., $Y_{wyk}U_{wyk}$. Są to wielkości niewiadome, dlatego powinny się pojawić po lewej stronie równań prądów węzłowych. Wzory (7.32) podają sposób wyznaczania admitancji przeliczeniowych napięć wyjściowych wzmacniaczy. Stanowią one odwrotności odpowiednich impedancji połączonych szeregowo ze źródłami napięć wyjściowych przy przekształcaniu ich na źródła prądowe.

W celu umożliwienia dokonania ogólnego zapisu lewej strony równania węzłowego, uwzględniającego ewentualny stan dołączenia do danego węzła źródła prądu wyjściowego wzmacniacza, wprowadzimy pojęcie admitancji wzajemnej źródła napięcia wyjściowego wzmacniacza do danego węzła i nadamy jej oznaczenie $Y(n)wy(i)$ – gdzie „i” stanowi numer danego źródła napięcia wyjściowego, a „n” stanowi numer rozpatrywanego węzła. Istnieją trzy możliwości:

- jeżeli źródło prądu wyjściowego wzmacniacza „i” nie jest dołączone do węzła „n”, to admitancja wzajemna źródła napięcia wyjściowego do danego węzła jest równa zero czyli $Y(n)wy(i)=0$;
- jeżeli źródło prądu wyjściowego wzmacniacza „i” jest dołączone do węzła „n”, a prąd tego źródła wypływa z węzła do źródła, to admitancja wzajemna źródła napięcia wyjściowego do danego węzła ma znak „+” oraz ma wartość admitancji przeliczeniowej danego źródła;
- jeżeli źródło prądu wyjściowego wzmacniacza „i” jest dołączone do węzła „n”, a prąd tego źródła dopływa do węzła ze źródła, to admitancja wzajemna źródła napięcia wyjściowego do danego węzła ma znak „-” oraz ma wartość admitancji przeliczeniowej danego źródła.

Należy jeszcze ustalić, w których kolumnach równań zmodyfikowanej metody węzłowej będą wpisywane składniki prądów wyjściowych wzmacniaczy. Każdy prąd wyjściowy przez schemat zastępczy wzmacniacza stanowi parę ze swoim nulatorem, dlatego przyjęto, że za każdą kolumną zawierającą napięcie węzłowe danego nulatora będzie wypisywana kolumna prądów wyjściowych wzmacniacza powiązanego z danym nulatorem. Zwraca się uwagę, że w wyniku przekształceń źródeł napięciowych metodą „przesuwania” do sąsiednich gałęzi może wystąpić kilka prądów wyjściowych wzmacniacza o różnych admitancjach przeliczeniowych danego źródła napięciowego.

W tablicy 7.2 zapisano równania według zmodyfikowanej metody węzłowej dla schematu zastępczego podanego na rys. 7.10. Po prawej stronie równań prądów węzłowych występują prądy źródłowe węzłowe określone według wyżej przypominanej definicji klasycznej metody węzłowej. Należy zwrócić uwagę, że dla przykładu z rys. 7.10 prąd źródłowy dla węzła (m-1) jest równy $-I_m$ a dla węzła (m) jest równy $+I_m$.

W wierszu oznaczonym (7.38) oznaczono wszystkie kolumny równań od K1 do K(IŁ), ostatnia kolumna jest kolumną prądów źródłowych.

Tablica 7.2. Rozłożenie w równaniach zmodyfikowanej metody węzłowej admittancji węzłowych i wzajemnych oraz admittancji wzajemnych źródeł napięć wyściowych w zależności od numeru węzła oraz kolumny przypisanej napięciu węzłowemu lub napięciu wyściowemu wznacniacza

$$\text{(węzły) kolumny: } (1) \text{ } (2) \text{ } \dots \text{ } K2 \quad (3) \text{ } (4) \text{ } \dots \text{ } K4 \quad \dots \text{ } (2k-1) \text{ } (2k) \text{ } \dots \text{ } (m-1) \text{ } (m) \text{ } K(I\lambda) \quad K(I\lambda) \quad (7.38)$$

$$(1) \quad \{Y11+Y12\}U1 + \{Y13+Y14\}U3 + \{Y1wy1Uwy1 + \{Y1(2k-1)+Y1(2k)\}U(2k-1) + Y1wy(k)Uwyk + \dots + Y1(m-1)U(m-1) + Y1(m)Um - I\lambda \quad (7.39)$$

$$(2) \quad \{Y21+Y22\}U1 + Y2wy1Uwy1 + \{Y23+Y24\}U3 + Y2wy2Uwy2 + \dots + \{Y2(2k-1)+Y2(2k)\}U(2k-1) + Y2wy(k)Uwyk + \dots + Y2(m-1)U(m-1) + Y2(m)Um - I\lambda \quad (7.40)$$

$$(m-1) \quad \{Y(m-1)1+Y(m-1)2\}U1 + \{Y(m-1)3+Y(m-1)4\}U3 + Y(m-1)wy2Uwy2 + \dots + \{Y(m-1)(2k-1)+Y(m-1)(2k)\}U(2k-1) + Y(m-1)wy(k)Uwyk + \dots + Y(m-1)(m-1)U(m-1) + Y(m-1)Um = -I_m \quad (7.41)$$

$$(m) \quad \{Y(m)1+Y(m)2\}U1 + Y(m)wy1Uwy1 + \{Y(m)3+Y(m)4\}U3 + Y(m)wy2Uwy2 + \dots + \{Y(m)(2k-1)+Y(m)(2k)\}U(2k-1) + Y(m)wy(k)Uwyk + \dots + Y(m)(m-1)U(m-1) + Y(m)Um = I_m \quad (7.42)$$

Równania te można zapisać macierzowo.

$$\begin{bmatrix} \{Y11+Y12\} & Y1wy1 & \{Y13+Y14\} & Y1wy2 & \dots & \{Y1(2k-1)+Y1(2k)\} & Y1wy(k) & \dots & Y1(m-1) & Y1(m) \\ \{Y21+Y22\} & Y2wy1 & \{Y23+Y24\} & Y2wy2 & \dots & \{Y2(2k-1)+Y2(2k)\} & Y2wy(k) & \dots & Y2(m-1) & Y2(m) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \{Y(m-1)1+Y(m-1)2\} & Y(m-1)wy1 & \{Y(m-1)3+Y(m-1)4\} & Y(m-1)wy2 & \dots & \{Y(m-1)(2k-1)+Y(m-1)(2k)\} & Y(m-1)wy(k) & \dots & Y(m-1)(m-1) & Y(m-1)(m) \\ \{Y(m)1+Y(m)2\} & Y(m)wy1 & \{Y(m)3+Y(m)4\} & Y(m)wy2 & \dots & \{Y(m)(2k-1)+Y(m)(2k)\} & Y(m)wy(k) & \dots & Y(m)(m-1) & Y(m)(m) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U1 \\ Uwy1 \\ U3 \\ Uwy2 \\ \vdots \\ U(2k-1) \\ Uwyk \\ \vdots \\ U(m-1) \\ Um \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I\lambda1 \\ I\lambda2 \\ \vdots \\ -I_m \\ I_m \end{bmatrix} \quad (7.43)$$

Oznaczając macierz admitancji $[Y]$, macierz napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy $[U]$ oraz macierz prądów źródłowych $[I]$ otrzymamy równanie analizowanego obwodu:

$$[Y] \cdot [U] = [I] \quad (7.44)$$

mnóżąc lewostronnie te równanie przez macierz odwrotną $\text{inv}(Y)$ macierzy admitancji $[Y]$ otrzymamy rozwiązanie równania macierzowego:

$$[U] = \text{inv}(Y) \cdot [I] \quad (7.45)$$

W następnym rozdziale przedstawione zostaną przykłady analizy wielowęzłowych elektronicznych układów ze wzmacniaczami.

Przedstawiona przez autora metoda zerowych napięć wzmacniaczy i odpowiednio zmodyfikowana metoda węzłowa stosująca rachunek macierzowy, a także wspomagające programy komputerowe takie jak MATLAB i Symbolic Math Toolbox, umożliwiające realizację rachunku macierzowego na wielkościach symbolicznych, stanowi nowoczesne narzędzie do analizy wielowęzłowych rozbudowanych elektronicznych układów stosujących wzmacniacze.

7.5. Przykłady metody zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy z zastosowaniem zmodyfikowanej metody napięć węzłowych

Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej (rys. 2.17)

Pierwszą czynnością jest sporządzenie pełnego schematu ideowego układu wykorzystującego schemat zastępczy wzmacniacza podany na rys. 4.1. Taki schemat ideowy podany na rys. 7.11 zawiera zarówno źródła prądowe jak i źródła napięciowe.

Drugą czynnością jest przekształcenie źródeł napięciowych na równoważne źródła prądowe. Przy przekształcaniu źródeł napięciowych wykorzystano zasady oznaczone jako a oraz b opisane w rozdziale 7.4 (rys. 7.7). W wyniku tych przekształceń otrzymano schemat zastępczy układu (rys. 7.12) przygotowany do analizy obwodu.

Na schemacie tym jako węzeł odniesienia dla metody węzłowej przyjęto wspólny punkt sygnałowy oraz zachowano powszechnie przyjęty dla układów wielowzmacniaczowych sposób oznaczania wspólnego punktu sygnałowego, co znakomicie uprościło graficzne rysowanie tego schematu. Należy podkreślić, że w metodzie węzłowej nie występuje potrzeba definiowania ani admitancji własnej węzła odniesienia, ani admitancji wzajemnych do węzła odniesienia. Nie ma więc metodycznej potrzeby graficznego rysowania węzła odniesienia jako jednego punktu analizowanego obwodu mimo tego, że merytorycznie jest to jeden węzeł obwodu nazwany węzłem odniesienia. Jak widać przy metodzie węzłowej można stosować, powszechnie przyjęte przez praktyków, uproszczone rysowanie schematów z symbolami wspólnego punktu sygnałowego jako węzła odniesienia.

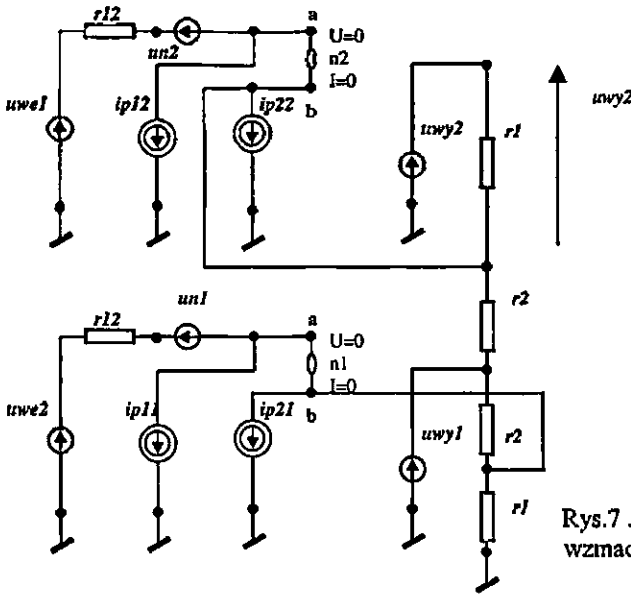
Następną czynnością jest odpowiednia numeracja węzłów niezależnych. Na schemacie ideowym dla nulatora n1 zastosowano numery węzłów (1) oraz (2), a dla nulatora n2 zastosowano numery węzłów (3) oraz (4) i tak zakończono numerację, gdyż nie ma więcej węzłów niezależnych w obwodzie.

