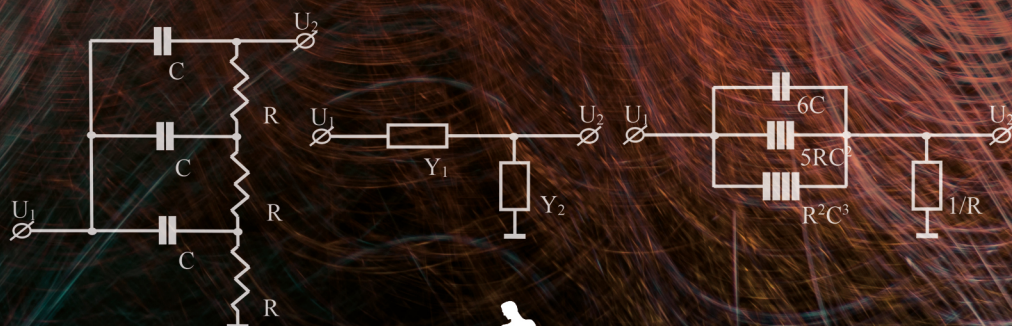


Lech Tomawski Iwona Mróz

Elektroniczne analogi superpojemności (FDNC) i superindukcyjności (FDNR)



**Elektroniczne analogi superpojemności (FDNC)
i superindukcyjności (FDNR)**



Lech Tomawski
Iwona Mróz

Elektroniczne analogi superpojemności (FDNC) i superindukcyjności (FDNR)

WYDAWNICTWO UNIwersYTETU WROCLAWSKIEGO
WROCLAW 2026

Lech Tomawski, Iwona Mróz

Elektroniczne analogi superpojemności (FDNC) i superindukcyjności (FDNR)

Recenzent: Henryk Duda

Redakcja: Hubert Kaźmierski

Skład i łamanie: Adam Dębski

Opracowanie graficzne okładki: Małgorzata Szalyga

Projekt layoutu i okładki na podstawie projektu makiety Grupy Projektor

Ilustracja na okładce: freepik.com

Schematy przedstawione na okładce zostały narysowane przez Lecha Tomawskiego i Iwonę Mróz. Schemat z lewej strony powstał na podstawie schematu opublikowanego w: I. Hickman, *Gain from passives?*, „Electronics World”, nr 1727, s. 842–845, Nov 1996.

© Uniwersytet Wrocławski 2026

<https://doi.org/10.19195/978-83-68619-62-1>

Projekt dofinansowany ze środków budżetu państwa, przyznanych przez Ministra Nauki w ramach programu „Dokształca nauka II”



Ministerstwo Nauki
i Szkolnictwa Wyższego

Autorzy dziękują National Instruments Poland sp. z o.o.

za wyrażenie zgody na wykorzystanie programów Multisim oraz LabVIEW do badań przedstawionych w niniejszym opracowaniu.

Publikacja udostępniona na licencji Creative Commons Uznanie autorstwa 4.0 (CC BY 4.0).

Pewne prawa zastrzeżone na rzecz Uniwersytetu Wrocławskiego.

Treść licencji jest dostępna pod adresem <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>.



ISBN: 978-83-68619-62-1 (PDF)



Uniwersytet
Wrocławski



Wydawnictwo Uniwersytetu
Wrocławskiego

Wydawnictwo Uniwersytetu Wrocławskiego

ul. F. Joliot-Curie 12, 50-383 Wrocław

tel. 71 375 76 84, e-mail: wydawnictwo@uwr.edu.pl

Spis treści

1. Wprowadzenie	9
2. Elementy układów elektronicznych od rzędu zerowego do trzeciego	17
2.1. Rezystancje, pojemności i indukcyjności	17
2.2. Ujemne rezystancje, ujemne indukcyjności i ujemne pojemności	19
2.3. Dwójniki elektroniczne II rzędu	22
2.4. Dwójniki elektroniczne III rzędu	23
3. Stabilność i obserwowalność zjawisk rezonansowych w układach z dwójnikami II i III rzędu	25
3.1. Stabilność dwójników II i III rzędu	25
3.2. Obserwowalność krzywych rezonansowych w układach dwójników elektronicznych III rzędu	29
4. Wybrane przykłady użycia dwójników II, III i IV rzędu w układach analogowych	33
4.1. Rezonansowe schematy zastępcze	33
4.1.1. Układy RC wzmacniające sygnały elektroniczne	37
4.1.1.1. Układ 3CR	37
4.1.1.2. Układ 3RC	42
4.1.1.3. Układy 4CR i 4RC	45
4.1.2. Wybrane sieci RLC	49
4.1.2.1. Sieć 2RLC	49
4.1.2.2. Sieć 2RCL	53
4.1.2.3. Sieć 2LCR	56
4.2. Rezonansowe schematy zastępcze w znanych układach elektronicznych	60
5. Organizacja badań symulacyjnych	65
5.1. Grupy omawianych układów i ich znakowanie	65
5.2. Liczba układów przewidzianych do badania	69

6. Czynniki wpływające na jakość pracy symulowanych układów	71
6.1. Wpływ strat kondensatorów na stabilność badanych układów	71
6.2. Modyfikacje Wangenheima i Senaniego	73
7. Badania symulacyjne w programie Multisim	79
7.1. Wybrane cechy programu Multisim	80
7.1.1. Funkcjonalności programu Multisim szczególnie odpowiednie dla symulacji elektronicznych dwójników omawianych w niniejszej pracy	81
7.1.1.1. Możliwość wprowadzenia ujemnych wartości rezystancji, pojemności i indukcyjności	81
7.1.1.2. Wyposażenie programu w <i>Interactive Simulation</i>	83
7.1.1.3. Możliwość stosowania podukładów (<i>subcircuits</i>)	85
7.1.1.4. Możliwość stosowania wirtualnej szyny połączeniowej	86
7.1.1.5. Możliwość użycia wzmacniaczy operacyjnych w układzie trój- i pięciozmaciskowym	86
7.1.2. Cechy Multisima dostrzeżone przy symulowaniu układów elektronicznych omawianych w niniejszej pracy, które wymagają szczególnej uwagi	88
7.1.3. Metody analizy układów analogowych w programie Multisim	90
8. Analogi pojemności	95
8.1. Podział analogów pojemności na podgrupy	95
8.2. Wybrane analogi pojemności	96
8.2.1. Podział na trzy grupy ze względu na usytuowanie kondensatora w łańcuchu elementów RC	96
8.2.2. Praca w przedziale dużych częstotliwości przy stałej wartości dobroci	97
8.2.2.1. Obliczanie pojemności i dobroci analogu z symulacji	100
8.2.2.2. Symulacje z użyciem metody <i>Single Frequency AC</i>	100
8.2.2.3. Symulacje z użyciem metody <i>AC Sweep</i>	102
8.2.2.4. Wpływ strat kondensatora na dobroć analogu	104
8.2.2.5. Wyniki symulacji wybranych analogów pojemności	106
8.2.3. Praca w przedziale niskich częstotliwości przy dużych wartościach symulowanych pojemności	112
8.3. Układy niezakwalifikowane jako dobre analogi pojemności	120
8.3.1. Układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia	120
8.3.2. Układy generujące drgania odkształcone	122
8.3.3. Układy oscylujące	124
8.4. Podsumowanie analogów pojemności	124
9. Analogi indukcyjności	127
9.1. Podział analogów indukcyjności na grupy	127
9.2. Wybrane analogi indukcyjności	128

9.2.1. Zakres małych indukcyjności i dużych częstotliwości	129
9.2.2. Zakres małych częstotliwości i dużych indukcyjności	138
9.3. Układy niezakwalifikowane jako wybrane analogi indukcyjności	143
9.3.1. Układy oscylacyjne	143
9.3.2. Układy, w których wzmacniacze operacyjne wchodzą w stan nasycenia	143
9.3.3. Układy generujące drgania odkształcone	145
9.4. Podsumowanie analogów indukcyjności	145
10. Superpojemności — <i>Frequency Dependent Negative Conductances</i>	149
10.1. Podział analogów FDNC na grupy	149
10.2. Wybrane analogi FDNC	152
10.2.1. Zachowanie stałej wartości dobroci obwodu rezonansowego z układem FDNC	152
10.2.2. Wyniki symulacji dobrze pracujących układów FDNC	155
10.3. Pozostałe grupy układów niewyselekcjonowane jako wybrane analogi FDNC	162
10.3.1. Układy, w których wzmacniacze operacyjne wchodzą w stan nasycenia	162
10.3.2. Układy generujące drgania odkształcone	163
10.3.3. Układy o przebiegach wykazujących pewne cechy chaotyczne	164
11. Wybrane zastosowania układów FDNC	167
11.1. Filtry dolnoprzepustowe	167
11.1.1. Filtry według artykułu L.T. Brutona	167
11.1.2. Prosta metoda projektowania bezindukcyjnych filtrów dolnoprzepustowych	170
11.1.3. Przykłady filtrów z różnymi drabinkami	171
11.1.4. Porównanie wyżej wymienionych metod	174
11.2. Filtry środkowoprzepustowe	175
11.3. Podsumowanie układów FDNC i ich zastosowań	182
12. Superindukcyjności — <i>Frequency Dependent Negative Resistances</i>	183
12.1. Ogólna charakterystyka układów FDNR	183
12.2. Podział analogów FDNR na grupy	184
12.3. Wybrane analogi FDNR	185
12.3.1. Szeregowy schemat zastępczy analogu FDNR	185
12.3.2. Indukcyjność pasożytnicza analogu FDNR	186
12.3.2.1. Pomiar indukcyjności pasożytniczej L_s analogu FDNR ...	187
12.3.2.2. Wpływ rezystancji strat kondensatorów na indukcyjność pasożytniczą L_s	188

12.3.2.3. Wpływ koncepcji Wangenheima na indukcyjność pasożytniczą analogu FDNR	189
12.3.2.4. Wpływ koncepcji Senaniego na indukcyjność pasożytniczą analogu FDNR	191
12.3.2.5. Zależność indukcyjności pasożytniczej analogu FDNR od rodzaju WO	193
12.3.3. Równoczesne strojenie obydwu gałęzi obwodu rezonansowego	194
12.3.4. Wyniki symulacji wybranych układów FDNR	195
12.4. Niektóre zastosowania analogów FDNR	199
12.4.1. Oscylatory	199
12.4.1.1. Oscylatory przeznaczone do pracy z kondensatorem o bardzo dużych stratach	205
12.4.2. Mostki rezonansowe z FDNR	210
12.5. Podsumowanie układów FDNR	213
13. Zakończenie	215
13.1. Uwagi porządkowe	215
13.2. Wniosek końcowy	216
Dodatek nr 1	221
Dodatek nr 2	231
Dodatek nr 3	233
Bibliografia	237
Spis ilustracji	241
Spis tabel	249

1. Wprowadzenie

Niniejsza praca dotyczy zagadnień, które można określić jako dość trudne. Wynika to choćby z faktu, że obserwowane w praktyce działania niektórych układów elektronicznych, zgodne z przewidywaniami wynikającymi z modeli matematycznych, nie odnosi się bezpośrednio do znanych pojęć fizycznych. Obwody takie niejednokrotnie nie mają nawet własnej nazwy i określa się je skrótem, na przykład FDNCap, który będzie rozwinięty poniżej. Aby ułatwić Czytelnikom lekturę książki, autorzy podjęli się zadania napisania „przyjaznego” wprowadzenia, które przedstawiają poniżej z pewnym niepokojem i prośbą o wyrozumiałość.

Tytuł pracy nawiązuje do rozdziałów 10–12, w których omówione są elektroniczne dwójniki II rzędu: superpojemności, w światowej literaturze oznaczane jako FDNC (*Frequency Dependent Negative Conductance*) i superindukcyjności – FDNR (*Frequency Dependent Negative Resistance*). We wcześniejszych rozdziałach opracowania omówione są dwójniki I rzędu: elektronicznie wytwarzane pojemności i indukcyjności.

Wszystkie cztery rodzaje dwójników stanowią wspólną grupę układów wywodzących się z uogólnionych konwerterów impedancji (GIC – *Generalised Impedance Converter*). Charakterystyczną cechą wszystkich wyżej wymienionych dwójników jest realizowanie danej funkcji układowej bez parametrów pasożytniczych, o ile w ich konstrukcji zostaną użyte jedynie idealne elementy składowe. Ponadto grupa przedstawionych dwójników może być łatwo rozwijana w kierunku wyższych rzędów.

Praca zawiera dużo wiadomości o obwodach rezonansowych. Ponieważ słowo „rezonans” jest z pewnością częściej używane niż na przykład „superpojemność”, pierwotny tytuł był powiązany z rezonansem. Ale sugerował on pytanie: co można jeszcze powiedzieć ciekawego o obwodzie rezonansowym RLC, już dawno rozpracowanym przez fizyków?

Powszechnie wiadomo, że w obwodzie RLC dochodzi do cyklicznych przemian energii pola elektrycznego w energię pola magnetycznego. Czas pełnego cyklu przemiany zależy od iloczynu pojemności i indukcyjności, a liczbę cykli w czasie jednej sekundy, czyli częstotliwość, wyraża dobrze znany wzór $f = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$. Podwaliny pod teorię drgań elektrycznych położył w XIX wieku William Thomson. Niestety zmarł on w 1907 roku, zanim powstała współczesna elektronika i przez długi czas stan wiedzy o obwodach rezonansowych nie zmienił się istotnie.

Odnajdźmy definicję rezonansu w encyklopedii brytyjskiej [19]. W tłumaczeniu autorów czytamy: „rezonansem nazywamy zjawisko nagłego wzrostu amplitudy drgań ustalonych, gdy częstotliwość źródła wymuszającego zbliża się do jednej z częstotliwości własnych obwodu drgającego”. Zauważmy, że nie ma tu w ogóle mowy o przemianach energetycznych w obwodzie drgającym. Może zatem istnieje więcej obwodów rezonansowych niż znany obwód RLC? Tak właśnie jest, jednakże składniki tych innych obwodów rezonansowych mogą być obecnie realizowane wyłącznie metodami elektronicznymi. Dzieje się tak, ponieważ nie odkryto zjawisk fizycznych, które stanowiłyby bezpośrednią bazę do opracowania elementu elektronicznego II rzędu, na przykład superpojemności. Inaczej było z tradycyjnymi elementami RLC, które mają powiązanie z odpowiednimi zjawiskami fizycznymi.

Powróćmy do znanego obwodu rezonansowego RLC. Załóżmy, że trzy dwójniki (elementy o dwóch zaciskach): R , L i C są połączone równolegle ze sobą i przez inny rezystor $R1$ (o wartości rezystancji wielokrotnie większej niż R) są połączone z elektronicznym generatorem. Drugi koniec równoległego połączenia RLC jest połączony z zaciskiem masy generatora. Napięcie z generatora U_g rozkłada się na rezystor $R1$ i równoległy obwód rezonansowy RLC. Stosunek spadku napięcia na obwodzie rezonansowym U_{obw} do napięcia U_g można zapisać jako: $U_{obw}/U_g = (1/R1)/(1/R1 + 1/R + j\omega C + 1/(j\omega L))$. Ponieważ w mianowniku tego wzoru występuje suma admitancji $j\omega C$ i $-j/(\omega L)$, maksymalny wzrost amplitudy U_{obw} , czyli rezonans zachodzi przy odpowiedniej wartości pulsacji, dla której $\omega C = 1/(\omega L)$. Licznik i mianownik powyższego wzoru są wyrażone w tych samych jednostkach (S, czyli $1/\Omega$). Stąd stosunek U_{obw}/U_g jest liczbą bezwymiarową i jest możliwe pomnożenie licznika i mianownika przez tę samą liczbę. Upraszczając nieco ideę przedstawioną przez Brutona [52] przyjmijmy, że liczbą tą będzie $j\omega$. Wtedy: $U_{obw}/U_g = (j\omega/R1)/(j\omega/R1 + j\omega/R - \omega^2 C + 1/L)$. W mianowniku wystąpiła suma $1/L$ i $-\omega^2 C$, a więc możliwy jest rezonans. Co ciekawe, pojawia się on między tymi składnikami

przetransformowanego obwodu, które przed transformacją odpowiadały pojemności i indukcyjności. Rozważmy, z jakich dwójników składa się nowy obwód. Porównując obydwie wzory na transmitancję U_{obw}/U_g , dostrzegamy formalne podobieństwo konduktancji $1/R$ i $1/R1$ pomnożonych przez $j\omega$ do admitancji pojemnościowych $j\omega C$ (jeżeli C zastąpimy przez $1/R$ lub $1/R1$). Podobnie admitancja $1/(j\omega L)$ przechodzi w konduktancję $1/L$, a admitancja $j\omega C$ w nowy element $-\omega^2 C$, który jest ujemną konduktancją zależną od kwadratu pulsacji. Stąd jego nazwa: *Frequency Dependent Negative Conductance*, w skrócie FDNC, lub krócej, D [42]. Istnieje też polska nazwa — superpojemność, która jest rzadko używana. Zauważmy niezmiernie ważny fakt: rezonans po transformacji zachodzi w obwodzie rezonansowym z elementami: $1/L$ i $-\omega^2 C$. Nie można w tym przypadku mówić o przemianach energetycznych zachodzących dla konduktancji $1/L$ i superpojemności D , ponieważ konduktancja może energię przyjąć, ale nie może jej magazynować ani oddać. Natomiast superpojemność — jako ujemna konduktancja — jest źródłem energii o tyle specyficznym, że przesunięcie fazowe między prądem i napięciem wynosi 180° .

Licznik i mianownik transmitancji U_{obw}/U_g przed transformacją można także pomnożyć przez $1/(j\omega)$. Wówczas odpowiednie wyrażenie po transformacji będzie miało postać:

$U_{obw}/U_g = (1/(j\omega R1))/(1/(j\omega R1) + 1/(j\omega R) + C + 1/(-\omega^2 L))$. W tej sytuacji wyrażenia $1/(j\omega R1)$ i $1/(j\omega R)$ odpowiadają admitancjom indukcyjnościowym, dla których L zastąpiono przez $R1$ i R , pojemność C ma charakter konduktancji, a wyrażenie na admitancję $1/(j\omega L)$ przechodzi w ujemną konduktancję $-1/(\omega^2 L)$. W celu ujednolicenia opisu operuje się w tym przypadku nie konduktancjami, lecz rezystancjami i wtedy powiemy, że rezonans występuje w obwodzie z ujemną rezystancją, zależną od kwadratu pulsacji $-\omega^2 L$ (*Frequency Dependent Negative Resistance*), w skrócie FDNR lub E [42, 54] i rezystancją $1/C$. Polska nazwa E to superindukcyjność. Jest to kolejny przykład obwodu rezonansowego, w którym występują dwójniki, których impedancje (rezystancje) są opisane liczbami rzeczywistymi.

Licznik i mianownik transmitancji U_{obw}/U_g przed transformacją można także pomnożyć przez $(j\omega)^2$, czyli przez: $-\omega^2$. Taki zabieg pozwoli napisać następującą formułę: $U_{obw}/U_g = (-\omega^2/R1)/(-\omega^2/R1 - \omega^2/R - j\omega^3 C - \omega/(jL))$. Odejmowanie w mianowniku, warunkujące rezonans, staje się oczywiste, gdy w ostatnim składniku wskaźnik liczb urojonych j przeniesiemy do licznika. Rezonans występuje w obwodzie z dwójnikami biernymi, podobnie jak w obwodzie RLC, ale dwójnikami

tymi są: dodatnia pojemność I rzędu $1/L$ i ujemna pojemność III rzędu, proporcjonalna do kwadratu pulsacji $-\omega^2 C$. Stąd pochodzi nazwa *Frequency Dependent Negative Capacitance*, w skrócie FDNCap lub F [9, 57].

W przedstawionych dotąd rozważaniach zostało popełnione celowo pewne uproszczenie. Mianowicie przy zapisywaniu transmitancji U_{obw}/U_g stosowano zapis widmowy admitancji dwójników zamiast zapisu operatorowego z wykorzystaniem operatora s . Może to prowadzić do błędnego określania znaku danej admitancji, na przykład dodatnia admitancja operatorowa $s^3 F$ (po uproszczeniu $s = j\omega$) ujawni się jako ujemna admitancja widmowa $-j\omega^3 F$. Z tego powodu nie zmieniono znaków minus na plus w ostatnim przeliczeniu.

Generalnie można mnożyć licznik i mianownik wyjściowej formuły transmitancji przez operator s lub $1/s$ podniesione do dowolnej potęgi, czyli dwójników wyższych rzędów może być nieskończenie wiele. Wydaje się, że zainteresowanie inżynierów i pasjonatów elektroniki mogą wzbudzić głównie te dwójniki, które pojawiają się w wyniku rozłożenia znanych układów elektronicznych na tzw. „rezonansowe schematy zastępcze” [13] lub te, które są możliwe do praktycznego wykonania. W niniejszej pracy omawiane są dwójniki od 0 do IV rzędu. Należy jeszcze wyjaśnić dwie nazwy: FDNInd i FDPCon. F to *Frequency*, D to *Dependent*, N to *Negative*, P — *Positive*, Ind — *Inductance*, Con — *Conductance*.

Pracując nad uporządkowaniem wyżej przedstawionych problemów sformułowaliśmy kilka hipotez badawczych. Dwie najważniejsze brzmią następująco:

1. Warunki powstania zjawiska rezonansu: rezonują dwójniki, które różnią się znakiem, a w ilorazie ich admitancji występuje czynnik ω^2 lub $1/\omega^2$. Hipoteza ta sprawdza się w obszarze dwójników od 0 do IV rzędu.

2. Niemożność zaobserwowania w praktyce dwóch krzywych rezonansowych w obwodzie III rzędu. Ustalono, że w obwodzie zawierającym pojemność ujemną III rzędu F , superpojemność D , pojemność C i konduktancję G (w skrócie w układzie FDCG), iloczyn dobroci rezonansu między pojemnościami i między konduktancjami jest mniejszy od jedności: $Q_{DG} \times Q_{FC} < 1$. Podobna nierówność obowiązuje dla dwóch zjawisk rezonansowych występujących w zbiorze HELR (H — indukcyjność ujemna III rzędu, E — superindukcyjność, L — indukcyjność i R — rezystancja): $Q_{HL} \times Q_{ER} < 1$. Z powyższych nierówności wynika, że w obwodach III rzędu nie jest możliwe obserwowanie w praktyce dwóch krzywych rezonansowych w funkcji częstotliwości, ponieważ ustawienie odpowiednio dużej dobroci (wynoszącej na przykład kilkadziesiąt) dla

jednego z rezonansów spowoduje niemożność zaobserwowania drugiej krzywej ze względu na dobroć znacznie mniejszą od jedności.

Zagadnienia omówione dotychczas, które można zaliczyć do teorii obwodów mogłyby wydać się Czytelnikom dość abstrakcyjne, gdyby nie zostały pokazane możliwości ich praktycznej realizacji. Dalsza część opracowania jest poświęcona układom elektronicznym realizującym analogi pojemności, indukcyjności, superpojemności i superindukcyjności, czyli układom I i II rzędu. Zauważmy, że nie zostały tutaj uwzględnione analogi dwójników III i IV rzędu, mimo że przyjęta do symulacji badana grupa analogów ma jednorodną konstrukcję (jednorodność ta jest widoczna na przykład w podobieństwie częstotliwościowych wykresów sporządzonych dla różnych grup analogów). Nie ma przeciwwskazań do nadrobienia tego braku, jednakże objętość pracy już jest duża. Przyjęta strategia badań zakłada, że analogi wyżej wymienionych dwójników będą systematycznie wyprowadzane z uogólnionych konwerterów impedancji (w skrócie GIC [27]) i badane symulacyjnie przy użyciu programów Multisim (wersje 11.0.2, 13.0.1 i 14.0) oraz LabVIEW 2017 (wersja 17.0). Założono, że przeliczenia analityczne będą traktowane jako pomocnicze w stosunku do symulacji komputerowych. Symulacje obejmą wszystkie układy wynikające z konwerterów GIC, zarówno stabilne, jak i niestabilne. Ponadto, poza wyjątkowymi przypadkami, w symulacjach uwzględniono straty użytych w obwodzie kondensatorów.

Podstawowy schemat konwertera GIC składa się z łańcucha szeregowo połączonych impedancji oznaczonych od Z_1 do Z_5 i dwóch wzmacniaczy operacyjnych. Jeden koniec łańcucha impedancji jest uziemiony, a drugi stanowi „gorący” zacisk dwójnika. Wzmacniacze operacyjne mogą być połączone z impedancjami na 6 różnych sposobów. W podrozdziale 8.1. podano następujący wzór na impedancję konwertera między zaciskiem gorącym a masą: $Z_{we} = Z_1 Z_3 Z_5 / (Z_2 Z_4)$. Jeżeli w miejsce impedancji Z_1 , Z_2 lub Z_3 zostanie wstawiony kondensator, a pozostałe impedancje będą rezystorami, to impedancja wejściowa będzie miała charakter pojemnościowy. Trzy możliwości ustawienia kondensatora i 6 struktur GIC daje 18 różnych analogów pojemności. Liczba ta ulega dalszemu zwiększeniu do 72 sztuk, ponieważ przyjęto założenie badania wszystkich możliwych kombinacji, włącznie z czterema wariantami ustawienia dwóch wejść obydwu wzmacniaczy operacyjnych. Z wyżej wymienionych 72 sztuk potencjalnie możliwych analogów pojemności wybrano, poprzez odpowiednie badania symulacyjne, dwanaście układów pracujących stabilnie. Z tej liczby odrzucono trzy z powodu drobnych niedoskonałości i ostatecznie polecono dziewięć układów jako

dobrze pracujące analogi pojemności w przedziale częstotliwości od Hz do MHz. Następnie zbadano możliwości uzyskania dużych wartości pojemności, zadowalając się pracą przy niskich częstotliwościach. Z dwunastu poprzednio wyselekcjonowanych układów wybrano osiem, uzyskując wartości realizowanej pojemności rzędu dziesiątych części farada.

W przypadku analogów indukcyjności należy włączyć kondensator zamiast impedancji Z_2 lub Z_4 . Wszystkich możliwości uzyskania impedancji wejściowej o charakterze indukcyjnym jest 48. Z tej liczby wyselekcjonowano 16 układów stabilnych. Po odrzuceniu kolejnych czterech, ostatecznie dwanaście zakwalifikowano jako dobre analogi indukcyjności dla zakresu częstotliwości od Hz do MHz. Po zmianie wzmacniaczy operacyjnych i elementów RC przebadano ponownie 16 stabilnych układów pod kątem uzyskania dużych wartości indukcyjności. Uzyskano olbrzymie wartości indukcyjności dochodzące do miliona henrów w pięciu wybranych zestawach przy częstotliwości 100 Hz.

Superpojemność, jako dwójnik II rzędu, wymaga wprowadzenia do łańcucha impedancji dwóch kondensatorów zamiast impedancji Z_1 i Z_3 lub Z_3 i Z_5 , albo Z_1 i Z_5 . Całkowita liczba układów o admitancji wejściowej $Y_{we} = s^2 D$ wynosi 72. Piętnaście z nich okazało się stabilnych, ale ostatecznie wybrano siedem. Przebadano zastosowania superpojemności w filtrach dolnoprzepustowych według artykułu L. Brutona [52] i środkowoprzepustowych według artykułu A. Antoniou [53]. Opracowano prostą metodę projektowania filtrów dolnoprzepustowych.

Superindukcyjność podobnie wymaga dwóch kondensatorów w łańcuchu impedancji. Należy je wstawić w miejsce Z_2 i Z_4 . Stąd wynika liczba 24 układów o impedancji $Z_{we} = s^2 E$. Wybrano pięć układów polecanych do wykorzystania. Szczegółowe badania indukcyjności pasywniejszych układów realizujących superindukcyjność pokazały, że można się spodziewać zastosowania ich w oscylatorach. Opracowano dziesięć oscylatorów z użyciem pięciu analogów superindukcyjności wraz z modyfikacjami opublikowanymi niezależnie od siebie przez dwóch autorów: L. von Wangenheim [28] i R. Senaniego [29]. Ponadto trzy z pięciu wyselekcjonowanych analogów wykorzystano do opracowania nieznanym oscylatorów o niespotykanych możliwościach zastosowań. Drgania w nich wzbudzają się po przekroczeniu nastawionego progu pojemności czujnika o bardzo wielkich stratach, wyrażonych jako $\text{tg}\delta$ rzędu setek, a nawet pojedynczych tysięcy. Takich trudnych warunków nie wytrzymują żadne tradycyjne oscylatory.

W zakończeniu opracowania wykazano, że obwody rezonansowe z rezonującymi elementami czynnymi nie są uzupełnieniem grupy

obwodów z rezonującymi elementami biernymi, lecz stanowią równie liczną i oddzielną grupę obwodów o innych właściwościach.

Praca zawiera trzy dodatki. Pierwszy z nich pokazuje sposób zastosowania aplikacji *MathScript using Riemann Zeta.vi* w programie LabVIEW 2017 do wykreślania transmitancji „rezonansowych schematów zastępczych”. Drugi dodatek zawiera wyprowadzenie równania drgań własnych na przykładzie oscylatora Wiena. W trzecim dodatku omówiono szeregowy i równoległy rezonans z układem FDNC.

Uwaga: wykonano symulacje komputerowe co najmniej 216 obwodów (nie licząc wielu powtórzeń). Przeprowadzenie pomiarów laboratoryjnych tych wszystkich układów pozostawało poza możliwościami autorów. Jednakże, dla pewnej liczby wybranych układów, były wykonywane pilotujące pomiary, których wyniki są zawarte w innych źródłach [7, 9, 47, 49, 54, 57, 58].

2. Elementy układów elektronicznych od rzędu zerowego do trzeciego

2.1. Rezystancje, pojemności i indukcyjności

Najistotniejszą cechą wszystkich trzech elementów R , L , C jest ich związek z czasem. Mianowicie chwilowe wartości napięć i prądów dla elementów R , L i C są funkcjami czasu. W pierwszym odruchu można powiedzieć, że w stosunku do rezystancji stwierdzenie to nie jest prawdziwe, ale w dalszej części rozważań przeanalizujemy rezystancje II rzędu, w których zależność od czasu jest oczywista.

Dla rezystancji chwilowa wartość spadku napięcia na niej wyraża się prostym wzorem:

$$u_r(t) = Ri(t) \quad (2.1)$$

Dla pojemności podobny związek jest zapisany jako:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (2.2)$$

Podobnie dla indukcyjności:

$$u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Te związki odpowiadają na pytanie: co to jest rezystancja, pojemność i indukcyjność? Tradycyjne rozumienie tych pojęć, wynikające z definicji fizycznych, może okazać się zbyt wąskie, co wyraźnie widać na przykładzie indukcyjności. Otóż dawniej fizyczna definicja indukcyjności bazowała na związku dwóch wielkości takich jak strumień indukcji magnetycznej i natężenie prądu, a obecnie istnieje wiele elektronicznych analogów indukcyjności, gdzie nie ma pola magnetycznego. Istnieją także

elektroniczne analogi pojemności i rezystancje wyższych rzędów istotnie zależne od czasu.

Dla harmonicznego prądu $i(t) = Ie^{j\omega t}$ chwilowe wartości napięć na elementach R , L i C wyliczone ze wzorów (2.1)–(2.3) wynoszą:

$$u_R(t) = RIe^{j\omega t} \quad (2.4)$$

$$u_L(t) = j\omega LIe^{j\omega t} \quad (2.5)$$

$$u_C(t) = \frac{1}{j\omega C} Ie^{j\omega t} \quad (2.6)$$

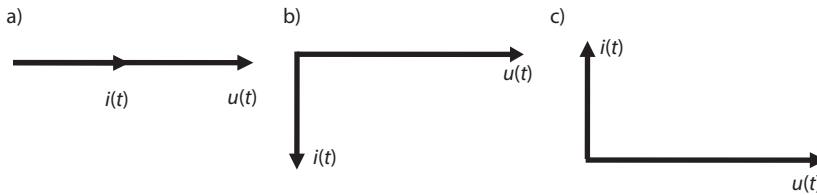
Dzieląc chwilową wartość natężenia prądu przez chwilową wartość napięcia wyliczymy admitancje wyżej wymienionych elementów jako:

$$Y_R = 1/R \quad (2.7)$$

$$Y_L = 1/(j\omega L) \quad (2.8)$$

$$Y_C = j\omega C \quad (2.9)$$

Ponieważ impedancja rezystancji ma jedynie dodatni składnik rzeczywisty kąt fazowy między prądem i napięciem wynosi 0° , natomiast dla indukcyjności kąt ten jest równy -90° , a dla pojemności $+90^\circ$. Ilustrują to wykresy wektorowe pokazane na rys. 2.1.



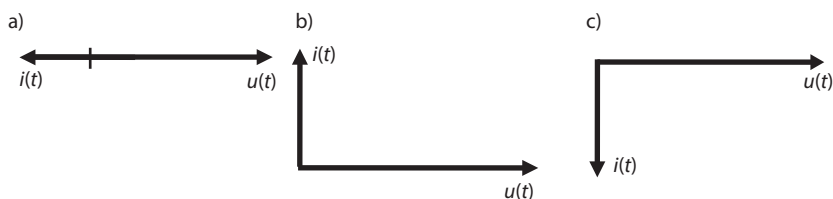
Rys. 2.1. Wykresy wskazowe dla rezystancji — a), dla indukcyjności — b) i dla pojemności — c)

Porównując ze sobą wykresy z rys. 2.1 łatwo można wyciągnąć wniosek, że wytworzenie przesunięcia w fazie o 90° między chwilowymi wartościami napięć i prądów jest możliwe w odpowiednich układach elektronicznych. Stąd można wnioskować, że — aby uzyskać zjawiska analogiczne do tych powodowanych przez indukcyjność i pojemność — wystarczy skonstruować obwód elektroniczny, w którym wytworzy się żądane przesunięcie fazowe. Można realizować analogi indukcyjności i pojemności „elektronicznie”, bez odwoływania się do pola elektrycznego w przypadku pojemności i pola magnetycznego w przypadku indukcyjności. A zatem realizacje indukcyjności i pojemności niekoniecznie muszą bazować na odpowiednich zjawiskach fizycznych, w których występują pola magnetyczne i elektryczne. Można realizować

elektroniczne analogi indukcyjności i pojemności, a także podobne elementy wyższych rzędów, znacznie rozszerzając „listę” podstawowych elementów elektronicznych.

2.2. Ujemne rezystancje, ujemne indukcyjności i ujemne pojemności

Zmieniając na wykresach z rys. 2.1 kierunki prądów na przeciwnie uzyskuje się wykresy wskazowe dla ujemnych rezystancji, ujemnych indukcyjności i ujemnych pojemności. Wykresy te są przedstawione na rys. 2.2.



Rys. 2.2. Wykresy wskazowe dla elementów ujemnych: rezystancji — a), indukcyjności — b) i pojemności — c)

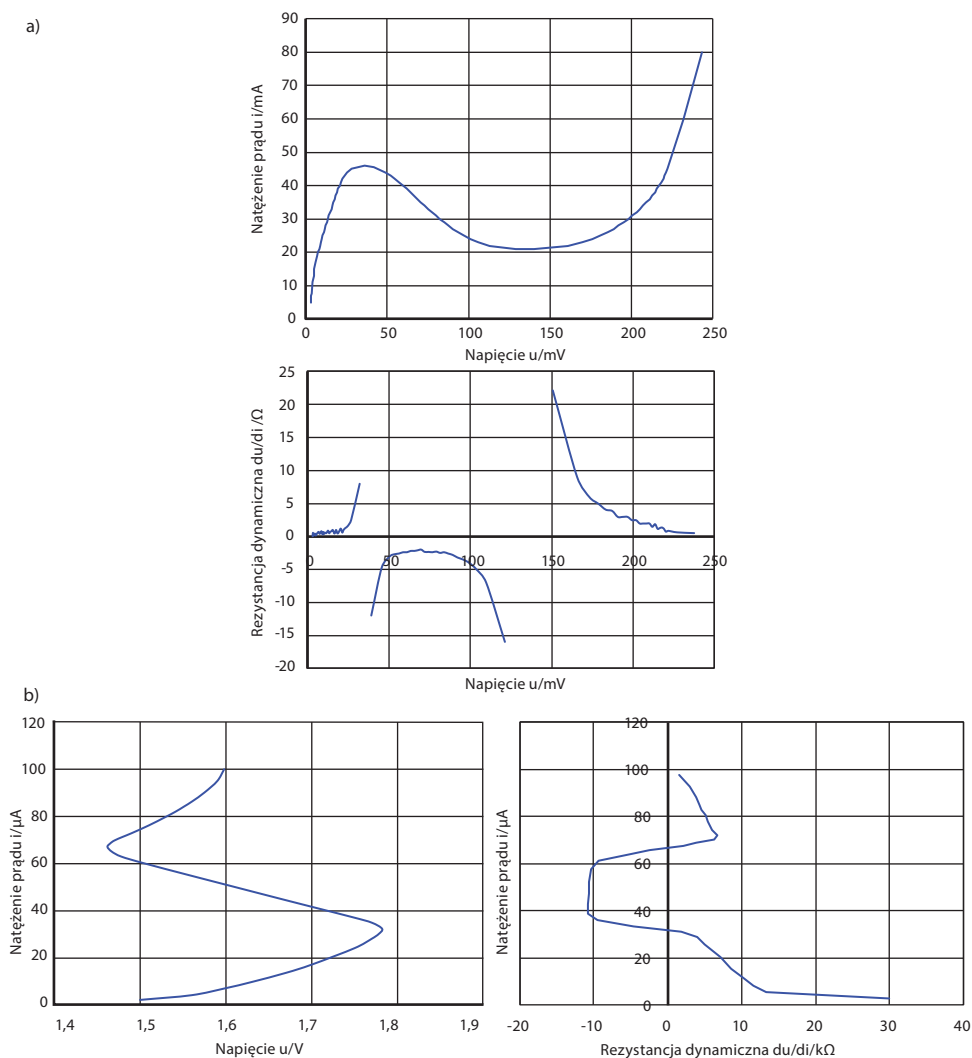
Dla ujemnych rezystancji przesunięcie fazowe wynosi teraz 180° , a dla ujemnych indukcyjności i ujemnych pojemności pozostaje na wartości 90° , przy czym prąd w ujemnej indukcyjności wyprzedza napięcie, a w ujemnej pojemności spóźnia się za napięciem.

Ujemne rezystancje znane są od 1911 roku [1]. Klasycznym elementem z ujemną rezystancją jest dioda tunelowa [1, 3]. Wygodnym sposobem wytwarzania ujemnych rezystancji, ujemnych indukcyjności i ujemnych pojemności jest zastosowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego w aktywnych układach elektronicznych. Według [2] pierwsze prace na ten temat prowadził Crisson.

Podobieństwo wykresów wektorowych dla dodatnich indukcyjności i ujemnych pojemności, a także dla dodatnich pojemności i ujemnych indukcyjności, może prowadzić do nieuzasadnionego wniosku, że dwójniki te nie różnią się od siebie i mogą się wzajemnie zastępować. Nie jest tak, ponieważ w wyrażeniach operatorowych każdy z tych dwójników występuje inaczej i wówczas nie można w miejsce dodatniej indukcyjności, której operatorowa impedancja wynosi sL , podstawić ujemnej pojemności, której operatorowa impedancja wynosi $-1/(sC)$.

Ujemne rezystancje dzielą się na dwa typy N i S. Wynika to z podobieństwa ich charakterystyk prądowo-napięciowych do liter N i S, lecz wiąże się z bardzo istotnymi różnicami w ich właściwościach. Wymieniona

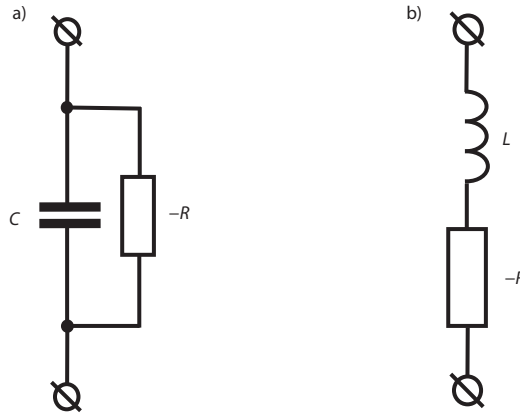
wyżej dioda tunelowa wykazuje ujemną rezystancję typu N. Jej charakterystyka prądowo-napięciowa (pokazana na rys. 2.3a) posiada dwa punkty przegięcia, w których pochodna zmierza do nieskończoności.



Rys. 2.3. Charakterystyki prądowo-napięciowe i wykresy różniczkowych ujemnych rezystancji dla diody tunelowej (na podstawie [3]) — a) i przerzutnika Schmitta (na podstawie [4]) — b)

Układy przerzutnikowe, takie jak na przykład przerzutnik Schmitta [4] wykazują ujemną rezystancję typu S na zaciskach wejściowych. Istnienie odcinka ujemnej rezystancji na tej charakterystyce jest warunkiem koniecznym występowania przerzutnikowego charakteru pracy tego obwodu. W odróżnieniu od diody tunelowej, różniczkowa rezystancja

układu przerzutnikowego przechodzi w punktach przegięcia przez zero z wartości dodatnich na ujemne i odwrotnie. Te zasadnicze różnice w zachowaniu się różniczkowej rezystancji dwójników typu N i S wymagają wzbogacenia ich schematów zastępczych o równoległą pojemność w przypadku ujemnej rezystancji typu N i o szeregową indukcyjność w przypadku ujemnej rezystancji typu S. W artykule [5] podano wyniki pomiaru indukcyjności szeregowej ujemnej rezystancji typu S na przykładzie tranzystorowego układu opracowanego przez Nagatę [6]. Schematy zastępcze dla ujemnych rezystancji typu N i S podano na rys. 2.4.



Rys. 2.4. Schemat zastępczy dla ujemnej rezystancji typu N — a) i ujemnej rezystancji typu S — b)

Podziałem na typy N i S należy objąć także dwójniki realizujące ujemne indukcyjności i ujemne pojemności. W świetle naszej najlepszej wiedzy nie ma w literaturze artykułów, które podawałyby pełne schematy zastępcze dwójników wytwarzających ujemne indukcyjności typu N i S oraz ujemne pojemności typu N i S. Wstępne propozycje pozostające w sferze dyskusji są zawarte w pracy [7].

Z analizy schematów zastępczych dla dwójników o ujemnych immitancjach typu N i S wynikają ważne wnioski dotyczące ich stabilności. Mianowicie dwójniki typu N są stabilne zwarcioowo, a dwójniki typu S — rozwarciowo. Dołączenie do zacisków (1)–(2) układu a) z rys. 2.4 rezystancji R , mniejszej niż moduł rezystancji ujemnej, prowadzi do admitancji dwójnika równej: $Y_{(S)} = 1/(sC) + R(-Rn)/(R-Rn)$. Dla $R < |-Rn|$ powyższa admitancja opisuje obwód stabilny. Podobnie dołączenie rezystancji r szeregowo do zacisku (1) układu z rys. 2.4b prowadzi do impedancji: $Z_{(S)} = sL + r - Rn$. Dla $r > |Rn|$ zestaw jest stabilny.

Dwójniki o ujemnych immitancjach stanowią źródła energii elektrycznej i mogą od tłumiać obwody rezonansowe, wzbudzać drgania

w generatorach a także powodować niestabilną pracę różnych układów elektronicznych.

Analog indukcyjności ujemnej wykorzystano praktycznie do opracowania układu przeznaczonego do pomiaru małych zmian indukcyjności cewki fizycznej z próbką [8]. Istotnym składnikiem wyżej wymienionego układu pomiarowego był firmowy mostek E 315 (produkowany przez firmę Meratronik) przeznaczony do pomiaru pojemności.

2.3. Dwójniki elektroniczne II rzędu

Przesunięcie fazowe między chwilowymi wartościami napięcia i prądu o 180° można wywołać poprzez dwukrotne całkowanie lub dwukrotne różniczkowanie prądu względem czasu. W wyniku takich operacji powstaną ujemne rezystancje II rzędu, których właściwości będą inne niż znanych i wymienionych w poprzednim punkcie ujemnych rezystancji 0 rzędu typu N i S.

W procesie podwójnego całkowania uzyskuje się dwójnik oznaczany skrótem FDNC (*Frequency Dependent Negative Conductance*), w polskiej literaturze nazywany superpojemnością. Uzasadnienie obydwu nazw wynika z poniższych przeliczeń.

Równanie wiążące chwilowe wartości napięć i prądów dla FDNC ma następującą postać:

$$u_D(t) = \frac{1}{D} \int \left[\int i(t) dt \right] dt \quad (2.10)$$

Współczynnik D ma wymiar As^2/V , a przeliczenie admitancji superpojemności (analogicznie jak w przypadku wyprowadzania wzorów (2.4), (2.5) i (2.6)) dla harmonicznego prądu $i(t) = Ie^{j\omega t}$ daje następujący wynik:

$$Y_D = -\omega^2 D \quad (2.11)$$

Dwójnik FDNC jest więc ujemną konduktancją proporcjonalną do kwadratu pulsacji. Dla prądu stałego konduktancja ta nie ma praktycznego znaczenia, gdyż jej wartość jest równa zero, czym istotnie różni się od ujemnych dwójników zerowego rzędu.

Proces podwójnego różniczkowania harmonicznego prądu prowadzi do elementu FDNR (*Frequency Dependent Negative Resistance*), nazywanego też superindukcyjnością. Chwilowe wartości napięć i prądów są związane następującym wzorem:

$$u(t) = E \frac{d^2 i(t)}{dt^2} \quad (2.12)$$

Podstawienie w miejsce $i(t)$ wyrażenia $Ie^{j\omega t}$ i wyliczenie impedancji dwójnika FDNR daje następujące wyrażenie:

$$Z_E = -\omega^2 E \quad (2.13)$$

Współczynnik E określa liczbowo dwójnik FDNR w jednostkach Vs^2/A . Dla prądu stałego wartość Z_E równa się zero. Zgodnie z wyrażeniem (2.13) FDNR jest ujemną rezystancją zależną od kwadratu pulsacji. Ponieważ jest to ujemna rezystancja II rzędu, jej właściwości mocno różnią się od ujemnych rezystancji 0 rzędu. Przede wszystkim podział na typy N i S nie dotyczy ani FDNC, ani FDNR, gdyż wnioskowanie o ich stabilności nie wiąże się ze stanami zwarcia lub rozwarcia, co jest istotną cechą ujemnych rezystancji 0 rzędu. Problemy stabilności różnych dwójników elektronicznych będą omówione w rozdziale 3.

2.4. Dwójniki elektroniczne III rzędu

Każda operacja całkowania lub różniczkowania wykonana na chwilowej wartości harmonicznego prądu wprowadza przesunięcie fazowe o 90° . Wykonując te operacje trzykrotnie można uzyskać układ wektorów napięcia i prądu jak na rys. 2.2b i rys. 2.2c dla ujemnych indukcyjności i ujemnych pojemności I rzędu, jednakże w aktualnym przypadku będą to ujemne indukcyjności i ujemne pojemności III rzędu.

Chwilowe wartości napięć i prądów dla ujemnej pojemności III rzędu wiąże ze sobą następująca formuła [7, 9]:

$$u(t) = \frac{1}{F} \int \left\{ \int \left[\int i(t) dt \right] dt \right\} dt \quad (2.14)$$

Wyliczenie $u(t)$ z wzoru (2.14) dla harmonicznego prądu $i(t)$ i podzielenie wyliczonej wartości przez ten prąd daje admitancję dwójnika:

$$Y_F = -j\omega^3 F \quad (2.15)$$

Po odrzuceniu $j\omega$ pozostaje wyrażenie $-\omega^2 F$, które stanowi ujemną pojemność zależną od pulsacji. Można ją nazwać FDNCap (*Frequency Dependent Negative Capacitance*).

Operacja trzykrotnego różniczkowania [7]:

$$u(t) = H \frac{d^3 i(t)}{dt^3} \quad (2.16)$$

opisuje związek między chwilowymi wartościami napięć i prądów dla ujemnej indukcyjności III rzędu, ponieważ impedancja tego dwójnika dla harmonicznego prądu jest równa:

$$Z_H = -j\omega^3 H \quad (2.17)$$

Opuszczenie $j\omega$ daje wyrażenie $-\omega^2 H$, które wyraża wartość ujemnej indukcyjności III rzędu, lub inaczej ujemnej indukcyjności zależnej od pulsacji, czyli FDNInd (*Frequency Dependent Negative Inductance*).

Wartości liczbowe współczynników F i H zależą od rezystancji i pojemności zamontowanych w układach elektronicznych, zaprojektowanych do wytwarzania tych dwójników. Fizyczne wymiary tych współczynników są: dla F : As^3/V i dla H : Vs^3/A .

Nakreślony dotąd tok rozumowania można formalnie rozwijać do nieskończoności. Jednakże dwójniki opisywane związkami coraz wyższych rzędów będą musiały posiadać coraz bardziej złożone schematy zastępcze, aby mogły stabilnie pracować. Praktyczny sens tych rozważań powinien sięgać tak daleko, jak daleko pojawiły się w literaturze przedmiotu konkretne, działające układy dwójników wyższych rzędów. Przy takim założeniu dwójniki III rzędu należy uznać za wartościowe z praktycznego punktu widzenia, chociaż w niniejszej pracy te dwójniki zostały wspomniane incydentalnie.

3. Stabilność i obserwowalność zjawisk rezonansowych w układach z dwójnikami II i III rzędu

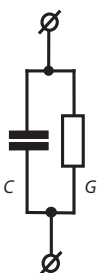
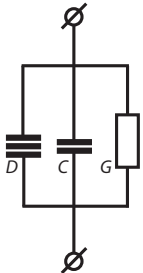
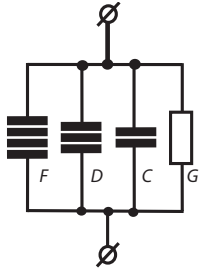
3.1. Stabilność dwójników II i III rzędu

O stabilności elementów i obwodów elektronicznych wnioskujemy na podstawie analizy równania charakterystycznego odpowiedzialnego za ruch własny elementu czy układu, które jest zapisane w postaci operatorowej. Dlatego, aby przeanalizować wymogi stabilności dla poszczególnych dwójników, będą potrzebne ich immitancje operatorowe związane z przyjętymi dla nich schematami zastępczymi. Zostały one zebrane w tabeli 3.1.

Warunkiem koniecznym stabilności dwójników przedstawionych w tab. 3.1 są dodatnie znaki współczynników występujących w admitancjach i impedancjach podanych w tej tabeli. Dlatego elektroniczne analogi pojemności i indukcyjności tracą stabilność, gdy ich konduktancje/rezystancje zmieniają znaki na ujemne, na przykład w funkcji częstotliwości.

W przypadku dwójników II rzędu powyższy warunek w praktyce oznacza wymóg, aby w dwójniku FDNC pasożytnicza pojemność C miała dodatni znak, a w dwójniku FDNR indukcyjność L była dodatnia. Konduktancje/rezystancje zerowego rzędu występujące w schematach zastępczych tych dwójników nie mają znaczenia praktycznego (konduktancja w równoległym połączeniu ma wartość bardzo dużą, a rezystancja w połączeniu szeregowym ma wartość bardzo małą). Warto wyjaśnić pewną obiegową nieścisłość dotyczącą faktu, że zarówno FDNC, jak i FDNR są ujemnymi konduktancjami/rezystancjami (odpowiednio $-\omega^2 D$ i $-\omega^2 E$) w analizie harmonicznnej, gdy operator s zostanie

Tab. 3.1. Schematy zastępcze i immitancje operatorowe wybranych dwójników

	Pojemności	Rezystancje	Indukcyjności
I rzędu	 $Y_C = sC + G$	-----	 $Z_L = sL + R$
II rzędu	-----	 $Y_D = s^2D + sC + G$  $Z_E = s^2E + sL + R$	-----
III rzędu	 $Y_F = s^3F + s^2D + sC + G$	-----	 $Z_M = s^3H + s^2E + sL + R$

zastąpiony przez $j\omega$. Stąd powstaje czasem niesłuszny pogląd, że dwójniki te mogą być przyczyną niestabilności układów, do których są dołączone. Pogląd ten ma swoje źródło w analogii do zachowania się struktur z ujemnymi konduktancjami/rezystancjami zerowego rzędu, jednakże FDNC i FDNR są ujemnymi konduktancjami/rezystancjami II rzędu i do analizy operatorowej dodatnie współczynniki D i E nie wprowadzają ujemnych znaków, jakkolwiek nie istnieją zasadnicze trudności w symulacji układów FDPC czy FDPR (*Frequency Dependent Positive Conductance/Resistance*), które by te ujemne znaki posiadały [10].

Stabilność dwójników III rzędu, obok wyżej wymienionego warunku koniecznego (dodatniości wszystkich współczynników), obwarowana jest dodatkowo warunkiem dostatecznym, wynikającym z twierdzenia Hurwitza, który prowadzi do spełnienia następujących nierówności obowiązujących układy stabilne:

$$DC > FG \text{ dla układu FDCG} \quad (3.1)$$

$$EL > HR \text{ dla układu HELR} \quad (3.2)$$

Mnożąc obie strony nierówności (3.1) przez $u^2\omega^3$, można napisać:

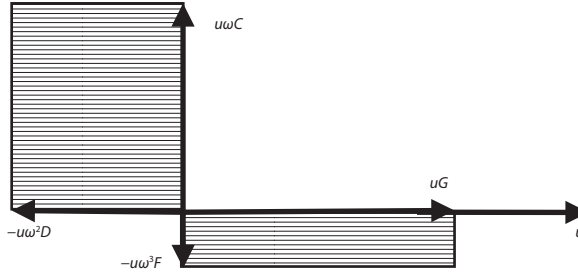
$$(u\omega^2D)(u\omega C) > (u\omega^3F)(uG) \quad (3.3)$$

Lewa strona nierówności (3.3) odpowiada polu wskazów umieszczonych w II ćwiartce wykresu wskazowego obwodu FDCG, a prawa strona, analogicznie, polu wskazów z jego IV ćwiartki.

Podobna sytuacja dotyczy nierówności (3.2). Mnożąc jej obie strony przez $i^2\omega^3$, otrzymuje się:

$$(i\omega^2E)(i\omega L) > (i\omega^3H)(iR) \quad (3.4)$$

Lewa strona nierówności (3.4) odpowiada polu wskazów z II ćwiartki wykresu układu HELR, a jej prawa strona może być reprezentowana przez pole utworzone przez iloczyn wskazów z IV ćwiartki. Na podstawie powyższego rozumowania można sformułować następujące kryterium stabilności układów z dwójnikami III rzędu, aktualne także dla dwójników II rzędu: układ II lub III rzędu jest stabilny, jeżeli iloczyn wskazów w II ćwiartce układu współrzędnych reprezentuje większą wartość pola niż iloczyn wskazów w IV ćwiartce, przy założeniu, że w wykresach wskazowych wskaży odniesienia, czyli wskaz napięcia dla układu równoległego i wskaz prądu dla układu szeregowego, będą usytuowane na prawej półosi liczb rzeczywistych.



Rys. 3.1. Przykładowa sytuacja na wykresie wskazowym dla stabilnego układu FDCG

Na rys. 3.1 pokazano dobór długości wskazów układu FDCG odpowiedni dla obwodu stabilnego. Jak wynika z rysunku, pole zakreskowane w II ćwiartce układu współrzędnych jest większe niż pole w IV ćwiartce.

W wielu obwodach, w których dwójniki są uporządkowane szeregowo lub równolegle, a liczba ich jest większa niż trzy, są możliwe dwa (lub więcej) zjawiska rezonansowe. Dla przykładu: w obwodzie równoległym FDCG może wystąpić rezonans wynikający z występowania w obwodzie elementów D i G oraz rezonans wynikający z występowania pojemności F i C . Pierwszy z nich zachodzi, gdy ujemna konduktancja $-\omega^2 D$ ma wartość równą konduktancji G . Wówczas pulsacja rezonansowa jest wyrażona następującym związkiem:

$$\omega_{DG} = \sqrt{\frac{G}{D}} \quad (3.5)$$

Drugi rezonans wystąpi, gdy ujemna pojemność $-\omega^2 F$ osiągnie wartość pojemności C . Wtedy pulsacja rezonansowa będzie równa:

$$\omega_{FC} = \sqrt{\frac{C}{F}} \quad (3.6)$$

Warunek stabilności (3.1) można przedstawić w postaci następującej nierówności:

$$\frac{C}{F} > \frac{G}{D} \quad (3.7)$$

Obustronne spierwiastkowanie nierówności (3.7) prowadzi do wniosku, że warunkiem stabilności obwodu FDCG jest taki dobór wartości elementów, aby częstotliwość rezonansu pojemnościowego była większa niż rezonansu konduktancyjnego [11]:

$$\omega_{FC} > \omega_{DG} \quad (3.8)$$

Podobne rozważania można przeprowadzić dla obwodu szeregowego HELR. Pulsacja rezonansowa dla rezonansu indukcyjnego jest opisana wzorem:

$$\omega_{HL} = \sqrt{\frac{L}{H}} \quad (3.9)$$

natomiast dla rezonansu rezystancyjnego:

$$\omega_{ER} = \sqrt{\frac{R}{E}} \quad (3.10)$$

Warunek stabilności (3.2) przepisany do postaci:

$$\frac{L}{H} > \frac{R}{E} \quad (3.11)$$

daje podstawę do stwierdzenia, że w stabilnym obwodzie HELR pulsacja/częstotliwość rezonansu indukcyjnego jest większa niż pulsacja/częstotliwość rezonansu rezystancyjnego.

$$\omega_{HL} > \omega_{ER} \quad (3.12)$$

3.2. Obserwowalność krzywych rezonansowych w układach dwójników elektronicznych III rzędu

Z rozważań przeprowadzonych w podrozdziale 3.1 na temat warunku stabilności wyrażonego jako wymóg, aby częstotliwość rezonansu pojemnościowego była większa niż konduktancyjnego dla układu FDCG, można się spodziewać, że mierząc napięcie na obwodzie zasilanym z generatora przez szeregową pojemność lub rezystancję, uda się zaobserwować — wraz ze wzrostem częstotliwości — najpierw maksymalną wartość napięcia dla rezonansu konduktancyjnego, a następnie maksymalną wartość napięcia dla rezonansu pojemnościowego. Niestety sytuacja ta jest bardziej skomplikowana i zależy od dobroci obwodu dla zjawiska rezonansu konduktancyjnego i pojemnościowego.

Przyjmując założenie, że dobroć można wyrazić jako stosunek admitancji/impedancji jednego z wektorów rezonujących do admitancji/impedancji wektora usytuowanego pomiędzy wektorami rezonującymi, można napisać następujące związki dla rezonansu konduktancyjnego:

$$Q_{DG} = \frac{\omega_{DG}^2 D}{\omega_{DG} C} \text{ lub } Q_{DG} = \frac{G}{\omega_{DG} C} \text{ oraz } \omega_{DG}^2 D = G \quad (3.13)$$

Podobne związki dla rezonansu pojemnościowego są następujące:

$$Q_{FC} = \frac{\omega_{FC}^3 F}{\omega_{FC}^2 D} \text{ lub } Q_{FC} = \frac{\omega_{FC} C}{\omega_{FC}^2 D} \text{ oraz } \omega_{FC}^2 F = \omega_{FC} C \quad (3.14)$$

Symbole ω_{DG} i ω_{FC} oznaczają odpowiednio pulsacje rezonansowe dla rezonansu konduktancyjnego i pojemnościowego.

Z powyższych związków można utworzyć następujące wyrażenie na iloczyn algebraiczny dobroci obydwu zjawisk rezonansowych:

$$Q_{DG} \times Q_{FC} = \frac{\omega_{DG}^2 D}{\omega_{DG} C} \times \frac{\omega_{FC} C}{\omega_{FC}^2 D} = \frac{\omega_{DG}}{\omega_{FC}} \quad (3.15)$$

Dla układu stabilnego obowiązuje zależność (3.8). W związku z tym iloczyn dobroci obu zjawisk rezonansowych jest mniejszy od jedności:

$$Q_{DG} \times Q_{FC} < 1 \quad (3.16)$$

Związek (3.16) stanowi podstawę do wyjaśnienia niemożności zaobserwowania obydwu zjawisk rezonansowych w jednym układzie III rzędu. Mianowicie: aby zaobserwować wyraźny szczyt rezonansu konduktancyjnego należy tak dobrać elementy obwodu, aby dobroć Q_{DG} była znacznie większa od jedności, ale wówczas nierówność (3.16) pokazuje, że dobroć Q_{FC} będzie znacznie mniejsza od jedności, czyli krzywa rezonansu pojemnościowego będzie niemożliwa do obserwacji. Oczywiście jeżeli w obwodzie zostaną zmienione wartości elementów RC , prowadzące do zmiany wartości F, D, C, G w taki sposób, aby ustalić dobroć Q_{FC} na wartości dużo większej od jedności, szczyt rezonansu pojemnościowego będzie łatwy do zaobserwowania, ale krzywa rezonansowa rezonansu konduktancyjnego zostanie zupełnie spłaszczona i niemożliwa do wyeksponowania. Odpowiednie badania potwierdzające to rozumowanie są przytoczone w [11], gdzie specjalnie zaprojektowany układ równoległy FDCG został dostrojony do rezonansu konduktancyjnego, a następnie — po zmianie wartości niektórych elementów RC — ponownie dostrojony do rezonansu pojemnościowego. Wyczerpujące omówienie kilkunastu różnych obwodów rezonansowych II i III rzędu znajduje się w obszernej pracy doktorskiej [12].

Dla obwodu szeregowego HELR można przeprowadzić podobne rozumowanie. Dobroć dla zjawiska rezonansu indukcyjnego można wyrazić jako:

$$Q_{HL} = \frac{\omega_{HL} L}{\omega_{HL}^2 E} \quad \text{lub} \quad Q_{HL} = \frac{\omega_{HL}^3 H}{\omega_{HL}^2 E} \quad \text{oraz} \quad \omega_{HL}^3 H = \omega_{HL} L \quad (3.17)$$

Podobnie dobroć dla rezonansu rezystancyjnego:

$$Q_{ER} = \frac{\omega_{ER}^2 E}{\omega_{ER} L} \quad \text{lub} \quad Q_{ER} = \frac{R}{\omega_{ER} L} \quad \text{oraz} \quad \omega_{ER}^2 E = R \quad (3.18)$$

Z odpowiednio wybranych związków (3.17) i (3.18), łatwo można ustalić, że iloczyn dobroci obydwu zjawisk rezonansowych w układzie HELR jest równy ilorazowi pulsacji ω_{ER} do pulsacji ω_{HL} . Z kolei zgodnie

z wzorem (3.12) wartość ω_{HL} jest większa niż wartość ω_{ER} i dlatego można ustalić następującą nierówność:

$$Q_{HL} \times Q_{ER} < 1 \quad (3.19)$$

Nierówność (3.19) wskazuje, że odpowiednie dobranie wartości elementów RC w układzie III rzędu HELR pozwala zaobserwować rezonansowy wzrost napięcia między indukcyjnościami lub między rezystancjami, jednakże nastawienie eksperymentu na jeden rodzaj drgań uniemożliwia obserwację drugiego zjawiska rezonansowego, chyba że ponownie elementy RC będą odpowiednio przestrojone.

4. Wybrane przykłady użycia dwójników II, III i IV rzędu w układach analogowych

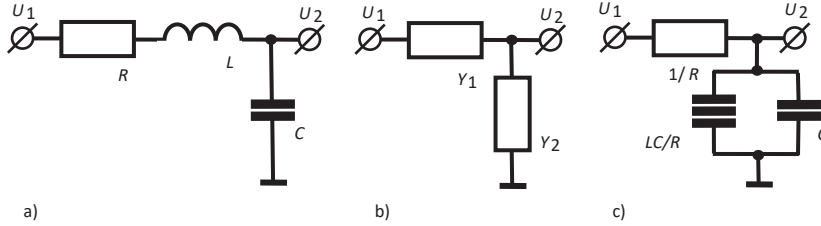
4.1. Rezonansowe schematy zastępcze

Rozważania przedstawione w niniejszym punkcie dotyczą układów takich jak: FDNC, FDNCap, FDPcap czy FDNR, FDNInd, FDPInd w wybranych układach analogowych. Oczywiście zbiór elektronicznych dwójników nie kończy się na elementach IV rzędu. Można przypuszczać, że każdy transmisyjny układ analogowy da się przedstawić za pomocą odpowiednich dwójników różnych rzędów.

Wyściowy układ RLC, opisany transmitancją, będzie przekształcony w tak zwany rezonansowy schemat zastępczy, z którego łatwo można wyliczyć charakterystyczne częstotliwości, wyjaśniające właściwości analizowanego układu. Można także oszacować dobroci analizowanych zjawisk rezonansowych. Rezonansowe schematy zastępcze były zasygnalizowane w publikacji [13]. W pracy tej zaprezentowano także pomiary dla sieci 2RLC i 2RCL, potwierdzające zgodność uzyskanych wyników dla dominujących częstotliwości drgań, wyliczonych z rezonansowych schematów zastępczych i uzyskanych z pomiarów. W roku 2020 materiały dotyczące sieci 2RLC, 2RCL i 2LCR oraz oscylatora Wiena przedstawiono na Nadzwyczajnym Zjeździe Fizyków Polskich w ramach prezentacji plakatu. Następnie, po uzupełnieniu i poszerzeniu, zostały one opublikowane w [14]. Stąd rysunki: 4.1, 4.2, 4.12–4.20, i tabele: 4.1–4.3 reprodukowano lub przytoczono ze zmianami z [14] za zgodą redaktora naczelnego „Acta Physica Polonica A”¹.

¹ Rysunki 4.1, 4.12–4.20 dostosowano do formatu książki, zmieniono układ złożonych rysunków lub detale graficzne. Ponadto na rysunkach 4.13b, 4.15b i 4.17b dodano napisy w ję-

Rozważmy przekształcenie obwodu z szeregowym rezonansem [14], pokazanego na rys. 4.1a, w rezonansowy schemat zastępczy, pokazany na rys. 4.1c.



Rys. 4.1. Przykładowy układ RLC — a), dzielnik złożony z admitancji Y_1 i Y_2 , odpowiadający układowi RLC — b) i rezonansowy schemat zastępczy układu RLC — c) (reprodukowano ze zmianami z [14])

Transmitancję układu z rys. 4.1a opisuje wyrażenie (4.1):

$$T(s) = \frac{1/R}{s^2 LC/R + sC + 1/R} \quad (4.1)$$

Na rys. 4.1b przedstawiony jest dzielnik napięcia, którego struktura odpowiada wyjściowemu układowi z rys. 4.1a. Dzielnik ten opisuje transmitancja:

$$T(s) = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} \quad (4.2)$$

Transmitancja (4.1) jest stosunkiem admitancji (4.2), przy czym admitancja $Y_1 = 1/R$, a $Y_2 = \frac{s^2 LC}{R} + sC$. Stąd w rezonansowym schemacie zastępczym, z rys. 4.1c, występuje równoległe połączenie pojemności C i FDNC równej LC/R z szeregową konduktancją $1/R$. Szeregowy rezonans między elementami rzeczywistymi $1/R$ i LC/R :

$$\frac{1}{R} - \omega^2 \frac{LC}{R} = 0 \quad (4.3)$$

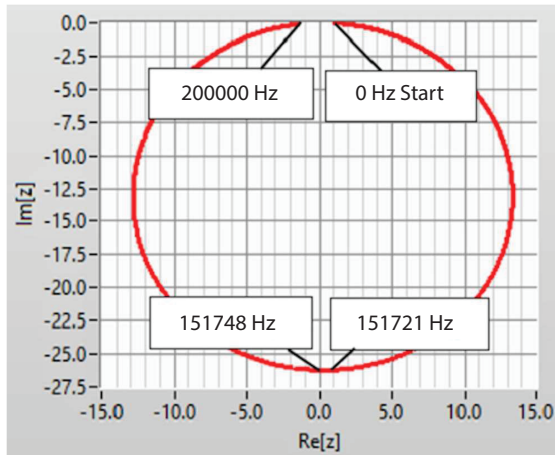
prowadzi do identycznych wzorów na pulsację $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ i częstotliwość rezonansową $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, jakie odpowiadają układowi z rys. 4.1a.

Rezonansowy schemat zastępczy (rys. 4.1c) można przedstawić na płaszczyźnie zespolonej, podstawiając w transmitancji $s = j\omega$. W uzyskaniu odpowiedniego wykresu okazuje się pomocna funkcja *MathScript* z oprogramowania LabVIEW [14]. Można z niej skorzystać wprost,

zyku polskim. Schematy przedstawione na rys. 4.12 i 4.14 zostały pierwotnie zaprezentowane w [13]. W niniejszym opracowaniu wykorzystano ich postaci z [14]. Tabele 4.1–4.3 przytoczono za [14] w postaci poszerzonej, po przetłumaczeniu na język polski.

otwierając w zakładce *Przykłady*, następujący program: *MathScript using Riemann zeta.vi*. Przykład ten jest przeznaczony do wykreślania funkcji zeta Riemanna, ale w najprostszym przypadku, bez żadnych zmian, może zostać użyty do przedstawienia charakterystyki rezonansowego schematu zastępczego. W tym celu, zamiast funkcji zeta, należy wpisać transmitancję $T(j\omega)$ danego układu, oznaczoną tutaj jako z . Nieznaczna rozbudowa wyżej wymienionego programu pozwala uzyskiwać wartości współrzędnych x i y oraz moduł dla poszczególnych częstotliwości. Szczegóły korzystania ze wspomnianej aplikacji zostaną omówione w dodatku nr 1.

Obwodowi rezonansowemu z rys. 4.1 odpowiada charakterystyka pokazana na rys. 4.2. W powyższym przykładzie użyto następujących wartości elementów: $R = 40 \Omega$, $L = 1,1 \text{ mH}$ i $C = 1 \text{ nF}$. Przyjęcie tych wartości było podyktowane nawiązaniem w pracy [14] do artykułu [13], w którym zostały zamieszczone wyniki obliczeń i pomiary praktyczne układu z rys. 4.1a.



Rys. 4.2. Charakterystyka na płaszczyźnie zespolonej rezonansowego schematu zastępczego układu RLC z rys. 4.1c (reprodukowano z [14], Fig. 4)

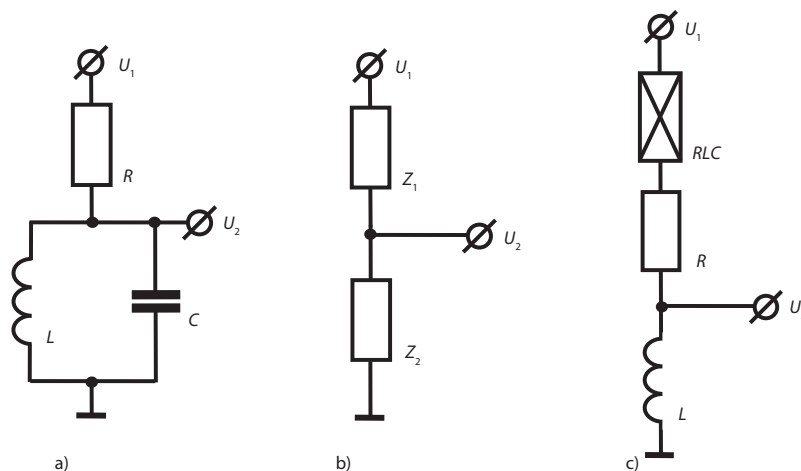
Każdemu punktowi tej charakterystyki przypisana jest inna częstotliwość badanego układu. Wykres z rys. 4.2 rozpoczyna się w punkcie $(1, j0)$ i kończy się w $(0, j0)$, który byłby osiągnięty przy nieskończenie dużej częstotliwości. Częstotliwość rezonansowa wyliczona z uproszczonego wzoru Thomsona $f = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$, jako 151,748 kHz układu się w punkcie $(0, j26,2)$. Uwzględnienie strat wprowadzanych przez rezystancję 40Ω daje częstotliwość 151,721 kHz, uzyskaną z wzoru:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (4.4)$$

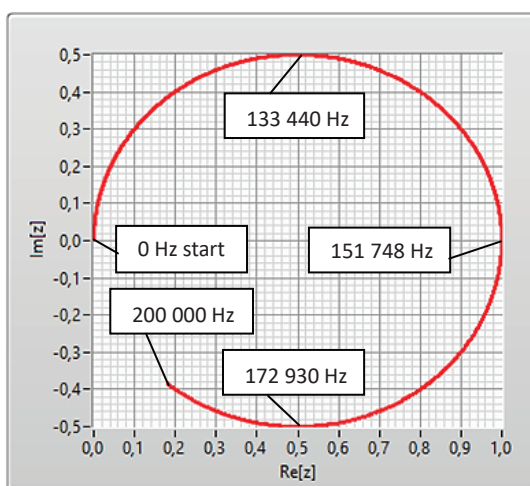
Rozważmy układ z równoległym połączeniem indukcyjności i pojemności pokazany na rys. 4.3a. Strukturę tego układu zachowuje dzielnik napięcia z rys. 4.3b. Poprzez analogię z poprzednim układem można napisać $Z_1 = R$ i $Z_2 = 1/(sC + 1/(sL))$. Wówczas:

$$T(s) = \frac{U_{2(s)}}{U_{1(s)}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{sL}{s^2 LCR + sL + R} \quad (4.5)$$

Wyrażenie (4.5) pozwala narysować rezonansowy schemat zastępczy układu z rys. 4.3a jako rys. 4.3c.



Rys. 4.3. Kolejny przykład układu RLC. Schemat układu — a), dzielnik napięcia — b) i rezonansowy schemat zastępczy układu wyjściowego — c)



Rys. 4.4. Charakterystyka rezonansowego schematu zastępczego z rys. 4.3c

W schemacie z rys. 4.3c występuje szeregowy obwód rezonansowy FDNR – rezystancja. Częstotliwość rezonansowa tego obwodu wynika z równania: $-\omega^2 LCR + R = 0$, pulsacja wynosi $\omega = 1/\sqrt{LC}$. Graficznym obrazem rezonansowego schematu zastępczego z rys. 4.3c jest wykres na płaszczyźnie zespolonej, pokazany na rys. 4.4.

Start charakterystyki następuje w punkcie $(0, j0)$. Częstotliwość rezonansu rezystancyjnego wynosi 151,748 Hz. Wykres prawie domyka się przy dużej częstotliwości — powyżej 700 kHz. Wartość rezystancji zwiększono w porównaniu do poprzedniego przykładu z 40 Ω do 4000 Ω , ze względu na uzyskanie realnej wartości dobroci obwodu równoległego RLC. Pozostałe elementy nie zostały zmienione, to znaczy indukcyjność $L = 1,1$ mH, a pojemność $C = 1$ nF. Dobroć obwodu wyliczona jako $R/(\omega L)$ wynosi 3,82. Wartość tę można wyznaczyć także z rezonansowego schematu zastępczego jako iloraz częstotliwości środkowej 151,748 kHz i szerokości pasma wyznaczonej jako różnica częstotliwości zaznaczonych w punktach: 172,93 kHz i 133,44 kHz.

4.1.1. Układy RC wzmacniające sygnały elektroniczne

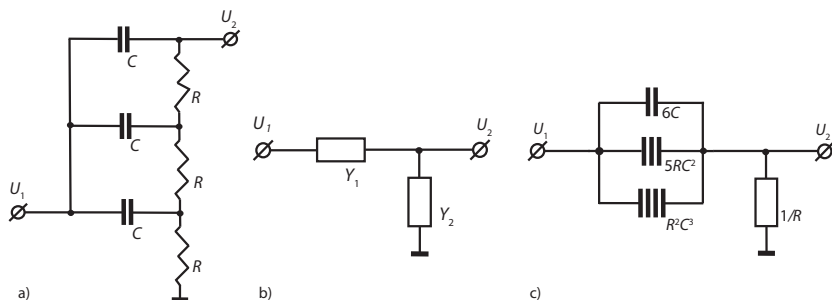
W dalszej części pracy rezonansowe schematy zastępcze, których idea została pokazana w poprzednim podrozdziale, będą stosowane w wybranych schematach elektronicznych. Użycie ich pozwala wyliczyć charakterystyczne częstotliwości własne analizowanych obwodów, które są częstotliwościami rezonansowymi zachodzących w danym układzie wielu różnorodnych zjawisk rezonansowych.

Na wstępie do niniejszego podrozdziału warto dodać, że interesującym zastosowaniem układów RC jest także symulowanie pewnych właściwości materii w badaniach fizycznych, realizowane w programach przeznaczonych do symulacji układów elektronicznych, jak na przykład PSPICE, przez badanie zachowania się dużej sieci elementów RC w ilości kilkuset sztuk — odpowiednio ze sobą połączonych [15, 16].

4.1.1.1. Układ 3CR

W roku 1996, w miesięczniku „Electrononics World” ukazał się artykuł [17], w którym zostały przedstawione możliwości wzmacniania sygnałów elektronicznych przez układ zbudowany z elementów RC, według schematu pokazanego na rys. 4.5a.

Problem wzmacniania sygnałów przez układy bierne pojawiał się w literaturze przedmiotu także wcześniej. Dla przykładu, układ RC znany jako „mostek TT”, został precyzyjnie przeanalizowany w [18]. Pomimo że



Rys. 4.5. Analizowany układ 3CR. Schemat układu — a) [17], dzielnik napięcia — b), rezonansowy schemat zastępczy układu — c)

techniczne parametry układów RC wzmacniających sygnały elektryczne można wyliczyć klasycznymi metodami elektrotechniki, pozostaje niedosyt z powodu braku fizycznego modelu zjawisk zachodzących w tych strukturach. Być może pokazana poniżej próba opisu układu RC z rys. 4.5a za pomocą rezonansowego schematu zastępczego wypełni tę lukę.

Kluczowe jest w tym przypadku przyjęcie założenia, że rezonans w obwodzie RLC jest tylko szczególnym przypadkiem w szerokiej grupie obwodów rezonansowych, jakie występują w układach RC, RL, a także RLC. Można analizować te przypadki rozkładając sieci elementów biernych na podstawowe „cegółki”, którymi są elementy dwójnikowe R , L , C , $FDNC$, $FDNR$, $FDNCap$, $FDNInd$... i nieskończenie wiele dalszych dwójników, utworzonych ze wzrostem potęgi operatora s lub $1/s$. Natomiast mechanizm przepływu energii biernej z pojemności do indukcyjności i odwrotnie, dobrze tłumaczący działanie obwodu rezonansowego RLC, chętnie przytaczany przez fizyków, nie tłumaczy działania wielu innych obwodów rezonansowych, ponieważ w ogólniejszym przypadku jednym z elementów obwodu rezonansowego, na przykład obwodu R - $FDNR$, jest rezystancja, która nie magazynuje energii, aby następnie oddać ją do układu elektronicznego $FDNR$. Tak więc rezonans w obwodzie z pojemnością i indukcyjnością jest tylko szczególnym przypadkiem ogólnej teorii zjawisk rezonansowych. W definicji rezonansu *Encyklopedia Britannica* nie mówi w ogóle o przepływie energii między rezonującymi elementami [19].

Rozważmy działanie układu z rys. 4.5a. Analiza napięć węzłowych tego układu pozwala wyprowadzić następujące wyrażenie na transmitancję operatorową, rozumianą jako stosunek $T_{(s)} = U_{2(s)}/U_{1(s)}$:

$$T_{(s)} = \frac{U_{2(s)}}{U_{1(s)}} = \frac{s^3 R^3 C^3 + 5s^2 R^2 C^2 + 6sRC}{s^3 R^3 C^3 + 5s^2 R^2 C^2 + 6sRC + 1} \quad (4.6)$$

Dzieląc licznik i mianownik transmitancji (4.6) przez R , można ją przekształcić do ilorazu admitancji:

$$T_{(s)} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} \quad (4.7)$$

gdzie:

$$Y_1 = s^3 R^2 C^3 + 5s^2 RC^2 + 6sC, Y_2 = \frac{1}{R} \quad (4.8)$$

Podzielenie licznika i mianownika wzoru (4.6) przez R i podstawienie $s = j\omega$ pozwala wyprowadzić transmitancję $T(j\omega)$, która jest podstawą do wykreślenia rezonansowego schematu zastępczego. Jest on pokazany na rysunku zbiorczym (rys. 4.11, wykres a) dla porównania ze schematami innych układów.

$$T(j\omega) = \frac{-j\omega^3 R^2 C^3 - 5\omega^2 RC^2 + j\omega 6C}{-j\omega^3 R^2 C^3 - 5\omega^2 RC^2 + j\omega 6C + 1/R} \quad (4.9)$$

Admitancja Y_1 reprezentuje równoległe połączenie pojemności $6C$, *Frequency Dependent Negative Conductance* $5RC^2$ i *Frequency Dependent Negative Capacitance* R^2C^3 . Dla obwodu z dwoma pojemnościami, to znaczy $6C$ i R^2C^3 , występuje zjawisko rezonansu. Częstotliwość rezonansową można wyliczyć z przyrównania admitancji obydwu tych elementów dla $s = j\omega$:

$$-j\omega^3 R^2 C^3 + j\omega 6C = 0 \quad (4.10)$$

Stąd:

$$f_{r1} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad (4.11)$$

Dla częstotliwości rezonansowej ω_{r1} admitancja Y_1 jest równa:

$$Y_1(j\omega_{r1}) = -\omega_{r1}^2 RC^2 \quad (4.12)$$

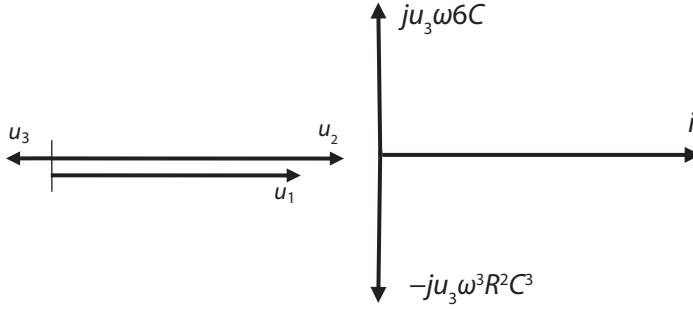
a transmitancja widmowa:

$$T(j\omega_{r1}) = \frac{-\omega_{r1} RC^2 5}{-\omega_{r1} RC^2 5 + \frac{1}{R}} \quad (4.13)$$

Dla $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$, częstotliwość rezonansowa, zgodnie z (4.11), wynosi $f_{r1} = 3898,48 \text{ Hz}$, a według (4.13) transmitancja $T(j\omega_{r1}) = 1,034483$ lub $0,294465 \text{ dB}$. Wyniki te pozostają w pełnej zgodności z [17].

Działanie układu 3CR można łatwo wyjaśnić na podstawie rys. 4.6.

Przedstawiono na nim dwa wykresy wskazowe: napięciowy (rys. 4.6a) i prądowy (rys. 4.6b), które bardzo dobrze wyjaśniają zarówno zjawisko rezonansu w obwodzie z pojemnościami, jak i wzmocnienie napięciowe



Rys. 4.6. Wykresy wskazowe układu 3CR z rys. 4.5a: wykres napięć — a) i wykres prądów — b)

większe od jedności. Na wykresie prądowym (rys. 4.6b) prąd płynący przez pojemność $6C$ jest równy co do wartości prądowi ujemnemu płynącemu przez $-\omega^2 R^2 C^3$. Dla częstotliwości rezonansowej admitancje pojemnościowe tych dwójników są sobie równe i znoszą się z powodu przeciwnych znaków. Pozostaje dzielnik napięcia złożony z admitancji (konduktancji ujemnej) dwójnika FDNC równej $-\omega_r^2 RC^2$ i konduktancji $1/R$. Prąd pobierany z obwodu wejściowego U_1 jest rzeczywisty i może być opisany formułą:

$$i = \frac{U_1}{R - \frac{1}{\omega_r^2 D}} = \frac{U_1}{29R} \quad (4.14)$$

gdzie $D = 5RC^2$.

Jak pokazano na rys. 4.6a, napięcie wejściowe U_1 rozkłada się na obydwa elementy dwójnika, a ponieważ kąt fazowy FDNC wynosi 180° , spadek napięcia na konduktancji $1/R$ od prądu i , czyli napięcie wyjściowe U_2 , musi być większe od napięcia U_1 o spadek napięcia na FDNC, oznaczony na rysunku jako U_3 .

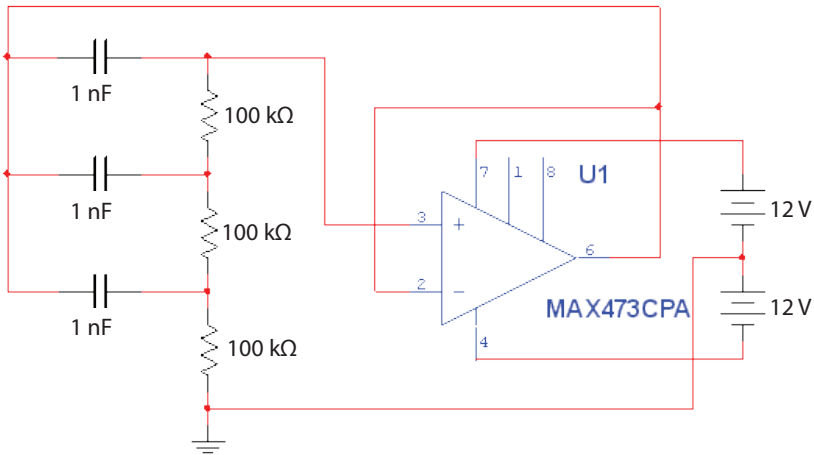
Wzmocnienie analizowanego układu jest niewiele większe od jedności. Wyjaśnieniem tego faktu może być mała dobroć obwodu rezonansowego złożonego z pojemności $6C$ i $R^2 C^3$. Szacując tę dobroć jako stosunek wektora rezonującego do pasożytniczego $Q = \omega F/D$, gdzie $F = R^2 C^3$, uzyskuje się wynik $Q \approx 0,49$ dla $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$.

W rezonansowym schemacie zastępczym z rys. 4.5c występuje także rezonans szeregowy. Dotyczy on elementów, których admitancje są liczbami rzeczywistymi: konduktancji $1/R$ i ujemnej konduktancji proporcjonalnej do kwadratu pulsacji $-\omega_{r2}^2 5RC^2$. Pulsacja rezonansowa ω_{r2} , wyliczona podobnie jak powyżej z przyrównania obydwu konduktancji, jest wyrażona następującym wzorem:

$$\omega_{r2} = \frac{1}{RC\sqrt{5}} \quad (4.15)$$

Dla wartości $R = 100 \text{ k}\Omega$ i pojemności $C = 1 \text{ nF}$ z wzoru (4.15) wynika częstotliwość 712 Hz. Przy tej częstotliwości przesunięcie fazowe układu wynosi $+21^\circ$. Wszystkie charakterystyczne częstotliwości układu 3CR można odnaleźć na wykresie reprezentującym rezonansowy schemat zastępczy w osiach Re/Im , pokazanym na rys. 4.11a. Przedstawiono na nim cztery sąsiadujące wykresy (dla układów 3CR, 3RC, 4CR i 4RC), aby łatwo było porównać je między sobą. Na rys. 4.11a uwidoczniła się częstotliwość 3898 Hz, przy której charakterystyka przecina wartość zerową osi urojonej, oraz częstotliwość 712 Hz, przy której wartość rzeczywista przechodzi przez jedność, a urojona przez 0,386 (zgodnie z wzorem (4.9) $T(j\omega) = 1 + j0,386$). Stąd kąt fazowy wynosi $+21^\circ$. Bieg wykresu rozpoczyna się w punkcie $(0, j0)$ i zmierza do punktu $(+1, j0)$. Wykres nie jest doprowadzony do końca. Ostatni punkt odpowiada częstotliwości 500 kHz.

Mając na względzie zastosowanie układu 3CR do generacji drgań w połączeniu z wtórnikiem operacyjnym, zasugerowane w [17], staje się oczywiste, że drgania mogą się wzbudzić przy pulsacji ω_{r1} , opisanej wzorem (4.11), to znaczy przy częstotliwości $f_{r1} = 3898 \text{ Hz}$ dla $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$. W celu sprawdzenia poprawności powyższego wniosku wykonano badania symulacyjne układu przedstawionego na rys. 4.7.

