

POLITECHNIKA ŚLĄSKA W GLIWICACH
WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY

ROZPRAWA DOKTORSKA

mgr inż. Mirosław Płaza

**Sterowane cyfrowo oscylatory
z wykorzystaniem transmitancji rzeczywistych
wzmacniaczy operacyjnych**

Promotor: dr hab. inż. Lesław Topór-Kamiński, prof. nzw. w Pol. Śl.

Gliwice 2009

*Składam serdeczne podziękowania Promotorowi niniejszej pracy
Panu Prof. Lesławowi Topór-Kamińskiemu
za opiekę i wszelką pomoc udzieloną mi w trakcie
przygotowywania rozprawy.*

*Za okazaną życzliwość i zainteresowanie postępami
mojej pracy pragnę również podziękować
Pani Prof. Małgorzacie Suchańskiej, Panu Prof. Romanowi Nadolskiemu
oraz wszystkim Koleżankom i Kolegom z Politechniki Świętokrzyskiej
w Kielcach.*

*Chciałbym również serdecznie podziękować wielu innym osobom,
które przyczyniły się do powstania niniejszej pracy
za pomoc udzielaną w trakcie jej realizacji oraz za cenne
uwagi i prowadzone dyskusje.*

*Szczególne podziękowania składam mojej
Żonie, Rodzicom oraz Rodzeństwu za wyrozumiałość i opiekę,
którą mnie otaczali w okresie pracy nad doktoratem.*

Ważniejsze oznaczenia i skróty

WO	Wzmacniacz operacyjny
E	Napięcie zasilające wzmacniacza operacyjnego
$A(s)$	Funkcja przejścia wzmacniacza operacyjnego
A_0	Wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego
ω_T	Pulsacja jednostkowa wzmacniacza operacyjnego
f_T	Częstotliwość jednostkowa wzmacniacza operacyjnego
ω_{P1}	Pulsacja bieguna dominującego wzmacniacza operacyjnego
f_{P1}	Częstotliwość bieguna dominującego wzmacniacza operacyjnego
ω_{P2}	Pulsacja drugiego bieguna wzmacniacza operacyjnego
f_{P2}	Częstotliwość drugiego bieguna wzmacniacza operacyjnego
ω_o	Pulsacja drgań oscylatora
f_o	Częstotliwość drgań oscylatora
I	Prąd
U	Napięcie
G	Konduktancja
R	Rezystancja
L	Indukcyjność
C	Pojemność
Z	Dioda
DAC	Przetwornik cyfrowo-analogowy
D	Współczynnik cyfrowego sygnału sterującego
THD	Współczynnik zniekształceń nieliniowych
OTA	Wzmacniacz transkonduktancyjny
g_m	Transkonduktancja przejściowa
$CC, CCII$	Konwejer prądowe I i II generacji
CFA	Wzmacniacz ze sprzężeniem prądowym
$VCVS$	Źródło napięcia sterowane napięciem
$VCCS$	Źródło prądowe sterowane napięciem
DDA	Wzmacniacz różnicowo-różnicowy

Spis treści

Wstęp	6
1. Cele i zakres pracy	8
1.1. Uzasadnienie wyboru tematyki pracy	8
1.2. Teza i cele pracy	12
1.3. Ogólna charakterystyka pracy	14
2. Aktywne modele wybranych elementów elektronicznych	16
2.1. Makromodele wzmacniaczy operacyjnych	16
2.1.1. Makromodel WO o integratorowej postaci funkcji przejścia	16
2.1.2. Makromodel WO o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia.....	19
2.1.3. Makromodel WO o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia	22
2.2. Modele bezrezystancyjnych przetworników cyfrowo-analogowych.....	25
2.3. Modele sterowanych cyfrowo dwójników aktywnych G, L, C	27
2.3.1. Model aktywnej konduktancji uziemionej sterowanej cyfrowo.....	27
2.3.2. Model aktywnej indukcyjności uziemionej sterowanej cyfrowo	28
2.3.3. Model aktywnej pojemności uziemionej sterowanej cyfrowo	30
3. Modele aktywnych oscylatorów harmonicznych sterowanych cyfrowo	32
3.1. Oscylatory harmoniczne sterowane cyfrowo oparte o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U.....	32
3.1.1. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową funkcją przejścia.....	35
3.1.2. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z jednobiegunową funkcją przejścia	39
3.1.3. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową (WO1) oraz jednobiegunową (WO2) funkcją przejścia.....	42
3.2. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany na bazie filtra pasmowego	44
3.3. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o źródła prądowe sterowane napięciem (VCCS)	48
3.3.1. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo wykorzystujący w swojej budowie sterowane źródła prądowe oraz uziemione pojemności aktywne	48
3.3.2. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo wykorzystujący w swojej budowie sterowane źródła prądowe oraz uziemione indukcyjności aktywne	52
3.4. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o aktywne modele biernych elementów elektronicznych G, L, C	56