Uwaga

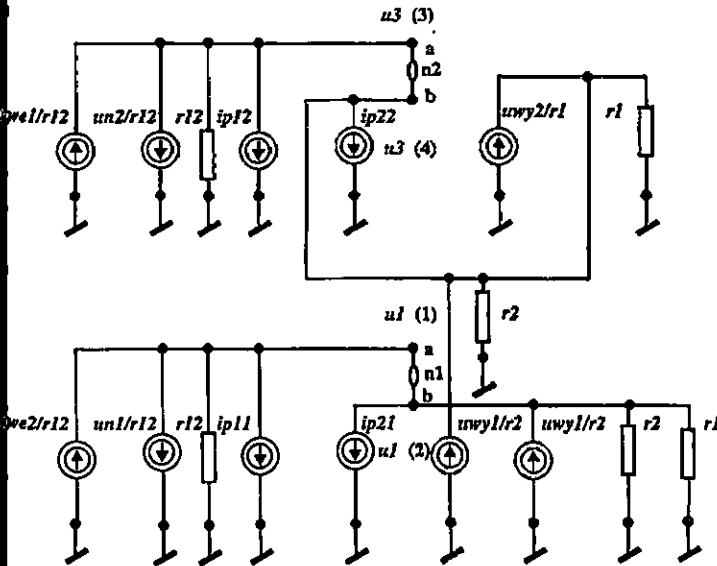
Należy wyjaśnić powody zmiany na rysunkach, dotyczących rozdziału 7.5 oraz Załączników do niniejszej książki, oznaczania nie dużymi ale małymi literami parametrów obwodu (rezystancje, indukcyjności, impedancje, przewodności, pojemności, admitancje) a także wielkości symbolicznych napięć i prądów. Otóż bardzo rozpowszechniony, dzięki odpowiedniej dotacji KBN, w wielu polskich ośrodkach akademickich program MATLAB rezerwuje symbole pisane dużymi literami dla oznaczania macierzy, a symbole wieloliterowe pisane małymi literami dla oznaczania wielkości nie będących macierzami. Podobnie zrezygnowano ze stosowania w oznaczeniach indeksów, które odpowiednio zastąpiono symbolami wieloliterowymi. Oznaczenia ułamków dla wielkości będących ilorazami i iloczynami kilku wielkości zapisywano jako kolejne działania wyniku mnożenia stosując symbol „*” lub dzielenia stosując symbol „/”, co jest powszechnie przyjętym sposobem stosowanym przez programistów informatyków.

Schemat zastępczy podany na rys. 7.12 umożliwił, zgodnie z zasadami sformułowanymi w rozdz. 7.4, wypełnienie tabl. 7.3 w zakresie:

- A macierzy admitancji własnych i wzajemnych, admitancji węzłowych wzajemnych oraz admitancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniacza,
- U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych,
- I macierzy prądów źródłowych węzłów.



Rys. 7.11. Schemat ideowy wzmacniacza różnicowego



Rys. 7.12. Schemat zastępczy wzmacniacza różnicowego do analizy metodą węzłową

Tablica 7.3 A – macierzy admittancji, U – macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy, I – prądów źródłowych węzłów do analizy metodą węzłową wzmacniacza różnicowego

Tablica A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2), (u1)	Kolumna 2 (uwy1)	Kolumna 3 węzły(3)(4) (u3)	Kolumna 4 (uwy2)	Kolumna 5 węzły (5)	Kolumna 6 węzły (6)
(1)	1/r12	0	0	0		
(2)	1/r12	(-1)*1/r2	0	0		
(3)	0	0	(-1)*1/r12	0		
(4)	0	(-1)*1/r2	1/r12	(-1)*1/r1		
(5)						
(6)						

Tablica U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u1
Kolumna 2	uwy1
Kolumna 3	u3
Kolumna 4	uwy2
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tablica I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	uwe2/r12-ip11
(2)	-un1/r12
(3)	uwe1/r12-ip12
(4)	-un2/r12
(5)	-ip22
(6)	

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego program uzupełniający Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej działania.

Zadeklarowano wszystkie wielkości symboliczne wchodzące do poszczególnych macierzy i podlegające analizie oraz zdefiniowano macierze: U – napięć węzłowych i napięć wyjściowych, I – prądów źródłowych węzłów, G – admittancji.

```
syms r1 r2 r12 ip11 ip21 un1 ip12 ip22 un2 uwe1 uwe2 u1 u3 uwy1 uwy2
```

```
U=[u1; uwy1; u3; uwy2]
```

```
U =
```

```
{ u1 }
```

```
{ uwy1 }
```

```
{ u3 }
```

```
{ uwy2 }
```

```
I=[uwe2/r12-ip11-un1/r12; -ip21; uwe1/r12-ip12-un2/r12; -ip22]
```

```
I =
```

```
{ uwe2/r12-ip11-un1/r12 }
```

```
{ -ip21 }
```

```
{ uwe1/r12-ip12-un2/r12 }
```

```
{ -ip22 }
```

```
G=[1/r12 0 0 0; 1/r12 (-1)*1/r2 0 0; 0 0 1/r12 0; 0 (-1)*1/r2 1/r12 (-1)*1/r2]
```

$$G = \begin{bmatrix} 1/r_{12} & 0 & 0 \\ 1/r_{12} & -1/r_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 1/r_{12} \\ 0 & -1/r_{12} & 1/r_{12} \end{bmatrix}$$

Wyznaczono macierz odwrotną do macierzy G.

$$\text{inv}(G) = \begin{bmatrix} r_{12} & 0 & 0 \\ r_{12} & -r_{12} & 0 \\ 0 & 0 & r_{12} \\ -r_{12} & r_{12} & -r_{12} \end{bmatrix}$$

Znając macierz odwrotną macierzy G wyznaczono poszukiwane napięcia węzłowe i napięcia wyjściowe wzmacniaczy.

$$\begin{aligned} U &= \text{inv}(G) * I \\ U &= \begin{bmatrix} r_{12} * (u_{we2}/r_{12} - ip_{11} - un_{12}) \\ r_{12} * (u_{we2}/r_{12} - ip_{11} - un_{12}) + r_{12} * ip_{21} \\ r_{12} * (u_{we1}/r_{12} - ip_{12} - un_{22}) \\ -r_{12} * (u_{we2}/r_{12} - ip_{11} - un_{12}) - r_{12} * ip_{21} + r_{12} * (u_{we1}/r_{12} - ip_{12} - un_{22}) + r_{12} * ip_{22} \end{bmatrix} \\ u_{12} &= 0(1) \\ u_{w1} &= 0(2) \\ u_{w3} &= 0(3) \\ u_{w2} &= 0(4) \\ u_1 &= r_{12} * (u_{we2}/r_{12} - ip_{11} - un_{12}) \\ u_{w1} &= r_{12} * (u_{we2}/r_{12} - ip_{11} - un_{12}) + r_{12} * ip_{21} \\ u_3 &= r_{12} * (u_{we1}/r_{12} - ip_{12} - un_{22}) \\ u_{w2} &= -r_{12} * (u_{we2}/r_{12} - ip_{11} - un_{12}) - r_{12} * ip_{21} + r_{12} * (u_{we1}/r_{12} - ip_{12} - un_{22}) + r_{12} * ip_{22} \end{aligned}$$

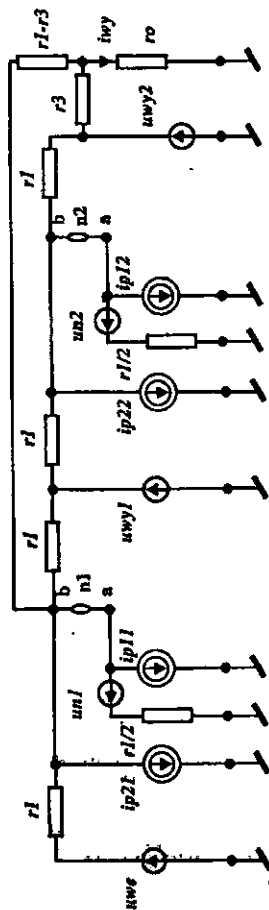
Napięcie wyjściowe wzmacniacza różnicowego jest równe napięciu wyjściowemu wzmacniacza drugiego i jest oznaczone u_{wy2} .

Łatwo można zauważyć, że dla $ip_1=0$, $ip_2=0$, $un=0$ wyprowadzony wzór na napięcie wyjściowe u_{wy2} jest jednoznaczny ze wzorem przybliżonym podanym na rys. 2.17.

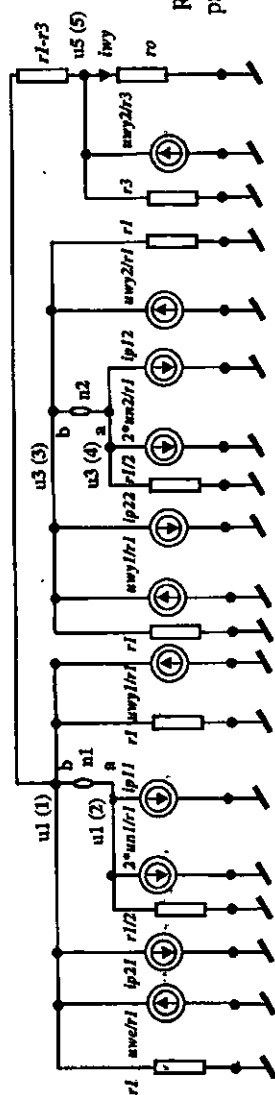
Układ przetwornika napięcie-prąd stosujący dwa wzmacniacze (rys. 2.21)

Pełny schemat ideowy przetwornika wykorzystujący schemat zastępczy wzmacniaczy według rys. 4.1 został podany na rys. 7.13. Po zastąpieniu źródeł napięciowych źródłami prądowymi uzyskano schemat zastępczy przetwornika napięcie-prąd (rys. 7.14), przygotowany do analizy zmodyfikowaną metodą napięć węzłowych. Jest to obwód o pięciu węzłach niezależnych.

Na podstawie tego schematu wypełniono Tabl. 7.4 A, U oraz I dla układu przetwornika napięcie-prąd stosującego dwa wzmacniacze.



Rys. 7.13. Schemat ideowy przetwornika napięcie-prąd



Rys. 7.14. Schemat zastępczy przetwornika napięcie-prąd do analizy metodą węzłową

Tablica 7.4. A – macierzy admittancji, U – macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych i napięć źródłowych wzmacniaczy, I – prądów źródłowych węzłów, do analizy przetwornika napięcie-prąd zmodyfikowaną metodą napięć węzłowych.

Tablica A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2) (u1)	Kolumna 2 (uwy1)	Kolumna 3 węzły(3)(4) (u3)	Kolumna 4 (uwy2)	Kolumna 5 węzły (5) (u5)	Kolumna 6 węzły (6)
(1)	$2/r_1+1/(r_1-r_3)$	$(-1)*1/r_1$	0	0	$(-1)*1/(r_1-r_3)$	
(2)	$2/r_1$	0	0	0	0	
(3)	0	$(-1)*1/r_1$	$2/r_1$	$(-1)*1/r_1$	0	
(4)	0	0	$2/r_1$	0	0	
(5)	$(-1)*1/(r_1-r_3)$	0	0	$(-1)*1/r_3$	$1/(r_1-r_3)+1/r_3+1/r_0$	
(6)						

Po otworzeniu programu MATLAB i Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej działania.