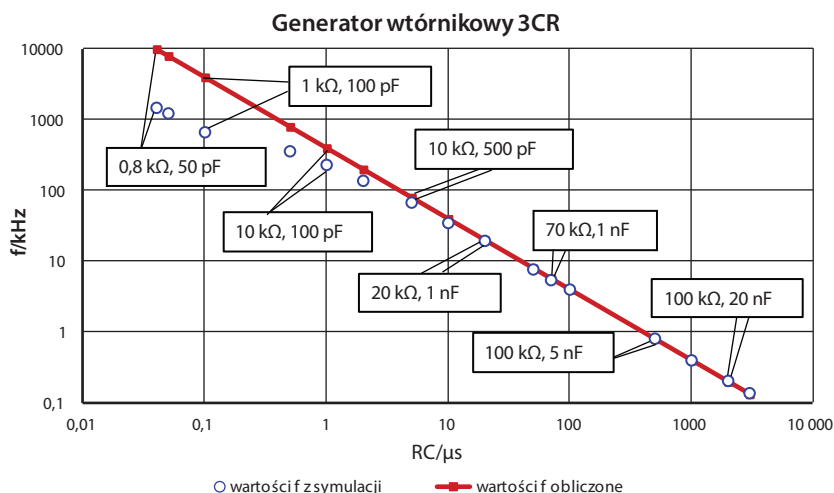


Rys. 4.7. Schemat generatora wtórnikowego z układem 3CR

We wtórniku operacyjnym zastosowano wzmacniacz MAX 473, ponieważ przesunięcie fazowe wtórnika operacyjnego z tym wzmacniaczem wyróżnia się małą wartością w porównaniu z innymi wzmacniaczami.

Wyniki symulacji pokazano na rys. 4.8. Zmieniając wartości rezystorów i kondensatorów, odczytywano częstotliwość drgań przy pomocy

multimetru, a na oscyloskopie oglądano generowany przebieg. Punkty uzyskane z symulacji zaznaczano na rys. 4.8 kółkami, natomiast linią ciągłą przedstawiono spodziewane wartości częstotliwości, wyliczone z wzoru (4.11). Kształt generowanych sygnałów odbiegał od sinusoidy i zmieniał się także w trakcie przestrajania.

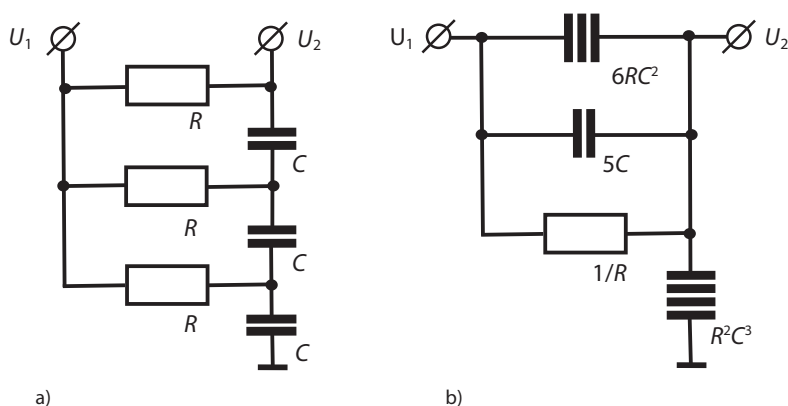


Rys. 4.8. Wynik symulacji generatora z rys. 4.7

Jak widać na rys. 4.8, punkty symulacyjne układają się w pobliżu prostej teoretycznej w przedziale kilku dekad częstotliwości.

4.1.1.2. Układ 3RC

Układ 3RC, o budowie podobnej do omówionego powyżej układu 3CR, wykazuje podobne wartości wzmocnienia. Jego schemat pokazano na rys. 4.9a:



Rys. 4.9. Układ 3RC. Schemat układu — a) i rezonansowy schemat zastępczy układu 3RC — b)

Transmitancja operatorowa tego układu wyraża się wzorem:

$$T(s) = \frac{6s^2 RC^2 + 5sC + 1/R}{s^3 R^2 C^3 + 6s^2 RC^2 + 5sC + 1/R} \quad (4.16)$$

Analogicznie do toku postępowania stosowanego powyżej do układu 3CR, struktura transmitancji (4.16) pozwala na przedstawienie układu 3RC za pomocą schematu zastępczego, pokazanego na rys. 4.9b. Zgodnie z tym rozkładem, zjawisko rezonansu równoległego występuje dzięki konduktancji $1/R$ i ujemnej konduktancji $-\omega^2 6RC^2$. Częstotliwość rezonansowa wynikająca z przyrównania tych konduktancji wynosi:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (4.17)$$

Dla $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$, $f_{r1} = 650 \text{ Hz}$.

Dla częstotliwości rezonansowej w schemacie zastępczym pozostają jedynie dwie pojemności: $5C$ i $R^2 C^3$. Ich admitancje tworzą dzielnik napięcia:

$$T(j\omega_{r1}) = \frac{j\omega_{r1} 5C}{-j\omega_{r1}^3 R^2 C^3 + j\omega_{r1} 5C} \quad (4.18)$$

Po wstawieniu wyrażenia (4.17) do (4.18) uzyskuje się następujący wynik liczbowy dla częstotliwości 650 Hz:

$$T(j\omega_{r1}) = \frac{30}{29} = 1,03448 \text{ (lub } 0,294 \text{ dB)} \quad (4.19)$$

Prąd pobierany z zacisków wejściowych przy częstotliwości rezonansowej f_{r1} (650 Hz) wynika z zależności:

$$I_{f_{r1}} = \frac{u_1}{\frac{1}{j\omega_{r1} 5C} + \frac{1}{j^3 \omega_{r1}^3 R^2 C^3}} \quad (4.20)$$

Po wstawieniu wzoru (4.17) do (4.20):

$$I_{f_{r1}} = -j \frac{u_1 5}{R \times 29\sqrt{6}} \quad (4.21)$$

Iloraz ujemnego prądu (4.21) i ujemnej admitancji $-j\omega_{r1}^3 R^2 C^3$ daje dodatnie napięcie wyjściowe:

$$u_2 = u_1 \frac{30}{29} \quad (4.22)$$

Stąd kąt przesunięcia fazowego między wyjściem i wejściem układu jest równy zero. W obwodzie z pojemnościami $5C$ i $R^2 C^3$ występuje rezonans szeregowy. Jego częstotliwość można wyliczyć z przyrównania do zera sumy admitancji:

$$j\omega_{r2} 5C - j\omega_{r2}^3 R^2 C^3 = 0 \quad (4.23)$$

Z (4.23) wynika wzór na częstotliwość rezonansu szeregowego:

$$f_{r2} = \frac{\sqrt{5}}{2\pi RC} \quad (4.24)$$

Dla wartości elementów $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$ częstotliwość $f_{r2} = 3560 \text{ Hz}$. Przy tej częstotliwości kąt fazowy wynosi -21° , a część rzeczywista transmitancji $T(j\omega)$ wynosi 1.

Położenie obydwu wymienionych częstotliwości rezonansowych dobrze obrazuje charakterystyka rezonansowego schematu zastępczego na płaszczyźnie zespolonej, pokazana na rys. 4.11b. Wykres rozwija się od punktu $(+1, j0)$ i zmierza do punktu $(0, j0)$. Na wykresie z rys. 4.11b pokazany jest dla przykładu punkt dla częstotliwości 500 kHz. Dalsze zwiększanie częstotliwości ponad 500 kHz nieznacznie przedłuża wykres w kierunku końcowego punktu $(0, j0)$.

Z porównania właściwości układów 3CR i 3RC wynika, że przy tych samych wartościach rezystancji i pojemności, częstotliwości rezonansowe są zdecydowanie różne. Dla układu 3CR jest: $f_{r1} = 3898 \text{ Hz}$, $f_{r2} = 712 \text{ Hz}$, natomiast dla układu 3RC: $f_{r1} = 650 \text{ Hz}$ i $f_{r2} = 3560 \text{ Hz}$. Przesunięcia fazowe między napięciem wyjściowym i wejściowym w obu układach są równe zero. Takie same w obu układach są również wartości wzmocnienia przy zerowym przesunięciu fazowym, czyli przy częstotliwościach f_{r1} . Wówczas wzmocnienia wynoszą 1,034, to jest 0,294 dB.

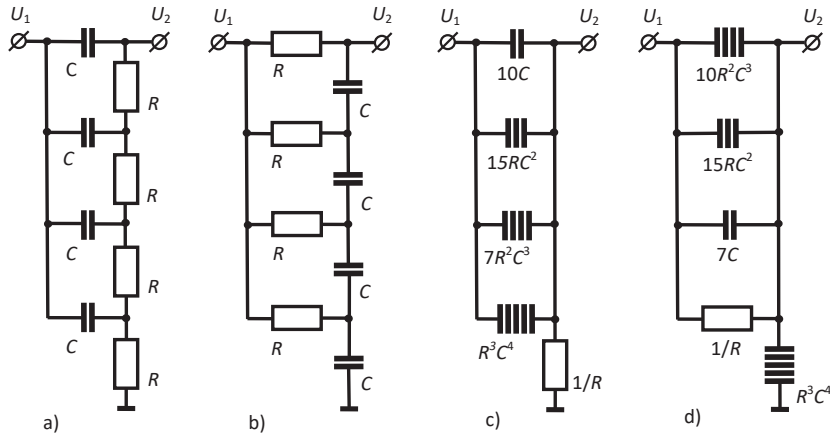
Powyższe dane sugerują, że realizacja oscylatorów zbudowanych z układów 3CR lub 3RC i wzmacniaczy operacyjnych w układzie wtórnikowym jest możliwa. Wniosek ten generalnie jest prawidłowy, ale szczegóły realizacji nie są takie same. Mniejsze trudności występują przy użyciu układu 3CR, ponieważ rezystancja wyjściowa tego układu nie jest podatna na wpływ obciążenia, którym jest wzmacniacz operacyjny w układzie wtórnikowym. Symulacje oscylatora z układem 3CR (rys. 4.8) pokazują dobrą zgodność częstotliwości drgań z obliczeniami teoretycznymi wykonanymi według wzoru (4.11).

Natomiast układ 3RC okazuje się bardzo podatny na wpływ nawet niewielkich pojemności dołączonych między zacisk wyjściowy i masę, to znaczy do punktów przyłączenia wzmacniacza operacyjnego. Symulacje pokazują, że pojemność kilku pF przesuwają punkt przejścia przez zero na charakterystyce fazowej układu 3RC w kierunku niższych wartości częstotliwości. Pojemność 20 pF przy $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$, tak modyfikuje charakterystykę fazową układu 3RC, że odcinek o dodatnich wartościach przesunięcia fazowego przechodzi w obszar wartości ujemnych i zanika z charakterystyki punkt przejścia kąta fazowego przez wartość zero. W tej sytuacji oscylacje nie mogą powstać. Stąd oscylator z układem

3RC jest wrażliwy na rodzaj użytego wzmacniacza operacyjnego, a także pracuje przy niższej częstotliwości niż wynika ona z wzoru (4.17), na przykład przy $R = 10 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$ teoretyczna częstotliwość wynosi 6500 Hz , natomiast oscylator 3RC pracuje z częstotliwością 3900 Hz . Zakres przestrajania oscylatora 3RC jest węższy niż 3CR szczególnie dlatego, że praca z małymi wartościami R i C , to znaczy w górnym zakresie przestrajania częstotliwości, kończy się wcześniej niż w oscylatorze 3CR. Stąd wynika ostateczny wniosek, że układ 3RC nie jest konkurencyjny w porównaniu z układem 3CR w aspekcie budowy oscylatora z wtórnikami operacyjnym.

4.1.1.3. Układy 4CR i 4RC

Zwiększanie liczby członów CR lub RC w omówionych powyżej układach prowadzi do większych wartości wzmocnienia. Na rys. 4.10a i rys. 4.10b pokazano schematy połączeń układów 4CR i 4RC oraz ich rezonansowe schematy zastępcze (rys. 4.10c i rys. 4.10d).



Rys. 4.10. Układy 4CR i 4RC. Schemat układu 4CR — a) i jego rezonansowy schemat zastępczy — c). Schemat układu 4RC — b) i jego rezonansowy schemat zastępczy — d)

Dla układu 4CR transmitancja operatorowa wyraża się wzorem:

$$T(s) = \frac{s^4 R^3 C^4 + 7s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 10sC}{s^4 R^3 C^4 + 7s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 10sC + 1/R} \quad (4.25)$$

Symbol FDPC oznacza FDPC, czyli *Frequency Dependent Positive Conductance*, dla której $Y(s) = s^4 F$, gdzie $F = R^3 C^4$ o wymiarze As^4/V . Dwójniki FDPC mogą być realizowane praktycznie. Układy takie z użyciem konwejerów prądowych CCII zostały zaproponowane i sprawdzone praktycznie w [20].

W schemacie zastępczym układu 4CR (rys. 4.10c) występuje kilka zjawisk rezonansowych. Jednym z nich jest rezonans równoległy obserwowany ze względu na obecność w obwodzie składników zawierających $10C$ i $7R^2C^3$. Z przyrównania sumy ich admitancji do zera wynika wzór na częstotliwość rezonansową f_{r1} :

$$f_{r1} = \frac{\sqrt{\frac{10}{7}}}{2\pi RC} \quad (4.26)$$

Dla wartości elementów $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$ $f_{r1} = 1903 \text{ Hz}$.

Dla częstotliwości rezonansowej f_{r1} , przy $s = j\omega$, wyrażenia zawierające $10C$ i $7R^2C^3$ odejmują się. W związku z tym znikają odpowiednie składniki admitancji w wyrażeniu (4.25) i transmitancja widmowa $T(j\omega_{r1})$, po wstawieniu (4.26) do (4.25) uzyskuje wartość liczbowa:

$$T(j\omega_{r1}) = \frac{-19,39}{-18,39} = 1,0544, \text{ to jest } 0,46 \text{ dB} \quad (4.27)$$

Dla częstotliwości f_{r1} przesunięcie fazowe jest równe zeru. Można się o tym przekonać, obliczając prąd pobierany przez układ z zacisków wejściowych i mnożąc jego wartość przez R , podobnie jak powyżej dla układu 3CR. Dodatnia wartość spadku napięcia potwierdza powyższy wniosek, zgodny także z dodatnią wartością transmitancji (4.27).

Szeregowy rezonans między elementami rzeczywistymi R^3C^4 , $15RC^2$ i $1/R$ prowadzi do następującego równania:

$$j^4 \omega^4 R^3 C^4 + j^2 \omega^2 15RC^2 + 1/R = 0 \quad (4.28)$$

Z rozwiązania powyższego równania wynikają dwie dodatnie częstotliwości: 412 Hz i 6150 Hz. W obu tych przypadkach rzeczywiste składniki admitancji obydwu gałęzi rezonansowego schematu zastępczego są sobie równe i stąd rzeczywisty składnik transmitancji $T(j\omega)$ ma wartość jeden. Jednakże przesunięcia fazowe układu dla tych częstotliwości nie są równe zeru i dlatego nie można wzbudzić oscylacji przy tych częstotliwościach, wykorzystując jako człon wzmacniający oscylatora wzmacniacz operacyjny w układzie wtórnik.

Wyliczone powyżej częstotliwości i odpowiadające im kąty fazowe można odnaleźć na wykresie reprezentującym rezonansowy schemat zastępczy na płaszczyźnie zespolonej (rys. 4.11c). Początek wykresu jest w punkcie $(0, j0)$, a koniec w $(+1, j0)$. Częstotliwość rezonansu równoległego (1903 Hz) odpowiada punktowi, w którym wykres przecina oś urojoną. Z rozwiązania równania dwukwadratowego (4.28) otrzymuje się cztery częstotliwości, z których dwie są dodatnie: 412 Hz i 6150 Hz. Współrzędne x dla tych częstotliwości przecinają wartość 1. Częstotliwość 6150 Hz lokuje się bardzo blisko końcowego punktu wykresu.

Transmitancja układu 4RC z rys. 4.10b jest wyrażona następująco:

$$T(s) = \frac{10s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 7sC + 1/R}{s^4 R^3 C^4 + 10s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 7sC + 1/R} \quad (4.29)$$

Dwa składniki zawierające: $7C$ i $10R^2C^3$ umożliwiają wystąpienie w układzie 4RC rezonansu równoległego. Widać to na rezonansowym schemacie zastępczym pokazanym na rys. 4.10d. Z porównania admitancji tych pojemności wynika następujący wzór na częstotliwość rezonansową:

$$f_{r1} = \frac{\sqrt{0,7}}{2\pi RC} \quad (4.30)$$

Dla $R = 100 \text{ k}\Omega$ i $C = 1 \text{ nF}$ $f_{r1} = 1332 \text{ Hz}$.

Przy tej częstotliwości współczynnik wzmocnienia wynosi:

$$T(j\omega_{r1}) = 1,054, \text{ to jest } 0,46 \text{ dB} \quad (4.31)$$

Kąt fazowy układu przy częstotliwości f_{r1} wynosi zero, ponieważ w schemacie zastępczym z rys. 4.10d po ekstrakcji rezonujących pojemności pozostają same rezystancje. Dodatni znak transmitancji (4.31) potwierdza ten wniosek.

Rezonans występuje także w układzie 4RC zawierającym elementy o admitancjach rzeczywistych. Pomimo różnic w budowie schematów zastępczych układów 4CR i 4RC, równanie rezonansu rezystancyjnego jest identyczne z (4.28) i wynikają z jego rozwiązania te same wartości częstotliwości, to znaczy 412 Hz i 6150 Hz. Przesunięcia fazowe przy tych częstotliwościach, podobnie jak w układzie 4CR, nie są równe zero, jakkolwiek znaki ich są przeciwne w porównaniu do układu 4CR.

Na rys. 4.11d pokazana jest charakterystyka rezonansowego schematu zastępczego układu 4RC na płaszczyźnie zespolonej, na którym są zaznaczone wyliczone powyżej częstotliwości rezonansowe. Wykres startuje od wartości $(+1, j0)$ i kończy się w punkcie $(0, j0)$. W punkcie 1332 Hz wykres przechodzi przez wartość 0 na osi liczb urojonych, co potwierdza zerową wartość przesunięcia fazowego w tym punkcie. Wartość rzeczywista odpowiadająca temu punktowi jest równa wzmocnieniu układu i wynosi 1,054.

Na rys. 4.11 pokazano umieszczone obok siebie charakterystyki czterech układów i — pomimo że są one wykonane w pełnej skali, a zatem poszczególne fragmenty są mało dokładne — można z porównania tych czterech wykresów wyciągnąć następujące wnioski:

— Dla wszystkich częstotliwości wynikających z równoległych zjawisk rezonansowych w analizowanych 4 układach (to znaczy 3898 Hz, 650 Hz, 1903 Hz, 6150 Hz) przesunięcia fazowe są równe zeru.

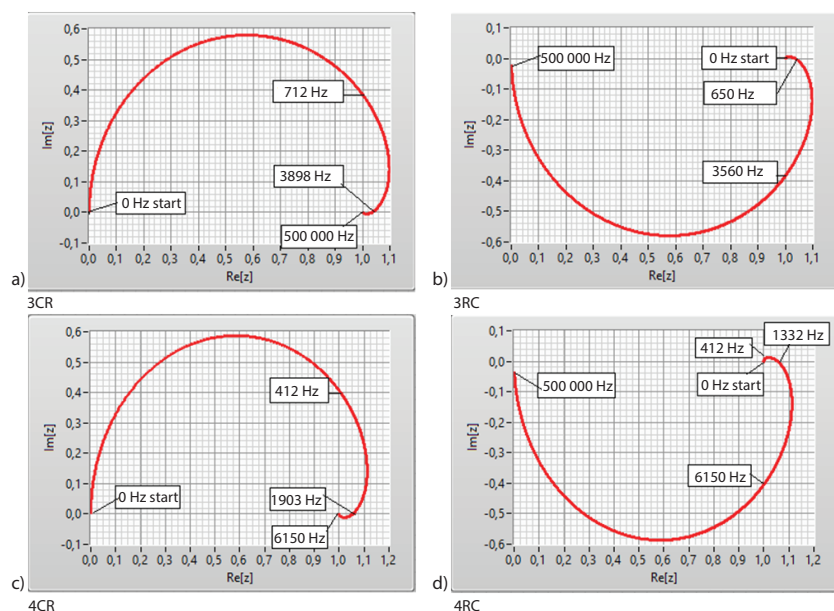
— Wzmocnienie dla zerowego przesunięcia fazowego układu 4CR jest tak duże jak układu 4RC i większe niż dla układów 3CR i 3RC, które też są równe sobie.

— W układach 3CR rezonans szeregowy występuje przy jednej częstotliwości (712 Hz), dla której wartość rzeczywista transmitancji wynosi jeden. Podobnie w układzie 3RC jedna częstotliwość rezonansu szeregowego (3560 Hz) odpowiada punktowi charakterystyki, w którym wartość odciętej wynosi 1.

— W układach 4CR i 4RC występują po dwie częstotliwości w rezonansie szeregowym (712 Hz i 6150 Hz dla obydwu układów), przy których odcięte osiągają wartość jeden.

— Po rozbudowie programu opisanego w dodatku nr 1 można łatwo wyliczać współrzędne x i y oraz moduł z (czyli transmitancję układu T) dla częstotliwości określonej z dokładnością do 1 Hz.

Tworzenie tych charakterystyk jest omówione w dodatku nr 1.



Rys. 4.11. Charakterystyki rezonansowych schematów zastępczych dla 3CR, 3RC, 4CR, 4RC

Wzory (4.13) i (4.19) pokazują wzmocnienie układów 3CR i 3RC dla częstotliwości, przy których przesunięcia fazowe tych obwodów wynoszą zero. Wzmocnienia owe wynoszą w obu przypadkach 0,294 dB. Podobnie wzory (4.27) i (4.31) dokumentują wzmocnienia układów 4CR i 4RC

przy zerowych przesunięciach fazowych. Wynoszą one 0,46 dB. Jak wynika z porównania przytoczonych wartości wzmacnień, w układach 4CR i 4RC są one znacznie większe niż w układach 3CR i 3RC. Fakt ten wpływa istotnie na złagodzenie trudności wzbudzenia drgań w oscylatorach złożonych z układów 4CR lub 4RC i członów wzmacniających w postaci wtórników operacyjnych. Mianowicie oscylator z układem 4CR wzbudza się łatwo z różnymi wzmacniaczami operacyjnymi, pracuje w szerszym przedziale częstotliwości niż przedstawiony na rys. 4.5 i rys. 4.7 oscylator z układem 3CR, a częstotliwość przez niego generowana dobrze zgadza się ze wzorem (4.26).

Przy omawianiu niedoskonałości układu 3RC zasygnalizowano silny wpływ pojemności załączonej między zacisk wyjściowy układu 3RC i masę. Ten wpływ istnieje także w układzie 4RC, ale — z powodu większego wzmacnienia układu 4RC w porównaniu z układem 3RC — wzbudzenie drgań w oscylatorze z układem 4RC jest łatwiejsze niż z układem 3RC.

Porównanie 4 układów RC (to znaczy 3CR, 3RC, 4CR i 4RC) w aspekcie ich zastosowania w oscylatorach z wtórnikowym członem wzmacniającym wyraźnie wskazuje na dominację układu 4CR nad pozostałymi.

Komentarze:

— Zwiększanie liczby gałęzi nRC (lub nCR) do wartości $n \approx 15$ wiąże się ze wzrostem współczynnika wzmacnienia. Jednakże wzrost ten nie jest równomierny i od wartości $n = 7$ znacznie słabnie.

— Indywidualny dobór różnych wartości pojemności i różnych rezystancji jest także sposobem na uzyskanie większego współczynnika wzmacnienia. Dla przykładu w konfiguracji 5CR, poprzez eksperymentalny dobór pojemności w granicach od 2 pF do 2 nF i rezystancji od 5 kΩ do 5 Ω, uzyskano wzmacnienie 2,57 dB [21]. Przy wartości zerowej przesunięcia fazowego wzmacnienie to wyniosło 1,76 dB przy częstotliwości około 10 MHz.

— Układy w konfiguracji nRC mają charakterystyki dolnoprzepustowe, natomiast w konfiguracji nCR górnoprzepustowe. Łącząc szeregowo, w jednym układzie, obie konfiguracje rozdzielone wtórnikiem operacyjnym, można uzyskać filtr środkowoprzepustowy.

4.1.2. Wybrane sieci RLC

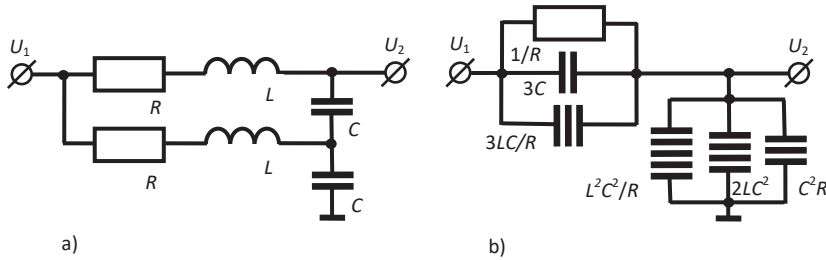
4.1.2.1. Sieć 2RLC

W podrozdziale 4.1, na przykładzie najprostszych obwodów rezonansowych RLC, omówiono koncepcję rezonansowych schematów zastępczych

i pokazano ich wykresy na płaszczyźnie zespolonej. Tworzenie tych wykresów, jak wspomniano wyżej, będzie omówione w Dodatku nr 1.

Przykład z rys. 4.1 zostanie wykorzystany do zbudowania sieci RLC złożonej z kilku pojedynczych gałęzi RLC, odpowiednio połączonych, aby pokazać zarówno interesujące właściwości takich połączeń, jak i łatwość ich analizy za pomocą rezonansowych schematów zastępczych. Przykłady przedstawione w dalszej części podrozdziału 4.1.2 i w podrozdziale 4.2 pokazano w [13] lub przeanalizowano w [14].

W pojedynczej gałęzi RLC, takiej jak na rys. 4.1, występuje rezonans szeregowy przy częstotliwości opisanej znanym wzorem Thomssona $f = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$. Rozważmy, jakie zjawiska rezonansowe powstaną w sieci złożonej z dwóch identycznych gałęzi RLC połączonych ze sobą jak na poniższym rys. 4.12a.



Rys. 4.12. Sieć 2RLC — a) i jej rezonansowy schemat zastępczy — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])

Transmitancję sieci 2RLC wyliczono metodą napięć węzłowych jako:

$$T(s) = \frac{U_{2(s)}}{U_{1(s)}} = \frac{s^2 \frac{3LC}{R} + s3C + \frac{1}{R}}{s^4 \frac{L^2C^2}{R} + s^3 2LC^2 + s^2 \left(C^2R + \frac{3LC}{R} \right) + s3C + \frac{1}{R}} \quad (4.32)$$

Po wstawieniu $s = j\omega$ do (4.32) ustalono rezonansowy schemat zastępczy sieci 2RLC pokazany na rys. 4.12b. W schemacie tym istnieje pięć par elementów, których admitancje widmowe różnią się znakami, a w ich ilorazie występuje czynnik ω^2 lub $1/\omega^2$. Te pary dwójników tworzą obwody rezonansowe szeregowo lub równoległe, o częstotliwościach rezonansowych zależnych od wartości odpowiednich elementów RLC. Poniżej, w tab. 4.1, zebrano dane tych obwodów rezonansowych. Do obliczeń przyjęto dane: $R = 40 \, \Omega$, $L = 1,1 \, \text{mH}$ i $C = 1 \, \text{nF}$ [13]. Dla pozostałych sieci 2RCL i 2LCR zachowano te same dane.

Tab. 4.1. Obwody rezonansowe występujące w sieci 2RLC [14]

Dwójniki admitancyjne umożliwiające rezonans	Rodzaj i miejsce rezonansu	Równanie drgań	Częstotliwość rezonansowa	Wzrost lub spadek amplitudy
$\frac{3LC}{R}, \frac{1}{R}$	konduktancyjny równoległy w gałęzi poziomej	$j^2\omega^2\frac{3LC}{R} + \frac{1}{R} = 0$	87,6 kHz	spadek
$C^2R, \frac{1}{R}$	konduktancyjny szeregowy	$j^2\omega^2C^2R + \frac{1}{R} = 0$	3979 kHz	wzrost
$2LC^2, 3C$	pojemnościowy szeregowy	$j^3\omega^32LC^2 + j\omega3C = 0$	185,9 kHz	wzrost
$\frac{L^2C^2}{R}, \frac{3LC}{R}$	konduktancyjny szeregowy	$j^4\omega^4\frac{L^2C^2}{R} + j^2\omega^2\frac{3LC}{R} = 0$	262,8 kHz	wzrost
$\frac{L^2C^2}{R}, C^2R$	konduktancyjny równoległy w gałęzi pionowej	$j^4\omega^4\frac{L^2C^2}{R} + j^2\omega^2C^2R = 0$	5,79 kHz	wzrost

Niektóre z częstotliwości rezonansowych podanych w tab. 4.1 ujawniają się jako wzrost lub spadek amplitudy modułu transmitancji (4.32), zgodnie z opisem zawartym w tab. 4.1. Jednak, jeżeli częstotliwości dwóch obwodów rezonansowych są położone blisko siebie, w przebiegu zależności modułu transmitancji w funkcji częstotliwości, można zidentyfikować jedynie złożenie krzywych rezonansowych obu zjawisk, zależne od ich amplitud, a także od ich dobroci.

Admitancje dwójników występujących w rezonansowym schemacie zastępczym (rys. 4.12b) są dwojakiego rodzaju: rzeczywiste i urojone. Częstotliwość obwodu rezonansowego złożonego z dwójników o rzeczywistych admitancjach nie zależy od wartości admitancji dwójników o admitancjach urojonych. I odwrotnie: częstotliwość obwodu rezonansowego złożonego z dwójników o admitancjach urojonych nie zależy od wartości admitancji dwójników o admitancjach rzeczywistych. Natomiast dobroć obwodu złożonego z dwójników o admitancjach rzeczywistych zależy od wartości elementów o admitancjach urojonych, a dobroć obwodu złożonego z elementów o admitancjach urojonych zależy od wartości elementów o admitancjach rzeczywistych. Ponieważ wszystkie elementy są ze sobą w opisany wyżej sposób powiązane, można przyjąć, że wypadkowa charakterystyka częstotliwościowa całej sieci powstanie w wyniku uwzględnienia wszystkich możliwych zjawisk rezonansowych, przy czym będą istniały dwa równania drgań własnych sieci, oddzielnie dla dwójników o admitancjach rzeczywistych i oddzielnie dla dwójników o admitancjach urojonych.

Równanie dla dwójników o admitancjach rzeczywistych będzie sumą admitancji widmowych wszystkich czterech elementów: $1/R$, $3LC/R$, C^2R i L^2C^2/R , przyrównaną do zera:

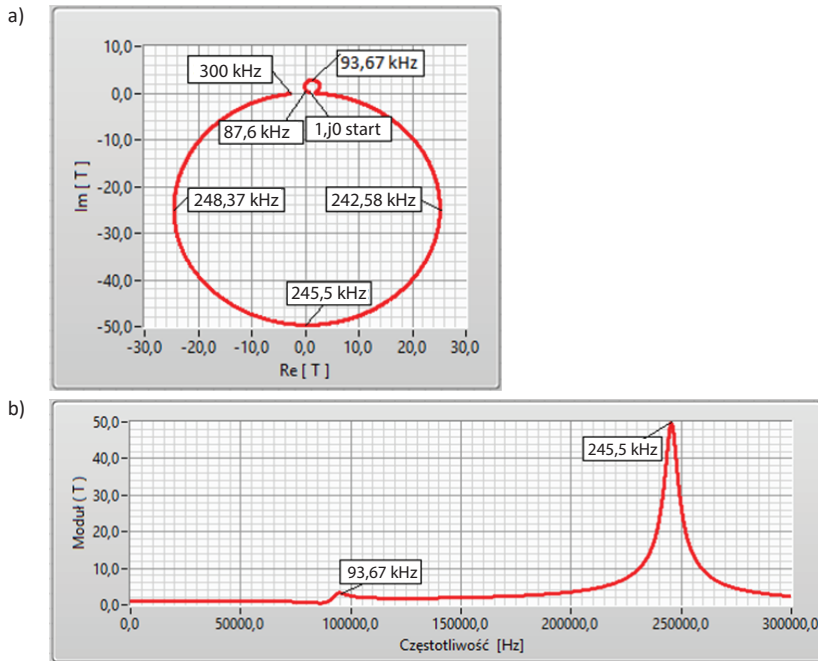
$$\omega^4 L^2 C^2 - \omega^2 (C^2 R^2 + 3LC) + 1 = 0 \quad (4.33)$$

Dla dwójników o admitancjach urojonych podobne równanie wygląda następująco:

$$-j\omega^2 2LC^2 + j\omega 3C = 0 \quad (4.34)$$

Z rozwiązania równania (4.33) otrzymuje się cztery częstotliwości charakterystyczne analizowanego układu, jednak dwa z nich mają znaki ujemne. Dla przyjętych uprzednio danych: $R = 40 \, \Omega$, $L = 1,1 \, \text{mH}$ i $C = 1 \, \text{nF}$ [13] dodatnie częstotliwości mają wartości: $f_1 = 93,67 \, \text{kHz}$ i $f_2 = 245,5 \, \text{kHz}$. Rozwiązaniem równania (4.34) jest jedna częstotliwość podana wcześniej w tab. 4.1.

Na rys. 4.13a i rys. 4.13b pokazano charakterystyki rezonansowego schematu zastępczego z rys. 4.12b, na których zaznaczono wyliczone powyżej częstotliwości charakterystyczne.



Rys. 4.13. Rezonansowy schemat zastępczy układu 2RLC, zobrazowany na płaszczyźnie zespolonej — a) i charakterystyka modułu $T(j\omega)$ w funkcji częstotliwości — b) (reproduковано z [14] ze zmianami). Tworzenie wykresu modułu jest opisane w Dodatku nr 1

Na rys. 4.13a znajdują się dwa okręgi. Duży reprezentuje rezonans spowodowany przez konduktancje o częstotliwości rezonansowej $245,5 \, \text{kHz}$ i dużej amplitudzie, co potwierdza odpowiedni fragment rys. 4.13b. Drugi, mały, występuje w pobliżu częstotliwości rezonansowej

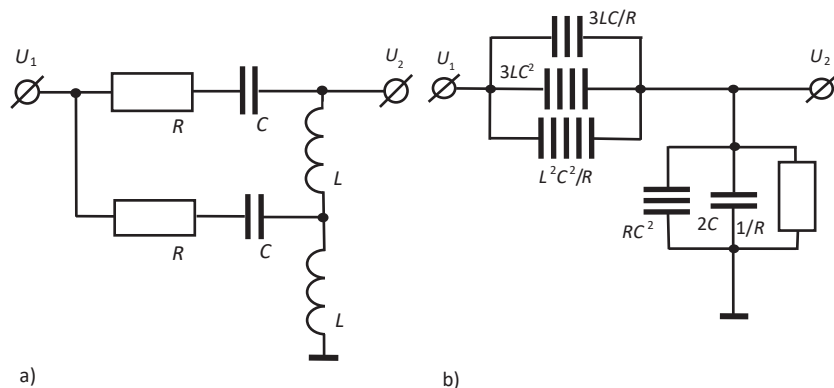
93,67 kHz. Amplituda tego zjawiska jest znacznie mniejsza. Wykres modułu wokół częstotliwości 93,67 kHz nie odtwarza „uniwersalnej krzywej rezonansowej”, ponieważ w niedalekiej odległości, dokładnie przy 87,6 kHz, ujawnia się lokalne drganie, uzyskane dzięki konduktancjom $3LC/R$ i $1/R$. Jest to rezonans równoległy, dotyczący dwójników występujących w gałęzi poziomej schematu zastępczego, który powoduje lokalny spadek modułu transmitancji. Ponieważ zjawiska te zachodzą częściowo na siebie, najpierw obserwujemy obniżenie, a następnie wzrost modułu w funkcji częstotliwości w pobliżu 90 kHz.

Bardzo interesujący jest fakt, że nie ma punktu szczytowego dla częstotliwości rezonansowej występującej w pojedynczej gałęzi RLC, która wynosi dla przyjętych wartości elementów 151,749 kHz. Punkt odpowiadający tej częstotliwości znajduje się na wykresie pokazanym na rys. 4.13a, w załamaniu charakterystyki pomiędzy małym i dużym okręgiem.

Start wykresów zaczyna się przy częstotliwości 0 Hz i wartości modułu 1, i zmierza do wartości $(0, j0)$ przy bardzo dużej częstotliwości. Na rys. 4.13 pokazano ostatnie punkty krzywych dla przykładowej częstotliwości 300 kHz. W połowie wartości $\text{Im}\{T(j\omega)\}$ dla dużego okręgu są zaznaczone dwa punkty usytuowane na jego obwodzie (wartości: 248,37 kHz i 242,58 kHz), które odpowiadają granicznym częstotliwościom pasma częstotliwości. Różnica między tymi wartościami wynosi 5,79 kHz i stąd dobroć analizowanej sieci, reprezentowanej przez duży okrąg, można obliczyć jako iloraz częstotliwości rezonansowej (245,5 kHz) do szerokości pasma (5,79 kHz). Dobroć ta wynosi 42,4 i jest większa od dobroci pojedynczej gałęzi RLC przy tych samych wartościach elementów ($R = 40 \Omega$, $L = 1,1 \text{ mH}$ i $C = 1 \text{ nF}$), której charakterystyka była pokazana wcześniej na rys. 4.1 i rys. 4.2. Korzystając z programu, który będzie omówiony w dodatku nr 1, przeznaczonego do tworzenia wykresów na płaszczyźnie zespolonej, lub klasycznego wzoru na dobroć $Q = \omega L/R$, uzyskuje się wynik dla pojedynczej gałęzi RLC jako $Q = 26,2$. Dane te znajdują potwierdzenie w artykule [13], gdzie omówiono właściwości i zaproponowano zastosowania wielogałęziowych sieci RLC.

4.1.2.2. Sieć 2RCL

Sieć 2RCL [13, 14], zbudowana z tych samych elementów co omówiona wyżej 2RLC (i o tych samych wartościach elementów), ma inną budowę rezonansowego schematu zastępczego i stąd inne właściwości transmisji sygnałów elektrycznych. Schemat ideowy sieci 2RCL i jej rezonansowy schemat zastępczy pokazano poniżej.



Rys. 4.14. Sieć 2RCL: schemat ideowy — a) i rezonansowy schemat zastępczy — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])

Na podstawie rys. 4.14a został wyprowadzony następujący wzór na transmitancję operatorową sieci 2RCL:

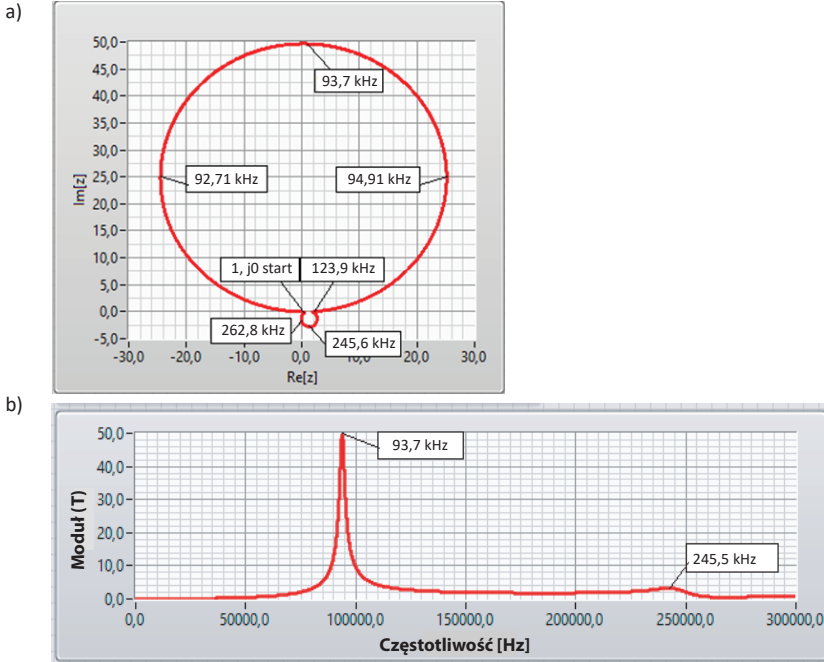
$$T(s) = \frac{s^4 \frac{L^2 C^2}{R} + s^3 3LC^2 + s^2 \frac{3LC}{R}}{s^4 \frac{L^2 C^2}{R} + s^3 3LC^2 + s^2 \frac{3LC}{R} + s^2 RC^2 + s2C + \frac{1}{R}} \quad (4.35)$$

Tab. 4.2. Obwody rezonansowe w sieci 2RCL [14]

Dwójniki admitancyjne tworzące obwód rezonansowy	Rodzaj i miejsce rezonansu	Równanie drgań	Częstotliwość rezonansowa	Wzrost lub spadek amplitudy
$\frac{3LC}{R}, \frac{1}{R}$	konduktancyjny szeregowy	$j^2 \omega^2 \frac{3LC}{R} + \frac{1}{R} = 0$	87,6 kHz	wzrost
$C^2 R, \frac{1}{R}$	konduktancyjny równoległy w gałęzi pionowej	$j^2 \omega^2 C^2 R + \frac{1}{R} = 0$	3979 kHz	wzrost
$3LC^2, 2C$	pojemnościowy szeregowy	$j^3 \omega^3 3LC^2 + j\omega 2C = 0$	123,9 kHz	wzrost
$\frac{L^2 C^2}{R}, \frac{3LC}{R}$	konduktancyjny równoległy w gałęzi poziomej	$j^4 \omega^4 \frac{L^2 C^2}{R} + j^2 \omega^2 \frac{3LC}{R} = 0$	262,8 kHz	spadek
$\frac{L^2 C^2}{R}, C^2 R$	konduktancyjny szeregowy	$j^4 \omega^4 \frac{L^2 C^2}{R} + j^2 \omega^2 C^2 R = 0$	5,79 kHz	wzrost

Wzór (4.35), po zamianie operatora s na $j\omega$, stanowi podstawę do narysowania rezonansowego schematu zastępczego przedstawionego na rys. 4.14b. Wynika z niego pięć par elementów, które tworzą różnorodne pojedyncze obwody rezonansowe. Są one zebrane w pierwszej kolumnie tabeli 4.2. Kolumna czwarta zawiera liczbowe wartości częstotliwości rezonansowych tych par. Wpływ niektórych z tych częstotliwości, na przykład 87,6 kHz i 262,8 kHz, można odnaleźć w wypadkowym przebiegu charakterystyki całej sieci w funkcji częstotliwości, natomiast inne,

na przykład takie jak 5,8 kHz i 3980 kHz, wypadają poza interesującym przedziałem aktywnego działania sieci 2RCL. Graficzna interpretacja transmitancji widmowej sieci na płaszczyźnie zespolonej jest pokazana na rys. 4,15a i ostatnio wymienione częstotliwości (5,8 kHz i 3980 kHz) układają się na peryferiach tego wykresu.



Rys. 4.15. Charakterystyka modułu $T(j\omega)$ układu 2RCL na płaszczyźnie zespolonej — a) i w funkcji częstotliwości — b) (reprodukowano z [14] ze zmianami)

Wykres na rys. 4.15a składa się z dwóch okręgów, związanych z dwoma częstotliwościami rezonansowymi. Duży okrąg reprezentuje rezonans dla wartości 93,7 kHz, a mały dla 245,5 kHz. Takie wartości częstotliwości wynikają z rozwiązania równania drgań całej sieci dla dwójników konduktancyjnych. Zgodnie z rezonansowym schematem zastępczym sieci, pokazanym na rys. 4.14b, wspomniany wyżej rezonans zachodzi dzięki następującym dwójnikom: L^2C^2/R , $3LC/R$, C^2R i $1/R$. Suma ich konduktancji widmowych daje następujące równanie drgań:

$$\omega^3 L^2 C^2 - \omega^2 (3LC + C^2 R^2) + 1 = 0 \quad (4.36)$$

Równanie (4.36) jest identyczne z równaniem (4.33), które opisuje podobne drgania wypadkowe całej sieci dla sieci 2RLC. Dlatego z jego rozwiązania otrzymuje się te same częstotliwości co dla sieci 2RLC, czyli

93,7 kHz i 245,6 kHz, jednakże inne otoczenie przez częstotliwości własne sieci powoduje, że wykresy na rys. 4.13 i rys. 4.15 różnią się od siebie.

Rezonans sieci dla dwójników o admitancjach urojonych, zgodnie ze schematem zastępczym z rys. 4.14b, dotyczy tylko dwóch pojemności: $3LC^2$ i $2C$. Z przyrównania sumy susceptancji tych dwójników do zera wynika częstotliwość 123,9 kHz, która została uwzględniona w tab. 4.2 i zaznaczona na rys. 4.15a.

Dwie częstotliwości (92,71 kHz i 94,91 kHz) zaznaczone w połowie wartości urojonej dużego okręgu nie są częstotliwościami własnymi sieci. Ich położenie zostało zaznaczone na rysunku, ponieważ różnica między nimi stanowi szerokość pasma dla rezonansu o częstotliwości 93,7 kHz. Różnica ta wynosi 2,2 kHz i wyliczona stąd dobroć jest równa 42,6, a więc także jest większa niż dla pojedynczej gałęzi RCL, której dobroć wynosi 26,2. Wykres modułu w funkcji częstotliwości pomiędzy wartościami 245,6 kHz i 262,8 kHz (rys. 4.15b) jest odzwierciedleniem wzrostu modułu wokół wartości 245,6 kHz i spadku modułu w pobliżu 262,8 kHz. Spadek modułu znajduje potwierdzenie w danych przedstawionych w tab.4.2.

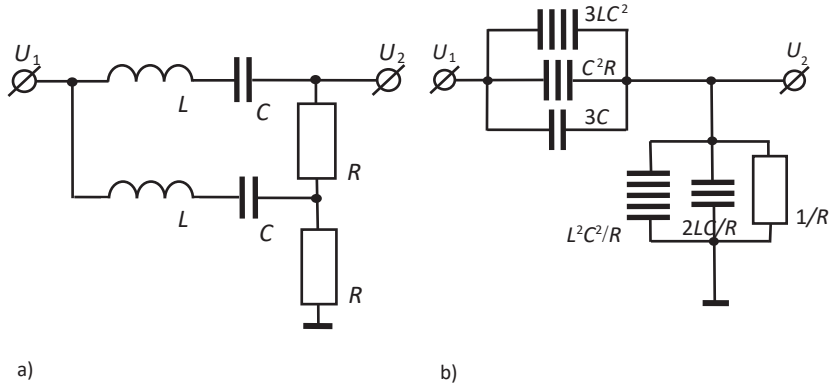
4.1.2.3. Sieć 2LCR

Trzeci wariant sieci RLC [14] złożonej z dwóch gałęzi różni się znacznie od dwóch poprzednich, które zostały omówione w podrozdziałach 4.1.2.1 i 4.1.2.2. Schemat ideowy sieci 2LCR i jej rezonansowy schemat zastępczy pokazane są na rys. 4.16.

Na podstawie rys. 4.16a został wyprowadzony wzór (4.37) na transmitancję operatorową sieci, a następnie, po przekształceniu go na transmitancję widmową przez podstawienie $s = j\omega$, ustalono połączenia dla rezonansowego schematu zastępczego.

$$T(s) = \frac{s^3 3LC^2 + s^2 C^2 R + s 3C}{s^4 \frac{L^2 C^2}{R} + s^3 3LC^2 + s^2 \left(C^2 R + \frac{2LC}{R} \right) + s 3C + \frac{1}{R}} \quad (4.37)$$

W rezonansowym schemacie zastępczym można odnaleźć pięć par dwójników tworzących najbardziej podstawowe obwody rezonansowe, z których wynikają częstotliwości własne sieci spisane w tabeli 4.3.

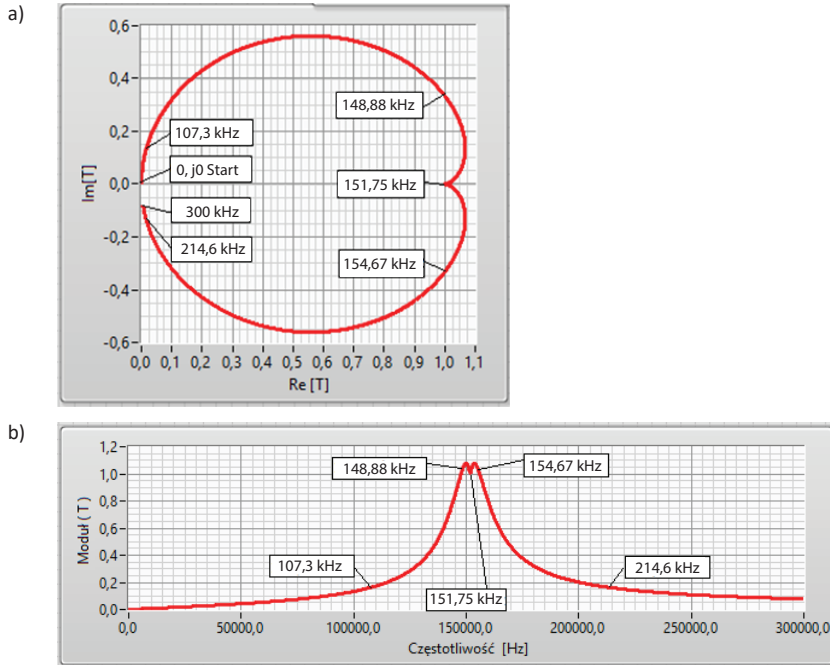


Rys. 4.16. Sieć 2LCR: schemat ideowy — a) i rezonansowy schemat zastępczy sieci — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])

Tab. 4.3. Zestawienie częstotliwości własnych sieci 2LCR [14]

Dwójniki admitancyjne tworzące obwód rezonansowy	Rodzaj i miejsce rezonansu	Równanie drgań	Częstotliwość rezonansowa	Wzrost lub spadek amplitudy
$\frac{\dot{E}C^2}{R}, C^2R$	konduktancyjny szeregowy	$j^4\omega^4\frac{\dot{E}C^2}{R} + j^2\omega^2C^2R = 0$	5,79 kHz	wzrost
$\frac{2LC}{R}, \frac{1}{R}$	konduktancyjny równoległy w gałęzi pionowej	$j^2\omega^2\frac{2LC}{R} + \frac{1}{R} = 0$	107,3 kHz	wzrost
$3LC^2, 3C$	pojemnościowy równoległy w gałęzi poziomej	$j^3\omega^3LC^2 + j\omega^3C = 0$	151,75 kHz	spadek
$\frac{\dot{E}C^2}{R}, \frac{2LC}{R}$	konduktancyjny równoległy w gałęzi pionowej	$j^4\omega^4\frac{\dot{E}C^2}{R} + j^2\omega^2\frac{2LC}{R} = 0$	214,6 kHz	wzrost
$C^2R, \frac{1}{R}$	konduktancyjny szeregowy	$j^2\omega^2C^2R + \frac{1}{R} = 0$	3978 kHz	wzrost

Wśród częstotliwości własnych szczególnie wyróżnia się wartość 151,749 kHz, pochodząca z rezonansu równoległego występującego w obwodzie z pojemnościami $3C$ i $3LC^2$. Jest liczbą identyczną z częstotliwością rezonansową pojedynczej gałęzi RLC. Dwie skrajne wartości 5,79 kHz i 3978 kHz, przy aktualnym doborze wartości elementów RLC, układają się daleko od częstotliwości środkowej 151,749 kHz. Pozostałe częstotliwości 107,3 kHz i 214,6 kHz pozostają w stosunku 1:2 do siebie i na charakterystyce sieci na płaszczyźnie zespolonej (rys. 4.17a) leżą symetrycznie po obydwu jej stronach.



Rys. 4.17. Charakterystyka sieci 2LCR na płaszczyźnie zespolonej — a), przebieg modułu transmitancji w funkcji częstotliwości — b) (reproduковано z [14] ze zmianami)

Poznanie częstotliwości własnych sieci, jakkolwiek bardzo ważne, nie daje pełnej wiedzy o właściwościach całego układu. O zachowaniu całej sieci uzyskuje się informacje z rozwiązań dwóch zjawisk rezonansowych obejmujących cały obwód. Jedno z nich dotyczy rezonansu między wszystkimi elementami o admitancjach rzeczywistych, a drugie między wszystkimi elementami o admitancjach urojonych. Pełny rezonans między elementami o admitancjach rzeczywistych opisuje następujące równanie:

$$\omega^4 L^2 C^2 - \omega^2 (C^2 R^2 + 2LC) + 1 = 0 \quad (4.38)$$

Rozwiązanie równania (4.38) daje dwie następujące częstotliwości, zaznaczone na rys. 4.17: 148,88 kHz i 154,67 kHz. Na rys. 4.17a zajmują one miejsca po obydwu stronach charakterystyki w punktach, dla których wartości rzeczywiste są równe jedności, natomiast na rys. 4.17b w punktach, których moduły transmitancji mają wartości 1,054.

Pełny rezonans między elementami o admitancjach urojonych sieci dotyczy tylko dwóch pojemności, które występują w następującym równaniu drgań:

$$-j\omega^3 3LC^2 + j\omega 3C = 0 \quad (4.39)$$

Z rozwiązania równania (4.39) wynika częstotliwość 151,749 kHz.

Komentarze:

— Rezonansowe schematy zastępcze układów transmisyjnych powstają na podstawie wyrażeń analitycznych na transmitancje widmowe. W porównaniu do zwykłej analizy transmitancji, rezonansowe schematy zastępcze są wygodniejsze, gdyż zawierają mniej dwójników niż odpowiednie transmitancje składników analitycznych. Ponadto rezonansowe schematy zastępcze pozwalają określić rodzaj i usytuowanie pojedynczych zjawisk rezonansowych, co nie wynika jednoznacznie z wyrażeń na transmitancje, gdyż admitancje niektórych par elementów tworzących obwody rezonansowe występują w liczniku i jednocześnie w mianowniku transmitancji.

— W sieci 2RLC pojawia się rezonans znacznie powyżej częstotliwości rezonansowej pojedynczej gałęzi RLC. Przesuwa się on dalej w kierunku wyższych częstotliwości wraz ze wzrostem liczby pojedynczych, takich samych, gałęzi RLC. Ponadto wraz ze wzrostem częstotliwości rezonansowej rośnie dobroć kolejnych obwodów rezonansowych. Na przykład częstotliwość rezonansowa pojedynczej gałęzi RLC dla przyjętych wartości elementów $R = 40 \Omega$, $L = 1,1 \text{ mH}$ i $C = 1 \text{ nF}$ wynosi 151,479 kHz, a dobroć 26,2. Dla dwóch gałęzi, czyli dla sieci 2RLC, jak opisano w podrozdziale 4.1.2.1, częstotliwość rezonansowa zwiększyła się do 245,5 kHz, a dobroć do wartości 42,5. Dla dziesięciu gałęzi, czyli dla sieci 10RLC, częstotliwość wzrasta do 1,016 MHz, a dobroć do 210 i nie są to wartości maksymalne (graniczne). Ze wzrostem liczby gałęzi częstotliwość rezonansowa i dobroć rosną prawie liniowo. Ośmiogałęziowa sieć 8RLC znalazła zastosowanie w układzie generującym drgania chaotyczne, których parametry mogą być przestrajane przez przełączanie liczby gałęzi sygnałem cyfrowym [22].

— W sieci 2RCL dominujący rezonans występuje poniżej częstotliwości pojedynczej gałęzi RLC. Dla sieci 2RCL jest to częstotliwość 93,7 kHz, przy dobroci 42,5. Natomiast dla sieci 10RCL odpowiednie wartości wynoszą: częstotliwość 22,4 kHz i dobroć 200. Częstotliwość rezonansowa maleje hiperbolicznie ze wzrostem liczby gałęzi, natomiast dobroć rośnie liniowo.

— Niektóre praktyczne zastosowania sieci nRLC i nRCL są zebrane w [13]. Tam też podano wyniki praktycznych pomiarów dla trzech gałęzi RLC o tych samych wartościach elementów, czyli: $R = 40 \Omega$, $L = 1,1 \text{ mH}$ i $C = 1 \text{ nF}$.

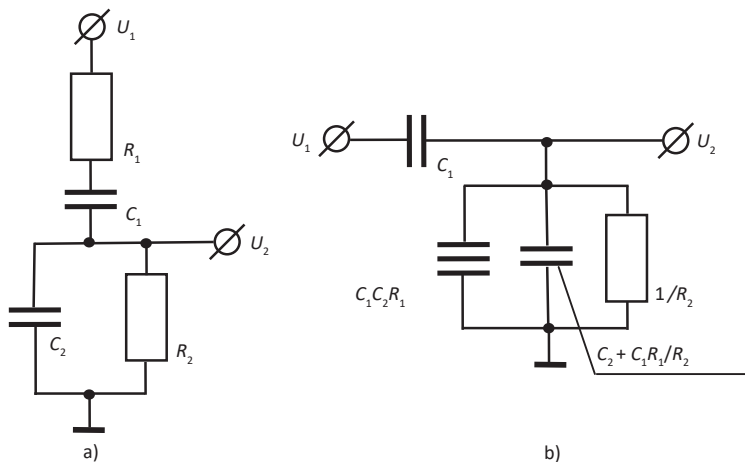
— Wyniki z analizy sieci 2CLR pozostają w zgodzie z ogólnymi wnioskami dla sieci 2RLC i 2RCL. Przy zwiększaniu liczby gałęzi nachylenie odcinków charakterystyki po obydwu stronach częstotliwości środkowej maleje.

4.2. Rezonansowe schematy zastępcze w znanych układach elektronicznych

Rezonansowe schematy zastępcze można bez problemu utworzyć dla układów transmisyjnych, o ile znane jest wyrażenie na ich transmitancje operatorowe. Układy generacyjne nie są opisywane za pomocą transmitancji. Najwygodniej analizować je na podstawie równania drgań, którego proste wyprowadzenie będzie podane w dodatku nr 2.

Dla przykładu zostanie poniżej przeanalizowany generator Wiena, ponieważ jest to układ bardzo popularny, który przez dziesięciolecia znalazł swoje miejsce w najróżniejszych technikach realizacyjnych. Związany z nazwiskiem Maxa Wiena układ RC pojawił się w roku 1891 jako mostek pomiarowy [23]. W latach trzydziestych XX wieku opublikowano wiele opracowań układów generacyjnych wykorzystujących układ Wiena i nadal tematyka ta jest obecna w literaturze przedmiotu (zobacz na przykład [24, 25]).

W roku 1973 Passupathy w [26] pokazał przekształcenie dwóch generatorów RC, mianowicie generatora Wiena i generatora z mostkiem TT, za pomocą konwertera ujemnoimpedancyjnego. W wyniku tego przekształcenia w strukturze wyżej wymienionych generatorów pojawiły się ujemne rezystancje i ujemne pojemności. Spojrzenie to jest bliskie rezonansowym schematom zastępczym, jednak nie prowadzi do odnalezienia zjawisk rezonansowych w układach RC. Rys. 4.18a pokazuje schemat ideowy układu Wiena, a rys. 4.18b rezonansowy schemat zastępczy sieci $R_1 C_1 R_2 C_2$. Rezonansowy schemat zastępczy pokazano w [14].



Rys. 4.18. Układ Wiena. Schemat połączeń układu — a) rezonansowy schemat zastępczy układu — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])

Transmitancja operatorowa układu $R_1C_1R_2C_2$, według rys. 4.18a jest opisana następującym wyrażeniem:

$$T(s) = \frac{sC_1}{s^2C_1C_2R_1 + s\left(C_1 + C_2 + C_1\frac{R_1}{R_2}\right) + \frac{1}{R_2}} \quad (4.40)$$

Na podstawie (4.40), po przyjęciu $s = j\omega$, został ustalony schemat zastępczy z rys. 4.18b. W schemacie tym istnieje tylko jedna para dwójników, które tworzą klasyczny konduktancyjny obwód rezonansu równoległego. Zachodzi:

$$-\omega^2C_1C_2R_1 + \frac{1}{R_2} = 0 \quad (4.41)$$

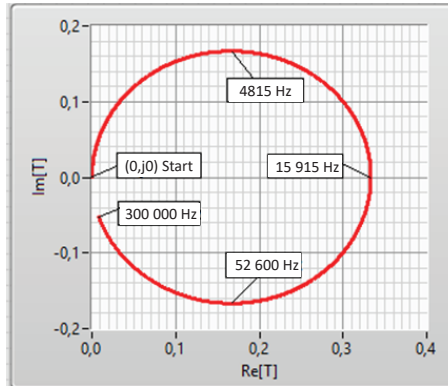
Z (4.41) wynika wzór na pulsację rezonansową obwodu $R_1C_1R_2C_2$:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_1R_2}} \quad (4.42)$$

Dla pulsacji rezonansowej transmitancja widmowa upraszcza się do następującego wyrażenia:

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}} \quad (4.43)$$

Transmitancja (4.40) po podstawieniu $s = j\omega$ stanowi podstawę do narysowania charakterystyki układu Wiena na płaszczyźnie zespolonej, która jest pokazana na rys. 4.19.



Rys. 4.19. Charakterystyka układu Wiena na płaszczyźnie zespolonej dla następujących danych: $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ i $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ (reprodukowano z [14] ze zmianami)

Regularny okrąg z rys. 4.19 koresponduje z przedstawieniem właściwości układu Wiena przy pomocy obwodu rezonansowego. Częstotliwość drgań określona zarówno z charakterystyki, w punkcie, gdzie

$\text{Im}\{T\} = 0$, a także wyliczona z wzoru (4.42) wynosi 15915 Hz. Tłumienie dla tej częstotliwości odczytane z osi $\text{Re}\{T\}$ wynosi $|T(j\omega)| = 0,333$. Jest to wartość zgodna z obliczoną z wzoru (4.43).

Naturalną konsekwencją opisu właściwości układu Wienera $R_1 C_1 R_2 C_2$ za pomocą rezonansu jest wprowadzenie pojęcia dobroci tego układu, ponieważ jest to istotny parametr każdego obwodu rezonansowego. Liczbowa wartość dobroci można wyliczyć jako stosunek admitancji jednego z tworzących obwód rezonansowy dwójników $\omega^2 C_1 C_2 R_1$ lub $1/R_2$ do wartości admitancji dwójnika pasożytniczego, czyli: $\omega(C_1 + C_2 R_1/R_2)$. Zgodnie z powyższym rozumowaniem dobroć układu Wienera opisuje następujący wzór:

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}{C_1 R_1 + C_2 R_2} \quad (4.44)$$

Równanie (4.44) opisuje dobroć układu Wienera sterowanego ze źródła o nieskończenie wielkiej rezystancji, ponieważ przy wyprowadzeniu transmitancji (4.40) nie był zakładany żaden prąd wpływający do wejścia tego układu. Natomiast przy sterowaniu ze źródła o niewielkiej rezystancji należy uznać, że pojemność C_1 jest połączona równolegle z pozostałymi pojemnościami i wówczas wzór na dobroć ulega następującej modyfikacji:

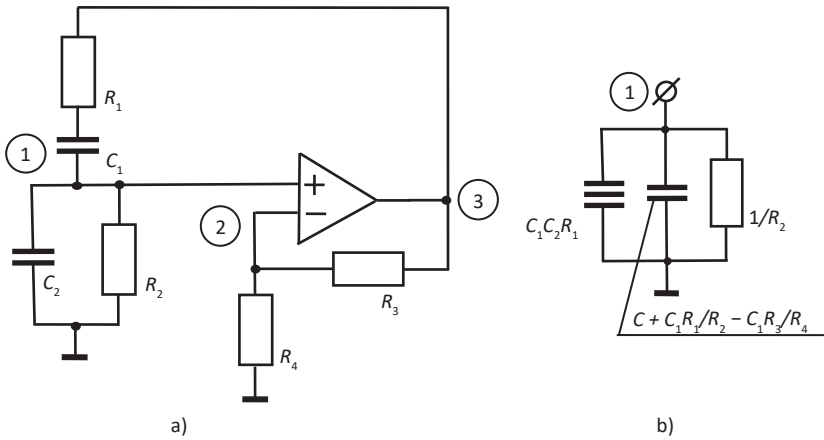
$$Q = \frac{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}{C_1 (R_1 + R_2) + C_2 R_2} \quad (4.45)$$

Po wstawieniu przyjętych powyżej danych z wzoru (4.45) można wyliczyć dobroć Q jako 0,333. Z charakterystyki układu na płaszczyźnie zespolonej dobroć można wyliczyć jako iloraz częstotliwości rezonansowej i szerokości pasma obwodu. Na rys. 4.19 zaznaczono punkty o wartościach 4815 Hz i 52 600 Hz, które wyznaczają granice pasma obwodu. Dobroć wyliczona tą metodą również daje wynik 0,333.

Jednakże, jeżeli układ Wienera zostanie użyty w generatorze Wienera, zawierającym ponadto wzmacniacz operacyjny i dwa rezystory w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego, jak to pokazano na rys. 4.20a, to żaden z wzorów (7.44 czy 7.45) nie będzie odpowiedni dla analizy dobroci krzywej rezonansowej w pobliżu częstotliwości rezonansowej. Wzbudzenie drgań w generatorze jest jednoznaczne z przejściem dobroci przez nieskończoność na wartości ujemne. Takie działanie można obserwować analizując równanie drgań własnych generatora, którego wyprowadzenie jest podane w dodatku nr 2. Równaniem tym, wyprowadzonym w dodatku nr 2 jako wzór (D2.9) jest licznik admitancji węzła 1 lub węzła 2 przyrównany do zera:

$$s^2 C_1 C_2 R_1 + s \left(C_2 + C_1 \frac{R_1}{R_2} - C_1 \frac{R_3}{R_4} \right) + \frac{1}{R_2} = 0 \quad (4.46)$$

Równanie (4.46) można wprost przedstawić w konwencji rezonansowego schematu zastępczego. Jest on pokazany na rys. 4.20b.



Rys. 4.20. Generator z układem Wiena. Schemat układu — a). Rezonansowy schemat zastępczy admitancji węzła (1) lub (2) generatora — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])

Rezonansowy schemat zastępczy z rys. 4.20b stanowi typowy konduktancyjny obwód rezonansowy II rzędu. Równanie drgań jest identyczne z równaniem (4.41) i stąd częstotliwość rezonansowa jest taka sama jak (4.42). Z kolei dobroć określona jako iloraz konduktancji jednego z dwójników tworzących obwód rezonansowy do admitancji dwójnika reprezentującego pojemność pasożytniczą prowadzi do następującego wzoru:

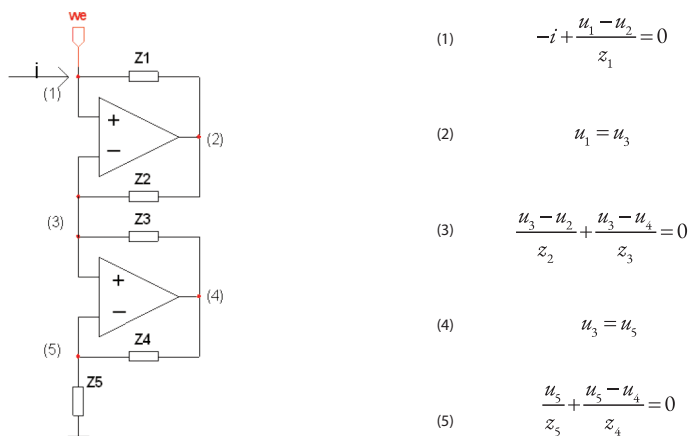
$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{R_2 \left[C_2 + C_1 \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right) \right]} \quad (4.47)$$

Wzór (4.47) sprawdzono z symulacją w programie Multisim 14.0 (metodą AC) dla następujących danych: $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ i $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ oraz $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$ i $R_4 = 10,1 \text{ k}\Omega$. Wynik z obliczeń według wzoru (4.47) był równy 50, a z symulacji — 48.

5. Organizacja badań symulacyjnych

5.1. Grupy omawianych układów i ich znakowanie

Grupy układów omawiane w niniejszej pracy mają wspólny rodowód. Powstają w układzie konwertera ujemnoimpedancyjnego obciążonego innym konwerterem ujemnoimpedancyjnym. Pokazuje to rys. 5.1. Takie połączenie jest znane jako uogólniony konwerter impedancji (*Generalised Impedance Converter* – GIC) i związane z pracami A. Antoniou [27]. Cechą charakterystyczną jest występowanie dwóch wzmacniaczy operacyjnych, których dwa zaciski wejściowe są zwarte z sobą. Impedancje tworzą sieć elementów RC.



Rys. 5.1. Schemat uogólnionego konwertera impedancji (GIC)

Układ GIC z rys. 5.1 stanowi uziemiony dwójnik. Impedancja między zaciskiem wejściowym, a masą tego układu może być wyliczona jako

stosunek napięcia węzła (1) do prądu wpływającego do niego. Prąd ten, oznaczony jako i , występuje ze znakiem ujemnym, ponieważ przyjęto założenie, że napięcia węzłów są dodatnie i wypływają z nich dodatnie prądy, natomiast prądy wpływające do węzłów są ujemne. Napięcia węzłów są oznaczane poprzez podanie numeru węzła jako indeksu danego napięcia, na przykład napięcie u_1 oznacza napięcie węzła (1). Równania dla węzłów (3) i (5) wyrażają sumę wszystkich prądów skojarzonych z danym węzłem. Sumy te zostały przyrównane do zera zgodnie z I prawem Kirchhoffa. Węzły (2) i (4) są dołączone do wyjść wzmacniaczy operacyjnych, które traktujemy jako idealne źródła napięciowe i nie znamy prądów z nich wypływających. Równania dla węzłów dołączonych do wyjść wzmacniaczy operacyjnych wyrażają ogólnie znany związek między zaciskami wejściowymi wzmacniacza operacyjnego, mówiący że napięcia na zaciskach wejściowych są sobie równe. Związek ten jest prawdziwy dla idealnego wzmacniacza operacyjnego.

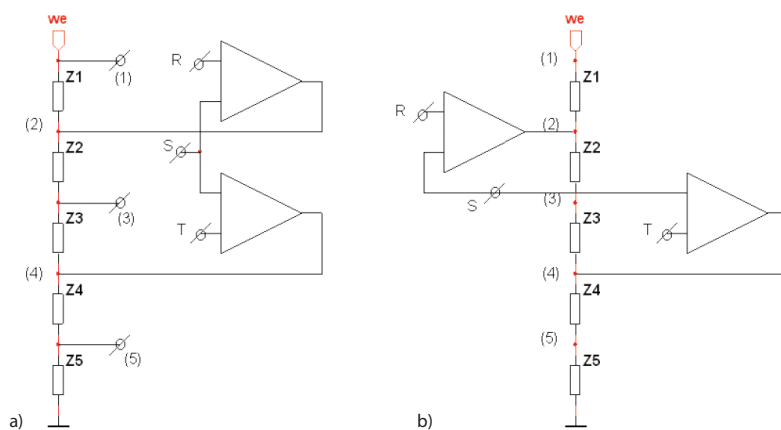
Z prawej strony rys. 5.1 został zapisany układ powyższych równań, którego rozwiązanie prowadzi do następującego wzoru na impedancję wejściową układu widocznego po lewej stronie tejże ilustracji:

$$Z_{we} = \frac{u_1}{i} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \quad (5.1)$$

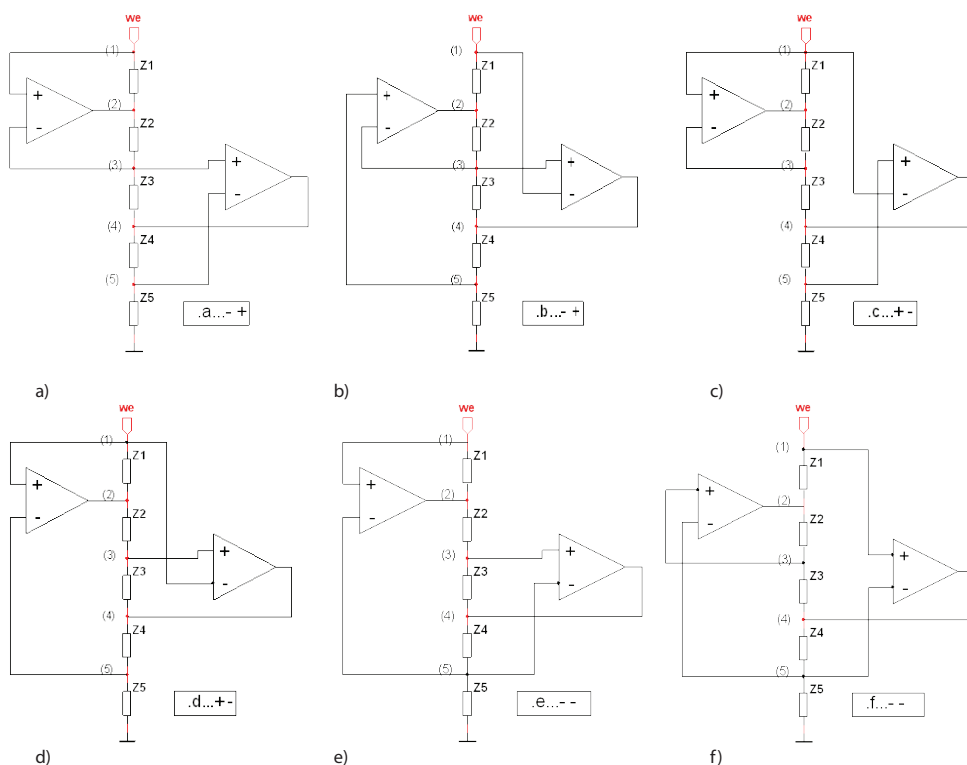
Schemat układu z rys. 5.1 można rozwinąć do sześciu równoprawnych rozwiązań, wykonując odpowiednie połączenia sieci RC z zaciskami wejściowymi wzmacniaczy operacyjnych. Na rys. 5.2 schemat konwertera z rys. 5.1 został powtórzony w układzie graficznym, który jest przyjęty dla przedstawiania układów elektronicznych omawianych w dalszych rozdziałach. Otóż wzmacniacze operacyjne zostały ustawione po obu stronach łańcucha impedancji, aby równomiernie rozłożyć prowadzenie połączeń, a wejścia wzmacniaczy skierowano na lewo, ponieważ w programie symulacyjnym Multisim łatwo jest wykonać podstawienie innego typu wzmacniacza — właśnie przy takim ustawieniu urządzenia, które ma być zamienione. Wyjścia wzmacniaczy operacyjnych są na stałe dołączone do węzłów (2) i (4) łańcucha RC. Węzły (1), (3) i (5) łańcucha impedancji mogą być w dowolny sposób łączone z zaciskami R, S i T, które są połączone z wejściami wzmacniaczy operacyjnych. Zacisk S reprezentuje dwa zwarte z sobą wejścia. Na rys. 5.2a i rys. 5.2b symbole wzmacniaczy operacyjnych zostały pozbawione znaków $+$ i $-$, aby nie sugerować żadnej konkretnej sytuacji, ponieważ wszystkie cztery warianty wyboru wejść wzmacniaczy będą poddane badaniom symulacyjnym.

Zgodnie z powyższymi ustaleniami można znaleźć sześć różnych sposobów połączenia węzłów (1), (3) i (5) z zaciskami R, S i T. Powstaje

w ten sposób sześć struktur GIC oznaczonych dla potrzeb niniejszej pracy literami a, b, c, d, e, f. Są one pokazane na rys. 5.3.



Rys. 5.2. Przekształcenie pośrednie — a) i końcowe — b) schematu z rys. 5.1



Rys. 5.3. Sześć wariantów połączenia sieci RC z wejściami wzmacniaczy operacyjnych według oznaczeń z rys. 5.2

Na rys. 5.2b są zaznaczone zaciski R, S i T, które będą odpowiednio połączone z węzłami (1), (3) i (5), dla realizacji sześciu struktur GIC oznaczonych literami a, b, c, d, e, f. Połączenie zacisku wspólnego S z węzłem (3) występuje w strukturach a i b, z węzłem (1) w strukturach c i d, a z węzłem (5) w strukturach e i f. Połączenia te pokazano na rys. 5.3a – rys. 5.3f. Na tych ilustracjach pozostawiono znaki + i – w symbolach wzmacniaczy operacyjnych, aby podkreślić, że wejście nieodwracające fazy będzie zawsze usytuowane u góry w symbolu wzmacniacza. Ponadto warianty połączeń z rys. 5.3 ukazują sposób znakowania wejść w nazwie danego układu. Otóż znaki + i – są odzwierciedleniem dwóch zwartych wejść w kolejności od lewego do prawego wzmacniacza operacyjnego.

W zależności od sposobów podstawienia rezystorów i kondensatorów w miejsce impedancji w strukturach z rys. 5.3 i w zgodzie ze wzorem (5.1) można symulować elektroniczne pojemności, indukcyjności, FDNC, FDNR, FDNCap, FDNInd i inne dwójniki wyższych rzędów. Sposoby oznakowania wyżej wymienionych układów dla potrzeb opracowania są podane poniżej.

Pierwsza duża litera w symbolu danego analogu będzie oznaczała wybór według poniżej przyjętego znakowania:

- C: analog pojemności,
- L: analog indukcyjności,
- D: analog FDNC,
- E: analog FDNR
- F: analog FDNCap
- H: analog FDNInd.

Druga litera (mała) oznacza strukturę GIC według rys. 5.3.

Następnie wyrażona jest kolejność występowania rezystorów i kondensatorów w łańcuchu RC, licząc od zacisku 1 do masy. Jedynie w przypadku analogów FDNR nie ma potrzeby uwzględniania kolejności elementów w łańcuchu RC, gdyż kondensatory występują tylko w miejscach Z2 i Z4.

Później podana jest informacja o wejściach wzmacniaczy operacyjnych, które są zwarte ze sobą i tworzą zacisk S. Mogą tu wystąpić 4 kombinacje ++, --, +- i -+. Są one podane w kolejności od lewego wzmacniacza operacyjnego do prawego.

Przykład 1:

Ccrc3r + – oznacza analog pojemności, zbudowany według struktury c, z łańcuchem elementów R–C–R–R–R i zwartymi wejściami wzmacniaczy operacyjnych: wejście (+) wzmacniacza lewego zwarte z wejściem (–) wzmacniacza prawego.

Przykład 2:

Ed- + oznacza analog FDNR zbudowany według struktury d z łańcuchem elementów R-C-R-C-R i zaciskami wejściowymi wzmacniaczy operacyjnych: wejście odwracające wzmacniacza lewego (-) i wejście nieodwracające (+) wzmacniacza prawego są zwarte. W analogach FDNR łańcuch elementów zawsze zachowuje porządek R-C-R-C-R i dlatego w oznakowaniu nie jest podawany.

5.2. Liczba układów przewidzianych do badania

Przyjęto założenie, że zostaną przebadane wszystkie układy elektroniczne wywodzące się z podanych na rys. 5.3 struktur GIC, których impedancja (5.1) ma charakter pojemności, indukcyjności, superpojemności i superindukcyjności. Układy FDNCap i FDNInd będą przywoływane w odpowiednich fragmentach opracowania. Poniżej zostaną wyliczone liczby wyżej wymienionych układów, które będą poddane symulacjom w programach Multisim.

— Analogi pojemności:

W łańcuchu elementów można umieścić pojemność zamiast Z_1 , Z_3 lub Z_5 . Pozostałe impedancje będą rezystancjami. Wówczas, biorąc pod uwagę sześć struktur z rys. 5., cztery kombinacje wejść wzmacniaczy operacyjnych i trzy warianty umieszczenia pojemności w szeregu elementów można wyliczyć 72 różne układy potencjalnie przydatne do realizacji elektronicznych analogów pojemności.

— Analogi indukcyjności:

Indukcyjny charakter impedancji z wzoru (5.1) powstaje, gdy pojemność wystąpi w miejscu impedancji Z_2 lub Z_4 . Daje to 48 układów, które mogą realizować elektroniczne indukcyjności.

— Analogi FDNC:

W łańcuchu elementów potrzebne są dwie pojemności i trzy rezystancje. Pojemności mogą wystąpić w 3 parach: Z_1 - Z_3 , Z_3 - Z_5 i Z_1 - Z_5 . Liczba wszystkich możliwych wariantów wynosi w tym przypadku 72.

— Analogi FDNR:

Zastąpienie impedancji Z_2 i Z_4 pojemnościami prowadzi do 24 układów mogących realizować ujemne rezystancje proporcjonalne do kwadratu pulsacji. Razem liczba wszystkich wyżej wymienionych układów wynosi 216. Wszystkie zostały przebadane symulacyjnie, a niektóre również zweryfikowane pomiarowo.

Należy zauważyć, że podobne „rodziny” elektronicznych analogów elementów podstawowych można zebrać z układów zawierających jeden wzmacniacz operacyjny lub konwejer prądowe. Odnosniki do literatury dla układów wykraczających poza tematykę pracy będą podawane w odpowiednich fragmentach treści.

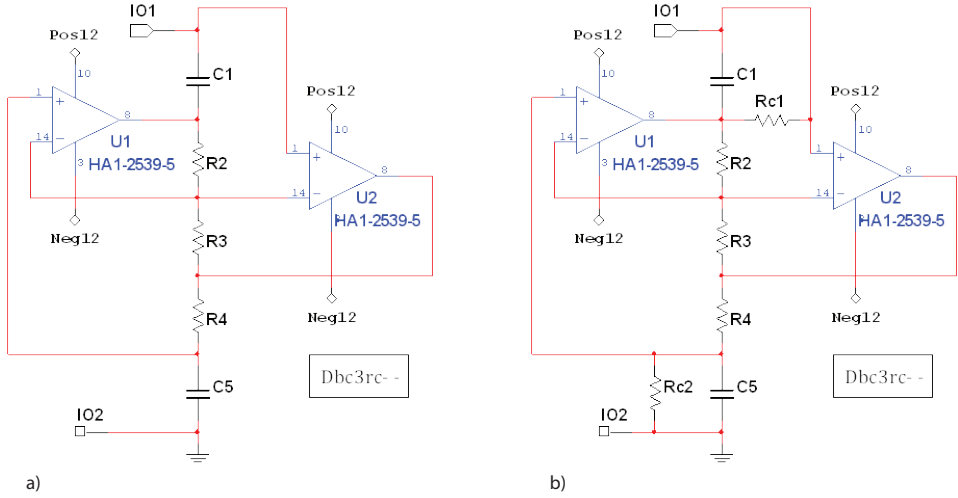
6. Czynniki wpływające na jakość pracy symulowanych układów

6.1. Wpływ strat kondensatorów na stabilność badanych układów

Stosując znaną metodę napięć węzłowych, która w rozdziale piątym była użyta do wyliczenia wzoru (5.1), można uzyskać pewne informacje o zachowaniu się wybranej grupy układów. Będą to raczej informacje jakościowe, z uwagi na dużą ilość czynników, jakie należałoby uwzględnić w obliczeniach, aby dokładność uzyskanych wyników liczbowych była konkurencyjna z wynikami osiąganymi w symulacjach komputerowych. Jednak niektóre z takich obliczeń dają praktyczne korzyści.

Dla przykładu: na podstawie takich przeliczeń wyciągnięto ogólny wniosek, że układy z rzeczywistymi kondensatorami (czyli stratnymi) mają większy margines stabilności niż z kondensatorami idealnymi (które w rzeczywistości nie istnieją). Problem powyższy zostanie poparty przykładem analizy układu Dbc3rc –. Na rys. 6.1a pokazano schemat ideowy wyżej wymienionego układu z kondensatorami idealnymi, a na rys. 6.1b z kondensatorami stratnymi, przez dołączenie do każdego kondensatora równoległego rezystora R_{c_1} lub R_{c_2} . Wartości rezystancji wyliczono, przyjmując, że współczynnik strat wyrażony poniższym wzorem ma wartość 0,005.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_{c_i} C} \quad \text{gdzie } i = 1, 2, 3, \dots \quad (6.1)$$



Rys. 6.1. Schemat układu Dbc3rc- – z kondensatorami idealnymi — a) i z uwzględnieniem strat kondensatorów — b)

Admitancja układu z kondensatorami idealnymi jest opisana jako $Y_{we} = \frac{s^2 C_1 C_5 R_2 R_4}{R_3}$. Wyrażenie to wynika z (5.1) po wstawieniu odpowiednich wartości RC w miejsce impedancji Z_1 – Z_5 , natomiast admitancja układu z uwzględnieniem rezystorów strat kondensatorów ma następującą postać:

$$Y_{we} = s^2 \frac{C_1 C_5 R_2 R_4}{R_3} + s \frac{R_2 R_4}{R_3} \left(\frac{C_1}{R_{c1}} + \frac{C_5}{R_{c2}} \right) + \frac{R_2 R_4}{R_3 R_{c1} R_{c2}} \quad (6.2)$$

Z (6.2) wynika, że uwzględnienie strat kondensatorów wprowadza do admitancji układu pojemność $\frac{R_2 R_4}{R_3} \left(\frac{C_1}{R_{c1}} + \frac{C_5}{R_{c2}} \right)$ i konduktancję

$\frac{R_2 R_4}{R_3 R_{c1} R_{c2}}$. Biorąc pod uwagę, że warunkiem stabilności układu FDNC

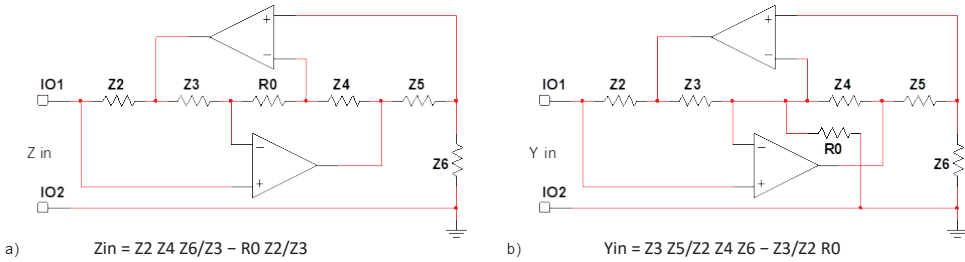
jest dodatnia wartość całkowitej pojemności układu, która zależy nie tylko od strat kondensatorów, istotny jest wpływ wyżej wymienionej pojemności. Z powyższej analizy można wyciągnąć ogólny wniosek, że straty kondensatorów zwiększają margines stabilności danego układu i pozwalają poszerzyć zakres jego stabilnej pracy w funkcji częstotliwości.

Konduktancja $\frac{R_2 R_4}{R_3 R_{c1} R_{c2}}$ nie ma praktycznego znaczenia ze względu na

jej niewielką wartość liczbową, ponieważ rezystancje strat R_{c1} i R_{c2} mają duże wartości w porównaniu do pozostałych rezystancji.

6.2. Modyfikacje Wangenheima i Senaniego

Dla większości układów opisanych w pracy istotne są propozycje L. Wangenheima [28] i R. Senaniego [29]. W styczniu 1996 roku Wangenheim (w [28]) zaproponował włączenie dodatkowego szeregowego rezystora R_0 w łańcuch elementów RC w miejsce rozdzielające dwa zwarte z sobą zaciski wejściowe wzmacniaczy operacyjnych. Celem tej modyfikacji było wzbudzenie drgań w obwodzie rezonansowym złożonym z indukcyjności symulowanej przez układ Lb3rcr– – i zewnętrznej pojemności oraz w obwodzie rezonansowym złożonym z FDNC, symulowanej przez układ Dbrc2r– – i konduktancji. W pierwszym przypadku dodatkowy rezystor R_0 wytwarza dodatkową ujemną rezystancję, zwiększającą drgania w wyżej wymienionym obwodzie rezonansowym, a w drugim dodatkową ujemną pojemność, odpowiedzialną za powstanie drgań. W lipcu 1996 roku Raj Senani [29] — w nawiązaniu do artykułu L. Wangenheima [28] — pokazał możliwość uzyskania podobnego efektu przez włączenie rezystora R_0 między punkt połączenia dwóch zwartych z sobą zacisków wejściowych wzmacniaczy operacyjnych i masy, równolegle do części łańcucha RC. Modyfikacje obydwu autorów przedstawiono na rys. 6.2.