4. Badania aktywnych oscylatorów harmonicznych sterowanych cyfrowo.....	59
4.1. Badanie oscylatorów harmonicznych sterowanych cyfrowo opartych o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U	59
4.1.1. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową funkcją przejścia.....	60
4.1.2. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z jednobiegunową funkcją przejścia.....	72
4.1.3. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o makromodele WO z integratorową (WO1) oraz jednobiegunową (WO2) funkcją przejścia	79
4.2. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo zaprojektowanego na bazie filtra pasmowego	82
4.3. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o źródła prądowe sterowane napięciem VCCS	88
4.3.1. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o źródła prądowe sterowane napięciem oraz uziemione pojemności aktywne	88
4.3.2. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o źródła prądowe sterowane napięciem oraz uziemione indukcyjności aktywne	94
4.4. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo zaprojektowanego w oparciu o aktywne modele biernych elementów G, L, C	99
5. Zakończenie	104
5.1. Podsumowanie i wnioski końcowe	104
5.2. Najważniejsze rezultaty przeprowadzonych badań	105
5.3. Perspektywy praktycznego wykorzystania wyników badań	105
Spis rysunków.....	107
Spis tabel.....	111
Bibliografia	112

Wstęp

Oscylatory lub generatory są układami elektronicznymi wytwarzającymi przebiegi elektryczne o określonym kształcie i niegasnące z upływem czasu. Nie wymagają one zewnętrznego sygnału wejściowego, a przetwarzają jedynie energię pobraną ze źródła zasilania na energię wytwarzanych drgań. Kształt sygnału wyjściowego generatora zależy od jego budowy wewnętrznej. Dzieli się je pod tym względem na dwie zasadnicze grupy: przebiegów sinusoidalnych (harmonicznych) oraz niesinusoidalnych (np. prostokątnych, trójkątnych, piłokształtnych lub impulsowych). Oscylatory są niezbędnymi podzespołami niemal każdego bardziej złożonego urządzenia elektronicznego, ponieważ poza oczywistymi przypadkami generatorów sygnałowych, funkcyjnych lub impulsowych, zastosowanie źródła drgań okresowych konieczne jest w każdym przyrządzie działającym cyklicznie, inicjującym pomiary lub procesy technologiczne oraz którego działanie wymaga okresowej zmiany stanów [1-4]. Jako przykłady licznych implementacji obwodów oscylatorów wymienić należy: urządzenia pomiarowe (analizatory widma, analizatory sieciowe, multimetry cyfrowe, oscyloskopy), sprzęt nawigacyjny (radary, systemy nawigacji satelitarnej), komputery oraz wszystkie towarzyszące im urządzenia peryferyjne, wszelki sprzęt audio, jak i audiowizualny oraz różnorodne układy sterowania. Oscylatory odgrywają również bardzo ważną rolę w telekomunikacji, radiotechnice, systemach sieci przewodowych i bezprzewodowych oraz systemach łączności satelitarnej i ruchomej [4-10, 57, 58].

Ze względu na bardzo szeroki obszar możliwych zastosowań obwodów oscylatorów problematyka ta jest fundamentalną sprawą w rozwoju wielu gałęzi współczesnej nauki i techniki, a w tym również elektrotechniki oraz elektroniki. Poprawę parametrów projektowanych urządzeń często uzyskiwać można dzięki poprawie parametrów implementowanych w nich układów oscylacyjnych, dlatego też badania dotyczące oscylatorów oraz poprawy ich parametrów są ciągle otwarte. Potwierdziło to również przeprowadzone rozeznanie literaturowe, które pozwoliło na określenie dominujących kierunków w rozwoju tej tematyki.