Zadeklarowano wszystkie wielkości symboliczne wchodzące do poszczególnych macierzy i podlegające analizie oraz zdefiniowano macierze: U

napięć węzłowych i napięć wyjściowych, I prądów źródłowych węzłów oraz G admittancji.

symg r1 r3 ro ip11 ip21.un1 ip12 ip22 un2 un3 uwe u1 uwy1 u3 uwy2 u5

U=[u1;uwy1; u3; uwy2; u5]

U =

[u1]

[uwy1]

[u3]

[uwy2]

[u5]

I=[uwe/r1-ip21; -ip11-2*un1/r1; -ip22; -ip12-2*un2/r1; 0]

I =

[uwe/r1-ip21;

-ip11-2*un1/r1]

[-ip22;

-ip12-2*un2/r1]

[0]

Tablica U napięć węzłowych i napięć wyjściowych		Tablica I prądów źródłowych węzłów	
kolumny	napięcia	węzły	prądy
Kolumna 1	u1	(1)	uwe/r1-ip21
Kolumna 2	uwy1	(2)	-ip11-2*un1/r1
Kolumna 3	u3	(3)	-ip22
Kolumna 4	uwy2	(4)	-ip12-2*un2/r1
Kolumna 5	u5	(5)	0
Kolumna 6		(6)	

```
Q=[2/x1+1/(x1-x3) (-1)*1/x1 0 0 (-1)*1/(x1-x3); 2/x1 0 0 0; 0 (-1)*1/x1 2/x1 (-1)*1/x1 0; 0 0 2/x1 0 0; (-1)*1/(x1-x3) 0 0 (-1)*1/x3 1/(x1-x3)+1/x3+1/xo]
```

```
G =
[ 2/x1+1/(x1-x3), -1/x1, 0, 0, -1/(x1-x3)]
[ 2/x1, 0, 0, 0, 0]
[ -1/x1, -1/x1, 2/x1, -1/x1, 0]
[ 0, 0, 2/x1, 2/x1, 0]
[ -1/(x1-x3), 0, 0, -1/x3, 1/(x1-x3)+1/x3+1/xo]
```

Wyznaczono macierz odwrotną macierzy admittancji G

```
inv(G)
```

```
ans =
```

```
[ 0, 0, 1/2*x1, 0, 0]
[ -r1*(-ro*r1-r3*r1+r3^2)/(-r1+r3)/x3, 1/2*(2*r3^2-3*r3*x1-3*ro*r1)*r1/(-r1+r3)/x3, ro*r1/(-r1+r3)]
[ -ro*r1^2/(-r1+r3)/x3, 0, 0, 0, 0]
[ 0, 1/2*x1, -r1*(-ro*r1-r3*r1+r3^2)/(-r1+r3)/x3, -1/2*(2*r3^2-3*r3*r1-3*ro*r1)*r1/(-r1+r3)/x3, -r1*(-ro*r1-r3*r1+r3^2)/(-r1+r3)/x3, r1*(-ro*r1-r3*r1+r3^2)/(-r1+r3)/x3, -3/2*r1/r3*ro, -r1/r3*ro, r1/r3*ro, 0]
```

Wyznaczono macierz napięć węzłowych i napięć wyjściowych wznacniaczy.

```
U=inv(G)*I
```

```
U =
```

```
[ 1/2*x1*(-ip11-2*un1/x1)]
[ -r1*(-ro*r1-r3*r1+r3^2)/(-r1+r3)/r3*(uwe/r1-ip21)+1/2*(2*r3^2-3*r3*x1-3*ro*r1)*r1/(-r1+r3)/r3*(-ip11-2*un1/x1)+ro*r1^2/(-r1+r3)/r3*ip22*ro*r1^2/(-r1+r3)/x3*(-ip12-2*un2/x1)]
[ -r1/r3/r3/r3*(-ip11-2*un1/x1)+ro*r1^2/(-r1+r3)/r3*(uwe/r1-ip21)-1/2*(2*r3^2-3*r3*r1-3*ro*r1)*r1/(-r1+r3)/r3*(-ip11-2*un1/x1)+r1*(-ro*r1-r3*r1+r3^2)/(-r1+r3)/r3*ip22*r1*(-ro*r1-r3*r1+r3^2)/(-r1+r3)/r3*(-ip12-2*un2/x1)]
[ r1/r3*ro*(uwe/r1-ip21)-3/2*r1/r3*ro*(-ip11-2*un1/r1)+r1/r3*ro*ip22*r1/r3*ro*(-ip12-2*un2/r1)]
```

Wyznaczono poszczególne napięcia węzłowe i napięcia wyjściowe wznacniaczy.

```
u1=U(1)
```

```
uwy1=U(2)
```

```
u3=U(3)
```

```
uwy2=U(4)
```

u5=u(5)

u1 =

$$1/2 * r1 * (-ip11 - 2 * un1 / r1)$$

uwyl =

$$-r1 * (-ro * r1 - r3 * r1 + r3^2) / (-r1 + r3) / r3 * (uwe / r1 - ip24) + 1/2 * (2 * r3^2 - 3 * r3 * r1 - 3 * ro * r1) * r1 / (-r1 + r3) / r3 * (-ip11 - 2 * un1 / r1)$$

u3 =

$$ro * r1^2 / (-r1 + r3) / r3 * ip22 + ro * r1^2 / (-r1 + r3) / r3 * (-ip12 - 2 * un2 / r1)$$

$$1/2 * r1 * (-ip12 - 2 * un2 / r1)$$

uw2 =

$$r1 * (-ro * r1 - r3 * r1 + r3^2) / (-r1 + r3) / r3 * (uwe / r1 - ip21) - 1/2 * (2 * r3^2 - 3 * r3 * r1 - 3 * ro * r1) * r1 / (-r1 + r3) / r3 * (-ip11 - 2 * un1 / r1)$$

u5 =

$$+r1 * (-ro * r1 - r3 * r1 + r3^2) / (-r1 + r3) / r3 * ip22 + r1 * (-ro * r1 - r3 * r1 + r3^2) / (-r1 + r3) / r3 * (-ip12 - 2 * un2 / r1)$$

r1 / r3 * ro * (uwe / r1 - ip21) - 3/2 * r1 / r3 * ro * (-ip11 - 2 * un1 / r1) + r1 / r3 * ro * ip22 + r1 / r3 * ro * (-ip12 - 2 * un2 / r1)

Wyznaczono prąd wyjściowy przetwornika.

iwy=1/ro*u5

iwy =

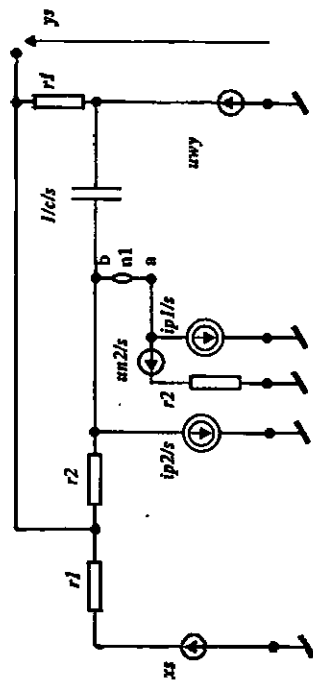
$$(r1 / r3 * (uwe / r1 - ip21) - 3/2 * r1 / r3 * (-ip11 - 2 * un1 / r1) + r1 / r3 * ip22 + r1 / r3 * (-ip12 - 2 * un2 / r1))$$

Łatwo można zauważyć, że dla $ip1=0$, $ip2=0$, $un=0$ wprowadzony wzór na prąd wyjściowy iwy jest jednoznaczny ze wzorem przybliżonym podanym na rys. 2.21.

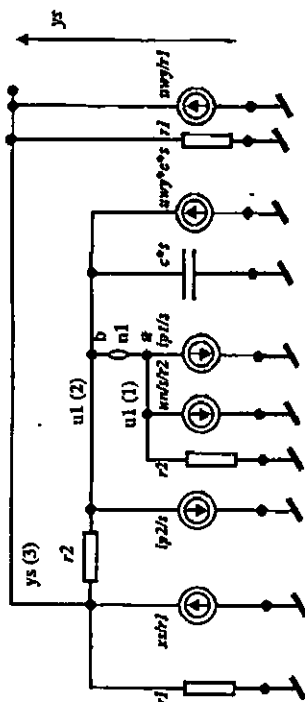
Układ umożliwiający dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięciowego sygnału wyjściowego (rys. 2.34)

Pełny schemat ideowy układu wykorzystujący schemat zastępczy wzmacniacza (rys. 4.1) został podany na rys. 7.15. Po zastąpieniu źródeł napięciowych źródłami prądowymi uzyskano schemat zastępczy układu podany na rys. 7.16, przygotowany do analizy zmodyfikowaną metodą napięć węzłowych. Jest to obwód o trzech węzłach niezależnych. Z tego względu, że analiza obwodu dotyczy jego stanu nieustalonego, na schemacie oznaczono transformaty Laplace'a napięcia wyjściowego xs , napięcia wyjściowego ys oraz napięcia wyjściowego wzmacniacza uwy , a także oznaczono jako transformaty Laplace'a źródła stałowartościowe: un/s , $ip1/s$, $ip2/s$, oznaczono też admitancję operatorową kondensatora s^*c .

Na podstawie schematu zastępczego z rys. 7.16 wypełniono tabl. 7.5 A, U oraz I.



Rys. 7.15. Schemat ideowy układu umożliwiającego dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięciowego sygnału wejściowego



Rys. 7.16. Schemat zastępczy układu umożliwiającego dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięciowego sygnału wejściowego przygotowany do analizy metodą węzłową

Tablica 7.5. A – macierzy admittancji, U – macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmocniaczy, 1 – prądów źródłowych węzłów, do analizy układu umożliwiającego dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięciowego sygnału wejściowego metodą napięć węzłowych

klumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2) (u1)	Kolumna 2 (uwy)	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły(5) (ys)	Kolumna 6 węzły(6)
(1)	1/r2	0	x	y	0	
(2)	1/r2+s*c	(-1)*s*c	x	y	(-1)*1/r2	
(3)	(-1)*1/r2	(-1)*1/r1	x	y	2r1+1/r2	
(4)						
(5)						
(6)						

Uwaga znak „x” lub „y” oznacza, że kolumna nie występuje, a dalsza kolejna występująca kolumna przejmując numerację tej kolumny
 $ys = x$ c x1 x2 ip1 ip2 un xs ys uwy u1
 $U = \{u1, uwy, ys\}$

Tablica U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	kolumny	napięcia
Kolumna 1	u1	
Kolumna 2	uwy	
Kolumna 3		
Kolumna 4		
Kolumna 5	ys	
Kolumna 6		

Tablica 1 prądów źródłowych węzłów	węzły	prądy
(1)		$-ip1/s - un/s/r2$
(2)		$-ip2/s$
(3)		$xs/r1$
(4)		
(5)		
(6)		

```

I=[-ip1/s-un/s/r2; -ip2/s; xs/r1]
G=[1/r2 0 0; 1/r2+s*c (-1)*s*c (-1)*1/r2; (-1)*1/r2 (-1)*1/r1 2/r1+1/r2]
U =
[ ul]
[ uwy]
[ ys]
I =
[ -ip1/s-un/s/r2]
[ -ip2/s]
[ xs/r1]
G =
[ 1/r2, 0, 0]
[ 1/r2+s*c, -s*c, -1/r2]
[ -1/r2, -1/r1, 2/r1+1/r2]
inv(G)
U=inv(G)*I
u1=U(1)
uwy=U(2)
ys=U(3)
inv(G)=
ans =
[ r2, 0, 0]
[ r2*(2+2*s*c*r2+s*c*r1)/(2*s*c*r2+s*c*r1+1), -(2*r2+r1)/(2*s*c*r2+s*c*r1+1), -1/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*r1]
[ (1+s*c*r2+s*c*r1)*r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1), -r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1), s*c*r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*r1]
U =
[ r2*(2+2*s*c*r2+s*c*r1)/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*(-ip1/s-un/s/r2)+(2*r2+r1)/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*i; /s
-1/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*xs]
[ (1+s*c*r2+s*c*r1)*r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*(-ip1/s-un/s/r2)+r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*ip2/s
+s*c*r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*xs]
u1 =
r2*(-ip1/s-un/s/r2)
uwy =
r2*(2+2*s*c*r2+s*c*r1)/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*(-ip1/s-un/s/r2)+(2*r2+r1)/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*ip2/s
-1/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*xs
ys =
(1+s*c*r2+s*c*r1)*r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*(-ip1/s-un/s/r2)+r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*ip2/s+s*c*r2/(2*s*c*r2+s*c*r1+1)*xs
Łatwo można zauważyć, że dla ip1=0, ip2=0, un=0 wyprowadzony wzór na napięcie wyjściowe ys jest jednoznaczny ze wzorem przybliżonym
podanym na rys. 2.34.