Rys. 6.2. Koncepcja Wangenheima — a) i Senaniego — b). Schematy przerysowano odpowiednio z [28, 29]

Schematom z rys. 6.2a i rys. 6.2b odpowiadają podane przez autorów wzory opisujące admitancję lub impedancję danego układu między węzłem IO1 i masą. Dla układu Wangenheima z rys. 6.2a jest to wzór (6.3):

$$Z_{in} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} - R_0 \frac{Z_1}{Z_2} \quad (6.3)$$

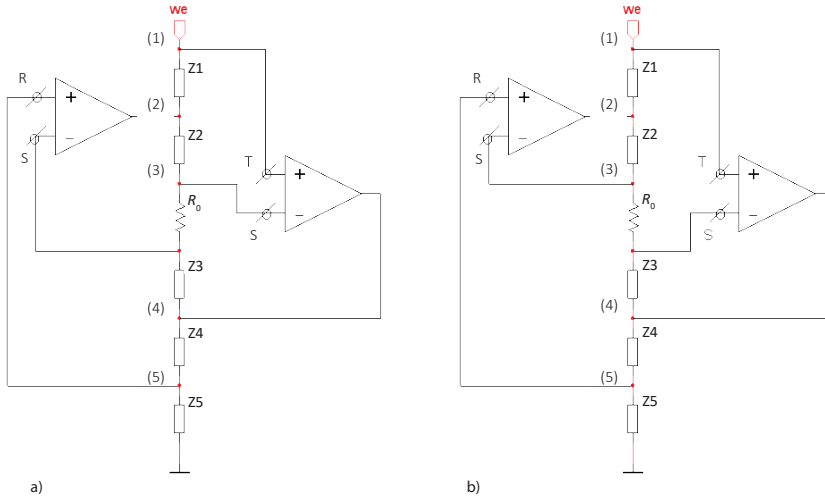
a dla układu Senaniego z rys. 6.2b wzór (6.4):

$$Y_{in} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} - \frac{Z_2}{Z_1 R_0} \quad (6.4)$$

Oznakowanie impedancji we wzorach (6.3) i (6.4) przyjęto zgodnie z używaną w pracy koncepcją i dlatego ich pierwsze składniki

zgodzają się ze wzorem (5.1). Drugi, ujemny, składnik tych wzorów wzbogaca działanie symulowanych układów, umożliwiając wzbudzenie drgań w niektórych z nich lub zwiększając dobroć innych. Autorzy Wanghenheim [28] i Senani [29] podają wzory (6.3) i (6.4) dla struktury b z rys. 5.3, jednakże przeliczenie podobnych modyfikacji dla pozostałych struktur GIC prowadzi do identycznych wzorów dla wszystkich sześciu struktur, pod warunkiem odpowiedniego sposobu włączenia rezystora R_0 .

Według modyfikacji Wangenheima, rezystor R_0 w strukturach a i b (rys. 6.3) należy włączyć w trzecim węźle układu GIC (podobnie jak na rys. 6.2a), natomiast w strukturach c i d w węźle pierwszym, a w strukturach e i f w węźle piątym. Ponadto ważne jest przyporządkowanie uprzednio zwartych wyprowadzeń wejść wzmacniaczy operacyjnych z końcówkami rezystora R_0 . Problem ten zostanie przedstawiony na poniższym przykładzie.



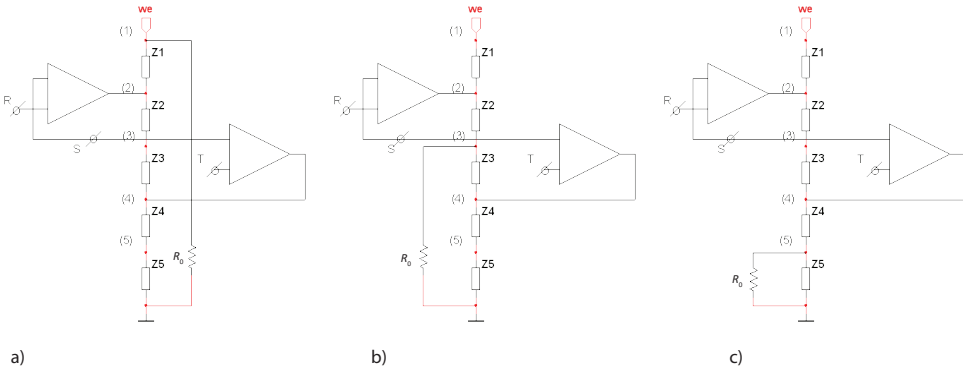
Rys. 6.3. Przykład struktury b z rezystorem R_0 według modyfikacji Wangenheima [28] dla przypadku z prawidłowo połączonymi wejściami wzmacniaczy operacyjnych — a) i nieprawidłowo połączonymi — b)

Na rys. 6.3a pokazany jest ogólny schemat struktury b z zaciskami wejść wzmacniaczy operacyjnych podłączonymi do końcówek rezystora R_0 , zgodnie z propozycją L. Wangenheima, natomiast na rys. 6.3b wyżej wymienione końcówki wejść wzmacniaczy operacyjnych są zamienione z sobą. Dla układu z rys. 6.3a, zgodnego z propozycją autora [28], wyrażenie na impedancję wejściową jest identyczne ze wzorem (6.3), natomiast dla układu z rys. 6.3b podobne wyrażenie ma następującą postać:

$$Z_{we} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_4 (Z_2 + R_0)} + \frac{Z_1 R_0 (Z_4 + Z_5)}{Z_4 (Z_2 + R_0)} \quad (6.5)$$

Zgodnie z wyrażeniem (6.5), pomyłkowe połączenie wejść wzmacniaczy operacyjnych, które w podstawowym układzie, czyli bez modyfikacji Wangenheima, były z sobą zwarte, do zacisków rezystora R_0 , spowoduje zmianę głównego składnika impedancji Z_{we} , a także doda składnik dodatkowy o znaku dodatnim, a nie o pożądanym znaku ujemnym. Prawidłowe połączenia dla różnych struktur GIC są widoczne na schematach oscylatorów zebranych w rozdziale 12.4 na rys. 12.10.

Według modyfikacji Senaniego [29] dodatkowy rezystor R_0 jest włączany zawsze pomiędzy węzeł nr 3 i masę, niezależnie od tego, w którym węźle dwa wejścia wzmacniaczy operacyjnych są zwarte z sobą. Na rys. 6.4 pokazano prawidłowe i nieprawidłowe sposoby przyłączenia rezystora R_0 do różnych węzłów GIC.



Rys. 6.4. Prawidłowe i nieprawidłowe przyłączenie rezystora R_0 do różnych węzłów GIC i masy, według koncepcji Senaniego [29]

Dla układu z rys. 6.4a admitancja wejściowa wyrażona jest wzorem:

$$Y_{we} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} + \frac{1}{R_0} \quad (6.6)$$

Wzór (6.6) opisuje równoległe połączenie układu GIC i rezystora R_0 , co jest oczywiste, jednak nie realizuje koncepcji Senaniego. Sytuacja z rys. 6.4b jest prawidłowa. Admitancja dla tego przypadku jest zgodna ze wzorem (6.4). Dołączenie rezystancji R_0 do węzła nr 5 jest również nieprawidłowe. Admitancja układu w tym przypadku wyraża się wzorem:

$$Y_{we} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} + \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 R_0} \quad (6.7)$$

Wyrażenie powyższe nie koresponduje z propozycją Senaniego przede wszystkim dlatego, że nie wprowadza do admitancji wejściowej dodatku z ujemnym znakiem. Prawidłowe połączenia rezystora R_0 z pozostałymi elementami różnych układów można zauważyć na rys. 12.12 w rozdziale 12.4.

Kolejność elementów RC w łańcuchu impedancji ma istotne znaczenie dla funkcji reprezentowanej przez dodatkowy człon impedancji lub admitancji z ujemnym znakiem zarówno dla modyfikacji Wangenheima, jak i Senaniego. Dziewięć istotnych przypadków dla pokazania wpływu kolejności elementów łańcucha RC w powiązaniu z różnymi strukturami symulującymi pojemności, indukcyjności, FDNC i FDNR zebrano w tabelach 6.1 i 6.2.

Tab. 6.1. Interpretacja modyfikacji Wangenheima dla symulowanych funkcji układowych w powiązaniu z kolejnością elementów w łańcuchu RC

Symulowana funkcja	Kolejność elementów w łańcuchu		Składniki impedancji	
	rzeczywista	symboliczna	podstawowy	dodatkowy
C	$C_1 R_2 R_3 R_4 R_5$	c4r	$\frac{R_1 R_5}{s C_1 R_2 R_4}$	$-\frac{R_0}{s C_1 R_2}$
	$R_1 R_2 C_3 R_4 R_5$	2rc2r	$\frac{R_1 R_5}{s C_3 R_2 R_4}$	$-\frac{R_0 R_1}{R_2}$
	$R_1 R_2 R_3 R_4 C_5$	4rc	$\frac{R_1 R_5}{s C_3 R_2 R_4}$	$-\frac{R_0 R_1}{R_2}$
L	$R_1 C_2 R_3 R_4 R_5$	rc3r	$\frac{s C_2 R_1 R_3 R_5}{R_4}$	$-\frac{s C_2 R_1 R_5}{R_4}$
	$R_1 R_2 R_3 C_4 R_5$	3rcr	$\frac{s C_4 R_1 R_3 R_5}{R_2}$	$-\frac{R_0 R_1}{R_2}$
FDNC	$C_1 R_2 C_3 R_4 R_5$	crc2r	$\frac{R_5}{s^2 C_1 C_3 R_2 R_4}$	$-\frac{R_0}{s C_1 R_2}$
	$R_1 R_2 C_3 R_4 R_5$	2rcrc	$\frac{R_1}{s^2 C_3 C_5 R_2 R_4}$	$-\frac{R_0 R_1}{R_2}$
	$C_1 R_2 R_3 R_4 C_5$	c3rc	$\frac{R_5}{s^2 C_1 C_3 R_2 R_4}$	$-\frac{R_0}{s C_1 R_2}$
FDNR	$R_1 R_2 R_3 C_4 R_5$	rcrcr	$s^2 C_4 C_1 R_3 R_5$	$-\frac{R_0}{s C_1 R_2}$

Ostatnia kolumna tab. 6.1 zawiera wzory opisujące impedancje dodatkowego składnika impedancji głównej układu z ujemnym znakiem. Modyfikacja Wangenheima [28] jest przydatna, gdy poprzez wyżej wymieniony dodatkowy składnik impedancji może wpływać na główny pasożytniczy element schematu zastępczego danego układu, na przykład dla układu symulującego pojemność dla kolejności elementów RC w łańcuchu 2rcrc i 4rc, ma wpływ na rezystancję pasożytniczą tej pojemności, umożliwiając wzbudzenie drgań przy projektowaniu generatorów lub zwiększenie dobroci symulowanej pojemności. Jednak w trzecim przypadku, zaznaczonym w tab. 6.2 czerwonym kolorem, czyli dla kolejności elementów c4r, takie działanie jest nieosiągalne, gdyż dodatkowy ujemny składnik impedancji nie zmniejsza wartości elementu pasożytniczego danego układu. W tym przypadku składnik dodatkowy $-\frac{R_0}{s C_1 R_2}$

jest także pojemnością, a nie rezystancją i zmniejszanie pojemności symulowanej przez składnik główny impedancji nie daje praktycznej korzyści.

Podobnie jest w przypadku symulacji indukcyjności w łańcuchach rc3r. Ujemny dodatkowy składnik impedancji jest indukcyjnością, a nie rezystancją.

Trzeci przypadek dotyczy symulacji superpojemności. W łańcuchu 2rcrc składnik dodatkowy impedancji jest ujemną rezystancją, podczas gdy pożądana byłaby ujemna pojemność.

W schemacie zastępczym FDNC (rys. 10.2) występują dwa elementy pasywnicze, to jest pojemność C_p i rezystancja R_p , ale wpływ rezystancji na użytkowe parametry symulowanej FDNC jest znacznie mniejszy niż wpływ pojemności przy obecnie stosowanych wzmacniaczach operacyjnych i kondensatorach.

Tab. 6.2. Interpretacja modyfikacji Senaniego dla symulowanych funkcji układowych w powiązaniu z kolejnością elementów w łańcuchu RC

Symulowana funkcja	Kolejność elementów w łańcuchu		Składniki admitancji	
	rzeczywista	symboliczna	podstawowy	dodatkowy
C	$C_1 R_2 R_3 R_4 R_5$	c4r	$\frac{s C_1 R_2 R_4}{R_3 R_5}$	$-\frac{s C_1 R_2}{R_0}$
	$R_1 R_2 C_3 R_4 R_5$	2rc2r	$\frac{s C_3 R_2 R_4}{R_1 R_5}$	$-\frac{R_2}{R_0 R_1}$
	$R_1 R_2 R_3 R_4 C_5$	4rc	$\frac{s C_5 R_2 R_4}{R_3 R_5}$	$-\frac{R_2}{R_0 R_1}$
L	$R_1 C_2 R_3 R_4 R_5$	rc3r	$\frac{R_4}{s C_2 R_1 R_3 R_5}$	$-\frac{1}{s C_2 R_0 R_1}$
	$R_1 R_2 R_3 C_4 R_5$	3rcr	$\frac{R_2}{s C_4 R_1 R_3 R_5}$	$-\frac{R_2}{R_0 R_1}$
FDNC	$C_1 R_2 C_3 R_4 R_5$	crc2r	$\frac{s^2 C_1 C_3 R_2 R_4}{R_5}$	$-\frac{s C_1 R_2}{R_0}$
	$R_1 R_2 C_3 R_4 R_5$	2rcrc	$\frac{s^2 C_3 C_5 R_2 R_4}{R_1}$	$-\frac{R_2}{R_0 R_1}$
	$C_1 R_2 R_3 R_4 C_5$	c3rc	$\frac{s^2 C_1 C_5 R_2 R_4}{R_5}$	$-\frac{s C_1 R_2}{R_0}$
FDNR	$R_1 C_2 R_3 C_4 R_5$	rcrcr	$\frac{1}{s^2 C_2 C_4 R_1 R_3 R_5}$	$-\frac{1}{s C_2 R_0 R_1}$

Porównując tabele 6.1 i 6.2 łatwo zauważyć, że ogólne wnioski, wynikające z trzech wierszy, zaznaczonych czerwonym kolorem, w odniesieniu do składnika dodatkowego są identyczne. Intensywność wpływu rezystora R_0 w koncepcji Wangenheima rośnie ze wzrostem rezystancji R_0 , natomiast w koncepcji Senaniego maleje ze wzrostem rezystancji R_0 (oczywiście rezystor R_0 musi być włączony do układu zgodnie z ustaleniami podanymi na początku niniejszego rozdziału). W praktyce, próbując

dobrać właściwą wartość tego rezystora, należy rozpoczynać od małych rezystancji w koncepcji Wangenheima i dużych rezystancji w koncepcji Senaniego. W niektórych przypadkach dobranie pożądanej wartości tego rezystora prowadzi do ułamków Ω i wówczas koncepcja Senaniego jest wygodniejsza w użyciu.

Dane z tab. 6.1 i tab. 6.2 będą wykorzystywane w następnych rozdziałach przy omawianiu konkretnych zastosowań.

7. Badania symulacyjne w programie Multisim

W dalszych rozdziałach pracy będą przedstawione wyniki badań symulacyjnych dla 216 układów elektronicznych wymienionych w podrozdziale 5.2, wywodzących się z uogólnionych konwerterów impedancji. Są one podzielone na cztery grupy — elektroniczne analogi: pojemności, indukcyjności, superpojemności (FDNC) i superindukcyjności (FDNR).

Ponieważ większość z tych układów nie pracuje stabilnie, w pierwszym podejściu będą ustalone grupy układów o podobnych zachowaniach. Następnie układy stabilne będą szczegółowo badane pod kątem szerokości użytecznego pasma częstotliwości, wartości dobroci i wartości możliwych do uzyskania funkcji układowych. Przy prowadzeniu tych badań będą przyjęte następujące założenia:

1. Symulacje w funkcji częstotliwości będą prowadzone przy dostrajaniu badanego dwójnika do rezonansu. Będzie to realizowane przez zmianę dwóch elementów, zgodnie z następującym rozumowaniem:

— wzory na pulsację rezonansową i dobroć obwodu RLC są następujące:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (7.1) \quad \text{ i } \quad Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (7.2)$$

— jeżeli pojemność C i indukcyjność L będą zmieniane współbieżnie, to zgodnie ze wzorem (7.2) dobroć będzie stała, natomiast pulsacja będzie się zmieniała. Na przykład przy dwukrotnym wzroście pojemności i jednocześnie dwukrotnym wzroście indukcyjności dobroć nie ulegnie zmianie, a częstotliwość rezonansowa dwukrotnie zmaleje. Takie badanie pozwala na sprawne porównanie badanych układów między sobą.

2. Konieczne okazuje się uwzględnienie strat kondensatorów, które powodują poszerzenie stabilnego obszaru pracy badanych układów, szczególnie analogów indukcyjności. Nieuwzględnienie tych strat prowadziło do błędnej klasyfikacji niektórych układów, ponieważ zostałyby odrzucone jako niestabilne, a przecież w praktyce nie istnieją kondensatory bezstratne. Dla uwzględnienia strat trzeba dla każdej częstotliwości dołączyć równolegle do kondensatora C rezystor R_c , wyliczony z następującego wzoru:

$$R_c = \frac{1}{\omega C \operatorname{tg} \delta} \quad (7.3)$$

Jako $\operatorname{tg} \delta$ przyjęto wartość 0,005. Wzór (7.3) jest przekształceniem wzoru (6.1) z podrozdziału 6.1, gdzie problem strat został przeliczony analitycznie.

Kolejną przyczyną odstępstwa charakterystyk badanych układów od ideału są niedoskonałe parametry wzmacniaczy operacyjnych. Uwzględnienie wszystkich firmowych właściwości wzmacniaczy operacyjnych na drodze obliczeń analitycznych jest zupełnie niekonkurencyjne w stosunku do symulacji komputerowych i dlatego w niniejszej pracy będzie stosowany do badań program komputerowy Multisim, krótko scharakteryzowany w kolejnym punkcie.

7.1. Wybrane cechy programu Multisim

Program Multisim zasługuje na wysokie oceny. Jest jednym z najwartościowszych symulatorów układów elektronicznych — zarówno analogowych, jak i cyfrowych. Jest on wyposażony w ogromne możliwości obejmujące profesjonalne symulacje układów elektronicznych, przygotowywanie oprogramowania dla układów FPGA, płytek drukowanych itp.

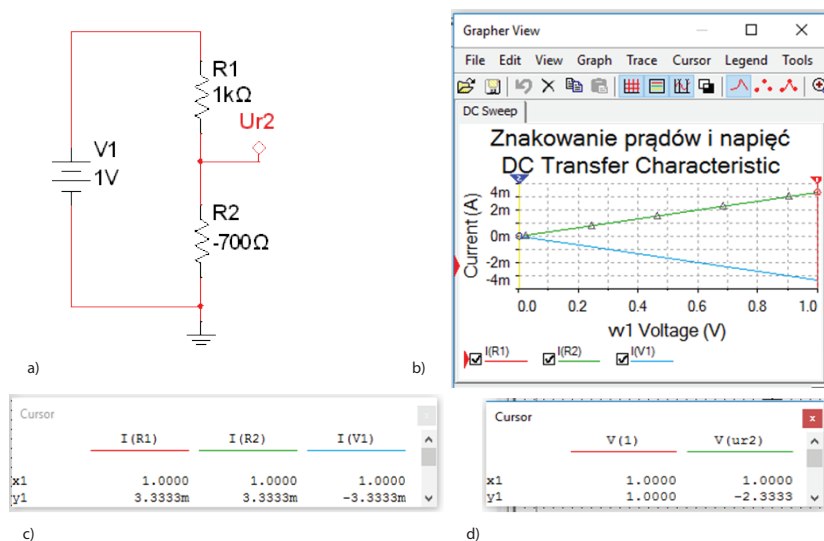
Ze względu na ogromną ilość funkcjonalności, jakie daje program, zdecydowano się omówić jedynie te jego cechy, które okazały się korzystne lub nieco utrudniały wykonywanie szczegółowych symulacji prowadzonych w ramach niniejszej pracy. Natomiast szersze omówienie innych funkcjonalności Multisima, aktualnych zarówno dla symulacji układów analogowych, jak i cyfrowych, jest przedstawione w odpowiednich publikacjach, na przykład [30, 31].

7.1.1. Funkcjonalności programu Multisim szczególnie odpowiednie dla symulacji elektronicznych dwójników omawianych w niniejszej pracy

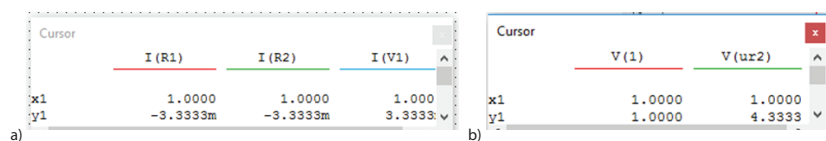
7.1.1.1. Możliwość wprowadzenia ujemnych wartości rezystancji, pojemności i indukcyjności

Wyposażanie programów przeznaczonych do symulacji układów elektronicznych w możliwość nadawania elementom RLC wartości ujemnych znajduje coraz większą akceptację. Są także aplikacje, które pozwalają wprowadzić ujemne rezystancje, ale ujemnych pojemności i indukcyjności już nie. W niniejszej pracy równoprawne traktowanie dwójników o ujemnych immitancjach z klasycznymi, dodatnimi elementami RLC, jest istotne ze względu na zakres tematyczny pracy. Dla przykładu: elektroniczny układ, realizujący FDNC, wykazuje na zaciskach wejściowych pasożytniczą pojemność i konduktancję. Dołączając do zacisków wejściowych ujemną pojemność i obserwując moment utraty stabilności układu, można określić wartość tej pasożytniczej pojemności. Może w ten sposób powstać prosta i szybka metoda określania wartości elementów pasożytniczych różnych układów. Ostatnio rośnie znaczenie możliwości wprowadzania do programu Multisim elementów z ujemnymi immitancjami, ponieważ w badaniach materiałowych pojawiają się ferroelektryki z ujemnymi pojemnościami lub ujemnymi stratami dielektrycznymi [32, 33]. Poniżej zostaną pokazane napięcia i prądy w szeregowym połączeniu rezystora dodatniego i ujemnego. Przedstawione symulacje potwierdzają też sposób znakowania napięć i prądów, stosowany w Multisimie.

Na rys. 7.1a pokazano schemat wspomnianych dwu rezystorów połączonych ze źródłem prądu stałego. Analiza *DC Sweep* dla wartości $V1$ równej 1 V, co jest wskazywane przez czerwony kursor na rys. 7.1b, pokazuje, że prąd płynący przez obydwa rezystory $I(R1)$ i $I(R2)$ jest dodatni i równy 3,333 mA (na rys. 7.1b linie dla obydwu prądów, czerwona i zielona, pokrywają się). Prąd wypływający ze źródła $I(V1)$ jest ujemny i, oczywiście, równy $-3,333$ mA. Wartości liczbowe prądów są pokazane na rys. 7.1c, a wartości napięć na rys. 7.1d. Spadek napięcia na ujemnej rezystancji $R2$ jest ujemny i wynosi $-2,333$ V. Jeżeli rezystancja ujemna ma większą wartość niż dodatnia, zmieniają się znaki prądów i znak spadku napięcia na rezystancji ujemnej. Sytuację dla $R1 = 1000 \Omega$ i $R2 = -1300 \Omega$ przedstawiono na rysunkach 7.2a i 7.2b.



Rys. 7.1. Prądy i napięcia w szeregowym połączeniu rezystora dodatniego z ujemnym w obwodzie prądu stałego. Schemat układu — a), przebiegi z symulacji w analizie *DC Sweep* — b), wartości prądów dla $V1 = 1\text{ V}$, wskazywane przez czerwony kursor — c), wartości napięć skojarzone z czerwonym kurorem — d)



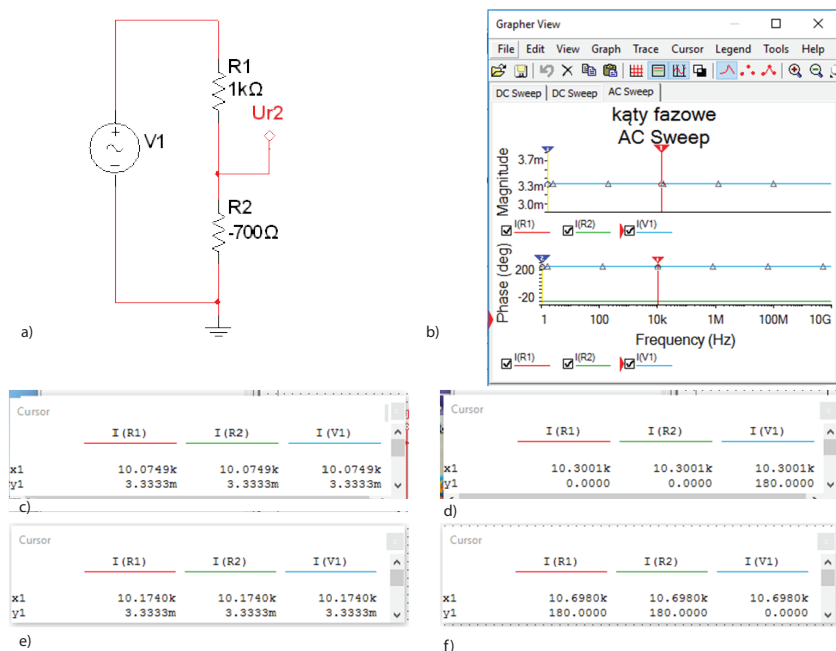
Rys. 7.2. Wyniki symulacji dla układu połączeń z rys. 7.1a przy zmianie wartości rezystora $R2$ na $-1300\ \Omega$. Wartości prądów — a), wartości napięć — b)

Na rys. 7.2 pokazano wyniki z symulacji układu połączeń identycznego z obwodem z rys. 7.1a, przy czym wartość rezystancji $R2$ zmieniono na $-1300\ \Omega$. W nowej sytuacji prąd płynący w obwodzie zewnętrznym źródła jest ujemny. Potwierdzają to wyniki podane na rys. 7.2. Iloczyn ujemnego prądu $-3,333\text{ mA}$ i ujemnej rezystancji $-1300\ \Omega$ daje dodatni spadek napięcia na rezystancji $R2$ o wartości $4,3333\text{ V}$.

Podobną analizę do wyżej przedstawionej przeprowadzono w obwodzie prądu zmiennego. Schemat układu połączeń jest pokazany na rys. 7.3a. Przebiegi modułów i kątów fazowych dla prądów są wykreślone na rys. 7.3b, a odpowiadające im wartości liczbowe zebrano na ilustracjach 7.3c i 7.3d. Na rys. 7.3b przebiegi wszystkich modułów pokrywają się. Podobnie przebiegi kątów fazowych dla rezystorów $R1$ i $R2$ (linie czerwona i zielona pokrywają się).

Rys. 7.3e i rys. 7.3f odpowiadają sytuacji, gdy wartość rezystora $R2$ zmieniono na $-1300\ \Omega$. Spowodowało to zmianę kątów fazowych prądów

płynących przez rezystory $R1$ i $R2$ z wartości 0° na 180° , a zmianę kąta fazowego prądu źródła odwrotnie — ze 180° na 0° .



Rys. 7.3. Szeregowe połączenie rezystora dodatniego i ujemnego w analizie zmiennoprądowej AC Sweep. Schemat połączeń — a), przebiegi prądów — b), wyniki liczbowe dla modułów i kątów fazowych — c-f), przy czym dla pozycji a–d) obowiązuje $R2 = -700\Omega$, a dla pozycji e) i f) rezystancja $R2 = -1300\Omega$

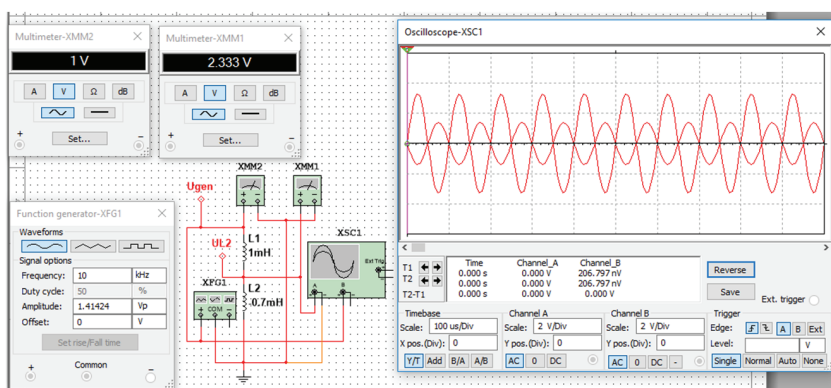
Zgodnie z zawartą w tytule podrozdziału 7.1.1.1 sugestią, program Multisim umożliwia wprowadzanie także ujemnych pojemności i ujemnych indukcyjności. Można w tym celu przeprowadzić symulację podobną do wyżej przedstawionej dla rezystancji, jednakże analiza *AC Sweep* wymaga wprowadzenia do schematu połączeń dowolnej rezystancji. Może to być na przykład szeregową rezystancją, której wartość zadeklaruje się jako 0Ω , żeby nie zmieniać schematu połączeń.

7.1.1.2. Wyposażenie programu w *Interactive Simulation*

Symulacja *Interactive Simulation* polega na użyciu wirtualnych przyrządów pomiarowych takich jak generatory, multimetry, oscyloskopy, mierniki częstotliwości i wiele innych, aby po połączeniu ich przewodami z badanym układem podawać do niego odpowiednie sygnały wymuszające i obserwować odpowiedzi na te wymuszenia. W zestawie możliwych do użycia przyrządów są też takie, których panel użytkownika jest odwzorowaniem płyty czołowej produkowanego przyrządu.

Metoda/analiza *Interactive Simulation* stanowi istotną pozycję badawczą w połączeniu z innymi klasycznymi metodami analizy, takimi jak na przykład analiza *AC Sweep*, *DC Sweep*, *Transient* czy *Parameter Sweep*. W niniejszej pracy metoda *Interactive Simulation* będzie bardzo często używana, gdyż jest niezastąpiona przy ocenie czy badany układ jest już wzbudzony, czy jeszcze pracuje stabilnie. Oszacowanie tej kwestii w analizie *AC Sweep* jest nieprecyzyjne, gdyż analiza ta nie sygnalizuje momentu wzbudzenia układu, kiedy jest on badany w funkcji wzrastającej częstotliwości pomiarowej.

Metoda *Interactive Simulation* przypomina badanie laboratoryjne. Jest wygodna i odporna na pomyłki, ponieważ łatwo można zauważyć błędne połączenia lub niewłaściwe nastawy przyrządów. Jako przykład wygodnego jej zastosowania, na ilustracjach 7.4 i 7.5 pokazano właściwości połączenia szeregowego indukcyjności dodatniej z ujemną. Wartości liczbowe indukcyjności dobrano tak, aby uzyskane wyniki dla spadków napięć i kątów fazowych na ujemnych elementach były takie same jak w poprzednim punkcie dla połączenia rezystorów.

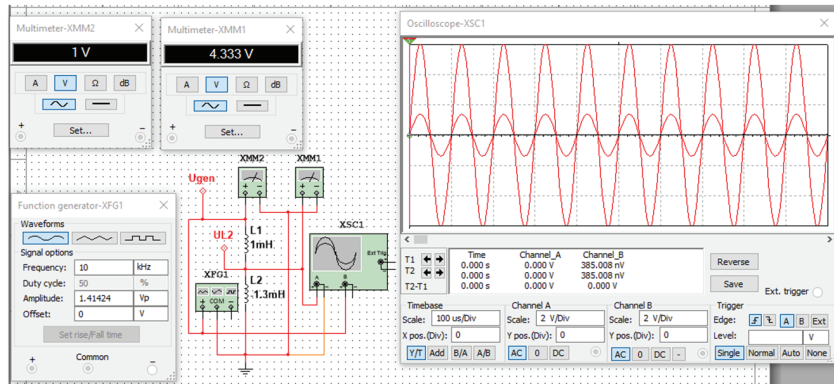


Rys. 7.4. Szeregowe połączenie indukcyjności dodatniej 1 mH i ujemnej $-0,7$ mH

Indukcyjności $L1$ i $L2$ są zasilane z generatora XFG1 napięciem 1V o częstotliwości 10 kHz. Napięcie generatora i spadek napięcia na indukcyjności $L2$ są podane na oscyloskop XSC1. Multimetry mierzą napięcie generatora i spadek napięcia na indukcyjności $L2$. Na panelu generatora amplituda jest wyrażona w V_p , tzn. w wartościach maksymalnych i stąd, żeby nastawić 1V w wartościach skutecznych, należy w generatorze wpisać 1,41424 V.

Różnica indukcyjności $L1$ i $L2$ wynosi 0.3 mH. Prąd pobierany z generatora wynikający z podzielenia napięcia 1V przez impedancję indukcyjności 0.3 mH jest równy 53,08 mA. Iloczyn tej wartości prądu i impedancji indukcyjności $L1$ daje spadek napięcia na cewce $L1$ równy 3,333 V. Iloczyn ww. dodatniego prądu z ujemną impedancją indukcyjności $L2$ jest

równy $-2,333\text{ V}$. Oscyloskop pokazuje dodatnie napięcie generatora i spadek ujemnego napięcia na ujemnej indukcyjności $L2$, które są w przeciwnych fazach do siebie.



Rys. 7.5. Szeregowe połączenie indukcyjności dodatniej 1 mH i ujemnej $-1,3\text{ mH}$

Różnica indukcyjności $L1$ i $L2$ wynosi $-0,3\text{ mH}$. Prąd pobierany z generatora w tym przypadku jest ujemny. Ma tę samą wartość $53,08\text{ mA}$ co na rysunku 7,4. Iloczyn tego prądu i dodatniej impedancji indukcyjności $L1$ daje spadek ujemnego napięcia na cewce $L1$ równy $-3,333\text{ V}$. Iloczyn ujemnego prądu z ujemną impedancją cewki $L2$ jest dodatni i równy $4,333\text{ V}$. Spadek napięcia na indukcyjności $L2$ i napięcie generatora są współfazowe. Pokazuje to oscyloskop XSC1.

7.1.1.3. Możliwość stosowania podukładów (*subcircuits*)

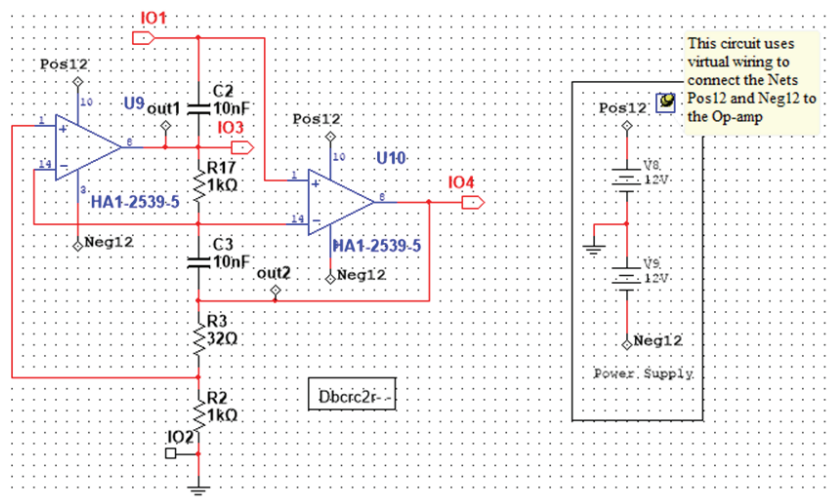
Omawiana w tym podrozdziale funkcjonalność umożliwia zamknięcie badanego układu (lub jego części) w prostokąt o znacznie mniejszych wymiarach niż układ wyjściowy. Prostokątny podukład jest adresowany przez nadaną mu nazwę i posiada wyprowadzenia, za pomocą których łączy się z pozostałymi elementami układu wyjściowego, lub na przykład ze źródłami sygnałów i przyrządami pomiarowymi odbierającymi sygnały wyjściowe. Zaciski umożliwiające podawanie i odbieranie sygnałów pojawiają się na bokach prostokąta automatycznie, przy czym obowiązuje tu reguła, aby zaciski wejściowe były skierowane prostokątną „główką” w lewo, a wyjściowe w prawo. Reguła ta nawiązuje do zasady przyjętej w oprogramowaniu LabVIEW, mówiącej, że przepływ sygnałów następuje od strony lewej do prawej. Zaciski są dostępne pod *Place ► Connectors*. Wówczas można wybrać rodzaj zacisków, na przykład *Input connector*, *Output connector*, *Hierarchical connector* lub *On-page connector*. Ostatni z nich nie ujawnia się na zewnętrznych bokach podukładu, dlatego nie

można go łączyć z elementami zewnętrznymi podukładu, ale należy mu nadać nazwę i wówczas można z niego korzystać w symulacjach. Szczegóły używania podukładów można znaleźć w [30].

7.1.1.4. Możliwość stosowania wirtualnej szyny połączeniowej

W programie Multisim można korzystać z wirtualnej szyny połączeniowej, która umożliwia przesył sygnałów pomiędzy połączonymi wyprowadzeniami bez konieczności rysowania przewodów na schematach. Problem ten jest z pewnością bardzo ważny w układach cyfrowych [30], gdzie jest wiele połączeń, ale w układach analogowych szyna wirtualna również jest przydatna. W niniejszym opracowaniu doprowadzenia zasilania do wzmacniaczy operacyjnych i połączenia masy generalnie realizowane są nie tyle za pomocą szyny wirtualnej, co za pomocą wirtualnych przewodów. Korzyści wynikające z takiego udogodnienia są istotne z tego względu, że zdecydowana większość badanych w opracowaniu układów zawiera wzmacniacze operacyjne najczęściej zasilane takimi samymi napięciami: +12 V i -12 V.

Wirtualne połączenia działają prawidłowo, gdy oznakowanie łączonych punktów jest opisane tymi samymi oznaczeniami, co pokazano na rys. 7.6. Prawidłowość połączeń można sprawdzić, klikając na niewielki okrągły znak w prawym górnym rogu bloku zasilania.



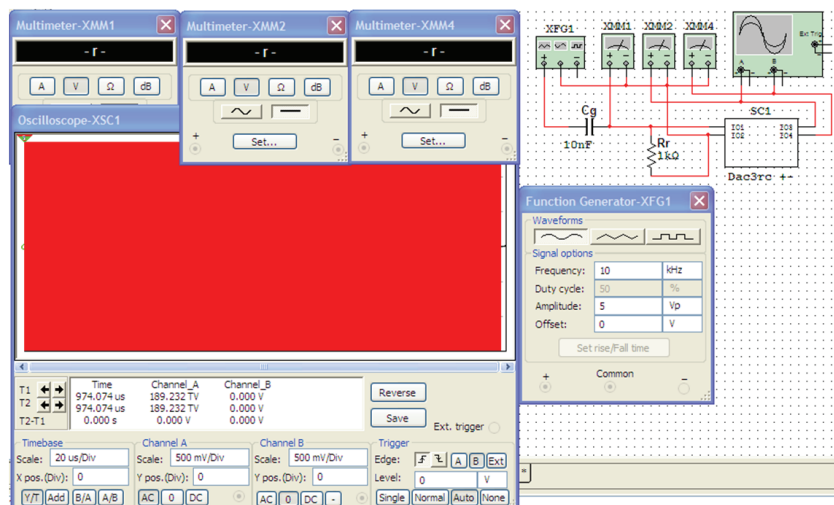
Rys. 7.6. Przykład połączenia baterii zasilających ze wzmacniaczami operacyjnymi za pomocą wirtualnych przewodów

7.1.1.5. Możliwość użycia wzmacniaczy operacyjnych w układzie trój- i pięciozaciskowym

Niektóre wzmacniacze operacyjne zebrane w bazie danych elementów programu Multisim mogą być użyte w modelu trój- lub pięciozaciskowym, pomimo że ich symbol zaciskowy w obu wypadkach będzie wyposażony w pięć wyprowadzeń. Model trójzaciskowy nie pokazuje wpływu napięć zasilających na przebiegi wyjściowe badanego układu, nawet w wypadku dołączenia prawidłowych źródeł napięć zasilających do odpowiednich zacisków. Wówczas wzmacniacze operacyjne nie uzyskują stanu nasycenia na wyjściach lub przekraczają wartości napięć zasilających (nawet wielokrotnie). W niniejszej pracy były używane obydwa modele, przy czym wariant trójzaciskowy w niektórych przypadkach pomagał we wstępnej selekcji nowo badanej grupy układów, pomagając wybrać te układy, które nie pracowały stabilnie. Ponadto niektóre z nich wykazywały zachowania podobne do źródeł drgań chaotycznych, które bez wpływu napięć zasilających rozwijają się swobodnie. Oczywiście w praktycznym zastosowaniu napięcia zasilające są konieczne i stąd wnioski wyciągnięte na podstawie modelu trójzaciskowego nie zawsze się potwierdzają i powinny być zweryfikowane dalszymi badaniami.

Aby uzyskać pewność właściwego wyboru modelu wzmacniacza należy przeprowadzić następujące postępowanie:

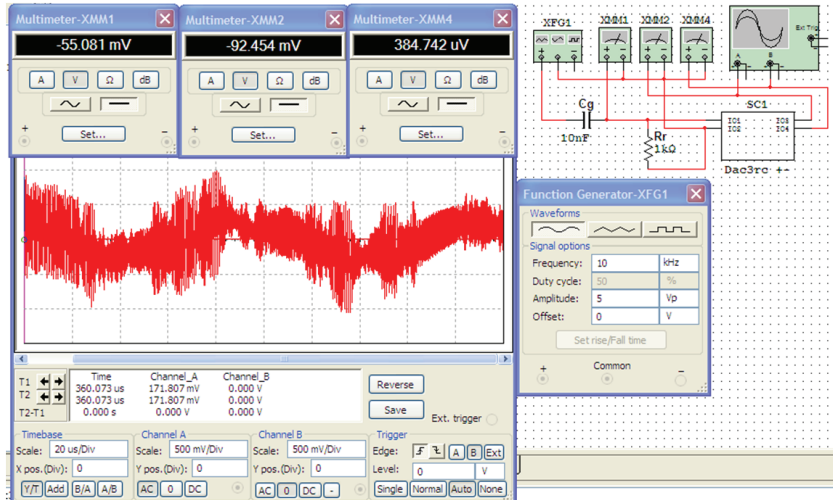
- Wybrać *Place ► Component*, aby utworzyć zbiór elementów.
- W bazie danych *Master Database* wybrać rodzinę *Analog* i wejść do zbioru *Opamp*.
- Wybrać żądany typ wzmacniacza operacyjnego, na przykład HA1-2935 (używany w niniejszej pracy).
- Wybrać *SPICE model* w zakładce *Model Manuf. ID*.
- Wybrać przycisk *Model*.



Rys. 7.7. Wzbudzony układ Dac3rc+ – w rezonansie z rezystorem 1 k Ω . W podukładzie SC1 użyto wzmacniaczy operacyjnych HA1-2539-2

Na rys. 7.7 i rys. 7.8 zaprezentowano korzyści wynikające z użycia obydwu rodzajów wzmacniaczy operacyjnych przy wstępnym kwalifikowaniu układów. Rys. 7.7 dotyczy układu Dac3rc+ – zawartego w podukładzie SC1, wyposażonego we wzmacniacze operacyjne trójzaczaskowe HA1-2539-2. W badanym układzie wzbudziły się drgania o bardzo dużych amplitudach. Napięcia stałe wskazywane przez multimetry przekraczają maksymalne zakresy wartości (-r-). Generowane napięcia zmienne są tak duże, że nie można ich pokazać w całości na ekranie oscyloskopu.

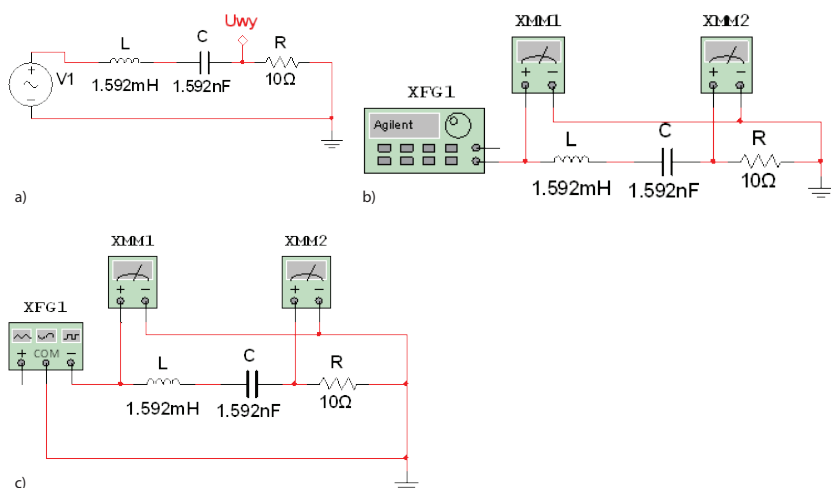
Na rys. 7.8 przedstawiony jest układ z rys. 7.7, przy czym wzmacniacze operacyjne zostały zamienione na HA1-2539-5, opisane modelem pięcizaczaskowym. Napięcia stałe wyświetlane przez multimetry osiągają wartości z przedziału dziesiątków mV, a nieregularny (być może chaotyczny) sygnał zmienny nie przekracza kilku V. Generator XFG1 okazuje się potrzebny do zainicjowania przedstawionego drgania poprzez podanie na wejście dowolnego sygnału na krótki moment.



Rys. 7.8. Układ z rys. 7.7 z zamienionymi wzmacniaczami operacyjnymi: HA1-2539-2 na HA1-2539-5

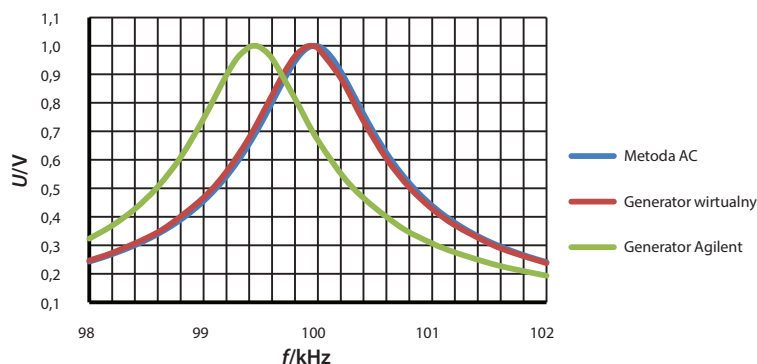
7.1.2. Cechy Multisima dostrzeżone przy symulowaniu układów elektronicznych omawianych w niniejszej pracy, które wymagają szczególnej uwagi

W zasobach programu Multisim są dwa generatory, które mogą być użyte w metodzie *Interactive Simulation* (nazywanej tu metodą instrumentalną): *Function Generator* (dalej nazywany generatorem wirtualnym) i *Agilent Function Generator* (dalej nazywany generatorem Agilent). Niestety generatory te nie zawsze mogą być wzajemnie zastępowane, szczególnie gdy badane są układy rezonansowe w przedziale dużych częstotliwości. Ponieważ w niniejszej pracy jest to problem istotny, zostanie on pokazany na przykładzie porównania wyników uzyskanych w metodzie AC (w wersji Multisima 14.0 *AC Sweep*) i w metodzie instrumentalnej z obydwojma wyżej wymienionymi generatorami. Badany będzie klasyczny, szeregowy obwód rezonansowy, złożony z indukcyjności, pojemności i rezystancji.



Rys. 7.9. Klasyczny, szeregowy obwód rezonansowy LCR przygotowany do pomiaru krzywej rezonansowej metodą AC — a) oraz metodą instrumentalną z generatorem Agilent — b) i z generatorem wirtualnym — c)

Krzywe rezonansowe dla tego obwodu są pokazane na rys. 7.10 i nieestety nie są one identyczne.



Rys. 7.10. Krzywe rezonansowe uzyskane z symulacji obwodu rezonansowego z L, C i R z rys. 7.9, wykonane trzema sposobami w programie Multisim wersja 11.0.2

Wynik uzyskany metodą AC nie budzi zastrzeżeń. Częstotliwość rezonansowa zgadza się z wynikiem teoretycznym, a spadek napięcia na obwodzie jest równy napięciu źródła, które we wszystkich trzech przypadkach wynosiło 1 V. Częstotliwości rezonansowe krzywych z metody instrumentalnej, zarówno dla generatora wirtualnego, jak i generatora Agilent, są zaniżone, natomiast wartości spadków napięć na rezystancji R mogą być uznane za równe napięciu źródła 1 V. Z tych spostrzeżeń wynika ważny pozytywny wniosek, że źródłem błędów przy pomiarach metodą instrumentalną mogą być jedynie zaniżone wartości częstotliwości

w stosunku do wartości teoretycznych. W omawianym przypadku generator Agilent jest pod tym względem gorszy niż wirtualny, jakkolwiek odchylenia częstotliwości od wyniku z metody AC są rzędu ułamków procenta i w wielu innych, nierezonansowych, przypadkach mogą być zbagatelizowane.

7.1.3. Metody analizy układów analogowych w programie Multisim

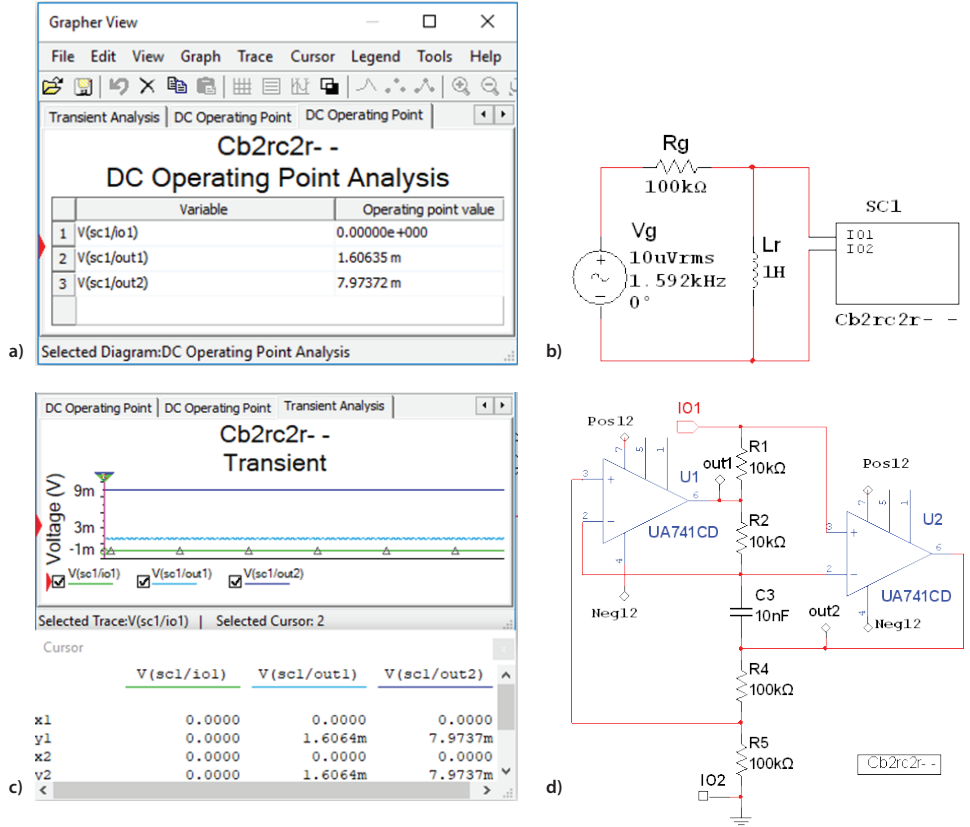
W niniejszej pracy stosowano program Multisim w wersjach 11.0.2, 13.0.1 i 14.0. Program ten umożliwia wykonanie czternastu rodzajów analiz układu elektronicznego, między innymi analiz podstawowych, spotykanych także w innych programach, jak na przykład Analiza AC czy *Transient Analysis*, a także zobrazowanie działania badanego układu w układzie pomiarowym, który można złożyć z piętnastu wirtualnych instrumentów pomiarowych rezydujących w programie. Zatem, mając do dyspozycji wiele narzędzi analitycznych i 216 układów do przebadania, przyjęto omówioną poniżej procedurę podejścia do grupy nieznanymi układów, stosowaną do wszystkich grup układów omawianych w niniejszej pracy. Natomiast analizy specjalistyczne, jak na przykład analiza parametryczna i inne, będą omówione w odpowiednich miejscach dalszych rozdziałów.

Nadrzędnym celem wstępnych badań układów należących do czterech badanych grup układów (analogi pojemności, analogi indukcyjności, FDNC i FDNR) było wyszukanie w danej grupie wszystkich układów pracujących stabilnie, a następnie posegregowanie pozostałych według ich właściwości. W celu wyselekcjonowania układów pracujących stabilnie stosowano analizę *Transient Analysis* oraz *DC Operating Point*. Następnie grupa układów stabilnych była przebadana przy użyciu metody AC oraz analizy instrumentalnej. Dobór odpowiednich instrumentów i ich połączenie zależało od rodzaju badanej grupy układów. Najczęściej występowały tutaj oscyloskopy, generatory i multimetry. Wyszukiwanie układów stabilnych prowadzono przez porównywanie wyników analiz *DC Operating Point* i *Transient Analysis*. Jeżeli wyniki tych pomiarów były identyczne, uznawano, że nie rozwijają się żadne procesy w funkcji czasu i można założyć, że taki układ będzie stabilny. Analizę *Transient* prowadzono do jednej, a czasem do dwóch sekund. Często badania te były prowadzone w wariancie trójjaciskowym, to znaczy bez zasilania WO napięciami stałymi, co daje szansę łatwego oddzielenia od dobrych analogów innych grup układów, na przykład takich, w których można spodziewać się drgań o niektórych cechach chaotycznych, wchodzenia

WO w stany nasycenia lub wytwarzania drgań odkształconych. Możliwości te istnieją dlatego, że drgania chaotyczne mogą się swobodnie rozwijać w skali napięć, a podanie napięć zasilających utrudnia proces powstawania tych drgań. Z kolei, jeżeli w analizie *Transient* na wyjściach WO ustala się bardzo duże napięcia, na przykład rzędu setek V, można zakładać, że po podaniu napięć zasilających wzmacniacze znajdują się w stanie nasycenia albo w układzie powstaną drgania odkształcone o dużych amplitudach. Innymi słowy, badanie układu bez podania napięć zasilających WO daje szersze możliwości spojrzenia na różne warianty rozwoju możliwych rodzajów drgań, które dla sytuacji z ustalonymi napięciami zasilającymi nie zawsze będą mogły wystąpić.

Podczas wykonywania analiz zauważono, że są także takie układy, w których wolno rozwijają się drgania sinusoidalne o niewielkich amplitudach. Obwody te, po podaniu napięć zasilających, stają się generatorami, często obcowzbudnymi. Można je wyselekcjonować, nieco rozbudowując źródło sygnału w wykonywanych analizach. Otóż należy wprowadzić niewielkie napięcie (na przykład $10\ \mu\text{V}$) sygnału o częstotliwości rezonansowej. W tym celu należy kliknąć na symbol źródła (na rys. 7.11 jest to źródło V_g) i w jego etykietce wpisać $10\ \mu\text{V}$ w pierwsze od góry okienko, a częstotliwość rezonansową $1,592\ \text{kHz}$ w trzecie od góry. Wówczas w analizie *Transient*, w przypadku układu niestabilnego, wraz z upływem czasu wzrasta sygnał zmienny pochodzący od tego źródła, a w pożądanym układach pracujących stabilnie albo tego sygnału nie widać, albo ma on stałą amplitudę wraz z upływem czasu. Przykład ilustrujący zachowanie układu stabilnego jest przedstawiony na poniższym rys. 7.11.

Oznaczenia $V(sc1/out1)$ i $V(sc1/out2)$ odpowiadają napięciom na wyjściach WO, a $V(sc1/io1)$ pokazuje napięcie na zacisku $IO1$, czyli na obwodzie rezonansowym. Ważne w tych analizach są napięcia na wyjściach WO. Odczyty napięć z rys. 7.11c są następujące: $1,6064\ \text{mV}$ i $7,9737\ \text{mV}$. Ślad sygnału $10\ \mu\text{V}$, wprowadzonego do źródła V_g , ujawnił się na wyjściu wzmacniacza $U1$ ($V(sc1/out1)$), ale amplituda tego sygnału nie wzrasta z upływem czasu. Między liczbowymi rezultatami z rys. 7.11a i rys. 7.11c nie ma różnic. Na podstawie przebiegów z rys. 7.11c



Rys. 7.11. Wyniki analizy *Operating Point* — a) i *Transient* — c) oraz schemat układu pomiarowego — b) i schemat podukładu SC1 — d) dla analogu Cb2rc2r- – zakwalifikowanego do układów stabilnych (jako wybrany analog pojemności)

wnioskujemy, że sygnał zmienny o amplitudzie 10 μ V, wprowadzony do źródła V_g , nie rośnie z upływem czasu na wykresie $V(sc1/out1)$, a na pozostałych przebiegach jest wręcz niewidoczny. Dlatego uznajemy, że układ Cb2rc2r- – pracuje stabilnie i kwalifikujemy go do dalszych badań w grupie dobrych analogów pojemności.

Wstępną ocenę układów na podstawie wyników analiz *DC Operating Point* i *Transient Analysis* prowadzono dla wzmacniaczy $\mu A741$ i częstotliwości 1,59 kHz. Częstotliwość ta wynikała z dołączenia do zacisku wejściowego badanego dwójnika odpowiedniego elementu tworzącego z nim obwód rezonansowy. Na przykład: przy badaniu analogów pojemności dołączana była indukcyjność $L_r = 1$ H, a przy badaniu FDNR odpowiednia rezystancja itp. Wybór wzmacniaczy operacyjnych $\mu A741$ i małej częstotliwości rezonansowej 1,59 kHz był podyktowany obawą, aby nie popełnić pomyłki niedostrzeżenia dobrego układu przez badanie go w przedziale zbyt wysokich częstotliwości, przy których nie mógłby

pracować. Z kolei w dalszych badaniach, już po wyselekcjonowaniu układów stabilnych, na przykład w analizie instrumentalnej, używano WO w układzie pięcizaciskowym, przeznaczonych do pracy przy wysokich częstotliwościach, między innymi typu HA1-2539 i zakładano znacznie większą częstotliwość rezonansową, na przykład wynoszącą 159 kHz (przy badaniu analogów pojemności).

8. Analogi pojemności

8.1. Podział analogów pojemności na podgrupy

Liczbę układów o impedancji wejściowej odpowiadającej pojemności łatwo można oszacować na 72 sztuki. Kondensator zajmuje wówczas miejsce impedancji Z_1 lub Z_3 albo Z_5 , a pozostałe impedancje są rezystancjami. Wśród 72 wyżej wymienionych układów na etapie wstępnej selekcji wydzielono sześć następujących podgrup: dobre analogi pojemności, generatory drgań odkształconych, trzy rodzaje układów, w których WO wchodzi w stan nasycenia, oraz układy oscylujące sinusoidalnie przy wysokich częstotliwościach. Wszystkie te podgrupy są spisane w poniższej tab. 8.1 i dokładnie omówione w dalszych podrozdziałach. Wśród wspomnianych 72 układów, których impedancja sugerowała możliwość pracy jako analogów pojemności, znaleziono jedynie dwanaście układów pracujących stabilnie. W następnym punkcie zostaną omówione szczegółowo ich właściwości. Będzie określony zakres ich pracy w funkcji częstotliwości, dobroć i możliwe do uzyskania bardzo duże wartości symulowanych pojemności. Układy niezakwalifikowane jako wybrane będą krótko scharakteryzowane w rozdziałach 8.31–8.33.

Tab. 8.1. Podział 72 potencjalnych analogów pojemności na grupy: ● — dobre analogi pojemności, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — pierwszy lub drugi WO nasycony, □2 — obydwa WO nasycone, □1 i 2 — jeden lub obydwa WO nasycone, ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone, ○ — układy oscylujące

	Ca			Cb			Cc		
	c4r	2rc2r	4rc	c4r	2rc2r	4rc	c4r	2rc2r	4rc
— —	□1	□1	□2	●	●	●	○	○	○
— +	◇	◇	◇	□1 i 2	◇	□2	□1 i 2	□1	□1
+ —	●	●	●	□1 i 2	□2	□2	◇	□1	□1
+ +	□1 i 2	□2	□2	□1 i 2	□2	□2	◇	◇	◇

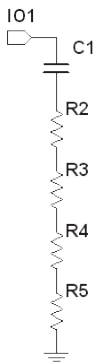
	Cd			Ce			Cf		
	c4r	2rc2r	4rc	c4r	2rc2r	4rc	c4r	2rc2r	4rc
--	□1 i 2	●	□2	◇	◇	◇	□1 i 2	□1	□1
-+	●	●	●	□1	□2	□2	□1 i 2	□2	□2
+-	◇	◇	◇	□1 i 2	□2	□2	●	○	○
++	◇	□2	□2	●	◇	□2	□1 i 2	◇	□2

8.2. Wybrane analogi pojemności

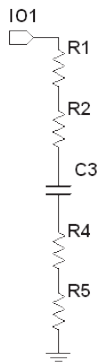
Przez wybrane analogi pojemności będą rozumiane układy niewytwarzające żadnych drgań własnych i prawidłowo reagujące na sygnał zmienny podawany z generatora do zacisków wejściowych *IO1* i *IO2*. Dołączenie do zacisków wejściowych indukcyjności tworzy obwód rezonansowy o częstotliwości określonej przez wzór Thomsona dla dołączonej indukcyjności i pojemności symulowanej przez analog.

8.2.1. Podział na trzy grupy ze względu na usytuowanie kondensatora w łańcuchu elementów RC

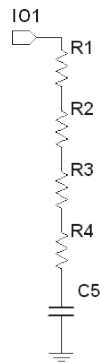
Częstotliwościowe właściwości poszczególnych układów będą badane w obwodzie rezonansowym utworzonym przez dołączenie do zacisków *IO1* i masy odpowiedniej zewnętrznej indukcyjności *Lr*. Ze względu na trzy miejsca włączenia pojemności *C* w łańcuch rezystancji istnieją trzy wzory opisujące pojemność *C*, wytwarzaną przez układy o strukturze *c4r*, *2rc2r* i *4rc*. Wzory te są podane na rys. 8.1.



$$C = C1 \frac{R2R4}{R3R5} \quad (8.1)$$



$$C = C3 \frac{R2R4}{R1R5} \quad (8.2)$$



$$C = C5 \frac{R2R4}{R1R3} \quad (8.3)$$

Rys. 8.1. Oznaczenia elementów RC i wzory na wytwarzaną pojemność *C* dla trzech wariantów usytuowania pojemności *C1*, *C3* i *C5* w łańcuchu elementów

8.2.2. Praca w przedziale dużych częstotliwości przy stałej wartości dobroci

Częstotliwość rezonansowa obwodu złożonego z indukcyjności Lr i pojemności C wynika z wzoru Thomsona i dla przykładowego układu o strukturze $c4r$ jest wyrażona jako:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LrC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LrC1\frac{R2R4}{R3R5}}} \quad (8.4)$$

Jeżeli we wzorze (8.4) zostanie zmieniona jednocześnie indukcyjność Lr i na przykład rezystancja $R2$ (lub $R4$) w tym samym stosunku, to także w tej korelacji, lecz odwrotnie proporcjonalnie, zmieni się częstotliwość. Dla przykładu: dwukrotne zwiększenie indukcyjności Lr i jednocześnie dwukrotne zwiększenie rezystancji $R2$ spowoduje dwukrotne zmniejszenie częstotliwości. Przy takim strojeniu obwodu rezonansowego, gdzie zmieniają się w tym samym stosunku wartości obydwu tworzących obwód rezonansowy elementów, znika pierwiastkowa zależność częstotliwości, jaka występuje przy zmianach wartości tylko jednego elementu. Warunek równoczesnego przestrajania indukcyjności Lr i rezystancji $R2$ lub $R4$ można zapisać matematycznie jako $Lr/R2 = \text{const}$. Konkretnie przyjęto:

$$Lr/R2 = 10^{-6} \text{ s} \quad (8.5)$$

Pracę obwodu rezonansowego przy stałej wartości dobroci można prześledzić na podstawie znanego wzoru na dobroć równoległego obwodu rezonansowego:

$$Q = Rd\omega C \quad (8.6)$$

Rd oznacza rezystancję dynamiczną obwodu rezonansowego.

Podstawiając do wzoru (8.6) wyrażenia (8.4) i (8.1) z uwzględnionym mnożnikiem n dla wprowadzenia ewentualnych zmian indukcyjności Lr i rezystancji $R2$, uzyskuje się następujący związek:

$$Q = Rd \frac{1}{\sqrt{nLr\frac{nR2R4C1}{R3R5}}} \frac{nR2R4C1}{R3R5} \quad (8.7)$$

Łatwo zauważyć, że mnożnik n redukuje się we wzorze (8.7) i dobroć obwodu jest stała niezależnie od jednoczesnej zmiany indukcyjności Lr i rezystancji $R2$. Po zredukowaniu współczynnika n i wykorzystaniu warunku (8.5) wzór (8.7) można przekształcić do postaci:

$$Q = 10^3 Rd \sqrt{\frac{C1R4}{R3R5}} \quad \text{dla } c4r \quad (8.8)$$

Analogiczne do (8.8) wzory dla pozostałych sposobów ustawienia elementów RC są następujące:

$$Q = 10^3 R_d \sqrt{\frac{C_3 R_4}{R_1 R_5}} \quad \text{dla } 2rc2r \quad (8.9)$$

$$Q = 10^3 R_d \sqrt{\frac{C_5 R_4}{R_1 R_3}} \quad \text{dla } 4rc \quad (8.10)$$

Ze wzorów (8.8), (8.9) i (8.10) wynika, że nie są w nich uwzględnione ani parametry wzmacniaczy operacyjnych, ani straty kondensatorów. Dlatego równania te służą jedynie do wyliczania idealizowanej dobroci układu, dając wartości obarczone dużymi błędami. W miejsce nieokreślonej rezystancji dynamicznej obwodu R_d można podstawić rezystancję R_g , zgodnie z następującym uzasadnieniem: jeżeli obwód rezonansowy $Lr-C$, (gdzie C jest wyliczone z odpowiedniego wzoru (8.1), (8.2) lub (8.3)), jest idealny, jego rezystancja dynamiczna jest równa nieskończoności. Ale równolegle z tą nieskończonością połączona jest rezystancja R_g . Wynik tego połączenia jest równy R_g .

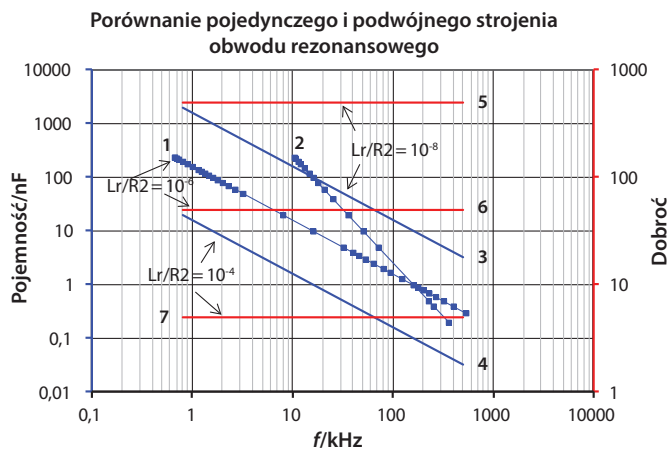
Proponowany sposób strojenia obwodu, polegający na jednoczesnej zmianie indukcyjności Lr i rezystancji R_2 (lub R_4) daje szerokie przestrajanie częstotliwości rezonansowej obwodu i zachowuje stałą amplitudę napięcia zmiennego na obwodzie. Te cechy stwarzają wygodne możliwości badania zachowania się układów, porównywania ich właściwości i ostatecznie wykreślenia ich charakterystyk w funkcji częstotliwości. Praktyczne korzyści z równoczesnego strojenia obydwu rezonujących dwójników w równoległym obwodzie rezonansowym G – FDNC wykorzystano w artykułach [34–36].

Dla porównania przedstawionego wyżej sposobu strojenia obwodu rezonansowego przez jednoczesną zmianę wartości obydwu elementów tworzących obwód rezonansowy z prostszym wariantem, polegającym na strojeniu tylko jednego z nich, na rys. 8.2 pokazano przebiegi pojemności C wyliczonych z wzoru (8.1) i dobroci Q wyliczonych z wzoru (8.8). Dla wygody opisu poszczególne krzywe ponumerowano kolejnymi liczbami. Prosta (1) została przeniesiona ze zbiorczego rys. 8.6 dla układu $Cac4r+$ –. Jest to prosta zawierająca dane z symulacji. Przedstawia ona pojemność C_{eq} wytwarzaną przez wyżej wymieniony układ $Cac4r+$ – w połączeniu równoległym z indukcyjnością Lr w procesie jednoczesnego przestrajania Lr i rezystancji R_2 . Dla porównania zamieszczono prostą (2), która różni się od prostej (1) tym, że powstała z symulacji w identycznym obwodzie rezonansowym, przestrajającym jedynie za pomocą indukcyjności Lr , przy ustalonej wartości rezystancji R_2 na 1 kΩ. Prosta (2) przy

tych samych zmianach indukcyjności Lr obejmuje węższy zakres częstotliwości. Nachylenie tej prostej wynosi -40 dB/dek, przy -20 dB/dek dla prostej (1). Pozostałe wykresy pokazują przebiegi idealizowane, uzyskane przez wyliczenie z uproszczonych wzorów (8.1), (8.4) i (8.8), które były wyprowadzone przy założeniu idealnych wzmacniaczy operacyjnych i idealnych kondensatorów. Opis kolejnych krzywych jest następujący:

— proste (3) i (4) pokazują położenie prostej (1) przy założeniu innych wartości warunku (8.5). Mianowicie dla prostej (3) przyjęto $Lr/R2 = 10^{-8}$ s, a dla prostej (4) $Lr/R2 = 10^{-4}$ s. Proste (3) i (4) zostały wyliczone z wzoru (8.1) dla różnych wartości rezystancji $R2$, przy czym dla każdej wartości $R2$ określano inną częstotliwość rezonansową z wzoru (8.4), zmieniając indukcyjność Lr , zgodnie z odpowiednim warunkiem, wiążącym iloraz $Lr/R2$. Wykreślenie podobnej prostej dla warunku $Lr/R2 = 10^{-6}$ s prowadziłoby do narysowania prostej prawie identycznej z prostą (1), ponieważ nieidealne parametry wzmacniaczy operacyjnych i kondensatorów niewiele wpływają na symulowaną pojemność.

— proste (5, 6 i 7) pokazują szacunkowy przebieg dobroci Q , wyliczony z wzoru (8.8), po wstawieniu w miejsce Lr iloczynu $R2 \times 10^{-8}$ s dla prostej (5), iloczynu $R2 \times 10^{-6}$ s dla prostej (6), oraz $R2 \times 10^{-4}$ s dla prostej (7). W ten sposób uzyskano kolejno wartości dobroci Q : 500, 50 i 5. Wpływ nieidealności wzmacniaczy operacyjnych i kondensatorów powoduje znaczne odchylenia od tych prostych, szczególnie na ich krańcach. Jest to wyraźnie widoczne na przykładzie prostej (6) w porównaniu z charakterystyką wypadkowej dobroci Q_{eq} , pokazanej na odpowiednim rys. 8.6.



Rys. 8.2. Przebiegi pojemności i dobroci dla przestrajania elementów obwodu rezonansowego leżących na dwóch gałęziach obwodu, a także tylko na jednej gałęzi

8.2.2.1. Obliczanie pojemności i dobroci analogu z symulacji

Wyprowadzone powyżej wzory (8.7–8.10) pozwalają wyliczyć dobroć obwodu rezonansowego złożonego z indukcyjności L_r i badanego analogu pojemności. Częstotliwość rezonansową tego obwodu określa wzór (8.4). Pojemność C , realizowaną przez dany układ, można wyliczyć z odpowiedniego wzoru (8.1), (8.2) lub (8.3). Żadna z wyżej wymienionych czynności nie wymagała pobrania danych z symulacji. Zatem taki sposób postępowania może dać jedynie wyniki przybliżone, ponieważ w wyprowadzeniu tych wzorów przyjmowano idealne wzmacniacze operacyjne i idealne kondensatory. Poniżej zostaną przedstawione różne sposoby podejścia do określenia pojemności i dobroci analogu z wyników liczbowych uzyskanych z symulacji.

8.2.2.2. Symulacje z użyciem metody *Single Frequency AC*

Najprostszym sposobem uzyskania charakterystyk częstotliwościowych rzeczywistych parametrów analogu pojemności jest użycie metody symulacji *Single Frequency AC*. Badany analog otrzymuje sygnał zmienny ze źródła AC_VOLTAGE o wartości na przykład 20 mV, ustalonym po kliknięciu na symbol źródła. Następnie kolejno ustala się *Simulate-Analyses and simulation – Single Frequency AC*. Wówczas, po wybraniu sygnału wyjściowego (*Output*) i wpisaniu częstotliwości, przy której ma być wykonana symulacja oraz kliknięciu *RUN*, uzyskuje się wynik. Jeżeli jako *Output* zostanie wybrany prąd pobierany przez analog ze źródła, w wyniku będzie podany prąd rzeczywisty i prąd urojony. Schemat układu pomiarowego z przykładowym analogiem Cac4r+ – i wykresy uzyskane na podstawie wyżej wymienionych symulacji pokazano na rysunku 8.3.

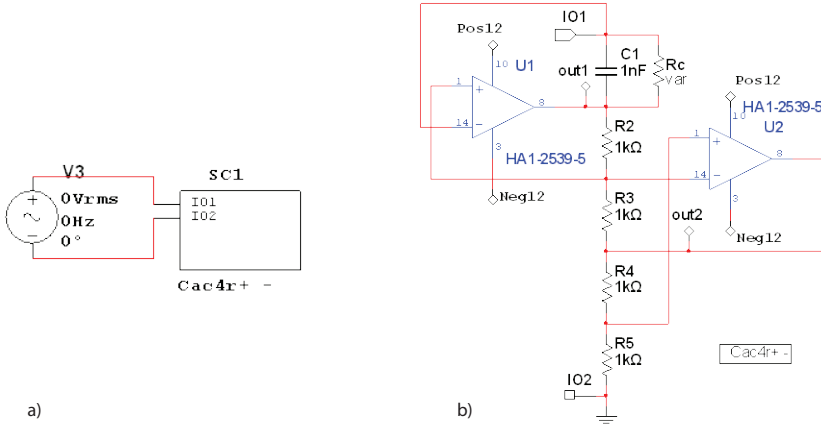
Wartości pojemności C_{eq} zebrane na rys. 8.3c w poziomą linię były wyliczone z wzoru:

$$C_{eq} = \frac{\text{Im}\{I\}}{2\pi f U_g} \quad (8.11)$$

Dobroć Q_{eq} jest ilorazem prądu urojonego do rzeczywistego:

$$Q_{eq} = \frac{\text{Im}\{I\}}{\text{Re}\{I\}} \quad (8.12)$$

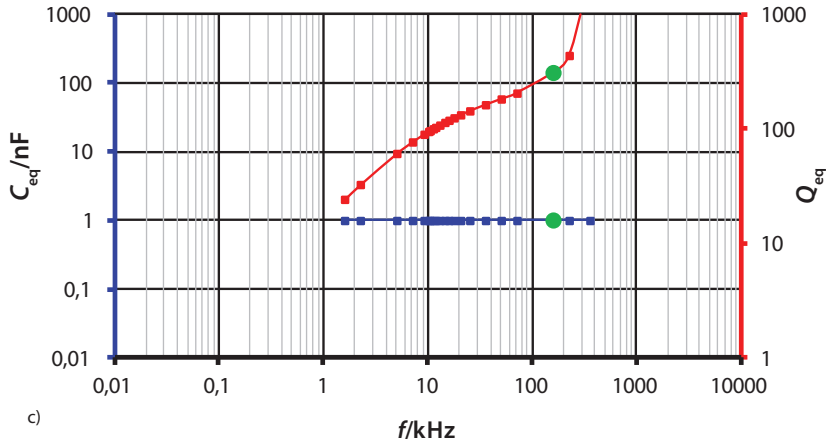
W powyższych wzorach występują następujące oznaczenia: U_g — napięcie generatora 20 mV, $\text{Im}\{I\}$ i $\text{Re}\{I\}$ — urojony i rzeczywisty składnik prądu $I(V3)$, f — częstotliwość pomiarowa, przestrajana arbitralnie, z jednoczesną zmianą rezystancji strat R_{c1} .



a)

b)

Cac4r + –, metoda Single Frequency AC



c)

Rys. 8.3. Schemat połączeń analogu ze źródłem w metodzie *Single Frequency AC* — a), schemat podukładu SC1 ze schematu połączeń — b), częstotliwościowe charakterystyki pojemności C_{eq} i dobroci Q_{eq} dla analogu $Cac4r+ -$ — c)

Kształt krzywych z rys. 8.3c jest typowy. Wartość C_{eq} może być oszacowana z wzoru (8.1), gdyż parametry pasożytnicze elementów zawartych w budowie analogu niewiele wpływają na jego parametr główny, czyli pojemność C_{eq} . W przypadku wpływu powyższych parametrów na dobroć Q_{eq} jest inaczej. Wpływ ten jest duży. Mankamentem wykonywania symulacji przy użyciu metody *Single Frequency AC* jest konieczność wielokrotnego powtarzania obliczeń dla różnych wartości rezystancji $R2$ w celu uzyskania pełnego obrazu właściwości analogu.

8.2.2.3. Symulacje z użyciem metody *AC Sweep*

W tym podrozdziale omówiony będzie sposób badania analogu pojemności po włączeniu go w obwód rezonansowy z indukcyjnością Lr . Obwód będzie zasilany ze źródła sygnału przez rezystor Rg , zgodnie z rys. 8.4a. W tym podejściu przestrajane będą jednocześnie elementy obwodu rezonansowego leżące na jego dwóch gałęziach, to znaczy analog pojemności i indukcyjność Lr . Analog pojemności będzie przestrajany poprzez zmianę wartości rezystancji $R2$. Jak podano wcześniej, indukcyjność Lr i rezystancja $R2$ z założenia będą związane warunkiem (8.5).

Po dostrojeniu obwodu do częstotliwości rezonansowej spadek napięcia zmiennego na obwodzie U_{obw} wynika z podziału napięcia generatora U_g na dzielniku złożonym z rezystora Rg i rezystancji dynamicznej obwodu Rd . Stąd rezystancję dynamiczną obwodu można wyliczyć jako:

$$Rd = \frac{U_{obw}}{U_g - U_{obw}} Rg \quad (8.13)$$

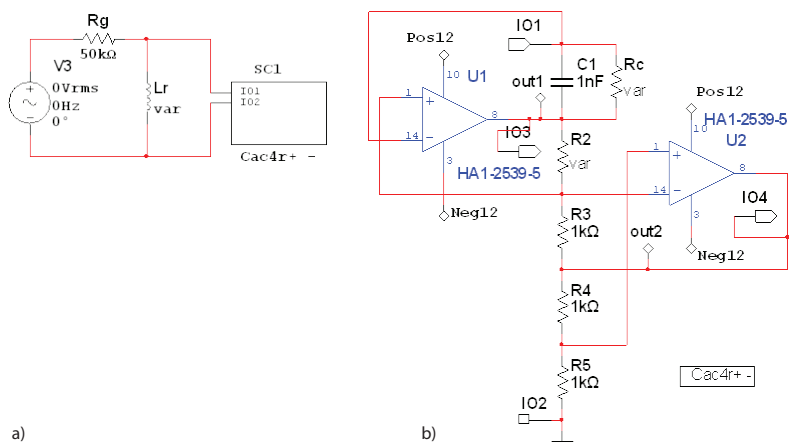
Dobroć obwodu rezonansowego opisana jest wzorem:

$$Q = \frac{Rd}{\omega Lr} = \frac{U_{obw}}{(U_g - U_{obw})\omega Lr} Rg \quad (8.14)$$

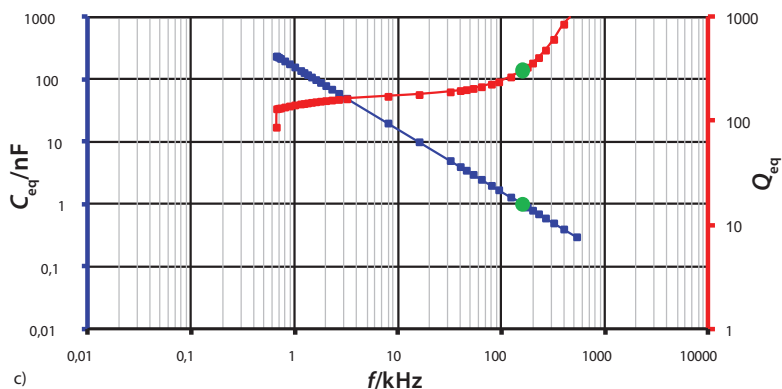
Należy zauważyć, że wzór (8.14) dotyczy wyłącznie dobroci obwodu rezonansowego, a nie wyraża dobroci układu pomiarowego, zawierającego (oprócz obwodu rezonansowego) rezystor Rg , który również tłumi drgania. Taki parametr można wyliczyć na przykład z krzywej rezonansowej jako iloraz częstotliwości rezonansowej do szerokości pasma. Można także wyliczyć rezystancję wynikającą z równoległego połączenia rezystancji Rg i rezystancji Rd opisanej wzorem (8.13), a następnie podzielić tak określoną rezystancję dynamiczną układu pomiarowego przez ωLr . Czynności te prowadzą do wzoru (8.15) opisującego dobroć układu pomiarowego:

$$Q = \frac{Rg U_{obw}}{\omega Lr U_g} \quad (8.15)$$

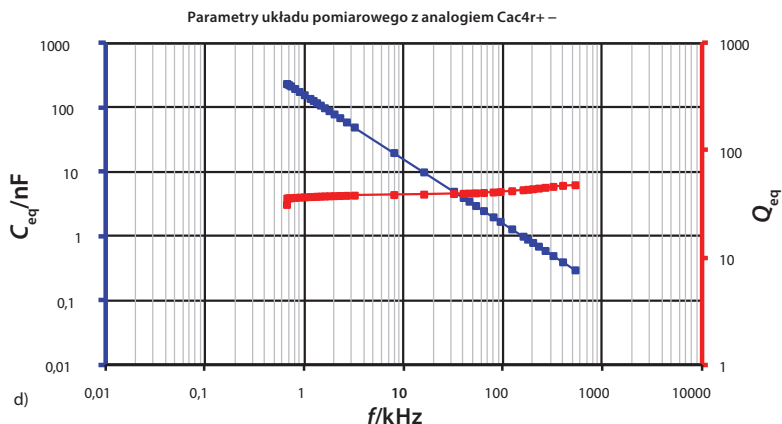
Dobroć układu symulującego pojemność zależy od strat dielektrycznych kondensatora użytego w układzie i odstępstw parametrów wzmacniaczy operacyjnych od parametrów idealnych. Straty kondensatora mają istotny wpływ na uzyskiwane charakterystyki dobroci w funkcji częstotliwości i powinny być uwzględnione, ponieważ w rzeczywistości nie istnieją kondensatory bezstratne. Wpływ parametrów WO na wartości dobroci analogów pojemności jest również istotny. Dlatego ważny jest wybór odpowiedniego typu wzmacniacza dla danego zakresu częstotliwości pracy analogu.



Cac4r + -, parametry obwodu rezonansowego przestrajanego indukcyjnością Lr i rezystancją R2



c)



d)

Rys. 8.4. Charakterystyki pojemności C_{eq} i dobroci Q_{eq} dla analogu $Cac4r+$ – obliczone według wzoru (8.15). Schemat połączeń analogu ze źródłem w metodzie *AC Sweep* — a), schemat podukładu SC1 — b), częstotliwościowe charakterystyki pojemności C_{eq} i dobroci Q_{eq} dla analogu $Cac4r+$ – obliczone według wzoru (8.14) — c), częstotliwościowe charakterystyki pojemności C_{eq} i dobroci Q_{eq} układu pomiarowego z analogiem $Cac4r+$ – obliczone według wzoru (8.15) — d)

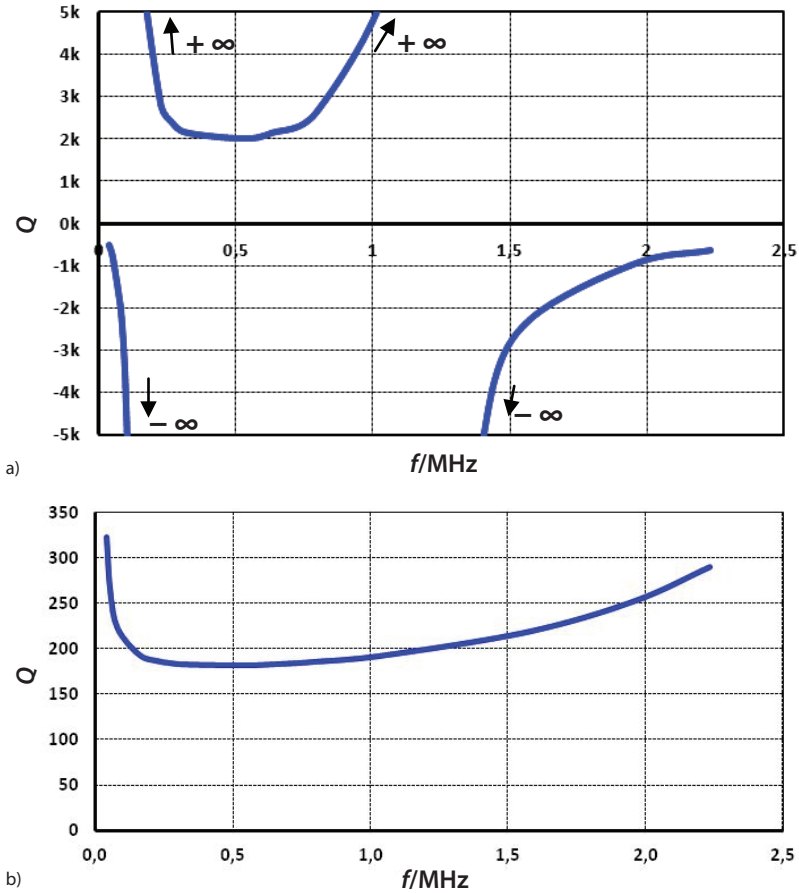
Aby skorzystać z wzoru (8.14), należy z symulacji *AC Sweep* odczytać częstotliwość rezonansową oraz maksymalne napięcie U_{obw} na obwodzie rezonansowym, utworzonym z indukcyjności L_r i badanego analogu. Pozostałe wielkości: U_g , R_g i L_r mają wartości określone przez układ pomiarowy. Napięcie źródła V_3 oznaczono jako U_g i ustalono na 20 mV po kliknięciu na symbol źródła. Dla narysowania charakterystyki dobroci w funkcji częstotliwości należy wykonać odpowiednio dużo podobnych odczytów, pamiętając, że — zgodnie z przyjętym założeniem utrzymania stałej wartości dobroci — przy każdym odczycie wymagane jest wprowadzenie do schematu pomiarowego kolejnego zestawu następujących danych: L_r , R_2 i R_c . Dane te wyznaczano w dwóch krokach. Po pierwsze, bez dołączania rezystancji R_c wyznaczano częstotliwość rezonansową f dla określonych wartości par L_r i R_2 . Po drugie, dołączano rezystor R_c , którego wartość obliczano z wzoru (7.3), wykorzystując uzyskaną właśnie częstotliwość. Dla układu z podłączoną rezystancją R_c odczytywano wartość amplitudy napięcia zmiennego na obwodzie rezonansowym U_{obw} dla częstotliwości rezonansowej i wyliczano dobroć, korzystając z zależności (8.14).

8.2.2.4. Wpływ strat kondensatora na dobroć analogu

Wagę problemu uwzględniania strat w badaniach analogów pojemności, wyselekcjonowanych jako dobre analogi pojemności, pokazują dwa poniższe rysunki. Są na nich zamieszczone charakterystyki dobroci w funkcji częstotliwości dla układu Cb2rc2r–, bez uwzględnienia strat kondensatora (rys. 8.5a) i z uwzględnieniem tych strat (rys. 8.5b).

Rezystancję rezystora strat R_c wyliczano według wzoru (7.3) dla przyjętej wartości $\tan \delta$ równej 0,005.

Różnice między obydwooma rysunkami są bardzo duże, a wynikają jedynie z dołączania odpowiedniego rezystora R_c równolegle do kondensatora C_3 (rys. 8.5b) w tym samym układzie Cb2rc2r–. Charakterystyka z rys. 8.5a, gdzie żaden rezystor nie jest dołączony do kondensatora C_3 , przebiega przy znacznie większych wartościach dobroci. Na płaskim odcinku tej charakterystyki dobroci osiągają wartości 2000, natomiast po uwzględnieniu strat maleją dziesięciokrotnie. Szerokość płaskiego odcinka tej charakterystyki w funkcji częstotliwości wzrasta od ok. 540 kHz do ok. 2 MHz. Na krańcach płaskich odcinków obydwu charakterystyk dobroci rosną zdecydowanie i w końcu przechodzą przez nieskończoność na wartości ujemne, powodując utratę stabilności układu. Jest to wyrażenie widoczne na rys. 8.5a.