Publikowane w ostatnich latach prace naukowe z zakresu projektowania i analizy obwodów oscylatorów [11-17, 39-43] skupiają się głównie na eliminacji z badanych struktur biernych elementów zewnętrznych oraz zastępowaniu ich inercyjnymi elementami aktywnymi. Prowadzi to zazwyczaj do znacznego polepszenia parametrów projektowanych obwodów, a tym samym często do wydajniejszej pracy urządzeń w których je zastosowano. Zagadnienie eliminacji biernych elementów zewnętrznych oraz zastępowanie ich elementami aktywnymi jest bardzo często poruszane również w kontekście innych niż oscylatory układów elektronicznych. Główny kierunek jaki należy tu wyodrębnić [18-22] dotyczy projektowania i analizy układów filtrów aktywnych. W najnowszych pracach na ten temat projektowane filtry uzupełniane są o przetworniki cyfrowo-analogowe (DAC – *Digital to Analog Converter*), dzięki którym uzyskuje się możliwości cyfrowego sterowania ich parametrami [23-24]. Natomiast bieżąca literatura dotycząca obwodów oscylatorów aktywnych jedynie w niewielu przypadkach [37, 66, 97] wspomina zagadnienie jakim jest możliwość cyfrowego przestrajania parametrów oscylatorów z wykorzystaniem przetworników DAC, nie podając przy tym rozwiązań

ogólnych. W pracach wcześniejszych [25-36, 82-93], gdzie w obwodach oscylatorów wykorzystywane były również elementy bierne przestrajanie zazwyczaj realizowane było poprzez odpowiednie zmiany ich wartości. Aktualnie natomiast skupiono się głównie na projektowaniu obwodów oscylatorów aktywnych prawie zawsze pomijając możliwości skutecznego sterowania ich parametrami przy wykorzystaniu sygnału cyfrowego. Problem ten spowodował zainteresowanie autora niniejszą tematyką oraz skłonił do poszukiwań dalszych rozwiązań w tej dziedzinie.

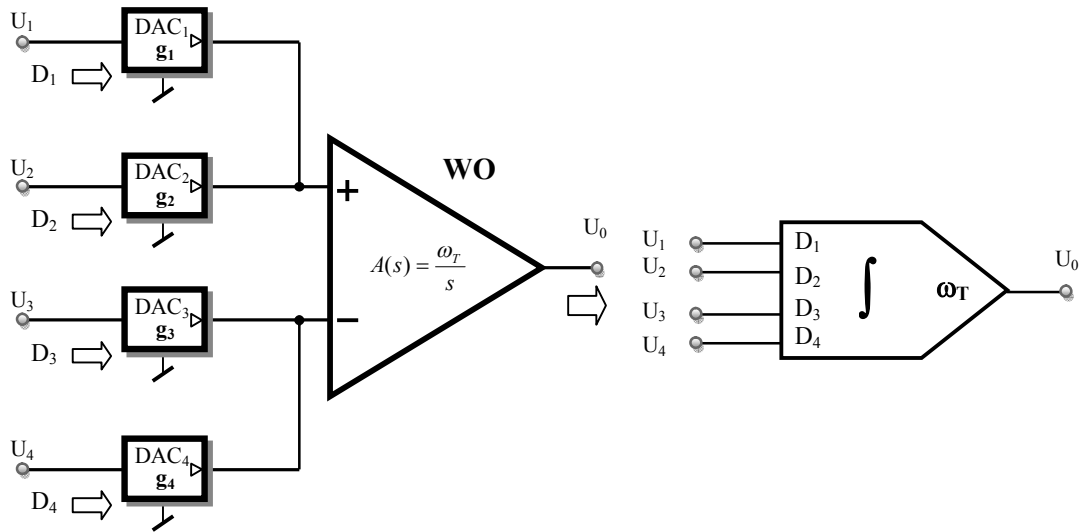
Niniejsza praca poświęcona została problematyce projektowania oraz analizy układów aktywnych oscylatorów harmoniczných, których parametry przestrajane są cyfrowym sygnałem sterującym. Dla zaprojektowanych w pracy obwodów wykonane zostały badania analityczne, a w celu weryfikacji otrzymanych wyników przeprowadzono symulacje komputerowe w programie PSpice. W badanych układach jako komponenty aktywne wykorzystywano przygotowane na potrzeby symulacji trzy różne makromodele wzmacniaczy operacyjnych, modele bezrezystancyjnych przetworników cyfrowo-analogowych DAC z aktywnym wyjściem napięciowym oraz aktywnym wyjściem prądowym, jak również aktywne modele symulujące bierne elementy dwójnikowe G, L, C. Zaproponowane zostały cztery różne klasy obwodów sterowanych cyfrowo aktywnych oscylatorów harmoniczných, dla których określono ważniejsze parametry, takie jak: warunek wzbudzenia, zakres zmian wartości częstotliwości wytwarzanych przez układy oscylacji czy zakresy zmian wartości amplitudy generowanego sygnału wyjściowego. Dla poszczególnych obwodów sprawdzano również wartości współczynnika zniekształceń nieliniowych (THD – *Total Harmonic Distortion*).