```

8. LITERATURA

- [1] Amborski K., Korytkowski J., Kozera W., Marusak A.J., Mazurek J., Wójciak A., Żydanowicz W.: Laboratorium teorii sterowania. Cz. I. Wyd. Politechniki Warszawskiej. Warszawa 1978.
- [2] Barna Arpad: Wzmacniacze operacyjne. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1974.
- [3] Bolkowski S., Brociek W., Rawa H.: Teoria obwodów elektrycznych. Zadania. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1995.
- [4] Bolkowski S.: Elektrotechnika Teoretyczna. Teoria Obwodów Elektrycznych. Tom 1. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1982.
- [5] Cholewicki T.: Metody obliczania obwodów elektrycznych. Państwowe Wydawnictwa Techniczne. Warszawa 1959.
- [6] Dobkin R.C.: Op Amp Circuit Collection, Linear Applicatin, Second Edition, National Semiconductor, AN-31, February 1970.
- [7] Gayakwad Ramakant A.: Op-amps and linear intergated circuits, Second Edition, Prentice-Hall International, Inc. New Jersey 1988.
- [8] Goszczyński T.: Optoelektroniczny separator sygnałów impulsowych. Opis patentowy 99038. Urząd Patentowy PRL. Opubl. 31.12. 1978.
- [9] Graeme J.G., Tobey G.E., Huelsman L.P.: Operational Amplifiers – Designe and Application. Mc Graw-Hill Book Company, New York 1971.
- [10] Graeme J.G.: Application of operational amplifiers. Third-Generation Techniques. Mc Graw-Hill Book Company, New York 1973.
- [11] Hakim S.S.: Feedback Circuit Analysis. Illife Books Ltd. London 1966.
- [12] Harasimowicz J.: Przegląd monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych. Elektronika 1972 nr 11.
- [13] Harasimowicz J.: Przegląd scalonych wzmacniaczy operacyjnych. Biul. Przemysłowego Instytutu Automatyki i Pomiarów "MERA PIAP". Warszawa 1975 nr 4-5 (54-55).
- [14] International Electrotechnical Commision: IEC Publication 381-2. Analogue signals for process control systems. Part 2. Direct voltage signals.
- [15] International Electrotechnical Commision: IEC Recomendation. Publication 381, Analogue d.c. current signals for process control systems. 1971 (IEC 381 A: First supplement to publication 381).

- [16] Jabłoński P., Pietrusiński Z.: Układ połączeń elektrycznego regulatora PI lub PID. Opis patentowy 73 508. Urząd Patentowy PRL. Opubl. 10.02. 1975.
- [17] Jaworska L., Jaworski J., Moeschke B., Świdorski T.: Przetworniki elektryczne analogowe wielkości elektrycznych. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1975.
- [18] Korytkowski J., Harasimowicz J., Bujko J.: Elektroniczny separator sygnałów analogowych. Opis patentowy 85 797. Urząd Patentowy PRL. Opubl. 31.01. 1977.
- [19] Korytkowski J., Harasimowicz J.: Uniwersalny przetwornik nieliniowy z układami diodowymi o nowej strukturze. PAK 1968 nr 1.
- [20] Korytkowski J., Orlański J.: Przetwornik cyfrowo-analogowy w układzie wzmacniacza z cyfrowo sterowaną konduktancją sprzężenia zwrotnego. PAK 1971 nr 5.
- [21] Korytkowski J., Pietrusiński Z.: Własności funkcjonalne i rozwiązania układowe podstawowych urządzeń systemu automatyki analogowej POLMATIK-INTELEKTRAN. MERA Biuletyn rok XVI – 1997 nr 1 (179).
- [22] Korytkowski J.: Zagadnienia optymalizacji układów elektronicznych przetworników nieliniowych dla techniki analogowej. Prace Przemysłowego Instytutu Automatyki i Pomiarów MERA-PIAP 1974 nr 18.
- [23] Korytkowski J.: Metoda zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy przeznaczona do analizy elektronicznych układów formowania sygnałów analogowych. Biul. PIAP 1995 nr 1-177/95.
- [24] Kosztowski S., Łukaszewicz J., Wróbel M.: Analogowy blok różniczkujący z wzajemnie niezależnymi nastawami. Opis patentowy 92 500. Urząd Patentowy PRL.
- [25] Kosztowski S., Łukaszewicz J.: Analogowe układy różniczkujące. Referat na VIII Krajowej Konferencji Automatyki. Materiały Konferencji tom 2. Szczecin - wrzesień 1980.
- [26] Kulka Z., Nadachowski M.: Liniowe układy scalone i ich zastosowanie. Wyd. Komunikacji i Łączności. Warszawa 1974.
- [27] Mikołajuk K.: Podstawy analizy obwodów energo-elektronicznych. PWN. Warszawa 1998.
- [28] Millman J., Halkias C.C.: Układy scalone analogowe i cyfrowe. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1976.
- [29] Mitra S.K.: Analiza i synteza układów aktywnych liniowych. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1974.

- [30] Osowski S., Tobiła A.: Analiza i projektowanie komputerowe obwodów z zastosowaniem języków MATLAB i PCNAP. Oficyna Wyd. Politechniki Warszawskiej. Warszawa 1995.
- [31] Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Wzmacniacze i generatory. Wyd. Komunikacji i Łączności. Warszawa 1980.
- [32] Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne. Nieliniowe układy analogowe. Wyd. Komunikacji i Łączności. Warszawa 1979.
- [33] Pietrusiński Z., Korytkowski J., Goszczyński T.: Układ pseudoseparacji galwanicznej elektrycznych sygnałów analogowych. Opis patentowy 150618. Urząd Patentowy RP. Opubl. 31.10. 1990.
- [34] Pietrusiński Z., Rączkowski J.: Realizacja algorytmów nieliniowej progresywnej regulacji PID w uniwersalnym regulatorze przemysłowych wolnozmiennych procesów technologicznych EFTRONIK-M. PAK 1990 nr 12.
- [35] Pietrusiński Z.: Właściwości funkcjonalne i algorytmy przemysłowego mikroprocesorowego regulatora MRP-42C. Referat na Konferencji: AUTOMATION'97. Materiały Konferencji t. I. Warszawa marzec 1997.
- [36] PN 80/M 42006: Elektryczne sygnały analogowe w układach regulacji i sterowania.
- [37] PN-EN 60546-1: Automatyka i pomiary przemysłowe, Regulatory z sygnałami analogowymi, Arkusz 1 Wytyczne dotyczące badań pełnych.
- [38] Projekt Polskiej Normy Pr PN-EN 60654-2: Warunki pracy urządzeń do pomiarów i sterowania procesami przemysłowymi. Zasilanie.
- [39] Ramotowski M.: Zastosowania programu NAP 2 do obliczania układów elektrycznych. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1992.
- [40] Spiralski L., Kołdziejski J.: Miernictwo układów scalonych. Wyd. Komunikacji i Łączności. Warszawa 1979.
- [41] Widlar R.J.: I.C. Op Amp Beats FET's On Input Current, Linear Application, Second Edition, National Semiconductor, AN-29, December 1969.

9. SPIS RYSUNKÓW

- Rys. 2.1. Schemat zastępczy źródła sygnału prądowego
- Rys. 2.2. Szeregowy układ połączeń odbiorników sygnału źródła prądowego
- Rys. 2.3. Przykładowy układ połączeń odbiorników sygnału prądowego pracujących w układzie wspólnego punktu sygnałowego
- Rys. 2.4. Schemat zastępczy źródła sygnału napięciowego
- Rys. 2.5. Przykładowy układ połączeń odbiorników sygnałów napięciowych OD₁, OD₂, OD₃ w układzie wspólnego punktu sygnałowego
- Rys. 2.6. Przykładowe połączenie kilku układów analogowych z zasilaczem centralnym
- Rys. 2.7. Wtórnik napięcia
- Rys. 2.8. Układ wzmacniacza nieodwracającego
- Rys. 2.9. Układ wzmacniacza odwracającego
- Rys. 2.10. Układ wzmacniacza sumującego odwracającego
- Rys. 2.11. Układ wzmacniacza sumującego nieodwracającego
- Rys. 2.12. Przetwornik różnica prądów-napięcie
- Rys. 2.13. Przetwornik prąd-napięcie
- Rys. 2.14. Schemat źródła napięć różnicowych
- Rys. 2.15. Prosty wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych
- Rys. 2.16. Wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych o nastawianym wzmocnieniu
- Rys. 2.17. Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej
- Rys. 2.18. Wzmacniacz różnicowy odporny na duże zakłócające napięcia wspólne
- Rys. 2.19. Przetwornik napięcie-prąd
- Rys. 2.20. Przetwornik napięcie-prąd
- Rys. 2.21. Układ przetwornika napięcie-prąd stosujący dwa wzmacniacze
- Rys. 2.22. Układ przetwornika napięcie-prąd odwracający o dużej rezystancji wejściowej
- Rys. 2.23. Układ proporcjonalny o zmienianym znaku i o nastawianej wartości zakresu proporcjonalności
- Rys. 2.24. Układ inercyjny nieodwracający z nastawną stałą czasową i nastawnym wzmocnieniem
- Rys. 2.25. Układ różniczkowania z inercją
- Rys. 2.26. Układ różniczkowania z inercją o niezależnych nastawach stałej czasowej różniczkowania i wzmocnienia różniczkowania
- Rys. 2.27. Układ całkujący wykorzystujący wzmacniacz odwracający
- Rys. 2.28. Układ całkujący o nastawnej stałej czasowej całkowania

- Rys. 2.29. Układ podwójnie całkujący
- Rys. 2.30. Układ regulatora PID o wzajemnie zależnych parametrach X_p , T_I oraz T_D
- Rys. 2.31. Regulator PID z inercją o niezależnych nastawach parametrów X_p , T_I , T_D
- Rys. 2.32. Układ przesuwnika fazowego do przesuwania fazy sygnału sinusoidalnego w zakresie od 0 do $-\pi$ odpowiednią zmianą rezystancji R od 0 do ∞
- Rys. 2.33. Układ przesuwnika fazowego do przesuwania fazy sygnału sinusoidalnego w zakresie od $-\pi$ do -2π odpowiednią zmianą rezystancji R od 0 do ∞
- Rys. 2.34. Układ umożliwiający dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego sygnału wejściowego
- Rys. 3.1. Schemat zastępczy wzmacniacza
- Rys. 4.1. Uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza
- Rys. 7.1. Schemat zastępczy układu z liczbą k wzmacniaczy do analizy układu metodą zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy
- Rys. 7.2. Schemat zastępczy układu do wyznaczenia napięcia U_{ab} na nulatorze przy zastosowaniu zasady superpozycji
- Rys. 7.3. a, b, c, d, e, f, g. Schematy zastępcze do wyznaczenia składowych napięcia U_{ab} według zasady superpozycji
- Rys. 7.4. Układ całkujący sterowany ze źródła prądowego
- Rys. 7.5. Schemat zastępczy układu całkującego
- Rys. 7.6. a, b, c, d. Schematy zastępcze układu całkującego do wyznaczenia składowych napięcia U_{ab} według zasady superpozycji
- Rys. 7.7. Schematy równoważne, gdy idealne źródło napięcia E z jednej gałęzi bezimpedancyjnej „przesuwamy” do pozostałych gałęzi wspólnego węzła z impedancjami Z_1, Z_2
- Rys. 7.8. Schematy równoważne, gdy idealne źródło napięcia E z jednej gałęzi bezimpedancyjnej „przesuwamy” do pozostałych gałęzi wspólnego węzła z idealnym źródłem prądu I_1 oraz z impedancją Z_2
- Rys. 7.9. Schematy równoważne idealnego źródła napięcia
- Rys. 7.10. Schemat zastępczy obwodu z liczbą k wzmacniaczy do analizy metodą zerowych napięć wejściowych wzmacniaczy i zmodyfikowaną metodą węzłową
- Rys. 7.11. Schemat ideowy wzmacniacza różnicowego
- Rys. 7.12. Schemat zastępczy wzmacniacza różnicowego do analizy metodą węzłową
- Rys. 7.13. Schemat ideowy przetwornika napięcie-prąd
- Rys. 7.14. Schemat zastępczy przetwornika napięcie-prąd do analizy metodą węzłową