Rys. 8.5. Zależność dobroci od częstotliwości dla układu Cb2rc2r – bez uwzględnienia strat kondensatora C3 — a) i z uwzględnieniem strat — b)

Z przeprowadzonej powyżej analizy wpływu strat kondensatora na dobroć analogów pojemności należy wyciągnąć wniosek, że nieuwzględnienie rezystancji strat kondensatora prowadziłoby do nieobiektywnej oceny jakości badanych układów, tym bardziej że bezstratne kondensatory w praktyce nie istnieją, a przyjęta wartość $\text{tg } \delta = 0,005$ odpowiada wartościom spotykanym w praktyce.

8.2.2.5. Wyniki symulacji wybranych analogów pojemności

W poniższym rozdziale zostaną przedstawione charakterystyki częstotliwościowe dwunastu układów wybranych z 72 sztuk. Dla pracy w przedziale dużych częstotliwości wybrano wzmacniacze operacyjne HA1-2539 o pięciozaciskowym modelu, zasilane napięciami $+12$ V i -12 V. Z założenia przyjęto pracę badanych układów przy stałej wartości dobroci, co jest realizowane przez jednoczesną zmianę indukcyjności L_r

i rezystancji R_2 w taki sposób, aby iloraz zmienianych wielkości pozostawał stały. Iloraz ten ustalono na wartość 10^{-6} s, co odpowiada na przykład indukcyjności 1 mH i rezystancji 1 k Ω (10^3 H / 10^3 Ω = 10^{-6} s).

Rezystancja strat R_c była dołączana równolegle do kondensatora C_1 , C_2 lub C_3 . Wartość tej rezystancji była wyliczana dla $\tan \delta = 0,005$ według wzoru (7.3). Schematy tych układów są zebrane poniżej na rys. 8.6. Ze względu na oszczędność miejsca nie pokazano na rysunkach źródeł zasilania wzmacniaczy operacyjnych (+12 V i -12 V). Z prawej strony każdego ze schematów pokazano wykresy przedstawiające przebiegi symulowanej pojemności C_{eq} i dobroci Q_{eq} w funkcji częstotliwości. Oznaczenia C_{eq} i Q_{eq} wprowadzono w celu odróżnienia rzeczywistych wartości pojemności i dobroci wyliczanych z danych pochodzących z symulacji, które uwzględniają parametry konkretnych wzmacniaczy operacyjnych i stratnych kondensatorów od wartości idealizowanych C i Q wynikających z wzorów (8.1–8.3) i (8.8–8.10). Wartości pojemności C_{eq} wyliczano z warunku rezonansu, dysponując częstotliwością rezonansową uzyskiwaną z analizy AC i wartością indukcyjności L_r . Poszczególne punkty na krzywych są określone dla trzech zmiennych, to znaczy L_r , R_2 i R_c , przy czym rezystancja strat R_c wpływa istotnie na dobroć, natomiast jej wpływ na wartość pojemności C_{eq} z praktycznego punktu widzenia jest do pominięcia.

Wykresy zamieszczone w prawej części rys. 8.6 zawierają skondensowane informacje o symulowanych układach. Uzależnienie pojemności C_{eq} i Q_{eq} od częstotliwości stwarza podobieństwo do typowych charakterystyk częstotliwościowych elementów elektronicznych, jednakże przyjęty tutaj sposób badania analogów pojemności (a także analogów indukcyjności, superpojemności i superindukcyjności) powoduje, że ze zmianą częstotliwości powiązana jest zmiana rezystancji R_2 . Dlatego z wykresów podanych na rys. 8.6 nie można wprost odczytać pojemności wytwarzanej przez dany analog. Aby umożliwić taki odczyt, należy powiązać skalę częstotliwości z rezystancją R_2 . W tym celu do wzoru (8.4), zamiast indukcyjności L_r , należy podstawić $L_r = R_2 \times 10^{-6}$ s na podstawie wzoru (8.5). Wówczas, po wstawieniu wartości 1 k Ω dla rezystancji R_3 , R_4 i R_5 oraz 1 nF dla pojemności C_1 , uzyskuje się poszukiwany związek jako:

$$f = \frac{159,155 \times 10^6}{R_2} \quad (8.16)$$

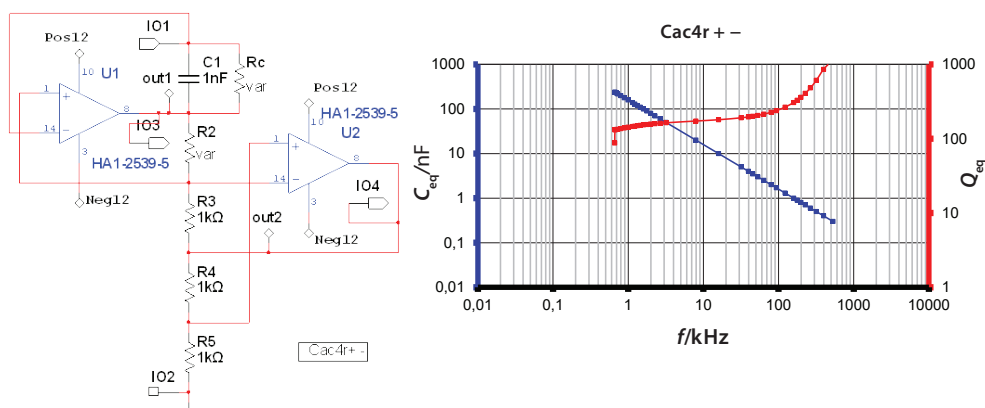
Do wzoru (8.16) i wzorów wyprowadzonych w kolejnych rozdziałach należy wstawiać wartości liczbowe w jednostkach podstawowych, wyniki będą także wyrażone w takich jednostkach. W przypadku wzoru (8.16) dla R_4 podanego w Ω częstotliwość zostanie wyliczona w Hz.

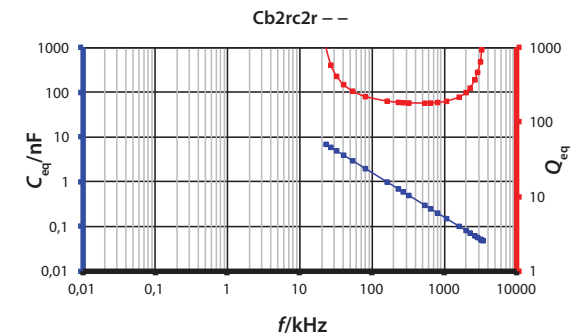
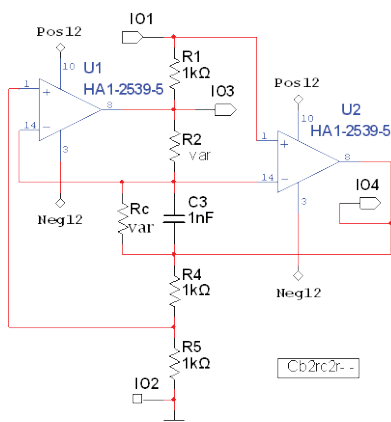
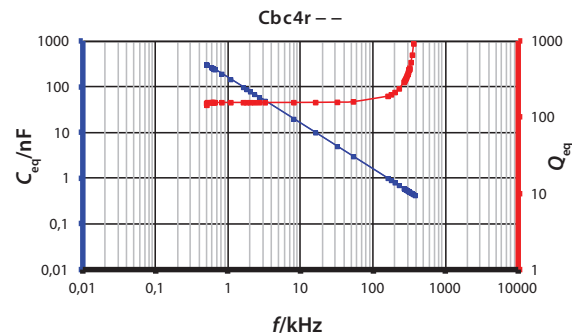
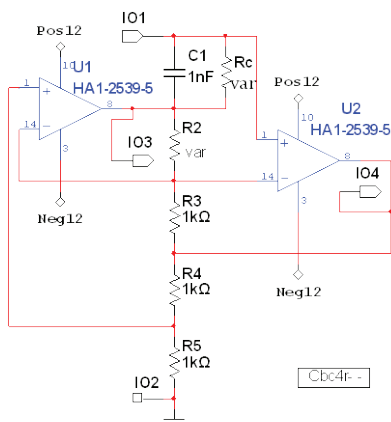
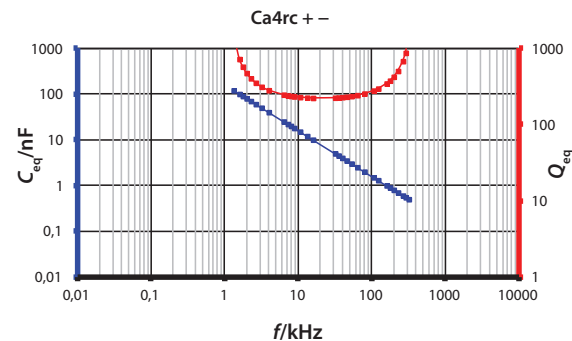
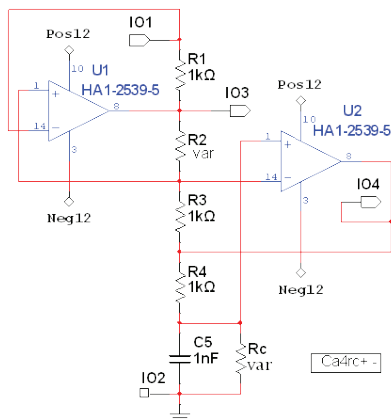
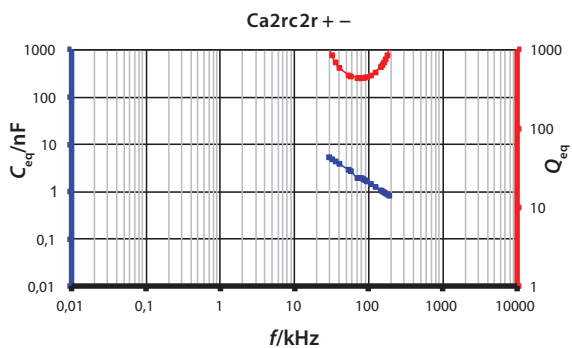
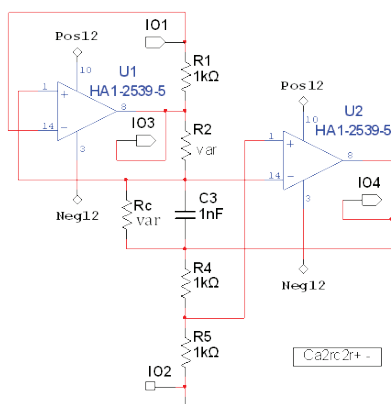
Przykład: w układzie $Cac4r+$ – rezystancja $R2$ wynosi $600\ \Omega$. Jakie parametry obwodu można odczytać z (zamieszczonych na rys. 8.6) charakterystyk tego układu? Odpowiedź: częstotliwość wyliczona z wzoru (8.16) wynosi $265,3\text{ kHz}$. Dla tej częstotliwości $Ceq = 0,6\text{ nF}$, a $Qeq = 481$.

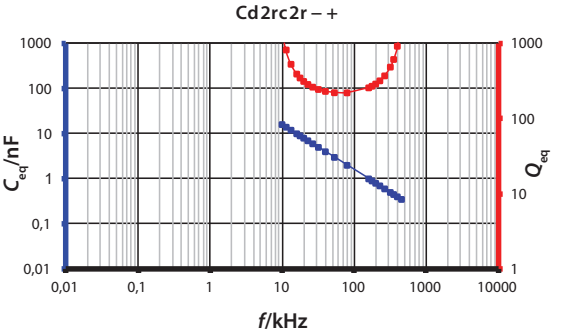
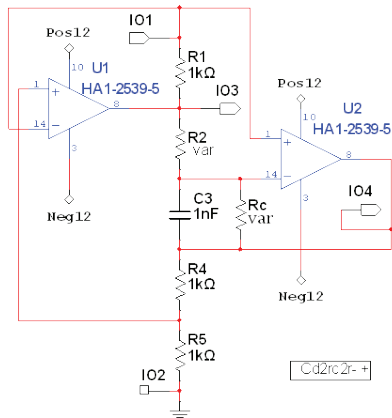
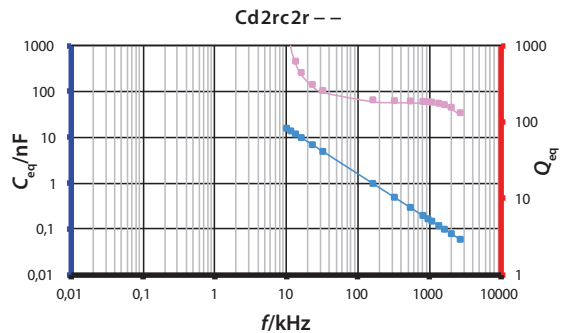
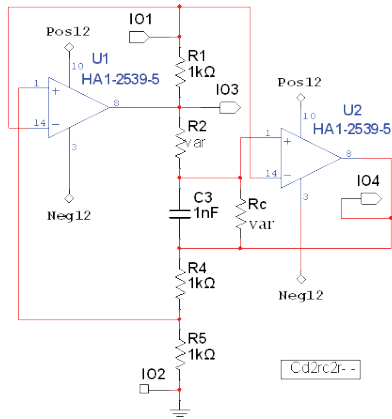
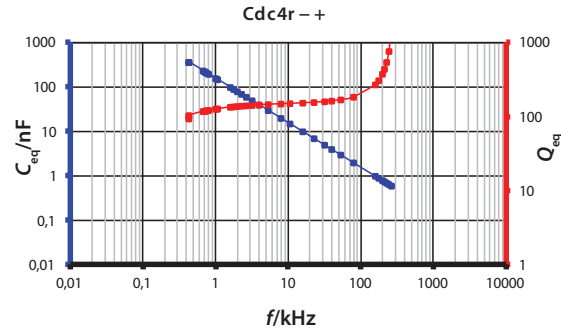
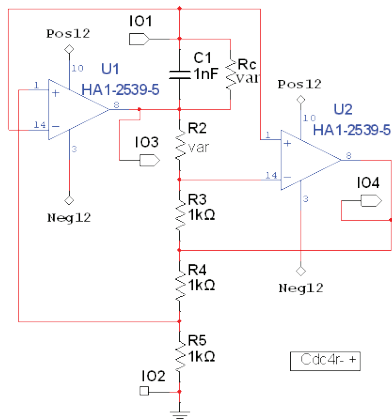
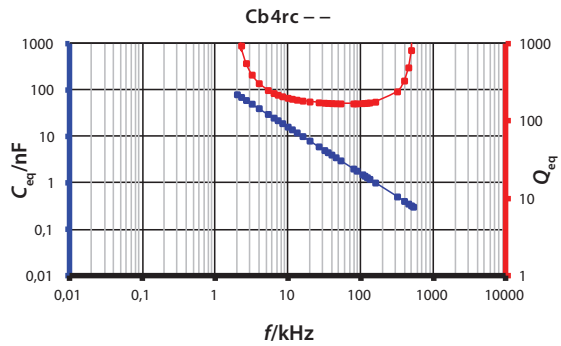
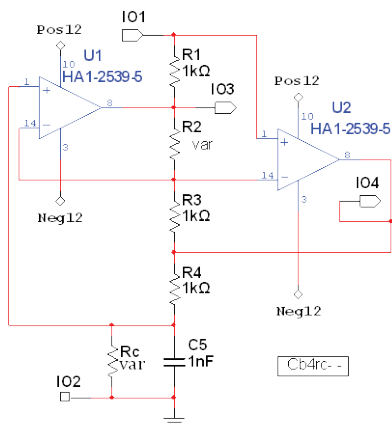
Związek (8.16) jest pomocny również przy wyjaśnieniu powiązania wyników symulacji, uzyskanych z przestrajania obydwu rezonujących gałęzi obwodu rezonansowego, z wynikami pochodzącymi z przestrajania tylko jednej rezonującej gałęzi. Dobrym materiałem porównawczym są tutaj charakterystyki z rys. 8.3c i 8.4c. Optycznie krzywe są niepodobne do siebie, pomimo że obydwa rysunki przedstawiają ten sam analog $Cac4r+$ –. Istotna różnica polega na tym, że rys. 8.3 dotyczy tylko jednej wartości rezystancji $R2$, równej $1\text{ k}\Omega$, natomiast na rys. 8.4 reprezentowane są wartości $R2$ od $0,3\text{ k}\Omega$ do $245\text{ k}\Omega$. Charakterystyki z obydwu rysunków mogą być porównywane z sobą tylko w jednym punkcie – tam, gdzie $R2$ wynosi $1\text{ k}\Omega$, a częstotliwość wyliczona ze związku (8.16) jest równa $159,155\text{ kHz}$. Punkt ten zaznaczony jest na obydwu rysunkach zieloną kropką. Dane z symulacji pokazane na obydwu rysunkach wyniosły: dla rys. 8.3 przy $f = 159,12\text{ kHz}$ $Ceq = 1,00044\text{ nF}$, $Qeq = 306,56$, a dla układu z rys. 8.4 $Ceq = 1,00038\text{ nF}$ i $Qeq = 306,54$.

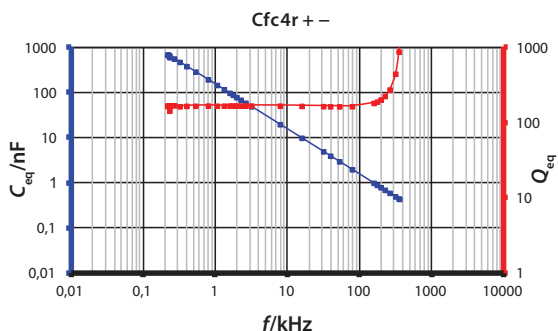
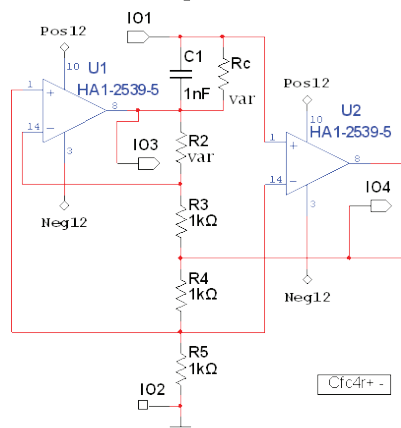
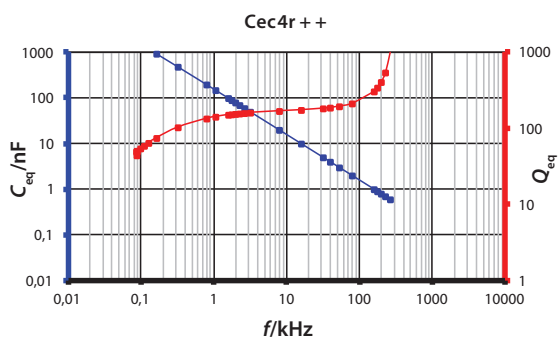
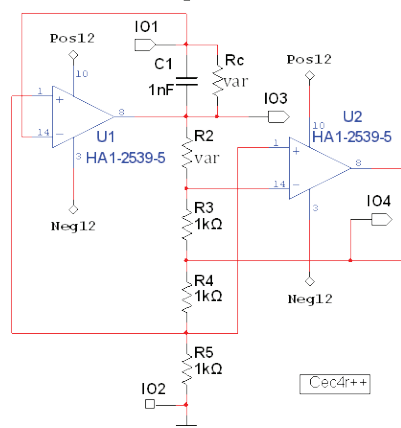
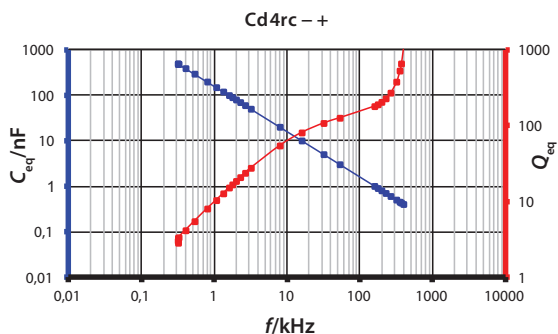
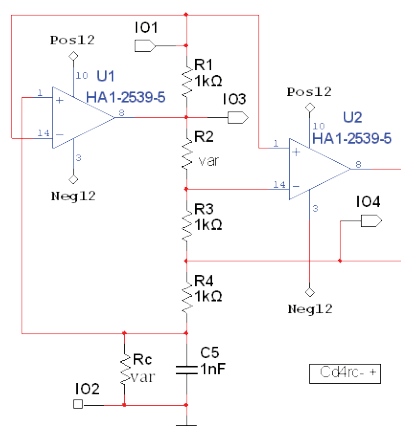
Stąd też można mówić, że dane Ceq i Qeq odczytane z rysunków wykonanych dla symulacji polegającej na przestrajaniu obydwu gałęzi obwodu rezonansowego reprezentują dane analogów pojemności, pomimo że bezpośrednio pokazują dane obwodów rezonansowych z badanymi analogami, w warunkach dostrojenia do rezonansu. Ostatnia uwaga będzie także aktualna dla innych grup analogów przedstawionych w niniejszej pracy, na przykład analogów indukcyjności, FDNC i FDNR.

Wykresy poniższe są przedstawione w skali logarytmicznej ze względu na wygodną prezentację rozważanych zależności.









Rys. 8.6. Schematy dwunastu wybranych układów, dobrze pracujących jako analogi pojemności oraz częstotliwościowe charakterystyki symulowanych pojemności i dobroci

Przedstawione powyżej układy cechuje duża dokładność określenia symulowanej pojemności analogu C_{eq} . Dla przykładu: pojemność analogu $Ca4rc+$ – zbudowanego ze wzmacniaczami HA1-2539-5, z czterema rezystorami 1 kΩ i kondensatorem 1 nF, obliczona według wzoru (8.3):

$C_{eq} = C5 \frac{R2R4}{R1R3}$, wynosi 1 nF. Z symulacji wykonanych w celu wykreślenia prostej na rys. 8.6 otrzymano wartość 1,002 nF. Na odpowiednim wykresie z rys. 8.6 punkt ten występuje w miejscu o współrzędnych 1 nF i 159,21 kHz.

Ustalono, że błędy popełniane przez stosowanie wzorów (8.1–8.3) dla obliczania C_{eq} w przedziale omawianych wyżej dużych częstotliwości nie przekraczają wartości 1%. Istotny wpływ strat kondensatora i nieidealnych parametrów wzmacniaczy operacyjnych, który był w przedstawionych symulacjach uwzględniony, ujawnia się w charakterystykach dobroci.

Punkty dla symulowanych pojemności, oznaczone kolorem granatowym, na wszystkich rysunkach układają się wzdłuż prostych o nachyleniu -20 dB/dek. Brak odchyień od wyżej wymienionych prostych dobrze świadczy o rzetelności opisu wytwarzanych pojemności. Odcinki tych prostych mają różne długości ograniczone zarówno na prawym, jak i na lewym końcu krzywych. W przedziale dużych częstotliwości, czyli na prawych końcach krzywych, we wszystkich układach, za wyjątkiem jednego (Cd2rc2r– –), następuje silny wzrost dobroci, prowadzący ostatecznie do ujemnych wartości dobroci i wzbudzenia danego układu. Dobrze dokumentują to wykresy narysowane kolorem różowym. Na przeciwnych końcach krzywych, w przedziale małych częstotliwości, podobny wzrost dobroci występuje w połowie układów, natomiast w pozostałych przypadkach zachodzi jej spadek, najczęściej niewielki. Zmniejszenie to dotyczy wszystkich pięciu układów o kolejności elementów c4r i układu Cd4rc– +. Charakterystyki dobroci tych układów kończą się, gdy jeden lub dwa WO osiągają stany nasycenia. Punkt na wykresach dobroci, w którym zachodzi wyżej wymienione nasycenie, jest widoczny jako ślad gwałtownego załamania się charakterystyki dobroci w dół.

Grupa układów o strukturze c4r wykazuje dobre właściwości w zakresie pracy przy niskich częstotliwościach. Najniższą wartość uzyskano w układzie Cfc4r+ – i wynosiła ona 320 Hz.

Największą częstotliwość pracy (7,3 MHz) uzyskano w układzie Cb2rc2r– –. Układ ten cechuje bardzo stabilna praca w przedziale wysokich częstotliwości, ale ponieważ dolny przedział charakterystyki jest także przesunięty w kierunku dużych wartości częstotliwości, szerokość pasma przenoszenia nie jest większa niż w przypadku innych układów.

Charakterystyki układu Cd2rc2r– – są narysowane bladym kolorem, ponieważ nie daje on gwarancji stabilnej pracy. Otóż nagła zmiana częstotliwości lub amplitudy sygnału wejściowego z generatora powoduje przeskok napięć wyjściowych WO ze stanu aktywnej pracy do stanu nasycenia. Wyłączenie źródła sygnału wejściowego nie powoduje powrotu WO do stanu pracy aktywnej. Ponieważ wyżej wymieniona

wada nie ustępuje również w przedziale dużych pojemności, omawianym w następnym rozdziale pracy, układ $Cd2rc2r-$ – nie będzie dalej brany pod uwagę.

Dwa z dwunastu zamieszczonych na rys. 8.6 nie wytrzymują konkurencji z pozostałymi. Są to: układ $Ca2rc2r+$ –, ze względu na wyjątkowo wąski zakres przestrajania w funkcji częstotliwości, oraz układ $Cd4rc-$ + o zdecydowanie niekorzystnym spadku dobroci w przedziale niskich częstotliwości. Natomiast osiągają one dobre parametry w analizowanym poniżej zakresie bardzo dużych pojemności i małych częstotliwości.

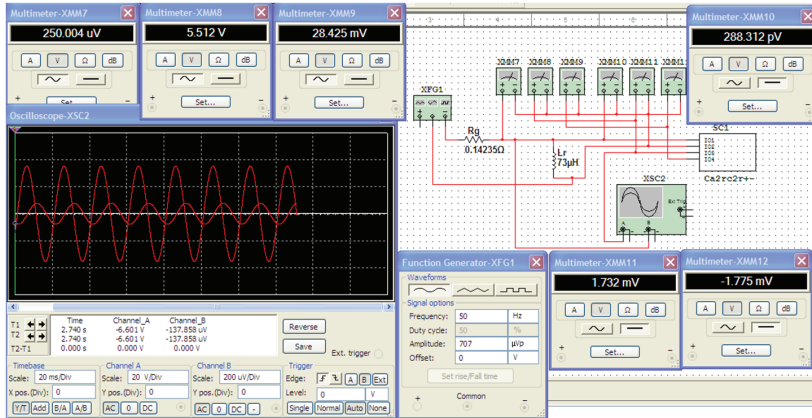
8.2.3. Praca w przedziale niskich częstotliwości przy dużych wartościach symulowanych pojemności

Interesującym zastosowaniem analogów pojemności jest wytwarzanie bardzo dużych wartości pojemności, na przykład rzędu 1 F. Z założenia można przyjąć, że bardzo duże pojemności nie będą stosowane przy dużych częstotliwościach, z czego wynikają kolejne założenia. Mianowicie praca układów przy stałej wartości dobroci według sposobu stosowanego w poprzednim podrozdziale nie znajduje uzasadnienia, ponieważ trudno sobie wyobrazić obwody rezonansowe przestrajane w szerokich granicach w paśmie bardzo małych częstotliwości. Aczkolwiek, w celu wygody określania dobroci analogu, symulacje będą wykonywane przez dostrajanie obwodu pomiarowego z badanym analogiem do jednej częstotliwości, którą ustalono na 100 Hz lub 50 Hz. Ponadto nie jest celowe stosowanie przy małych częstotliwościach szybkich i kosztownych wzmacniaczy operacyjnych takich jak na przykład HA1-2539. Z wzorów (8.1–8.3) wynika, że uzyskanie dużych wartości pojemności wymaga użycia dużych rezystancji $R2$ i $R4$ oraz małych $R1$, $R3$ i $R5$, a także dużych pojemności $C1$, $C3$ lub $C5$. Stąd wartości elementów RC w układach analizowanych w tym rozdziale będą inne niż w rozdziale poprzednim.

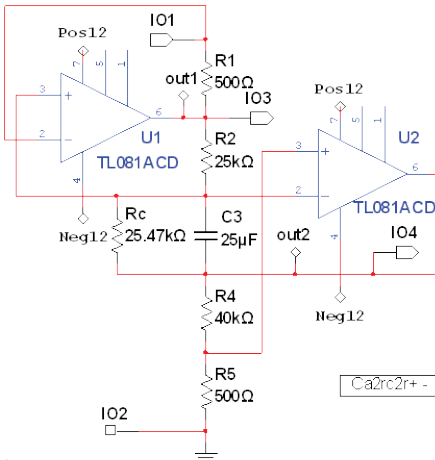
Wzmacniacze operacyjne zamieniono z HA1-2539 na TL081, a elementy RC ustalono następująco:

- dla symulowanej pojemności 0,001 F: $R1$, $R3$ lub $R5$: 500 Ω , $R2$: 2.5 k Ω , $R4$: 4 k Ω ,
- dla symulowanej pojemności 0,01 F: $R1$, $R3$ lub $R5$: 500 Ω , $R2$: 10 k Ω , $R4$: 10 k Ω ,
- dla symulowanej pojemności 0,1 F: $R1$, $R3$ lub $R5$: 500 Ω , $R2$: 25 k Ω , $R4$: 40 k Ω ,
- kondensatory $C1$, $C3$ lub $C5$ we wszystkich badaniach symulacyjnych miały pojemność 25 μ F.

Pojemność C_{eq} , symulowaną przez dany układ, dostrajano do rezonansu z częstotliwością 50 Hz lub 100 Hz, za pomocą odpowiednio dobieranej indukcyjności L_r . Sygnał był podawany z generatora przez rezystor R_g , którego wartość była tak dobierana, aby spadek napięcia na obwodzie rezonansowym ustalał się na połowie wartości podawanej z generatora. Wyjścia WO obserwowano na oscyloskopie, aby nie dopuścić do przesterowania wzmacniaczy zbyt dużym napięciem generatora. Konkretny przykład omówionego wyżej postępowania przedstawiono na rys. 8.7. Z przyrządów zamieszczonych na rys. 8.7a można odczytać liczbowe wartości uzyskane dla przykładowego analogu Ca2rc2r+ –.



a)



b)

Rys. 8.7. Układ Ca2rc2r+ – w analizie instrumentalnej — a), schemat podukładu SC1 z rys. 8.7a — b). Rezystor R_c (25,47 k Ω) reprezentuje straty kondensatora C3 obliczone dla $\tan \delta = 0,005$, częstotliwości 50 Hz i pojemności 25 μ F

Jak wynika z rys. 8.7a, indukcyjność L_r tworzy obwód rezonansowy z pojemnością symulowaną przez układ Ca2rc2r+ –. Indukcyjność

Lr jest dostrajana na maksimum napięcia na obwodzie, pokazywanego przez multimetr XMM7. Generator XFG1 podaje do obwodu napięcie $707 \mu V_p$ (to jest $500 \mu V$) o częstotliwości 50 Hz poprzez rezystor R_g . Wartość tej rezystancji jest dostrajana na uzyskanie połowy napięcia podawanego z generatora, to znaczy $250 \mu V$. Pozostałe multimetry służą do kontroli napięć stałych i zmiennych na wyjściach WO i na wejściu układu. Po takim zestrojeniu układu rezystancja R_g (w tym przykładzie $0,14235 \Omega$) jest równa rezystancji dynamicznej obwodu rezonansowego R_d , ponieważ napięcie z generatora $500 \mu V$ rozłożyło się równo po $250 \mu V$ na rezystancji R_g i rezystancji dynamicznej obwodu. Wówczas dobroć analogu pojemności można wyliczyć z prostego wzoru: $Q_{eq} = \frac{R_d}{\omega Lr}$. Dla

omawianego przykładu wynik dla dobroci jest następujący: $Q_{eq} = 6,2$. Podany powyżej przykład jest zamieszczony w drugim wierszu tab. 8.4. Wyniki symulacji dla dziesięciu analizowanych układów przedstawiono w tabelach 8.2–8.4, zgodnie z przyjętymi wyżej wartościami elementów RC i zakresami realizowanych pojemności. Spośród dwunastu układów badanych w poprzednim rozdziale, nie zakwalifikowano do dalszych symulacji analogów: Cd2rc2r– – i Cfc4r+ –. Pierwszy z nich już w poprzednim rozdziale nie wytrzymał konkurencji innych układów z powodu nieprzewidywalnych skoków WO do stanów nasycenia. Drugi układ, przy nagłej zmianie częstotliwości sygnału wejściowego, na przykład z 50 Hz do wartości kilohercowych, skacze do drgań 350 kHz . Cofnięcie zmiany częstotliwości do 50 Hz nie powoduje niestety zaniku wzbudzonych dodatkowo drgań 350 kHz . Z powyższych powodów ostatnie dwa układy nie są reprezentowane w rozdziale dotyczącym realizacji bardzo dużych pojemności.

Tab. 8.2. Wyniki symulacji dla dwunastu układów realizujących pojemność $C = 1000 \mu F$

1	2	3	4	5	6	7	8
Układ	Rezystancja R_d	Indukcyjność L_r	Dobroć analogu Q_{eq}	Rezystancja R_o	Rezystancja R_d	Indukcyjność L_r	Dobroć analogu Q_{eq}
	Ω	mH		k Ω	Ω	mH	
Cac4r+ –	237	2,53	149	-	-	-	-
Ca2rc2r+ –	227	2,5	143	2,5	418	2,5	264
Ca4rc+ –	206	2,5	130	2,5	427,5	2,51	270
Cbc4r– –	205,4	2,53	129	-	-	-	-
Cb2rc2r– –	190	2,5	120	2,5	307,5	2,5	195
Cb4rc– –	190,4	2,5	120	2,5	306,6	2,5	194
Cdc4r– +	218,5	2,526	138	-	-	-	-
Cd2rc2r– –	199	2,433	132	2,5	333	2,433	218
Cd2rc2r– +	203,6	2,5	129	2,5	345,6	2,5	219
Cd4rc– +	206,8	2,5	131	2,5	355,5	2,5	225
Cec4r+ +	228,2	2,526	152	-	-	-	-
Cfc4r+ –	280,7	2,467	181	-	-	-	-

Pojemność $C = 0,001 \text{ F}$, elementy RC: R_1, R_3 lub $R_5 = 500 \Omega$, $R_2 = 2,5 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 4 \text{ k}\Omega$, C_1, C_3 lub $C_5 = 25 \mu F$, rezystancja strat $R_c = 12,7 \text{ k}\Omega$.
Wzmocniacze operacyjne TL081.
Częstotliwość generatora 100 Hz , napięcie generatora 30 mV .

Tab. 8.3. Wyniki symulacji dla dwunastu układów realizujących pojemność $C = 10000 \mu\text{F}$

1	2	3	4		5	6	7	8
Układ	Rezystancja R_d	Indukcyjność L_r	Dobroć analogu Q_{eq}		Rezystancja R_o	Rezystancja R_d	Indukcyjność L_r	Dobroć analogu Q_{eq}
	Ω	μH			Ω	Ω	μH	
Cac4r+ –	6,27	247	40,4		-	-	-	-
Ca2rc2r+ –	4,589	217	33,66		150	22,15	216,5	162,8
Ca4rc+ –	4,65	218	33,95		150	23,66	218,1	172,7
Cbc4r– –	5,63	247	36,3		-	-	-	-
Cb2rc2r– –	3,99	215,5	29,47		150	10,31	214,5	76,5
Cb4rc– –	4,044	215	29,94		150	10,6	214,9	78,5
Cdc4r– +	4,4	223	31,4		-	-	-	-
Cd2rc2r– –	4,144	215,1	30,7		150	11,31	215	83,7
Cd2rc2r– +	4,16	215	30,79		150	11,47	215,1	84,9
Cd4rc– +	4,273	217	31,34		150	12,33	216,6	90,6
Cec4r+ +	5,805	247	37,4		-	-	-	-
Cfc4r+ –	22,55	247	144		-	-	-	-

Pojemność $C = 0,01 \text{ F}$, elementy RC: R_1, R_3 lub $R_5 = 500 \Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, C_1, C_3 lub $C_5 = 25 \mu\text{F}$, rezystancja strat $R_c = 12,7 \text{ k}\Omega$.
Wzmocniacze operacyjne TL081.
Częstotliwość generatora 100 Hz, napięcie generatora 2 mV.

Tab. 8.4. Wyniki symulacji dla dwunastu układów realizujących pojemność $C = 100\,000 \mu\text{F}$

1	2	3	4		5	6	7	8
Układ	Rezystancja R_d	Indukcyjność L_r	Dobroć analogu Q_{eq}		Rezystancja R_o	Rezystancja R_d	Indukcyjność L_r	Dobroć analogu Q_{eq}
	Ω	μH			Ω	Ω	μH	
Cac4r+ –	0,2810	97	9,02		-	-	-	-
Ca2rc2r+ –	0,14235	73	6,2		15	1,5916	71	61
Ca4rc+ –	0,1444	73	5,42		15	2,1	71	80
Cbc4r– –	0,2701	97	8,68		-	-	-	-
Cb2rc2r– –	0,1340	73	5,03		15	0,3544	72	13,4
Cb4rc– –	0,1339	73	5,02		15	0,3562	71	13,6
Cdc4r– +	0,2720	99	8,65		-	-	-	-
Cd2rc2r– –	0,1304	70,2	5,91		15	0,3356	68,9	15,5
Cd2rc2r– +	0,1366	73	5,12		15	0,3742	72	14,1
Cd4rc– +	0,1386	73	5,20		15	0,391	72	14,8
Cec4r+ +	0,2773	97	8,91		-	-	-	-
Cfc4r+ –	3,918	99	126		-	-	-	-

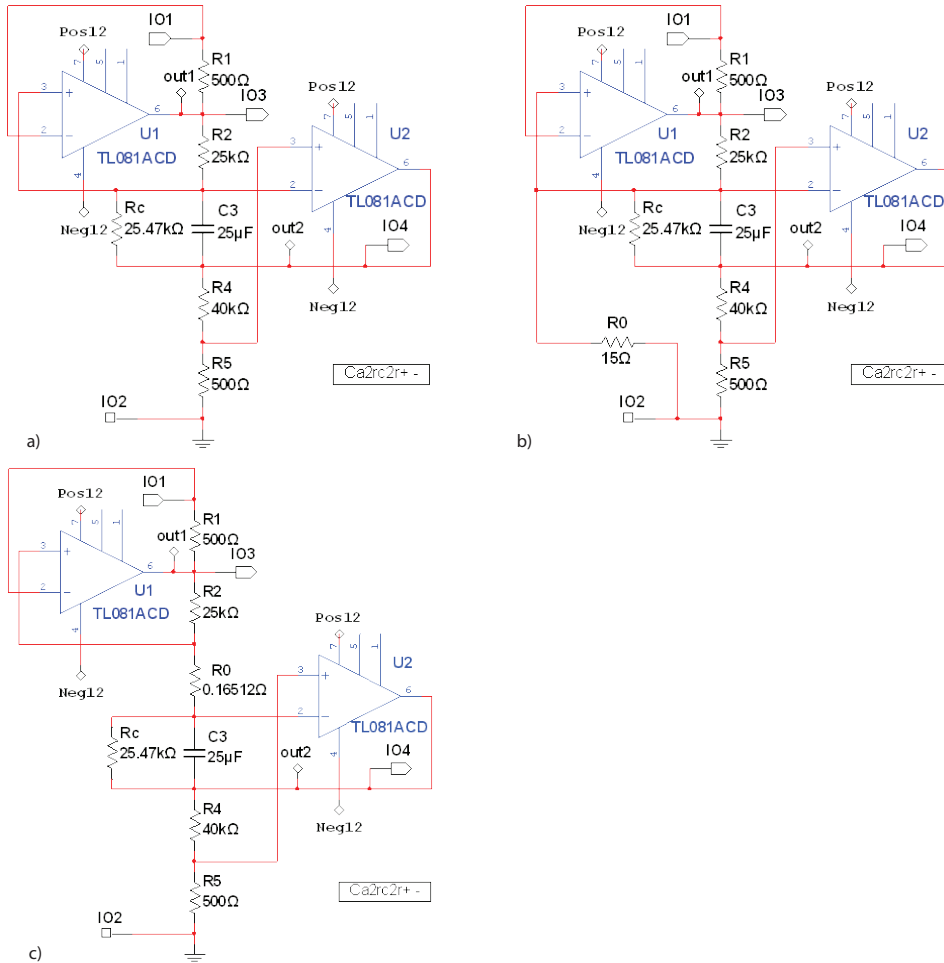
Pojemność $C = 0,1 \text{ F}$, elementy RC: R_1, R_3 lub $R_5 = 500 \Omega$, $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 40 \text{ k}\Omega$, C_1, C_3 lub $C_5 = 25 \mu\text{F}$, rezystancja strat $R_c = 25,47 \text{ k}\Omega$.
Wzmocniacze operacyjne TL081.
Częstotliwość generatora 50 Hz, napięcie generatora 500 μV .

W kolumnach 1–4 tabel 8.2–8.4 zamieszczone są wyniki symulacji dla układów zbudowanych według podstawowego wariantu z uwzględnieniem strat kondensatora (zawierają cztery rezystory R_i , jeden kondensator C_i oraz rezystor strat R_c). Natomiast w kolumnach 5–8 powyższych

tabel podano dane z symulacji tych samych układów po dodaniu rezystora R_0 , włączonego według koncepcji Senaniego [29], omówionej w podrozdziale 5.2. Dodanie tego rezystora zdecydowanie zwiększa dobroć siedmiu układów przez wytwarzanie ujemnej rezystancji na zaciskach $IO1$ — masa. Dotyczy to analogów pojemności o kolejności elementów 2rc2r i 4rc. Odpowiednie wiersze tabel dla tych siedmiu układów są wypełnione danymi. Pozostałe pięć układów, z powodu ustawienia elementów RC w konfiguracji c4r, nie nadaje się do zastosowania koncepcji Wangenheima [28] lub Senaniego [29] do zwiększania dobroci analogów pojemności. Dodanie rezystorów R_0 (wyjaśnione w podrozdziale 5.2) powoduje w nich wytwarzanie ujemnej pojemności na zaciskach $IO1$ – $IO2$, a nie pożądanej ujemnej rezystancji i dlatego te układy nie są dalej brane pod uwagę. We wspomnianych wyżej tabelach 6.1 i 6.2 wiersz dla konfiguracji elementów c4r jest zaznaczony na czerwono jako przypadek niezalecany. W podrozdziale 6.2 dodatkowy rezystor, niezależnie od autora propozycji — Wangenheima [28] czy Senaniego [29] — był oznaczany jako R_0 , zgodnie z notacją w oryginalnych pracach [28, 29]. Postanowiono utrzymać ten sposób oznaczania w dalszej części tekstu. Efekt zwiększenia dobroci siedmiu układów o konfiguracjach elementów 2rc2r i 4rc daje także włączenie dodatkowego rezystora według koncepcji Wangenheima [28], jednak wartości tych rezystorów są niewielkie, na przykład dla układu $Ca2rc2r+$ – z tab. 8.4 R_0 wynosi 0,16512 Ω . Dobieranie tak małej wartości tego rezystora w praktyce można uznać za uciążliwe.

Z porównania kolumn 2 i 6 tabel 8.2–8.4 wynika wyraźny wzrost rezystancji dynamicznej obwodu (oznaczonej jako R_d) dla siedmiu układów w każdej tabeli, co ma bezpośredni wpływ na wzrost dobroci. Dodanie rezystora R_0 nie powoduje istotnego rozstrojenia obwodu rezonansowego, stąd indukcyjność L_r pozostaje najczęściej taka sama dla obu symulacji. Porównanie włączenia rezystorów zwiększających dobroć na przykładzie układu $Ca2rc2r+$ – pokazano na poniższym rys. 8.8.

Przedstawiony na rys. 8.8b układ odpowiada danym spisany w kolumnach 5–8 drugiego wiersza tab. 8.4. Uwzględnienie rezystorów R_0 w analizowanym przykładzie daje podobne wyniki, to znaczy np. wzrost dobroci z 6,2 do ok. 61 i nie rozstraja obwodu rezonansowego. Oczywiście wzrost dobroci może być większy przy mniejszych wartościach R_0 według [29], lub większych według [28], ponieważ odpowiednie wartości tych rezystorów prowadzą do wzbudzenia drgań.



Rys. 8.8. Schemat układu $Ca2rc2r+ -$, którego dane są zapisane w kolumnach 1–4 tab. 8.4 — a), układ z dodanym rezystorem R_0 według [29] — b), układ z dodanym rezystorem R_0 według [28] — c)

Analogi pojemności o strukturze elementów $c4r$ nie są odpowiednie do zastosowania koncepcji Wangenheima lub Senaniego, lecz mimo to wyróżniają się korzystnie wartościami rezystancji dynamicznej i dobroci. Szczególnie jest to widoczne na przykładzie analogu $Cfc4r+ -$.

Dokładność uzyskania pożądaney wartości pojemności C_{eq} w omawianym zakresie dużych pojemności jest znacznie mniejsza niż w zakresie małych pojemności i dużych częstotliwości, którą oszacowano wcześniej na mniej niż 1%. W celu określenia tej dokładności wykonano odpowiednie badania symulacyjne na grupie siedmiu układów o kolejności elementów $2rc2r$ i $4rc$, wybranych z tab. 8.3. Według danych liczbowych zamieszczonych u dołu tab. 8.3, układy te powinny symulować pojemności

o wartości $C = 10\,000\ \mu\text{F}$, co można wyliczyć z wzorów (8.1–8.3). Taką wartość można byłoby uzyskać używając idealnych wzmacniaczy operacyjnych i idealnych kondensatorów.

Tabele 8.2–8.4 zawierają dane dla realizacji analogów pojemności na wzmacniaczach operacyjnych TL081, z uwzględnieniem strat kondensatora określonych przez wartość $\text{tg } \delta$ jako 0,005. Jednakże, w wyżej wymienionych tabelach, pojemności C_{eq} i błędy ich określenia nie zmieściły się ze względu na zachowanie dobrej przejrzystości zapisu i dlatego poniżej, w tab. 8.5, dodano dane z symulacji, bez uwzględnienia strat kondensatora, przy użyciu tych samych wzmacniaczy operacyjnych TL081. W tab. 8.6 zestawiono dane z uwzględnieniem i bez uwzględnienia strat kondensatora, lecz z użyciem szybkich wzmacniaczy operacyjnych HA1-2539-5, które były stosowane w przedziale dużych częstotliwości. W obydwu wymienionych wyżej tabelach ograniczono się do badania siedmiu układów o kolejności elementów 2rc2r i 4rc, których istotną cechą jest możliwość zwiększenia dobroci tych układów przez dołączenie dodatkowych rezystorów zaproponowanych przez Wangenheima [28] lub Senaniego [29].

Dane występujące w kolumnach 2–4 w tab. 8.5 zostały przepisane z tab. 8.3 dla wygody porównania z odpowiednimi kolumnami, 7–9 w tab. 8.5, zawierającymi dane dla układów z bezstratnymi kondensatorami.

Tab. 8.5. Wartości symulowanych pojemności i błędy ich oszacowania dla wzmacniaczy operacyjnych TL081 przy uwzględnieniu i bez uwzględnienia strat kondensatora

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Układ	Rezy- stancja	Indukcyj- ność	Dobroć analogu	Pojem- ność	Błąd pojem- ności	Rezy- stancja	Indukcyj- ność	Dobroć analogu	Pojem- ność	Błąd pojem- ności
	<i>Rd</i>	<i>Lr</i>	<i>Qeq</i>	<i>Ceq</i>		<i>Rd</i>	<i>Lr</i>	<i>Qeq</i>	<i>Ceq</i>	
	Ω	μH		μF	%	Ω	μH		μF	%
Ca2rc2r+ –	4,589	217	33,66	11 670	+16,7	5,638	217	41,35	11 670	+16,7
Ca4rc+ –	4,65	218	33,95	11 620	+16,2	5,73	218	41,83	11 620	+16,2
Cb2rc2r– –	3,99	215,4	29,47	11 760	+17,6	4,775	215,5	35,27	11 750	+17,5
Cb4rc– –	4,044	215	29,94	11 780	+17,8	4,857	215	35,95	11 780	+17,8
Cd2rc2r– –	4,144	215,1	30,7	11 776	+17,8	5,001	215	37,02	11 782	+17,8
Cd2rc2r– +	4,16	215	30,79	11 780	+17,8	5,027	215	37,21	11 780	+17,8
Cd4rc– +	4,273	217	31,34	11 670	+16,7	5,17	217	37,92	11 670	+16,7
	Z uwzględnieniem strat kondensatora <i>Rc</i>					Bez uwzględnienia strat kondensatora <i>Rc</i>				
Pojemność C = 10 000 μF, elementy RC: R1, R3, R5 = 500 Ω, R2 = 10 kΩ, R4 = 10 kΩ, C3, C5 = 25 μF, rezystancja strat Rc = 12,7 kΩ. Wzmacniacze operacyjne TL081.										
Częstotliwość generatora 100 Hz, napięcie generatora 2 mV.										

Porównując wartości rezystancji dynamicznej R_d na podstawie danych z kolumn 2 i 7 w tab. 8.5 można oszacować wpływ strat kondensatora na wartość rezystancji dynamicznej analogów zbudowanych na

wzmacniaczach operacyjnych TL081. Wprowadzenie tych strat powoduje spadek rezystancji dynamicznej o 18% i podobny spadek dobroci analogu. Z kolei pojemności C_{eq} są większe niż wartość idealna, czyli 10 000 μF . Błąd osiąga prawie +20%, ale porównanie kolumn 3 i 8 dla indukcyjności L_r oraz 5 i 10 dla pojemności C_{eq} , które są prawie identyczne (w granicach dokładności dostrajania elementów regulowanych), świadczy o tym, że błąd ten nie jest wynikiem wprowadzenia strat kondensatorów.

Tab. 8.6. Wartości symulowanych pojemności i błędy ich oszacowania dla wzmacniaczy operacyjnych HA1-2539-5 przy uwzględnieniu i bez uwzględnienia strat kondensatora

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Układ	Rezy- stancja	Indukcyj- ność	Dobroć analogu	Pojem- ność	Błąd pojem- ności	Rezy- stancja	Indukcyj- ność	Dobroć analogu	Pojem- ność	Błąd pojem- ności
	<i>Rd</i>	<i>Lr</i>	<i>Qeq</i>	<i>Ceq</i>		<i>Rd</i>	<i>Lr</i>	<i>Qeq</i>	<i>Ceq</i>	
	Ω	μH		μF	%	Ω	μH		μF	%
Ca2rc2r+ –	0,716	260	4,38	9740	–2,6	0,730	258	4,50	9820	–1,80
Ca4rc+ –	0,749	259	4,60	9780	–2,2	0,765	257	4,74	9860	–1,40
Cb2rc2r– –	0,655	263	3,97	9630	–3,7	0,660	264	4,04	9595	–4,05
Cb4rc– –	0,690	262	4,19	9670	–3,3	0,703	263	4,25	9630	–3,70
Cd2rc2r– –	0,561	259	3,45	9780	–2,2	0,568	260	3,48	9740	–2,60
Cd2rc2r– +	0,659	262	4,00	9670	–3,3	0,671	261	4,09	9705	–2,95
Cd4rc– +	0,720	260	4,41	9740	–2,6	0,734	257	4,55	9860	–1,40
	Z uwzględnieniem strat kondensatora <i>Rc</i>					Bez uwzględnienia strat kondensatora <i>Rc</i>				
Pojemność <i>C</i> = 10 000 μF, elementy RC: <i>R</i> 1, <i>R</i> 3 lub <i>R</i> 5 = 500 Ω, <i>R</i> 2 = 10 kΩ, <i>R</i> 4 = 10 kΩ, <i>C</i> 3, <i>C</i> 5 = 25 μF, rezystancja strat <i>Rc</i> = 12,7 kΩ.Wzmacniacze operacyjne HA1-2539-5. Częstotliwość generatora 100 Hz, napięcie generatora 2 mV.										

Z tab. 8.6 wynika, że uwzględnienie strat kondensatora w analogach z użyciem wzmacniaczy HA1-2539-5 wywołuje spadek rezystancji dynamicznej R_d i równocześnie dobroci Q o mniej niż 2%. Wpływ strat kondensatora na symulowaną pojemność C_{eq} jest jeszcze mniejszy, gdyż nie przekracza 1%, ponieważ przy spadku R_d jednocześnie wzrasta indukcyjność rezonansu L_r . Jednak z porównania pojemności C_{eq} z tabel 8.5 i 8.6 wynika, że analogi zbudowane z użyciem wzmacniaczy operacyjnych HA1-2539-5 wykazują mniejsze wartości C_{eq} niż analogi ze wzmacniaczami TL081 i także mniejsze niż wartości teoretyczne, czyli 10 000 μF . Jak wynika z kolumn 6 i 11 w tabeli 8.6, błędy w symulacji pojemności C_{eq} są ujemne i dochodzą do –4% (przy +20% dla układów ze wzmacniaczami TL081).

8.3. Układy niezakwalifikowane jako dobre analogi pojemności

8.3.1. Układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia

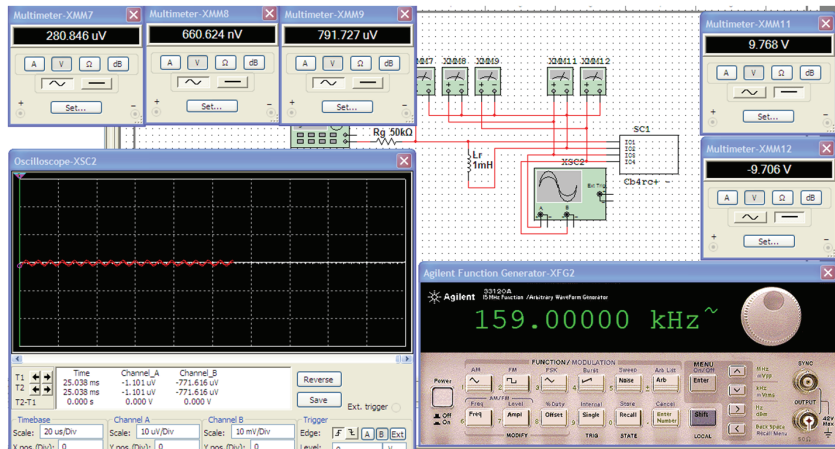
Po odliczeniu dwunastu układów stabilnie pracujących jako dobre analogi pojemności, pozostaje 60, które warto krótko przebadać, aby poznać różne ich zachowania i właściwości, chociaż liczba dwunastu wybranych układów nie zwiększy się.

W dużej grupie układów jeden lub dwa WO wchodzi w stan nasycenia i fakt ten determinuje ich zachowanie. Dla wzmacniaczy HA1-2539, zasilanych napięciem $+12\text{ V}$ i -12 V , napięcie na wyjściu wzmacniacza w stanie nasycenia wynosi około $9,7\text{ V}$. W niektórych przypadkach jest to napięcie dodatnie, w innych ujemne. Wartości tych woltaży wskazują multimetry ustawione na zakresy napięć stałych i dołączane do wyjść obydwu WO w metodzie instrumentalnej. Wskazania urządzeń pomiarowych pokazują, które WO są w stanie nasycenia. W niniejszym punkcie można wyróżnić trzy różne podgrupy układów, których zachowanie różni się od siebie.

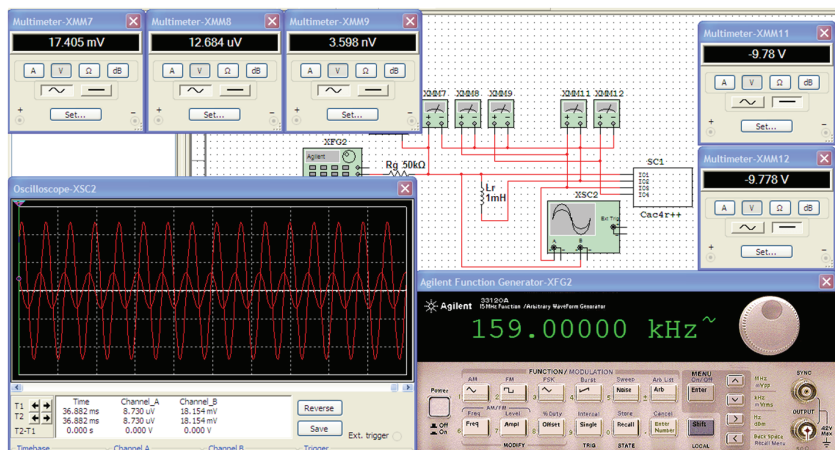
W 19 układach (zaznaczonych w tab. 8.1 jako $\square 2$) obydwa WO wchodzi w stan nasycenia. Na zacisku $IO1$, do którego dołączona jest indukcyjność L_r , tworząca z symulowaną pojemnością obwód rezonansowy, nie ma żadnego sygnału po podaniu napięcia zmiennego z generatora (poza przenikaniem sygnałów o wartościach mikrowoltowych). Takie zachowanie nie występuje w strukturach $c4r$. Rys. 8.9 ukazuje potwierdzenie tych cech. Multimetry XMM11 i XMM12 pokazują napięcia stałe odpowiadające stanom nasycenia wzmacniaczy, natomiast wskazanie multimetru XMM7 świadczy o przenikaniu niewielkich napięć zmiennych z generatora, pomimo nasycenia WO. Do tej grupy układów zaliczono także dwa układy ($Cc2rc2r- + i$ i $Cf2rc2r- -$), w których tylko jeden WO wchodzi w stan nasycenia, ale pozostają zachowane wszystkie inne cechy wymienione powyżej.

Z kolei w dziesięciu układach o strukturze $c4r$ (zebranych w tab. 8.1 jako $\square 1$ i 2), stan nasycenia WO występuje w jednym lub w obydwu WO, przy czym sygnał z generatora o częstotliwości rezonansowej obwodu złożonego z indukcyjności L_r i pojemności analogu, podany na zacisk $IO1$ (przez rezystor R_g) wywołuje spadek napięcia rzędu 50%–70% napięcia podawanego. Z tego powodu tę grupę układów można pomylić z pełnosprawnymi analogami pojemności, w których żaden WO nie wchodzi w stan nasycenia. W wyjaśnieniu właściwości tej grupy układów istotny jest fakt, że kondensator w strukturze $c4r$ jest dołączony bezpośrednio

do zacisku $IO1$, czyli do zewnętrznej indukcyjności Lr . Wzmacniacze znajdujące się w stanie nasycenia można odłączyć od układu lub zewrzeć z masą węzeł, do którego był dołączony zacisk wyjściowy WO . W takiej sytuacji indukcyjność Lr jest połączona równolegle z pojemnością $C1$ i przez szeregowy rezystor $50\text{ k}\Omega$ z generatorem. Z tych trzech elementów tworzy się równoległy obwód rezonansowy bez udziału wzmacniaczy i czterech zwartych rezystorów. Częstotliwość rezonansowa tego obwodu dla indukcyjności $Lr = 1\text{ mH}$ i pojemności $C = 1\text{ nF}$ wynosi 159 kHz , co zgadza się z symulacją. Omówione powyżej działanie jest udokumentowane na poniższych rysunkach, na przykładzie układu $Cac4r+$ +:

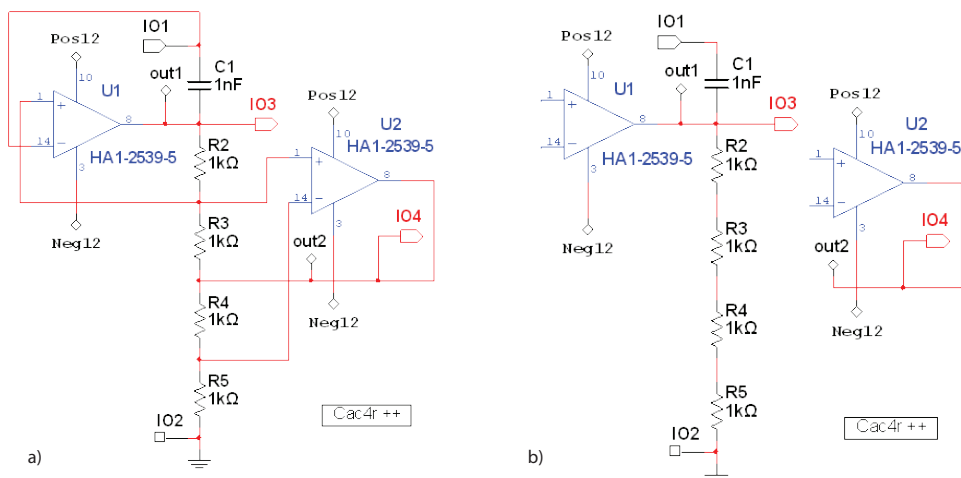


Rys. 8.9. Dokumentacja układu ($Cb4rc+$ –) charakterystycznego dla grupy z dwoma WO wchodzącymi w stan nasycenia



Rys. 8.10. Układ $Cac4r+$ + zasilany z generatora o częstotliwości 159 kHz i napięciu 20 mV

Ze wskazań multimetru XMM7 wynika, że spadek napięcia na zacisku *IO1* wynosi 17,405 mV, przy napięciu z generatora 20 mV. Schemat podukładu *Cac4r++* jest pokazany na rys. 8.11.



Rys. 8.11. Schematy podukładu *Cac4r++* z rys. 8.10. Schemat w pełnej wersji — a) i po odłączeniu wzmacniacza operacyjnego *U2* — b)

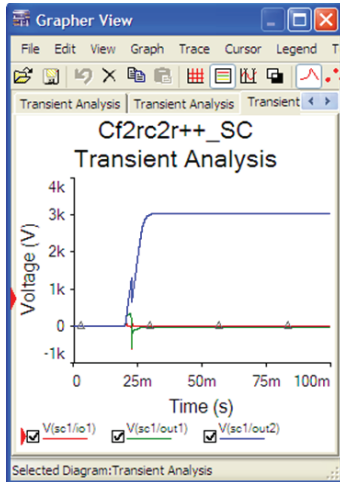
Po odłączeniu wzmacniacza *U2*, co pokazano na rys. 8.11b, spadek napięcia na zacisku *IO1* pozostał prawie niezmienny (17,934 mV). Podobny wynik uzyskuje się odłączając wyjście lewego wzmacniacza od drabinki RC i zwierając ten punkt z masą.

Dziewięć układów (spisanych w tab. 8.1 jako □1) cechuje się tym, że pomimo pracy jednego WO w stanie nasycenia (lewego lub prawego), układy te generują drgania odkształcone lub zbliżone do sinusoidalnych. Oscylacje te powstają w części układu skojarzonej ze wzmacniaczem pracującym w stanie aktywnym. Wzmacniacz pozostający w stanie nasycenia można odłączyć od układu bez wyraźnego wpływu na pracę układu. Drgania odkształcone mają kształt zbliżony do drgań prostokątnych i zawierają dużo składowych harmonicznnych. Generowane częstotliwości są z przedziału MHz i nie wynikają z rezonansu w obwodzie rezonansowym złożonym z indukcyjności *Lr* i pojemności symulowanej przez analog.

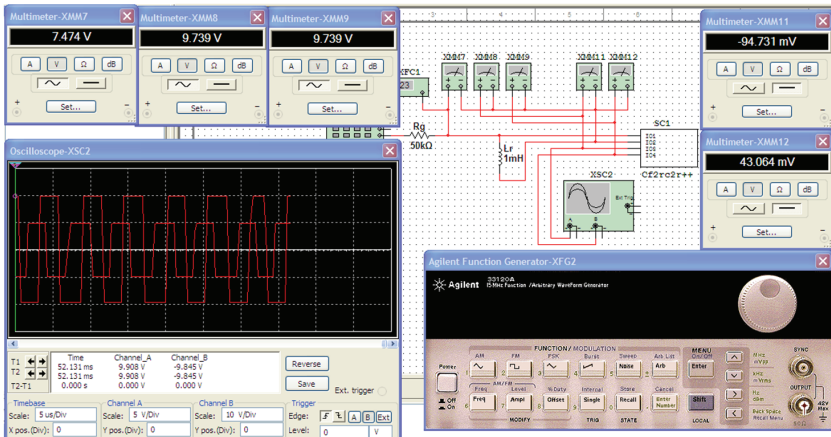
8.3.2. Układy generujące drgania odkształcone

Ta grupa układów, licząca 17 sztuk (oznaczonych w tab. 8.1 jako ◇), odróżnia się od pozostałych między innymi tym, że żaden WO nie wchodzi w stan nasycenia. Układy te wytwarzają drgania odkształcone, często podobne do prostokątnych. Większość z nich jest samowzbudna, natomiast

niektóre wzbudzają się do drgań odkształconych, pod wpływem przypadkowego sygnału wejściowego. Przykładowy układ dla tej grupy uzyskuje w analizie *Transient* na wyjściu drugiego WO napięcie stałe o wartości 3000 V, co oczywiście nie jest możliwe po podaniu napięć zasilających. Wykres z przebiegu badania pokazano na rys. 8.12, a wyniki z analizy instrumentalnej, po podaniu napięć zasilających wzmacniacze operacyjne dla tego samego układu Cf2rc2r+, na rys. 8.13.



Rys. 8.12. Przebiegi napięć na wyjściach WO w układzie Cf2rc2r+ z analizy *Transient*, w przypadku gdy napięcia zasilające WO są odłączone



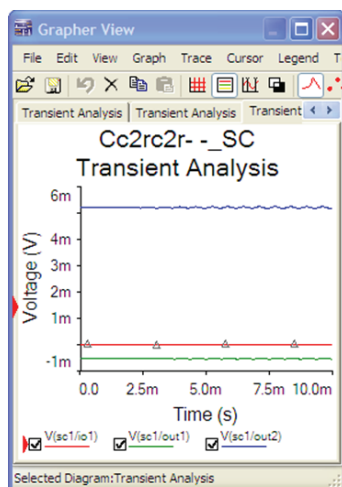
Rys. 8.13. Kształt wytwarzanych przebiegów układu Cf2rc2r+ jako typowego przedstawiciela układów wytwarzających drgania odkształcone po podaniu napięć zasilających

Z rys. 8.13 można odczytać, że napięcia stałe są niewielkie ($-94,731 \text{ mV}$ i $43,064 \text{ mV}$), a generowane napięcia zmienne duże (powyżej 9 V) i do wzbudzenia ich nie jest potrzebny sygnał z generatora. Generator XFG2 jest wyłączony.

8.3.3. Układy oscylujące

Pięć układów (oznaczonych w tab. 8.1 jako ○) wytwarza drgania sinusoidalne o częstotliwościach powyżej 100 MHz i amplitudach kilku V. Układy te zostały zidentyfikowane na podstawie wyników z analiz *DC Operating Point* i *Transient*, po dodaniu niewielkiego napięcia zmiennego 10 μV , według sposobu omówionego w rozdziale 7.1.3 na przykładzie analogu Cb2rc2r–. Wykres z analizy *Transient* dla jednego z tych układów pokazano na rys. 8.14.

Jak widać z tego rysunku, niewielki sygnał zmienny narasta z upływem czasu na wyjściach WO. Gdyby tego sygnału nie podano, można by zaliczyć badany układ do dobrych analogów pojemności. Napięcia stałe na wyjściach WO są rzędu kilkudziesięciu mV. Omawiane układy nie są samowzbudne. Proces narastania drgań należy zainicjować sygnałem z zewnętrznego generatora, który potem może zostać odłączony. W układach: Cc2rc2r–, Cc4rc–, Cf2rc2r+ – można spodziewać się przebiegów chaotycznych.



Rys. 8.14. Przykład analizy *Transient* dla układu Cc2rc2r–, który po podaniu napięć zasilających okazał się obcowzbudnym oscylatorem, generującym sygnał sinusoidalny lub, przy innych wartościach elementów, sygnał chaotyczny

8.4. Podsumowanie analogów pojemności

Można zakładać, że elektroniczne analogi pojemności będą używane w przedziale dużych częstotliwości, na przykład w układach automatyki, gdzie wytwarzane przez nie pojemności mogą być sterowane cyfrowo

[34]. Wówczas projektanci takich systemów będą poszukiwali układów o dużej dobroci i stosunkowo niewielkich pojemnościach. Z drugiej strony mogą być potrzebne elektroniczne analogi pojemności o małych wymiarach, lecz wytwarzające bardzo duże pojemności. W tym przedziale zastosowań częstotliwości pracy analogów i dobroci mogą być znacznie mniejsze. Takie dwa podejścia zostały przedstawione w podsumowywanym rozdziale przy omawianiu dobrych analogów pojemności. W pierwszym podejściu pojemność symulowana przez analog tworzyła obwód rezonansowy z zewnętrzną w stosunku do analogu indukcyjnością. Przeszajanie częstotliwości pomiarowej tego obwodu polegało na zmianie wartości jego dwóch elementów biernych jednocześnie, to znaczy na zmianie indukcyjności i zmianie symulowanej pojemności. Zmianę pojemności analogu realizowano za pomocą dobierania odpowiedniego rezystora w taki sposób, aby iloraz indukcyjności do rezystancji pozostawał na stałej wartości, ustalonej arbitralnie na 10^{-6} s. Taki sposób przesłajania odpowiada pracy obwodu rezonansowego przy stałej wartości dobroci, co daje dobry materiał porównawczy do oceny różnych badanych analogów. Na podstawie wyników tych symulacji wykreślono częstotliwościowe charakterystyki pojemności C_{eq} i dobroci Q_{eq} , pokazane na rys. 8.6. Wszystkie badania symulacyjne dotyczące analogów pojemności, z wyjątkiem krzywej z rys. 8.5a były prowadzone z uwzględnieniem strat kondensatora użytego w układzie analogu. Straty wprowadzano do symulacji przez dołączanie, równolegle do kondensatora, rezystora o wartości wyliczanej każdorazowo przy zmianie częstotliwości. Wartości $\tan \delta$ nie zmieniano, aby pozostawić możliwość porównania wpływu strat na różne układy.

Ostatecznie dla pracy analogów pojemności w przedziale dużych częstotliwości wyselekcjonowano dziewięć następujących układów:

$$\begin{aligned} &Cac4r+ -, Ca4rc+ -, Cbc4r- -, Cb2rc2r- -, Cb4rc- -, \\ &Cdc4r- +, Cd2rc2r- +, Cec4r+ +, Cfc4r+ -. \end{aligned}$$

W przedziale małych częstotliwości i dużych pojemności przebadano dwanaście układów wybranych jako dobre analogi pojemności. Badano je przy częstotliwościach 50 Hz lub 100 Hz. Stosowano popularne WO typu TL081. Zmieniając wartości elementów RC, uzyskiwano wartości symulowanych pojemności 1000 μ F, 10 000 μ F i 100 000 μ F z określoną wartością błędu. Kolejność ustawienia elementów RC od zacisku IO1 do masy tworzy trzy grupy układów, oznaczone jako: c4r, 2rc2r i 4rc, których przydatność, szczególnie do wytwarzania dużych pojemności, jest różna. Grupę c4r, za wyjątkiem układu Cfc4r+ -, odrzucono z dalszych eliminacji z powodu braku możliwości zwiększenia dobroci symulowanych pojemności w tej grupie. Jest to problem ważny

w przedziale małych częstotliwości, gdzie dobroci bez szczególnych założeń pozostają jednocyfrowe.

Ostatecznie do pracy w zakresie dużych pojemności wybrano jedynie siedem układów o konfiguracji 2rc2r i 4rc oraz wspomniany wyżej układ Cfc4r+ -. Są to:

$$\begin{aligned} &Ca2rc2r+ -, Ca4rc+ -, Cb2rc2r- -, Cb4rc- -, Cd2rc2r- -, \\ &Cd2rc2r- +, Cd4rc- +, Cfc4r+ -. \end{aligned}$$

Zastosowanie w każdym z tych układów dodatkowego rezystora według koncepcji Wangenheima [28] lub Senaniego [29] jest celowe i pozwala na bardzo duży wzrost dobroci analogu, prowadzący w ostateczności do wzbudzenia drgań. Wartość symulowanej pojemności nie ulega przy tym istotnej zmianie.

Układ Cb2rc2r- -, który w zakresie dużych częstotliwości wyróżnia się stabilną pracą przy największych częstotliwościach, w zastosowaniu do symulacji dużych pojemności zajmuje jedną z ostatnich pozycji ze względu na uzyskiwane dobroci.

Tylko dwanaście układów z całego zbioru 72, pokazanych w zbiorczej tab. 8.1, stanowi dobre analogi pojemności. Pozostałe 60 układów zostało także przebadanych, co pozwoliło określić ich właściwości, podzielić je na grupy i pokazać różne metody badawcze. Wśród tych układów natrafiono też na układy o niektórych cechach chaotycznych. Zostały one potraktowane jako osobna kategoria, ponieważ nie mogły być przypisane do pozostałych zbiorów. Istotną cechą elektronicznych analogów pojemności jest możliwość ich sterowania zarówno sygnałami analogowymi, jak i cyfrowymi. Nastawa żądanej wartości pojemności jest realizowana poprzez zmianę rezystancji któregoś z rezystorów występujących w schemacie analogu, na przykład za pomocą potencjometru [37], wzmacniacza transkonduktancyjnego [38] lub potencjometru cyfrowego [34]. W propozycji zawartej w [37] możliwe jest uzyskanie pojemności dodatnich lub ujemnych. Analog opisany w [34], według oznaczeń stosowanych w niniejszej pracy, pokazany jest na zbiorczym rys. 8.6 jako Cbc4r- -. Dla wszystkich analogów wywodzących się z GIC (omawianych w tej pracy) wrażliwość na tolerancję elementów wynosi jeden [34], natomiast układy opisane w [37] i [38] wykazują dużą wrażliwość.

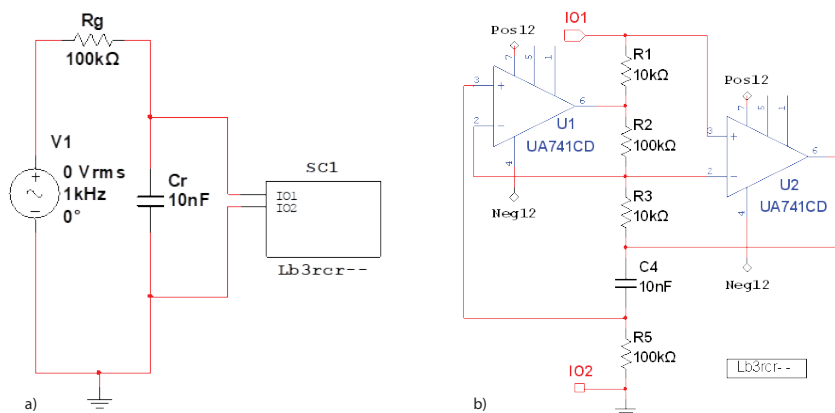
Można przypuszczać, że sterowane analogi pojemności będą w przyszłości zyskiwały na znaczeniu, gdyż pojawiają się wyniki badań materiałów ceramicznych o ujemnych wartościach $\tan \delta$ [32] lub pojemności [33].

9. Analogi indukcyjności

9.1. Podział analogów indukcyjności na grupy

Bazę do wyszukania stabilnych analogów indukcyjności stanowi grupa 48 układów. Są w tej grupie dobre analogi indukcyjności, układy wzbudzone do drgań sinusoidalnych lub odkształconych i takie, w których jeden lub dwa WO wchodzi w stan nasycenia i nie reagują na sygnały doprowadzone z zewnątrz.

Spośród wymienionych wyżej 48 układów, 16 wybrano jako dobrze rokujące analogi indukcyjności. Wstępny wybór został dokonany przez sprawdzenie zgodności wyników z analiz *Transient* i *DC Operating Point*, podobnie jak w przypadku analogów pojemności. Badany układ tworzył równoległy obwód rezonansowy z pojemnością 10 nF o częstotliwości rezonansowej 1,59 kHz. Na rys. 9.1a i rys. 9.1b pokazano schemat pomiarowy dla wyżej wymienionych analiz i schemat przykładowego analogu.



Rys. 9.1. Schemat układu pomiarowego do badania analogów indukcyjności — a) i podukład SC1 — b)

Pozostałe 32 układy ze zbioru 48 sztuk nie zachowywały się jak dobre analogi indukcyjności. Aby zbadać ich właściwości i wyjaśnić ich działanie, poddawano je badaniom metodą instrumentalną, wyposażoną między innymi w dwustrumieniowy oscyloskop i multimetry ustawione na pomiar napięć stałych. Wskazania tych urządzeń na poziomie ok. 9,7 V (dla WO HA1-2539) są dowodem, że dany wzmacniacz (lub obydwa) są w stanie nasycenia. Za pomocą oscyloskopu sprawdzano, czy na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych, a także na wejściu *IO1* analogu, powstają przebiegi zmienne, niezależne od źródła sygnału wejściowego. Szczegóły tych badań podano w następnych podrozdziałach (9.3.1–9.3.3) tego rozdziału, a wykonany na ich podstawie podział 48 analogów indukcyjności na poszczególne grupy układów zebrano w tabeli 9.1.

Tab. 9.1. Podział 48 potencjalnych analogów indukcyjności na grupy: ● — wybrane analogi indukcyjności, ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — pierwszy WO nasycony, □2 — drugi WO nasycony, □1 i 2 — obydwa WO nasycone), ○ — układy oscylujące

	La		Lb		Lc	
	3rcr	rc3r	3rcr	rc3r	3rcr	rc3r
--	□1 i 2	□1	●	●	◇	◇
— +	●	●	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2
+ —	◇	◇	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2
++	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	●	●

	Ld		Le		Lf	
	3rcr	rc3r	3rcr	rc3r	3rcr	rc3r
--	●	●	○	○	□1 i 2	□1 i 2
— +	●	●	□1 i 2	□1	□1 i 2	◇
+ —	●	●	□2	□2	●	●
++	●	●	◇	◇	□1 i 2	□1 i 2

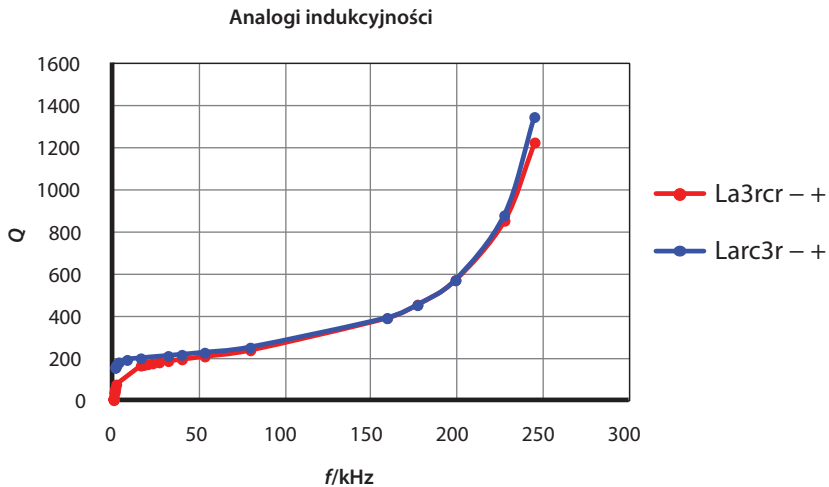
9.2. Wybrane analogi indukcyjności

Wymienione wyżej 16 wybranych układów można podzielić na dwie grupy po 8 układów. Podział taki jest związany z umieszczeniem kondensatora w szeregu elementów RC. Jeżeli kondensator jest umieszczony na drugiej w kolejności pozycji w szeregu, licząc od zacisku *IO1*, uzyskuje się osiem układów oznaczonych jako rc3r, natomiast jeżeli kondensator zajmuje pozycję czwartą, kolejne osiem układów ma oznaczenie 3rcr. Okazało się, że występuje podobieństwo właściwości odpowiadających sobie układów z tych obu grup. W poniższej tabeli są zebrane odpowiadające sobie pary układów.

Tab. 9.2. Wybrane analogi indukcyjności zebrane w pary o podobnych właściwościach

Układ elementów 3rcr	Układ elementów rc3r
La3rcr– +	Larc3r– +
Lb3rcr– –	Lbrc3r– –
Lc3rcr+ +	Lcrc3r+ +
Ld3rcr– –	Ldrc3r– –
Ld3rcr+ –	Ldrc3r+ –
Ld3rcr– +	Ldrc3r– +
Ld3rcr+ +	Ldrc3r+ +
Lf3rcr+ –	Lfrc3r+ –

Potwierdzeniem podobieństwa właściwości pary odpowiadających sobie układów jest rys. 9.2, na którym pokazano częstotliwościowe charakterystyki dobroci układów La3rcr– + i Larc3r– +.



Rys. 9.2. Charakterystyki pary układów La3rcr– + i Larc3r– +

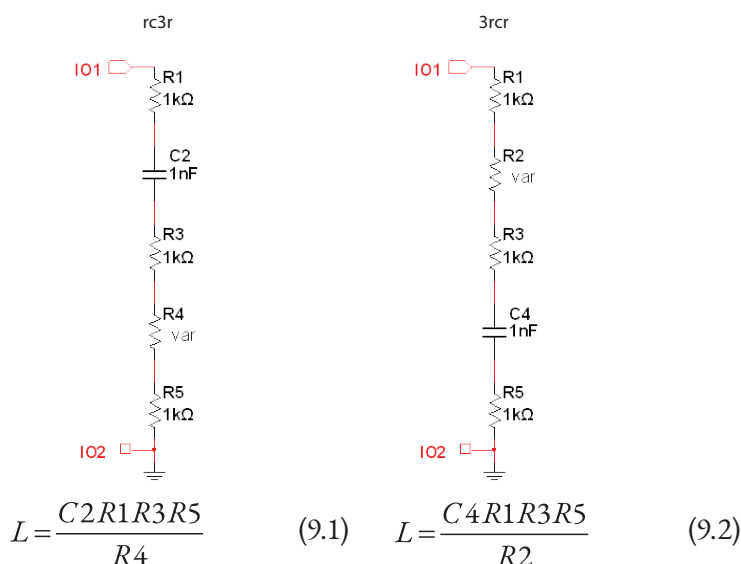
Niestety, nie wszystkie pary analogów indukcyjności spisane w tab. 9.1 wykazują tak dużą zgodność charakterystyk jak para pokazana na rys. 9.2. Największe rozbieżności wystąpiły dla pary Ld3rcr– – i Ldrc3r– –.

9.2.1. Zakres małych indukcyjności i dużych częstotliwości

W zakresie indukcyjności od kilkudziesięciu μH do prawie 1 H i częstotliwości od setek Hz do pojedynczych MHz, symulacje 16 układów wymienionych w tab. 9.1, były prowadzone, podobnie jak analogi pojemności, według koncepcji przestrajania badanych układów przy zachowaniu stałej wartości dobroci. Koncepcja ta, nakreślona w podrozdziale 8.2.2.1 dla analogów pojemności, wymaga dostrojenia analogu indukcyjności

do rezonansu z dołączoną do zacisków $IO1$ i masy (zacisk $IO2$) odpowiednią pojemnością Cr . Współbieżnie z przestrajaniem tej pojemności była przestrajana indukcyjność symulowana przez badany układ, a także rezystancja strat kondensatora, która zależy od częstotliwości. Szczegóły tej koncepcji w zastosowaniu do analogów indukcyjności zostaną przedstawione poniżej.

Dwa warianty uporządkowania elementów w łańcuchu RC związane są z różnymi wzorami opisującymi indukcyjność L , realizowaną przez układy analogów. Wzory te są podane na rys. 9.3. Taką indukcyjność można byłoby uzyskać, gdyby w układzie analogu były użyte idealne wzmacniacze operacyjne i idealny kondensator. Ponieważ w praktyce jest to przypadek nierealny, indukcyjność L nazwano idealizowaną, dla odróżnienia od wartości wypadkowej, uzyskiwanej z symulacji w programie Multisim, przy użyciu rzeczywistych wzmacniaczy operacyjnych i stratnego kondensatora, która jest oznaczana jako Leq .



Rys. 9.3. Dwa warianty ustawienia elementów RC w analogach indukcyjności

Indukcyjność badanego analogu była dostrajana do częstotliwości rezonansowej z dołączaną równolegle do zacisków analogu pojemnością Cr . Do przestrajania indukcyjności w wariancie rc3r używano rezystancji $R4$, a w wariancie 3rcr — rezystancji $R2$.

Zgodnie z przyjętym założeniem pracy analogów przy stałej wartości dobroci, jednoczesne przestrajanie indukcyjności i pojemności Cr (z dodatkową zmianą wartości rezystancji strat kondensatora $C2$ lub $C4$) wymaga utrzymania warunku $Cr \times R2 = \text{const.}$ lub $Cr \times R4 = \text{const.}$ Na podstawie wstępnych symulacji ustalono, aby:

$$Cr \times R2 = 10^{-6} \text{ s lub } Cr \times R4 = 10^{-6} \text{ s} \quad (9.3)$$

Warunek (9.3) jest spełniony między innymi dla $Cr = 1 \text{ nF}$ i $R2$ lub $R4 = 1 \text{ k}\Omega$. Jeżeli rezystor $R2$ lub $R4$ zostanie zwiększony na przykład do $5 \text{ k}\Omega$, to dla zachowania warunku (9.3) pojemność Cr musi zostać zmniejszona pięciokrotnie, to znaczy do 200 pF . Poniżej zostanie przedstawiona analiza potwierdzająca słuszność takiego przeliczenia.

Oznaczmy współczynnik zmiany rezystorów $R2$ lub $R4$ i jednocześnie pojemności Cr przez n . Zgodnie z wzorem Thomsona częstotliwość rezonansowa jest opisana następująco:

$$f = \frac{n}{2\pi \sqrt{\frac{Cr C2 R1 R3 R5}{R4}}} \quad (9.4) \quad \text{lub} \quad f = \frac{n}{2\pi \sqrt{\frac{Cr C4 R1 R3 R5}{R2}}} \quad (9.5)$$

Z wzorów (9.4) lub (9.5) wynika, że częstotliwość rezonansowa jest wprost proporcjonalna do współczynnika n , a nie do $\sqrt{n}$. Zgodnie z warunkiem (9.3) współczynnik n jest rozumiany jako mnożnik rezystancji $R2$ lub $R4$ i jednocześnie dzielnik pojemności Cr . Wstępnie przyjmujemy wartość $n = 1$ dla $R2 = 1 \text{ k}\Omega$ lub $R4 = 1 \text{ k}\Omega$ i $Cr = 1 \text{ nF}$.

Dobroć Q można uzyskać, podstawiając do powszechnie znanego wzoru $Q = \frac{Rd}{2\pi fL}$ wartości f i L . Przez Rd oznaczona jest rezystancja dynamiczna obwodu rezonansowego. Po wykonaniu powyższego podstawienia uzyskuje się:

$$Q = \frac{Rd \sqrt{Cr}}{n \sqrt{\frac{C2 R1 R3 R5}{R4}}} \quad (9.6) \quad \text{lub} \quad Q = \frac{Rd \sqrt{Cr}}{n \sqrt{\frac{C4 R1 R3 R5}{R2}}} \quad (9.7)$$

Wzory (9.6) i (9.7) nie są wygodne do wyliczenia dobroci indukcyjności realizowanej przez dany analog, ponieważ przyjęta w tym punkcie organizacja pomiarów nie dostarcza rezystancji dynamicznej Rd obwodu. Jednakże można ją określić z wzoru (8.13), podanego w podrozdziale 8.2.2.3, do którego należy podstawić dane dostępne w aktualnych symulacjach, takie jak U_{obw} , odczytane w metodzie *AC Sweep*, napięcie pomiarowe U_g , ustawione w wyżej wymienionej metodzie na 20 mV i rezystancję R_g , występującą w układzie pomiarowym.

Podstawiając w ogólnie znanym wzorze na dobroć obwodu rezonansowego $Q = Rd \omega Cr$ wzór (8.13) w miejsce rezystancji dynamicznej obwodu, uzyskuje się następujący wzór na dobroć:

$$Q_{eq} = \frac{2\pi f Cr R_g U_{obw}}{U_g - U_{obw}} \quad (9.8)$$

Do powyższego równania (9.8) częstotliwość f i napięcie U_{obw} wstawiano z symulacji konkretnego analogu. Wówczas dobroć (9.8) stała się jego rzeczywistym parametrem, uwzględniającym realne wzmacniacze operacyjne i kondensatory ze stratami, i została oznaczona przez Q_{eq} .