1. Cele i zakres pracy

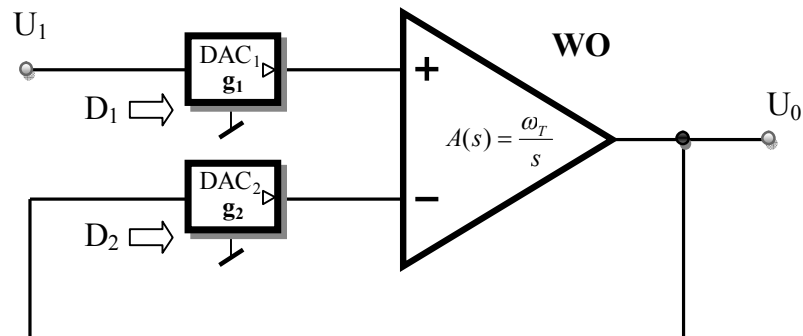
W niniejszym rozdziale przedstawiono uzasadnienie dla przeprowadzanych prac badawczych, określono tezę oraz cele pracy, a także przedstawiono zakres prac, który posłużył do realizacji postawionych celów oraz udowodnienia tezy. Załączono również listę referatów i publikacji, w których zawarte są częściowe wyniki badań prezentowane w dalszej części pracy.

1.1. Uzasadnienie wyboru tematyki pracy

Przeprowadzona analiza aktualnego stanu literatury z zakresu projektowania obwodów elektronicznych wykazuje jednoznacznie, że eliminacja biernych elementów zewnętrznych oraz zastępowanie ich inercyjnymi elementami aktywnymi prowadzi zazwyczaj do znacznego polepszania parametrów projektowanych układów. Dzięki wyeliminowaniu elementów biernych szczególnej poprawie ulegają parametry w dziedzinie częstotliwości gdyż zastąpienie np.: zewnętrznych biernych pojemności inercyjnymi wzmacniaczami operacyjnymi znacząco wpływa na zwiększenie pasma przenoszenia sygnałów wyjściowych [38]. Dlatego też, jak wspomniano we wstępie, w ostatnich latach wiele publikowanych inżynierskich prac badawczych z dziedzin elektrotechniki oraz elektroniki skupia się na analizie układów opartych wyłącznie o elementy aktywne, a badania nad projektowaniem bezrezystancyjnych oraz bezpojemnościowych (aktywnych) filtrów oraz oscylatorów harmonicznych są jednym z najważniejszych kierunków jaki kształtuje się w tej dyscyplinie [11, 24, 37-43, 45-47, 51, 67-68]. W projektowaniu takich układów jako komponenty aktywne, wykorzystywać można między innymi, wzmacniacze operacyjne (WO) [15, 39, 43], wzmacniacze ze sprzężeniem prądowym (CFA) [15, 69-74], konwejerzy prądowe pierwszej i drugiej generacji (CC, CCII) [39, 75-78] czy wzmacniacze transkonduktancyjne (OTA) [21, 79]. Uzupełniając dodatkowo opisywane układy o przetworniki cyfrowo-analogowe (DAC) [56, 80-81] uzyskuje się obwody umożliwiające modelowanie aktywnych układów analogowych, których parametrami można sterować w sposób cyfrowy. Prostym przykładem takiego rozwiązania może być zaprezentowany na rysunku 1.1 obwód rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego z dołączonymi przetwornikami DAC działającego jako integrator napięciowy w pewnym określonym paśmie częstotliwości. W obwodach z takimi elementami jak wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki cyfrowo-analogowe dokonując sprzężeń zwrotnych uzyskuje układy selektywne o parametrach sterowanych cyfrowo. Przykładem jest tu najprostszy układ z jednym wzmacniaczem operacyjnym oraz dwoma przetwornikami pokazany na rysunku 1.2, który w poniższej konfiguracji pełni funkcje bezpojemnościowego oraz bezrezystancyjnego filtra dolnoprzepustowego rzędu pierwszego.