Rys. 7.15. Schemat ideowy układu umożliwiającego dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięciowego sygnału wejściowego

Rys. 7.16. Schemat zastępczy układu umożliwiającego dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięciowego sygnału wejściowego przygotowany do analizy metodą węzłową

10. SPIS TABLIC

Tablica 2.1. Wartości dopuszczalnych obciążeń źródeł sygnałów prądowych dla przykładowych urządzeń automatyki przemysłowej

Tablica 2.2. Wartości dopuszczalnych obciążeń źródeł sygnałów napięciowych dla przykładowych urządzeń automatyki przemysłowej

Tablica 6.1. Wartości parametrów wybranych wzmacniaczy monolitycznych. Cz. 1

Tablica 6.2. Wartości parametrów wybranych wzmacniaczy monolitycznych. Cz. 2

Tablica 7.1. Rozłożenie w równaniach zmodyfikowanej metody węzłowej admitancji węzłowych własnych i wzajemnych w zależności od numeru węzła oraz kolumny przypisanej napięciu węzłowemu

Tablica 7.2. Rozłożenie w równaniach zmodyfikowanej metody węzłowej admitancji węzłowych własnych, admitancji węzłowych wzajemnych oraz admitancji wzajemnych źródeł napięć wyjściowych w zależności od numeru węzła oraz kolumny przypisanej napięciu węzłowemu lub napięciu wyjściowemu wzmacniacza

Tablica 7.3. A – macierzy admitancji, U – macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy, I – prądów źródłowych węzłów do analizy metodą węzłową wzmacniacza różnicowego

Tablica 7.4. A – macierzy admitancji, U – macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy, I – prądów źródłowych węzłów, do analizy przetwornika napięcie-prąd metodą napięć węzłowych

Tablica 7.5. A – macierzy admitancji, U – macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy, I – prądów źródłowych węzłów, do analizy układu umożliwiającego dokładne usunięcie składowej stałej ze zmiennego napięciowego sygnału wejściowego metodą napięć węzłowych

ZAŁĄCZNIKI

Wyniki analizy wybranych układów ze wzmacniaczami, przy wykorzystaniu programu MATLAB i Symbolic Math Toolbox

1. Wyniki analizy układu wg rys. 2.7. Wtórnik napięcia
2. Wyniki analizy układu wg rys. 2.8. Układ wzmacniacza nieodwracającego
3. Wyniki analizy układu wg rys. 2.9. Układ wzmacniacza odwracającego
4. Wyniki analizy układu wg rys. 2.10. Układ wzmacniacza sumującego odwracającego
5. Wyniki analizy układu wg rys. 2.11. Układ wzmacniacza sumującego nieodwracającego
6. Wyniki analizy układu wg rys. 2.12. Przetwornik różnica prądów-napięcie
7. Wyniki analizy układu wg rys. 2.13. Przetwornik prąd-napięcie
8. Wyniki analizy układu wg rys. 2.15. Prosty wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych
9. Wyniki analizy układu wg rys. 2.16. Wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych o nastawianym wzmocnieniu
10. Wyniki analizy układu wg rys. 2.19. Przetwornik napięcie-prąd
11. Wyniki analizy układu wg rys. 2.20. Przetwornik napięcie-prąd
12. Wyniki analizy układu wg rys. 2.23. Układ proporcjonalny o zmienianym znaku i o nastawianej wartości zakresu proporcjonalności
13. Wyniki analizy układu wg rys. 2.24. Układ inercyjny nieodwracający z nastawną stałą czasową i nastawnym wzmocnieniem
14. Wyniki analizy układu wg rys. 2.25. Układ różniczkowania z inercją
15. Wyniki analizy układu wg rys. 2.27. Układ całkujący wykorzystujący wzmacniacz odwracający

1. Wyniki analizy układu wg rys. 2.7. Wtórnik napięcia

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia: elementy układu wg rys. 2.7 r, napięcie wejściowe: u_{we} , napięcie wyjściowe układu: u_{wy} , elementy wzmacniacza: $ip1$, $ip2$, un , uw .

napięcia węzłów niezależnych, napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: $u1$, uwy .

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły (5)	Kolumna 6 węzły (6)
(1)	$1/r$	0				
(2)	$1/r$	$-1/r$				
(3)						
(4)						
(5)						
(6)						

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych		napięcia	
kolumny			
Kolumna 1		$u1$	
Kolumna 2		uwy	
Kolumna 3			
Kolumna 4			
Kolumna 5			
Kolumna 6			

Tabela I prądów źródłowych węzłów		prądy	
węzły			
(1)		$-ip1-un/r+uwe/r$	
(2)		$-ip2$	
(3)			
(4)			
(5)			
(6)			

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```
syms r ip1 ip2 un uwe u1 uwy
```

```
U=[u1; uwy]
```

```
U =
```

```
[ u1]
```

```
[ uwy]
```

```
I=[-ip1-un/r+uwe/r; -ip2]
```

```
I =
```

```
[ -ip1-un/r+uwe/r]
```

```
[ -ip2]
```

```
G=[1/r 0; 1/r (-1)/r]
```

```
G =
```

```
[ 1/r, 0]
```

```
[ 1/r, -1/r]
```

```

inv(s)
ans =
[ r, 0]
[ r, -r]
U=inv(G)*I
U =
[ r*(-ip1-un/r+uwe/r)]
[ r*(-ip1-un/r+uwe/r)+r*ip2]
uyf=U(2)
uyf =
r*(-ip1-un/r+uwe/r)+r*ip2

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone u_{wy} opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $u_n=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip_1=ip_2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.7.

2. Wyniki analizy układu wg rys. 2.8. Układ wzmacniacza nieodwracającego

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.8 r1, r2, r3, r4, napięcie wejściowe: uwe, napięcie wyjściowe układu: uwy,

elementy wzmacniacza: ip1, ip2, un, uwy,

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u1, uwy.

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4 węzły(5)	Kolumna 5 węzły(6)	Kolumna 6 węzły(6)
(1)	1/r	0				
(2)	1/r	-r4/r1/(r3+r4)				
(3)						
(4)						
(5)						
(6)						

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

syms r1 r2 r3 r4 ip1 ip2 un uwe u1 uwy

U=[u1, uwy]

U =

[u1

] uwy]

I=[-ip1-un/r1+uwe/r1; -ip2]

I =

[-ip1-un/r1+uwe/r1]

[-ip2]

G=[1/r1 0; 1/r1 (-1)*r4/r1/(r3+r4)]

G =

[1/r1,

0]

[1/r1, -r4/r1/(r3+r4)]

inv(G)

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	-ip1-un/r1+uwe/r1
(2)	-ip2
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u1
Kolumna 2	uwy
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

```

ans =
{
  { r1, 0]
  { r1/r4*(r3+r4), -r1/r4*(r3+r4) ]
  U=Inv(G)*I
  U =
  {
    { r1/r4*(r3+r4)*(-ip1-un/r1+uwe/r1)+r1/r4*(r3+r4)*ip2]
    u1=U(1)
    u1 =
    {
      { r1*(-ip1-un/r1+uwe/r1)
      uwy=U(2)
      uwy =
      {
        { r1/r4*(r3+r4)*(-ip1-un/r1+uwe/r1)+r1/r4*(r3+r4)*ip2

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone uwy opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.8.

3. Wyniki analizy układu wg rys. 2.9. Układ wzmacniacza odwracającego

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia: elementy układu wg rys. 2.9 r_1 , r_2 , r_s ; napięcie wejściowe: u_{we} ; napięcie wyjściowe układu: u_{wy} ; elementy wzmacniacza: ip_1 , ip_2 , un , uwy .

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_1 , u_{wy} .

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły(5)	Kolumna 6 węzły(6)
(1)	$1/r_1/r_s*(r_1+r_s)$	0				
(2)	$1/r_1/r_s*(r_1+r_s)$	$-1/r_s$				
(3)						
(4)						
(5)						
(6)						

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```
syms r1 r2 rs ip1 ip2 un uwe u1 uwy
```

```
x2=x1*rs/(r1+rs)
```

```
r2 =
```

```
x1*rs/(r1+rs)
```

```
U=[ u1; uwy]
```

```
U =
```

```
[ u1]
```

```
[ uwy]
```

```
I=[-ip1-un/r1; -ip2+uwe/r1]
```

```
I =
```

```
[ -ip1-un/r1/rs*(r1+rs) ]
```

```
[ -ip2+uwe/r1 ]
```

```
G=[ 1/x2 0; 1/x2 (-1)/rs]
```

```
G =
```

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-ip_1-un/r_1/rs*(r_1+rs)$
(2)	$-ip_2+uwe/r_1$
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_1
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

```

[ 1/r1/rs*(r1+rs),      0]
[ 1/r1/rs*(r1+rs),      -1/rs]
inv(G) ,
ans =
[ r1*rs/(r1+rs),      0]
[      rs,            -rs]
U=inv(G)*I
U =
[      r1*rs/(r1+rs)*(-ip1-un/r1/rs*(r1+rs))]
[ rs*(-ip1-un/r1/rs*(r1+rs))-rs*(-ip2+uwe/r1)]
u1=U(1)
u1 =
r1*rs/(r1+rs)*(-ip1-un/r1/rs*(r1+rs))
uwy=U(2)
uwy =
rs*(-ip1-un/r1/rs*(r1+rs))-rs*(-ip2+uwe/r1)

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone u_{wy} opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $u_n=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip_1=ip_2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.9.

4. Wyniki analizy układu wg rys. 2.10. Układ wzmacniacza sumującego odwracającego

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia: elementy układu wg rys. 2.10 r_a , r_b , r_c , r_{ab} , r_{abcs} , r_s napięcie wejściowe: u_a , u_b , u_c , napięcie wyjściowe układu: u_{wy} , elementy wzmacniacza: i_{p1} , i_{p2} , u_n , u_{wy} .

Napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_1 , u_{wy} . Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniacza oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniacza						
Kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły(5)	Kolumna 6 węzły(6)
(1)	$1/r_{abcs}$	0				
(2)	$1/r_{abcs}$	$-1/r_s$				
(3)						
(4)						
(5)						
(6)						

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

$s_{yms} \ r_a \ r_b \ r_c \ r_{ab} \ r_{abcs} \ r_s \ i_{p1} \ i_{p2} \ u_n \ u_a \ u_b \ u_c \ u_1 \ u_{wy}$

$U = [u_1; u_{wy}]$

$I = [i_{p1}; i_{p2}]$

$I = [-i_{p1} - u_n / r_{abcs}; -i_{p2} + u_a / r_a + u_b / r_b + u_c / r_c]$

$G = [-i_{p1} - u_n / r_{abcs}; -i_{p2} + u_a / r_a + u_b / r_b + u_c / r_c]$

$G = [1/r_{abcs} \ 0; 1/r_{abcs} \ (-1)/r_s]$

$G = [1/r_{abcs} \ 0; 1/r_{abcs} \ (-1)/r_s]$

$G = [1/r_{abcs} \ 0; 1/r_{abcs} \ (-1)/r_s]$

$inv(G)$

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_1
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-i_{p1} - u_n / r_{abcs}$
(2)	$-i_{p2} + u_a / r_a + u_b / r_b + u_c / r_c$
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

```

ans =
[ rabcs, 0]
[ rs, -rs]
U=inv(G)*I
U =
[ rabcs*(-ip1-un/rabcs)]
[ rs*(-ip1-un/rabcs)-rs*(-ip2+ua/ra+ub/rb+uc/rc)]
u1=U(1)
u1 =
rabcs*(-ip1-un/rabcs)
uwy=U(2)
uwy =
rs*(-ip1-un/rabcs)-rs*(-ip2+ua/ra+ub/rb+uc/rc)

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone u_{wy} opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $u_n=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.10.