Podstawową metodą symulacyjną w tym punkcie rozważań była metoda *AC Sweep*. Jednak nie zawsze daje ona wyraźne sygnały przejścia symulowanego układu z obszaru pracy stabilnej do obszaru wzbudzenia, a takie dane są konieczne do wyznaczenia końca eksponowania danej krzywej. Dlatego każdy z tych 16 układów był dodatkowo sprawdzany metodą instrumentalną, w której z łatwością — na multimetrach ustawionych na zakres napięcia stałego — można kontrolować pojawienie się nasycenia wzmacniaczy operacyjnych, a na oscyloskopie i mierniku częstotliwości obserwować moment wbudzenia się drgań. Wyniki liczbowe uzyskane z obydwu wyżej wymienionych metod pozwoliły na wykreślenie zależności wypadkowej indukcyjności L_{eq} i dobroci Q_{eq} od częstotliwości dla 16 analogów. Zostały sporządzone wykresy podwójnie logarytmiczne, ponieważ łatwiej jest wówczas wyeksponować istotne właściwości analogów, przy założeniach pracy ze stałą wartością dobroci i porównać zakresy ich działania w funkcji częstotliwości.

Poniżej, na rys. 9.4, przedstawiono schematy układów dobrze pracujących jako analogi indukcyjności i wykresy realizowanych przez nie indukcyjności L_{eq} i dobroci Q_{eq} .

Podobnie jak w podrozdziale 8.2.2, dotyczącym analogów pojemności, wyprowadzono związki wiążące ze sobą wartości na osi częstotliwości z rezystancjami R_2 i R_4 . Mają one następujące postaci:

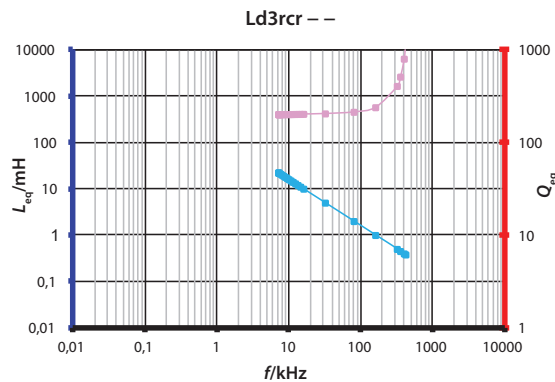
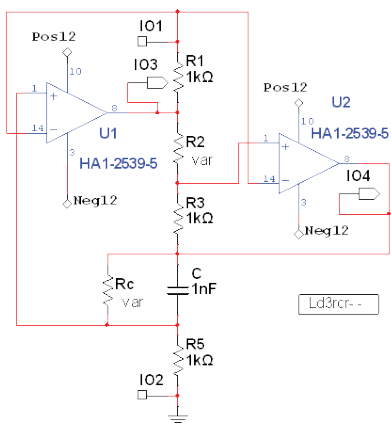
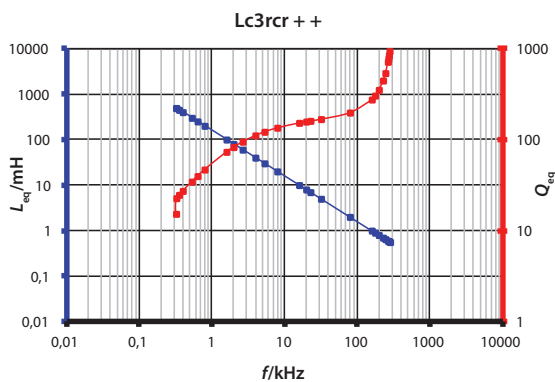
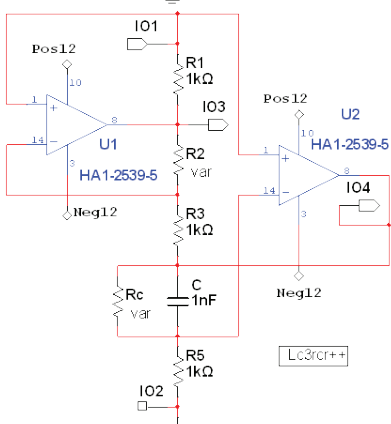
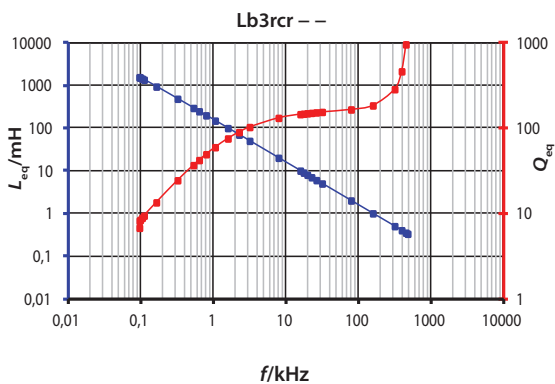
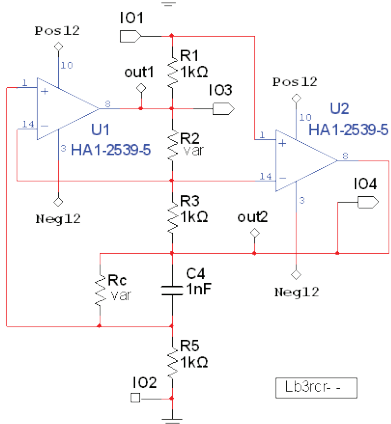
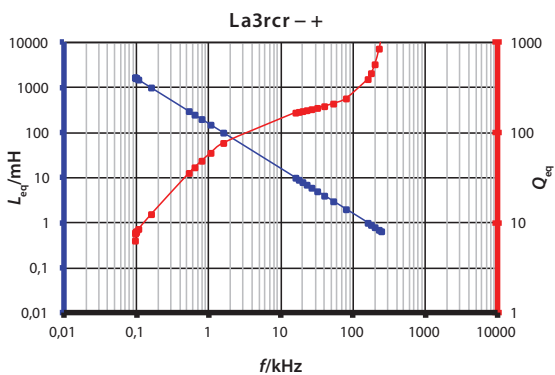
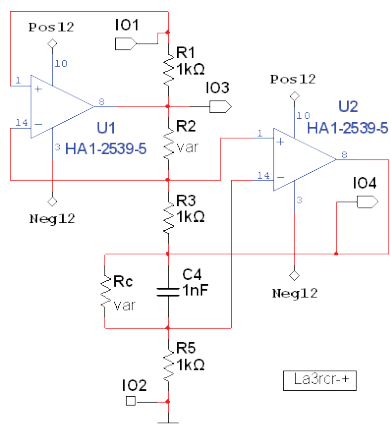
$$f = 159,155 \times R_2 \quad (9.9) \quad \text{lub} \quad f = 159,155 \times R_4 \quad (9.10)$$

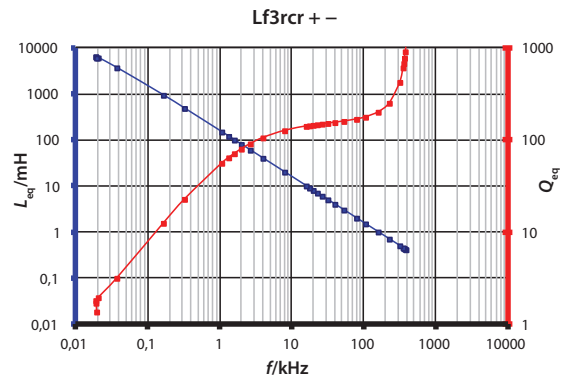
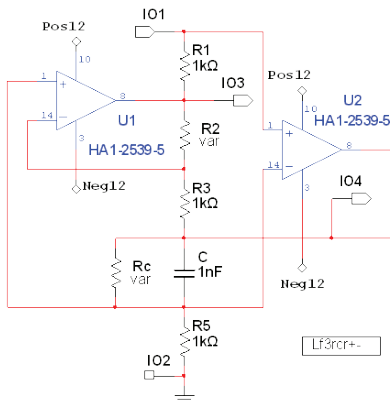
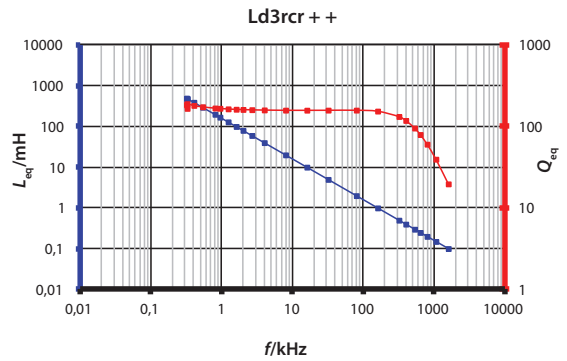
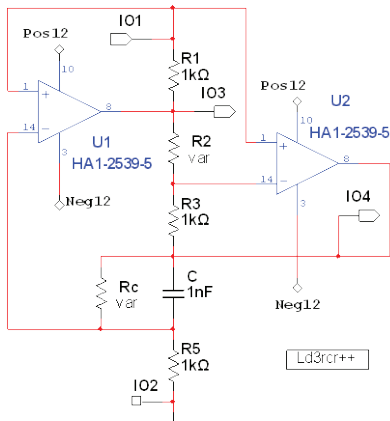
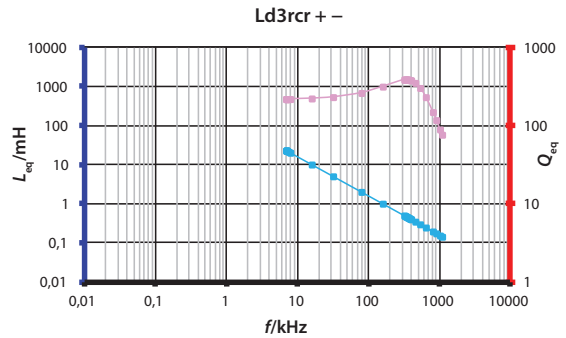
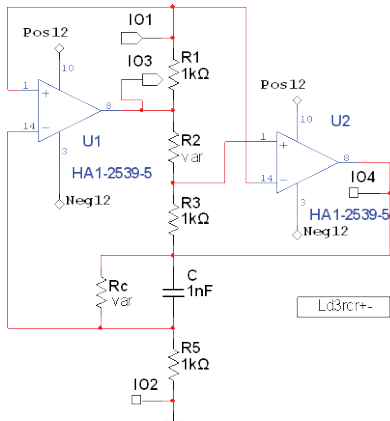
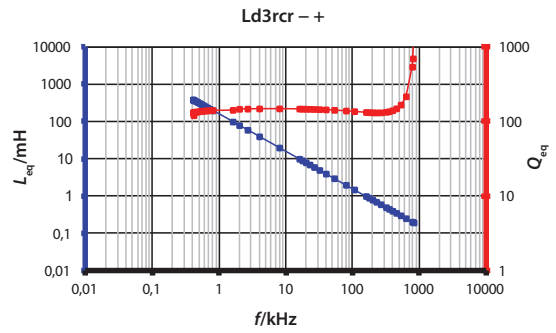
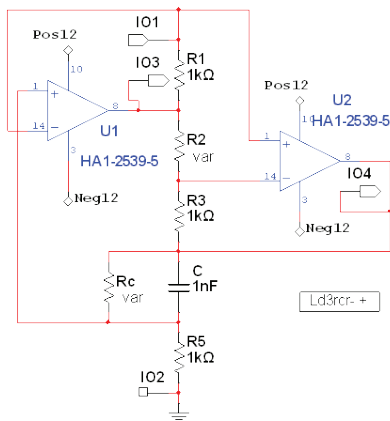
Przydatność powyższych związków można ocenić na następującym przykładzie:

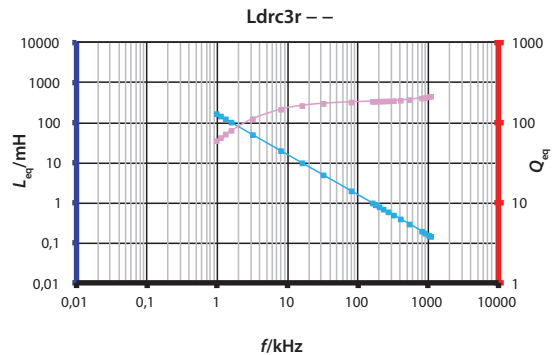
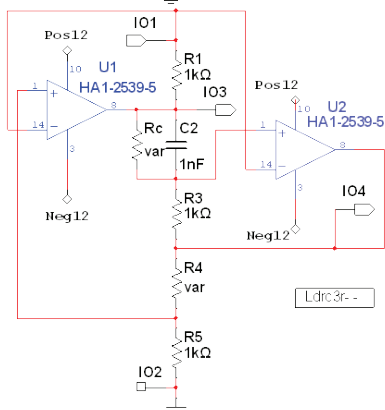
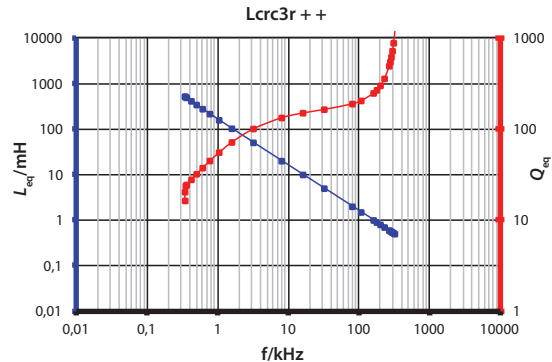
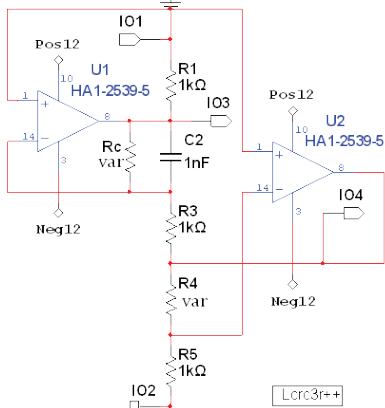
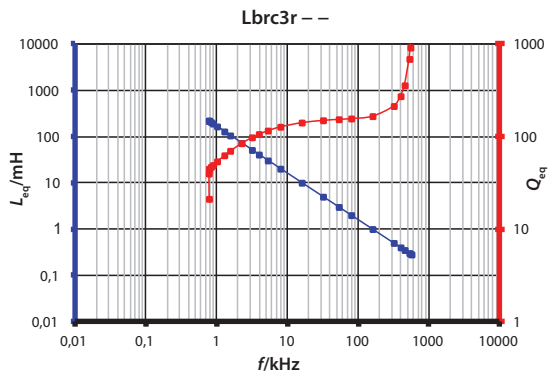
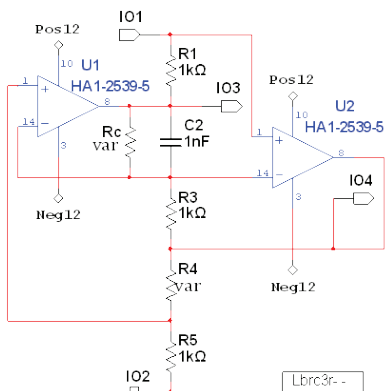
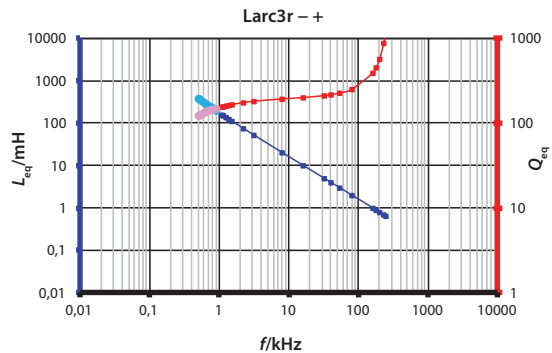
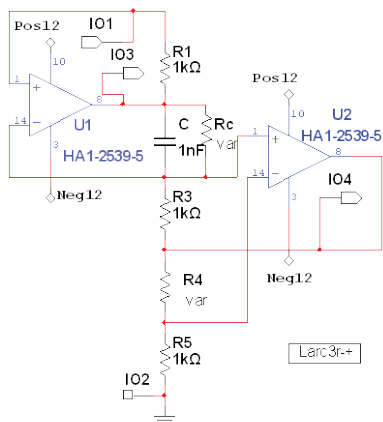
W analogu La3rcr–+, rezystor R_2 ma wartość 200 Ω . Z wykresów podanych na rys. 9.4 należy odczytać parametry analogu, to znaczy realizowaną przez niego indukcyjność i jej dobroć.

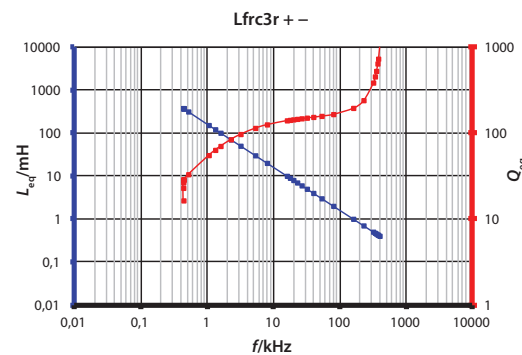
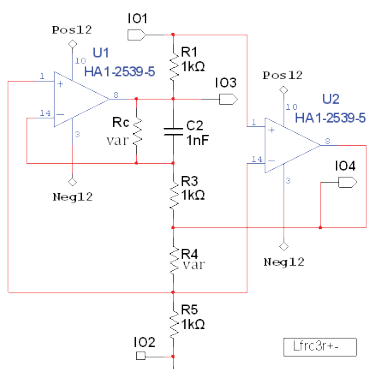
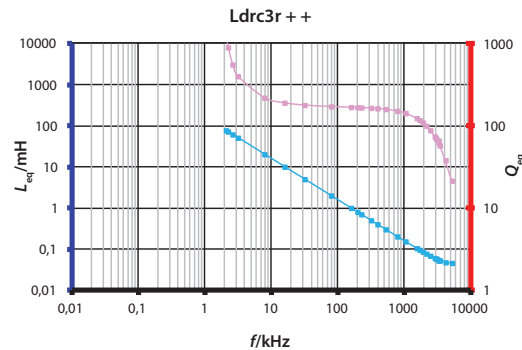
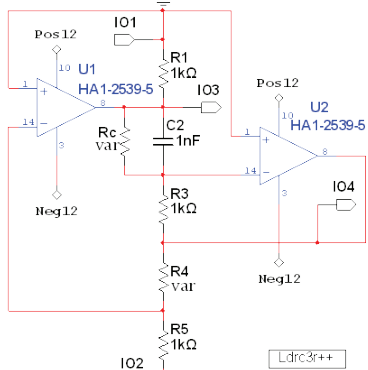
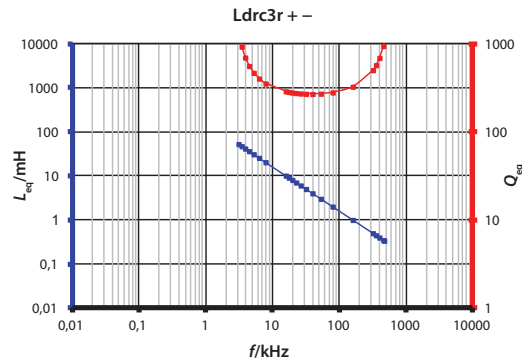
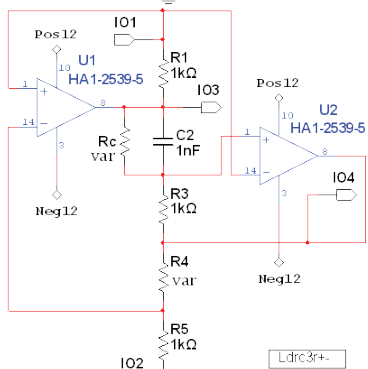
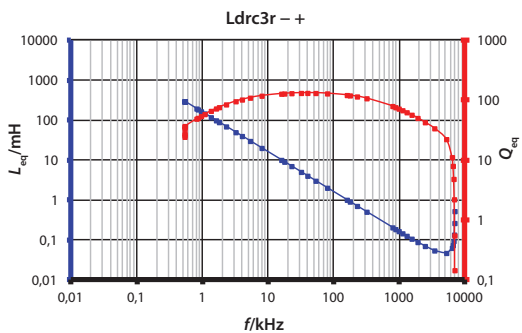
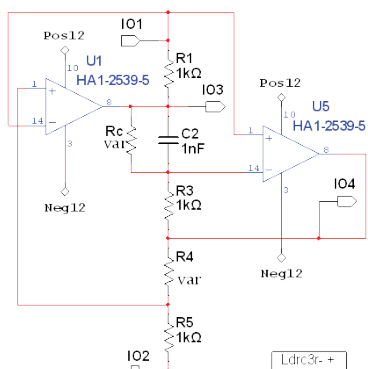
Odpowiedź:

Rezystancja R_2 występuje przy częstotliwości obliczonej ze związku (9.9) jako $f = 31,831$ kHz. Stąd $L_{eq} = 5$ mH i $Q_{eq} = 188$.









Rys. 9.4. Wyniki symulacji 16 układów wybranych jako stabilne analogi indukcyjności

Podobnie jak dla analogów pojemności, charakterystyki Leq w funkcji częstotliwości są prostymi o nachyleniu -20 dB/dek. Wartości realizowanych indukcyjności, odczytane z tych charakterystyk przy wykorzystaniu wzorów (9.9) lub (9.10), dobrze zgadzają się z wartościami idealnymi, wyliczonymi z wzorów (9.1) lub (9.2). Zgodność ta wynika z niewielkiego wpływu nieidealnych parametrów wzmacniaczy operacyjnych i kondensatora na parametr główny, jakim jest indukcyjność. Inaczej przedstawia się wpływ tych parametrów pasożytniczych na dobroć analogu.

Charakterystyki dobroci w przypadku idealnym byłyby prostymi poziomymi, ale straty kondensatorów i odchylenia parametrów WO od modeli idealnych zawijają końce tych charakterystyk w dół lub w górę. W większości przypadków na prawych końcach tych charakterystyk następuje silny wzrost dobroci prowadzący ostatecznie do utraty stabilności (wykresy kończą się wcześniej, na wartości dobroci równej 1000). Lewe końce charakterystyk dobroci urywają się, gdy następuje gwałtowny spadek dobroci, wywołany wejściem jednego lub obydwu WO w stany nasycenia.

Charakterystyki niektórych z powyższych układów są narysowane bladymi kolorami. Dotyczy to układów: Ldrc3r- -, Ldrc3r+ +, Ld3rcr- -, Ld3rcr+ -, Larc3r- +. Pierwsze cztery układy zachowują się podobnie do siebie. W sposób przypadkowy przeskakują z obszaru pracy aktywnej do stanu nasycenia jednego lub obydwu WO, a po wyłączeniu generatora podającego sygnał pomiarowy, pozostają dalej w tym stanie. Jedną z przyczyn przeskoku było na przykład szybkie przestrojenie generatora Agilent z 315 kHz do 330 kHz. Ostatni z wyżej wymienionych układów, analog Larc3r- +, na odcinku oznakowanym żywymi kolorami pracuje bez zarzutu. Przy częstotliwości 1,1 kHz przestaje reagować na sygnał pomiarowy z generatora, gdyż wtedy obydwu WO osiągają stany nasycenia. Ale stany te stopniowo ustępują i przy częstotliwości 0,9 kHz powraca prawidłowe działanie analogu do częstotliwości 0,5 kHz, przy której ponownie obydwu WO wchodzi w stany nasycenia na stałe. Ponieważ działanie tych obwodów ze struktury d jest nieprzewidywalne, postanowiono nie polecać ich w ostatecznym podsumowaniu rozdziału.

Pośród dwunastu pozostałych układów korzystnie wyróżniają się następujące:

Ld3rcr+ + i Ld3rcr- + dobrze pracują w zakresie małych częstotliwości (poniżej 1 kHz), przy zachowaniu dużej wartości dobroci (powyżej wartości 100).

Ldrc3r- + zdecydowanie najlepiej pracuje w zakresie częstotliwości dużych. Przy częstotliwości 6 MHz dobroć jeszcze wynosi 10. Przy dalszym wzroście częstotliwości dobroć gwałtownie maleje.

9.2.2. Zakres małych częstotliwości i dużych indukcyjności

Przyjmując założenie, że układy wytwarzające duże wartości indukcyjności nie będą znajdowały zastosowania przy dużych częstotliwościach, kosztowne wzmacniacze operacyjne HA1-2539-5 zastąpiono przez popularne TL081, a elementy RC zmieniono na duże pojemności i duże rezystancje. Korzystając z wzorów (9.1) i (9.2), przyjęto odpowiednie wartości elementów RC dla realizacji indukcyjności L w sześciu grupach od 10 H do 1 000 000 H. Indukcyjności podane w pierwszych kolumnach tych tabel wyrażają wartości wynikające z wzorów (9.1) i (9.2). Takie indukcyjności byłyby osiągalne przy użyciu idealnych kondensatorów i idealnych wzmacniaczy operacyjnych. Dane te są pokazane w poniższych tabelach 9.3 i 9.4. W drugiej ich kolumnie podano pojemności C_r , które z indukcyjnościami L z pierwszej kolumny tworzą obwody rezonansowe o częstotliwości 100 Hz.

Tab. 9.3. Wartości elementów RC dla łańcucha 3rcr

L [H]	C_r [nF], [pF]	$R1$ [kΩ]	$R2$ [kΩ]	$R3$ [kΩ]	$C2$ [nF]	$R5$ [kΩ]
10	253,3 nF	10	10	10	10	10
100	25,33 nF	10	0,1	10	10	10
1000	2,533 nF	20	0,8	20	10	20
10 000	253,3 pF	50	0,125	50	10	50
100 000	25,33 pF	100	0,1	100	10	100
1000 000	2,533 pF	100	0,1	100	100	100

Tab. 9.4. Wartości elementów RC dla łańcucha rc3r

L [H]	C_r [nF], [pF]	$R1$ [kΩ]	$C2$ [nF]	$R3$ [kΩ]	$R4$ [kΩ]	$R5$ [kΩ]
10	253,3 nF	10	10	10	10	10
100	25,33 nF	10	10	10	0,1	10
1000	2,533 nF	20	10	20	0,8	20
10 000	253,3 pF	50	10	50	0,125	50
100 000	25,33 pF	100	10	100	0,1	100
1000 000	2,533 pF	100	100	100	0,1	100

W powyższych zestawieniach podane są również wartości rezystancji $R2$ i $R4$, ponieważ w tym punkcie rozważań rezystancje te nie były przestrzajane w trakcie wykonywania symulacji, tak jak to miało miejsce w podrozdziale 9.2.1, przy badaniu analogów indukcyjności w zakresie dużych częstotliwości. W obecnym podejściu do zacisków $IO1$ i masy badanego analogu dołączona była pojemność rezonująca C_r . Wówczas w metodzie *AC Sweep* obserwuje się krzywą rezonansową o częstotliwości bliskiej (lecz nie zawsze równej) 100 Hz. Odchyłki tej częstotliwości od 100 Hz

są wynikiem wpływu nieidealnych właściwości użytych elementów, to znaczy kondensatorów i wzmacniaczy operacyjnych. Z symulacji *AC Sweep* pobierano aktualną dla danego analogu częstotliwość rezonansową i odpowiadające jej napięcie zmienne, oznaczane dalej jako U_{obw} . Z tych danych wyliczano wartość indukcyjności Leq i dobroci Qeq analogu. Do wyliczenia indukcyjności używano wzoru Thomsona, podstawiając do niego rzeczywistą częstotliwość rezonansową, odczytaną z symulacji i pojemność Cr , dołączoną do zacisków $IO1$ i masy. Dla danego zakresu indukcyjności pojemność ta jest podana w tabelach 9.3–9.6.

Tab. 9.5. Wyniki symulacji dla zakresów indukcyjności 10 H, 100 H i 1000 H

Symbol układu	Dla indukcyjności $L = 10\text{ H}$		Dla indukcyjności $L = 100\text{ H}$		Dla indukcyjności $L = 1000\text{ H}$	
	Indukcyjność $Leq\text{ [H]}$	Dobroć Qeq	Indukcyjność $Leq\text{ [H]}$	Dobroć Qeq	Indukcyjność $Leq\text{ [H]}$	Dobroć Qeq
La3rcr– +	wzbud. na 26 kHz		100,0	185,4	1001	147,6
Larc3r– +	wzbud. na 8,8 kHz		wzbud. na 5,6 kHz		wzbud. na 2,9 kHz	
Lb3rcr– –	9,984	183,9	99,06	132,0	1030,0	71,28
Lbrc3r– –	9,991	185,4	99,26	123,4	970,7	75,93
Lc3rcr+ +	10,010	199,9	99,95	196,0	999,2	170,60
Lcrc3r+ +	10,010	199,9	99,33	196,8	993,3	171,30
Ld3rcr– –	OA2–		OA2–		OA2–	
Ldrc3r– –	OA1– oraz OA2+		OA1– oraz OA2–		OA1– oraz OA2–	
Ld3rcr+ –	OA1+ oraz OA2–		wzbud. na 1 kHz		OA2–	
Ldrc3r+ –	OA1– oraz OA2+		OA1+ oraz OA2–		OA1+ oraz OA2–	
Ld3rcr– +	9,998	186,5	99,74	122,20	1002,0	74,69
Ldrc3r– +	10,000	174,5	99,48	89,85	978,4	49,03
Ld3rcr+ +	9,991	188,0	99,34	123,10	986,3	75,73
Ldrc3r+ +	10,000	202,6	100,00	194,10	–	–
Lf3rcr+ –	10,003	171,7	99,94	120,70	1001,0	70,32
Lfrc3r+ –	10,000	172,5	99,64	120,80	986,6	70,92
Błędy indukcyjności Leq	min. +1%		min. –0,05%		min. –2,9%	
	max. –1,6%		max. –0,94%		max. +3%	
Dane układu pomiarowego	$Rg = 100\text{ k}\Omega$, $Ug = 20\text{ mV}$, $Cr = 253,3\text{ nF}$		$Rg = 200\text{ k}\Omega$, $Ug = 20\text{ mV}$, $Cr = 25,3\text{ nF}$		$Rg = 500\text{ k}\Omega$, $Ug = 20\text{ mV}$, $Cr = 2,533\text{ nF}$	

Uwaga: symbol OA1– itp. oznacza, że na wyjściu pierwszego (lewego) wzmacniacza operacyjnego występuje ujemne napięcie nasycenia wzmacniacza, na przykład 9,77 V dla HA1-2539. Symbol OA1+ oznacza dodatnie napięcie nasycenia. Uwaga ta odnosi się także do tab. 9.6.

Do wyliczenia dobroci Qeq indukcyjności, realizowanej przez dany analog, używano wzoru (9.8), podstawiając w nim U_{obw} i częstotliwość rezonansową f , pobierane z symulacji w metodzie *AC Sweep*, oraz Ug , Rg i Cr podane w tabelach 9.5 i 9.6. Szczegóły wykonywania symulacji były w tym punkcie rozważań inne niż w podrozdziale 9.2.1. Przede wszystkim pojemność rezonansowa Cr nie była zmieniana w trakcie symulacji danego układu. Wartości tej pojemności, jak powiedziano wyżej, zostały

wyliczone z rezonansu z idealizowanymi indukcyjnościami L , wyliczonymi z wzorów (9.1) i (9.2) przy założeniu, że częstotliwość rezonansowa wynosi 100 Hz. Wpływ strat kondensatorów i nieidealnych parametrów wzmacniaczy operacyjnych jest na tyle mały, że częstotliwość rezonansowa odbiegała od wartości 100 Hz nie więcej niż o około 3 Hz. Ponieważ dokładność odczytu częstotliwości rezonansowej w metodzie *AC Sweep* jest wystarczająco duża, przyjęto prostszy sposób organizacji symulacji. Mianowicie dla danego analogu indukcyjności, po wstawieniu wartości elementów RC oraz R_g , U_g i C_r , w metodzie *AC Sweep* odczytywano napięcie na obwodzie U_{obw} i aktualną częstotliwość rezonansową. Dane te służyły do wyliczenia wypadkowej, symulowanej przez dany układ, indukcyjności Leq i dobroci Qeq . Zebrano je w tabelach 9.5 i 9.6. Z podanych tam wyników od razu można oszacować błąd w realizacji indukcyjności danego układu, notując różnicę między wartością Leq a okrągłą wartością L (10 H, 100 H, 1000 H itp.). Niezależnie od możliwości wykonania takich szacunków, u dołu tabel podano minimalne i maksymalne wartości odchyień indukcyjności od wartości idealnych, w sześciu grupach realizacyjnych. Podsumowanie parametrów układów w zakresie dużych indukcyjności zebrano w poniższych zestawieniach:

Tab. 9.6. Wyniki symulacji dla zakresów indukcyjności 10 kH, 100 kH i 1000 kH

Symbol układu	Dla indukcyjności $L = 10$ kH		Dla indukcyjności $L = 100$ kH		Dla indukcyjności $L = 1000$ kH	
	Indukcyjność Leq [kH]	Dobroć Qeq	Indukcyjność Leq [kH]	Dobroć Qeq	Indukcyjność Leq [kH]	Dobroć Qeq
La3rcr- +	10,03	102,9	OA2+		OA2+	
Larc3r- +	Na granicy wzbudzenia		Na granicy wzbudzenia		805,1	4,78
Lb3rcr- -	9,853	48,67	100,7	17,06	1126	3,979
Lbrc3r- -	9,853	48,87	94,23	18,78	1126	3,989
Lc3rcr+ +	9,853	112,5	100,7	39,66	1101	4,556
Lcrc3r+ +	10,075	111,6	103,0	39,04	1101	4,555
Ld3rcr- -	OA2-		OA2-		OA2-	
Ldrc3r- -	OA1- oraz OA2-		OA1- oraz OA2-		OA1- oraz OA2-	
Ld3rcr+ -	OA2-		OA2-		OA2-	
Ldrc3r+ -	OA1+ oraz OA2-		OA1+ oraz OA2-		OA1+ oraz OA2-	
Ld3rcr- +	9,853	48,53	100,7	18,32	1152	3,927
Ldrc3r- +	9,636	31,49	96,35	12,21	1101	3,583
Ld3rcr+ +	10,075	48,16	100,7	18,35	1177	3,892
Ldrc3r+ +	9,853	110,93	101,7	39,37	1152	4,481
Lf3rcr+ -	9,925	40,82	103,0	13,28	1316	1,994
Lfrc3r+ -	9,853	41,03	98,53	13,56	1316	1,995
Błędy indukcyjności Leq	min. +0,75%		min. +3%		min. +10%	
	max. -3,6%		max. -5,8%		max. +31%	
Dane układu pomiarowego	$R_g = 5$ M Ω , $U_g = 20$ mV, $C_r = 253,3$ pF		$R_g = 50$ M Ω , $U_g = 20$ mV, $C_r = 25,33$ pF		$R_g = 500$ M Ω , $U_g = 20$ mV, $C_r = 2,533$ pF	

Z szesnastu układów analogów indukcyjności, badanych w tym rozdziale, wyselekcjonowano dziewięć pracujących stabilnie, w pełnym zakresie symulowanych indukcyjności, to znaczy od 10 H do 1 000 000 H. Układy te są pokazane w tabelach 9.5 i 9.6. Siedem układów, które odpadły w konkurencji z pozostawionymi w powyższych zestawieniach, nie pracuje zadowalająco w różnych obszarach symulowanych indukcyjności. W skrócie można to przedstawić następująco:

- La3rcr- + wzbudza się na częstotliwości 26 kHz w przedziale indukcyjności 10 H; wzmacniacz OA2 (na schemacie elektronicznym analogu U2) nasycy się w przedziale indukcyjności 100 kH i 1000 kH.

- Larc3r- + wzbudza się na częstotliwościach od 3 kHz do 9 kHz w przedziale indukcyjności 10 H do 100 kH.

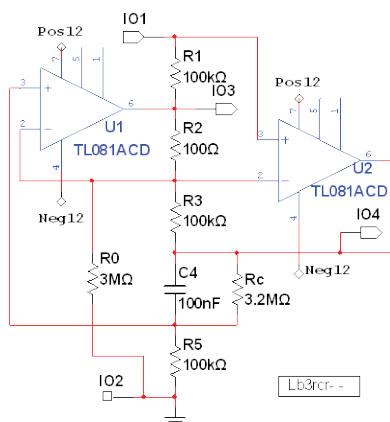
- Ld3rcr- -, Ldrc3r- -, Ld3rcr+ -, Ldrc3r+ -: jeden, drugi lub obydwa wzmacniacze operacyjne nasycają się w całym zakresie badań symulacyjnych.

- Ldrc3r+ + to układ o dużej dobroci, w którym następuje nagły, niewyjaśniony skok symulowanej indukcyjności w dół, w okolicy 1000 H.

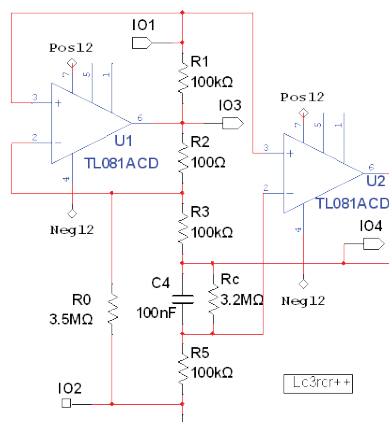
W przedostatnich wierszach tabel 9.5 i 9.6 podano najmniejsze i największe błędy symulacji indukcyjności, obliczone jako różnice $Leq-L$. Wartości tych błędów zwiększają się wraz z realizacją coraz większych indukcyjności od ok. $\pm 1\%$ dla indukcyjności 10 H do ok. $+30\%$ dla indukcyjności 1 000 000 H.

W tabelach 9.5 i 9.6 obok kolumn zawierających symulowane indukcyjności Leq podane są ich dobroci. Dla kolumny odpowiadającej indukcyjności L równej 10 H wartości dobroci są duże z punktu widzenia praktycznych zastosowań, ponieważ dochodzą do 200. Jednakże dla większych wartości indukcyjności, ich dobroci systematycznie maleją, osiągając w kolumnie dla 1 000 000 H zaledwie wartości mniejsze od 5. Istnieje więc potrzeba wykorzystania koncepcji Wangenheima [28] lub Senaniego [29] do zwiększenia dobroci indukcyjności o wartościach większych niż na przykład 10 000 H. Pomimo że układy zebrane w tych tabelach dają realizacje o różnych wartościach dobroci, to najważniejsze znaczenie w rozwiązaniu problemu zwiększenia dobroci indukcyjności ma podział obwodów na dwie grupy wynikające z uporządkowania elementów RC, czyli grupa 3rcr i grupa rc3r.

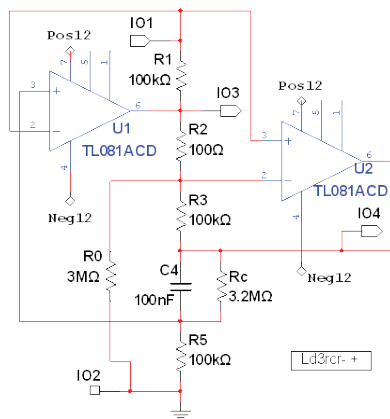
Wśród dziewięciu układów zestawionych w tab. 9.5 i tab. 9.6 jako dobre analogi dla zakresu dużych indukcyjności, występuje pięć układów o strukturze 3rcr i cztery o strukturze rc3r. W podrozdziale 5.2 wykazano, że układy o strukturze rc3r nie nadają się do zastosowania koncepcji Wangenheima [28] lub Senaniego [29]. Z tabel 6.1 i 6.2 wynika, że



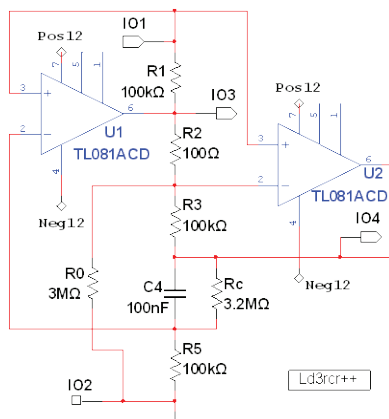
Indukcyjność $Leq = 1\,126\,000\text{ H}$;
dobroć Q wzrosła z 3,979 do 33
po dołączeniu $Ro = 3\text{ M}\Omega$.



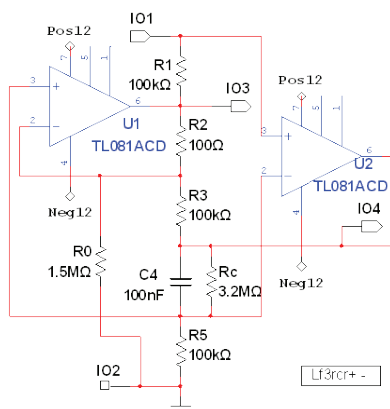
Indukcyjność $Leq = 1\,101\,000\text{ H}$;
dobroć Q wzrosła z 4,556 do 31,4
po dołączeniu $Ro = 3,5\text{ M}\Omega$.



Indukcyjność $Leq = 1\,152\,000\text{ H}$;
dobroć Q wzrosła z 3,927 do 31,5
po dołączeniu $Ro = 3\text{ M}\Omega$.



Indukcyjność $Leq = 1\,177\,000\text{ H}$;
dobroć Q wzrosła z 3,892 do 31,8
po dołączeniu $Ro = 3\text{ M}\Omega$.



Indukcyjność $Leq = 1\,316\,000\text{ H}$;
dobroć Q wzrosła z 1,994 do 45,2
po dołączeniu $Ro = 1,5\text{ M}\Omega$.

Rys. 9.5. Pięć wybranych analogów dla realizacji bardzo dużych indukcyjności

dodanie (zgodnie z powyższymi koncepcjami) odpowiedniego rezystora do układów o strukturze rc3r wytwarza dodatkową ujemną indukcyjność, która obniża wartość indukcyjności symulowanej Leq , a pożądane byłoby — dla zwiększenia dobroci — wytwarzanie ujemnej rezystancji. Z powyższego powodu cztery układy o strukturze rc3r tracą wysoką ocenę w aspekcie realizacji indukcyjności o wartościach większych niż ok. 10 kH i dalej nie będą brane pod uwagę przy ostatecznej ocenie przydatności układów elektronicznych do realizacji indukcyjności.

Na rys. 9.5 pokazano schematy pięciu układów o strukturze 3rcr, o budowie odpowiadającej grupie dla L równej 1000 kH, z dołączonym dodatkowym rezystorem R_0 , według koncepcji Senaniego. Przy każdym schemacie, w podpisie pod rysunkiem, podano dwie wartości dobroci. Mniejsza z nich została przepisana z tab. 9.6 dla odpowiedniego układu i odpowiada sytuacji bez dodatkowego rezystora R_0 , a większa pokazuje zwiększoną dobroć, spowodowaną wpływem tego rezystora.

We wszystkich schematach z rys. 9.5 R_0 oznacza rezystor zgodny z koncepcją Senaniego [29]. Straty kondensatora 100 nF były uwzględnione przez dołączenie równolegle rezystora 3,2 M Ω , co jest równoznaczne z przyjęciem wartości $\tan \delta = 0,005$ dla częstotliwości 100 Hz.

9.3. Układy niezakwalifikowane jako wybrane analogi indukcyjności

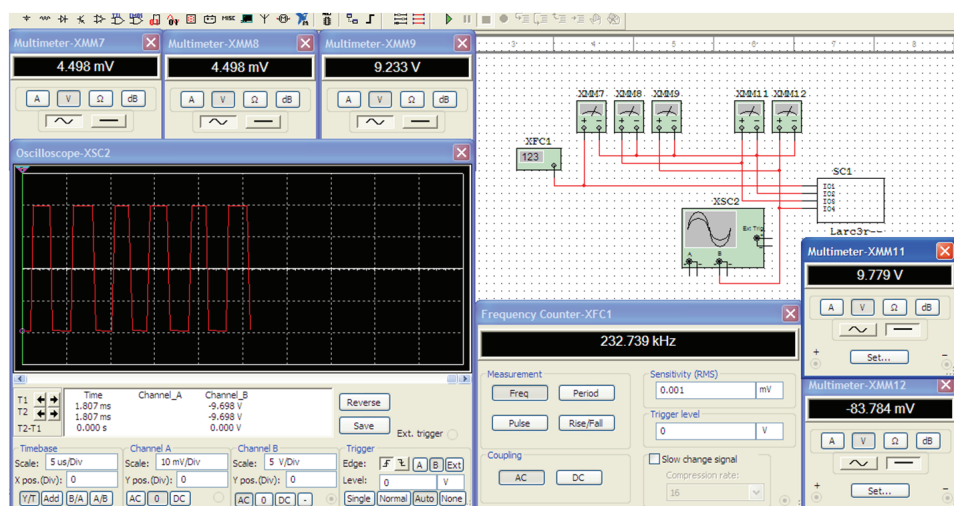
9.3.1. Układy oscylacyjne

Dwa układy o oznaczeniach Lerc3r– – i Le3rcr– – wzbudzają się do drgań sinusoidalnych o dużej zawartości oscylacji harmonicznych na częstotliwościach odpowiednio 160 MHz i 200 MHz. Napięcia stałe na wyjściach WO są niewielkie, rzędu kilkudziesięciu mV.

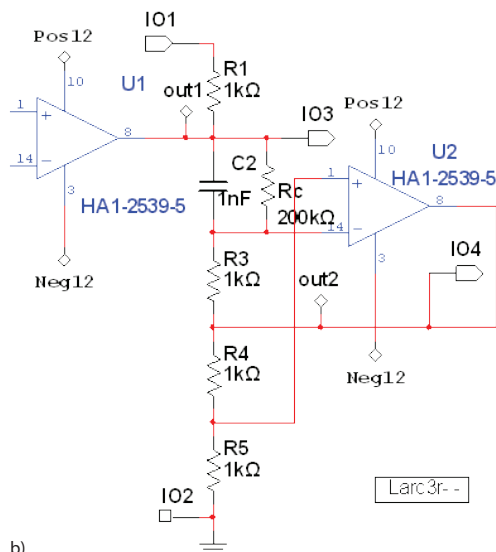
9.3.2. Układy, w których wzmacniacze operacyjne wchodzi w stan nasycenia

W stan nasycenia wchodzi obydwa WO lub tylko jeden (lewy lub prawy). W 19 układach stwierdzono stany nasycenia obydwu WO. Układy te są zebrane w tab. 9.1 pod oznaczeniem $\square 1$ i 2. Napięcia na wyjściach WO w niektórych układach są dodatnie, w innych ujemne i osiągają wartości około 9,77 V dla wzmacniaczy HA1-2539. Układy te są samowzbudne, poza jednym o oznaczeniu Lerc3r+ –, w którym proces wzrostu amplitudy drgań trzeba zainicjować, podając do zacisku IO1 (przez rezystor

50 k Ω) sygnał zmienny o częstotliwości rezonansowej i niewielkiej amplitudzie. Po zainicjowaniu tego procesu sygnał zmienny można wyłączyć, a rozpoczęty proces przejściowy doprowadzi do stanu nasycenia obydwu WO. W czasie rozwijania się procesu przejściowego wzbudzają się przebiegi zmiennoprądowe o częstotliwości ok. 50 kHz, zanim wyjścia WO osiągną wartości napięć nasycenia. Po ich osiągnięciu przebiegi zmiennoprądowe zanikają.



a)



b)

Rys. 9.6. Rozkład napięć i przebiegi generowane w układzie Larc3r – a), schemat podukładu SC1 – b)

W czterech układach jeden WO pracuje w aktywnym obszarze charakterystyk, natomiast napięcie nasycenia ustala się na wyjściu pozostałego WO. W dwóch następujących układach $Larc3r- - i Lerc3r+$, napięcie nasycenia występuje na lewym WO (OA1), a w części układu skojarzonej z prawym WO (OA2) wzbudzają się drgania prostokątne o częstotliwości 220 kHz–240 kHz. Odłączenie wejść nasyconego WO (OA1) od reszty układu nie wykazuje wpływu na obserwowane przebiegi i rozkład napięć. Na poniższym rysunku pokazane są przebiegi prostokątne o częstotliwości 232,739 kHz, powstające na wyjściu WO, który nie wchodzi w stan nasycenia (wzmacniacz U2, zacisk IO4). Wejścia wzmacniacza nasyconego są odłączone, co pokazano na rys. 9.6a. Napięcie stałe na wyjściu wzmacniacza U1, równe 9,779 V pokazuje multimetr XMM11.

W pozostałych dwóch układach $Le3rcr+ - i Lerc3r+$ – stan nasycenia występuje na wyjściu prawego WO (OA2). W układzie $Lerc3r+$ –, na części układu skojarzonej z lewym WO, wzbudzają się drgania sinusoidalne o częstotliwości 4,8 MHz, natomiast układ $Le3rcr+ -$ zachowuje się stabilnie, ale nie reaguje na sygnał podawany do wejścia z generatora. Nie istnieje obawa o pomyłkowe zakwalifikowanie tych układów do dobrych analogów indukcyjności, o ile odłączenie podukładu z jednym WO w stanie nasycenia nie wpływa na pracę pozostałej części układu.

9.3.3. Układy generujące drgania odkształcone

W siedmiu układach (oznaczonych w tab. 9.1 znakiem $\diamond$) wzbudzają się drgania odkształcone, zbliżone do przebiegów prostokątnych. Cechą charakterystyczną tej grupy układów jest praca obydwu WO w stanie aktywnym. Napięcia stałe na wyjściach WO ustalają się w granicach dziesiątków lub setek mV. Częstotliwości drgań zawierają się w granicach od 70 kHz do 2 MHz. Wzbudzenie drgań zachodzi po podaniu dowolnego niewielkiego sygnału do zacisku IO1. W układach $La3rcr+ - i Lerc3r+$ + proces wzbudzania się drgań trwa znacznie dłużej niż w pozostałych układach.

9.4. Podsumowanie analogów indukcyjności

Wstępne rozpoznanie 48 układów, których impedancja między zaciskiem wejściowym i masą wykazuje charakter indukcyjny, pozwoliło wybrać 16 układów zakwalifikowanych do grupy dobrych analogów indukcyjności. Schematy tych układów i wykresy uzyskiwanych w symulacjach indukcyjności i dobroci, przedstawione na rys. 9.4 w podrozdziale 9.2.1,

stanowią między innymi dowód poprawności dokonanego wyboru, ponieważ wszystkie wybrane zestawy mają jakiś przedział stabilnej pracy. Jednak między przebadanymi układami występują różnice, które są powodem do rezygnacji z czterech poniższych:

$Ld3rcr- -$, $Ld3rcr+ -$, $Ldrc3r- -$ i $Ld3rcr+ +$, ze względu na ich przypadkowe skoki do stanów nasycenia WO, co skutkuje utratą reakcji na sygnał wejściowy. Szczegóły tych niedogodności są opisane w podrozdziale 9.2.1.

Badania były prowadzone według koncepcji utrzymania stałej wartości dobroci przez jednoczesne przestrajanie rezystora $R2$ lub $R4$ układu i pojemności Cr , dostrojonej do rezonansu z indukcyjnością analogu. Związek między przestrajanymi elementami ustalono jako $Cr \times R2 = 10^{-6}$ s lub $Cr \times R4 = 10^{-6}$ s. W pomiarach były uwzględniane straty kondensatora użytego w danym analogu. Z powyższych badań wynika, że dla częstotliwości od kilkuset Hz do kilku MHz, indukcyjności od kilkudziesięciu μH do 1 H i dobroci od kilkudziesięciu do około 200, odpowiednie są następujące układy analogów:

$La3rcr- +$, $Larc3r- +$, $Lb3rcr- -$, $Lbrc3r- -$, $Lc3rcr+ +$, $Lcrc3r+ +$,

$Ld3rcr- +$, $Ldrc3r- +$, $Ld3rcr+ +$, $Ldrc3r+ -$, $Lf3rcr+ -$, $Lfrc3r+ -$.

Dokładność określenia symulowanej indukcyjności jest duża. Błąd nie przekracza 1% i dlatego na etapie projektu można oszacować pożądaną indukcyjność wprost z wzorów (9.1) lub (9.2). W przypadku gdyby dobroć uzyskiwana przez wyżej wymienione układy okazała się zbyt mała, do sześciu układów o strukturze $3rcr$ można dołączyć rezystor według koncepcji Wangenheima [28] lub Senaniego [29].

W podrozdziale 9.2.2 16 opisanych wyżej układów (zakwalifikowanych do grupy dobrych analogów indukcyjności) przebadano symulacyjnie, aby sprawdzić możliwości uzyskania bardzo dużych indukcyjności. W tym celu zmieniono wartości elementów RC, rodzaj wzmacniaczy operacyjnych i sposób wykonania symulacji. Do zacisków $IO1$ i masy badanego układu dołączano pojemność Cr wyliczoną z warunku rezonansu (wzoru Thomsona) i idealnej indukcyjności L , która nie uwzględniała wpływu strat kondensatora i nieidealnych parametrów wzmacniaczy operacyjnych. Pojemność Cr wyliczano dla częstotliwości 100 Hz, jednak w procesie symulacji metodą *AC Sweep* występowały zarówno straty kondensatora, jak i rzeczywiste parametry wzmacniaczy operacyjnych i dlatego częstotliwość rezonansu odczytywana w tej metodzie odbiegała od wartości 100 Hz, pozwalając na wyliczenie rzeczywistej symulowanej indukcyjności Leq .

Badania symulacyjne były prowadzone w sześciu grupach wynikających z przyjęcia różnych wartości elementów RC, co wiązało się z różnymi zakresami realizowanych indukcyjności od 10 H do 1 000 000 H. W tym podejściu siedem układów z grupy 16 potencjalnie dobrych analogów indukcyjności zostało wyeliminowanych z kilku różnych powodów wyjaśnionych w podrozdziale 9.2.2. Pozostałe dziewięć układów pracuje w sposób przewidywalny i stabilny. Są to następujące układy:

$$\text{Lb3rcr- -}, \text{Lbrc3r- -}, \text{Lc3rcr+ +}, \text{Lcrc3r+ +}, \text{Ld3rcr- +}, \text{Ldrc3r- +}, \\ \text{Ld3rcr+ +}, \text{Lf3rcr+ -}, \text{Lfrc3r+ -}.$$

Parametry uzyskane w symulacjach dla tych układów zebrane są w tabelach 9.5 i 9.6. Wynika z nich, że błędy uzyskania żądanej wartości indukcyjności Leq są znacznie większe niż dla zakresu małych indukcyjności i dużych częstotliwości, gdzie błędy te nie przekraczały 1%. W aktualnie analizowanym zakresie dużych indukcyjności błędy wzrastają od wartości ok. $\pm 1\%$ dla indukcyjności 10 H do ok. $+30\%$ dla indukcyjności rzędu 1 000 000 H. Dobroci symulowanych indukcyjności również pozostają silnie zależne od wartości realizowanej indukcyjności. Wraz ze zwiększaniem indukcyjności zmniejszają się ich dobroci od prawie 200 przy indukcyjności 10 H do mniej niż 5 przy 1 000 000 H. Można przyjąć, że poczynając od indukcyjności 10 000 H, gdzie dobroć osiąga wartości od 30 do 110 (dla różnych układów), w kierunku większych indukcyjności, pojawia się potrzeba zwiększenia dobroci. Jest to możliwe w układach o strukturze usytuowania elementów 3rcr dzięki propozycjom Wangenheima [28] lub Senaniego [29]. Jest pięć takich układów wśród dziewięciu ostatnio wymienionych. Zatem te pięć układów stanowi najatrakcyjniejszą grupę analogów bardzo dużych indukcyjności. Są to układy:

$$\text{Lb3rcr- -}, \text{Lc3rcr+ +}, \text{Ld3rcr- +}, \text{Ld3rcr+ +}, \text{Lf3rcr+ -}.$$

Na rys. 9.5 pokazano przykłady zastosowania w tych układach koncepcji Senaniego, co pozwoliło na zwiększenie dobroci symulowanych indukcyjności o rząd, uzyskując wartości od 30 do 50 dla indukcyjności 1 000 000 H.

Po odliczeniu 16 układów, które zakwalifikowano jako dobre analogi indukcyjności, pozostają 32 układy które generują różne drgania, samowzbudne lub obcowzbudne, albo wzmacniacze operacyjne w nich pracujące ulegają nasyceniu. Posegregowano i krótko przebadano grupy tych układów, aby uzyskać pewność, że wszystkie dobre analogi indukcyjności zostały wyselekcjonowane. Poznanie działania 32 układów odrzuconych z głównego zbioru analogów indukcyjności poszerza wiedzę o różnych interesujących zjawiskach zachodzących w tych schematach.

Z trzech podstawowych elementów układów elektronicznych, to znaczy spośród rezystancji, pojemności i indukcyjności, właśnie indukcyjności najbardziej odbiegają od elementów idealnych. Dobroci cewek indukcyjnych są mniejsze niż elektronicznych analogów. Również przedział dużych wartości dobroci w funkcji częstotliwości jest węższy w cewkach indukcyjnych niż w elektronicznych analogach. Wiadomo też, że miniaturyzacja cewek fizycznych jest związana z poważną wadą, ponieważ ich dobroć maleje z kwadratem współczynnika redukcji wymiarów. Stąd elektroniczne analogi indukcyjności znajdują szerokie zastosowania praktyczne, wypierając cewki. Przy wyborze odpowiedniego typu analogu należy brać pod uwagę wrażliwość realizowanej indukcyjności na zmiany parametrów i zależność od częstotliwości rezystancji/konduktancji jako głównego parametru pasożytniczego. Współczynnik wrażliwości analogów wywodzących się z uogólnionych konwerterów impedancji jest na poziomie jedności, a elementy pasożytnicze w ogóle nie występują, o ile przyjmie się, że kondensatory są bezstratne, a wzmacniacze operacyjne idealne. Podobne zalety wykazuje analog uznawany za wartościowy, lecz nienależący do grupy układów omawianych w pracy [39]. W artykule [40] podano symulacje analogu Lb3rcr – w programie PSPICE.

10. Superpojemności — *Frequency Dependent Negative Conductances*

10.1. Podział analogów FDNC na grupy

Jak powiedziano w rozdziale 5.2, łączna liczba układów FDNC wywodzących się z uogólnionych konwerterów impedancji GIC wynosi 72 sztuki. Dzielią się one na sześć podgrup oznaczonych w niniejszej pracy od *a* do *f*, związanych z sześcioma strukturami GIC, pokazanymi na rys. 5.3. Każda z tych struktur generuje dwanaście układów podzielonych na trzy podgrupy po cztery sztuki, wynikające z trzech następujących możliwości ustawienia kolejności rezystorów i kondensatorów (licząc od zacisku wejściowego do masy): 2rcrc, c3rc, crc2r. Dwa wzmacniacze operacyjne stwarzają dodatkowe cztery możliwości dołączenia wejść wzmacniaczy do pozostałych elementów układu. Stąd liczba wszystkich układów może być wyliczona jako: $6 \times 3 \times 4 = 72$.

Pozostając w zgodzie z założeniem przyjętym w niniejszej pracy, przebadano symulacyjnie wszystkie 72 układy, nie pomijając żadnego z nich na podstawie przewidywań teoretycznych, ponieważ cechą tej publikacji mają być dokładne badania symulacyjne. Opracowania teoretyczne układów FDNC (i innych) z użyciem wzmacniaczy operacyjnych są zawarte w [41–43].

W projekcie nie omówiono dużej grupy układów FDNC bazującej na konwejerach prądowych. Prosty wariant budowy układu FDNC z konwejerami CCII wykonanymi na wzmacniaczach operacyjnych według koncepcji Huertasa [44], wraz z podstawowymi charakterystykami, podano w [45]. Konwejer prądowy CCII można realizować także z użyciem wzmacniaczy transkonduktancyjnych [46].

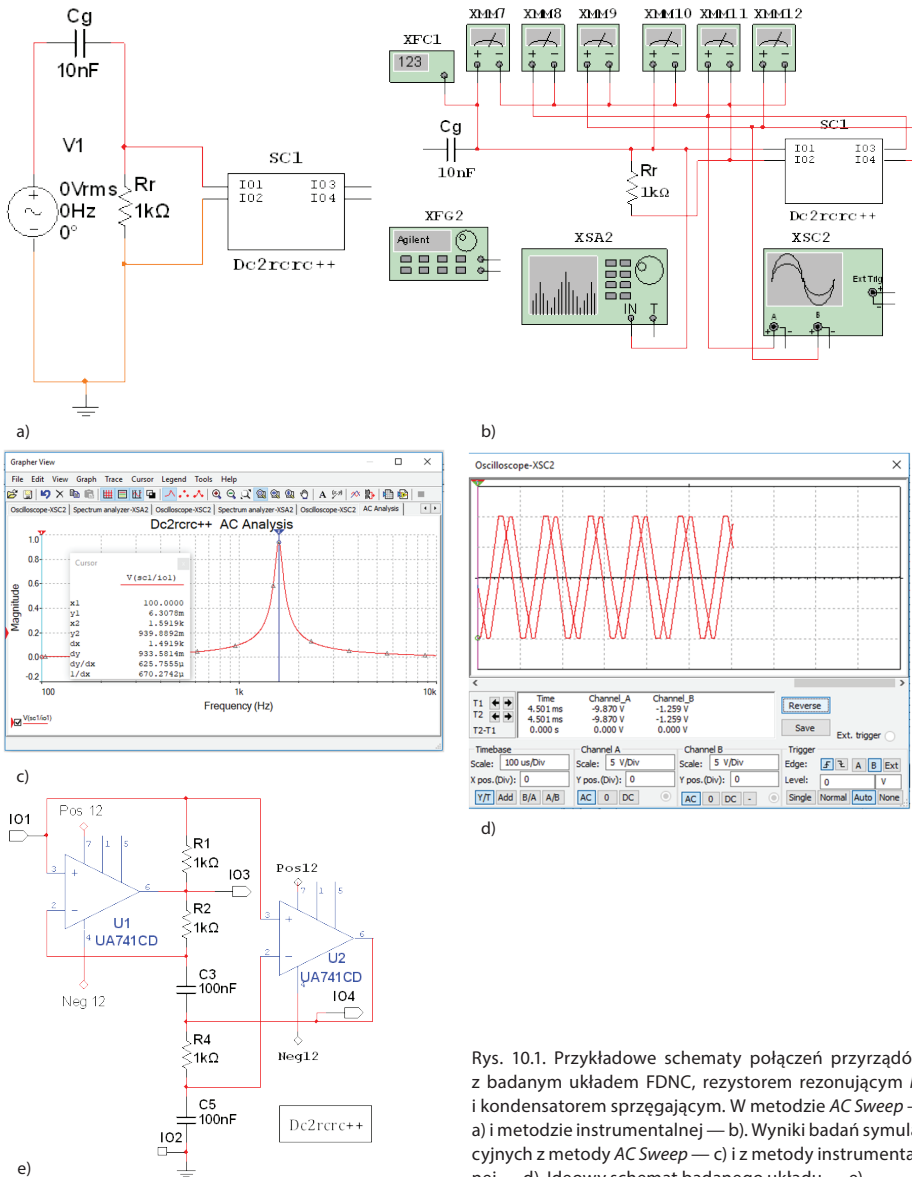
W pierwszym podejściu do badania układów FDNC wykonano analizy *AC Sweep*, *Transient* i *DC Operating Point*. Analiza *AC Sweep* wykonana na niewymagających WO typu $\mu A741$ potwierdziła występowanie zjawiska rezonansu na częstotliwości pomiarowej około 1,6 kHz dla każdego z 72 układów. Ta symulacja stanowiła potwierdzenie poprawności połączeń układu. Następne symulacje, przeprowadzone również na WO $\mu A741$ i bez zmian w budowie układów pozwoliły wyodrębnić grupę piętnastu analogów, dla których przebiegi odczytane z analizy *Transient* pozostawały niezmiennie w czasie i identyczne z wynikami dla *DC Operating Point*. Ta grupa schematów stanowiła bazę do ustalenia zbioru dobrze pracujących układów FDNC, które zostały dalej szeroko przebadane, różnymi metodami, na szybkich wzmacniaczach operacyjnych HA1-2539. Wyniki tych symulacji są omówione w podrozdziale 10.2.2.

Pozostałe 57 układów, niezakwalifikowanych do dobrych analogów FDNC, badano dalej metodą instrumentalną, używając różnych zestawów przyrządów pomiarowych, rezydujących w programie Multisim pod hasłem *Instruments*. Ocena tych badań pozwoliła podzielić wyżej wymienione układy na grupy zebrane w tab. 10.1. Metoda *AC Sweep* nie daje informacji wystarczających do dokonania podziału nieznannej grupy układów ze względu na ich szczególne właściwości. Niezbędnym wsparciem w tym działaniu jest użycie metody instrumentalnej, w jej różnych możliwych wariantach. W podstawowej opcji metody instrumentalnej badany układ był połączony z wieloma przyrządami, co pokazano dla przykładu na rys. 10.1b. Zestaw tych przyrządów ulegał zmianie w zależności od cech, jakie ujawniły się w badanym układzie, na przykład gdy układ był samowzbudny i generował drgania odkształcone, zamiast generatora użyty był analizator widma itp. Najczęściej były potrzebne trzy multimetry mierzące napięcie zmienne i trzy kolejne mierzące napięcia stałe na obwodzie rezonansowym i na obydwu wyjściach WO.

Każdy z badanych układów tworzył równoległy obwód rezonansowy z rezystorem R_r . Ujemna rezystancja $\frac{-1}{\omega^2 D}$ analizowanego układu FDNC realizowała częstotliwość rezonansową z rezystorem R_r . Współczynnik D o wymiarze $A s^2/V$, stanowi liczbową miarę FDNC, podobnie jak współczynnik C odzwierciedla wartość pojemności kondensatora. Konektor $IO1$ stanowił „gorący zacisk” obwodu rezonansowego, $IO2$ masę, a $IO3$ i $IO4$ wyjścia WO. Oznaczenia te można prześledzić na rys. 10.1.

Ilustracje 10.1a i 10.1b przedstawiają schematy połączeń kolejno dla metody *AC Sweep* i metody instrumentalnej. Wyniki symulacji wykonanych dla tego samego analogu Dc2rcrc+ + pokazano na rysunkach 10.1c i 10.1d. Na wykresie z metody *AC Sweep* widać typową krzywą rezonan-

sową o częstotliwości środkowej 1,5919 kHz, co mogłoby sugerować, że badany analog jest dobrym analogiem superpojemności. Niestety, metoda instrumentalna pokazuje, że na wyjściach wzmacniaczy układu Dc2rsrc++ pojawiają się sygnały niesinusoidalne, pomimo że generator XFG2 jest odłączony od kondensatora sprzęgającego C_g . Przykład ten pokazuje, iż metoda *AC Sweep* może prowadzić do błędnej oceny stabilności badanego układu. Należy zakwalifikować układ Dc2rsrc++ do grupy wytwarzającej drgania odkształcone i taka kwalifikacja została przyjęta w tab. 10.1.



Rys. 10.1. Przykładowe schematy połączeń przyrządów z badanym układem FDNC, rezystorem rezonującym R_r i kondensatorem sprzęgającym. W metodzie *AC Sweep* — a) i metodzie instrumentalnej — b). Wyniki badań symulacyjnych z metody *AC Sweep* — c) i z metody instrumentalnej — d). Ideowy schemat badanego układu — e)

Tab. 10.1. Podział 72 potencjalnych układów FDNC na grupy: ● — wybrane układy FDNC, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — pierwszy WO nasycony, □2 — drugi WO nasycony, □1 i 2 — obydwa WO nasycone), ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone, × — układy o pewnych cechach chaotycznych.

	Da			Db			Dc		
	crc2r	c3rc	2rcrc	crc2r	c3rc	2rcrc	crc2r	c3rc	2rcrc
--	◇	□2	×	●	●	●	□1 i 2	×	●
-+	◇	◇	×	□1 i 2	□1 i 2	◇	□1	◇	×
+-	●	×	●	□1 i 2	□1	□1 i 2	□2	□1 i 2	□2
++	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	×	◇	◇

	Dd			De			Df		
	crc2r	c3rc	2rcrc	crc2r	c3rc	2rcrc	crc2r	c3rc	2rcrc
--	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	◇	◇	◇	□1	◇	◇
-+	●	●	●	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	◇	□1 i 2	◇
+-	◇	□1 i 2	◇	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	● ◇	● ×	● ? ◇
++	□1 i 2	□1 i 2	□1 i 2	●	●	●	×	□1 i 2	□1 i 2

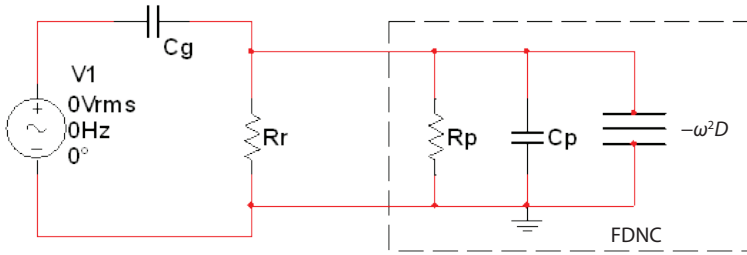
Podsumowanie wszystkich piktogramów z tab. 10.1 daje wynik 75, ponieważ trzy układy z grupy Df...+ — można zaliczyć do 2 różnych kategorii.

10.2. Wybrane analogi FDNC

W symulacjach analogów pojemności i indukcyjności dobrze sprawdziło się przyjęte założenie badania wyżej wymienionych układów według koncepcji przestrajania jednocześnie obydwu rezonujących dwójników, to znaczy rezystora R_r i układu realizującego FDNC. Koncepcja ta umożliwia poznanie technicznych parametrów badanych układów FDNC w szerokim przedziale częstotliwości. Gdyby istniał układ FDNC o niezmiennych parametrach pasożytniczych w funkcji częstotliwości, jego charakterystyka dobroci byłaby linią prostą poziomą. W badaniach symulacyjnych rzeczywistych analogów FDNC, jedynie środkowy przedział charakterystyki wykazuje wartość dobroci niezależną od częstotliwości.

10.2.1. Zachowanie stałej wartości dobroci obwodu rezonansowego z układem FDNC

Schemat zastępczy rzeczywistego układu FDNC jest równoległym połączeniem idealnej ujemnej konduktancji $-\omega^2 D$, oraz dwóch elementów pasożytniczych, to jest pojemności C_p i konduktancji $G_p = 1/R_p$. Pokazano to na rys. 10.2.



Rys. 10.2. Schemat zastępczy układu FDNC wraz z dołączoną konduktancją rezonującą $1/R_r$, pojemnością sprzęgającą C_g i generatorem pomiarowym

Parametry pasywnicze układu FDNC powstają z powodu użycia w układzie nieidealnych wzmacniaczy operacyjnych i kondensatorów ze stratami. Konduktancja $1/R_p$ ma w praktyce niewielką wartość i może być pominięta, tym bardziej że w obwodzie rezonansowym jest połączona równolegle ze znacznie większą konduktancją rezonansową $1/R_r$. Wpływ $1/R_p$ objawia się minimalną zmianą częstotliwości rezonansowej obwodu. Natomiast pojemność pasywnicza C_p ma bardzo istotny wpływ na pracę obwodu rezonansowego, ponieważ decyduje o stabilności obwodu. Pojemność ta w przedziale częstotliwości małych i średnich ma niewielką wartość dodatnią i wówczas obwód jest stabilny, jednak dla odpowiednio dużych częstotliwości szybko maleje, zmieniając znak na ujemny, co powoduje nagły wzrost amplitudy i utratę stabilności. Dobroć obwodu staje się wówczas ujemna, co można w większości przypadków zauważyć w metodzie *AC Sweep*, ale moment wzbudzenia drgań w obwodzie najłatwiej jest kontrolować na oscyloskopie w metodzie instrumentalnej.

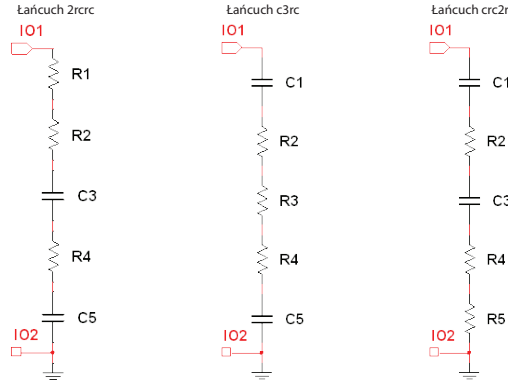
Wzór na częstotliwość rezonansową obwodu można wyprowadzić z warunku rezonansu:

$$Rr - \frac{1}{\omega^2 D} = 0 \quad (10.1)$$

jako:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{RrD}} \quad (10.2)$$

Współczynnik D ma różne wartości związane z kolejnością rezystorów i kondensatorów w łańcuchu RC. Numerację rezystorów i kondensatorów w trzech możliwych łańcuchach RC i wzory dla współczynników D podano na rys. 10.3.



$$D = \frac{C3C5R2R4}{R1} \quad (10.3) \quad D = \frac{C1C5R2R4}{R3} \quad (10.4) \quad D = \frac{C1C3R2R4}{R5} \quad (10.5)$$

Rys. 10.3. Warianty numeracji rezystorów i kondensatorów oraz odpowiadające im współczynniki D

Podane wyżej wzory dla współczynników D można łatwo wyprowadzić, obliczając (metodą napięć węzłowych) na przykład admitancję wejściową odpowiedniego układu dla idealnych wzmacniaczy operacyjnych i dzieląc ją przez ω^2 . Dobroć układu FDNC można zapisać jako stosunek konduktancji $\omega^2 D$ lub $1/Rr$ do ωC_p :

$$Q = \frac{\omega^2 D}{\omega C_p} = \frac{\omega D}{C_p} \quad (10.6)$$

Ponieważ z warunku rezonansu (10.1) wynika, że $\omega^2 D = \frac{1}{Rr}$ wzór (10.6) można wyrazić jako:

$$Q = \frac{1}{\omega C_p Rr} \quad (10.7)$$

Ponieważ współczynniki D są różne, w zależności od uszeregowania elementów RC , podstawienie wyrażeń (10.3–10.5) do (10.2) i (10.6) pozwala napisać odpowiednie szczegółowe wzory na pulsację i dobroć — zebrane w tab. 10.2.

Tab. 10.2. Szczegółowe wzory na pulsację i dobroć układów FDNC w zależności od usytuowania elementów RC w łańcuchach, licząc w kolejności od zacisku wejściowego IO1 do masy

Łańcuch 2rcrc	Łańcuch c3rc	Łańcuch crc2r
$\omega = \frac{1}{\sqrt{Rr \frac{C3C5R2R4}{R1}}}$	$\omega = \frac{1}{\sqrt{Rr \frac{C1C5R2R4}{R3}}}$	$\omega = \frac{1}{\sqrt{Rr \frac{C1C3R2R4}{R5}}}$
$Q = \frac{1}{C_p} \sqrt{\frac{C3C5R2R4}{RrR1}}$	$Q = \frac{1}{C_p} \sqrt{\frac{C1C5R2R4}{RrR3}}$	$Q = \frac{1}{C_p} \sqrt{\frac{C1C3R2R4}{RrR5}}$

W powyższych wzorach zawarta jest koncepcja przestrajania częstotliwości obwodu rezonansowego z FDNC przy zachowaniu jego stałej

dobroci. Przyjmując, że do przestrajania będą używane dwa rezystory jednocześnie, na przykład R_r i R_4 , których iloraz będzie niezmienny, a iloczyn będzie się zmieniał, uzyska się stałą wartość dobroci Q przy zmianie częstotliwości. Jeżeli rezystory R_4 i R_r będą sobie równe, przestrajanie częstotliwości zostanie uwolnione od pierwiastkowej zależności. Podobne rozumowanie może dotyczyć również rezystora R_2 , lecz w niniejszej pracy zdecydowano się na przestrajanie rezystora R_4 . Zatem w kolejnym podrozdziale (10.2.2) będą podane wyniki symulacyjnych badań dobrych analogów FDNC przy spełnieniu warunku:

$$R_r = R_4 \quad (10.8)$$

10.2.2. Wyniki symulacji dobrze pracujących układów FDNC

Piętnaście stabilnie pracujących układów FDNC, zaznaczonych w tab. 10.1 jako ☺, badano, bazując na metodzie *AC Sweep* (metoda AC ze starszych wersji Multisima, w wersji 14 jest nazywana *AC Sweep*). Niestety, jak już niejednokrotnie wspomniano, metoda *AC Sweep* nie umożliwia łatwej oceny granic stabilnej pracy danego układu. Dla przykładu można podać, że metoda *AC Sweep* pokaże „krzywą rezonansową” zarówno dla stabilnego układu pobudzanego z generatora sinusoidalnego, jak i dla układu wzbudzonego na przykład do drgań prostokątnych. Dlatego krańce stabilnego przedziału uzyskanego z metody *AC Sweep* sprawdzano na oscyloskopie w metodzie instrumentalnej.

Z założenia przyjęto, że rezystory R_r i R_4 będą miały te same wartości (wzór (10.8)) i będą jednocześnie zmieniane, aby przestajać częstotliwość pomiarową. Z metody AC odczytywano częstotliwość rezonansową f i spadek napięcia zmiennego na obwodzie rezonansowym U_{obw} , po zasilaniu go z generatora sygnałem U_g przez pojemność C_g . Połączenie tych elementów pokazano na rys. 10.1. Z uzyskanych danych można wyliczyć rzeczywistą dobroć Q_{eq} badanego analogu FDNC i rzeczywisty współczynnik Deq . Rzeczywista dobroć i rzeczywisty współczynnik Deq oznaczają parametry konkretnego układu, uzyskane z danych pobranych z symulacji, w odróżnieniu od parametrów idealnych, które można skalculować z wzorów podanych w tab. 10.2. Wzory te zostały wyprowadzone dla idealnych wzmacniaczy operacyjnych, bez uwzględnienia strat kondensatorów. Wzór dla wyliczenia rzeczywistej dobroci można wyprowadzić w podobnym rozumowaniu, jakie było użyte w przypadku analogów pojemności lub indukcyjności.

Zgodnie ze schematem zastępczym rzeczywistego układu FDNC z rys. 10.2, po zaniedbaniu konduktancji G_p obwód rezonansowy złożony z rezystancji R_r i układu FDNC, dla częstotliwości rezonansowej,

jest reprezentowany przez pojemność C_p . Wówczas podział napięcia generatora U_g na dzielniku złożonym z pojemności C_g i C_p prowadzi do następującego wzoru na pojemność C_p :

$$C_p = \frac{C_g(U_g - U_{obw})}{U_{obw}} \quad (10.9)$$

Po wstawieniu wzoru (10.9) do (10.7) uzyskuje się użyteczną postać wzoru na Q_{eq} :

$$Q_{eq} = \frac{U_{obw}}{\omega C_g R_r (U_g - U_{obw})} \quad (10.10)$$

Współczynnik Deq był wyliczany z warunku rezonansu jako:

$$Deq = \frac{1}{\omega^2 R_r} \quad (10.11)$$

Wstawienie pulsacji ω we wzorze (10.11), pobranej z symulacji w metodzie *AC Sweep*, prowadzi do obliczenia rzeczywistego współczynnika Deq , natomiast wstawienie pulsacji wyliczonej z odpowiedniego wzoru (zapisanego w tab. 10.2) daje wartość idealną D tego współczynnika.

W każdym z piętnastu układów FDNC występują dwa kondensatory. Każdy z nich jest połączony równolegle z rezystorem reprezentującym straty. Ponieważ obydwa kondensatory mają tę samą pojemność, rezystory mają takie same wartości rezystancji R_c . Są one obliczane ze znanego wzoru $R_c = 1/(\omega C \tan \delta)$ dla wartości $\tan \delta$ równej 0,005. Ponieważ do obliczenia rezystancji R_c według powyższego wzoru potrzebna jest częstotliwość rezonansowa, najpierw wykonywano symulację *AC Sweep* przy odłączonych rezystorach R_c , a następnie, dla uzyskanej z tej symulacji częstotliwości rezonansowej, wyliczano przyjętą dalej wartość rezystancji R_c . Powyższe obliczenia były wykonywane każdorazowo po przyjęciu nowej wartości rezystancji R_r i takiej samej wartości R_4 . Utrzymanie warunku $R_r = R_4$ było podyktowane założeniem pracy badanych układów FDNC przy zachowaniu stałej wartości dobroci.

Elementy RC i wzmacniacze operacyjne wszystkich 15 wybranych układów były takie same: rezystory: R_1, R_2, R_3, R_5 po 1 k Ω , pojemności C_1, C_3, C_5 po 10 nF, wzmacniacze operacyjne HA1-2539-5 w wersji pięciozaciiskowej, przy czym rezystory: R_4, R_r oraz R_{c1} i R_{c2} były zmieniane wraz z częstotliwością rezonansową obwodu.

Na wykresach z rys. 10.4 są pokazane przebiegi rzeczywistego współczynnika Deq i rzeczywistej dobroci Q_{eq} w funkcji częstotliwości. Należy mieć na uwadze, że każdy punkt umiejscowiony na obu krzywych został uzyskany przy innych wartościach R_r, R_4, R_{c1} i R_{c2} . Z tego powodu, aby odczytać współczynnik Deq dla konkretnej budowy danego

układu, należy odtworzyć wartość rezystancji R_4 , posługując się odpowiednim wzorem, który można wyprowadzić w następujący sposób: w tab. 10.2 podano trzy wzory na pulsację rezonansową dla trzech łańcuchów elementów RC . Podstawiając w tych wzorach warunek (10.8): $R_4 = R_r$ można je uprościć do następujących postaci:

$$f = \frac{1}{2\pi R_4 \sqrt{\frac{C_3 C_5 R_2}{R_1}}} \quad (10.12) \quad f = \frac{1}{2\pi R_4 \sqrt{\frac{C_1 C_5 R_2}{R_3}}} \quad (10.13)$$

$$f = \frac{1}{2\pi R_4 \sqrt{\frac{C_1 C_3 R_2}{R_5}}} \quad (10.14)$$

Wzory powyższe są ułożone w kolejności odtwarzania łańcuchów elementów na rys. 10.3, to znaczy wzór (10.12) odpowiada łańcuchowi $2rcrc$, wzór (10.13) — $c3rc$, a wzór (10.14) — $crc2r$. Jeżeli rezystory R_1, R_2, R_3, R_5 są równe $1 \text{ k}\Omega$, a pojemności C_1, C_3 i C_5 równe 10 nF , jak to zostało przyjęte w niniejszym rozdziale, wszystkie trzy powyższe wzory upraszczają się do jednego związku:

$$f = \frac{15,916 \times 10^6}{R_4} \quad (10.15)$$

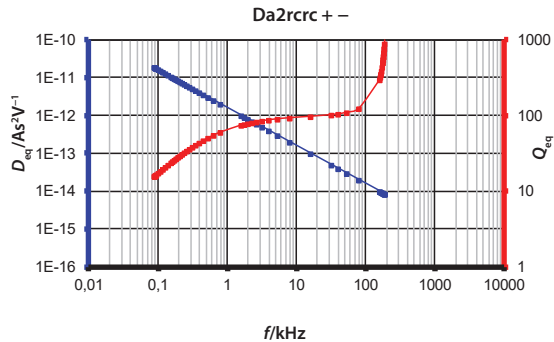
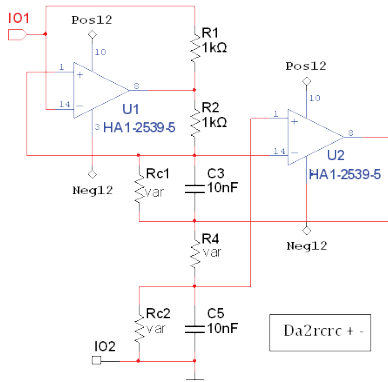
Analogicznie do poprzednich rozważań, do wzoru (10.15) należy wstawiać wartości liczbowe w jednostkach podstawowych (R_4 wyrażone w Ω), aby uzyskać częstotliwość w Hz .

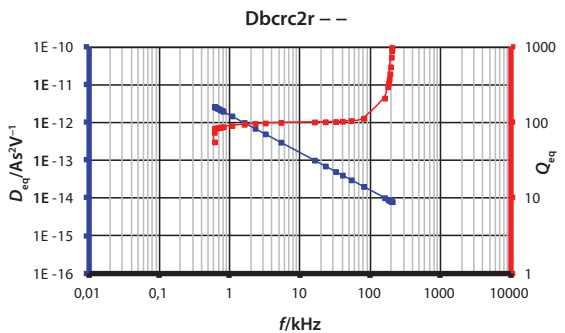
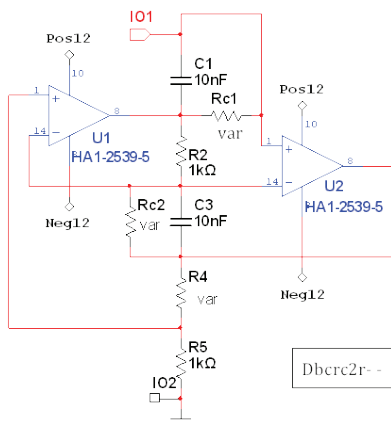
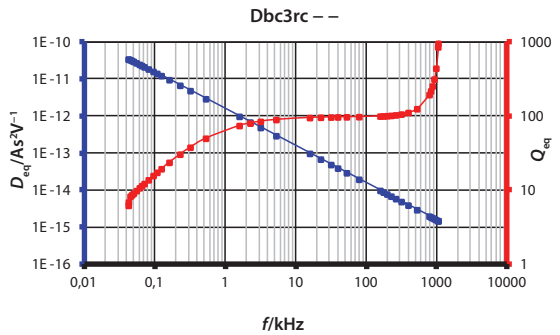
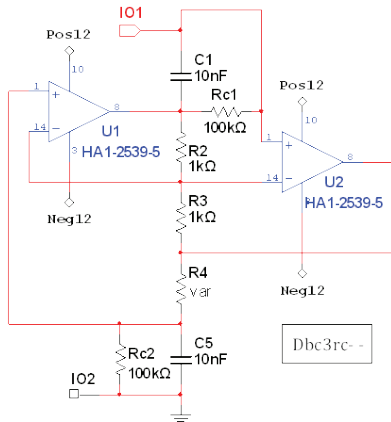
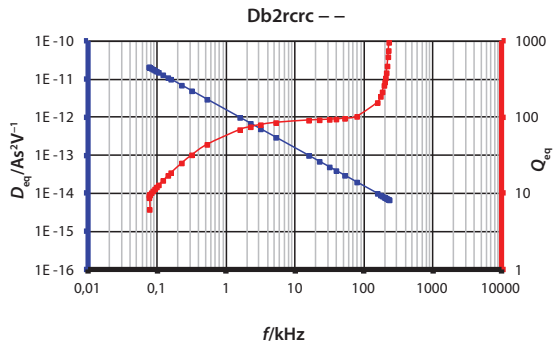
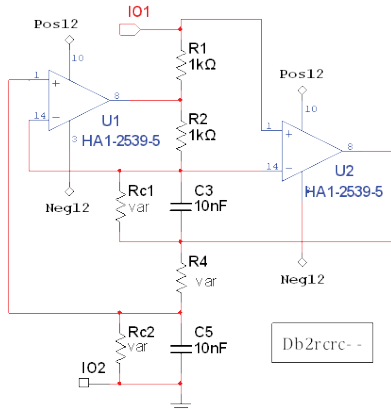
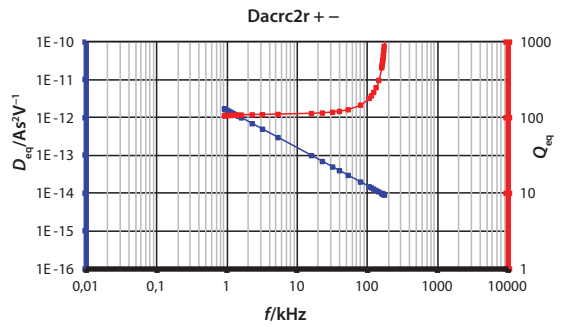
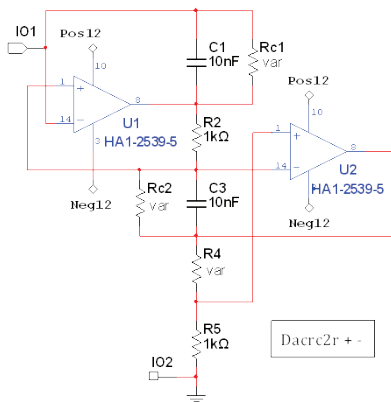
Przykład:

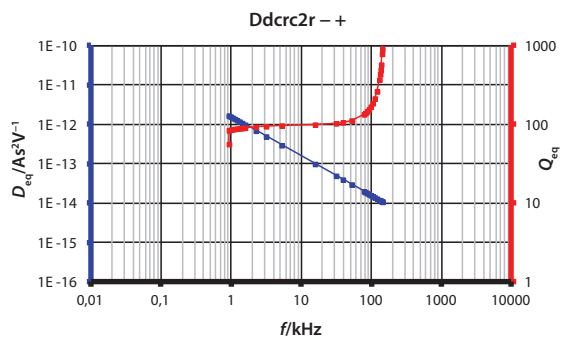
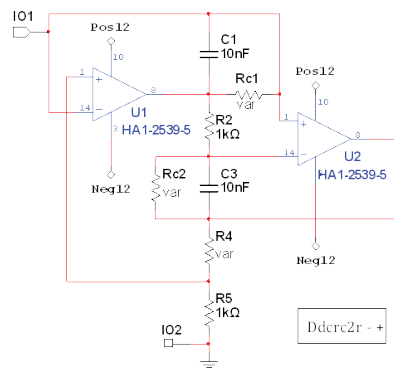
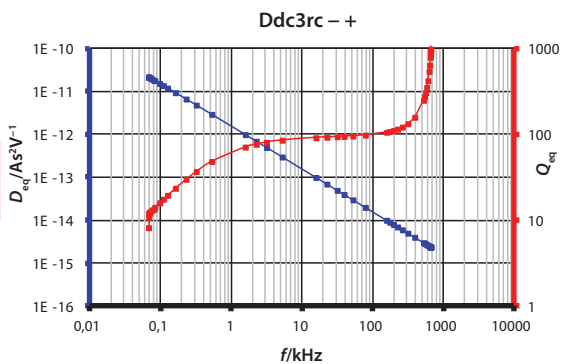
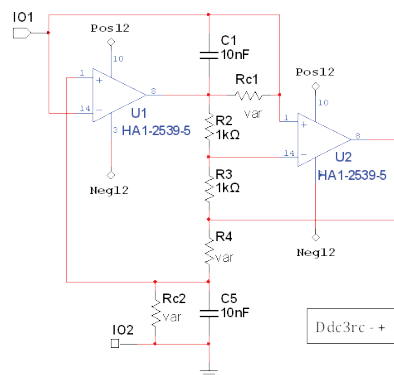
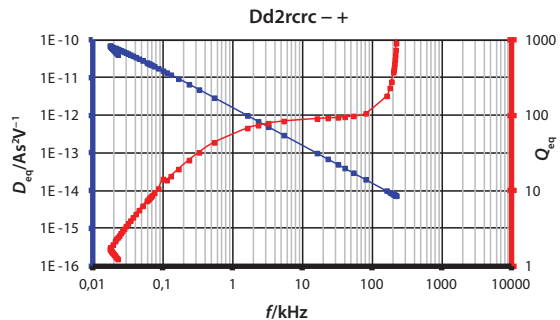
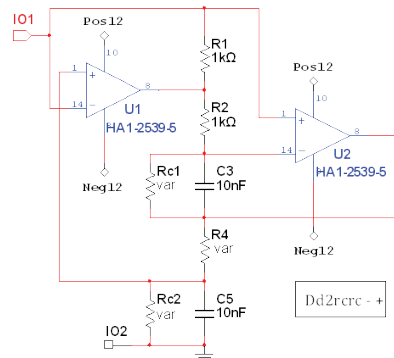
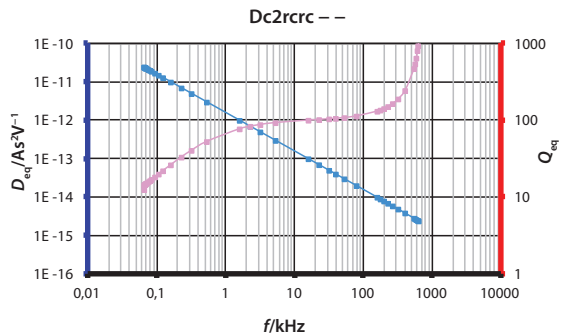
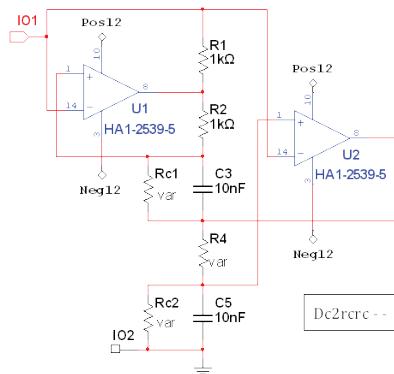
W analogu FDNC, oznaczonym jako $\text{Da}2rcrc+ -$, którego schemat i wyniki symulacji podano na pierwszej pozycji na rys. 10.4, rezystancja R_4 wynosi 400Ω . Odczytać z charakterystyk podanych na wyżej wymienionym rysunku, wartości współczynnika Deq i dobroć analogu Qeq .