Rys. 1.1. Wzmacniacz operacyjny jako wielowejściowy napięciowy integrator rzeczywisty w pewnym określonym paśmie częstotliwości



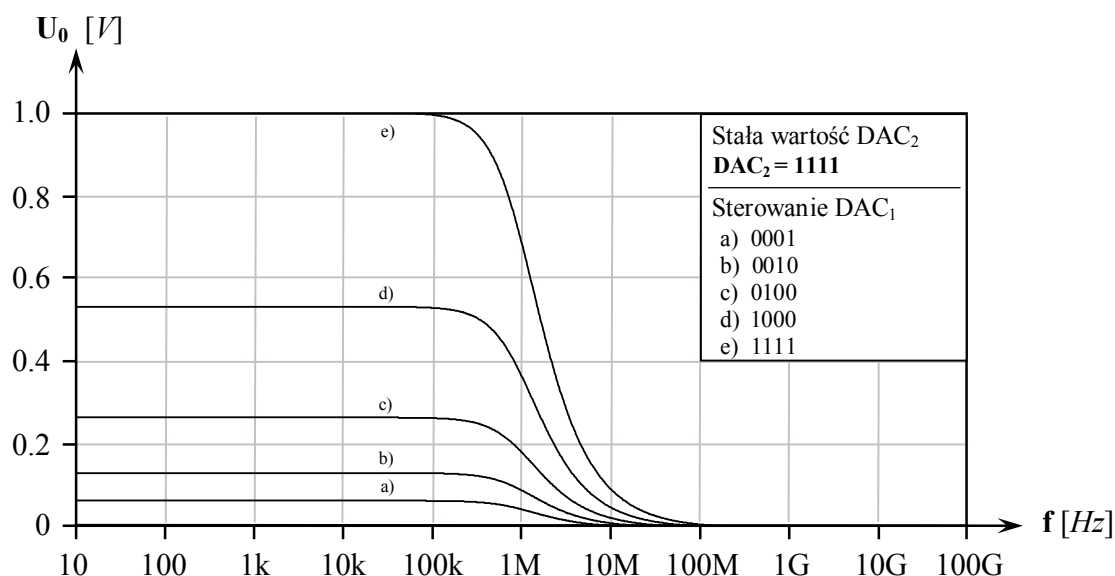
Rys. 1.2. Bezpojemnościowy i bezrezystancyjny dolnoprzepustowy filtr rzędu pierwszego sterowany cyfrowo

Prezentowany na rysunku 1.2 obwód filtra opisuje równanie o postaci:

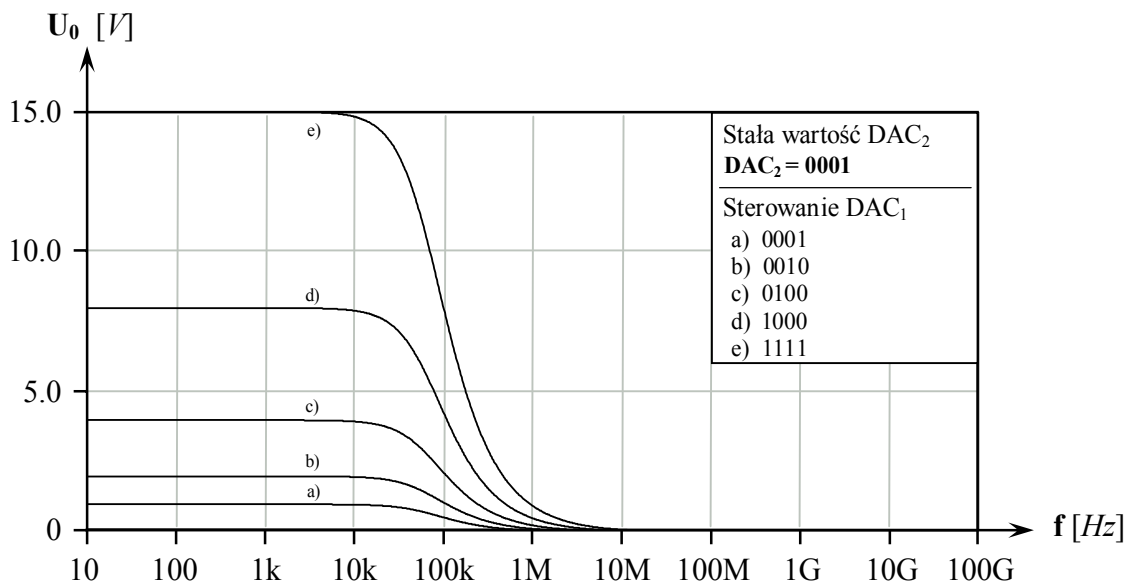
$$U_0 = \frac{D_1 A(s)}{1 + D_2 A(s)} U_1 = \frac{D_1 \omega_T}{s + D_2 \omega_T} U_1 \quad (1.1)$$

Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia, na których pokazano możliwości cyfrowego sterowania parametrami badanego obwodu zestawiono na rysunkach 1.3 – 1.5. Rysunki 1.3 oraz 1.4 przedstawiają charakterystyki uzyskane podczas sterowania przetwornikiem DAC₁ dla różnych stałych wartości ustawianych na przetworniku DAC₂, na rysunku 1.5 zastawiono natomiast charakterystyki dla przypadku gdy do sterowania częstotliwością graniczną filtra wykorzystano przetwornik DAC₂,

podczas gdy jednakową wartość wzmocnienia dla kolejnych zmian wartości sygnału cyfrowego D_2 dostrajano za pomocą przetwornika DAC_1 . W badaniach przyjęto $U_1=1$ V oraz $\omega_T=6,28 \cdot 10^6$ rad/s.



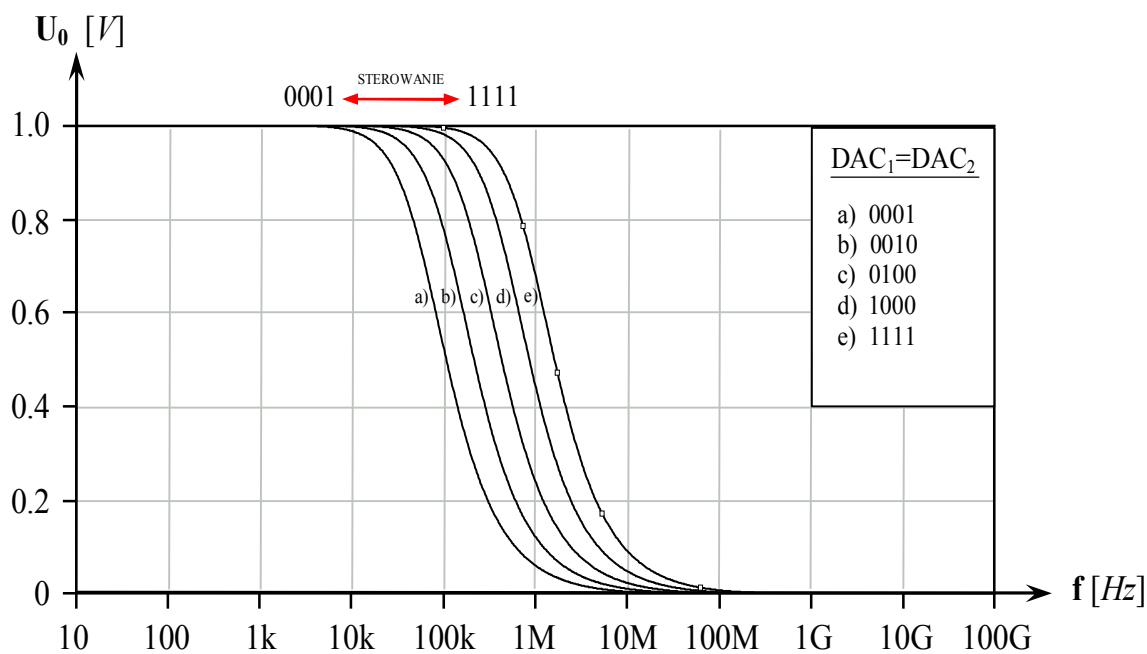
Rys. 1.3. Charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia obwodu filtra z rysunku 1.2 przy sterowaniu przetwornikiem DAC_1 dla stałej wartości ustawionej na przetworniku $DAC_2=1111$