5. Wyniki analizy układu wg rys. 2.11. Układ wzmacniacza sumującego nieodwracającego

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródła napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.11 r_a , r_b , r_c , r_{abc} , r_s napięcie wejściowe: u_a , u_b , u_c , napięcie wyjściowe: u_l , u_{wy} .

elementy wzmacniacza: $ip1$, $ip2$, un , uw .

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_l , u_{wy} .

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości; do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy					
kolumny \ węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły(5)
(1)	1/rabc	0			
(2)	1/rabc	-1/rabc			
(3)					
(4)					
(5)					
(6)					

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

$syms\ ra\ rb\ rc\ rabc\ rabcs\ rs\ ip1\ ip2\ un\ ua\ ub\ uc\ ul\ uwy$

$U=[\ ul;\ uwy]$

$U =$

$\{ \ ul;\}$

$\{ \ uwy;\}$

$I=[\ -ip1-un/rs+ua/ra-un/ra+ub/rb-un/rb+uc/rc-un/rc;\ -ip2]$

$I =$

$\{ \ -ip1-un/rs+ua/ra-un/ra+ub/rb-un/rb+uc/rc-un/rc;\$

$\ -ip2;\}$

$G=[\ 1/rabc\ 0;\ 1/rabc\ (-1)/rabcs]$

$G =$

$\{ \ 1/rabc,\ 0;\}$

$\{ \ 1/rabc,\ -1/rabcs;\}$

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_l
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-ip1-un/rs+ua/ra$ $-un/ra+ub/rb$ $-un/rb+uc/rc-un/rc$
(2)	$-ip2$
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

```

inv(G)
ans =
[ rabcs, 0]
[ rabcs, -rabcs]
U=inv(G)*I
U =
[ rabcs*(-ipl-un/rs+ua/ra-un/ra+ub/rb-un/rb+uc/rc-un/rc)]
[ rabcs*(-ipl-un/rs+ua/ra-un/ra+ub/rb-un/rb+uc/rc-un/rc)+rabcs*ip2]
ui=U(1)
ui =
rabcs*(-ipl-un/rs+ua/ra-un/ra+ub/rb-un/rb+uc/rc-un/rc)
uwy=U(2)
uwy =
rabcs*(-ipl-un/rs+ua/ra-un/ra+ub/rb-un/rb+uc/rc-un/rc)+rabcs*ip2

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone u_{wy} opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $u_n=0$, pominięciu prądów polaryzacji $i_{p1}=i_{p2}=0$ otrzymujemy się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.11.

6. Wyniki analizy układu wg rys. 2.12. Przetwornik różnica prądów-napięcie

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.12 rs, prądy wejściowe: i_1, i_2 , napięcie wyjściowe układu: u_{wy} , elementy wzmacniacza: $i_{p1}, i_{p2}, u_n, u_{wy}$,

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_1, u_{wy} .

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych włączonych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
Kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły(5)	Kolumna 6 węzły(6)
(1)	$1/rs$	0				
(2)	$1/rs$	$-1/rs$				
(3)						
(4)						
(5)						
(6)						

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_1
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-i_{p1}-u_n/rs+i_1$
(2)	$-i_{p2}+i_2$
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Po otworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```
syms rs ip1 ip2 un i1 i2 u1 uwy
```

```
U=[ u1; uwy]
```

```
I=[ -ip1-un/rs+i1; -ip2+i2]
```

```
G=[ 1/rs 0; 1/rs (-1)/rs]
```

```
inv(G)
```

```
U=inv(G)*I
```

```
u1=U(1)
```

```
uwy=U(2)
```

```
U =
```

```
[ u1]
```

```
[ uwy]
```

```
I =
```

```
[ -ip1-un/rs+i1]
```

```
[ -ip2+i2]
```

$$\begin{aligned}
 G &= \begin{bmatrix} 1/rs & 0 \\ 1/rs & -1/rs \end{bmatrix} \\
 ans &= \begin{bmatrix} rs & 0 \\ rs & -rs \end{bmatrix} \\
 U &= \begin{bmatrix} rs*(-ip1-un/rs+il) \\ rs*(-ip1-un/rs+il)-rs*(-ip2+i2) \end{bmatrix} \\
 u1 &= rs*(-ip1-un/rs+il) \\
 uwy &= rs*(-ip1-un/rs+il)-rs*(-ip2+i2)
 \end{aligned}$$

Napięcie wyjściowe układu oznaczone uwy opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.12.

7. Wyniki analizy układu wg rys. 2.13. Przetwornik prąd-napięcie

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia: elementy układu wg rys. 2.13 r1, r2, rs, prąd wejściowy: iwe, napięcie wyjściowe układu: uwy, elementy wzmacniacza: ip1, ip2, un, uwy,

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u1, uwy. Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniacza oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy					
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4 węzeł (5)	Kolumna 6 węzeł (6)
(1)	1/r2	0			
(2)	1/r2	-1/rs			
(3)					
(4)					
(5)					
(6)					

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u1
Kolumna 2	uwy
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	-ip1-un/r2+iwe
(2)	-ip2-iwe
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```

syms r1 x2 rs ip1 ip2 un iwe u1 uwy
r2=r1*rs/(r1+rs)
U=[ u1; uwy]
I=[-ip1-un/x2+iwe; -ip2-iwe]
G=[ 1/r2 0; 1/r2 (-1)/rs]
inv(G)
U=inv(G)*I
u1=U(1)
uwy=U(2)

```

r2 =
r1*rs/(r1+rs)

U =

```

( ul)
( uwy)
I =
( -ip1-un/rl/rs*(rl+rs)+iwe)
( -ip2-iwe)
G =
( 1/rl/rs*(rl+rs), 0)
( 1/rl/rs*(rl+rs), -1/rs)
ans =
( rl*rs/(rl+rs), 0)
( rs, -rs)
U =
( rl*rs/(rl+rs)*(-ip1-un/rl/rs*(rl+rs)+iwe)
( rs*(-ip1-un/rl/rs*(rl+rs)+iwe)-rs*(-ip2-iwe))
ul =
rl*rs/(rl+rs)*(-ip1-un/rl/rs*(rl+rs)+iwe)
uwy =
rs*(-ip1-un/rl/rs*(rl+rs)+iwe)-rs*(-ip2-iwe)

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone uwy opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.13.

8. Wyniki analizy układu wg rys. 2.15. Prosty wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.15 r_1, r_2, r_{s1}, r_{s2} , napięcia wyjściowe: u_{w1}, u_{w2} , napięcie wyjściowe układu: u_{wy} ,

elementy wzmacniacza: $i_{p1}, i_{p2}, u_n, u_{wy}$,

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_1, u_{wy} .

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły(5)	Kolumna 6 węzły(6)
(1)	$(r_1+r_{s1})/r_1/r_{s1}$	0				
(2)	$(r_2+r_{s2})/r_2/r_{s2}$	$-1/r_{s2}$				
(3)						
(4)						
(5)						
(6)						

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_1
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-i_{p1}-u_n/r_{s1}$ $-u_n/r_1+u_{w1}/r_1$
(2)	$-i_{p2}+u_{w2}/r_2$
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```
syms r1 r2 rs1 rs2 ip1 ip2 un uwe1 uwe2 u1 uwy
U=[u1; uwy]
I=[-ip1-un/rs1-un/r1+uwe1/r1; (-1)*ip2+uwe2/rs2]
G=[(r1+rs1)/r1/rs1 0; (r2+rs2)/r2/rs2 (-1)/rs2]
inv(G)
U=inv(G)*I
u1=U(1)
uwy=U(2)
U =
[ u1 ]
[ uwy ]
I =
[ -ip1-un/rs1-un/r1+uwe1/r1 ]
[ -ip2+uwe2/rs2 ]
```

$$\begin{aligned}
 G &= \begin{bmatrix} (r1+rs1)/r1/rs1, & 0] \\ [(r2+rs2)/r2/rs2, & -1/rs2] \end{bmatrix} \\
 \text{inv}(G) &= \\
 \text{ans} &= \\
 [& -1/(r1+rs1)*r1*rs1, & 0] \\
 [& (r2+rs2)/r2/(r1+rs1)*r1*rs1, & -rs2] \\
 U &= \text{inv}(G)*I \\
 U &= \\
 [& 1/(r1+rs1)*r1*rs1*(-ip1-un/rs1-un/r1+uwe1/r1)] \\
 [& (r2+rs2)/r2/(r1+rs1)*r1*rs1*(-ip1-un/rs1-un/r1+uwe1/r1)-rs2*(-ip2+uwe2/r2)] \\
 \cdot ul &= \\
 1/(r1+rs1)*r1*rs1*(-ip1-un/rs1-un/r1+uwe1/r1) & \\
 : uwy &= \\
 (r2+rs2)/r2/(r1+rs1)*r1*rs1*(-ip1-un/rs1-un/r1+uwe1/r1)-rs2*(-ip2+uwe2/r2) & \\
 jeżeli $(2+rs2)/r2=(r1+rs1)/r1$ to $rs1/r1=rs2/r2$ & \\
 uwy &= \\
 rs1*(-ip1-un/rs1-un/r1+uwe1/r1)-rs1*(-ip2+uwe2/r1) &
 \end{aligned}$$

Napięcie wyjściowe układu oznaczone uwy opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.15.

9. Wyniki analizy układu wg rys. 2.16. Wzmocniacz różnicowy sygnałów napięciowych o nastawianym wzmocnieniu

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.16 r_1, r_s, k , napięcia wejściowe: u_{w1}, u_{w2} , napięcie wyjściowe układu: u_{wy} .

elementy wzmacniacza: $i_{p1}, i_{p2}, u_n, u_{w1}$.

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_1, u_3, u_4, u_{wy} .

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli 1 prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3 węzły(3)(4)	Kolumna 4	Kolumna 5 węzły (5)	Kolumna 6 węzły (6)
(1)	$1/r_1 + 1/r_s$	0	x	y	0	$-1/r_s$
(2)	$1/r_1 + 1/r_s$	0	x	y	$-1/r_s$	0
(3)	$-1/r_s$	$-1/r_s$	x	y	$2/r_s + 1/k/r_s$	$-1/k/r_s$
(4)	$-1/r_s$	0	x	y	$-1/k/r_s$	$2/r_s + 1/k/r_s$
(5)						
(6)						

Uwaga: znak „x” lub „y” oznacza, że kolumna nie występuje, a dalsza kolejna występująca kolumna przejmie numerację tej kolumny

Po otworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

syms $r_1 r_s k i_{p1} i_{p2} u_n u_{w1} u_{w2} u_1 u_3 u_4 u_{wy}$

$U = [u_1, u_{wy}, u_3, u_4]$

$U =$

[u_1]

[u_{wy}]

[u_3]

[u_4]

$I = [u_{w1}/r_1 - i_{p1} - u_n/r_1 - u_n/r_s; u_{w2}/r_1 - i_{p2}; 0; u_n/r_s]$

$I =$

[$u_{w1}/r_1 - i_{p1} - u_n/r_1 - u_n/r_s$]

[$u_{w2}/r_1 - i_{p2}$]

[0]

[u_n/r_s]

$G = [1/r_1 + 1/r_s \ 0 \ 0 \ (-1)/r_s; \ 1/r_1 + 1/r_s \ 0 \ (-1)/r_s \ 0; \ (-1)/r_s \ 2/r_s + 1/k/r_s \ (-1)/k/r_s; \ (-1)/r_s \ 0 \ (-1)/k/r_s \ 2/r_s + 1/k/r_s]$

Tabela 1 prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-i_{p1} - u_n/r_s$
(2)	$-i_{p2} + u_{w2}/r_1$
(3)	0
(4)	u_n/r_s
(5)	
(6)	

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_1
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	u_3
Kolumna 6	u_4