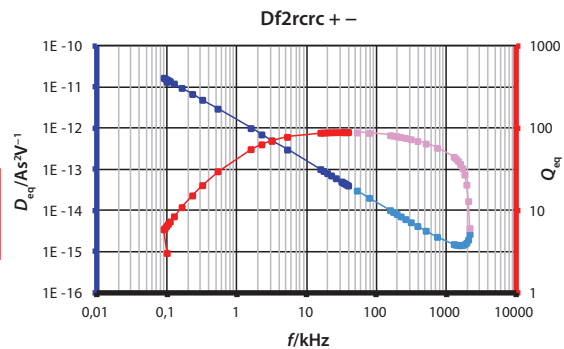
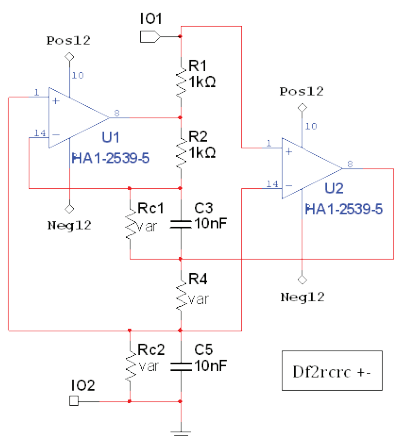
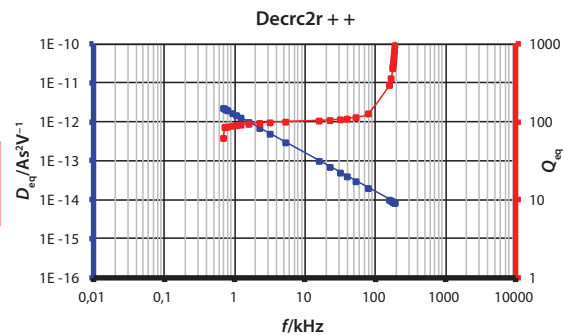
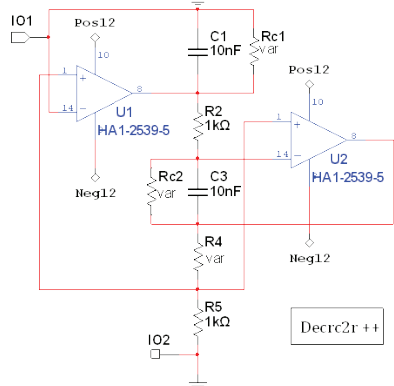
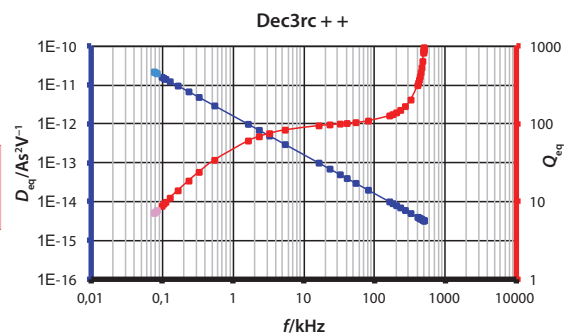
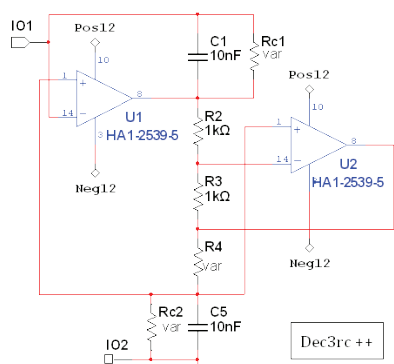
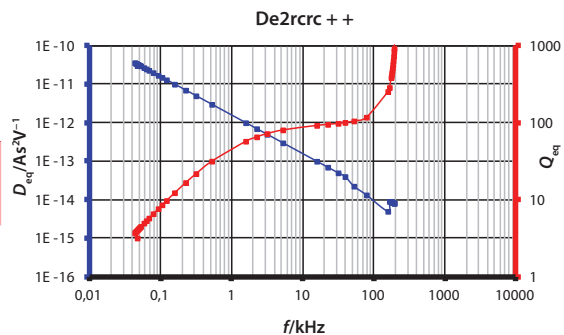
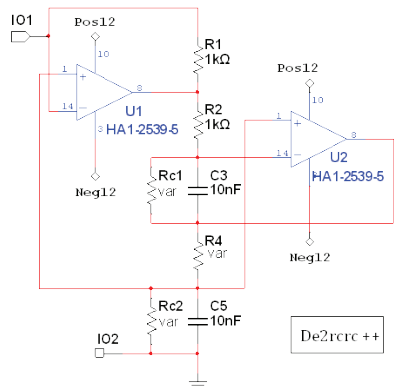
Odpowiedź:

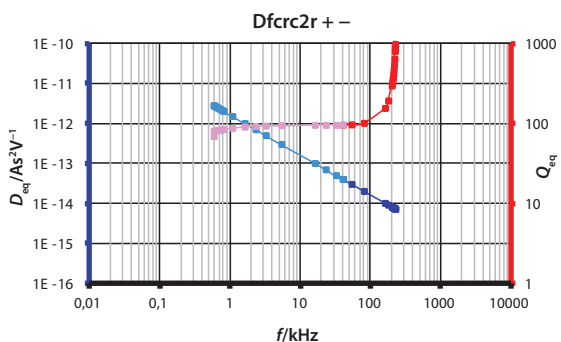
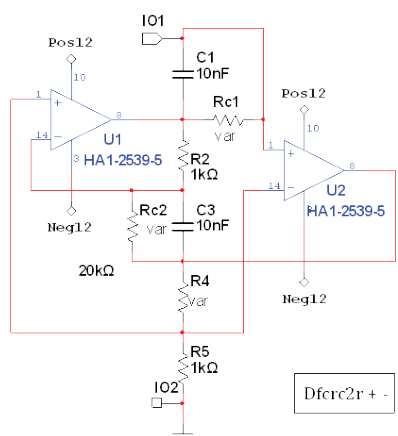
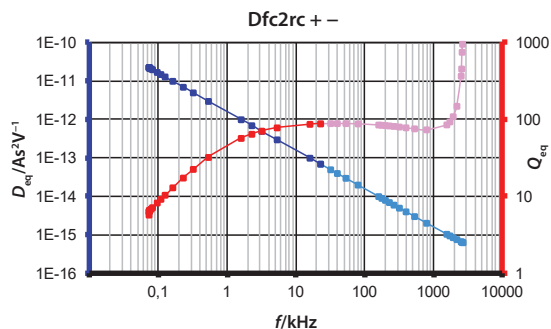
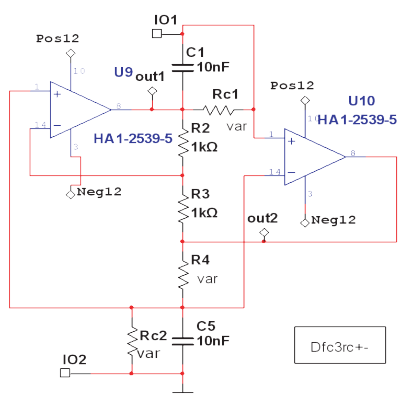
Z wzoru (10.15) wynika wartość częstotliwości równa $39,79 \text{ kHz}$. Dla tej częstotliwości $Deq \approx 4 \times 10^{-14} \text{ As}^2/\text{V}$ i dobroć $Qeq \approx 105$.











Rys. 10.4. Schematy i wykresy z symulacji dla piętnastu wybranych analogów FDNC

Zarówno linie o ostrych, jak i o błędnych barwach, na wykresach z powyższego rysunku odpowiadają wynikom uzyskanym z symulacji metodą *AC Sweep*, przy czym odcinki o barwach ostrych reprezentują obszary stabilnej pracy układu FDNC, a odcinki błęde — pracę po utracie stabilności i przejście do drgań odkształconych lub ewentualnie chaotycznych. Na rys. 10.4 są cztery takie układy: Dc2rcrc– –, Df2rcrc+ –, Dfc3rc+ –, Dfrc2r+ –.

W układzie Dc2rcrc– – niewielka, szybka zmiana sygnału wejściowego wywołuje skok do drgań prostokątnych o częstotliwości od 150 kHz do 260 kHz i dużej amplitudzie. Cofnięcie częstotliwości generatora do wartości nastawionej przed wyżej wymienionym skokiem nie powoduje powrotu układu do stanu wyjściowego. W prawej części charakterystyk od częstotliwości ok. 300 kHz zdarzają się również skoki napięć wyjściowych obydwu WO do stanów nasycenia.

Podobne działanie ma miejsce w układzie Dfrc2r+ –, przy czym częstotliwość drgań prostokątnych wynosi od ok. 300 kHz do

kilku MHz. Na odcinku powyżej 40 kHz, dla częstotliwości bieżącej, to niekorzystne zjawisko ustaje.

Układ Df2rcrc+ – pracuje stabilnie od małych częstotliwości do wartości 45 kHz, a następnie staje się samowzbudnym generatorem drgań, o pewnych cechach drgań chaotycznych.

W układzie Dfc3rc+ – stabilny odcinek pracy występuje w zakresie częstotliwości małych i kończy się przy 20 kHz. Przy większych częstotliwościach układ staje się samowzbudnym generatorem drgań o pewnych cechach chaotycznych.

Bardzo krótkie, blade odcinki charakterystyk zaznaczono w układzie Dec3rc+ + na lewych końcach krzywych. Okazało się, że metoda *AC Sweep* nie wskazuje rezonansu przy częstotliwości 0,96 kHz. Jednakże, przy nieco mniejszej częstotliwości, wynoszącej 0,82 kHz, ten marginalny efekt zanika i charakterystyki powracają do poprzedniego trendu. Pamiętając o tym mało istotnym zjawisku, można wyżej wymieniony analog zaliczyć do grupy układów polecanych.

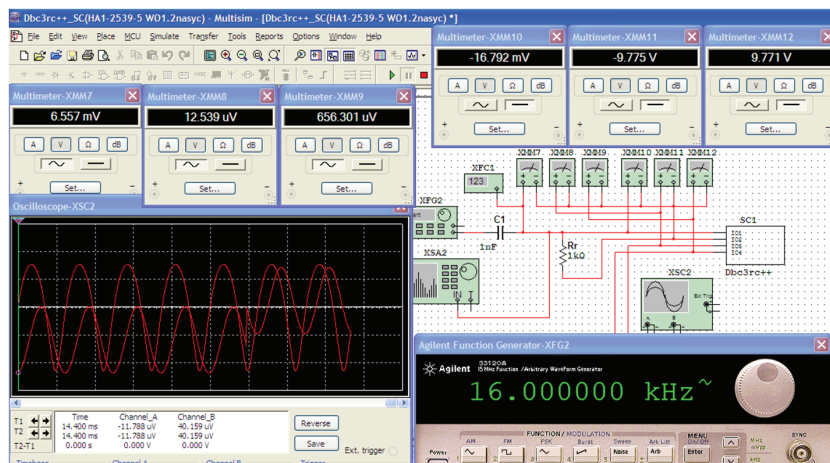
Do zbioru wartościowych analogów FDNC warto dodać układ opracowany przez Genina [47], który wykazuje podobieństwa w budowie i właściwościach do analogów przedstawionych wyżej na rys. 10.4, ale nie należy do grupy wyprowadzonej z GIC. Korzystną cechą powyższego układu jest możliwość wytwarzania ujemnej pojemności połączonej równolegle z ujemną konduktancją $-\omega^2 D$. Tę właściwość wykorzystano w mostku przeznaczonym do pomiaru próbek pojemnościowych o bardzo dużym współczynniku strat [48]. Praktyczne pomiary niektórych analogów superpojemności opisano w artykule [49]. Pomiary te nie objęły szerokiego zakresu częstotliwości z powodu użycia dostępnych wówczas wzmacniaczy operacyjnych.

10.3. Pozostałe grupy układów niewyselekcjonowane jako wybrane analogi FDNC

10.3.1. Układy, w których wzmacniacze operacyjne wchodzą w stan nasycenia

Wyodrębniono grupę 34 sztuk, w których jeden lub dwa WO wchodzą w stan nasycenia. Reprezentanta tej grupy przedstawiono na rys. 10.5. Multimetry XMM11 i XMM12 pokazują napięcia stałe na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych (odpowiednio: lewego U1 i prawego U2). Napięcia te dla wzmacniaczy HA1-2539-5 wynoszą około 9,7 V. Przebiegi

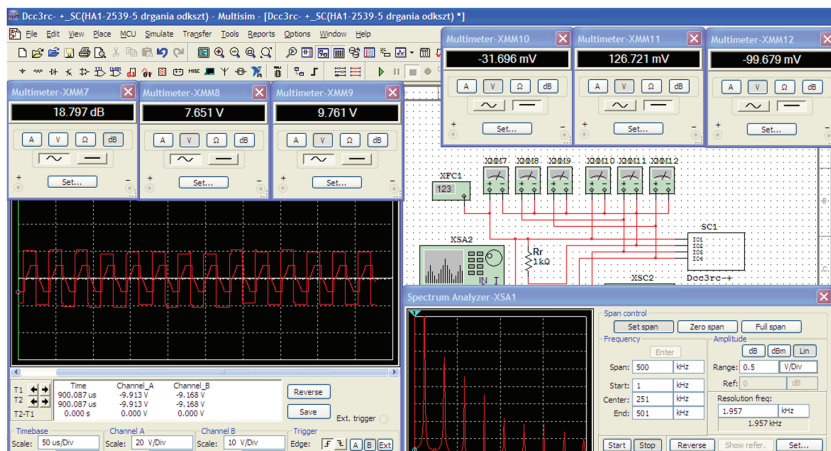
sinusoidalne, pokazane na oscyloskopie, przenoszą się przez niedziałające prawidłowo wzmacniacze operacyjne jako odpowiedź na sygnał z generatora XFG2 o częstotliwości rezonansowej 16 kHz. Mikrowoltowe amplitudy tych przebiegów nie mają istotnego znaczenia.



Rys. 10.5. Analiza instrumentalna układu, w którym wzmacniacze operacyjne ulegają nasyceniu

10.3.2. Układy generujące drgania odkształcone

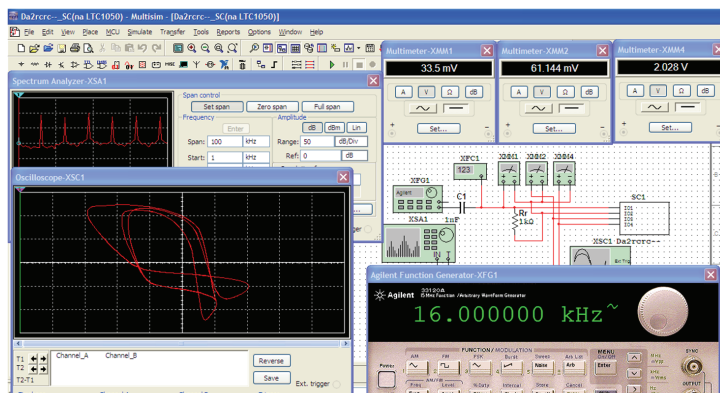
Kolejna grupa analogów zawiera 16 sztuk. Są to układy niestabilne, generujące drgania odkształcone o znacznych amplitudach. Rys. 10.6 zawiera istotne fragmenty układu pomiarowego i wyniki otrzymane dla układu Dcc3rc-+, który jest typowym przedstawicielem tej grupy. Napięcia stałe, występujące na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych, w tym przypadku są niewielkie (rzędu setek mV), natomiast napięcia zbliżone do przebiegów prostokątnych, generowane w tym układzie, dochodzą do 10 V. Częstotliwości generowanych drgań zależą od konkretnego układu i rodzaju zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych i zmieniają się od kilkunastu kHz do około 200 kHz. Spectrum Analyzer XSA1 pokazuje widmo drgań badanego analogu. Układy wytwarzające drgania odkształcone, omawiane w tym punkcie są samo- lub obcowzbudne. W samowzbudnych drgania o dużych amplitudach pojawiają się od razu po uruchomieniu symulacji, natomiast w obcowzbudnych narastają stopniowo po podaniu krótkotrwałego sygnału pobudzającego, na przykład z generatora. Po zainicjowaniu drgań sygnał pobudzający nie ma na nie żadnego wpływu i może być odłączony. Na rys. 10.6 generator nie występuje, ponieważ układ Dcc3rc-+ jest samowzbudny.



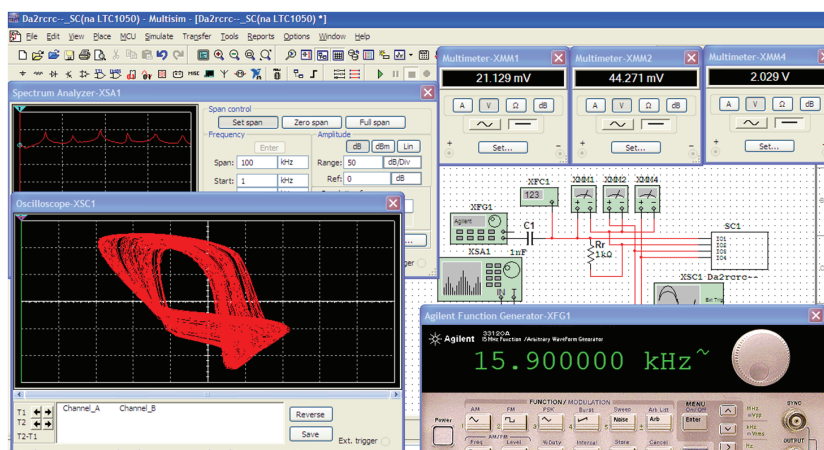
Rys. 10.6. Dokumentacja układu Dcc3rc – z grupy wytwarzających drgania odcształcone

10.3.3. Układy o przebiegach wykazujących pewne cechy chaotyczne

Natrafiono na osiem układów wykazujących niektóre cechy przebiegów chaotycznych. Czasowe przebiegi napięć tych układów są nieregularne, a trajektorie na płaszczyźnie pseudofazowej zmieniają się ustawicznie w czasie. Niektóre z nich są samowzbudne, a inne zaczynają drgać po podaniu sygnału z zewnętrznego generatora. Jednak wszystkie te układy silnie reagują na amplitudę i częstotliwość napięcia podawanego z wyżej wymienionego generatora i dlatego zdecydowanie odróżniają się od grupy układów wytwarzających drgania odcształcone. Ponieważ dwójniki FDNC są układami II rzędu, wprowadzenie do układu generatora zewnętrznego może skutkować opisem układu równaniem charakterystycznym III rzędu, a jeden z teoretycznych wymogów powstania drgań chaotycznych stanowi, aby układ był III rzędu [51].



Rys. 10.7. Przebiegi w układzie Da2zrcr – przy sygnale z generatora XFG1 o częstotliwości rezonansowej 16 kHz



Rys. 10.8. Sytuacja z rys. 10.7 po nieznacznej zmianie częstotliwości generatora z 16 kHz na 15,9 kHz

Na rysunkach 10.7 i 10.8 pokazano zachowanie się układu Da2rcrc–, który wykazuje prążkowe widmo i pojedynczą trajektorię na płaszczyźnie pseudofazowej, jeżeli jest pobudzany sygnałem o częstotliwości rezonansowej 16 kHz. Nieznaczne odstrojenie tego sygnału od 16 kHz do 15,9 kHz powoduje zanikanie widma prążkowego i nieustający ruch trajektorii na płaszczyźnie pseudofazowej.

Badanie układów chaotycznych wykracza poza zakres tematyczny niniejszej pracy, ale pojawienie się niemałej grupy układów zachowujących się podobnie do Da2rcrc– zobowiązuje autorów do ich dostrzeżenia i zapisania. Układy te stanowią surowy materiał do prac nad zjawiskami chaotycznymi. Przede wszystkim powinny być wyposażone w podzespoły nieliniowe, których w obecnej postaci nie mają. Niektóre z układów omawianych w niniejszym rozdziale zostały zaprezentowane na konferencjach, w tematyce generatorów drgań chaotycznych, na przykład [22, 50].

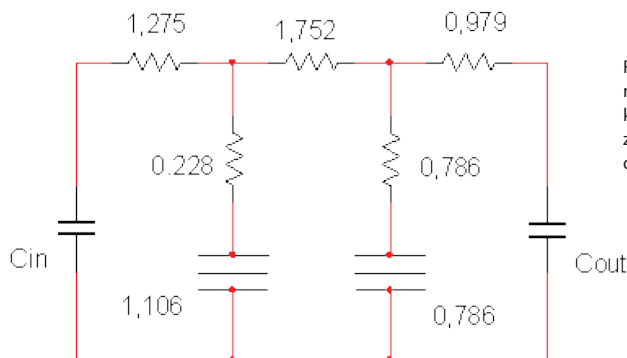
11. Wybrane zastosowania układów FDNC

11.1. Filtry dolnoprzepustowe

Poniżej, w podrozdziałach 11.1 i 11.2, będą omawiane niektóre rozwiązania filtrów dolno- i środkowoprzepustowych. Działania tych układów i ich częstotliwościowe charakterystyki będą istotnie zależały od zjawisk rezonansowych, jakie w tych układach występują. Opisy tych procesów zostały przedstawione w dodatku nr 3, który może stanowić pomoc w poszukiwaniu sposobów kształtowania szczegółów charakterystyk częstotliwościowych.

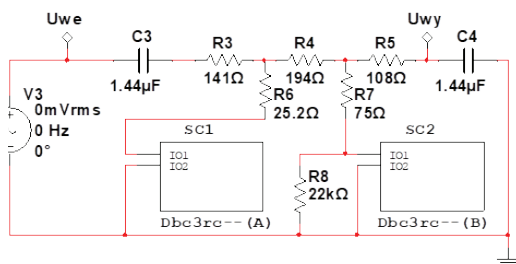
11.1.1. Filtry według artykułu L.T. Brutona

W 1969 roku L.T. Bruton [52] zaprojektował filtr dolnoprzepustowy, wychodząc ze schematu znormalizowanego filtra RLC. Mnożąc licznik i mianownik transmitancji filtra wyjściowego przez operator s autor uzyskał filtr bezindukcyjny złożony z kondensatorów, rezystorów i dwóch układów FDNC. Filtr ten w postaci znormalizowanej jest pokazany na rys. 11.1.

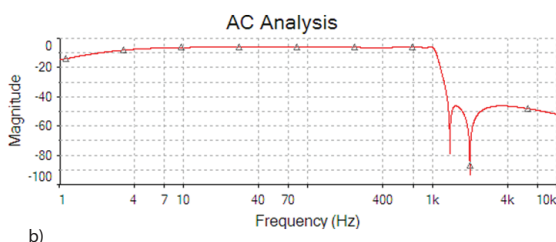
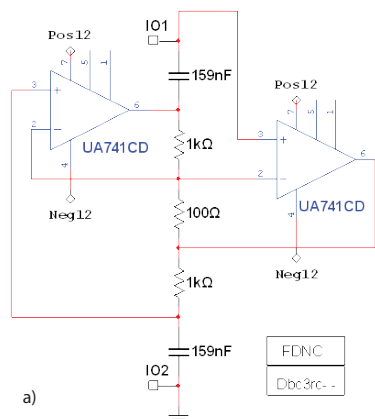


Rys. 11.1. Schemat filtra dolnoprzepustowego z publikacji [52] po transformacji z dziedziny elementów RLC do DCG

Używając wzorów denormalizujących ($C = \frac{C_n}{\omega_0 k}$, $D = \frac{D_n}{\omega_0^2 k}$, $R = R_n k$) i przyjmując odpowiedni współczynnik skalowania k , Bruton zaproponował schemat filtra pokazany na rys. 11.2. Podukład SC1, według przyjętych w niniejszym opracowaniu oznaczeń, to Dbc3rc–, którego charakterystyki są pokazane na zbiorczym rys. 10.4, a dokładny schemat na rys. 11.3. Wzmacniacze operacyjne $\mu A702$ zastosowane w oryginalnej pracy Brutona zastąpiono modelami $\mu A741$. Wartości rezystorów i kondensatorów tego podukładu zostały dopasowane do wartości współczynnika D , wyliczonej jako $2,53 \times 10^{-10} \text{ As}^2/\text{V}$. Wartości RC podukładu pierwszego wynoszą: $C1 = C5 = 159 \text{ nF}$, $R2 = R4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R3 = 100 \Omega$. Drugi podukład SC2 ma nieco mniejszą wartość współczynnika D ($1,79 \times 10^{-10} \text{ As}^2/\text{V}$). Z tego powodu rezystor 100Ω zmieniono na wartość 141Ω . Pozostałe elementy RC podukładu SC2 są identyczne jak w podukładzie SC1. Przy dopasowywaniu elementów RC do wyliczonych wartości współczynników D należy użyć wzoru (10.4) — odpowiedniego dla łańcucha c3rc. W parametrach źródła sterującego $V3$ należy ustawić wartość 1 V w linii *AC Analysis Magnitude*, ponieważ wtedy 0 dB na wykresach charakterystyk częstotliwościowych wypadnie dla wartości 1 V . W pozostałe linijki tabelki źródła należy wpisać 0 . Charakterystyka częstotliwościowa tego filtra jest pokazana na rys. 11.3b.

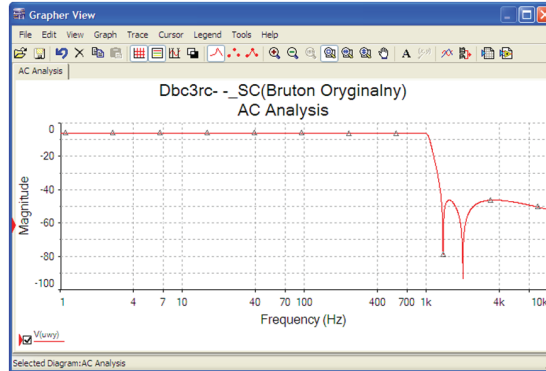


Rys. 11.2. Schemat filtra dolnoprzepustowego według L.T. Brutona [52]



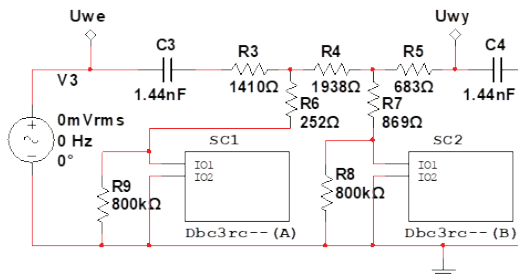
Rys. 11.3. Schemat ideowy podukładu SC1 — a), charakterystyka częstotliwościowa filtra z rys. 11.2 — b)

Rezystor $R8$ rozszerza charakterystykę częstotliwościową filtru w zakresie małych częstotliwości. Wpływ jego wartości można zauważyć, porównując charakterystykę z rys. 11.3b z następnym rys. 11.4, gdzie jego wartość została zwiększona z $22\text{ k}\Omega$ do $400\text{ k}\Omega$. Rezystor ten, istotny dla praktycznych zastosowań, nie ma odpowiednika w schemacie filtru wyjściowego.

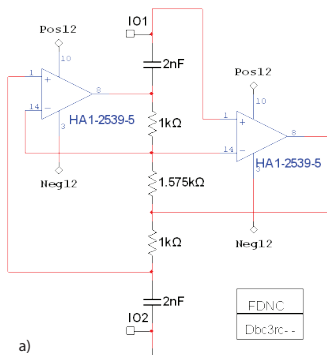


Rys. 11.4. Charakterystyka filtru z rys. 11.2 po zwiększeniu wartości rezystora $R8$ z $22\text{ k}\Omega$ do $400\text{ k}\Omega$

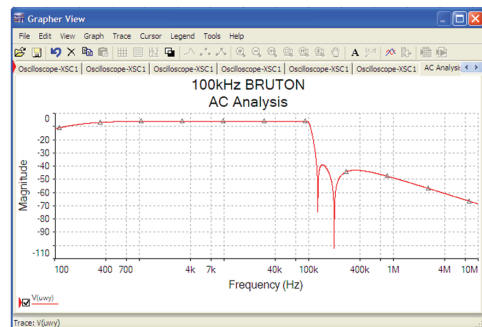
Wybierając pulsację ω_0 jako $2\pi \times 10^5\text{ rad/s}$ i współczynnik k jako 1106, przeliczono elementy filtru dla częstotliwości 100 kHz . Schemat tego filtru i schemat podukładu SC1 przedstawiono na rys. 11.5 i 11.6a.



Rys. 11.5. Schemat filtru Brutona dla częstotliwości 100 kHz



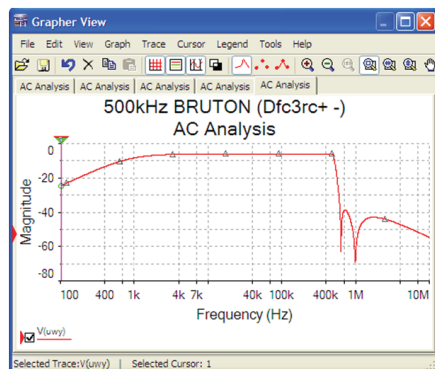
a)



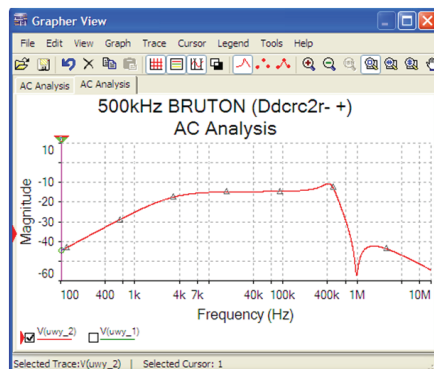
b)

Rys. 11.6. Filtr o częstotliwości odcięcia 100 kHz . Schemat podukładu SC1 z rys. 11.5 — a). Charakterystyka częstotliwościowa — b)

Bez trudu można znacznie zwiększyć częstotliwość odcięcia filtru. Sprawdzono to dla 500 kHz, pozostawiając ten sam współczynnik skalowania $k = 1106$. Wybrano układy Dfc3rc+ –, Ddcrc2r– + i wzmacniacze HA-2539-5. Uzyskane charakterystyki pokazano na rys. 11.7.



a)



b)

Rys. 11.7. Charakterystyki częstotliwościowe filtrów według propozycji Brutona [52] dla częstotliwości 500 kHz z użyciem układu FDNC: Dfc3rc+ – — a) i Ddcrc2r– + — b)

Jednakże zmiana analogów FDNC z Dfc3rc+ – na Ddcrc2r– + przy zachowaniu WO (HA-2539-5) i wszystkich pozostałych elementów daje znacznie gorszy przebieg charakterystyki częstotliwościowej, co można zauważyć porównując charakterystyki z rysunków 11.7a i 11.7b. Oczywiście użycie znacznie wolniejszych WO (na przykład $\mu A741$, TL081, LF351, LT1050 itp.) przy realizacji filtru dla częstotliwości odcięcia 500 kHz nie daje prawidłowego kształtu charakterystyki.

11.1.2. Prosta metoda projektowania bezindukcyjnych filtrów dolnoprzepustowych

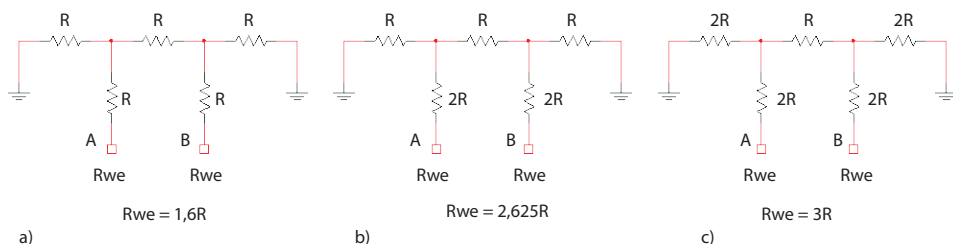
Według propozycji Brutona [52] dwa analogi FDNC pracują w filtrach przy różnych częstotliwościach rezonansowych. Ideą nowego podejścia jest doprowadzenie obu układów FDNC do tej samej częstotliwości rezonansowej. Wówczas nachylenie opadającego odcinka charakterystyki w obszarze zaporowym będzie znacznie większe, a budowa filtru się uprości. Poszczególne etapy metody projektowania zebrano w następujące punkty:

1. Pierwszym krokiem jest wskazanie układu FDNC, który będzie pracował stabilnie w zakładanym przedziale częstotliwości. Do wyboru pozostaje piętnaście analogów z rys. 10.4. Dwa takie układy o identycznej budowie będą pracowały w jednym ogniwie filtru.

2. Wylczenie współczynnika D dla wskazanego układu z wartości jego elementów RC . W zależności od budowy łańcucha tych elementów należy użyć odpowiedniego wzoru (10.3), (10.4) lub (10.5) z rys. 10.3.

3. Wylczenie rezystancji rezonansowej R_r dla przyjętego układu FDNC i założonej częstotliwości odcięcia charakterystyki filtru z wzoru (10.2).

4. Wybranie jednego z trzech wariantów drabinki rezystancyjnej, która włączy dwa układy FDNC w strukturę filtru. Poniżej przedstawione są trzy warianty drabinki. Układy FDNC będą włączone między zacisk A i masę oraz B i masę. Ponieważ rezystancje wejściowe drabinek na obu wejściach są takie same, częstotliwości rezonansu układów FDNC przy ich identycznej budowie będą jednakowe. Wzory opisujące rezystancje wejściowe drabinek są podane przy ich schematach.



Rys. 11.8. Trzy warianty drabinki rezystancyjnej: jednorodna — a), R-2R niepełna — b), R-2R pełna — c)

5. Wylczenie rezystancji R wybranej drabinki z odpowiedniego wzoru: $R = R_r/1,6$ dla drabinki a), $R = R_r/2,625$ dla drabinki b), $R = R_r/3$ dla drabinki c).

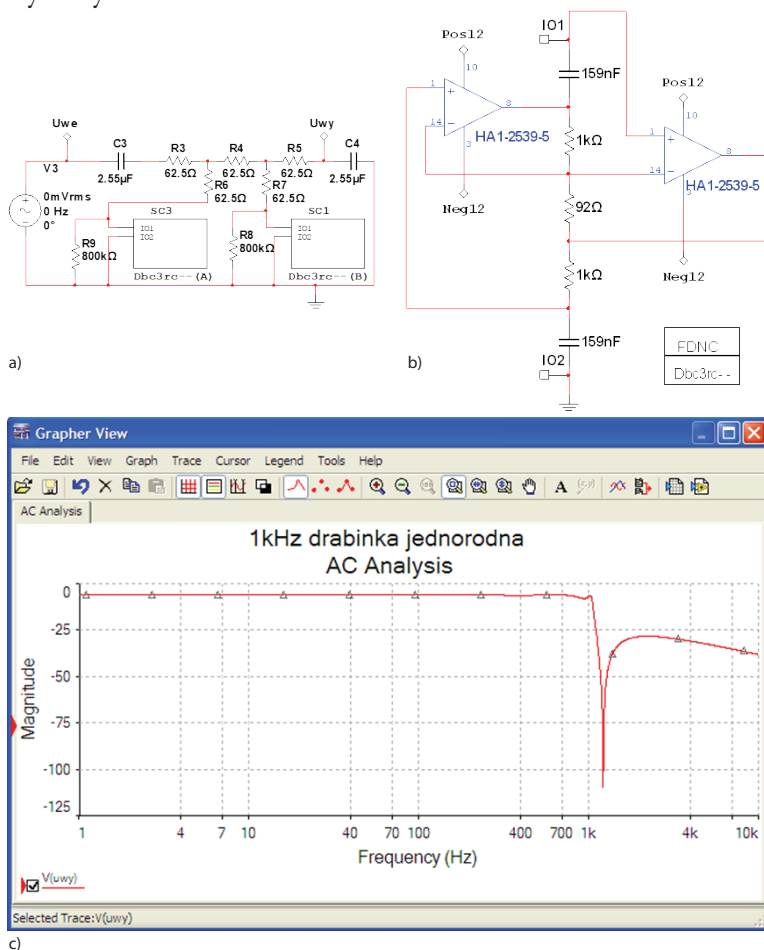
6. Wylczenie pojemności kondensatorów według zależności: $C = \frac{1}{\omega R_r}$. Pojemność C wylczona w ten sposób daje wartość 1 dla $\text{tg } \delta = 1/(\omega R_r C)$.

7. Wprowadzenie poprawki na współczynniki D układów FDNC. Dwa lub kilka układów FDNC dostrojonych do tej samej częstotliwości powoduje „wyszczuplenie” wypadkowej krzywej rezonansowej, co w przypadku omawianego filtru objawia się wystąpieniem nieco większej częstotliwości odcięcia charakterystyki, na przykład 1,07 kHz zamiast 1,00 kHz. Aby zlikwidować to przesunięcie, można zmniejszyć o kilka procent wartość rezystora występującego w mianowniku wyrażenia na współczynnik D .

11.1.3. Przykłady filtrów z różnymi drabinkami

Dla porównania z projektem filtru według propozycji Brutona [52] założono częstotliwość odcięcia 1 kHz i realizację układów FDNC jako Dbc3rc – na wzmacniaczach HA-2539-5 i elementach RC w łańcuchu od zacisku gorącego do masy: 159 nF, 1 k Ω , 100 Ω , 1 k Ω , 159 nF. Takie

wartości elementów RC były stosowane w filtrze [52], który jest zamieszczony na rys. 11.3a.



Rys. 11.9. Filtr z drabiną jednorodną. Schemat filtru — a), schemat podukładu A i B — b), charakterystyka częstotliwościowa — c)

Współczynnik D dla przyjętych wartości RC wyliczony według wzoru (10.4) wynosi $2,53 \times 10^{-10} \text{ As}^2/\text{V}$.

Rezystancja rezonansowa $Rr = \frac{1}{\omega^2 D}$ dla $\omega = 6,28 \times 10^3 \text{ rad/s}$ wynosi 100Ω .

Rezystancja R dla drabinki jednorodnej a) wynosi: $R = \frac{Rr}{1,6} = 62,5 \Omega$.

Rezystancja R dla drabinki R-2R niepełnej b) wynosi: $R = \frac{Rr}{2,625} = 38 \Omega$.

Rezystancja R dla drabinki R-2R pełnej c) wynosi: $R = \frac{Rr}{3} = 33,3 \Omega$.

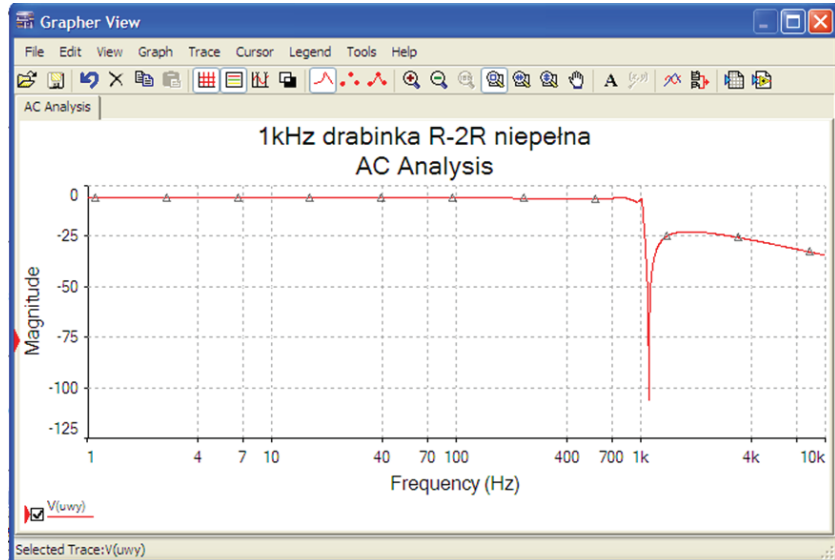
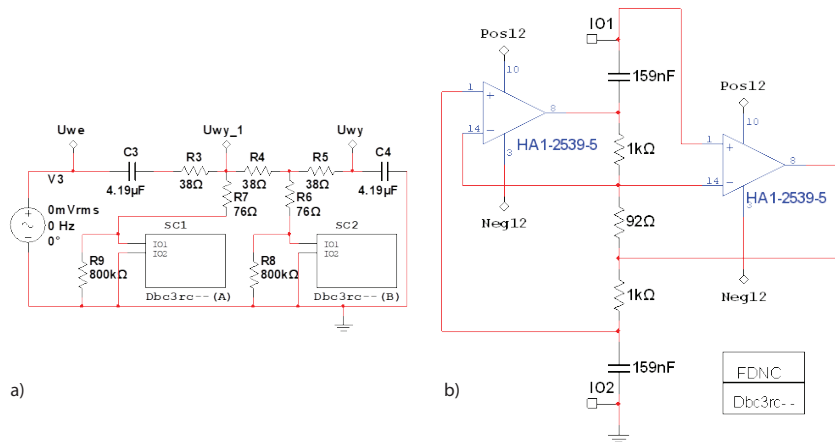
Pojemności kondensatorów wynoszą odpowiednio:

- dla drabinki jednorodnej $2,55 \mu\text{F}$,
- dla drabinki R-2R niepełnej $4,19 \mu\text{F}$,
- dla drabinki R-2R pełnej $4,78 \mu\text{F}$.

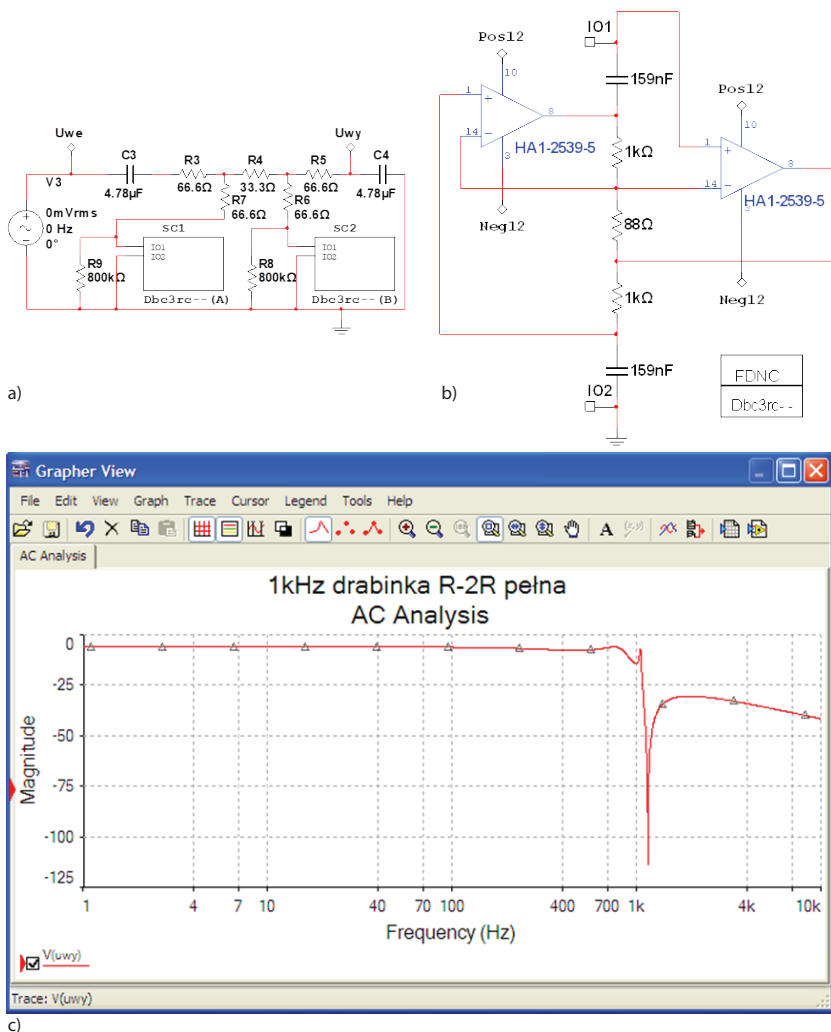
Przesunięcie częstotliwości odcięcia do wartości 1 kHz uzyskano przez zmniejszenie rezystora R_r z wartości 100Ω do:

- dla drabinki jednorodnej 92Ω ,
- dla drabinki R-2R niepełnej 92Ω ,
- dla drabinki R-2R pełnej 88Ω .

Projekty 3 wyżej wymienionych filtrów pokazano na rysunkach 11.9, 11.10 i 11.11.



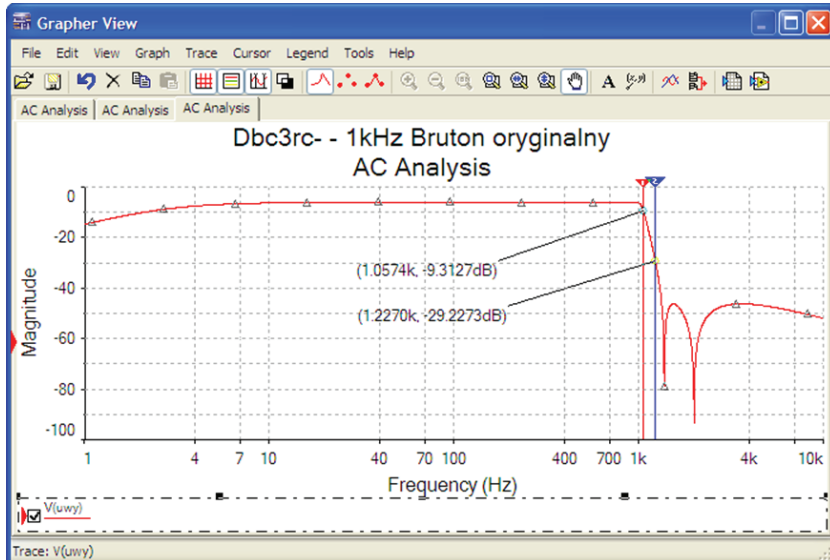
Rys. 11.10. Filtr z drabinką R-2R niepełną. Schemat filtru — a), schemat podzestaw A i B — b), charakterystyka częstotliwościowa — c)



Rys. 11.11. Filtr z pełną drabinką R-2R. Schemat filtru — a), schemat podukładu A i B — b), charakterystyka częstotliwościowa — c)

11.1.4. Porównanie wyżej wymienionych metod

Zaletą filtrów z dwoma różnymi częstotliwościami rezonansowymi jest duża wartość tłumienia w paśmie zaporowym, natomiast realizacje te ustępują nowym propozycjom filtrów z jednakową częstotliwością rezonansową dla obu układów FDNC pod względem stromości charakterystyki w paśmie zaporowym. Stromość charakterystyki szacowano między punktami -10 dB i -30 dB, jak zaznaczono na rys. 11.12.



Rys. 11.12. Szacowanie stromości charakterystyki w paśmie zaporowym na przykładzie układu Brutona

Wyniki porównujące obydwie koncepcje filtrów zebrano w tab. 11.1.

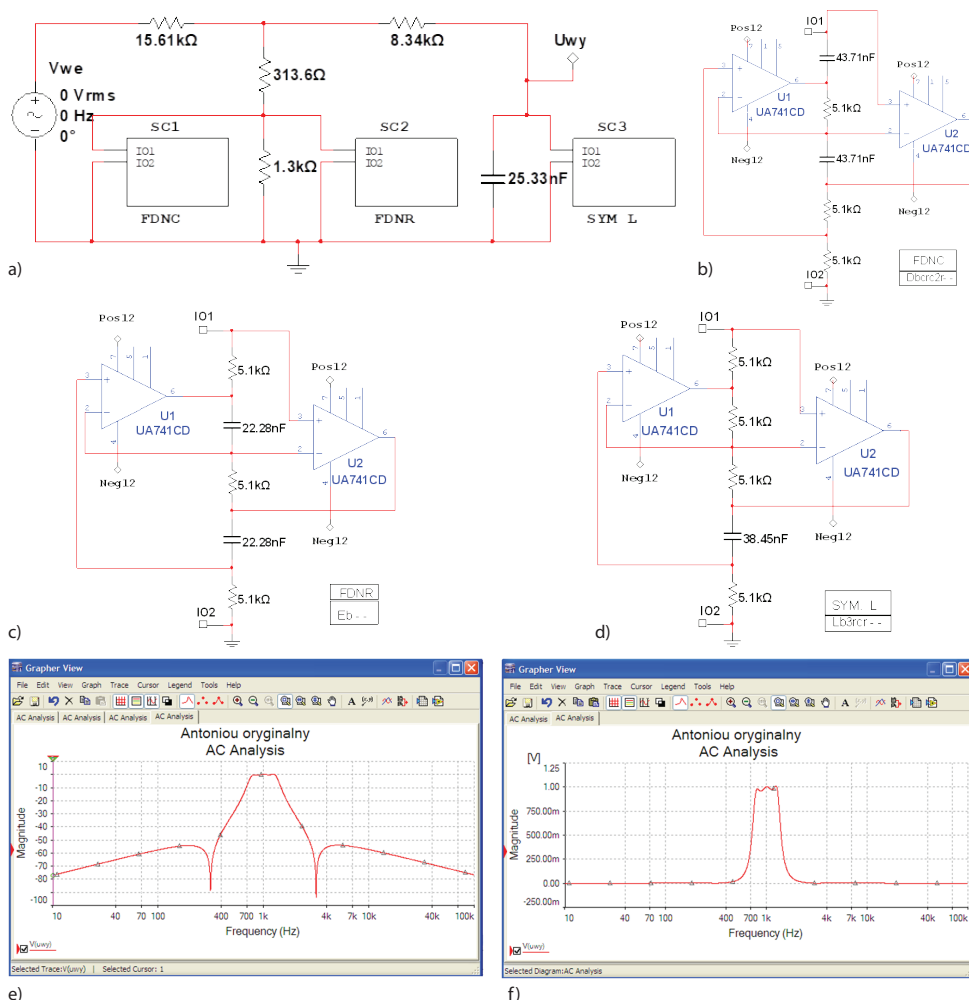
Tab. 11.1. Porównanie parametrów różnych filtrów dolnoprzepustowych

Typ filtru	Nachylenie charakterystyki	Tłumienie w paśmie zaporowym
według propozycji Brutona	-11,74 dB/100 Hz	-46,34 dB
z drabinką jednorodną	-29,05 dB/100 Hz	-28,36 dB
z niepełną drabinką R-2R	-58,40 dB/100 Hz	-22,74 dB
z pełną drabinką R-2R	-56,83 dB/100 Hz	-30,49 dB

Większe wartości tłumienia w paśmie zaporowym w filtrach drabinkowych można stosunkowo łatwo uzyskać przez rozbudowę filtru z dwóch do trzech, czterech lub większej liczby jednostek filtru.

11.2. Filtry środkowoprzepustowe

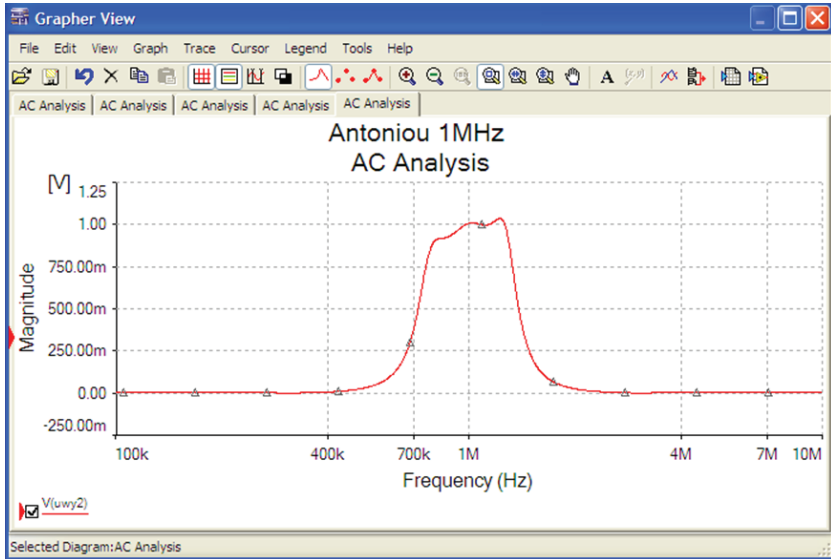
Transformacja Brutona pozwalała przekształcić filtr dolnoprzepustowy RLC w filtr dolnoprzepustowy bezindukcyjny. W roku 1971 A. Antoniou [53] zastosował transformację *low-pass to bandpass* i opublikował filtr środkowoprzepustowy zawierający układy FDNC, FDNR i elektro- niczny analog indukcyjności. Schemat tego filtru i jego charakterystykę zamieszczono na rys. 11.13.



Rys. 11.13. Schemat filtru według Antoniou [53]. Schemat połączeń — a), podukład SC1 — b), podukład SC2 — c), podukład SC3 — d), charakterystyka w skali logarytmicznej — e), charakterystyka w skali liniowej — f)

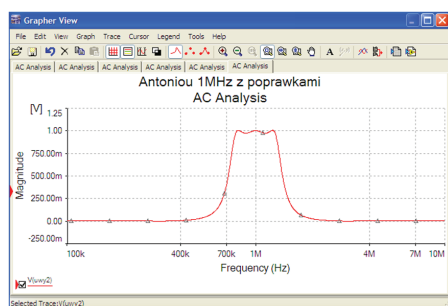
Przebieg charakterystyki w skali liniowej pokazuje pewną niedogodność przedstawianego układu, mianowicie początek przedziału przepustowego charakterystyki leży nieco niżej niż jego koniec. Usuwa tę niedogodność zamiana WO z $\mu A741$ na nowsze.

W łatwy sposób można przesunąć charakterystykę częstotliwościową filtru w kierunku dużych częstotliwości, proporcjonalnie zmniejszając wszystkie pojemności występujące w filtrze wyjściowym. Przykładowo: dla częstotliwości środkowej 1 MHz należy pomniejszyć wszystkie pojemności 1000 razy. Oczywiście WO należy wymienić na odpowiednio szybkie, na przykład na HA-2539-5. Zabiegi te pozwalają uzyskać charakterystykę częstotliwościową pokazaną na rys. 11.14.

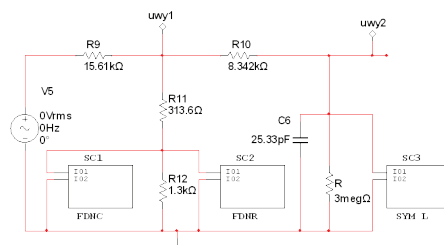


Rys. 11.14. Charakterystyka filtru według Antoniou po tysiącokrotnym zmniejszeniu wszystkich pojemności i zamianie WO na HA-2539-5

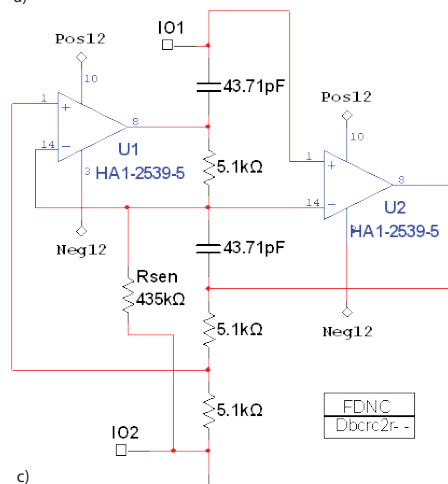
Na rys. 11.14 występuje niekorzystne pochylenie odcinka przepustowego charakterystyki, pomimo zastosowania nowoczesnych WO. Wiadzieć także trzy wierzchołki krzywych rezonansowych trzech obwodów rezonansowych występujących w układzie filtru. Analizując rysunki zamieszczone w dodatku nr 3, łatwo dojść do wniosku, że rezonans podukładu SC1 (FDNC) jest skojarzony z wierzchołkiem z prawej strony odcinka przepustowego charakterystyki filtru. Podobnie rezonans podukładu SC2 (FDNR) jest skojarzony z wierzchołkiem z lewej strony charakterystyki filtru. Z kolei rezonans obwodu SC3 z pojemnością 25,33 pF uwidacznia się w środkowej części charakterystyki filtru. Aby wyrównać charakterystykę filtru należy nieco stłumić rezonans układu FDNC i wyostrzyć rezonanse układu FDNR oraz obwodu LC. Powyższe ustalenia stanowią podstawę do wyrównania charakterystyki filtru, biorąc pod uwagę, że poprawki Wangenheima i Senaniego wyostrzają krzywe rezonansowe, a zwiększanie strat kondensatorów tłumi rezonans. Zabiegi te są widoczne na schematach podukładów, zamieszczonych na rys. 11.19.



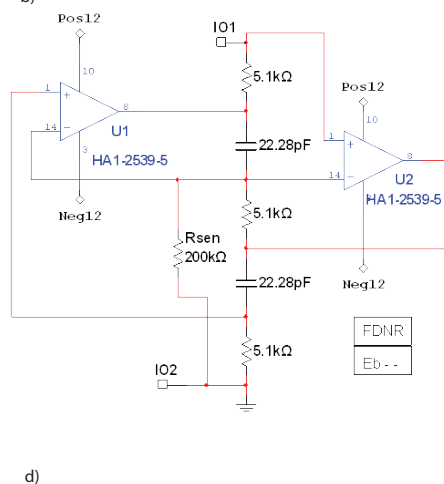
a)



b)



c)



d)

Rys. 11.15. Filtr 1 MHz według Antoniou [53] z poprawkami wyrównującymi odcinek przepustowy charakterystyki

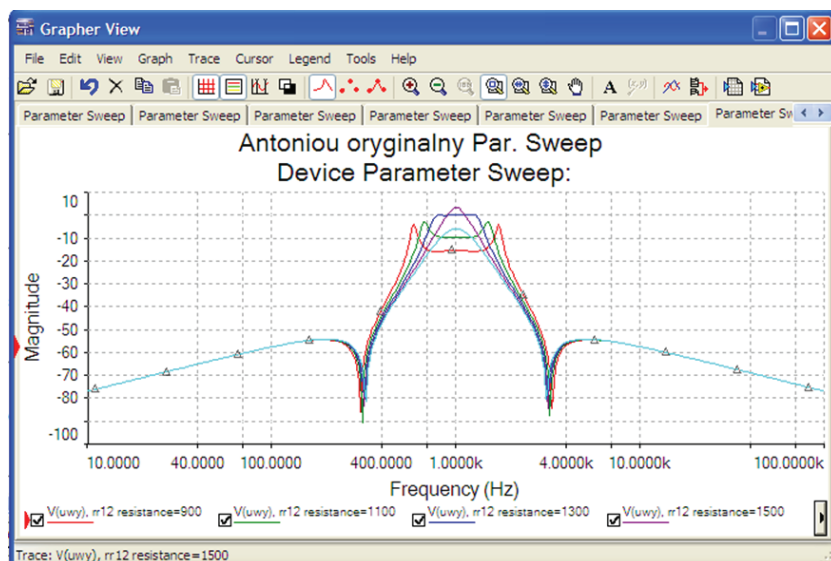
Porównanie charakterystyk z rysunków 11.14 i 11.15 ukazuje skuteczność zastosowanych poprawek dla wyprostowania „poziomego” odcinka charakterystyki. W układzie Dbrc2r– – dodano rezystor $435\text{ k}\Omega$, w układzie Eb– – rezystor $200\text{ k}\Omega$, a w układzie Lb3rcrc– – rezystor $3\text{ M}\Omega$. Dobieranie wartości tych oporników jest związane z pewną interakcją. Prezentowana na rys. 11.15 częstotliwość środkowa filtra 1 MHz nie stanowi wartości granicznej. Zgadzając się na pewne odstępstwa charakterystyki od ideału można uzyskać częstotliwość środkową kilku MHz.

Dokładna analiza przykładów z dodatku nr 3 wskazuje, że zmiana wartości rezystora $313,6\text{ }\Omega$, spowoduje zmianę nachylenia opadających odcinków charakterystyki po obu stronach przedziału przepustowego. Dokumentację tego wniosku pokazano na rys. 11.16 wykonanym w analizie *Parameter Sweep*. Wartość rezystora $313,6\text{ }\Omega$ była zmieniana od $100\text{ }\Omega$ do $600\text{ }\Omega$ z krokiem $100\text{ }\Omega$. Jak wynika z rys. 11.16, pasmo przenoszenia filtra nie ulega zmianie, natomiast nachylenie zboczy po obu stronach poziomego odcinka charakterystyki mocno się zmienia. Największe nachylenie występuje dla największej wartości rezystora.



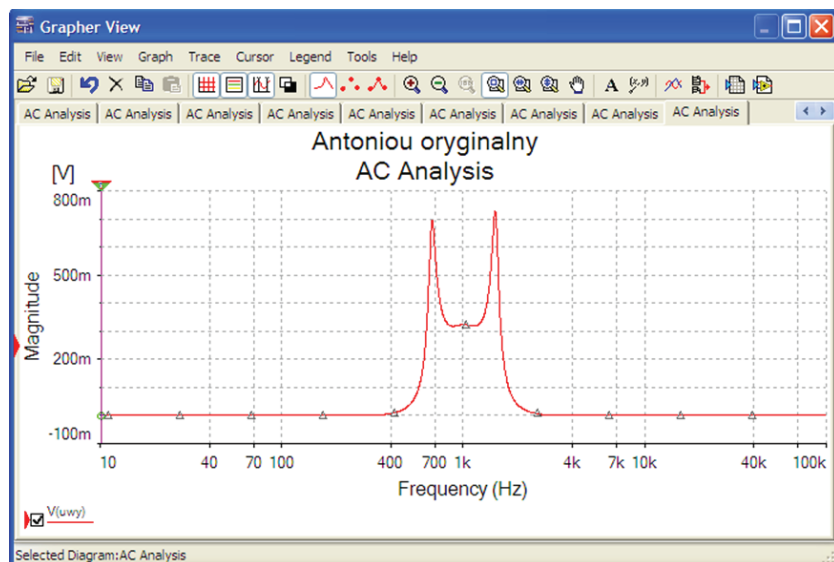
Rys. 11.16. Filtr 1 kHz według Antoniou w analizie parametrycznej

Szerokość pasma przepustowego można regulować zmieniając wartość rezystora 1,3 k Ω . Odpowiednie krzywe dla wartości tego opornika: 900 Ω , 1100 Ω , 1300 Ω , 1500 Ω i 1700 Ω pokazano na rys. 11.17. Jak można zauważyć, wpływ wartości tego rezystora jest bardzo istotny dla szerokości pasma przepustowego charakterystyki.



Rys. 11.17. Charakterystyki filtru 1 kHz według Antoniou dla różnych wartości rezystora 1,3 k Ω

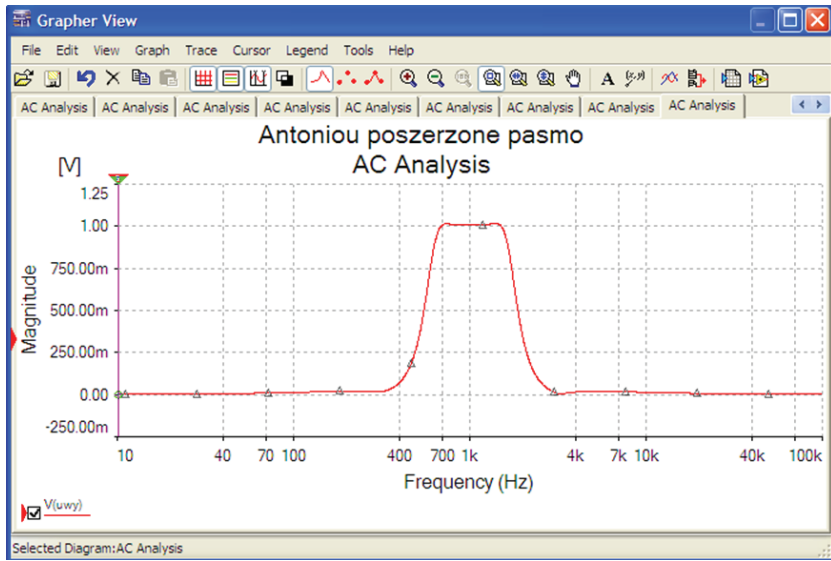
Korzystając z powyższego rysunku, można wybrać wartość wyżej wymienionego rezystora dla zakładanej szerokości pasma przepustowego. Na przykład dla wartości $1100\ \Omega$ charakterystyka ulega dużym zmianom, co pokazano na rys. 11.18.



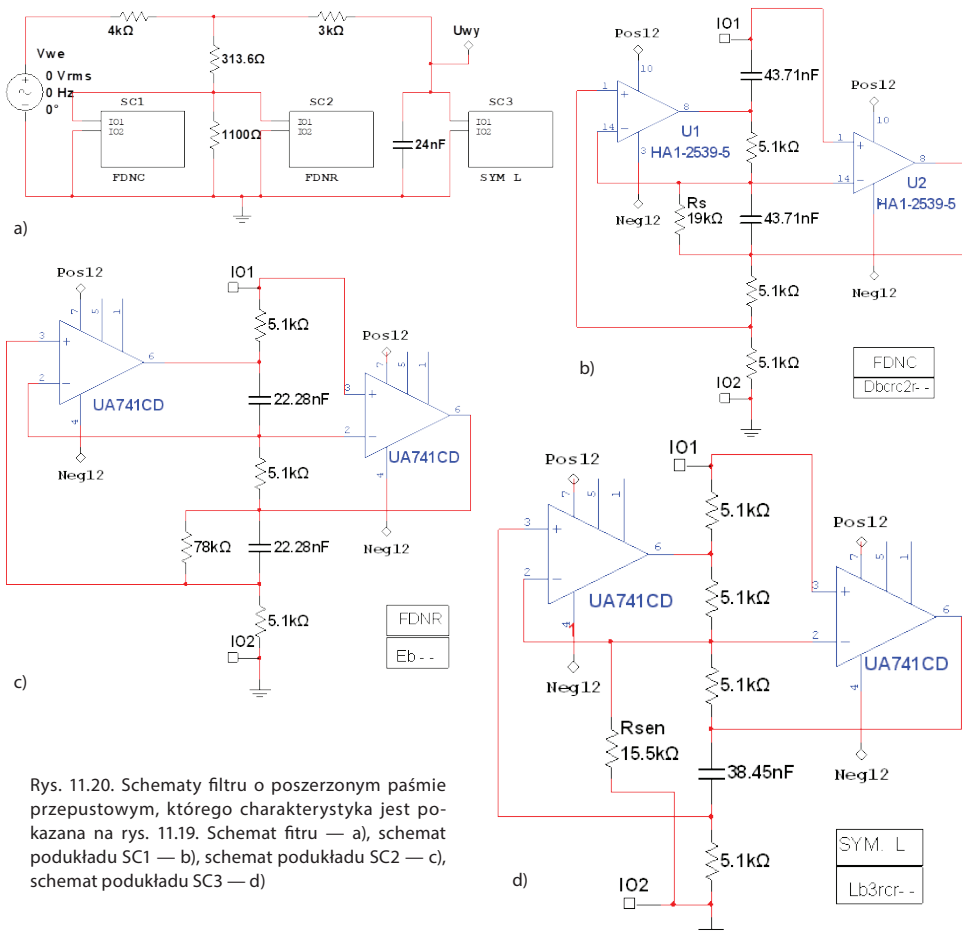
Rys. 11.18. Charakterystyka filtra według Antoniou po zmianie rezystora R12 z wartości $1,3\ \text{k}\Omega$ na $1,1\ \text{k}\Omega$

W następnym kroku należy wyrównać charakterystykę, tłumiąc maksymalne wartości rezonansowe związane z podukładami SC1 i SC2 przez wprowadzenie odpowiednio dobranych rezystorów włączonych równolegle do jednego z kondensatorów w danym podukładzie. Tłumienie powinno obniżyć wspomniane szczyty rezonansowe do poziomu ok. $300\ \text{mV}$, jaki odpowiada rezonansowi podukładu SC3 z pojemnością $25,33\ \text{nF}$. Wówczas jednak tłumienie w obszarze przepustowym wynosi ok. $-10\ \text{dB}$. Jeżeli projekt ma być doprowadzony do uzyskania tego tłumienia na wartości $0\ \text{dB}$, to należy dobrać mniejsze wartości rezystorów dzielnika $15,61\ \text{k}\Omega$ i $8,342\ \text{k}\Omega$. W ostatnim kroku projektu należy nieznacznie skorygować wartości zmieniających uprzednio rezystorów i dostroić częstotliwość rezonansu obwodu LC przez zmniejszenie pojemności $25,33\ \text{pF}$ do $24\ \text{pF}$ oraz dodać rezystor $15,5\ \text{k}\Omega$, według koncepcji Senaniego do analogu indukcyjności. Czynności powyżej opisane doprowadziły do poszerzenia pasma przepustowego z wartości $0,6\ \text{kHz}$ dla oryginalnego układu według Antoniou do $1,16\ \text{kHz}$ i uzyskania charakterystyki częstotliwościowej pokazanej na rys. 11.19.

Schematy filtra o poszerzonym paśmie przepustowym pokazano na rys. 11.20.



Rys. 11.19. Charakterystyka filtru o poszerzonym paśmie przepustowym



Rys. 11.20. Schematy filtru o poszerzonym paśmie przepustowym, którego charakterystyka jest pokazana na rys. 11.19. Schemat fitru — a), schemat podukładu SC1 — b), schemat podukładu SC2 — c), schemat podukładu SC3 — d)

11.3. Podsumowanie układów FDNC i ich zastosowań

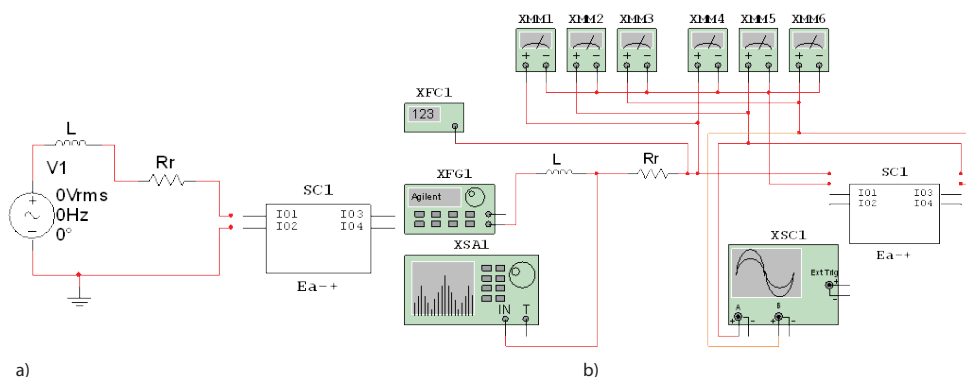
W grupie analogów FDNC ważne miejsce zajmuje układ Dbc3rc[−], zastosowany przez L.T. Brutona [52] w filtrze dolnoprzepustowym, który odegrał znaczącą rolę w nagłym rozwoju elektronicznych dwójników RLC i ich zastosowań, jaki nastąpił w latach siedemdziesiątych XX wieku. Dobra zgodność teoretycznej charakterystyki wyżej wymienionego filtru z pomiarami praktycznymi wykonanymi przez L.T. Brutona na wzmacniaczach operacyjnych $\mu A702$, pozostaje nadal aktualna w realizacji na wielu współczesnych rodzajach wzmacniaczy. Badania symulacyjne przeprowadzone w podrozdziale 10.2.2 potwierdziły wyjątkową przydatność układu Dbc3rc[−] – do pracy w zakresie dużych częstotliwości. Podrozdziały 11.1 i 11.2 dotyczące filtrów dolno- i środkowoprzepustowych stanowią nawiązanie do artykułów [52] i [53], aby rozwinąć ich treści, korzystając ze współczesnych programów symulacyjnych i nowszych wzmacniaczy operacyjnych.

W symulacjach filtrów nie były uwzględniane straty kondensatorów, poza szczególnymi przypadkami, ponieważ rezystancje występujące w układach analogów FDNC, FDNR i L są znacznie mniejsze niż rezystancje strat i stąd mogą one być pominięte.

12. Superindukcyjności — *Frequency Dependent Negative Resistances*

12.1. Ogólna charakterystyka układów FDNR

Impedancja wejściowa układów wyprowadzonych z uogólnionych konwerterów impedancji ma postać $Z = s^2 E$, gdzie E jest współczynnikiem zależnym od użytych elementów RC , gdy drugi i czwarty element łańcucha będą pojemnościami, a pozostałe rezystancjami. Wówczas będą istniały 24 układy wytwarzające pożądaną postać impedancji wejściowej. Współczynnik E jest iloczynem wartości rezystancji i pojemności elementów łańcucha: $E = R_1 R_3 R_5 C_2 C_4$ i ma wymiar Vs^2/A . Wśród wszystkich 24 układów FDNR znaleziono takie, które, zachowują się stabilnie lub wytwarzają różne drgania okresowe, najczęściej odkształcone. Badania pozwalające posegregować wszystkie te układy na wyżej wymienione grupy były prowadzone w dwóch etapach. W pierwszym z nich, przy użyciu analiz *AC Sweep*, *Transient* i *DC Operating Point*, wyszukano te układy, które miały takie same wartości napięć stałych dla analiz *Transient* i *DC Operating Point*, co pozwala sądzić, że nie rozwija się w nich żaden proces z upływem czasu, a więc będą to układy stabilne. Analiza AC była w zasadzie sprawdzianem poprawności połączeń układu, jeżeli dla częstotliwości rezonansowej na przykład 12,51 kHz (przy $R_1 = R_5 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$, $C_2 = C_4 = 1 \text{ nF}$ i $R_r = 500 \Omega$), pojawiał się wyraźny szczyt rezonansowy. Układ pomiarowy odpowiedni dla powyższych trzech analiz pokazano na rys. 12.1a, przy czym indukcyjność L potrzebną później do innych analiz przyjmowano jako 0 H.



Rys. 12.1. Układy pomiarowe do badania symulacyjnego FDNR. Dla metody AC Sweep — a). Dla metody instrumentalnej — b)

W drugim etapie stosowano analizę instrumentalną, to znaczy układ złożony z instrumentów takich jak *Agilent Function Generator*, *Oscilloscope*, *Frequency Counter*, *Multimeter* i *Spectrum Analyser*. Przykładowe połączenie owych przyrządów pokazano na rys. 12.1b.

Sześć multimetrów pokazanych na rys. 12.1b służy do kontroli napięć stałych (trzy z prawej strony) i napięć zmiennych (trzy z lewej strony). Pokazują one kolejno, od lewej do prawej, wskazania na obwodzie rezonansowym, dalej na wyjściu lewego WO i prawego WO. Do czterech zacisków umiejscowionych nad oscyloskopem XSC1 należy dołączyć układ mierzony skompresowany do symbolicznego podukładu *Subcircuit*. Ten sam układ pomiarowy może być połączony z różnymi podukładami badanymi. Generator XFG1 służy do podawania sygnału zmiennego do szeregowego obwodu rezonansowego. Miernik Spectrum XSA1 pokazuje widmo sygnałów powstających w obwodzie rezonansowym, a dwustrumieniowy oscyloskop wyświetla czasowe przebiegi sygnałów na wyjściach WO.

12.2. Podział analogów FDNR na grupy

W ostatecznym podsumowaniu zachowania się 24 układów FDNR wydzielono następujące kategorie:

- pięć wybranych układów FDNR: $Ea-+$, $Eb- -$, $Ec+ +$, $Ed- -$ i $Ef+ -$,
- sześć układów wytwarzających drgania odkształcone: $Ea+ -$, $Ec- -$, $Ed+ -$, $Ee- +$, $Ee+ +$, $Ef- +$,
- trzynaście zestawów, w których wzmacniacze operacyjne (jeden lub obydwa) wchodzi w stan nasycenia: $Ea- -$, $Ea+ +$, $Eb- +$, $Eb+ -$, $Eb+ +$, $Ec- +$, $Ec+ -$, $Ed- -$, $Ed+ +$, $Ee- -$, $Ee+ -$, $Ef- -$, $Ef+ +$.

W grupie wybranych układów FDNR znaleziono pięć wyżej wymienionych analogów, natomiast w publikacji [54] i w pracy przeglądowej [55] omówione są cztery. Nie występuje tam analog $Ea-+$, który — pobudzony sygnałem o częstotliwości rezonansowej — podtrzymuje go po wyłączeniu generatora pobudzającego. Niedogodność ta występuje w budowie układu $Ea-+$ z użyciem elementów RC i wzmacniaczy operacyjnych stosowanych w pracy [54], natomiast w obecnym podejściu układ ten pracuje poprawnie.

Układy zakwalifikowane w pierwszej grupie jako wybrane układy FDNR będą dalej badane pod kątem ustalenia ich szczegółowych właściwości i opracowania zastosowań.

Podział wszystkich 24 układów o impedancji $Z = s^2E$, na grupy o wspólnych właściwościach zebrano poniżej.

Tab. 12.1. Podział 24 potencjalnych analogów FDNR na grupy: ● — wybrane analogi superindukcyjności, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — lewy WO nasycyony, □2 — prawy WO nasycyony, □1 i 2 — obydwa WO nasycyone), ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone

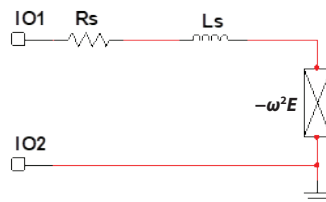
	Ea	Eb	Ec	Ed	Ee	Ef
--	□1	●	◇	□2	□1 i 2	□1 i 2
-+	●	□1 i 2	□1 i 2	●	◇	◇
+-	◇	□1, ◇	□2	◇	□2	●
++	□2	□1 i 2	●	□1	◇	□1 i 2

12.3. Wybrane analogi FDNR

12.3.1. Szeregowy schemat zastępczy analogu FDNR

Podobnie jak w przypadku układów FDNC, obwód rezonansowy złożony z rezystancji i analogu FDNR może być tak przestrojany, aby jego dobroć pozostawała na stałym poziomie w funkcji częstotliwości.

Do analizy układów FDNR wybrano szeregowy obwód rezonansowy, ze względu na szeregową indukcyjność w schemacie zastępczym, jakkolwiek rezonans w obwodzie równoległym także występuje. Schemat zastępczy układu realizującego FDNR przedstawia rys. 12.2.



Rys. 12.2. Schemat zastępczy analogu FDNR

Dołączenie do zacisków $IO1$ i $IO2$ rezystora R_r powoduje utworzenie obwodu rezonansowego zawierającego ten rezystor i ujemną rezystancję $-\omega^2 E$, wytwarzaną przez analog FDNR (przy pominięciu niewielkiej rezystancji pasożytniczej R_s). Indukcyjność L_s stanowi element pasożytniczy tego obwodu, decydujący o jego dobroci. Częstotliwość rezonansową można wyliczyć, przyrównując do zera sumę rezystancji R_r i ujemnej rezystancji $-\omega^2 E$:

$$R_r - \omega^2 E = 0 \quad (12.1)$$

Stąd:

$$\omega = \sqrt{\frac{R_r}{R_1 R_3 R_5 C_2 C_4}} \quad (12.2)$$

przy czym $E = R_1 R_3 R_5 C_2 C_4$.

Współczynnik E jest liczbową reprezentacją wartości głównego parametru FDNR, podobnie jak indukcyjność wyraża główny parametr cewki lub analogu indukcyjności. Z wzoru (12.1) wynika określenie parametru E jako:

$$E = \frac{R_r}{\omega^2} \quad (12.3)$$

Jeżeli rezystancja R_r i pulsacja ω będą wartościami pobranymi z symulacyjnych pomiarów zjawiska rezonansu, współczynnik E będzie oznaczany jako E_{eq} (współczynnik wypadkowy). Współczynnik E_{eq} wyraża wartość liczbową bliższą wartości rzeczywistej parametru, która byłaby uzyskana z fizycznych pomiarów. Natomiast współczynnik E oznacza idealizowaną wartość teoretyczną, nieuwzględniającą parametrów pasożytniczych.

12.3.2. Indukcyjność pasożytnicza analogu FDNR

Indukcyjność L_s z rys. 12.2 jest najważniejszym elementem pasożytniczym analogu superindukcyjności, jednakże całkowita indukcyjność analogu FDNR może być zwiększana lub zmniejszana przez wykorzystanie różnych czynników zewnętrznych. Przeanalizowanie tych możliwości jest szczególnie ważne w grupie analogów FDNR ze względu na ich zastosowanie w oscylatorach. Ujemna wartość całkowitej indukcyjności obwodu prowadzi do wzbudzenia drgań.

Użycie kondensatorów o większych stratach lub dołączenie odpowiednich rezystancji równolegle do nich, zwiększa indukcyjność pasożytniczą, a tym samym zwiększa margines stabilności układu. Dodanie zewnętrznych rezystorów według koncepcji Wangenheima [28] lub Senaniego

[29] wprowadza do schematu zastępczego analogu indukcyjność ujemną, przydatną do wzbudzenia drgań w oscylatorach. Wzmacniacze operacyjne użyte w układzie analogu również w istotny sposób wpływają na jego całkowitą indukcyjność pasożytniczą. W kolejnych punktach podrödziału 12.3.2 omówiono wpływ wyżej wymienionych czynników na indukcyjność pasożytniczą L_s analogu FDNR.

Do przebadania wspomnianych wpływów przyjęto układ pomiarowy stosowany uprzednio do segregacji analogów i pokazany na rys. 12.1a. Analizę symulacyjną różnych wzmiarkowanych czynników przeprowadzono w układzie analogu $Ea-+$, którego schemat pokazano na rys. 12.3a. Ujemna rezystancja analogu tworzyła szeregowy obwód rezonansowy z rezystorem R_r równym $500\ \Omega$. Indukcyjność L o wartości $600\ \mu\text{H}$ zabezpieczała stabilność układu przy pomiarach indukcyjności w obszarze wartości ujemnych.

12.3.2.1. Pomiar indukcyjności pasożytniczej L_s analogu FDNR

Indukcyjność pasożytnicza analogu L_s jest wytwarzana przez straty użytych w konstrukcji układu kondensatorów i nieidealne parametry WO. Typowy przebieg tej indukcyjności dla stabilnego analogu FDNR zaczyna się od dodatnich wartości około kilkudziesięciu mH i wraz ze wzrastającą częstotliwością przechodzi przez obszar *plateau* do momentu, gdy zmienia znak na ujemny i wówczas gwałtownie zmierza do minus nieskończoności. Ujemna wartość tej indukcyjności wiąże się z utratą stabilności obwodu rezonansowego i ujemną wartością dobroci. Aby pomierzyć taką charakterystykę w obszarze wartości ujemnych, należy przywrócić stabilność układu przez włączenie do szeregowego obwodu dodatniej indukcyjności L , dobranej eksperymentalnie do oczekiwanego zakresu pomiarów. Do wyliczenia L_s służy wzór:

$$L_s = \frac{U_g}{2\pi f I(V1)} - L \quad (12.4)$$

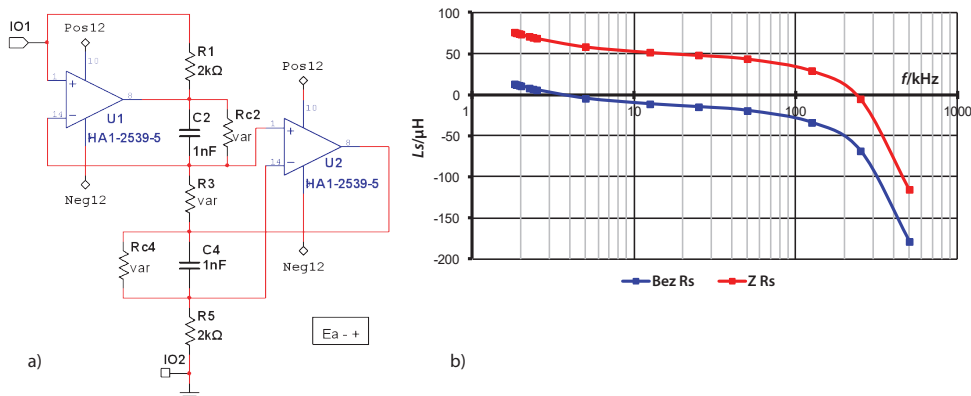
Symbol U_g oznacza napięcie generatora podłączonego przez indukcyjność L do zacisku $IO1$ i masy analogu. Z maksimum krzywej rezonansowej w metodzie *AC Sweep* odczytywany był prąd $I(V1)$ źródła. Równocześnie z tej symulacji odczytywano częstotliwość rezonansową f , występującą w mianowniku wzoru (12.4). Badany był analog $Ea-+$, którego schemat ideowy jest pokazany na rys. 12.3a. Wyniki badań, bez uwzględniania rezystancji strat kondensatorów, pokazano na rys. 12.3b — krzywa 1 i z uwzględnieniem tych strat — krzywa 2. Wzór (12.4) odpowiada sytuacji, gdy w szeregowym obwodzie pomiarowym pozostają jedynie indukcyjności L_s i L , co oznacza, że rezystancje $-\omega^2 E$ i R_s należy wyeliminować z obwodu, dodając rezystancję R_r dostrojoną do

rezonansu dla danej częstotliwości f . Indukcyjność zapewniającą stabilność układu pomiarowego L przyjęto jako $600 \mu\text{H}$. Jeżeli indukcyjność L_s ma być wykreślona w funkcji częstotliwości, to istnieją dwie wersje strojenia obwodu rezonansowego:

1. Strojenie jednej rezonującej gałęzi. Rezystancja R_3 analogu (zobacz rys. 12.3a) będzie miała wartość ustaloną, a zmieniana będzie zewnętrzna rezystancja R_r .

2. Równoczesne strojenie obydwu rezonujących gałęzi. W tym przypadku zmieniane będą obydwie rezystancje, to znaczy R_3 i R_r .

Ze względu na przyjęte w poprzednich rozdziałach pracy rozwiązanie powyższego dylematu, prowadzące do wybrania wariantu numer 2, zdecydowano się na przestrajanie obydwu rezystancji z zachowaniem dodatkowego warunku, aby ich iloczyn był równy $10^7 \Omega^2$. Szczegóły takiego przestrajania dla analogów FDNR omówiono w podrozdziale 12.3.3.



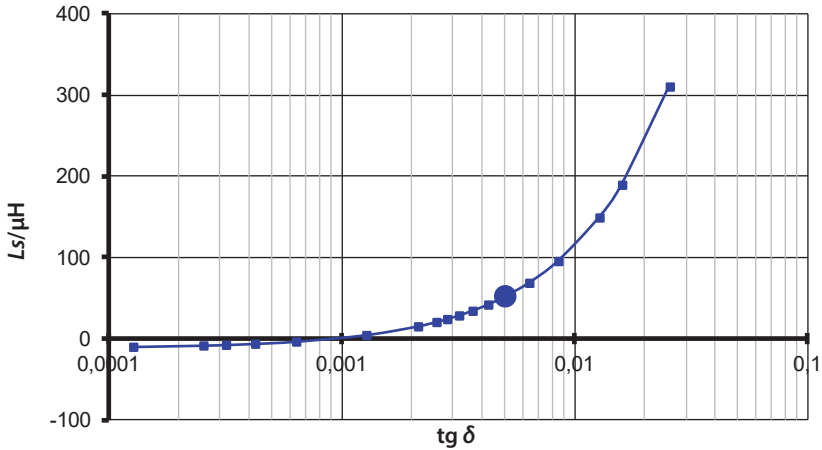
Rys. 12.3. Indukcyjność pasożytnicza w funkcji częstotliwości dla analogu $Ea - +$. Schemat analogu $Ea - +$ — a), indukcyjność pasożytnicza L_s uzyskana z symulacji w układzie pomiarowym z rys. 12.1a przy uwzględnieniu strat kondensatorów — krzywa górna i bez uwzględnienia strat kondensatorów — krzywa dolna

Krzywa górna na rys. 12.3b pokazuje przebieg indukcyjności pasożytniczej L_s w funkcji częstotliwości dla stałej wartości współczynnika strat $\tan \delta = 5 \times 10^{-3}$. Poniżej, w podrozdziale 12.3.2.2, zostaną pokazane wyniki wpływu różnych wartości parametru strat kondensatorów na indukcyjność pasożytniczą L_s , przy jednej częstotliwości ustalonej na wartości 12,5 kHz.

12.3.2.2. Wpływ rezystancji strat kondensatorów na indukcyjność pasożytniczą L_s

Straty kondensatorów użytych w budowie analogów FDNR ocenia się negatywnie, gdyż w obwodach rezonansowych obniżają dobroć. Jednak w niektórych zastosowaniach ocena ta może być inna, jeżeli wymieniając

kondensatory na bardziej stratne można ustabilizować układ pracujący na granicy stabilności. We wszystkich grupach układów badanych w pracy (poza takimi wyjątkami jak: rys. 8.5a, podrozdział 12.3.2.5, podrozdziały 11.1.2 i 11.1.3) uwzględniano wpływ strat kondensatorów, dołączając równolegle do nich rezystancje wyliczone z wartości $\text{tg } \delta$ przyjętej jako 5×10^{-3} .



Rys. 12.4. Indukcyjność pasożytnicza analogu $Ea-$ w funkcji współczynnika $\text{tg } \delta$. Duża kropka na krzywej wskazuje wartość 0,005 dla $\text{tg } \delta$, przyjmowanej w pracy jako współczynnik strat stosowanych kondensatorów

Badanie wpływu strat kondensatorów na indukcyjność L_s przeprowadzono zmieniając w analogu $Ea-$ rezystancje strat dołączane równolegle do kondensatorów. Rezystancje były wyliczane z wartości $\text{tg } \delta$, zmienianych od $1,3 \times 10^{-4}$ do $2,5 \times 10^{-2}$. W układzie pomiarowym z rys. 12.1a indukcyjność L przyjęto jako $600 \mu\text{H}$, natomiast rezystancję R_r ustalono na wartości 500Ω , a rezystancję R_3 na $20 \text{ k}\Omega$. Stąd częstotliwość rezonansowa wynosiła ok. $12,5 \text{ kHz}$, nieznacznie zmieniając się z wartością rezystancji strat. Duża kropka na rys. 12.4 pokazuje wartość $\text{tg } \delta = 5 \times 10^{-3}$, ogólnie przyjętą do przedstawiania wpływu strat kondensatorów w niniejszej pracy. Z przebiegu krzywej na rys. 12.4 wynika, że analog $Ea-$ przy częstotliwości $12,5 \text{ kHz}$ traci stabilność z kondensatorami o wskaźniku strat $\text{tg } \delta$ o wartości ok. 1×10^{-3} . Wtedy indukcyjność pasożytnicza L_s przechodzi na wartości ujemne.

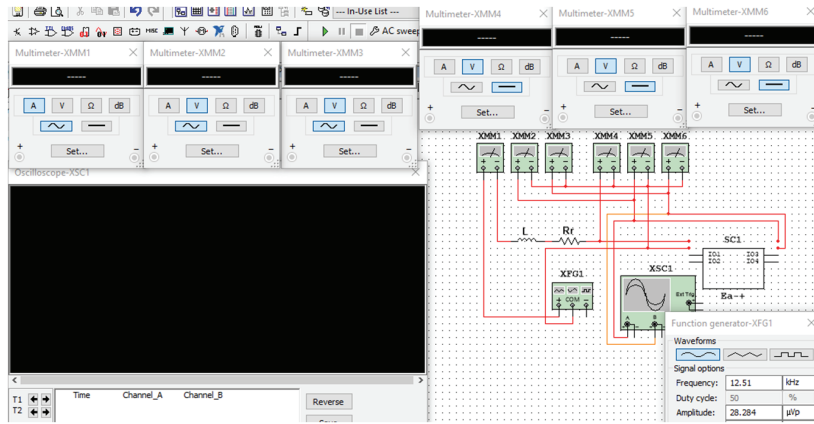
12.3.2.3. Wpływ koncepcji Wangenheima na indukcyjność pasożytniczą analogu FDNR

Koncepcje Wangenheima [28] i Senaniego [29] dotyczą włączenia dodatkowego rezystora w strukturę uogólnionego konwertera impedancji (GIC) w celu wygenerowania dodatkowego składnika z ujemnym znakiem w impedancji lub admitancji wytwarzanej na zaciskach wejściowych

konwertera. Szczegóły tych idei w odniesieniu do różnych struktur GIC rozpracowano wcześniej w podrozdziale 6.2. Zastosowanie tych sugestii do grupy analogów FDNR powoduje powstanie ujemnej indukcyjności, połączonej szeregowo z głównym składnikiem impedancji, czyli $-\omega^2 E$. Z tab. 6.1 z podrozdziału 6.2 można pobrać następujący wzór na ujemną indukcyjność, związaną z włączeniem dodatkowego rezystora R_o według koncepcji Wangenheima:

$$L_{wan} = -C_2 R_o R_1 \quad (12.5)$$

Zgodność wyników uzyskanych z symulacji z wzorem (12.5) potwierdzono w badaniu symulacyjnym analogu Ea+. Było ono wykonane w metodzie instrumentalnej według schematu pokazanego na rys. 12.5.



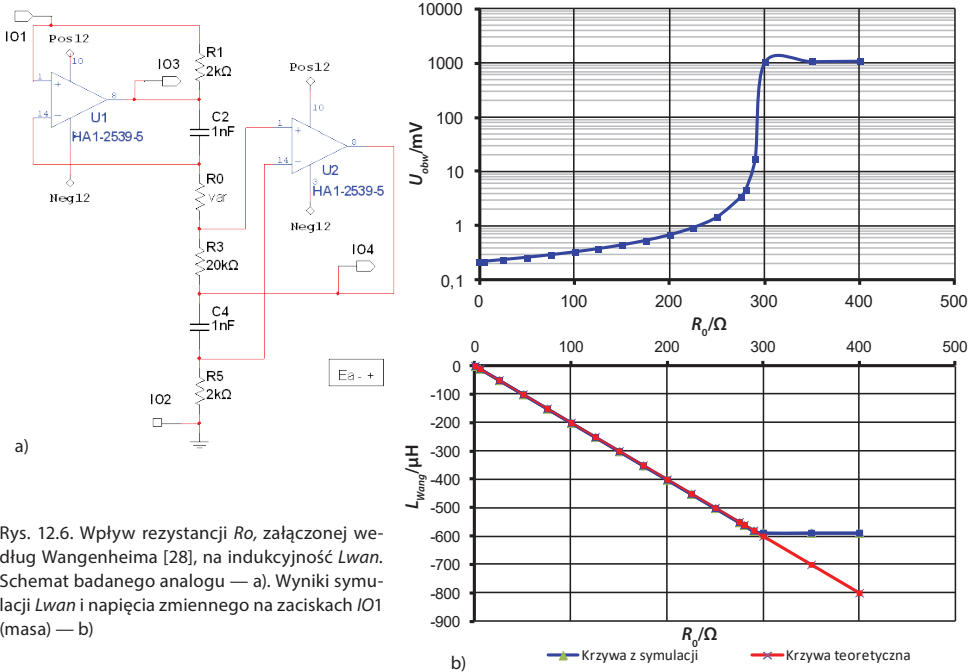
Rys. 12.5. Modyfikacja układu połączeń przyrządów z rys. 12.1b do badania symulacyjnego analogów FDNR metodą instrumentalną poprzez pomiar natężenia prądu źródła. Multimetr XMM1 jest nastawiony na pomiar natężenia prądu zmiennego

Metoda instrumentalna została użyta, aby obserwować moment utraty stabilności układu, gdy ujemna indukcyjność, wprowadzana zgodnie z koncepcją Wangenheima, przekroczy wartość indukcyjności stabilizującej L . W układzie pomiarowym pokazanym na rys. 12.5 odczytywano prąd źródła $I(V_1)$ w funkcji rezystancji R_o . Prąd ten wskazuje multimetr XMM1 nastawiony na pomiar natężenia prądu zmiennego. Pozostałe multimetry odczytują napięcia. Indukcyjność L ustawiono na $600 \mu\text{H}$. Wartość napięcia generatora wynosiła $20 \mu\text{V}$ (przeliczona z nastawy generatora $28,284 \mu\text{Vp}$). Rezystancje strat kondensatorów w tych badaniach nie były uwzględniane, aby nie komplikować zasadniczych zależności. Pomiary wykonano przy stałej częstotliwości $12,51 \text{ kHz}$. Częstotliwość ta wynika z rezonansu między rezystorem rezonującym R_r o wartości 500Ω (tę wartość rezystancji należy zadeklarować na schemacie przedstawionym

na rys. 12.5 przy wykonywaniu symulacji) i rezystancjami R_s i $-\omega^2 E$ analogu. Schemat badanego analogu $Ea-+$ jest pokazany na rys. 12.6a. Szukaną ujemną indukcyjność wyliczano z wzoru:

$$L_{wan} = \frac{U_g}{2\pi f I(V1)} - L - L_s \quad (12.6)$$

L_s oznacza indukcyjność wytwarzaną przez układ $Ea-+$ bez rezystancji R_o . Indukcyjność ta jest ujemna i została określona jako $-8 \mu\text{H}$ w tym samym cyklu badań przy zwarcie zacisków, pomiędzy które włączony był rezystor R_o .



Rys. 12.6. Wpływ rezystancji R_o , załączonej według Wangenheima [28], na indukcyjność L_{wan} . Schemat badanego analogu — a). Wyniki symulacji L_{wan} i napięcia zmiennego na zaciskach I01 (masa) — b)

Zależności wykreślone na rys. 12.6b pokazują, że ujemną indukcyjność wytwarzaną przez włączenie rezystora R_o można z dużą dokładnością wyliczać z wzoru (12.5). Wyniki takich obliczeń przedstawia krzywa teoretyczna. W miarę wzrostu rezystancji R_o rośnie także spadek napięcia zmiennego na obwodzie rezonansowym U_{obw} , aż do wzbudzenia drgań.

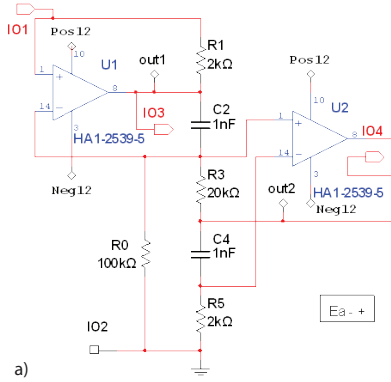
12.3.2.4. Wpływ koncepcji Senaniego na indukcyjność pasożytniczą analogu FDNR

W pracy [29] R. Senani podaje wzór na admitancję układu GIC z dodatkowym rezystorem R_o . Jest to równanie (6.4) przytoczone w podrozdziale 6.2. Ponieważ w niniejszym podejściu do analizy analogów FDNR przyjęto szeregowy schemat zastępczy analogu, wspomniany wzór należy przeliczyć z admitancji na impedancję. Wówczas uzyskuje się następującą jego postać, według oznaczeń przyjętych w tej pracy:

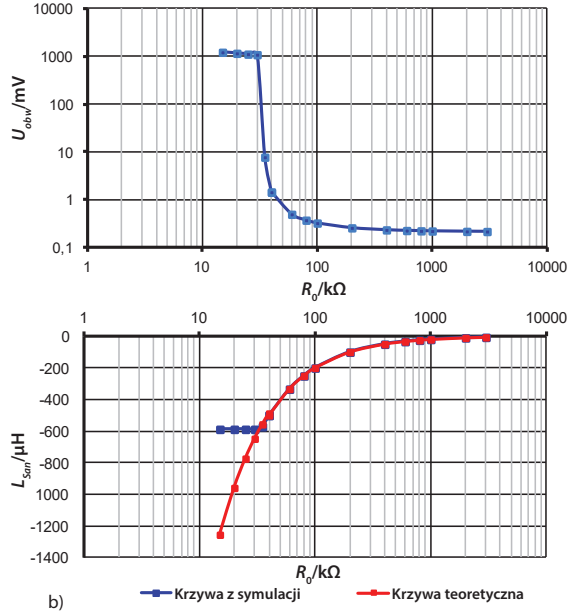
$$Z_{sen} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4 - \frac{Z_2 Z_3 Z_5}{R_o}} \quad (12.7)$$

Z urojonej części wzoru (12.7) można wyliczyć L_{sen} jako:

$$L_{sen} = \frac{-R_o R_1 R_3^2 R_5^2 C_2}{R_o^2} + R_3^2 R_5^2 \frac{1}{\omega^2 C_4^2} \quad (12.8)$$



Rys. 12.7. Wpływ rezystancji R_o , załączonej według Senaniego [29], na indukcyjność L_{sen} . Schemat symulowanego analogu — a). Indukcyjność L_{sen} i napięcie zmienne na zaciskach IO1 — masa w funkcji rezystancji R_o — b)



Korzystając z wzoru (12.8) wyliczono indukcyjność L_{sen} w funkcji rezystancji R_o . Dane elementów RC do powyższych obliczeń zostały przyjęte dla układu Ea- +, zgodnie z rys. 12.7. Pomiary symulacyjne wykonano w układzie z rys. 12.5, przyjmując R_r jako 500 Ω i L jako 600 μH. Częstotliwość rezonansowa wyniosła więc 12,51 kHz. Miejsce włączenia rezystora R_o , zgodnie z koncepcją Senaniego, pokazano na rys. 12.7a. Rezystancje strat kondensatorów nie były wprowadzane do schematu analogu. Wyniki wyżej wymienionych pomiarów symulacyjnych i obliczeń według wzoru (12.8) umieszczono na rys. 12.7b.

$$L_{sen} = \frac{U_g}{2\pi f I(V1)} - L - L_s \quad (12.9)$$

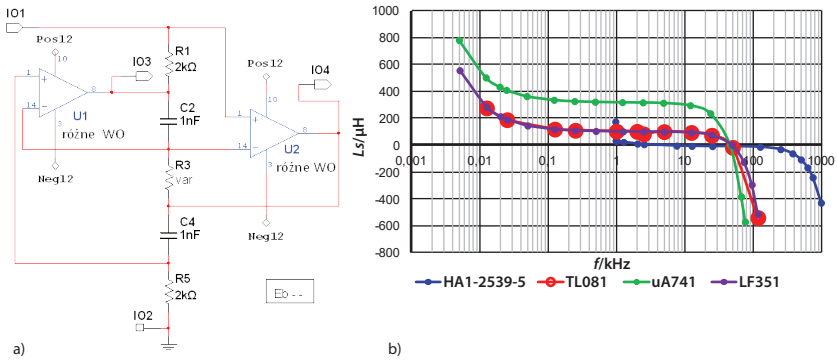
Z pomiarów prądu źródła $I(V1)$ w funkcji rezystancji R_o wyliczono ujemną indukcyjność L_{sen} według wzoru podobnego do (12.6):

Indukcyjność własna analogu L_s wynosiła $-8 \mu\text{H}$, podobnie jak w poprzednim podpunkcie. Przy rezystancji R_0 około $40 \text{ k}\Omega$ następuje wzbudzenie drgań. Z przebiegu krzywych widać, że układ wzbudziłby się przy większych wartościach R_0 , gdyby indukcyjność L była mniejsza niż przyjęta wartość $600 \mu\text{H}$.

Na podstawie rys. 12.7b można stwierdzić bardzo dobrą zgodność między wynikami uzyskanymi z symulacji i obliczonymi według wzoru (12.9), a wynikami teoretycznymi reprezentowanymi przez wzór (12.8).

12.3.2.5. Zależność indukcyjności pasozytniczej analogu FDNR od rodzaju WO

Wzmacniacze operacyjne stosowane w analogach FDNR mają duży wpływ na pracę tych układów, głównie na szerokość pasma częstotliwości. Wśród wielu parametrów WO ważny jest iloczyn wzmocnienia i szerokości pasma.



Rys. 12.8. Indukcyjność L_s w funkcji częstotliwości dla układu Eb—, zrealizowanego na różnych wzmacniaczach operacyjnych. Schemat układu Eb— — a), wykresy zależności L_s w funkcji częstotliwości — b)

Przeprowadzono porównanie indukcyjności pasozytniczej L_s analogu Eb—, wykonanego z użyciem kilku różnych WO. Pomiaru symulacyjne wykonano według schematu z rys. 12.1b, uaktualnionego do pomiaru prądu źródła (rys. 12.5). W trakcie symulacji przestrajano rezystor R_3 w układzie analogu i jednocześnie rezystor R_r z zachowaniem stałej wartości iloczynu $R_r \times R_3$, równej $10^7 \Omega^2$. Częstotliwość generatora była dostrajana do rezonansu między R_r , a ujemną rezystancją $-\omega^2 E$ analogu. Szukana indukcyjność L_s była wyliczana na podstawie mierzonego prądu źródła $I(V1)$ według wzoru (12.4). Indukcyjność L zabezpieczająca możliwość wykonania symulacji przez utrzymanie stabilności układu pomiarowego wynosiła $600 \mu\text{H}$. Wyniki symulacji przedstawiono na rys. 12.8.

Istnieje duża różnica między przebiegiem krzywej dla szybkiego wzmacniacza HA1-2539, a wzmacniaczami pozostałymi. W powyższych charakterystykach nie są uwzględnione straty kondensatorów. Ponieważ

wprowadzają one dodatnie wartości L_s , krzywe na rys. 12.8b w rzeczywistości ulegną przesunięciu w górę i niektóre charakterystyki o niewielkich wartościach ujemnych przejdą do obszaru dodatnich wartości L_s , czyli do obszaru pracy stabilnej.

12.3.3. Równoczesne strojenie obydwu gałęzi obwodu rezonansowego

Dobroć obwodu rezonansowego można obliczyć jako iloraz rezystancji rezonującej, na przykład R_r , do impedancji pasożytniczej obwodu:

$$Q = \frac{R_r}{\omega L_s} \quad (12.10)$$

Stąd:

$$Q = \frac{\sqrt{R_r R_1 R_3 R_5 C_2 C_4}}{L_s} \quad (12.11)$$

Konstrukcja wzorów (12.2) i (12.11) wskazuje na możliwość przestrajania częstotliwości rezonansowej przy zachowaniu stałej wartości dobroci. Jeżeli założy się użycie do takiego strojenia dwóch rezystorów, na przykład R_r i R_3 , to utrzymując ich stały iloczyn nie zmienia się dobroci, natomiast szeroko przestrajają się częstotliwości. Zamiast rezystora R_3 można też użyć dowolnego z pozostałych rezystorów, to znaczy R_1 lub R_5 . Spośród trzech wyżej wymienionych możliwości w niniejszej pracy wybrano:

$$R_r \times R_3 = \text{const} \quad (12.12)$$

Wartość iloczynu $R_r \times R_3$ przyjęto jako $10^7 \Omega^2$.

Korzystając z warunku (12.12) można przekształcić wzory (12.2), (12.3) i (12.11) do użyteczniejszych postaci. W tym celu w miejsce rezystancji R_r należy wstawić $10^7/R_3$. Wówczas można napisać:

$$\omega = \frac{3162}{R_3 \sqrt{R_1 R_5 C_2 C_4}} \quad (12.13)$$

$$E = R_1 R_3 R_5 C_2 C_4 \quad (12.14)$$

$$Q = 3162 \frac{\sqrt{R_1 R_5 C_2 C_4}}{L_s} \quad (12.15)$$

We wzorach (12.13) i (12.14) występują tylko główne elementy składowe analogu indukcyjności i dlatego pozwalają one, bez wykonywania symulacji lub praktycznych pomiarów, oszacować częstotliwość (pulsację) i współczynnik E analogu na etapie ustalania jego konstrukcji. Jednak wzory te nie uwzględniają elementów pasożytniczych kondensatorów i WO, i dlatego dają wyniki przybliżone. Wzory te podają

wartości teoretyczne, jakie byłyby osiągalne w idealnym układzie analogu. W przypadku szacowania dobroci z wzoru (12.15) potrzebna jest indukcyjność pasożytnicza L_s . Dla układu $Ea- +$ można ją pobrać z rys. 12.3b, a dla układu $Eb- -$ z rys. 12.8b.

12.3.4. Wyniki symulacji wybranych układów FDNR

Z dwóch poprzednich rozdziałów wynika, że właściwości 24 układów, których impedancja dwójnikowa opisana jest zależnością $Z = s^2 E$, bynajmniej nie są jednakowe. Większość z tych układów nie nadaje się do praktycznego wykorzystania. Dobry układ FDNR powinien pracować stabilnie w najszerszym paśmie częstotliwości, a jego schemat zastępczy powinien zawierać idealną FDNR (inaczej $-\omega^2 E$) i parametry pasożytnicze, którymi są indukcyjność L_s i rezystancja R_s . Przy braku tych elementów układ nie będzie spełniał kryteriów stabilności. Przyjmuje się, że te trzy elementy są połączone szeregowo — zgodnie z rys. 12.2. Stąd dobry analog FDNR powinien mieć niewielką dodatnią indukcyjność o stałej wartości w szerokim przedziale częstotliwości. Szeregowy schemat zastępczy analogu FDNR można przekształcić w równoległy, ale nie ułatwia to interpretacji.

Na podstawie wyników analiz *Transient Analysis* i *DC Operating Point* wybrano pięć układów: $Ea- +$, $Eb- -$, $Ec+ +$, $Ed- +$ i $Ef+ -$, podanych uprzednio w tab. 12.1. Na rys. 12.9 zebrano schematy ideowe tych układów. Aby porównać właściwości poszczególnych schematów, wykonano symulacje ich dobroci w funkcji częstotliwości przy przestrajaniu za pomocą dwóch rezystorów R_r i R_3 z zachowaniem stałej wartości ich iloczynu równej $10^7 \Omega^2$. Elementy analogów ustalono jako: $R_1 = R_5 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_2 = C_4 = 1 \text{ nF}$, za WO1 i WO2 przyjęto HA1-2539-5. Podstawową metodą stosowaną do wykonywania pomiarów symulacyjnych była metoda *AC Sweep*, pokazana na rys. 12.1a. Odczytywano z niej częstotliwość rezonansową i napięcie na obwodzie rezonansowym U_{obw} w warunkach dostrojenia do rezonansu². Dla indukcyjności L wybrano wartość 0 H . Napięcie generatora U_g i wartość rezystancji rezonansowej R_r służyły do wyliczenia współczynnika E_{eq} i dobroci Q_{eq} . Indeks *eq* (ekwiwalent) w nazwach wyżej wymienionych parametrów wprowadzono w celu podkreślenia, że wszystkie ich zmienne zostały pobrane z symulacji i dlatego te parametry są rzeczywistymi wartościami konkretnego analogu, w przeciwieństwie do parametrów uzyskanych z uproszczonych wzorów (12.14) dla E i (12.15) dla Q .

² Do wykreślenia zależności E_{eq} i Q_{eq} w funkcji częstotliwości prąd źródła $I(V_1)$ nie jest potrzebny i dlatego multimetr XMM1 z rys. 12.1b był ustawiony na pomiar napięcia.

Współczynnik Eeq wyliczano z podstawowego wzoru:

$$Eeq = \frac{Rr}{4\pi^2 f^2} \quad (12.16)$$

wstawiając jako f częstotliwość pobraną z symulacji po dostrojeniu badanego analogu do rezonansu z rezystancją Rr .

Rzeczywistą dobroć symulowanego obwodu rezonansowego Qeq wyliczano jako iloraz napięcia U_{obw} , odczytanego na zacisku IO1 analogu, do napięcia U_g generatora. Ponieważ analogi FDNR są badane w obwodzie rezonansu szeregowego, napięcie generatora U_g ustalono na stosunkowo niskiej wartości 20 μV , aby uniknąć przesterowania WO przy dużych wartościach dobroci. Wzór na wyliczenie Qeq miał następującą postać:

$$Qeq = \frac{U_{obw}}{U_g} \quad (12.17)$$

Zmieniane były pary rezystancji Rr i $R3$ przy zachowaniu warunku (12.12), przy czym dla każdej kolejnej pary wprowadzano aktualne wartości rezystancji strat obydwu kondensatorów. Rezystancje strat były wyliczane z wartości $\tan \delta$ przyjętej jako 5×10^{-3} . Ponieważ do wyliczenia rezystancji strat potrzebna jest częstotliwość, w pierwszym kroku odczytywano ją przy odłączonych rezystancjach strat kondensatorów, a następnie wyliczano ich wartości i wstawiano je do schematu, aby ostatecznie uzyskać końcową wartość częstotliwości i napięcia U_{obw} . Obserwowana różnica w częstotliwościach rezonansowych wyznaczanych dla układów z uwzględnionymi i nieuwzględnionymi stratami Rc była nieznaczna i wzrastała wraz z częstotliwością.

Metoda *AC Sweep*, pokazana na rys. 12.1a, była źródłem podstawowych danych do obliczenia i wykreślenia charakterystyk analogów FDNR. Procedura ta nie daje wyraźnych sygnałów, czy badany układ jest w stabilnym obszarze pracy, czy generuje własny sygnał. Dla pełnego zrozumienia właściwości danego analogu jest interesujące, jaki to jest sygnał, jakie były wówczas napięcia stałe na wyjściach WO itp. Dlatego ocenę analogu wspomagano obserwacją wskazań różnych specjalistycznych przyrządów w metodzie instrumentalnej pokazanej na rys. 12.1b. Indukcyjność stabilizująca L w tych badaniach nie jest potrzebna, ponieważ symulowane układy są stabilne i dlatego przyjmowano $L = 0 H$. Wyniki symulacji stabilnych analogów FDNR, wraz z ich schematami, są pokazane na zbiorczym rys. 12.9.

Charakterystyki analogów FDNR, podobnie jak uprzednio: analogów pojemności, indukcyjności czy układów FDNC, zostały wykonane w skali log-log, przy zachowaniu koncepcji utrzymania stałej wartości dobroci. Oprócz zalet koncepcji podanych przy omawianiu charakterystyk analogów pojemności, występuje tu również wada polegająca na

utrudnieniu odczytu współczynnika E_{eq} i dobroci Q_{eq} dla analogu FDNR o konkretnej budowie. Aby wykonać taki odczyt, należy skorzystać z wzoru (12.13) w celu obliczenia częstotliwości wykreślonej na osi odczytów. Dla konkretnych wartości elementów: $R1 = R5 = 2\text{ k}\Omega$ i $C2 = C4 = 1 \times 10^{-9}\text{ F}$ można wyżej wymieniony wzór (12.13) uprościć do postaci:

$$f = \frac{251,6 \times 10^6}{R3} \quad (12.18)$$

Przykład:

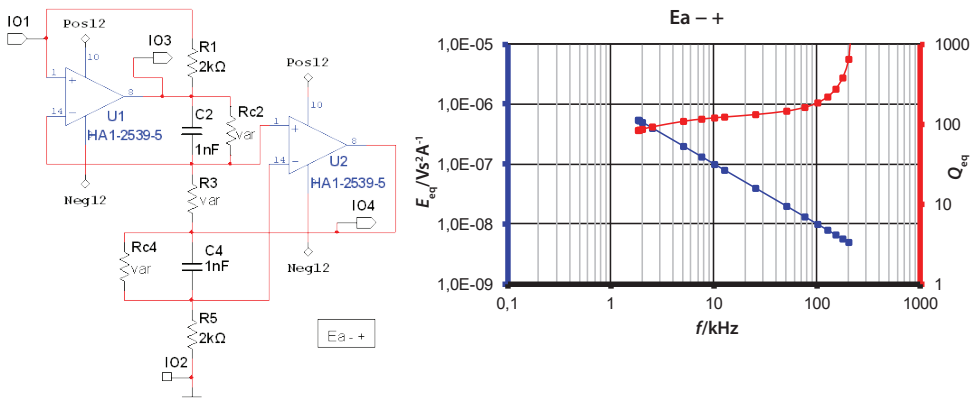
Pytanie: jakie parametry E_{eq} i Q_{eq} ma analog FDNR $Ea- +$ z rezystorem $R3$ o wartości $2\text{ k}\Omega$?

Odpowiedź: z rezystorem $R3$ o wartości $2\text{ k}\Omega$ skojarzona jest częstotliwość rezonansowa $125,8\text{ kHz}$, dla której z wykresów można odczytać: $E_{eq} \approx 8 \times 10^{-9}\text{ Vs}^2/\text{A}$ i $Q_{eq} \approx 220$.

Trzy charakterystyki analogów FDNR zebrane na rys. 12.9, zabarwione ostrymi kolorami czerwonym i niebieskim, odpowiadają układom pracującym stabilnie w całym przedziale częstotliwości. Niestety, dwa układy: $Ed- +$ i $Ef+ -$ w dość znacznych odcinkach charakterystyk narysowane są kolorami bladymi (różowym i błękitnym), co sugeruje pewne uchybienia w ich działaniu.

Układ $Ed- +$, poczynając od najmniejszych częstotliwości do około 80 kHz , obarczony jest następującą wadą: po nagłym skoku amplitudy lub częstotliwości sygnału wejściowego wzbudza się do drgań prawie sinusoidalnych. Częstotliwość tych wzbudzeń rośnie od około 15 MHz do około 190 MHz , wraz ze wzrostem częstotliwości bieżącej. Wzbudzenie nie ustępuje po przywróceniu poprzednich nastaw generatora.

Układ $Ef+ -$, po nagłym zwiększeniu amplitudy sygnału wejściowego (skok z μVp do mVp na *Function Generator*), wzbudza się do drgań prostokątnych o częstotliwości około $85 \div 100\text{ kHz}$. Przywrócenie poprzedniej wartości amplitudy sygnału wejściowego nie likwiduje wzbudzenia w obszarze częstotliwości zaznaczonym na rys. 12.9 bladym kolorem.





Rys. 12.9. Schematy pięciu wybranych analogów FDNR i ich charakterystyki częstotliwościowe

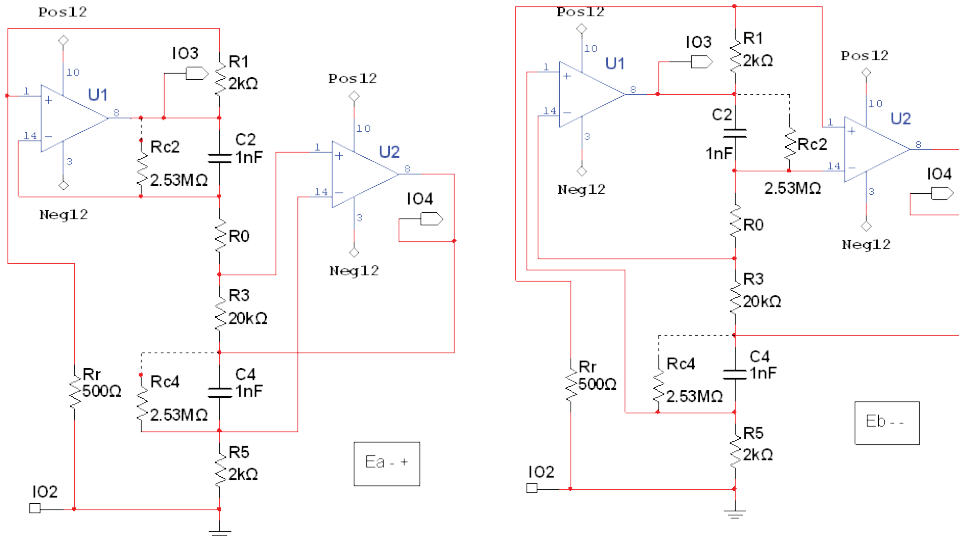
Warto zauważyć, że omawiane w obydwu układach wzbudzenia nie przekreślają dobrej pracy tych analogów, jeżeli nie zachodzą gwałtowne i duże skoki amplitudy lub częstotliwości w sygnale wejściowym.

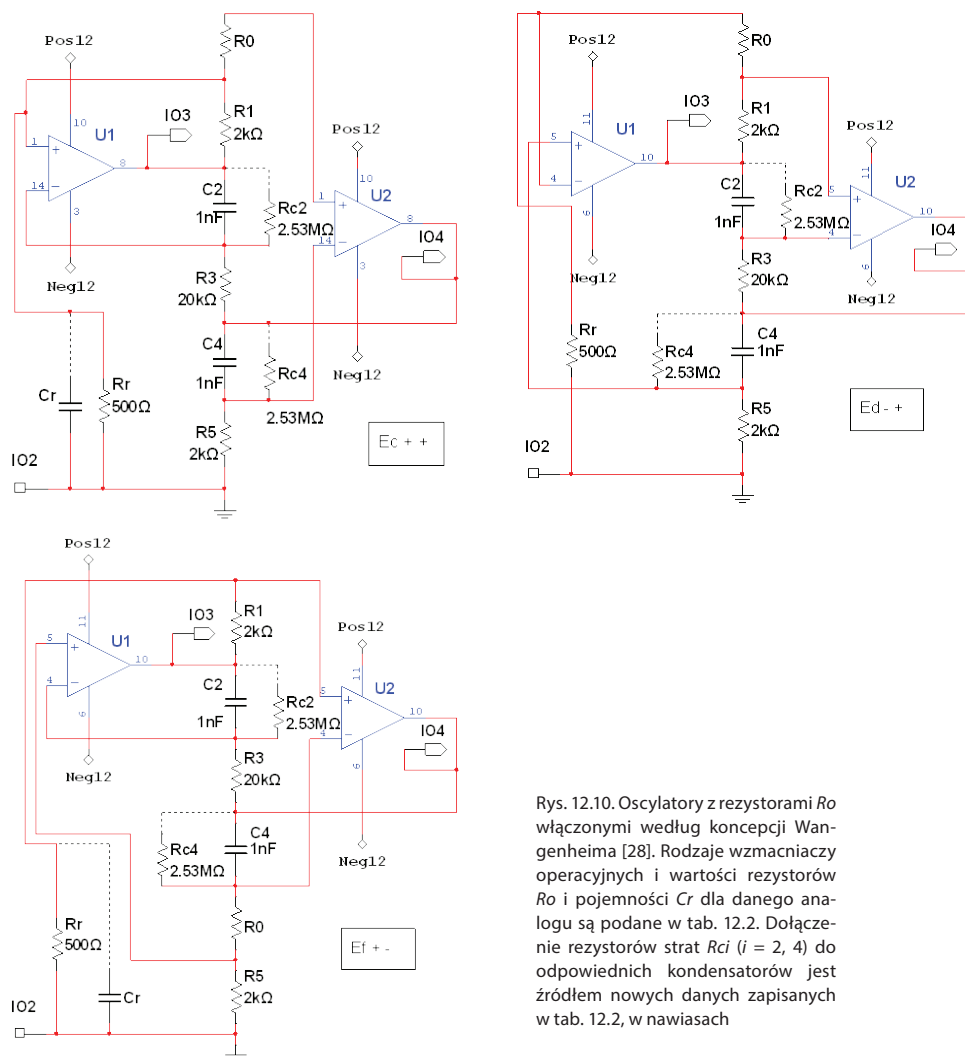
12.4. Niektóre zastosowania analogów FDNR

12.4.1. Oscylatory

Poniżej (na rysunkach 12.10 i 12.12) zebrane są schematy oscylatorów, w których istotną rolę odgrywają rezystory R_0 , włączone według koncepcji Wangenheima [28] (rys. 12.10) i Senaniego [29] (rys. 12.12), w struktury pięciu wybranych układów FDNR, które są pokazane na rys. 12.9. Układ Ef+ -, który nie pracował zadowalająco w przedziale dużych częstotliwości, przy znacznie mniejszych częstotliwościach, z innymi elementami RC, okazał się przydatny.

Zjawisko rezonansu napięć zachodzi w obwodzie zawierającym sumę rezystancji R_r i R_s oraz ujemną rezystancję proporcjonalną do kwadratu pulsacji, którą wytwarzają układy FDNR. W niektórych oscylatorach wzbudzenie drgań wymaga dołączenia równolegle do rezystora R_r kondensatora C_r , który przesunął charakterystykę fazową w kierunku dodatniego sprzężenia zwrotnego.





Rys. 12.10. Oscylatory z rezystorami R_0 włączonymi według koncepcji Wangenheima [28]. Rodzaje wzmacniaczy operacyjnych i wartości rezystorów R_0 i pojemności C_r dla danego analogu są podane w tab. 12.2. Dołączenie rezystorów strat R_{ci} ($i = 2, 4$) do odpowiednich kondensatorów jest źródłem nowych danych zapisanych w tab. 12.2, w nawiasach

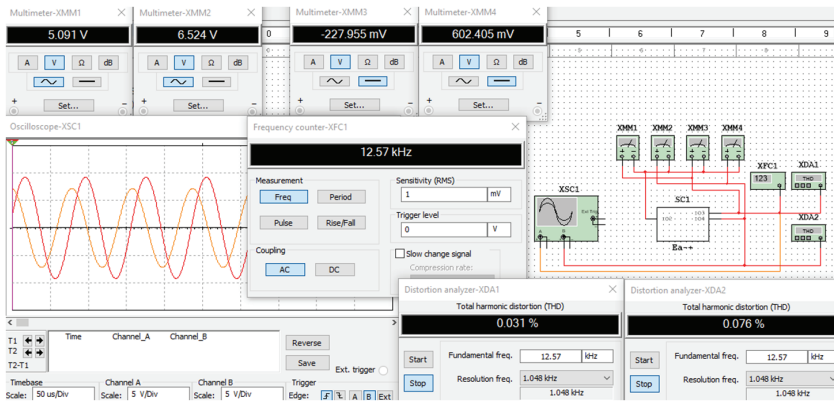
Teoretyczna wartość częstotliwości drgań we wszystkich układach wynosi 12,56 kHz, co wynika z wzoru (17.2) dla przyjętych elementów RC .

W układach $E_{c+ +}$ i $E_{f+ -}$, wykorzystujących koncepcję Wangenheima [28], wzbudzenie drgań wiąże się z potrzebą dołączenia niewielkich pojemności równolegle do rezystora R_r . Konkretnie w układzie $E_{c+ +}$ użyto kondensatora o pojemności 500 pF w realizacji na wzmacniaczach HA1-2539-5 przy uwzględnieniu strat kondensatorów, a w układzie $E_{f+ -}$ — 400 pF przy zastosowaniu wzmacniaczy HA1-2850-9, z uwzględnieniem strat kondensatorów i kondensatora 100 pF przy użyciu wzmacniaczy LF351 w obu realizacjach (to znaczy bez strat i ze stratami).

Układ pomiarowy, w którym uzyskano wyniki zamieszczone w tab. 12.2 (jak również zamieszczone poniżej w tab. 12.3) jest pokazany na rys. 12.11.

Tab. 12.2. Częstotliwości drgań i współczynniki zawartości harmonicznych uzyskane z symulacji oscylatorów zamieszczonych na rys. 12.10. Liczby podane w nawiasach odpowiadają symulacjom wykonanym z uwzględnieniem strat kondensatorów, realizowanym przez dołączenie rezystorów strat R_{ci} liniami ciągłymi na schematach z rys. 12.10

Typ układu	Typ wzmacniaczy operacyjnych	Rezystancja R_o [Ω]	Częstotliwość f [kHz]	THD [%] na wyjściu wzmacniacza operacyjnego U_1	THD [%] na wyjściu wzmacniacza operacyjnego U_2
Ea- +	HA1-2539-5	0 (27)	12,56 (12,57)	0,120 (0,031)	0,28 (0,076)
	LF351	1 (3)	12,34 (12,37)	0,510 (0,360)	1,79 (1,3)
Eb- -	HA1-2539-5	1 (30)	12,58 (12,58)	0,190 (0,090)	0,20 (0,10)
	LF351	48 (80)	12,37 (12,37)	0,039 (0,034)	0,04 (0,038)
Ec+ + 500 pF	HA1-2539-5	10 (400)	12,57 (12,54)	0,030 (0,490)	0,080 (1,27)
	LF351	1 (25)	12,38 (12,41)	0,200 (0,038)	0,75 (0,147)
Ed- +	HA1-2539-5	wzbudzenie na 70 MHz			
	HA1-2850-9	3 (35)	12,58 (12,59)	0,21 (0,24)	0,07 (0,073)
Ef+ - 400 pF 100 pF	HA1-2850-9	20 (20)	12,50 (12,49)	0,19 (0,32)	0,22 (0,39)
	LF351	1 (5)	12,35 (12,35)	0,67 (0,16)	0,76 (0,18)



Rys. 12.11. Układ do badania parametrów oscylatorów

Na powyższym rysunku są widoczne dane dla układu Ea- +, którego schemat jest narysowany na rys. 12.10. Dwa multimetry XMM1 i XMM2 pokazują napięcia zmienne na wyjściach obydwu wzmacniaczy operacyjnych. Po uruchomieniu symulacji (przez kliknięcie na zielony trójkąt *Run* (*F5*)) można obserwować na wyżej wymienionych multimetrach stopniowy wzrost amplitudy drgań. Multimetry XMM3 i XMM4, nastawione na pomiar napięć stałych na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych kontrolują, czy nie następuje przesterowanie wzmacniaczy. Jak widać, napięcia te nie przekraczają setek mV w analizowanym przypadku. Przebiegi z oscyloskopu są dowodem na to, że amplitudy drgań stabilizują się na naturalnych nieliniowościach wzmacniaczy operacyjnych w przedziale

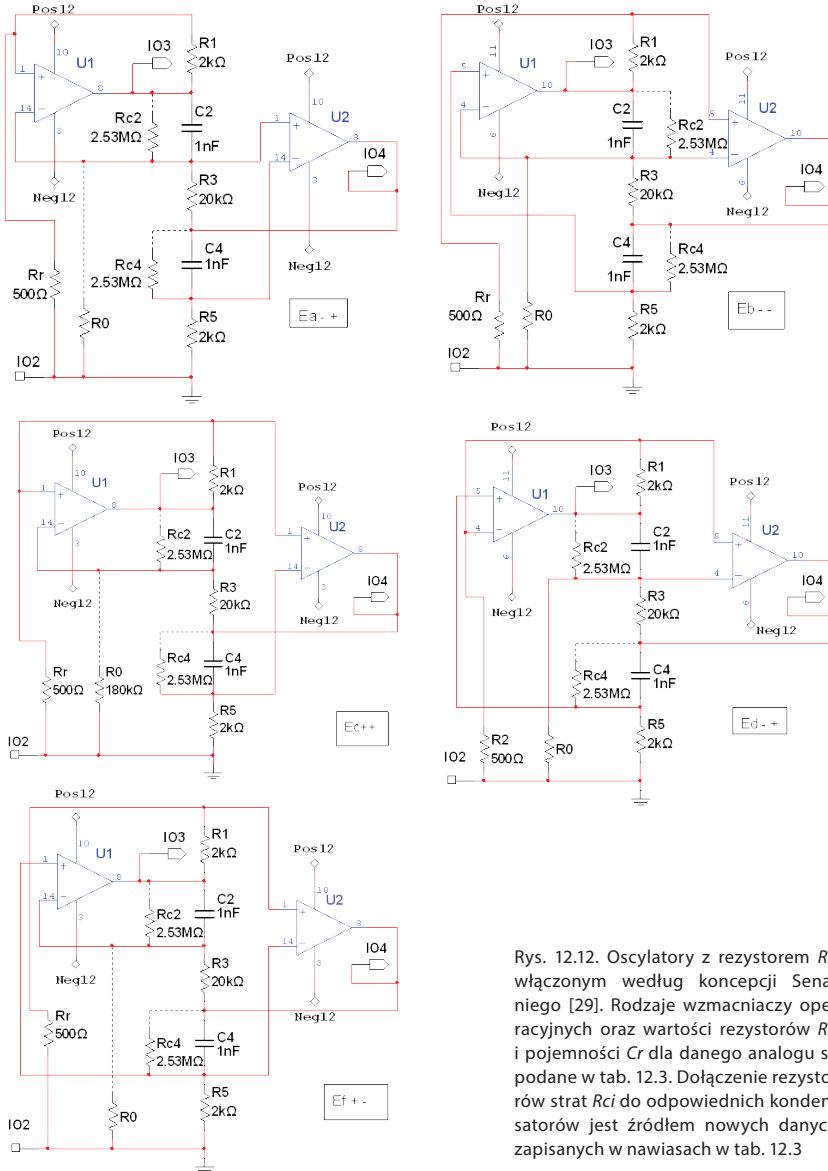
od 5 V do 7 V. Mierniki zniekształceń nieliniowych wyświetlają współczynniki zawartości harmoniczných THD w napięciach wyjściowych.

Schematy oscylatorów przedstawionych na rys. 12.10 są ściśle powiązane z tab. 12.2, z której należy pobrać następujące dane: typy wzmacniaczy operacyjnych, wartość rezystora R_o i zdecydować, czy dana symulacja ma dotyczyć pojemności idealnych czy stratnych. Dla pojemności idealnych można pozostawić linie przerywane pomiędzy górnymi końcami rezystorów 2,53 M Ω i odpowiednimi połączeniami kondensatorów. Linie przerywane nie stanowią połączeń elektrycznych. W symulacjach mających uwzględnić straty kondensatorów dane liczbowe w tabeli są zapisywane w nawiasach. W tych przypadkach linie przerywane należy pociągnąć normalnymi liniami łączącymi elementy. Dla układu Ea– +, reprezentowanego na rys. 12.11, przyjęto symulację z uwzględnieniem strat, wzmacniacze operacyjne HA1-2539-5 i rezystor $R_o = 27 \Omega$.

Pięć układów oscylatorów, w których wzbudzenie drgań jest spowodowane włączeniem rezystora R_o według koncepcji Senaniego [29], pokazano na rys. 12.12. Badane były również w układzie z rys. 12.11, a wyniki tych badań zebrane są w tab. 12.3.

Tab. 12.3. Częstotliwości drgań i współczynniki zawartości harmoniczných uzyskane z symulacji oscylatorów pokazanych na rys. 12.12. Liczby podane w nawiasach odpowiadają symulacjom wykonanym z uwzględnieniem strat kondensatorów, realizowanych przez dołączenie rezystorów strat R_{ci} liniami ciągłymi na schematach z rys. 12.12

Typ układu	Typ wzmacniaczy operacyjnych	Rezystancja R_o [k Ω]	Częstotliwość f [kHz]	THD [%] na wyjściu wzmacniaczy operacyjnych U_1	THD [%] na wyjściu wzmacniaczy operacyjnych U_2
Ea– +	HA1-2539-5	700 (350)	12,54 (12,57)	0,410 (0,066)	0,880 (0,149)
	LF351	- (-)	12,34 (12,37)	0,520 (0,35)	1,410 (1,25)
Eb– –	HA1-2850-9	800 (280)	12,57 (12,58)	0,310 (0,09)	0,360 (0,10)
	LF351	200 (110)	12,37 (12,37)	0,076 (0,22)	0,081 (0,25)
Ec+ +	HA1-2539-5	700 (180)	12,56 (12,55)	0,250 (0,41)	0,640 (1,01)
	LF351	- (-)	12,38 (12,41)	0,200 (0,04)	0,750 (0,15)
Ed– +	HA1-2539-5	wzbudzenie na częstotliwości 70 MHz			
	HA1-2850-9	800 (300)	12,59 (12,58)	1,000 (0,089)	0,339 (0,027)
Ef+ –	HA1-2539-5	- (300)	12,58 (12,58)	0,044 (0,10)	0,050 (0,115)
	LF351	- (500)	12,36 (12,37)	0,490 (0,31)	0,550 (0,340)

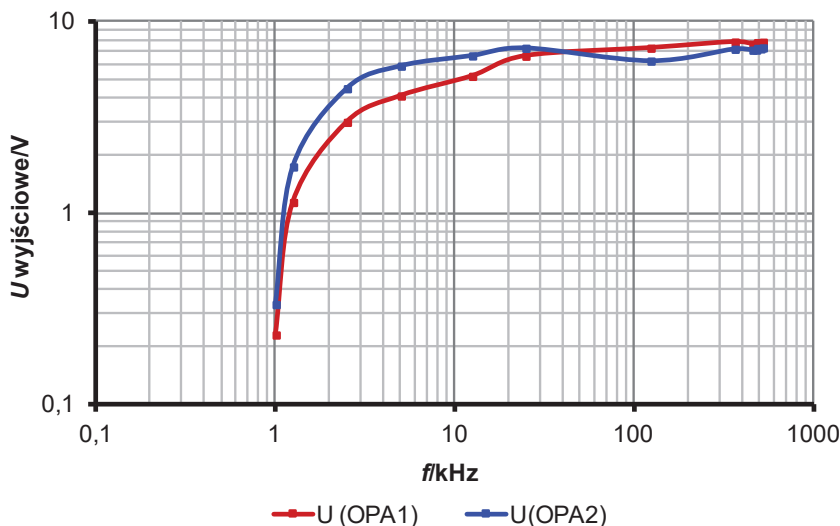


Rys. 12.12. Oscylatory z rezystorem R_0 włączonym według koncepcji Senaniego [29]. Rodzaje wzmacniaczy operacyjnych oraz wartości rezystorów R_0 i pojemności C_r dla danego analogu są podane w tab. 12.3. Dołączenie rezystorów strat R_{ci} do odpowiednich kondensatorów jest źródłem nowych danych zapisanych w nawiasach w tab. 12.3

Dywizy (-) umieszczone w kolumnie R_0 tab. 12.3 dla układów Ea- +, Ec+ + i Ef+ - oznaczają brak rezystancji R_0 . Podobnie jak w przypadku rys. 12.10 i tab. 12.2, układy z rys. 12.12 są związane z tab. 12.3. Również tutaj liczby podane w nawiasach dotyczą symulacji uwzględniającej straty kondensatorów i wówczas linie przerywane na schematach muszą być pociągnięte typowymi liniami łączącymi elementy. W układzie Ed- + nie udaje się wzbudzenie pożądaných drgań z użyciem wzmacniaczy HA1-2539-5, natomiast możliwe są realizacje ze wzmacniaczami, na przykład:

HA1-2850-9, LF351, TL081. Współczynniki zawartości harmoniczných THD mają różne wartości na obydwu wyjściach wzmacniaczy operacyjnych. Mniejsze są na tym wyjściu, na którym amplituda napięcia jest mniejsza, co można zaobserwować na oscyloskopie. Jak pokazują tabele 12.2 i 12.3, najmniejsze wartości THD występują na wyjściu wzmacniacza $U1$. Jedynie dla układu $Ed-+$ jest odwrotnie.

Zaletą przedstawionych w tym rozdziale oscylatorów jest możliwość ich przestrajania w szerokim przedziale częstotliwości, przy niewielkich wahaniach amplitudy, jeżeli zmianie ulegają wartości dwóch rezystorów, to znaczy Rr i $R3$, przy zachowaniu stałej wartości iloczynu ich rezystancji. Dla sprawdzenia tego wniosku przebadano układ $Eb-$ – z rys. 12.10 dla iloczynu $Rr \times R3 = 10^7 \Omega^2$. Bez żadnej ingerencji w wyżej wymieniony układ uzyskano możliwość przestrajania od wartości 1 kHz do 340 kHz. Dalsze przestrajanie częstotliwości w kierunku większych wartości wymagało rozdzielenia rezystora Rr na dwie części i dodawania pojemności 200 pF do fragmentu rezystora Rr i masy. W przedziale od 340 kHz do 480 kHz pojemność tę należy dołączyć do fragmentu rezystora $Rr = 2 \text{ k}\Omega$, a od 480 kHz do 525 kHz — do fragmentu rezystora $Rr = 3 \text{ k}\Omega$. Odpowiednia charakterystyka pokazana jest na rys. 12.13. Nieco węższy zakres częstotliwości uzyskuje się, używając do przestrajania oscylatora $Eb-$ – pary rezystorów Rr i $R5$, przy utrzymaniu iloczynu ich wartości na stałym poziomie $10^7 \Omega^2$.



Rys. 12.13. Przykładowa zależność napięcia na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych oscylatora $Eb-$ – z rys. 12.10

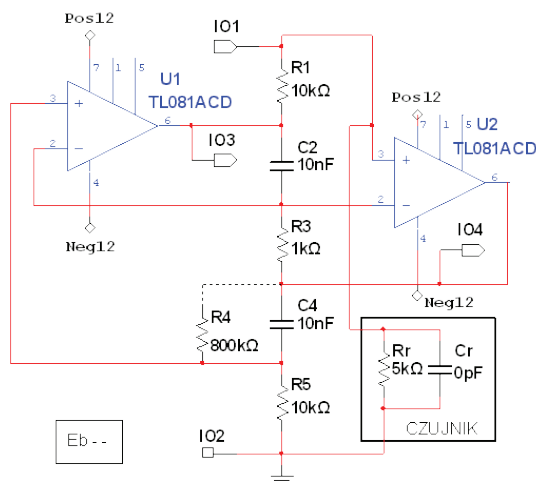
12.4.1.1. Oscylatory przeznaczone do pracy z kondensatorem o bardzo dużych stratach

Pięć wybranych układów FDNR, które są pokazane na rys. 12.9, stanowi zbiór wyjściowy do szczegółowego przeanalizowania pewnego nietypowego zastosowania trzech oscylatorów wyselekcjonowanych z tej grupy. Powyższe trzy układy to: $E_b -$, $E_c +$ i $E_f +$. Ponieważ mają one pracować przy małych częstotliwościach, wartości elementów RC zostały zmienione na większe, a wzmacniacze operacyjne HA1-2539 zastąpione przez tańsze TL081. Nowe dane są następujące: $R_r = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = R_5 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_2 = C_4 = 10 \text{ nF}$. Z wzoru (12.2) dla tych danych wynika częstotliwość drgań $3,54 \text{ kHz}$. Zadaniem nowych oscylatorów jest wzbudzenie drgań o wyżej wymienionych częstotliwościach, gdy pojemność czujnika pojemnościowego reagującego na sygnał fizyczny, na przykład na wzrost poziomu wilgotności powietrza, zwiększy się ponad założony poziom. Istotną cechą tych oscylatorów jest możliwość użycia czujnika pojemnościowego o bardzo dużych stratach, które (wyrażone jako $\tan \delta$) mogą osiągać wartości setek, a nawet kilku tysięcy. Czujnikiem jest kondensator połączony równolegle z rezystorem R_r . Straty czujnika mogą być rozumiane jako równoległa do pojemności rezystancja, w przypadku stosunkowo małych strat, lub straty te mogą zastąpić rezystancję R_r , jeżeli są odpowiednio duże. Zatem może nie być oddzielnego rezystora R_r , ponieważ jego rolę będzie pełnić rezystancja strat czujnika. Wyjaśnienie wzbudzenia drgań w tej grupie oscylatorów zostanie wyjaśnione na podstawie układu $E_b -$, pokazanego na rys. 12.14.

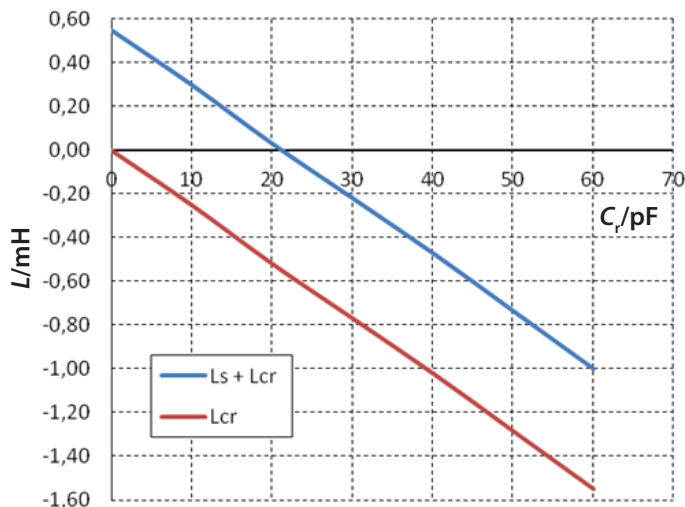
Pokazany układ przy pojemności czujnika C_r równej zeru i odłączonym rezystorze R_4 (na rys. 12.14 rezystor jest odłączony) nie wzbudza się. Wzbudzenie następuje przy pojemności C_r większej niż około 30 pF . Dołączając rezystor R_4 o odpowiednio dobranej wartości, można przesunąć granicę pomiędzy obszarem stabilnym i niestabilnym w stronę większych pojemności, gdyż straty kondensatorów reprezentowane przez opornik R_4 zwiększają margines stabilności układu. Na przykład jeżeli rezystancja R_4 wyniesie $800 \text{ k}\Omega$, wzbudzenie wystąpi przy pojemności większej niż 62 pF , a przy rezystancji $300 \text{ k}\Omega$ — większej niż 145 pF .

Najprostsze wyjaśnienie działania omawianych oscylatorów polega na wyliczeniu ujemnej indukcyjności wprowadzanej do szeregowego obwodu rezonansowego złożonego z rezystora R_r i ujemnej rezystancji zależnej od kwadratu pulsacji. Symulacje wykonane przy użyciu analizy instrumentalnej w standardowym układzie (pokazanym na rys. 12.5) pozwalają wyliczyć ujemną indukcyjność według wzoru analogicznego do wzoru (12.6), przy czym L_{uan} należy zastąpić przez L_{Cr} . Ze względu na wygodę

wykonania symulacji wybrano indukcyjność stabilizującą L o dużej wartości 30 mH. Wyniki pokazano na rys. 12.15. Przy pojemności C_r równej zero, z podobnego pomiaru wyliczono indukcyjność L_s wytwarzaną przez układ Eb—. Indukcyjność ta dla badanego układu wynosi 0,59 mH. Jest to indukcyjność dodatnia. Wzbudzenie nastąpi, gdy suma indukcyjności L_s i L_{Cr} przyjmie wartość ujemną, co zgodnie z przebiegami wykreślonymi na rys. 12.15 nastąpi przy pojemności C_r około 22 pF.



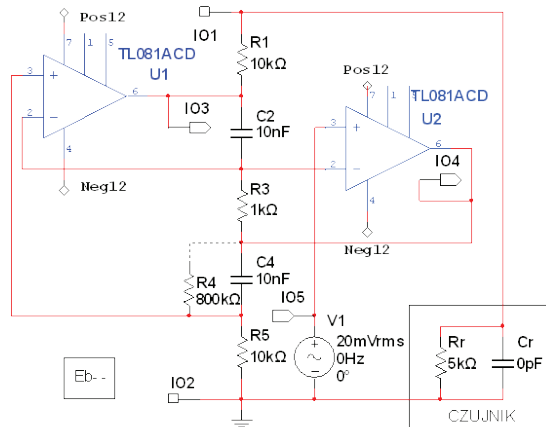
Rys. 12.14. Układ Eb— — przeznaczony do pracy z kondensatorem o bardzo dużych stratach



Rys. 12.15. Indukcyjność ujemna generowana przez pojemność czujnika C_r

Gdy pojemność czujnika C_r rośnie, zwiększa się napięcie na obwodzie rezonansowym, a także ujemna indukcyjność wywołana dołączeniem tej pojemności. Przy wartości C_r powyżej 22 pF, w układzie z rys. 12.14

rozpoczyna się proces stopniowego wzrostu amplitudy drgań. Bez żadnych dodatkowych zabiegów amplituda drgań ustala się we wszystkich trzech wyżej wymienionych oscylatorach na wartościach około 2,5 V na wyjściu WO U1 (około 5 V na WO U2). Jeżeli pojemność C_r jest mniejsza od granicznych 22 pF (dla układu Eb– –), wartości wyświetlane na multimetrach mierzących napięcia zmienne stopniowo maleją od wartości startowych do zera i układ nie wzbudzi się. Występowanie obszaru stabilnego dla małych pojemności C_r i obszaru niestabilnego dla pojemności większych od pewnej wartości rozgraniczającej te dwa obszary jest niezwykle ważne w praktycznych zastosowaniach, gdyż oscylator ma reagować na przekroczenie nastawionej wartości danej wielkości fizycznej. We wszystkich trzech powyższych oscylatorach granicę wzbudzenia można w pewnym przedziale nastawiać według potrzeby za pomocą doboru odpowiedniej wartości rezystancji strat R_4 .



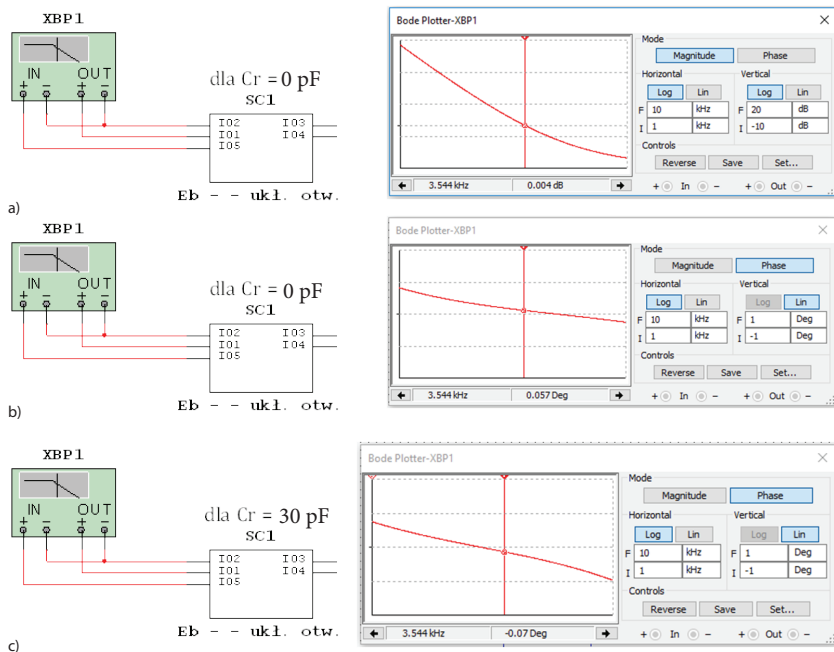
Rys. 12.16. Układ otwarty oscylatora z analogiem Eb– –

Wpływ pojemności C_r na wzbudzenie drgań można też wyjaśnić, badając tak zwany układ otwarty oscylatora pod kątem spełnienia warunków amplitudy i fazy, często stosowanych w analizie oscylatorów. Układ otwarty uzyskuje się rozcinając pętlę sprzężenia zwrotnego, na przykład tak jak to wyeksponowano na rys. 12.16 dla Eb– –. Wówczas na wejście układu otwartego podaje się sygnał z generatora o częstotliwości generowanej przez układ badany, czyli 3,54 kHz i bada się przesunięcie fazowe przy wzmacnieniu równym 1 (to znaczy 0 dB). Odpowiednim przyrządem wirtualnym do wykonania tej analizy jest *Bode Plotter*, pokazany na rys. 12.17.

Pomiędzy rys. 12.14 i rys. 12.16 istnieją trzy różnice:

- połączenie między wejściem nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego U2 a konektorem IO1 zostało rozcięte,

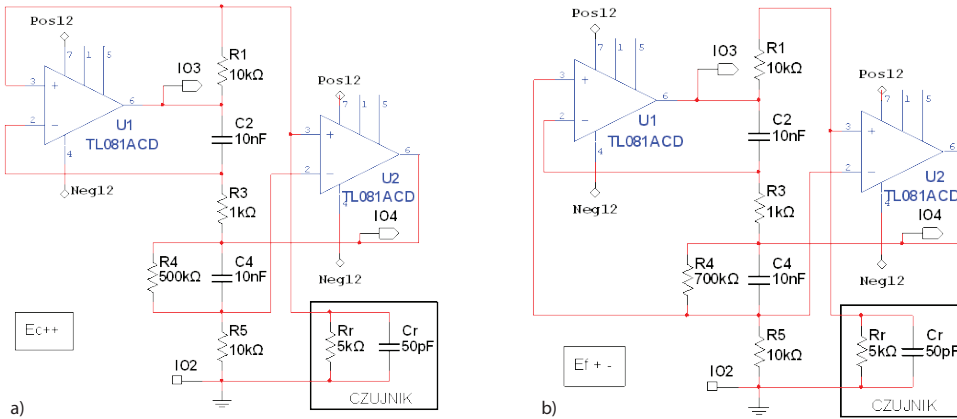
- do wejścia nieodwracającego wzmacniacza $U2$ doprowadzono sygnał zmienny o częstotliwości 3,54 kHz i napięciu 20 mV ze źródła $V1$,
- dodano piąty konektor $IO5$, potrzebny do połączenia układu z wejściem *Bode Plottera*.



Rys. 12.17. Charakterystyki układu otwartego oscylatora Eb– (przy odłączonym rezystorze $R4$). Charakterystyka amplitudowa — a). Charakterystyka fazowa dla $C_r = 0$ pF — b). Charakterystyka fazowa dla $C_r = 30$ pF — c)

Na rys. 12.17a wykreślona jest charakterystyka amplitudowa badanego układu. Cursor pokazuje, że przy częstotliwości 3,544 kHz charakterystyka ta przechodzi przez 0 dB (konkretnie przez 0,004 dB ze względu na dokładność symulacji). Pojemność C_r nie wpływa w sposób zauważalny na przebieg tej charakterystyki. Natomiast charakterystyka fazowa mocno zmienia swój kształt nawet przy małych zmianach pojemności C_r . Przy zerowej wartości pojemności C_r (rys. 12.17b) kąt fazowy układu otwartego jest dodatni (wynosi 0,057 deg), a po zmianie pojemności C_r na 30 pF zmienia się na ujemny (–0,07 deg). Wzbudzenie drgań zachodzi przy ujemnych wartościach kątów fazowych dla częstotliwości rezonansowej. Wówczas, po uruchomieniu analizy instrumentalnej, wskazania multimetrów ustawionych na pomiar napięć zmiennych wzrastają od wartości startowych aż do napięć 2,5 V na wyjściu $U1$ i 5 V na wyjściu $U2$. W przeciwnym przypadku, gdy kąt fazowy jest dodatni, napięcia te stopniowo zanikają.

Pozostałe dwa układy oscylatorów, to znaczy E_{c+} i E_{f+} –, wytwarzają ujemną indukcyjność L_s . Dla układu E_{c+} wynosi ona -3 mH, a dla E_{f+} – wynosi $-0,45$ mH. Z tego powodu układy te muszą mieć załączone rezystory R_4 (zwiększające straty kondensatorów), ponieważ bez nich wzbudzałyby się już przy pojemności C_r równej zeru. Schematy tych zestawów zamieszczono na rys. 12.18.



Rys. 12.18. Pozostałe schematy oscylatorów dobrze pracujących ze stratnymi pojemnościami dołączonymi między zacisk IO1 i masę. Układ E_{c+} — a). Układ E_{f+} — b)

Należy wziąć pod uwagę fakt, że każdy kondensator ma konkretne straty, zależne od jego budowy i wyrażone jako $\tan \delta$, które mogą być przeliczone na wartość rezystora R_4 . Przykład: jeżeli pojemności C_1 i C_2 o wartościach 10 nF miałyby $\tan \delta = 10^{-3}$, wartość rezystancji R_4 wynikająca z tych strat wyniosłaby 2,25 MΩ (4,5 MΩ dla każdego kondensatora oddzielnie). Z porównania ilościowego rezystancji dobranych doświadczalnie (500 kΩ lub 700 kΩ, pokazanych na rys. 12.18), z rezystancją wyliczoną powyżej, wynika, że naturalne straty produkowanych kondensatorów są niewystarczające do pracy tych oscylatorów. Zatem, w układach przedstawionych na rysunkach 12.18a i 12.18b, należy brać pod uwagę konieczność wprowadzenia na stałe rezystancji R_4 o odpowiednio dobranych wartościach.

Układy E_{a-} + i E_{d-} +, uznane jako dobrze pracujące FDNR, nie zostały zakwalifikowane do grupy trzech oscylatorów dobrze pracujących ze stratnymi czujnikami pojemnościowymi, gdyż w układzie E_{a-} +, przy zmienionych elementach RC i wzmacniaczach operacyjnych TL081, przy pewnej amplitudzie wzbudzonych drgań następuje nagle nasycenie wzmacniaczy operacyjnych, a układ E_{d-} +, oprócz generowania sygnału 3,54 kHz, dodatkowo wzbudza się na częstotliwości ok. 160 kHz.

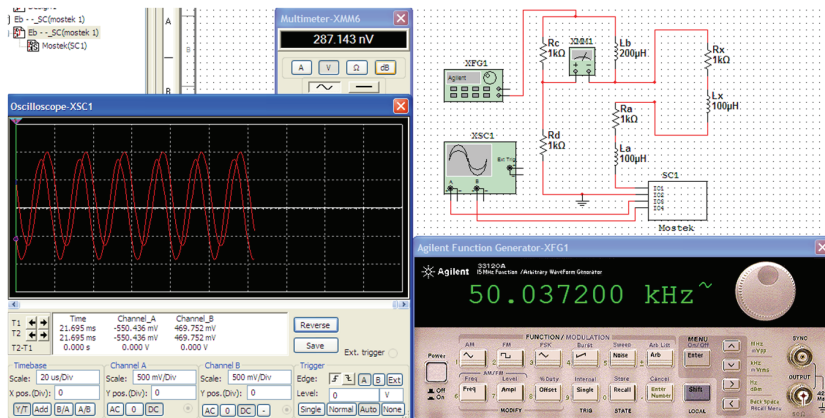
Istotną cechą oscylatorów E_{b-} –, E_{c+} + i E_{f+} – jest możliwość pracy z czujnikiem o wyjątkowo dużych stratach. Przyjmując, że pojemność

czujnika wynosi 30 pF, a jego rezystancja strat 5 k Ω , można obliczyć, że $\tan \delta$ czujnika przy częstotliwości 3,54 kHz wynosi ok. 300 i nie jest to wartość graniczna. Autorom nie są znane oscylatory, do których można dołączyć tak bardzo stratną pojemność i wzbudzić w nich drgania istotnie od niej zależne.

Obszarem praktycznych zastosowań oscylatorów: Eb– –, Ec+ + i Ef+ – może być sterowanie urządzeniami pracującymi w bardzo niesprzyjających warunkach, na przykład w środowisku kuchennym i jemu podobnych, gdzie kurz, para wodna i tłuszcz powodują powstawanie dużych strat czujnika pojemnościowego i zerwanie drgań tradycyjnych oscylatorów.

12.4.2. Mostki rezonansowe z FDNR

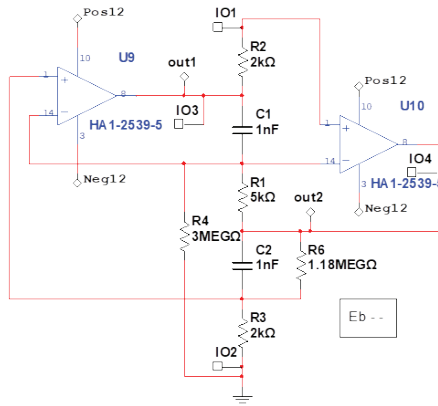
W trudnych pomiarach próbek fizycznych, które można przedstawić jako indukcyjności o bardzo dużych stratach, mogą okazać się przydatne mostki rezonansowe z układami FDNR [54], których rola będzie polegała na odtłumieniu rezystancji strat przez jej dostrojenie do rezonansu z ujemną rezystancją zależną od kwadratu pulsacji. Mostek taki pokazano na rys. 12.19.



Rys. 12.19. Mostek rezonansowy z układem Eb– –

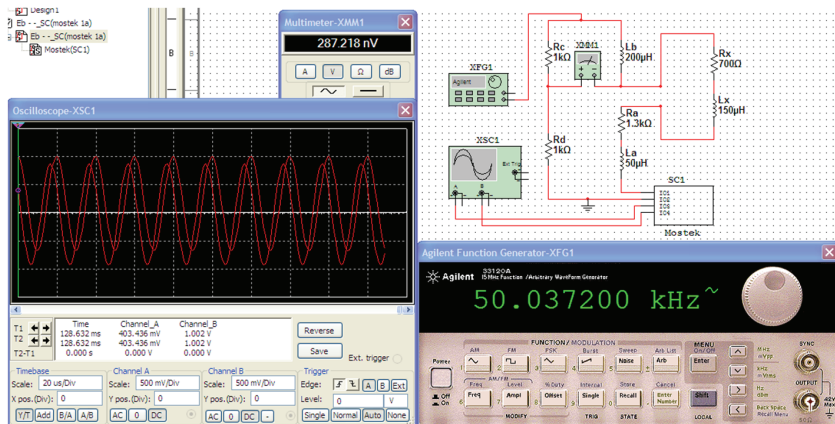
Mostek składa się z czterech gałęzi a, b, c i d. Gałąź a zawiera układ FDNR pokazany na rys. 12.20, indukcyjność wzorcową L_a , rezystancję wzorcową R_a , indukcyjność mierzoną L_x i jej rezystancję strat R_x . Mostek jest zasilany napięciem 20 mV o częstotliwości 50,0372 kHz. Napięcie niezrównoważenia wskazuje multimetr (wynik 287,143 nV). Oscyloskop służy do kontroli, czy napięcia wyjściowe WO układu FDNR nie są przesterowane.

W sytuacji pokazanej na rys. 12.19 mostek jest w stanie równowagi. Z tego powodu częstotliwość generatora jest dostrojona aż do sześciu cyfr znaczących. Również z tego powodu w układzie Eb– – (rys. 12.20) dobre są rezystory R_4 i R_6 . Rezystor R_4 wprowadza ujemną indukcyjność, która niweluje dodatnią indukcyjność układu Eb– –, natomiast rezystor R_6 reprezentuje straty kondensatorów i wprowadza indukcyjność dodatnią, która (wydawałoby się) nie jest potrzebna, jednakże proces równoważenia mostka aż do sygnałów nanowoltowych jest łatwiejszy, jeżeli dobierze się odpowiednią wartość również tego rezystora.



Rys. 12.20. Układ Eb– – występujący w mostku

Po tak precyzyjnym zrównoważeniu mostka można przyjąć, że wypadkowa indukcyjność układu Eb– – jest wyzerowana i dlatego nie występuje w schemacie mostka. Obwód rezonansowy tworzą: ujemna rezystancja $-\omega^2 E$ przy wyregulowanej częstotliwości generatora i całkowita rezystancja gałęzi a i b mostka, wynosząca $2\text{ k}\Omega$.



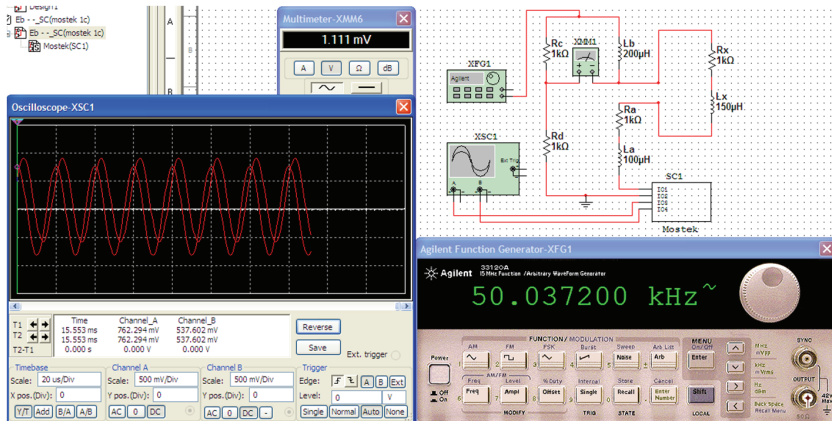
Rys. 12.21. Mostek z rys. 12.19 zrównoważony po zmianie L_x i R_x

Jeżeli indukcyjność Lx zmieni się na przykład na $150\ \mu\text{H}$, a rezystancja Rx na $700\ \Omega$ i zmiany te zostaną skompensowane przez odpowiednie zmiany La i Ra , mostek znów osiągnie stan równowagi, co pokazano na rys. 12.21. Zakłada się, że indukcyjność La i rezystancja Ra są wykonane jako precyzyjnie regulowane i dokładnie wyskalowane przyrządy, ponieważ ze zmian ich nastaw dokonuje się odczytu nieznanych wartości Lx i Rx .

Rola układu FDNR w działaniu mostka polega na przywróceniu czułości jego pomiaru przez neutralizację rezystancji Rx i Ra w procesie dostrajania sumy tych rezystancji do rezonansu z $-\omega^2 E$. W publikacji [56] jest podany wzór na obliczenie czułości mostka dla pomiaru indukcyjności Lx po dostrojeniu rezystancji gałęzi a i b do FDNR:

$$\frac{dU}{dLx/Lx} = \frac{LbLxU}{(La + Lb + Lx)^2} \quad (12.19)$$

Przy zmianie indukcyjności Lx o $50\ \mu\text{H}$ (ze $100\ \mu\text{H}$ na $150\ \mu\text{H}$) z wzoru (12.19) można wyliczyć przyrost napięcia niezrównoważenia U jako $1,25\ \text{mV}$. Podobna zmiana — wykonana w symulowanym układzie — daje wynik $1,111\ \text{mV}$ (rys. 12.22), ale zmiana Lx ze $100\ \text{mV}$ na $50\ \text{mV}$ daje $1,428\ \text{mV}$. Średnia wartość z tych wyników wynosi $1,26\ \text{mV}$ i jest bardzo bliska wynikowi wyliczonemu z wzoru (12.19).



Rys. 12.22. Reakcja symulowanego mostka na zwiększenie indukcyjności Lx z wartości $100\ \mu\text{H}$ na $150\ \mu\text{H}$

W sprzęcie pomiarowym, gdzie czujnikiem odbierającym sygnał świadczący na przykład o wykryciu metalu jest cewka, istnieje możliwość odtłumienia rezystancji jej strat przez dostrojenie do rezonansu z odpowiednio zaprojektowanym układem FDNR.

12.5. Podsumowanie układów FDNR

Pomimo że jedynie pięć analogów FDNR pracuje stabilnie, to jednak stanowią one ważną grupę układów w szerokiej rodzinie dwójników wywodzących się z uogólnionych konwerterów impedancji. Cechą szczególną tych układów jest łatwość wzbudzania drgań wynikająca z niewielkiej i prawie stałej wartości indukcyjności pasożytniczej w funkcji częstotliwości. W niektórych realizacjach oscylatorów pokazanych na rysunkach 12.1 i 12.3 wystarczy zmienić wzmacniacze operacyjne na inny typ, aby powstały drgania niegasnące, bez żadnego rezystora według propozycji Wangenheima [28] czy Senaniego [29]. Na rysunkach 12.1 i 12.3 pokazano schematy kilkunastu oscylatorów, które mimo prostej budowy, dobrze utrzymują amplitudę napięcia wyjściowego i pulsację zgodnie z wzorem (12.2).

Oscylatory: E_b- , E_c+ + i E_f+ – stanowią wartościową grupę układów, ponieważ pozwalają włączyć do rezystancyjnego obwodu rezonansowego niewielki rezystor z małą równoległą pojemnością jako rezonujący dwójnik tego obwodu. Wówczas wspomniany opornik zmienia częstotliwość obwodu, a wyżej wymieniona pojemność zmienia jego dobroć. W taki sposób, przy małej częstotliwości drgań, mała pojemność z równoległą małą rezystancją dają wielkie wartości $\text{tg } \delta$. Sytuacja taka nie jest możliwa w klasycznych oscylatorach, bazujących na zjawiskach rezonansu w obwodach z elementami biernymi.

13. Zakończenie

13.1. Uwagi porządkowe

W pracy przebadano ważną grupę układów elektronicznych będących analogami pojemności, indukcyjności, FDNC i FDNR. Testowano te dwójniki symulacyjnie, używając różnych wersji programu Multisim. Założono, że analizowane będą wszystkie elementy zbioru przyjętego do badania, bez odrzucania tych układów, które ze względu na przewidywania teoretyczne mogłyby być z góry eliminowane jako niestabilne. Stąd liczba symulowanych układów wyniosła 216 sztuk (nie licząc układów badanych kilkoma metodami lub powtórzonych).

Wykonano symulacje komputerowe układów wywodzących się z uogólnionych konwerterów impedancji (GIC) [27], ograniczając się do dwójników I i II rzędu. Układy III rzędu zostały wspomniane w odpowiednich miejscach tekstu. Propozycje układów III rzędu zawierają artykuły [9] i [57]. Pomimo ogromu wykonanej pracy nie wyczerpano tematu zawartego w tytule rozprawy, ponieważ elektroniczne pojemności, indukcyjności i dwójniki FDNC i FDNR można także uzyskać z propozycji Horna i Moschytza [43], a odpowiednikiem uogólnionego konwertera impedancji w technice konwejerów prądowych CCII może być propozycja przedstawiona w [20].

W literaturze przedmiotu nie ma jedności co do rozumienia oznaczeń FDNR i FDNC oraz wywodzących się z nich kolejnych nazw dwójników wyższych rzędów. Spotykane są dwa warianty:

1) FDNR (*Frequency Dependent Negative Resistance*), nazwa dla $Z(s) = 1/(s^2 D)$. Wariant stosowany w [52].

2) FDNC (*Frequency Dependent Negative Conductance*), nazwa dla $Y(s) = s^2 D$. Wariant używany w [9].

W niniejszej pracy zdecydowano się na wariant nr 2, ze względu na jednoznaczne uporządkowanie większej grupy dwójników. Dla przykładu:

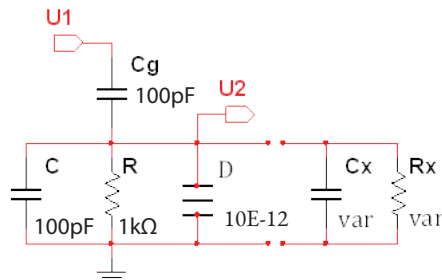
— $Y(s) = sC$ — pojemność, $Y(s) = s^2D$ — FDNC, $Y(s) = s^3F$ — FDN-Cap (*Frequency Dependent Negative Capacitance*),

— $Z(s) = sL$ — indukcyjność, $Z(s) = s^2E$ — FDNR, $Z(s) = s^3H$ — FDNInd (*Frequency Dependent Negative Inductance*).

13.2. Wniosek końcowy

Przedstawione w rozdziałach 10 i 12 dwójniki FDNC i FDNR, w połączeniach szeregowych lub równoległych z klasycznymi rezystorami zerowego rzędu, tworzą obwody rezonansowe II rzędu. Ich istotną cechą jest występowanie zjawisk rezonansowych w obwodzie zawierającym elementy, których admitancje są rzeczywiste. W popularnych, klasycznych, obwodach rezonansowych RLC, zjawiska rezonansu zachodzą w obwodzie z dwójnikami biernymi. Te podstawowe różnice kształtują także inne zachowania obwodów z dwójnikami FDNC i FDNR w połączeniach z zewnętrznymi elementami elektronicznymi. Pozostając w konwencji niniejszej pracy, poniżej przedstawiono cechy obwodów rezonansowych z dwójnikami o admitancjach rzeczywistych na przykładzie obwodu z układem FDNC, następnie przetransformowanym do technologii RLC. Powstaną wówczas dwa kompatybilne obwody rezonansowe, odpowiednie jako materiał porównawczy.

Na podstawie charakterystyk z rys. 10.4 bogatej grupy analogów FDNC, można ustalić parametry równoległego obwodu rezonansowego DCG, wygodnego w praktycznej realizacji: $D = 10^{-12} \text{ As}^2/\text{V}$, $C = 100 \text{ pF}$ i $G = 10^{-3} \text{ S}$ (S oznacza *Simens*, odwrotność Ω). Dla połączenia obwodu do generatora zostanie dodany kondensator C_g , również o pojemności 100 pF . Całość pokazano na rys. 13.1.

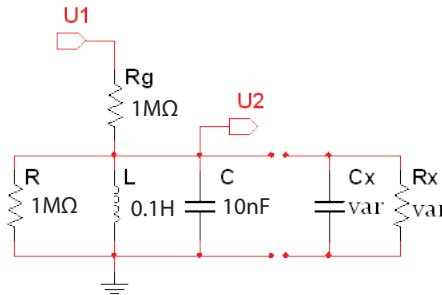


Rys. 13.1. Układ z obwodem rezonansowym DCG przyjęty do analizy

Stosunek napięć U_2/U_1 można zapisać jako:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{s10^{-10}}{s10^{-10} + s10^{-10} + 10^{-3} + s^2 10^{-12}} \quad (13.1)$$

Mnożąc licznik i mianownik wyrażenia (13.1) przez $10^4/s$ (s oznacza operator: $s = \sigma + j\omega$), transformuje się elementy DCG do RLC, uzyskując następujący (rys. 13.2) schemat układu kompatybilnego z układem z rys. 13.1 (niektóre admitancje przedstawiono jako rezystancje i jako indukcyjność).



Rys. 13.2. Układ z obwodem RLC przetransformowany z układu DCG z rys. 13.1

Dla porównania właściwości obydwu układów wyliczono ich częstotliwości rezonansowe i dobroci. Dla układu z obwodem DCG obowiązują wzory: częstotliwość $f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G}{D}}$ i dobroć $Q = \frac{\omega D}{C}$, a dla układu RLC:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \text{ i } Q = \frac{Rd}{\omega L} \text{ (} Rd \text{ oznacza rezystancję dynamiczną obwodu).}$$

Stosując powyższe wzory dla przyjętych wartości liczbowych uzyskano identyczne dane dla obydwu układów: częstotliwości — 5,03 kHz i dobroci — 158.