```

G =
[ 1/r1+1/rs, 0, -1/rs]
[ 1/r1+1/rs, 0, 0]
[ -1/rs, -1/rs, -1/k/rs]
[ -1/rs, 0, -1/k/rs, 2/rs+1/k/rs]

inv(G)
ans =
[ rs*(2*k+1)*r1/k/(2*rs+r1), -rs/k/(2*rs+r1)*r1, 0, rs/(2*rs+r1)*r1]
[ 2*rs*(k+1)/k, -2*rs*(k+1)/k, -rs, rs]
[ (rs+r1)*rs*(2*k+1)/k/(2*rs+r1), -(2*k*rs+rs+r1*k+r1)*rs/k/(2*rs+r1), 0, rs+r1)*rs/(2*rs+r1)]
[ (rs+r1*r1*k)*rs/k/(2*rs+r1), -(rs+r1)*rs/k/(2*rs+r1), 0, (rs+r1)*rs/(2*rs+r1)]

U=inv(G)*I
U =
[ rs*(2*k+1)*r1/k/(2*rs+r1)*(uvel/r1-ipl-un/r1-un/rs)-rs/k/(2*rs+r1)*r1*(uwe2/r1-
ip2)+1/(2*rs+r1)*r1*un]
[ 2*rs*(k+1)/k*(uwe2/r1-ip2)+un]
[ (rs+r1)*rs*(2*k+1)/k/(2*rs+r1)*(uvel/r1-ipl-un/r1-un/rs)-(2*k*rs+rs+r1*k+r1)*rs/k/(2*rs+r1)*(uwe2/r1-
ip2)+(rs+r1)/(2*rs+r1)*un]
[ (rs+r1*r1*k)*rs/k/(2*rs+r1)*(uvel/r1-ipl-un/rs)-(rs+r1)*rs/k/(2*rs+r1)*(uwe2/r1-
ip2)+(rs+r1)/(2*rs+r1)*un]
[ u1=U(1)
u1 =
rs*(2*k+1)*r1/k/(2*rs+r1)*(uvel/r1-ipl-un/r1-un/rs)-rs/k/(2*rs+r1)*r1*(uwe2/r1-ip2)+1/(2*rs+r1)*r1*un
uwy=U(2)
uwy =
2*rs*(k+1)/k*(uvel/r1-ipl-un/r1-un/rs)-(2*rs*(k+1)/k*(uwe2/r1-ip2)+un]
u3=U(3)
u3 =
(rs+r1)*rs*(2*k+1)/k/(2*rs+r1)*(uvel/r1-ipl-un/r1-un/rs)-(2*k*rs+rs+r1*k+r1)*rs/k/(2*rs+r1)*(uwe2/r1-
ip2)+(rs+r1)/(2*rs+r1)*un
u4=U(4)
u4 =
(rs+r1*r1*k)*rs/k/(2*rs+r1)*(uvel/r1-ipl-un/r1-un/rs)-(rs+r1)*rs/k/(2*rs+r1)*(uwe2/r1-ip2)+(rs+r1)/(2*rs+r1)*un

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone u_{wy} opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ipl=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.16.

10. Wyniki analizy układu wg rys. 2.19. Przetwornik napięcie-prąd

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4 i oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.19 $r_1, r_2, r_1, r_2, r_2=r_1 \cdot r_2/r_1$, ro, napięcia wejściowe: u_{w1}, u_{w2} , prąd wyjściowy przetwornika iwy,

elementy wzmacniacza: $i_{p1}, i_{p2}, u_n, u_{wy}$.

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe wzmacniacza względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_1, u_{wy} .

Zależność $r_2=r_1 \cdot r_2/r_1$ wynika z warunku $\delta=0$ niezależności prądu wyjściowego iwy od napięcia na wyjściu uo opisanego równaniem (2.12) w rozdziale 2.

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy						
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3	Kolumna 4	Kolumna 5	Kolumna 6
(1)	$1/r_1 + 1/r_2 + 1/r_0$	$-1/r_1$				
(2)	$1/r_2 + 1/r_1 + 1/r_2$	$-1/r_1 + 1/r_2$				
(3)						
(4)						
(5)						
(6)						

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

$syms\ x1\ x2\ r_1\ r_0\ ip1\ ip2\ un\ u_{w1}\ u_{w2}\ u_1\ u_{wy}$

$U=[u_1; u_{wy}]$

$I=[-ip1-un/r_1-un/r_1-un/r_1-un/r_0+u_{w1}/r_1; -ip2+u_{w2}/r_2]$

$U =$

$[\quad u_1]$

$[\quad u_{wy}]$

$I =$

$[\quad -ip1-un/r_1-un/r_1-un/r_0+u_{w1}/r_1]$

$[\quad -ip2+u_{w2}/r_2]$

$G=[1/r_1+1/r_1+1/r_0 \quad 1/r_1*(-1); \quad 1/r_2+1/r_1+1/r_1/r_2 \quad 1/r_1/r_2*(-1)]$

$G =$

$[\quad 1/r_1+1/r_1+1/r_0, \quad -1/r_1]$

$[\quad 1/r_2+1/r_1/r_1/r_2, \quad -1/r_1/r_1/r_2]$

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_1
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-ip1-un/r_1$
(2)	$-un/r_1-un/r_0+u_{w1}/r_1$
(3)	$-ip2+u_{w2}/r_1$
(4)	
(5)	
(6)	

```

inv(G)
ans =
[
[
(ro, -1/r1*ro*r2)
(rs1+rl)*ro/r1, -(rs1*ro+r1*ro+r1*rs1)*r2/r1^2]
]
]
u=inv(G)*I

0 =
[
[
ro*(-ip1-un/r1-un/rs1-un/ro+uvel/r1)-1/r1*ro*r2*(-ip2+uwe2/r2)]
[
(rs1+rl)*ro/r1*(-ip1-un/r1-un/rs1-un/ro+uvel/r1)-(rs1*ro+r1*ro+r1*rs1)*r2/r1^2*(-ip2+uwe2/r2)]
]
]
u1=u(1)
u1 =
ro*(-ip1-un/r1-un/rs1-un/ro+uvel/r1)-1/r1*ro*r2*(-ip2+uwe2/r2)
iwy=u1/ro
iwy =
[(-ip1-un/r1-un/rs1-un/ro+uvel/r1)-1/r1*r2*(-ip2+uwe2/r2)]

```

Prąd wyjściowy przetwornika oznaczony iwy opisany jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.19.

11. Wyniki analizy układu wg rys. 2.20. Przetwornik napięcie-prąd

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.20 r , r_f , r_s , r_o , napięcia wejściowe: u_{w1} , u_{w2} , prąd wyjściowy przetwornika i_{wy} .

elementy wzmacniacza: i_{p1} , i_{p2} , u_n , u_{wy} .

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe wzmacniacza względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u_1 , u_3 , u_{wy} .

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy					
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3	Kolumna 4	Kolumna 5
(1)	$1/r+1/r_f$	0	x	y	-1/rf
(2)	$1/r+1/(r_s+r_f)$	-1/(r_s+r_f)	x	y	0
(3)	-1/rf	-1/r_s	x	y	1/rf+1/r_s+1/r_o
(4)					
(5)					
(6)					

Uwaga znak „x” lub „y” oznacza, że kolumna nie występuje, a dalsza kolejna występująca kolumna przejmując numerację tej kolumny

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

$U=[u_1; u_{wy}; u_3]$

$I=[-i_{p1}-u_n/r-u_n/r_f+u_{w2}/r; -i_{p2}+u_{w2}/r; u_n/r_f]$

$G=[1/r+1/r_f \ 0 \ 1/r_f*(-1); 1/r+1/(r_s+r_f) \ 1/(r_s+r_f)*(-1) \ 0; 1/r_f*(-1) \ 1/r_f+1/r_s+1/r_o]$

$inv(G)$

$U=inv(G)*I$

$u_1=U(1)$

$u_{wy}=U(2)$

$u_3=U(3)$

$i_{wy}=1/r_o*u_3$

$U =$

[u_1]

[u_{wy}]

[u_3]

$I =$

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u_1
Kolumna 2	u_{wy}
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	u_3
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-i_{p1}-u_n/r-u_n/r_f+u_{w2}/r$
(2)	$-i_{p2}+u_{w2}/r$
(3)	u_n/r_f
(4)	
(5)	
(6)	

```

[ -ip1-un/r-un/rf+uwe1/r]
[ -ip2+uwe2/r]
[ un/rf]
G =
[ 1/r+1/rf, 0, -1/rf]
[ 1/r+1/(rs+rf), -1/(rs+rf), 0]
[ -1/rf, -1/rs, 1/rf+1/rs+1/ro]
ans =
[ (rs*ro+rf*ro+rf*rs)*r/rs/(rf+r), -1/rs/(rf+r)*r*(rs+rf)*ro,
1/(rf+r)*r*ro]
[ (rs*ro+rf*ro+rf*rs)*(rs+rf+r)/(rf+r)/rs, -(rs*ro+rf*ro+rf*rs+ro+r*rs)/rs/(rf+r)*(rs+rf),
rq*(rs+rf+r)/(rf+r)]
[ 1/rs*(rs+rf)*ro, -1/rs*(rs+rf)*ro,
rol]
U =
[ (rs*ro+rf*ro+rf*rs)*r/rs/(rf+r)*(-ip1-un/r-un/rf+uwe1/r),
1/rs/(rf+r)*r*(rs+rf)*ro*(-ip2+uwe2/r)+1/(rf+r)*r*ro*un/rf]
[ (rs*ro+rf*ro+rf*rs)*(rs+rf+r)/(rf+r)/rs*(-ip1-un/r-un/rf+uwe1/r),
(rs*ro+rf*ro+rf*rs+ro+r*rs)/rs/(rf+r)*(rs+rf)*(-ip2+uwe2/r)+ro*(rs+rf)*un/rf]
[ 1/rs*(rs+rf)*ro*(-ip2+uwe2/r)+ro*un/rf]
u1 =
(rs*ro+rf*ro+rf*rs)*r/rs/(rf+r)*(-ip1-un/r-un/rf+uwe1/r)-1/rs/(rf+r)*r*(rs+rf)*ro*(-ip2+uwe2/r)+1/(rf+r)*r*ro*un/rf
uwe =
(rs*ro+rf*ro+rf*rs)*(rs+rf+r)/(rf+r)/rs*(-ip1-un/r-un/rf+uwe1/r)-(rs*ro+rf*ro+rf*rs+ro+r*rs)/rs/(rf+r)*(rs+rf)*(-
ip2+uwe2/r)+ro*(rs+rf+r)/(rf+r)*un/rf
u3 =
1/rs*(rs+rf)*ro*(-ip1-un/r-un/rf+uwe1/r)-1/rs*(rs+rf)*ro*(-ip2+uwe2/r)+ro*un/rf
iwy =
1/ro*(1/rs*(rs+rf)*ro*(-ip1-un/r-un/rf+uwe1/r)-1/rs*(rs+rf)*ro*(-ip2+uwe2/r)+ro*un/rf)
iwy =
(1/rs*(rs+rf)*(-ip1-un/r-un/rf+uwe1/r)-1/rs*(rs+rf)*(-ip2+uwe2/r)+un/rf)

```

Prąd wyjściowy przetwornika oznaczony iwy opisany jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia różnicowania $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.20.

12. Wyniki analizy układu wg rys. 2.23. Układ proporcjonalny o zmienianym znaku i o nastawianej wartości zakresu proporcjonalności Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia: elementy układu wg rys. 2.23 współczynniki a , rp , rl , rs , napięcie wyjściowe y , elementy wzmacniacza: $ip1$, $ip2$, un , y , napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe wzmacniacza względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: $u1$, y . Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy					
kolumny węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3	Kolumna 4	Kolumna 5 Kolumna 6
(1)	$1/a/rp + 1/(1-a)/rp$	0			
(2)	$1/rs + 1/rl$	$-1/rs$			
(3)					
(4)					
(5)					
(6)					

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	$u1$
Kolumna 2	y
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-ip1 - un/a/rp - un/(1-a)/rp + x/(1-a)/rp$
(2)	$-ip2 + x/rl$
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Po otworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```

syms a rp rl rs ip1 ip2 un x y u1
U={u1, y}
I=(-ip1-un/a/rp+(x-un)/(1-a)/rp; -ip2+x/rl)
G=[1/a/rp+1/(1-a)/rp 0; 1/rs+1/rl 1/rs*(-1)]
inv(G)
U=inv(G)*I
u1=U(1)
y=U(2)

U =
[ u1 ]
[ y ]
I =

```

$$\begin{aligned}
 & \{ -ip1-un/a/rp+(x-un)/(1-a)/rp \} \\
 & \{ \quad \quad \quad -ip2+x/r1 \} \\
 G = & \\
 & \{ 1/a/rp+1/(1-a)/rp, \quad 0 \} \\
 & \{ \quad \quad \quad 1/rs+1/r1, \quad -1/rs \} \\
 inv(G) = & \\
 ans = & \\
 & \{ -a*rp*(-1+a), \quad 0 \} \\
 & \{ -(r1+rs)*a*rp*(-1+a)/r1, \quad -rs \} \\
 U = & \\
 & \{ \quad \quad \quad -a*rp*(-1+a)*(-ip1-un/a/rp+(x-un)/(1-a)/rp) \} \\
 & \{ -(r1+rs)*a*rp*(-1+a)/r1*(-ip1-un/a/rp+(x-un)/(1-a)/rp)-rs*(-ip2+x/r1) \} \\
 u1 = & \\
 & -a*rp*(-1+a)*(-ip1-un/a/rp+(x-un)/(1-a)/rp) \\
 Y = & \\
 & -(r1+rs)*a*rp*(-1+a)/r1*(-ip1-un/a/rp+(x-un)/(1-a)/rp)-rs*(-ip2+x/r1) \\
 y = & (r1+rs)*a*rp*(1-a)/r1*(-ip1-un/a/rp+(x-un)/(1-a)/rp)-rs*(-ip2+x/r1)
 \end{aligned}$$

Napięcie wyjściowe układu oznaczone y opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $un=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.23.

13. Wyniki analizy układu wg rys. 2.24. Układ inercyjny nieodwracający z nastawną stałą czasową i nastawnym wzmocnieniem

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:
 elementy układu wg rys. 2.24 – współczynniki a , ak , elementy – c , r , $r3$, $r4$, operator transformaty Laplace'a s , napięcie wejściowe xs , napięcie wyjściowe ys , elementy wzmacniacza: $ip1$, $ip2$, un , ys ,
 napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe wzmacniacza względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: $u1$, ys .
 Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy					
kłany węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3	Kolumna 4	Kolumna 5 Kolumna 6
(1)	$sc+1/au/r$	0			
(2)	$1/r4+1/ak/r3$	$-1/ak/r3$			
(3)					
(4)					
(5)					
(6)					

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	$u1$
Kolumna 2	ys
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-ip1/s-un/s/at/r$ $-un*s*c/s+xs/at/r$
(2)	
(3)	$-ip2/s$
(4)	
(5)	
(6)	

Po otworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```

syms s c at ak r r3 r4 ip1 ip2 un xs ys u1
u=[u1; ys]
u =
[ u1]
[ ys]
I=[-ip1/s-un/s/at/r-un*s*c/s+xs/at/r; -ip2/s]
I =
[ -ip1/s-un/s/at/r-un*s*c/s+xs/at/r]
[ -ip2/s]
G=[s*c+1/at/r 0; 1/r4+1/ak/r3 1/ak/r3*(-1)]
G =
[ s*c+1/at/r, 0]
[ 1/r4+1/ak/r3, -1/ak/r3]
    
```

```

inv(G)
ans =
[ 1/(s*c*at*r+1)*at*r, 0]
[ (ak*r3+r4)*at*r/r4/(s*c*at*r+1), -ak*r3]
U=inv(G)*I
U =
[ 1/(s*c*at*r+1)*at*r*(-ip1/s-un/s/at/r-un*c+xs/at/r)]
[ (ak*r3+r4)*at*r/r4/(s*c*at*r+1)*(-ip1/s-un/s/at/r-un*c+xs/at/r)+ak*r3*ip2/s]
u1=U(1)
ys=U(2)
u1 =
1/(s*c*at*r+1)*at*r*(-ip1/s-un/s/at/r-un*c+xs/at/r)
ys =
(ak*r3+r4)*at*r/r4/(s*c*at*r+1)*(-ip1/s-un/s/at/r-un*c+xs/at/r)+ak*r3*ip2/s

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone y_s opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $u_n=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip1=ip2=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.24.

14. Wyniki analizy układu wg rys. 2.25. Układ różniczkowania z inercją

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.25 c1, r1, r2, operator transformaty Laplace'a s, napięcie wyjściowe xs, napięcie wyjściowe ys,

elementy wzmacniacza ip1, ip2, un, ys,

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe wzmacniacza względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u1, ys.

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy					
kolumny , węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3	Kolumna 4	Kolumna 5 Kolumna 6
(1)	1/r2	0			
(2)	1/r2+1/(r1+1/s/c1)	-1/r2			
(3)					
(4)					
(5)					
(6)					

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

```

syms s c1 r1 r2 ip1 ip2 un xs ys u1
U=[u1; ys]
U =
[ u1]
[ ys]
I=[-ip1/s-un/s/r2; -ip2/s+xs/(r1+1/s/c1)]
I =
[ -ip1/s-un/s/r2]
[ -ip2/s+xs/(r1+1/s/c1)]
G=[1/r2 0; 1/r2+1/(r1+1/s/c1) 1/r2*(-1)]
G =
[ 1/r2, 0]
[ 1/r2+1/(r1+1/s/c1), -1/r2]

```

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	-ip1/s-un/s/r2
(2)	-ip2/s+xs/(r1+1/s/c1)
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u1
Kolumna 2	ys
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

```

inv(G)
ans =
[      0]
[      -r2]

U=inv(G)*I
u1=U(1)
ys=U(2)
U =
[      r2*(-ip1/s-un/s/r2)]
[ (r1*s*cl+1+s*cl*r2)*r2/(r1*s*cl+1)*(-ip1/s-un/s/r2)-r2*(-ip2/s+xs/(r1+1/s/cl))]-
u1 =
r2*(-ip1/s-un/s/r2)
r2*(-ip1/s-un/s/r2)
ys =
(r1*s*cl+1+s*cl*r2)*r2/(r1*s*cl+1)*(-ip1/s-un/s/r2)-r2*(-ip2/s+xs/(r1+1/s/cl))

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone y_s opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $u_n=0$, pominięciu prądów polaryzacji $i_{p1}=i_{p2}=0$ otrzymuje się dokładnie wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.25.

15. Wyniki analizy układu wg rys. 2.27. Układ całkujący wykorzystujący wzmacniacz odwracający

Po zastosowaniu schematu zastępczego według rys. 4.1 oraz dokonaniu odpowiednich przekształceń źródeł napięciowych na źródła prądowe utworzono schemat zastępczy obwodu. Przyjęto do analizy obwodu pod programem MATLAB następujące oznaczenia:

elementy układu wg rys. 2.27 c, r1, operator transformaty Laplace'a s, napięcie wejściowe: xs, napięcie wyjściowe ys.

elementy wzmacniacza: ip1, ip2, un, ys.

napięcia węzłów niezależnych i napięcie wyjściowe wzmacniacza względem węzła odniesienia – wspólnego punktu sygnałowego: u1, ys.

Na podstawie utworzonego schematu zastępczego obwodu wpisano odpowiednie wielkości: do tabeli A macierzy admittancji, do tabeli U macierzy napięć węzłowych i napięć wyjściowych wzmacniaczy oraz do tabeli I prądów źródłowych węzłów.

Tabela A admittancji węzłowych własnych i wzajemnych, admittancji węzłowych wzajemnych oraz admittancji wzajemnych napięć wyjściowych wzmacniaczy					
kolumny \ węzły	Kolumna 1 węzły(1)(2)	Kolumna 2	Kolumna 3	Kolumna 4	Kolumna 5 Kolumna 6
(1)	1/r1	0			
(2)	1/r1+sc	-sc			
(3)					
(4)					
(5)					
(6)					

Po utworzeniu programu MATLAB zawierającego Symbolic Math Toolbox wykonano podane niżej przeliczenia

$\text{sym} \text{'s' r1 c ip1 ip2 un xs ys u1}$

$U=[u1; ys]$

$U =$

$[u1]$

$[ys]$

$I=[-ip1/s-un/s/r1; -ip2/s+xs/r1]$

$I =$

$[-ip1/s-un/s/r1]$

$[-ip2/s+xs/r1]$

$G=[1/r1 \ 0; 1/r1+s*c \ s*c*(-1)]$

$G =$

$[1/r1, \ 0]$

$[1/r1+s*c, \ -s*c]$

Tabela I prądów źródłowych węzłów	
węzły	prądy
(1)	$-ip1/s-un/s/r1$
(2)	$-ip2/s+xs/r1$
(3)	
(4)	
(5)	
(6)	

Tabela U napięć węzłowych i napięć wyjściowych	
kolumny	napięcia
Kolumna 1	u1
Kolumna 2	ys
Kolumna 3	
Kolumna 4	
Kolumna 5	
Kolumna 6	

```

inv(G)
ans =
[
    r1,
    (1+s*c*r1)/s/c,
    0]
    -1/s/c]
U=inv(G)*I
U =
[
    r1*(-ip1/s-un/s/r1)]
    (1+s*c*r1)/s/c*(-ip1/s-un/s/r1)-1/s/c*(-ip2/s+xs/r1)]
u1=U(1)
ys=U(2)
u1 =
r1*(-ip1/s-un/s/r1)
ys =
(1+s*c*r1)/s/c*(-ip1/s-un/s/r1)-1/s/c*(-ip2/s+xs/r1)

```

Napięcie wyjściowe układu oznaczone y_s opisane jest podanym wyżej wzorem. Nietrudno zauważyć, że przy pominięciu napięcia niezrównoważenia $u_n=0$, pominięciu prądów polaryzacji $ip_1=ip_2=0$ otrzymany wzór opisujący układ, podany jako wzór przybliżony na rys. 2.27.