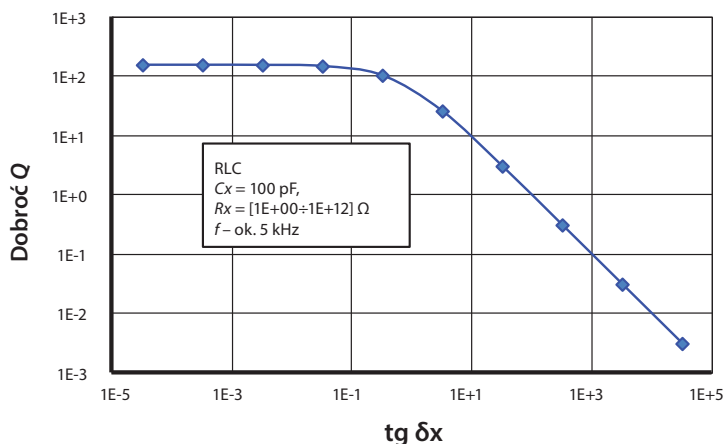
Istotne różnice między porównywanymi układami ujawniają się, gdy do obwodów rezonansowych RLC i DCG dołączy się kondensator Cx z równoległymi stratami Rx , na przykład w celu pomiaru ich wartości.

Straty będą wyrażone jako $\operatorname{tg} \partial x = \frac{1}{\omega Cx Rx}$. Właściwości obwodu rezo-

nansowego RLC można przewidzieć, ponieważ powszechnie wiadomo, że w takim przypadku pojemność Cx wpłynie na zmianę częstotliwości rezonansowej, a rezystancja Rx zmieni dobroć obwodu, co wpłynie na amplitudę drgań. W przypadku obwodu rezonansowego DCG, konduktancja Gx po dodaniu do konduktancji G z rys. 13.1 ustali aktualną wartość częstotliwości, a pojemność Cx , zgodnie z wzorem na dobroć

$Q = \frac{\omega D}{C}$, zwiększy całkowitą pojemność obwodu C i wywoła spadek dobroci. Właściwości obydwu obwodów rezonansowych zostaną poniżej porównane liczbowo przy wykorzystaniu wartości elementów podanych na rysunkach 13.1 i 13.2 oraz wzorów na częstotliwości i dobroci podanych w treści niniejszego podrozdziału.

Wykres pokazany na rys. 13.3 dotyczy obwodu RLC.



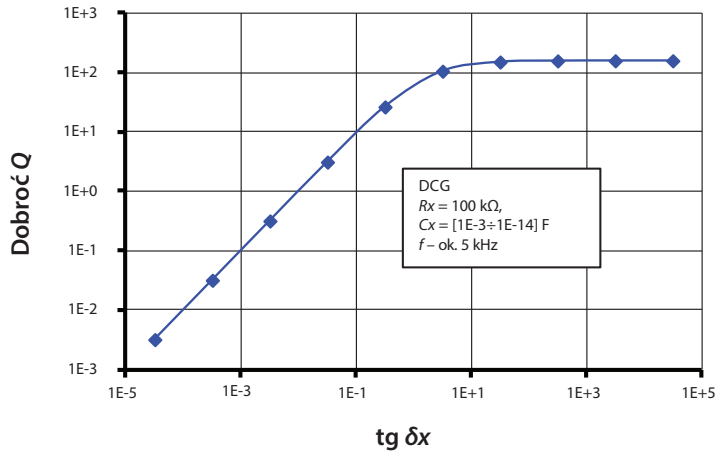
Rys. 13.3. Wykres dobroci obwodu RLC z rys. 13.2

Powyższa ilustracja potwierdza powszechne przekonanie o przydatności obwodów RLC do pomiarów pojemności (a także indukcyjności) o małych wartościach strat. Dobroć jest duża i stała w obszarze małych strat. Jej wartość wynosi 159 od najmniejszych strat (w rozpatrywanym przykładzie najmniejsza wartość $\text{tg } \delta x$ wynosi $3,18 \times 10^{-5}$) i nie spada przez kilka rzędów wielkości. Spadek zaczyna się około $\text{tg } \delta x = 10^{-1}$. Dla strat większych niż $\text{tg } \delta x$ ok. 40 dobroć spada poniżej wartości 1 i wówczas odczytanie częstotliwości rezonansowej obwodu na drodze pomiarowej staje się niemożliwe. Wtedy kończą się możliwości metrologiczne obwodu RLC.

Poniższy rys. 13.4 dotyczy obwodu rezonansowego DCG.

Jak wynika z rys. 13.4, w przedziale dużych wartości $\text{tg } \delta x$ (w analizowanym przykładzie od 30 do $3,15 \times 10^4$) dobroć jest duża i w przybliżeniu stała (od 151 do 159). W przedziale małych wartości $\text{tg } \delta x$ (na rys. 13.4 od $3,15 \times 10^{-5}$ do 1) dobroć rośnie. Przy wartości równej około 3×10^{-2} dobroć obwodu DCG osiąga wartość jeden. Jest to punkt graniczny dla zastosowania obwodu DCG w technice pomiarowej, ponieważ przy wartościach dobroci mniejszych od jednośc, kształt krzywej

rezonansowej uniemożliwia pomiar częstotliwości obwodu. Wtedy kończą się możliwości metrologiczne obwodu DCG.



Rys. 13.4. Wykres dobroci obwodu DCG z rys. 13.1

Porównując z sobą przebiegi dobroci pokazane na rysunkach 13.3 i 13.4 łatwo zauważyć szczególną symetrię występującą między nimi.

Podobne porównanie jak powyżej można przeprowadzić dla obwodu rezonansowego RLC z obwodem ELR, w którym również zachodzi rezonans. Obwód ELR zawiera elementy o rzeczywistych impedancjach: rezystancję i superindukcyjność $-\omega^2 E$.

Oscylatory $E_b -$, $E_c +$ i $E_f +$ – stanowią także potwierdzenie dobrych właściwości metrologicznych obwodów rezonansowych z elementami o admitancjach rzeczywistych. Zostały one opisane w podrozdziale 12.4.2.

Treść niniejszego rozdziału można podsumować następującym stwierdzeniem:

Obwody rezonansowe z dwójnikami DCG lub ELR są nie tylko ilościowym rozszerzeniem zbioru klasycznych obwodów rezonansowych RLC, ale posiadają dobre cechy metrologiczne w przedziale dużych wartości strat, podobnie jak obwody RLC w przedziale małych wartości strat.

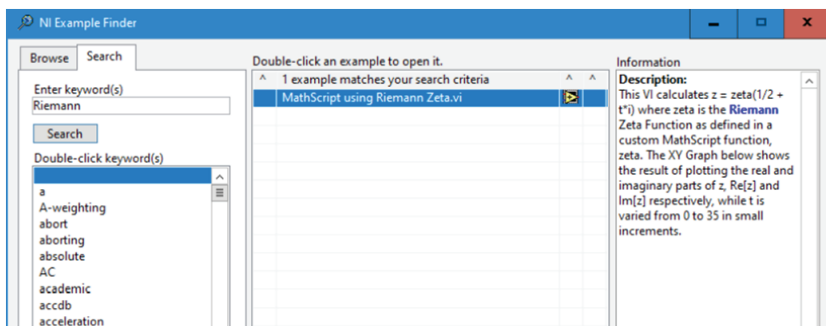
Dodatek nr 1

Korzystanie z programu LabVIEW do wykreślania charakterystyk częstotliwościowych powiązanych z rezonansowymi schematami zastępczymi

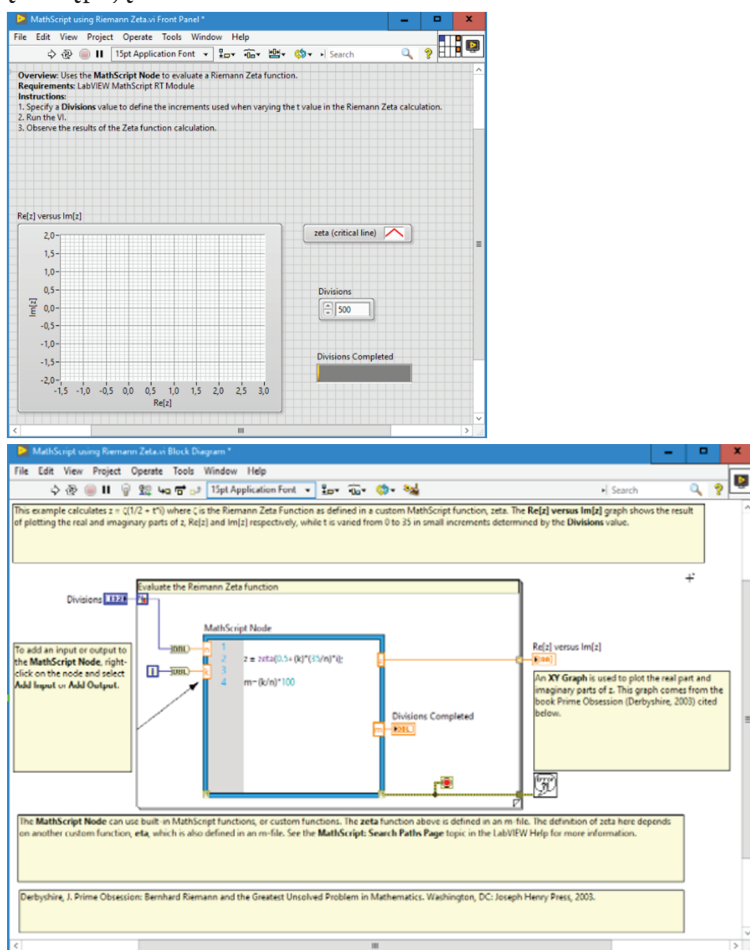
Rezonansowe schematy zastępcze wprowadzone w rozdziale 4.1 stanowią ważny sposób analizy układów RC, RL, a także RLC. Istotną wartością rezonansowych schematów zastępczych jest ujawnienie i wyeksponowanie wszystkich zjawisk rezonansowych występujących w układach RLC jak również w układach RC i RL. Właściwości rezonansowego schematu zastępczego można przedstawić na wykresie transmitancji widmowej danego dwójnika w osiach rzeczywistej i urojonej. Nawiązując do rozdziału 4 można stwierdzić, że istnieje wiele dwójników elektronicznych różnych rzędów, z których zbudowane są bardziej złożone układy elektroniczne.

Technikę rysowania charakterystyk rezonansowych schematów zastępczych na płaszczyźnie zespolonej znakomicie ułatwia korzystanie z podprogramu LabVIEW o nazwie *MathScript*. Podprogram ten został opracowany do wykreślania funkcji *zeta* Riemanna w przykładzie zamieszczonym w zbiorze *Examples* pod nazwą *MathScript using Riemann Zeta.vi*. Poniżej zostanie pokazany sposób odszukania tego przykładu w programie LabVIEW 2017, stosowanym w niniejszej pracy.

Katalog przykładów łatwo można odnaleźć, klikając na opcję *Help*, a następnie *Find Examples*. Nie ma potrzeby wyszukiwania wyżej wymienionego przykładu (*MathScript using Riemann Zeta.vi*), wśród wielu innych, ponieważ wystarczy w opcji *Search* wpisać na przykład słowo *Riemann*. Efekt takiego zabiegu pokazano na rys. D1.1.

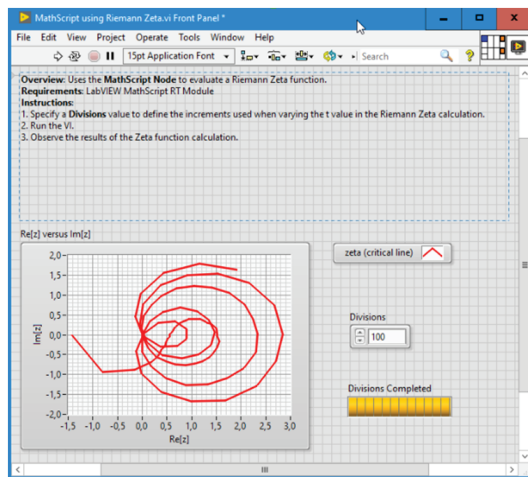
Rys. D1.1. Efekt wpisania słowa *Riemann* w okienko *Search*

Wybranie podkreślonej opcji pozwala otworzyć opracowany w LabVIEW przykład. Jego panel frontowy i schemat blokowy wyglądają następująco:

Rys. D1.2. Panel frontowy i schemat blokowy programu *MathScript using Riemann Zeta.vi*

Uruchomienie przykładu *MathScript using Riemann Zeta.vi* otwiera panel frontowy (*Front Panel*). Schemat blokowy programu (*Block Diagram*) można otworzyć wybierając *Show Block Diagram* w opcji *Window* panelu frontowego. W opcji *View* panelu frontowego można pobrać zbiór kontroltek ustawianych na panelu frontowym: *Controls Palette*, a w opcji *View* schematu blokowego — zbiór funkcji wprowadzanych do programu: *Functions Palette*. Zarówno w panelu frontowym, jak i w schemacie blokowym, w opcji *View* można także pobrać paletę narzędzi: *Tools Palette*.

Uruchomienie przykładu *MathScript using Riemann Zeta.vi* bez żadnych zmian prowadzi do wykreślenia funkcji pokazanej na rys. D1.3.



Rys. D1.3. Funkcja zeta Riemanna

Ukazanie się wykresu przedstawionego na rys. D1.3 stanowi potwierdzenie gotowości programu LabVIEW do wykreślenia charakterystyk rezonansowych schematów zastępczych.

W miejsce funkcji *zeta*, widocznej na dolnym rys. D1.2, należy wpisać transmitancję widmową $T(i\omega)$ danego układu (w dodatku nr 1 oznaczenie jednostki urojonej j należy zapisywać jako i). Nie ma potrzeby porządkowania zapisu na przykład przez rozdzielanie składników rzeczywistych i urojonych, ponieważ funkcja *MathScript* sama wykonuje potrzebne operacje na liczbach zespolonych. W okienko *Divisions* trzeba wpisać końcową częstotliwość, do jakiej ma być wykonane obliczenie. Liczba wpisana w to okienko wyraża częstotliwość w Hz. Powinna to być liczba całkowita. Nie są konieczne żadne zmiany oznaczeń dotychczas przyjętych, jednakże przy takim podejściu transmitancja $T(i\omega)$ będzie oznaczona jako z , częstotliwość jako k , a wskaźnik liczb urojonych jako i . Ponadto separator

dziesiętny musi być kropką, znak mnożenia ma postać *, a potęgowanie oznaczone jest jako ^. Na końcu formuły należy umieścić średnik.

Pierwszy rezonansowy schemat zastępczy został podany w podrozdziale 4.1 na rys. 4.1c. Odpowiada on układowi RLC z rys. 4.1a, którego transmitancja operatorowa wyrażona jest wzorem (4.1). Po wstawieniu wartości elementów: $R = 40 \Omega$, $L = 1,1 \text{ mH}$ i $C = 1 \text{ nF}$, dla $s = i\omega$, wzór (4.1) przybierze postać:

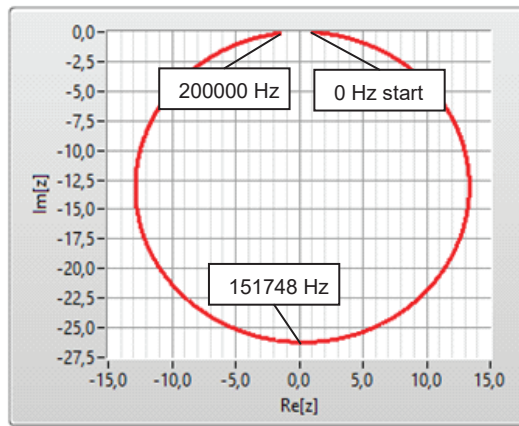
$$T(i\omega) = \frac{0,025}{-39,44 \times f^2 \times 1,1 \times 10^{-12} \times 0,025 + i \times 6,28 \times f \times 10^{-9} + 0,025} \quad (\text{D1.1})$$

Zgodnie z oznaczeniami: $z = T(i\omega)$, $k = f$ i obowiązującymi zasadami notacji, wzór (D1.1) należy zmienić na:

$$z = (0.025) / (-39.44 * k^2 * 1.1 * 10^{-12} * 0.025 + i * 6.28 * k * 10^{-9} + 0.025); \quad (\text{D1.2})$$

Taką postać wzoru należy wpisać do bloku *MathScript Node* zamiast wzoru na funkcję zeta.

Po wpisaniu w okienko *Divisions* liczby 200 000 i kliknięciu na strzałkę w lewym górnym narożniku, rozpoczyna się wykonywanie programu. Po realizacji 200 000 kroków zostanie wyrysowany okrąg pokazany na rys. D1.4.



Rys. D1.4. Charakterystyka rezonansowego schematu zastępczego układu RLC, uzyskana z wzoru (D1.2)

Rys. D1.4 jest powtórzeniem rys. 4.2 [14] i przy tym wykresie znajduje się wyjaśnienie jego przebiegu.

Poniżej znajdują się wzory dla $T(s)$ i z , potrzebne do uzyskania wszystkich następnych rysunków opisujących rezonansowe schematy zastępcze.

1. Dla przykładowego układu RLC z rys. 4.4, zgodnie z wzorem (4.5):

$$T(s) = \frac{sL}{s^2 LCR + sL + R}$$

dla danych liczbowych: $C = 1 \text{ nF}$, $L = 1,1 \text{ mH}$, $R = 4 \text{ k}\Omega$:

$$z = (i \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 1.1 \cdot 10^{-3}) / (-39.4784 \cdot k^2 \cdot 1.1 \cdot 10^{-12} \cdot 4000 + i \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 1.1 \cdot 10^{-3} + 4000);$$

2. Dla układu 3CR z rys. 4.11a, zgodnie z wzorem (4.6):

$$T(s) = \frac{s^3 R^2 C^3 + 5s^2 RC^2 + 6sC}{s^3 R^2 C^3 + 5s^2 RC^2 + 6sC + 1/R}$$

dla danych liczbowych $R = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ nF}$:

$$z = (-i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 10^{-17} \cdot 5 \cdot 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 6 \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 10^{-9}) / (-i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 10^{-17} \cdot 5 \cdot 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 6 \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 10^{-9} + 10^{-5});$$

3. Dla układu 3RC z rys. 4.11b, zgodnie z wzorem (4.16):

$$T(s) = \frac{6s^2 RC^2 + 5sC + 1/R}{s^3 R^2 C^3 + 6s^2 RC^2 + 5sC + 1/R}$$

dla danych liczbowych: $R = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ nF}$:

$$z = (-6 \cdot 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 5 \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 10^{-9} + 10^{-5}) / (-i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 10^{-17} \cdot 6 \cdot 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 5 \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 10^{-9} + 10^{-5});$$

4. Dla układu 4CR z rys. 4.11c, zgodnie z wzorem (4.25):

$$T(s) = \frac{s^4 R^3 C^4 + 7s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 10sC}{s^4 R^3 C^4 + 7s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 10sC + 1/R}$$

dla danych liczbowych $R = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ nF}$:

$$z = (1558.55 \cdot k^4 \cdot 10^{-21} \cdot i \cdot 7 \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 10^{-17} \cdot 15 \cdot 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 10 \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 10^{-9}) / (1558.55 \cdot k^4 \cdot 10^{-21} \cdot i \cdot 7 \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 10^{-17} \cdot 15 \cdot 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 10 \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 10^{-9} + 10^{-5});$$

5. Dla układu 4RC z rys. 4.11d, zgodnie z wzorem (4.29):

$$T(s) = \frac{10s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 7sC + 1/R}{s^4 R^3 C^4 + 10s^3 R^2 C^3 + 15s^2 RC^2 + 7sC + 1/R}$$

dla danych liczbowych $R = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \text{ nF}$:

$$z = (-i \cdot 247.7 \cdot k^3 \cdot 10^{-17} \cdot 10 \cdot 15 \cdot 39.44 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 7 \cdot 6.28 \cdot k \cdot 10^{-9} + 10^{-5}) / (1555 \cdot k^4 \cdot 10^{-21} \cdot i \cdot 247.7 \cdot k^3 \cdot 10^{-17} \cdot 10 \cdot 15 \cdot 39.44 \cdot k^2 \cdot 10^{-13} + i \cdot 6.28 \cdot k \cdot 10^{-9} + 10^{-5});$$

6. Dla układu 2RLC z rys. 4.13, zgodnie z wzorem (4.32):

$$T(s) = \frac{U_{2(s)}}{U_{1(s)}} = \frac{s^2 \frac{3LC}{R} + s3C + \frac{1}{R}}{s^4 \frac{L^2 C^2}{R} + s^3 2LC^2 + s^2 \left(C^2 R + \frac{3LC}{R} \right) + s3C + \frac{1}{R}}$$

dla danych liczbowych $L = 1,1 \text{ mH}$, $C = 1 \text{ nF}$, $R = 40 \Omega$:

$$z = (-39.4784 \cdot k^2 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-12} \cdot 0.025 + i \cdot 3 \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 10^{-9} + 0.025) / (1558.55 \cdot k^4 \cdot 1.1 \cdot 1.1 \cdot 10^{-24} \cdot 0.025 - i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 2 \cdot 1.1 \cdot 10^{-21} - k^2 \cdot 39.4784 \cdot 10^{-18} \cdot 40 - k^2 \cdot 39.4784 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-12} \cdot 0.025 + i \cdot k \cdot 6.28319 \cdot 3 \cdot 10^{-9} + 0.025);$$

7. Dla układu 2RCL z rys. 4.15, zgodnie z wzorem (4.35):

$$T(s) = \frac{s^4 \frac{L^2 C^2}{R} + s^3 3LC^2 + s^2 \frac{3LC}{R}}{s^4 \frac{L^2 C^2}{R} + s^3 3LC^2 + s^2 \frac{3LC}{R} + s^2 RC^2 + s2C + \frac{1}{R}}$$

dla danych liczbowych $L = 1,1 \text{ mH}$, $C = 1 \text{ nF}$, $R = 40 \Omega$:

$$z = (1558.55 \cdot k^4 \cdot 1.1 \cdot 1.1 \cdot 10^{-24} \cdot 0.025 - i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-21} - 39.4784 \cdot k^2 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-12} \cdot 0.025) / (1558.55 \cdot k^4 \cdot 1.1 \cdot 2 \cdot 10^{-24} \cdot 0.025 - i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-21} - 39.4784 \cdot k^2 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-12} \cdot 0.025 - k^2 \cdot 39.4784 \cdot 10^{-18} \cdot 40 + i \cdot k \cdot 6.28319 \cdot 2 \cdot 10^{-9} + 0.025);$$

8. Dla układu 2LCR z rys. 4.17, zgodnie z wzorem (4.37):

$$T(s) = \frac{s^3 3LC^2 + s^2 C^2 R + s3C}{s^4 \frac{L^2 C^2}{R} + s^3 3LC^2 + s^2 \left(C^2 R + \frac{2LC}{R} \right) + s3C + \frac{1}{R}}$$

dla danych liczbowych $L = 1,1 \text{ mH}$, $C = 1 \text{ nF}$, $R = 40 \Omega$

$$z = (-i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-21} - 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-18} \cdot 40 + i \cdot 6.28319 \cdot k \cdot 3 \cdot 10^{-9}) / (1558.55 \cdot k^4 \cdot 1.1 \cdot 1.1 \cdot 10^{-24} \cdot 0.025 - i \cdot 248.05 \cdot k^3 \cdot 3 \cdot 1.1 \cdot 10^{-21} - 39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-18} \cdot 40 - k^2 \cdot 39.4784 \cdot 10^{-12} \cdot 1.1 \cdot 2 \cdot 0.025 + i \cdot k \cdot 6.28319 \cdot 3 \cdot 10^{-9} + 0.025);$$

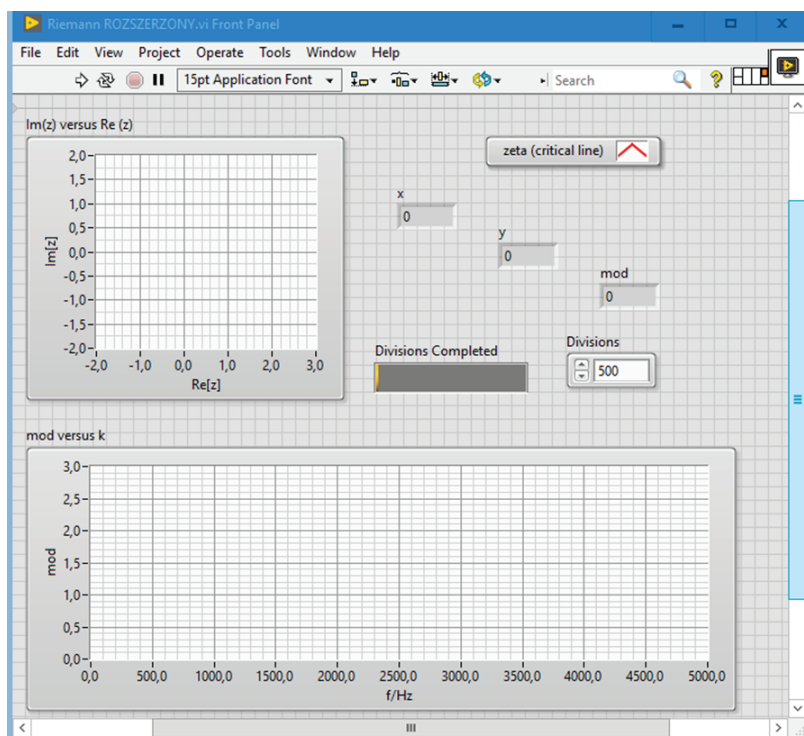
9. Dla układu Wiena z rys. 4.19, zgodnie z wzorem (4.40):

$$T(s) = \frac{sC_1}{s^2 C_1 C_2 R_1 + s \left(C_1 + C_2 + C_1 \frac{R_1}{R_2} \right) + \frac{1}{R_2}}$$

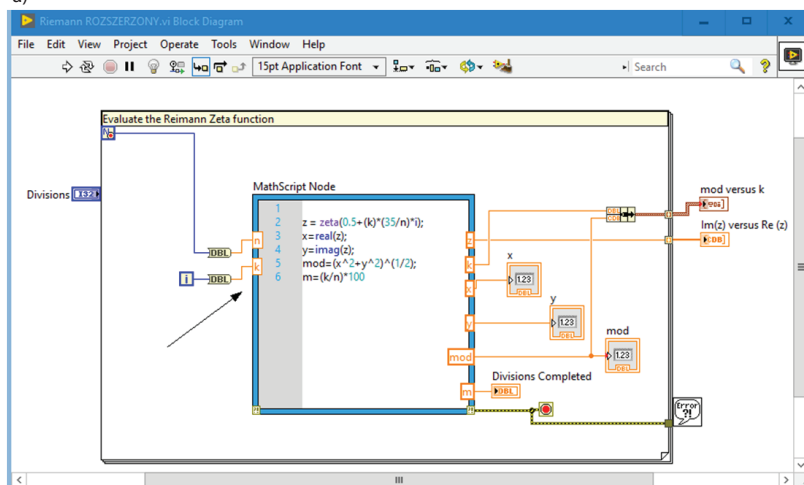
dla danych liczbowych $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$:

$$z = (i \cdot k \cdot 6.28319 \cdot 10^{-9}) / (-39.4784 \cdot k^2 \cdot 10^{-18} \cdot 10^4 + i \cdot k \cdot 6.28319 \cdot 3 \cdot 10^{-9} + 10^{-4}).$$

Na trzech rysunkach: 4.13, 4.15 i 4.17, przedstawiających sieci (odpowiednio): 2RLC, 2RCL i 2LCR, pokazane są również charakterystyki częstotliwościowe modułu badanej sieci.



a)



b)

Rys. D1.5. Panel frontowy aplikacji rozszerzonej o częstotliwościową charakterystykę modułu $T(i\omega)$ i wyświetlanie zmiennych x , y oraz mod — a) i diagram blokowy aplikacji rozszerzonej — b)

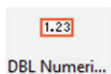
W celu ich uzyskania nieco rozbudowano program w LabVIEW, pokazany na rys. D1.5b. Do struktury *MathScript Node* dopisano trzy nowe instrukcje służące do obliczenia części rzeczywistej funkcji z , części urojonej funkcji z , i modułu tej funkcji, odpowiednio: x , y i mod . Aby skorzystać z wyników tych obliczeń, należy wyprowadzić je ze struktury *MathScript Node*, wskazując strzałką na ramkę struktury i klikając prawym klawiszem myszy. Wówczas w rozwijanym menu pojawia się między innymi opcja *Add Output* z symbolami nowych zmiennych, które należy wybrać. Wyniki liczbowe dla x , y i mod można wyświetlić w odpowiednich okienkach na panelu frontowym. W tym celu należy w programie *Block Diagram* umieścić trzy następujące piktogramy:



, które spowodują pojawienie się w panelu frontowym trzech okienek przeznaczonych do wyświetlania wyżej wymienionych zmiennych. Okienka te należy przesunąć na odpowiednie miejsca, ustalić ich długości i szerokości oraz opisać słownie. Odszukanie piktogramu *DBL Numeric* należy rozpocząć od otwarcia narzędzi *Functions Palette* i *Tools Palette*, wybierając odpowiednie hasła w opcji *View* na pasku programu. W zbiorze *Functions Palette* znajduje się następujący piktogram:



. Wybranie go powoduje otwarcie ta-



blicy, w której znajduje się poszukiwany element: . Należy go przeciągnąć na wolne miejsce w obszarze pętli *For Loop*. Po przeciągnięciu, pożądaný piktogram pojawia się jako niewielki prostokąt: . Wybranie go prawym klawiszem myszy umożliwia określenie jego funkcji jako indykatora (należy wybrać *Change to Indicator*). Opisane powyżej czynności wystarczy wykonać dla jednej z trzech zmiennych, a następnie dwukrotnie skopiować ostateczny rezultat (używając kombinacji klawiszy Ctrl + C — Ctrl + V), aby w panelu frontowym uzyskać możliwości wyświetlania bieżących wartości nowych zmiennych x , y i mod . Kopowanie dwóch pozostałych okienek w panelu frontowym uwidoczni się w obszarze diagramu blokowego następującym piktogramem:



Do strzałki widocznej na bloczku DBL należy doprowadzić przewodem ze szpulki sygnał x , y lub mod i uaktualnić opis słowny piktogramu, ponieważ tekst *Moduł 2* został przeniesiony w trakcie kopiowania i wklejania.

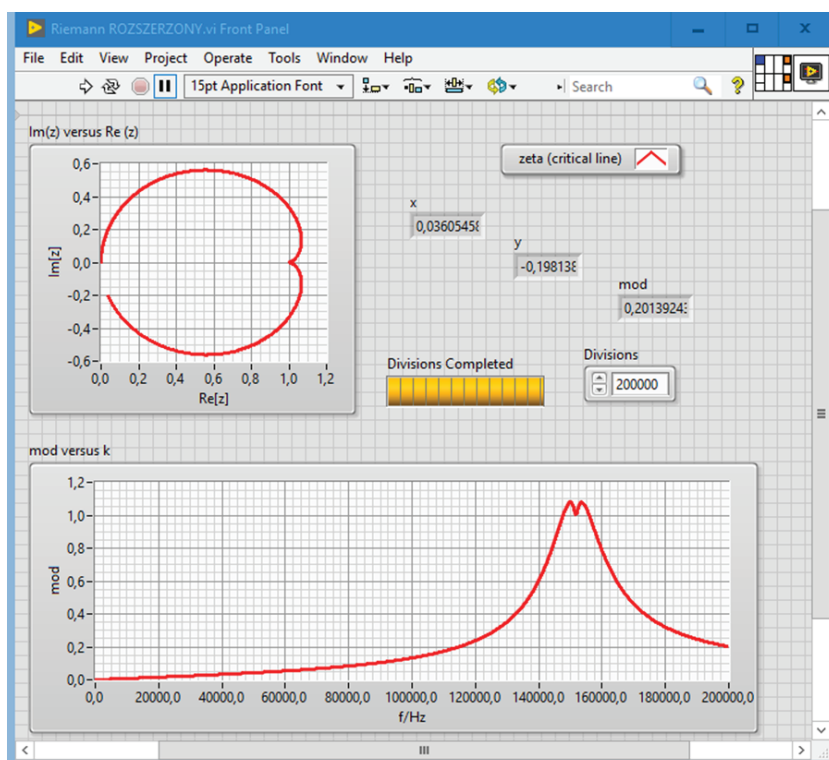
Liczbowe dane dla trzech dodanych wielkości x , y i mod są wyświetlane w nowych okienkach, opisanych na rys. D1.5a jako x , y i mod . Z danych x i y wykreslany jest górny wykres na wyżej wymienionym rysunku, a z danych mod i częstotliwości k — wykres dolny.

Następnym krokiem jest połączenie wartości modułu z wartościami częstotliwości, aby było możliwe narysowanie częstotliwościowej charakterystyki modułu. To zadanie wykonuje procedura oznaczona piktogramem *Bundle Function* , który można pobrać z palety *Functions Palette*. W okienku *Functions Palette* jest wiele różnych piktogramów. Aby ułatwić etap poszukiwania właściwego, warto skorzystać z opcji *Search*, wpisując tam słowo *Bundle*. Wówczas należy odpowiednią ikonkę przeciągnąć kursorem na puste miejsce wewnątrz pętli *For Loop*. Do wejść piktogramu *Bundle* doprowadzić przewodami sygnały modułu i częstotliwości k .

Sygnał wyjściowy z pakietu *Bundle Function* należy wyprowadzić poza pętlę *For Loop* tunelem i przenieść na ekran podobny do tego, na którym wyświetlana jest zależność $Im(z)$ vs. $Re(z)$. Dodatkowy ekran najprościej jest powielić za pomocą poleceń Ctrl+C i Ctrl+V, a następnie dopasować jego wymiary do aktualnych potrzeb. Wykres modułu $|T(i\omega)|$ w funkcji częstotliwości wymaga doprowadzenia sygnału z tunelu na pętlę *For Loop* do nowego ekranu. W tym celu należy kliknąć na nowy ekran i obserwować diagram blokowy. W tle diagramu pojawi się następujący piktogram wraz z opisem: . Wówczas sygnał z tunelu należy przewodem ze szpulki doprowadzić do czarnej strzałki na wyżej wymienionej ikonce. Opis piktogramu $Im(z)$ vs. $Re(z)$ jest przeniesiony przez powielanie i dlatego nieaktualny. Należy go zamienić na przykład na *mod versus k*. Opisy słowne w języku polskim i stosowanie oznaczeń f dla częstotliwości na rys. D1.5a nie powodują żadnych trudności, ponieważ nie zostają wprowadzone do programu.

Blok *MathScript Node* oblicza zmienne x , y , i $|T(i\omega)|$. Stąd są dostępne liczbowe wartości tych trzech wielkości i w prosty sposób można je wyświetlić na panelu frontowym, aby były dostępne w czasie użycia aplikacji. Z danych x i y wykreślany jest górny wykres na rysunkach D1.5a i D1.6, a z danych $|T(i\omega)|$ i częstotliwości k — wykres dolny.

Dla przykładu: na rys. D1.6 pokazano panel frontowy programu z układem 2LCR, wykonany poprzez zamianę funkcji z rys. D1.5b na wyrażenie dla układu 2LCR, podane powyżej w punkcie 8.



Rys. D1.6. Przykładowy zrzut ekranu panelu frontowego dla sieci 2LCR wykonany w programie *LabVIEW* 2017

Dodatek nr 2

Admitancja węzłów swobodnych oscylatora Wiena

Zgodnie z powszechnie znaną metodą napięć węzłowych, w generatorze Wiena wyznacza się trzy węzły, oznaczone jako 1, 2 i 3 (rys. 4.20). Węzły 1 i 2 są węzłami swobodnymi. Oznacza to, że ich napięcia ustalają się w wyniku spadków napięć na odpowiednich elementach układu od płynących przez nie prądów. Węzeł 3 nie jest węzłem swobodnym. Jego napięcie nie ustala się w wyniku oddziaływania z innymi węzłami, ponieważ jest połączony bezpośrednio z wyjściem wzmacniacza operacyjnego, który jest traktowany jako źródło napięciowe.

O stabilności generatora można wnioskować, badając admitancje węzłów swobodnych. Admitancję węzła 1 definiuje stosunek prądu wpływającego do tego węzła do napięcia węzła. Należy założyć, że do węzła 1 wpływa prąd z ujemnym znakiem, ponieważ prąd wpływający do węzła będzie traktowany jako ujemny. W dalszym postępowaniu będą dodane wszystkie prądy skojarzone z węzłem 1 i cała suma, zgodnie z I prawem Kirchhoffa, zostanie przyrównana do zera:

$$-I + \frac{U_1}{R_2} + sU_1C_2 + \frac{U_1sC_1}{sR_1C_1 + 1} - \frac{U_3sC_1}{sR_1C_1 + 1} = 0 \quad (D2.1)$$

Kolejne równania, zgodnie z metodą napięć węzłowych:

$$\frac{U_2}{R_4} + \frac{U_2}{R_3} - \frac{U_3}{R_3} = 0 \quad (D2.2)$$

$$U_1 = U_2 \quad (D2.3)$$

Z powyższych związków można wyliczyć admitancję węzła 1 jako:

$$Y_1 = \frac{I}{U_1} = \frac{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s \left(R_1 C_1 + R_2 C_2 - \frac{R_2 R_3}{R_4} C_1 \right) + 1}{s R_1 R_2 C_1 + R_2} \quad (D2.4)$$

Podobne przeliczenia dla węzła 2 można wykonać na podstawie następujących równań:

$$-I + \frac{U_2}{R_4} + \frac{U_2}{R_3} - \frac{U_3}{R_3} = 0 \quad (D2.5)$$

$$\frac{U_1}{R_2} + s U_1 C_2 + \frac{U_1 s C_1}{s R_1 C_1 + 1} - \frac{U_3 s C_1}{s R_1 C_1 + 1} = 0 \quad (D2.6)$$

$$U_1 = U_2 \quad (D2.7)$$

W wyniku rozwiązywania powyższego układu równań, uzyskuje się następujące wyrażenie na admitancję węzła 2:

$$Y_2 = \frac{I}{U_2} = \frac{-s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 - s \left(R_1 C_1 + R_2 C_2 - \frac{R_2 R_3}{R_4} C_1 \right) - 1}{s R_2 R_3 C_1} \quad (D2.8)$$

Wnioskowanie o stabilności układu na podstawie jego admitancji polega na badaniu licznika admitancji po przyrównaniu go do zera, w przypadku stabilności rozwarciowej [1], lub na badaniu mianownika admitancji, po przyrównaniu go do zera, w przypadku stabilności zwarciowej.

Dla generatora Wiena istotna jest stabilność rozwarciowa węzłów 1 i 2. Przyrównanie do zera liczników admitancji obydwu węzłów, pomimo ujemnego znaku admitancji węzła 2, daje takie samo równanie drgań własnych generatora Wiena:

$$s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s \left(R_1 C_1 + R_2 C_2 - \frac{R_2 R_3}{R_4} C_1 \right) + 1 = 0 \quad (D2.9)$$

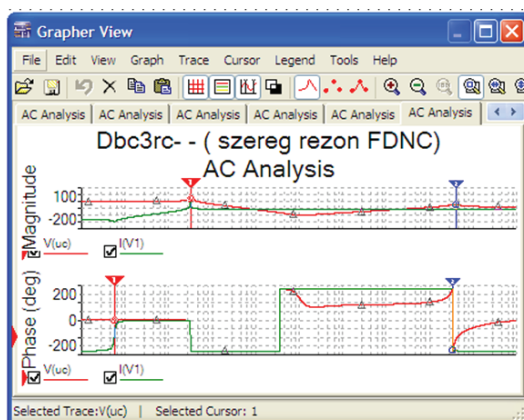
Na podstawie równania (D2.9) ustalono częstotliwość rezonansową generatora Wiena, warunek wzbudzenia drgań i narysowano jego rezonansowy schemat zastępczy (rozdział 4.2, wzór (4.46)). Z różnicy mianowników admitancji węzłów 1 i 2 (wzory (D2.4) i (D2.8)) wynikają różne zachowania się węzłów w stanach zwarcia.

Dodatek nr 3

Szeregowy i równoległy rezonans z układem FDNC

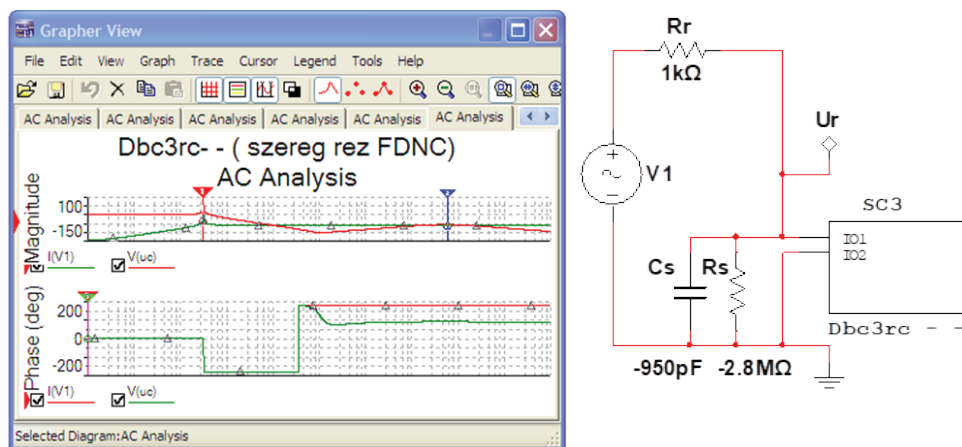
Zgodnie z rys. 10.2, układ FDNC składa się z idealnej ujemnej konduktancji $-\omega^2 D$, połączonej równolegle z pojemnością Cp i konduktancją Gp . Elementy Cp i Gp są pasożytniczymi parametrami rzeczywistych układów FDNC i często w istotny sposób wpływają na użytkowe charakterystyki i stabilność układów. Stąd oszacowanie tych parametrów w niektórych przypadkach jest celowe. Szczególnie istotne znaczenie ma pojemność pasożytnicza Cp .

Pomimo równoległego schematu zastępczego FDNC szeregowy rezonans rezystancji z FDNC zachodzi i występuje na przykład w filtrach bezindukcyjnych. Rys. D3.1 pokazuje taką sytuację.



Rys. D3.1. Układ FDNC w szeregowym rezonansie z rezystorem 1 k Ω

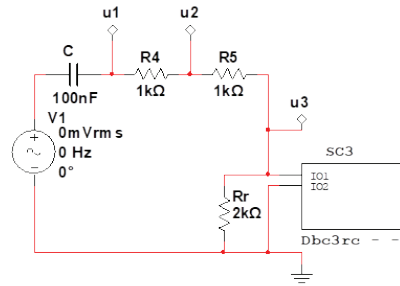
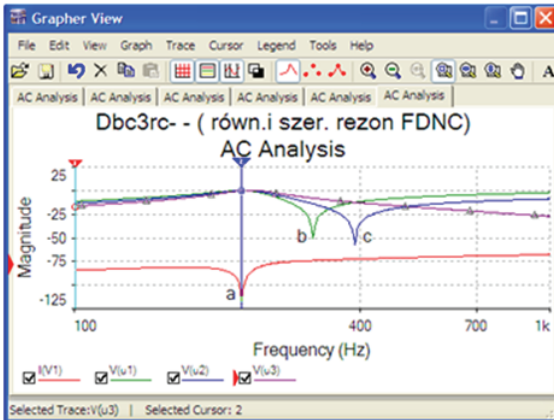
Współczynnik D zastosowanego układu Dbc3rc – wynosi $2,528 \times 10^{-10} \text{ As}^2/\text{V}$, co z rezystancją $1 \text{ k}\Omega$ daje częstotliwość rezonansową $316,2 \text{ Hz}$, zaznaczoną czerwonym kursorem 1 na wykresie modułu. Niebieski kursor 2 pokazuje rezonans w zakresie wysokich częstotliwości, spowodowany gwałtownym wzrostem dobroci układu FDNC w końcowym odcinku charakterystyki częstotliwościowej analogu Dbc3rc –. Charakterystyka ta jest przedstawiona na rys. 10.4. Wynika z niej, że gwałtowny wzrost dobroci analogu Dbc3rc – zachodzi przy częstotliwości 1 MHz . Na wykresie modułu zielona krzywa wskazuje na minimum prądu przy częstotliwości $5,7 \text{ Hz}$, które jest spowodowane równoległym rezonansem między $-1/(\omega^2 D)$ i rezystancją pasozytniczą R_p układu FDNC. Ponieważ program Multisim pozwala wprowadzać ujemne wartości elementów, łatwo można dobrać taką ujemną rezystancję, aby zlikwidować minimum prądu. Pokazano to na kolejnym rys. D3.2.



Rys. D3.2. Określenie pasozytniczych parametrów R_p i C_p układu FDNC przez podstawienie odpowiednio dobranych elementów ujemnych R_s i C_s

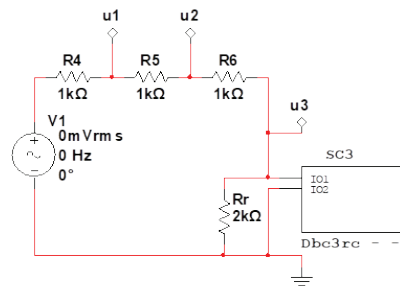
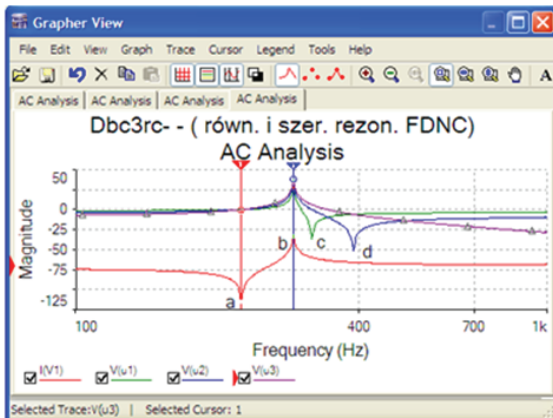
Minimum prądu zanika, gdy ujemna wartość rezystancji dodanej równolegle do zacisku IO1 i masy wynosi $-2,8 \text{ M}\Omega$. Na tym samym rysunku pokazano również oszacowanie pojemności pasozytniczej C_p . Mianowicie dołączenie ujemnej pojemności C_s równej -950 pF wyprostowuje charakterystykę fazową.

W filtrach bezindukcyjnych układy FDNC są wkomponowane w sieci RC. Jedną z charakterystycznych sytuacji pokazano na rys. D3.3.



Rys. D3.3. Połączenie układu FDNC z fragmentem sieci RC, występującym w filtrach dolnoprzepustowych

Niebieski kursor 1, w punkcie a, pokazuje rezonans równoległy między $-1/(\omega^2 D)$ i rezystancją R_r . Częstotliwość rezonansowa wynosi 223,6 Hz. Napięcie u_1 osiąga minimum w punkcie b dla częstotliwości rezonansowej 316,2 Hz wynikającej z rezonansu między $-1/(\omega^2 D)$ i wypadkową rezystancją z połączenia R_4 , R_5 i R_r , wynoszącej 1 kΩ. Podobnie napięcie u_2 osiąga minimum dla częstotliwości 387,8 Hz (punkt c), gdyż w tym przypadku rezystancja wypadkowa z równoległego połączenia R_5 i R_r wynosi 0,6667 kΩ.



Rys. D3.4. Połączenie układu FDNC z fragmentem sieci występującym w filtrach środkowoprzepustowych

Nieco bardziej złożony obraz zjawisk rezonansowych niż na poprzednim rysunku występuje, gdy kondensator zostanie zastąpiony rezystorem, jak to pokazano na rys. D3.4. Czerwony kursor jest ustawiony na rezonans równoległy, w którym ujemna rezystancja układu FDNC $-1/(\omega^2 D)$ tworzy obwód rezonansowy z rezystancją R_r . Częstotliwość wynosi 0,2236 kHz.

Kursor niebieski wskazuje częstotliwość 0,2887 kHz, przy której zachodzi rezonans szeregowy między $-1/(\omega^2 D)$, a wypadkową rezystancją szeregowo równoległego połączenia R_4 , R_5 , R_6 i R_r . Rezystancja ta wynosi 1,2 k Ω . Napięcie u_1 osiąga minimum w punkcie c (częstotliwość 0,3162 kHz), gdzie rezystancja wypadkowa połączenia R_5 , R_6 i R_r , wynosząca 1 k Ω , rezonuje z układem FDNC. Podobna sytuacja dotyczy napięcia u_2 w punkcie d . Rezystancja wypadkowa z połączenia R_6 i R_r wynosi 0,6667 k Ω , a częstotliwość rezonansowa 0,3873 kHz.

Rezystancje wypadkowe w poszczególnych sytuacjach wylicza się zgodnie z twierdzeniem Thevenina jako iloraz napięcia biegu jałowego w punkcie u_3 i prądu płynącego po zwarcie tego punktu z masą.

Bibliografia

- [1] S.K. Mitra, *Analiza i synteza układów aktywnych liniowych*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1974.
- [2] E.L. Ginzton, *Stabilized negative impedances*, „Electronics”, t. 18, nr 10, s. 140–150, 1945.
- [3] L. Esaki, *Long Journey into Tunneling*, „Nobel Lecture”, IBM Thomas J. Watson Research Center, 1973, <https://www.nobelprize.org/uploads/2018/06/esaki-lecture.pdf> (dostęp: 13.01.2020).
- [4] L. Tomawski, M. Bucóń, *Tranzystorowy przerzutnik dwustanowy*, „Pomiary, Automatyka, Kontrola”, t. 2, s. 404–405, 1971.
- [5] L. Tomawski, J. Holeczek, *Pomiar indukcyjności układu wytwarzającego ujemną rezystancję typu S*, „Elektronika”, nr 11, s. 36–37, 1984.
- [6] M. Nagata, *A simple negative impedance circuit with no internal bias supplies and good linearity*, „IEEE Transactions on Circuit Theory”, t. 12, nr 3, s. 433–434, 1965.
- [7] L. Tomawski, *Ujemne rezystancje, pojemności i indukcyjności w zastosowaniach do pomiaru pojemności i indukcyjności o bardzo dużym współczynniku strat*, „Prace naukowe Uniwersytetu Śląskiego w Katowicach”, nr 1185, (rozprawa habilitacyjna), Uniwersytet Śląski, 1991.
- [8] L. Tomawski, J. Turzański, *Pomiar małych zmian indukcyjności przez symulację indukcyjności ujemnej*, „Archiwum Elektrotechniki”, t. 30, z. 118-4, s. 1075–1078, 1981.
- [9] S. Noguchi, *The concept of higher-order impedance and simulation of third-order FDN-Cap.*, „Proceedings of 1985 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Kyoto, Japan”, t. 1, s. 103–104, 1985.
- [10] S. Pookaiyaudom, W. Srisarakham, *Realization of Stable Current-Controlled Frequency-Dependent Positive Resistance*, „Proceedings of the IEEE”, t. 67, nr 12, s. 1660–1662, 1979.
- [11] L. Tomawski, M. Mańka, *Resonance phenomena in chosen II and III order circuits*, „Electronics and Telecommunications Quarterly”, t. 46, nr 3, s. 339–353, 2000.
- [12] M. Mańka, *Obwody rezonansowe z ujemnymi rezystancjami, pojemnościami i indukcyjnościami II i III rzędu*, (rozprawa doktorska), Uniwersytet Śląski, 2001.
- [13] L. Tomawski, Z. Kukula, *Resonant Frequency Division*, „Electronics World”, s. 26–32, 2006.
- [14] L. Tomawski, I. Mróz, Z. Kukula, *From Thomson formula to resonant equivalent diagrams*, „Acta Physica Polonica A”, t. 139, nr 3, s. 301–304, 2021.

- [15] P. Janik, M. Paluch, L. Tomawski, J. Ziolo, *RC-model of stretched relaxation*, „European Journal of Physics”, t. 21, nr 3, s. 233–237, 2000.
- [16] P. Janik, M. Janik, L. Tomawski, J. Ziolo, M. Paluch, *Simple RC network models for simulating dielectric response with two relaxation loss peaks*, „Journal of Non-Crystalline Solids”, t. 353, nr 41, s. 3932–3935, 2007.
- [17] I. Hickman, *Gain from passives?*, „Electronics World”, nr 1727, s. 842–845, 1996.
- [18] J. Bąk, *Czwórník 2T jako element generatora wtórnikowego*, „Archiwum Elektrotechniki”, t. 30, nr 1, s. 39–62, 1981.
- [19] *The New Encyclopedia Britannica*, t. 8, s. 525, 1973–1974.
- [20] L. Tomawski, *Generalised Immitance Converter for the realisation of „admittancive” two-poles*, [w:] „Proceedings of the XXIX National Conference on Circuit Theory and Electronic Networks”, s. 105–110.
- [21] D. Nawrocki, *Symulacja komputerowa amplifiltru*, (praca dyplomowa), Uniwersytet Śląski, 2001.
- [22] L. Tomawski, Z. Kukuła, *A Digital Commutated Chaos Oscillator*, [w:] „XXIX International Conference of IMAPS Poland Chapter, Proceedings”, s. 167–170, 2005.
- [23] M. Wien, *Messung der Inductionsconstanten mit dem „optischen Telephon”*, „Annalen der Physik und Chemie”, t. 280, nr 12, s. 689–712, 1891.
- [24] J. Punčochář, *Wien-bridge oscillator with real OP AMP*, https://www.researchgate.net/publication/281495131_WIEN_BRIDGE_OSCILLATOR_WITH_REAL_OP_AMP (dostęp: 12.04.2019).
- [25] J. Punčochář, J. Mohylová, *Wien Bridge Oscillator with real amplifiers*, https://www.researchgate.net/publication/281830241_WIEN_BRIDGE_OSCILLATOR_WITH_REAL_AMPLIFIERS (dostęp: 12.04.019).
- [26] S. Pasupathy, *Equivalence of LC and RC oscillators*, „International Journal of Electronics”, t. 34, nr 6, s. 855–857, 1973.
- [27] A. Antoniou, *Realisation of gyrators using operational amplifiers, and their use in RC-active-network synthesis*, „Proceedings of the Institution of Electrical Engineers”, t. 116, nr 11, s. 1838–1850, 1969.
- [28] L. von Wangenheim, *Modification of the classical GIC structure and its application to RC-oscillators*, „Electronics Letters”, t. 32, nr 1, s. 6–8, 1996.
- [29] R. Senani, *Alternative modification of the classical GIC structure*, „Electronics Letters”, t. 32, nr 15, s. 1329, 1996.
- [30] K.M. Noga, M. Radwański, *Multisim. Technika cyfrowa w przykładach*, Wydawnictwo BTC, Legionowo 2009.
- [31] M. Chruściel, *LabVIEW w praktyce*, Wydawnictwo BTC, Legionowo 2008.
- [32] J.A. Bartkowska, D. Bochenek, *Microstructure and dielectric properties of BF-PFN ceramics with negative dielectric loss*, „Journal of Materials Science: Materials in Electronics”, t. 29, nr 20, s. 17 262–17 268, 2018.
- [33] S. Salahuddin, S. Datta, *Use of negative capacitance to provide voltage amplification for low power nanoscale devices*, „Nano Letters”, t. 8, nr 2, s. 405–410, 2008.
- [34] L. Tomawski, *Digital programming of capacitance*, „Electronics World”, t. 104, nr 1747, s. 568, 1998. Przedruk w: „Electronics World”, t. 104, nr 1750, s. 872, 1998.
- [35] L. Tomawski, M. Górnicki, *Nearly ideal parallel resonant circuit — computer controlled*, „Electronics World”, t. 111, nr 1834, s. 48–49, 2005.
- [36] L. Tomawski, M. Górnicki, *A parallel resonant circuit with constant quality factor vs. frequency*, „Electronics and Telecommunications Quarterly”, t. 52, nr 3, s. 299–307, 2006.
- [37] J. Dunn, *Vary capacitance to positive or negative*, „Electronic Design”, t. 39, nr 23, s. 113, 1991.

- [38] A. Al-Ali, M. Abuelma'atti, *Bipolar programmable capacitor*, „Electronics World & Wireless World”, s. 602, 1995.
- [39] R.H.S. Riordan, *Simulated inductors using differential amplifiers*, „Electronics Letters”, t. 3, nr 2, s. 50–51, 1967.
- [40] D. Susan, S. Jayalalitha, *Analog filters using simulated inductor*, [w:] „2010 International Conference on Mechanical and Electrical Technology (ICMET 2010)”, s. 659–662, 2010.
- [41] L.T. Bruton, *Nonideal performance of two-amplifier positive-impedance converters*, „IEEE Transactions on Circuit Theory”, t. CT-17, nr 4, s. 541–549, 1970.
- [42] N.C. Bui, L.T. Huynh, *Realization de FDNR et FDNC avec des convertisseurs de courant* (ang. *FDNC and FDNR Realization using Current Converters*), „AGEN-Mitteilungen”, nr 20, s. 29–40, 1976.
- [43] P. Horn, G.S. Moschytz, *Active RC single-opamp design of driving-point impedances*, „IEEE Transactions on Circuits and Systems”, t. CAS-26, nr 1, s. 22–29, 1979.
- [44] J.L. Huertas, *Circuit implementation of current conveyor*, „Electronics Letters”, t. 16, s. 225–226, 1980.
- [45] L. Tomawski, M. Mańka, M. Sławiec, *FDNCs using current conveyors*, „Electronics World”, s. 380, 2000.
- [46] L. Tomawski, R. Gabrek, S. Oleś, *Inverting current conveyor from an OPA 1662*, „Electronics World”, s. 792, 2001.
- [47] R. Genin, *A sine wave generator using a frequency-dependent negative conductance*, „Proceedings of the IEEE”, t. 63, nr 11, s. 1611–1612, 1975.
- [48] L. Tomawski, J. Turzański, L. Kalisz, *Mostek do pomiaru pojemności o bardzo dużym współczynniku strat*, „Archiwum Elektrotechniki”, t. 31, nr 121/122, s. 583–586, 1982.
- [49] L. Tomawski, J. Turzański, *Pomiary i właściwości superpojemności*, „Archiwum Elektrotechniki”, nr 3–4, s. 553–566, 1984.
- [50] L. Tomawski, A. Golicz, R. Starczewski, *Chaos in the III Order Circuit with Frequency Dependent Negative Capacitance*, [w:] „Proceedings of the European Conference on Circuit Theory and Design 2003, 1-4 September 2003, Kraków”, t. 2, s. 53–56, 2003.
- [51] J. Awrejcewicz, *Drgania deterministyczne układów dyskretnych*, s. 182, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1987.
- [52] L.T. Bruton, *Network transfer functions using the concept of frequency-dependent negative resistance*, „IEEE Transactions on Circuit Theory”, s. 406–408, 1969.
- [53] A. Antoniou, *Bandpass transformations and realization using Frequency-Dependent-Negative-Resistance elements*, „IEEE Transactions on Circuit Theory”, s. 297–298, 1971.
- [54] L. Tomawski, *Resonant bridge with frequency dependent negative resistance*, „IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement”, vol. 37, nr 1, s. 45–48, 1988.
- [55] D. Susan, S. Jayalalitha, *Frequency Dependent Negative Resisiatne — A Review*, „Research Journal of Applied Science, Engineering and Technology”, t. 4, nr 17, s. 2988–2994, 2012.
- [56] L. Tomawski, *Mostki prądu zmiennego z ujemnymi rezystancjami*, „Archiwum Elektrotechniki”, t. 29, z. 112-2, s. 379–388, 1980.
- [57] L. Tomawski, *Ujemne pojemności i ujemne indukcyjności III rzędu*, [w:] „XIII Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, teksty referatów, 16-18.10.1990, Bielsko Biała”, t. 2, s. 405–410, 1990.
- [58] W. Womińska, *Badanie elektronicznego analogu superindukcyjności*, (praca inżynierska), Uniwersytet Wrocławski, 2019.

Spis ilustracji

Rys. 2.1. Wykresy wskazowe dla rezystancji — a), dla indukcyjności — b) i dla pojemności — c)	18
Rys. 2.2. Wykresy wskazowe dla elementów ujemnych: rezystancji — a), indukcyjności — b) i pojemności — c)	19
Rys. 2.3. Charakterystyki prądowo-napięciowe i wykresy różniczkowych ujemnych rezystancji dla diody tunelowej (na podstawie [3]) — a) i przerzutnika Schmitta (na podstawie [4]) — b).....	20
Rys. 2.4. Schemat zastępczy dla ujemnej rezystancji typu N — a) i ujemnej rezystancji typu S — b)	21
Rys. 3.1. Przykładowa sytuacja na wykresie wskazowym dla stabilnego układu FDCG.	28
Rys. 4.1. Przykładowy układ RLC — a), dzielnik złożony z admitancji Y_1 i Y_2 , odpowiadający układowi RLC — b) i rezonansowy schemat zastępczy układu RLC — c) (reprodukowano ze zmianami z [14])...	34
Rys. 4.2. Charakterystyka na płaszczyźnie zespolonej rezonansowego schematu zastępczego układu RLC z rys. 4.1c (reprodukowano z [14], Fig.4)	35
Rys. 4.3. Kolejny przykład układu RLC. Schemat układu — a), dzielnik napięcia — b) i rezonansowy schemat zastępczy układu wyjściowego — c)	36
Rys. 4.4. Charakterystyka rezonansowego schematu zastępczego z rys. 4.3c.	36
Rys. 4.5. Analizowany układ 3CR. Schemat układu — a) [17], dzielnik napięcia — b), rezonansowy schemat zastępczy układu — c)	38
Rys. 4.6. Wykresy wskazowe układu 3CR z rys. 4.5a: wykres napięć — a) i wykres prądów — b)	40
Rys. 4.7. Schemat generatora wtórnikowego z układem 3CR	41
Rys. 4.8. Wynik symulacji generatora z rys. 4.7	42
Rys. 4.9. Układ 3RC. Schemat układu — a) i rezonansowy schemat zastępczy układu 3RC — b)	42
Rys. 4.10. Układy 4CR i 4RC. Schemat układu 4CR — a) i jego rezonansowy schemat zastępczy — c). Schemat układu 4RC — b) i jego rezonansowy schemat zastępczy — d)	45
Rys. 4.11. Charakterystyki rezonansowych schematów zastępczych dla 3CR, 3RC, 4CR, 4RC	48

Rys. 4.12. Sieć 2RLC — a) i jej rezonansowy schemat zastępczy — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])	50
Rys. 4.13. Rezonansowy schemat zastępczy układu 2RLC, zobrazowany na płaszczyźnie zespolonej — a) i charakterystyka modułu $T(j\omega)$ w funkcji częstotliwości — b), (reprodukowano z [14] ze zmianami). Tworzenie wykresu modułu jest opisane w Dodatku nr 1.	52
Rys. 4.14. Sieć 2RCL: schemat ideowy — a) i rezonansowy schemat zastępczy — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])	54
Rys. 4.15. Charakterystyka modułu $T(j\omega)$ układu 2RCL na płaszczyźnie zespolonej — a) i w funkcji częstotliwości — b) (reprodukowano z [14] ze zmianami).	55
Rys. 4.16. Sieć 2LCR: schemat ideowy — a) i rezonansowy schemat zastępczy sieci — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])	57
Rys. 4.17. Charakterystyka sieci 2LCR na płaszczyźnie zespolonej — a), przebieg modułu transmitancji w funkcji częstotliwości — b) (reprodukowano z [14] ze zmianami)	58
Rys. 4.18. Układ Wiena. Schemat połączeń układu — a) rezonansowy schemat zastępczy układu — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])	60
Rys. 4.19. Charakterystyka układu Wiena na płaszczyźnie zespolonej dla następujących danych: $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ i $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ (reprodukowano z [14] ze zmianami)	61
Rys. 4.20. Generator z układem Wiena. Schemat układu — a). Rezonansowy schemat zastępczy admitancji węzła (1) lub (2) generatora — b) (reprodukowano ze zmianami z [14])	63
Rys. 5.1. Schemat uogólnionego konwertera impedancji (GIC)	65
Rys. 5.2. Przekształcenie pośrednie — a) i końcowe — b) schematu z rys. 5.1. ...	67
Rys. 5.3. Sześć wariantów połączenia sieci RC z wejściami wzmacniaczy operacyjnych według oznaczeń z rys. 5.2	67
Rys. 6.1. Schemat układu Dbc3rc — z kondensatorami idealnymi — a) i z uwzględnieniem strat kondensatorów — b).	72
Rys. 6.2. Koncepcja Wangenheima — a) i Senaniego — b). Schematy przerysowano odpowiednio z [28, 29]	73
Rys. 6.3. Przykład struktury b z rezystorem R_o według modyfikacji Wangenheima [28] dla przypadku z prawidłowo połączonymi wejściami wzmacniaczy operacyjnych — a) i nieprawidłowo połączonymi — b) .	74
Rys. 6.4. Prawidłowe i nieprawidłowe przyłączenie rezystora R_o do różnych węzłów GIC i masy, według koncepcji Senaniego [29]	75
Rys. 7.1. Prądy i napięcia w szeregowym połączeniu rezystora dodatniego z ujemnym w obwodzie prądu stałego. Schemat układu — a), przebiegi z symulacji w analizie <i>DC Sweep</i> — b), wartości prądów dla $V_1 = 1 \text{ V}$, wskazywane przez czerwony kursor — c), wartości napięć skojarzone z czerwonym kursorem — d).	82
Rys. 7.2. Wyniki symulacji dla układu połączeń z rys. 7.1a przy zmianie wartości rezystora R_2 na -1300Ω . Wartości prądów — a), wartości napięć — b)	82
Rys. 7.3. Szeregowe połączenie rezystora dodatniego i ujemnego w analizie zmiennoprądowej <i>AC Sweep</i> . Schemat połączeń — a), przebiegi prądów — b), wyniki liczbowe dla modułów i kątów fazowych — c–f), przy czym dla pozycji a–d) obowiązuje $R_2 = -700 \Omega$, a dla pozycji e) i f) rezystancja $R_2 = -1300 \Omega$	83
Rys. 7.4. Szeregowe połączenie indukcyjności dodatniej 1 mH i ujemnej $-0,7 \text{ mH}$	84

Rys. 7.5. Szeregowe połączenie indukcyjności dodatniej 1 mH i ujemnej –1,3 mH.....	85
Rys. 7.6. Przykład połączenia baterii zasilających ze wzmacniaczami operacyjnymi za pomocą wirtualnych przewodów	86
Rys. 7.7. Wzbudzony układ Dac3rc+ – w rezonansie z rezystorem 1 kΩ. W podukładzie SC1 użyto wzmacniaczy operacyjnych HA1-2539-2	88
Rys. 7.8. Układ z rys. 7.7 z zamienionymi wzmacniaczami operacyjnymi: HA1-2539-2 na HA1-2539-5	89
Rys. 7.9. Klasyczny, szeregowy obwód rezonansowy LCR przygotowany do pomiaru krzywej rezonansowej metodą AC — a) oraz metodą instrumentalną z generatorem Agilent — b) i z generatorem wirtualnym — c)	90
Rys. 7.10. Krzywe rezonansowe uzyskane z symulacji obwodu rezonansowego z L, C i R z rys. 7.9, wykonane trzema sposobami w programie Multisim wersja 11.0.2	90
Rys. 7.11. Wyniki analizy <i>Operating Point</i> — a) i <i>Transient</i> — c) oraz schemat układu pomiarowego — b) i schemat podukładu SC1 — d) dla analogu Cb2rc2r– – zakwalifikowanego do układów stabilnych (jako wybrany analog pojemności)	93
Rys. 8.1. Oznaczenia elementów RC i wzory na wytwarzaną pojemność C dla trzech wariantów usytuowania pojemności C1, C3 i C5 w łańcuchu elementów	96
Rys. 8.2. Przebiegi pojemności i dobroci dla przestrajania elementów obwodu rezonansowego leżących na dwóch gałęziach obwodu, a także tylko na jednej gałęzi	99
Rys. 8.3. Schemat połączeń analogu ze źródłem w metodzie <i>Single Frequency AC</i> — a), schemat podukładu SC1 ze schematu połączeń — b), częstotliwościowe charakterystyki pojemności <i>Ceq</i> i dobroci <i>Qeq</i> dla analogu Cac4r+ – — c)	101
Rys. 8.4. Charakterystyki pojemności <i>Ceq</i> i dobroci <i>Qeq</i> dla analogu Cac4r+ – obliczone według wzoru (8.15). Schemat połączeń analogu ze źródłem w metodzie <i>AC Sweep</i> — a), schemat podukładu SC1 — b), częstotliwościowe charakterystyki pojemności <i>Ceq</i> i dobroci <i>Qeq</i> dla analogu Cac4r+ – obliczone według wzoru (8.14) — c), częstotliwościowe charakterystyki pojemności <i>Ceq</i> i dobroci <i>Qeq</i> układu pomiarowego z analogiem Cac4r+ – obliczone według wzoru (8.15) — d)	103
Rys. 8.5. Zależność dobroci od częstotliwości dla układu Cb2rc2r– – bez uwzględnienia strat kondensatora C3 — a) i z uwzględnieniem strat — b)	105
Rys. 8.6. Schematy dwunastu wybranych układów, dobrze pracujących jako analogi pojemności oraz częstotliwościowe charakterystyki symulowanych pojemności i dobroci	107–110
Rys. 8.7. Układ Ca2rc2r+ – w analizie instrumentalnej — a), schemat podukładu SC1 z rys. 8.7a — b). Rezystor Rc (25,47 kΩ) reprezentuje straty kondensatora C3 obliczone dla $\tan \delta = 0,005$, częstotliwości 50 Hz i pojemności 25 μF	113
Rys. 8.8. Schemat układu Ca2rc2r+ –, którego dane są zapisane w kolumnach 1–4 tab. 8.4 — a), układ z dodanym rezystorem Ro według [29] — b), układ z dodanym rezystorem Ro według [28] — c)	117
Rys. 8.9. Dokumentacja układu (Cb4rc+ –) charakterystycznego dla grupy z dwoma WO wchodzącymi w stan nasycenia	121

Rys. 8.10. Układ $Cac4r+$ + zasilany z generatora o częstotliwości 159 kHz i napięciu 20 mV.	121
Rys. 8.11. Schematy podukładu $Cac4r+$ + z rys. 8.10. Schemat w pełnej wersji — a) i po odłączeniu wzmacniacza operacyjnego $U2$ — b)	122
Rys. 8.12. Przebiegi napięć na wyjściach WO w układzie $Cf2rc2r+$ + z analizy <i>Transient</i> , w przypadku gdy napięcia zasilające WO są odłączone .	123
Rys. 8.13. Kształt wytwarzanych przebiegów układu $Cf2rc2r+$ + jako typowego przedstawiciela układów wytwarzających drgania odkształcone po podaniu napięć zasilających	123
Rys. 8.14. Przykład analizy <i>Transient</i> dla układu $Cc2rc2r-$ -, który po podaniu napięć zasilających okazał się obcowzbudnym oscylatorem, generującym sygnał sinusoidalny lub, przy innych wartościach elementów, sygnał chaotyczny.	124
Rys. 9.1. Schemat układu pomiarowego do badania analogów indukcyjności — a) i podukład $SC1$ — b)	127
Rys. 9.2. Charakterystyki pary układów $La3rcr-$ + i $Larc3r-$ +	129
Rys. 9.3. Dwa warianty ustawienia elementów RC w analogach indukcyjności	130
Rys. 9.4. Wyniki symulacji 16 układów wybranych jako stabilne analogi indukcyjności	133–136
Rys. 9.5. Pięć wybranych analogów dla realizacji bardzo dużych indukcyjności	142
Rys. 9.6. Rozkład napięć i przebiegi generowane w układzie $Larc3r-$ — a), schemat podukładu $SC1$ — b)	144
Rys. 10.1. Przykładowe schematy połączeń przyrządów z badanym układem FDNC, rezystorem rezonującym Rr i kondensatorem sprzęgającym. W metodzie <i>AC Sweep</i> — a) i metodzie instrumentalnej — b). Wyniki badań symulacyjnych z metody <i>AC Sweep</i> — c) i z metody instrumentalnej — d). Ideowy schemat badanego układu — e)	151
Rys. 10.2. Schemat zastępczy układu FDNC wraz z dołączoną konduktancją rezonującą $1/Rr$, pojemnością sprzęgającą Cg i generatorem pomiarowym.	153
Rys. 10.3. Warianty numeracji rezystorów i kondensatorów oraz odpowiadające im współczynniki D	154
Rys. 10.4. Schematy i wykresy z symulacji dla piętnastu wybranych analogów FDNC	157–161
Rys. 10.5. Analiza instrumentalna układu, w którym wzmacniacze operacyjne ulegają nasyceniu	163
Rys. 10.6. Dokumentacja układu $Dcc3rc-$ + z grupy wytwarzających drgania odkształcone.	164
Rys. 10.7. Przebiegi w układzie $Da2rcrc-$ - przy sygnale z generatora XFG1 o częstotliwości rezonansowej 16 kHz.	164
Rys. 10.8. Sytuacja z rys. 10.7 po nieznacznej zmianie częstotliwości generatora z 16 kHz na 15,9 kHz.	165
Rys. 11.1. Schemat filtra dolnoprzepustowego z publikacji [52] po transformacji z dziedziny elementów RLC do DCG.	167
Rys. 11.2. Schemat filtra dolnoprzepustowego według L.T. Brutona [52].	168
Rys. 11.3. Schemat ideowy podukładu $SC1$ — a), charakterystyka częstotliwościowa filtra z rys. 11.2 — b)	168
Rys. 11.4. Charakterystyka filtra z rys. 11.2 po zwiększeniu wartości rezystora $R8$ z 22 k Ω do 400 k Ω	169
Rys. 11.5. Schemat filtra Brutona dla częstotliwości 100 kHz	169
Rys. 11.6. Filtr o częstotliwości odcięcia 100 kHz. Schemat podukładu $SC1$ z rys. 11.5 — a). Charakterystyka częstotliwościowa — b)	169

Rys. 11.7. Charakterystyki częstotliwościowe filtrów według propozycji Brutona [52] dla częstotliwości 500 kHz z użyciem układu FDNC: Dfc3rc+ — a) i Ddcrc2r+ — b)	170
Rys. 11.8. Trzy warianty drabinki rezystancyjnej: jednorodna — a), R-2R niepełna — b), R-2R pełna — c)	171
Rys. 11.9. Filtr z drabinką jednorodną. Schemat filtru — a), schemat podukładu A i B — b), charakterystyka częstotliwościowa — c)	172
Rys. 11.10. Filtr z drabinką R-2R niepełną. Schemat filtru — a), schemat podukładu A i B — b), charakterystyka częstotliwościowa — c)	173
Rys. 11.11. Filtr z pełną drabinką R-2R. Schemat filtru — a), schemat podukładu A i B — b), charakterystyka częstotliwościowa — c)	174
Rys. 11.12. Szacowanie stromości charakterystyki w paśmie zaporowym na przykładzie układu Brutona	175
Rys. 11.13. Schemat filtru według Antoniou [53]. Schemat połączeń — a), podukład SC1 — b), podukład SC2 — c), podukład SC3 — d), charakterystyka w skali logarytmicznej — e), charakterystyka w skali liniowej — f)	176
Rys. 11.14. Charakterystyka filtru według Antoniou po tysiącokrotnym zmniejszeniu wszystkich pojemności i zamianie WO na HA-2539-5	177
Rys. 11.15. Filtr 1 MHz według Antoniou [53] z poprawkami wyrównującymi odcinek przepustowy charakterystyki	178
Rys. 11.16. Filtr 1 kHz według Antoniou w analizie parametrycznej	179
Rys. 11.17. Charakterystyki filtru 1 kHz według Antoniou dla różnych wartości rezystora 1,3 k Ω	179
Rys. 11.18. Charakterystyka filtru według Antoniou po zmianie rezystora R12 z wartości 1,3 k Ω na 1,1 k Ω	180
Rys. 11.19. Charakterystyka filtru o poszerzonym paśmie przepustowym	181
Rys. 11.20. Schematy filtru o poszerzonym paśmie przepustowym, którego charakterystyka jest pokazana na rys. 11.19. Schemat fitru — a), schemat podukładu SC1 — b), schemat podukładu SC2 — c), schemat podukładu SC3 — d)	181
Rys. 12.1. Układy pomiarowe do badania symulacyjnego FDNR. Dla metody <i>AC Sweep</i> — a). Dla metody instrumentalnej — b).	184
Rys. 12.2. Schemat zastępczy analogu FDNR	185
Rys. 12.3. Indukcyjność pasożytnicza w funkcji częstotliwości dla analogu Ea+ +. Schemat analogu Ea+ + — a), indukcyjność pasożytnicza L_s uzyskana z symulacji w układzie pomiarowym z rys. 12.1a przy uwzględnieniu strat kondensatorów — krzywa górna i bez uwzględnienia strat kondensatorów — krzywa dolna	188
Rys. 12.4. Indukcyjność pasożytnicza analogu Ea+ + w funkcji współczynnika tg δ . Duża kropka na krzywej wskazuje wartość 0,005 dla tg δ , przyjmowanej w pracy jako współczynnik strat stosowanych kondensatorów	189
Rys. 12.5. Modyfikacja układu połączeń przyrządów z rys. 12.1b do badania symulacyjnego analogów FDNR metodą instrumentalną poprzez pomiar natężenia prądu źródła. Multimetr XMM1 jest nstawiony na pomiar natężenia prądu zmiennego	190
Rys. 12.6. Wpływ rezystancji R_o , załączonej według Wangenheima [28], na indukcyjność L_{wan} . Schemat badanego analogu — a). Wyniki symulacji L_{wan} i napięcia zmiennego na zaciskach IO1 (masa) — b).	191
Rys. 12.7. Wpływ rezystancji R_o , załączonej według Senaniego [29], na indukcyjność L_{sen} . Schemat symulowanego analogu — a).	

Indukcyjność L_{sen} i napięcie zmienne na zaciskach $IO1$ — masa w funkcji rezystancji R_o — b)	192
Rys. 12.8. Indukcyjność L_s w funkcji częstotliwości dla układu $Eb-$, zrealizowanego na różnych wzmacniaczach operacyjnych. Schemat układu $Eb-$ — a), wykresy zależności L_s w funkcji częstotliwości — b)	193
Rys. 12.9. Schematy pięciu wybranych analogów FDNR i ich charakterystyki częstotliwościowe	197–198
Rys. 12.10. Oscylatory z rezystorami R_o włączonymi według koncepcji Wangenheima [28]. Rodzaje wzmacniaczy operacyjnych i wartości rezystorów R_o i pojemności C_r dla danego analogu są podane w tab. 12.2. Dołączenie rezystorów strat R_{ci} ($i = 2, 4$) do odpowiednich kondensatorów jest źródłem nowych danych zapisanych w tab. 12.2, w nawiasach	199–200
Rys. 12.11. Układ do badania parametrów oscylatorów	201
Rys. 12.12. Oscylatory z rezystorem R_o włączonym według koncepcji Senaniego [29]. Rodzaje wzmacniaczy operacyjnych oraz wartości rezystorów R_o i pojemności C_r dla danego analogu są podane w tab. 12.3. Dołączenie rezystorów strat R_{ci} do odpowiednich kondensatorów jest źródłem nowych danych zapisanych w nawiasach w tab. 12.3	203
Rys. 12.13. Przykładowa zależność napięcia na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych oscylatora $Eb-$ — z rys. 12.10	204
Rys. 12.14. Układ $Eb-$ — przeznaczony do pracy z kondensatorem o bardzo dużych stratach	206
Rys. 12.15. Indukcyjność ujemna generowana przez pojemność czujnika C_r ...	206
Rys. 12.16. Układ otwarty oscylatora z analogiem $Eb-$ —	207
Rys. 12.17. Charakterystyki układu otwartego oscylatora $Eb-$ — (przy odłączonym rezystorze R_4). Charakterystyka amplitudowa — a). Charakterystyka fazowa dla $C_r = 0$ pF — b). Charakterystyka fazowa dla $C_r = 30$ pF — c)	208
Rys. 12.18. Pozostałe schematy oscylatorów dobrze pracujących ze stratnymi pojemnościami dołączonymi między zacisk $IO1$ i masę. Układ $Ec+ +$ — a). Układ $Ef+ -$ — b)	209
Rys. 12.19. Mostek rezonansowy z układem $Eb-$ —	210
Rys. 12.20. Układ $Eb-$ — występujący w mostku	211
Rys. 12.21. Mostek z rys. 12.19 zrównoważony po zmianie L_x i R_x	211
Rys. 12.22. Reakcja symulowanego mostka na zwiększenie indukcyjności L_x z wartości $100 \mu H$ na $150 \mu H$	212
Rys. 13.1. Układ z obwodem rezonansowym DCG przyjęty do analizy.	216
Rys. 13.2. Układ z obwodem RLC przetransformowany z układu DCG z rys. 13.1	217
Rys. 13.3. Wykres dobroci obwodu RLC z rys. 13.2.	218
Rys. 13.4. Wykres dobroci obwodu DCG z rys. 13.1	219
Rys. D1.1. Efekt wpisania słowa <i>Riemann</i> w okienko <i>Search</i>	222
Rys. D1.2. Panel frontowy i schemat blokowy programu <i>MathScript</i> using <i>Riemann Zeta.vi</i>	222
Rys. D1.3. Funkcja zeta Riemanna	223
Rys. D1.4. Charakterystyka rezonansowego schematu zastępczego układu RLC, uzyskana z wzoru (D1.2).	224
Rys. D1.5. Panel frontowy aplikacji rozszerzonej o częstotliwościową charakterystykę modułu $T(i\omega)$ i wyświetlanie zmiennych x, y oraz <i>mod</i> — a) i diagram blokowy aplikacji rozszerzonej — b)	227

Rys. D1.6. Przykładowy zrzut ekranu panelu frontowego dla sieci 2LCR wykonany w programie <i>LabVIEW</i> 2017	230
Rys. D3.1. Układ FDNC w szeregowym rezonansie z rezystorem $1\text{ k}\Omega$	233
Rys. D3.2. Określenie pasożytniczych parametrów R_p i C_p układu FDNC przez podstawienie odpowiednio dobranych elementów ujemnych R_s i C_s	234
Rys. D3.3. Połączenie układu FDNC z fragmentem sieci RC, występują- cym w filtrach dolnoprzepustowych	235
Rys. D3.4. Połączenie układu FDNC z fragmentem sieci występującym w filtrach środkowoprzepustowych	235

Spis tabel

Tab. 3.1. Schematy zastępcze i immitancje operatorowe wybranych dwójników.....	26
Tab. 4.1. Obwody rezonansowe występujące w sieci 2RLC [14]	51
Tab. 4.2. Obwody rezonansowe w sieci 2RCL [14].....	54
Tab. 4.3. Zestawienie częstotliwości własnych sieci 2LCR [14]	57
Tab. 6.1. Interpretacja modyfikacji Wangenheima dla symulowanych funkcji układowych w powiązaniu z kolejnością elementów w łańcuchu RC...	76
Tab. 6.2. Interpretacja modyfikacji Senaniego dla symulowanych funkcji układowych w powiązaniu z kolejnością elementów w łańcuchu RC...	77
Tab. 8.1. Podział 72 potencjalnych analogów pojemności na grupy: ● — dobre analogi pojemności, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — pierwszy lub drugi WO nasycone, □2 — obydwa WO nasycone, □1 i 2 — jeden lub obydwa WO nasycone, ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone, ○ — układy oscylujące.....	95–96
Tab. 8.2. Wyniki symulacji dla dwunastu układów realizujących pojemność $C = 1000 \mu\text{F}$	114
Tab. 8.3. Wyniki symulacji dla dwunastu układów realizujących pojemność $C = 10000 \mu\text{F}$	115
Tab. 8.4. Wyniki symulacji dla dwunastu układów realizujących pojemność $C = 100\,000 \mu\text{F}$	115
Tab. 8.5. Wartości symulowanych pojemności i błędy ich oszacowania dla wzmacniaczy operacyjnych TL081 przy uwzględnieniu i bez uwzględnienia strat kondensatora	118
Tab. 8.6. Wartości symulowanych pojemności i błędy ich oszacowania dla wzmacniaczy operacyjnych HA1-2539-5 przy uwzględnieniu i bez uwzględnienia strat kondensatora.	119
Tab. 9.1. Podział 48 potencjalnych analogów indukcyjności na grupy: ● — wybrane analogi indukcyjności, ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — pierwszy WO nasycone, □2 — drugi WO nasycone, □1 i 2 — obydwa WO nasycone), ○ — układy oscylujące	128
Tab. 9.2. Wybrane analogi indukcyjności zebrane w pary o podobnych właściwościach	129
Tab. 9.3. Wartości elementów RC dla łańcucha 3rcr	138
Tab. 9.4. Wartości elementów RC dla łańcucha rc3r.....	138

Tab. 9.5. Wyniki symulacji dla zakresów indukcyjności 10 H, 100 H i 1000 H	139
Tab. 9.6. Wyniki symulacji dla zakresów indukcyjności 10 kH, 100 kH i 1000 kH	140
Tab. 10.1. Podział 72 potencjalnych układów FDNC na grupy: ● — wybrane układy FDNC, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — pierwszy WO nasycony, □2 — drugi WO nasycony, □1 i 2 — obydwa WO nasycone), ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone, × — układy o pewnych cechach chaotycznych.	152
Tab. 10.2. Szczegółowe wzory na pulsację i dobroć układów FDNC w zależności od usytuowania elementów RC w łańcuchach, licząc w kolejności od zacisku wejściowego <i>IO1</i> do masy	154
Tab. 11.1. Porównanie parametrów różnych filtrów dolnoprzepustowych ...	175
Tab. 12.1. Podział 24 potencjalnych analogów FDNR na grupy: ● — wybrane analogi superindukcyjności, □ — układy, w których WO wchodzi w stan nasycenia (□1 — lewy WO nasycony, □2 — prawy WO nasycony, □1 i 2 — obydwa WO nasycone), ◇ — układy wytwarzające drgania odkształcone.	185
Tab. 12.2. Częstotliwości drgań i współczynniki zawartości harmoniczných uzyskane z symulacji oscylatorów zamieszczonych na rys. 12.10. Liczby podane w nawiasach odpowiadają symulacjom wykonanym z uwzględnieniem strat kondensatorów, realizowanym przez dołączenie rezystorów strat <i>R_c</i> liniami ciągłymi na schematach z rys. 12.10.	201
Tab. 12.3. Częstotliwości drgań i współczynniki zawartości harmoniczných uzyskane z symulacji oscylatorów pokazanych na rys. 12.12. Liczby podane w nawiasach odpowiadają symulacjom wykonanym z uwzględnieniem strat kondensatorów, realizowanych przez dołączenie rezystorów strat <i>R_c</i> liniami ciągłymi na schematach z rys. 12.12.	202



Uniwersytet
Wrocławski



Wydawnictwo Uniwersytetu
Wrocławskiego

Wydawnictwo Uniwersytetu Wrocławskiego

ul. Fryderyka Joliot-Curie 12

50-383 Wrocław

wydawnictwo@uwr.edu.pl

[FB/uwr.wydawnictwo](https://www.facebook.com/uwr.wydawnictwo)

W 1969 roku L.T. Bruton opublikował filtr dolnoprzepustowy, w którym indukcyjność zastąpił nieznanym wówczas układem elektronicznym, obecnie nazywanym FDNC (Frequency Dependent Negative Conductance) lub superpojemnością. Dwa lata później A. Antoniou opracował filtr środkowoprzepustowy, w którym wystąpiły: superpojemność, superindukcyjność FDNR (Frequency Dependent Negative Resistance) i analog indukcyjności. Pomimo upływu czasu do chwili obecnej publikowane są prace dotyczące elektronicznych analogów I rzędu (indukcyjności i pojemności), II rzędu (FDNC i FDNR) oraz, sporadycznie, analogów rzędów wyższych niż II.

Wykorzystując środowisko programistyczne LabVIEW z symulatorem Multisim, w książce przebadano 72 elektroniczne analogi pojemności, 48 analogów indukcyjności, 72 układy FDNC i 24 układy FDNR. Symulacje wykonano dla wszystkich układów realizujących główne funkcje układowe, to znaczy dla pojemności $Y=sC$, dla indukcyjności $Z=sL$, dla superpojemności $G=s^2D$ i dla superindukcyjności $R=s^2E$. Przebadano także analogi, które można było z góry ocenić jako niestabilne. Badania przeprowadzono na jednorodnej grupie układów elektronicznych wprowadzonych z uogólnionych konwerterów impedancji (GIC).

Książka jest adresowana do pracowników naukowych, doktorantów oraz studentów wyższych lat wydziałów fizyki i elektroniki. Czytelnik znajdzie w niej zarówno wykorzystanie tradycyjnych technik pomiarowych w elektronice, jak i nowe przemyslenia, na przykład transformację znanych układów elektronicznych (generator Wiena) w tak zwane „rezonansowe schematy zastępcze” i sugestię nowej metody pomiarowej pojemności, realizowanej przez podstawienie w rezonansowym obwodzie pomiarowym pojemności ujemnej równolegle do pojemności badanej.



Wydawnictwo
Uniwersytetu
Wrocławskiego