Rys. 1.4. Charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia obwodu filtra z rysunku 1.2 przy sterowaniu przetwornikiem DAC_1 dla stałej wartości ustawionej na przetworniku $DAC_2=0001$

Z zamieszczonych wyżej charakterystyk wynika, że wartością pulsacji granicznej ω_g , a tym samym wartością częstotliwości granicznej f_g , badanego układu sterować można dzięki wykorzystaniu sygnału cyfrowego D_2 . Sterowanie częstotliwością graniczną odbywa się według zasady, że wraz ze wzrostem wartości współczynnika ustawionego na przetworniku DAC_2 wzrasta wartość częstotliwości granicznej. Zmiana wag bitów

przetwornika DAC_2 wpływa jednocześnie na wartość wzmocnienia układu, a zatem do regulacji wzmocnienia wykorzystywać można jednocześnie oba z zastosowanych przetworników DAC. Jak wynika z formuły (1.1) oraz z powyższych badań zmiana wag bitów przetwornika DAC_1 w kierunku od bitu najmniej znaczącego do bitu najbardziej znaczącego powoduje wzrost wartości wzmocnienia. Wzmocnienie układu wykazuje odwrotną tendencję podczas sterowania przetwornikiem DAC_2 .



Rys. 1.5. Charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia obwodu filtra z rysunku 1.2 dla $DAC_1 = DAC_2$ odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111

Prezentowane na rysunkach 1.3, 1.4, oraz 1.5 badania potwierdzają możliwości skutecznego wykorzystania przetworników DAC w procesie cyfrowego sterowania parametrami filtrów aktywnych. Jakkolwiek zagadnienia z zakresu projektowania filtrów sterowanych cyfrowo opartych wyłącznie o elementy aktywne były już opisywane w literaturze krajowej i zagranicznej [23-24, 59-65], tak w zakresie projektowania oscylatorów harmoniczných prace literaturowe, w większości skupiają się jedynie na koncepcjach modeli aktywnych oscylatorów harmoniczných, natomiast problem możliwości cyfrowego sterowania ich parametrami jest prawie w ogóle nie poruszany. Prace związane z projektowaniem filtrów aktywnych sterowanych cyfrowo wykazały jednak że problem ten jest istotny, a jego rozwiązanie może znacząco wpłynąć na wydajność oraz możliwości wykorzystania projektowanych obwodów oscylacyjnych. Jak pokazano w dalszej części pracy obwody aktywnych oscylatorów harmoniczných sterowanych cyfrowo mogą być budowane w oparciu o odpowiednie wykorzystanie opisywanych wyżej bloków filtrów z rysunku 1.2 lub też w oparciu o aktywne modele symulujące różne dwójnikowe bierne elementy elektroniczne wprowadzone w dalszej części pracy.

Podsumowując zatem powyższe rozważania, podjęcie przez autora niniejszej tematyki badawczej motywowane było następującymi argumentami:

- Oscylatory harmoniczne stanowią bardzo interesujący obiekt badań głównie ze względu na szerokie możliwości ich zastosowań w wielu dziedzinach nauki i techniki.
- Aktualna literatura nie podaje przykładów ogólnych koncepcji projektowania aktywnych oscylatorów harmonicznch, które mogą być jednocześnie przestrajane sygnałem cyfrowym. Zauważyć należy, iż rozwiązanie takie pozwoliłoby na znaczne zwiększenie możliwości potencjalnych zastosowań układów oscylacyjnych oraz pozwoliłoby na bardziej wydajną pracę urządzeń, w których byłyby implementowane.

1.2. Teza i cele pracy

W efekcie analizy istniejącego stanu wiedzy z zakresu proponowanej w pracy tematyki sformułowano następującą tezę:

Wykorzystanie transmitancji rzeczywistych wzmacniaczy operacyjnych jako elementów inercyjnych pozwala na realizację obwodów oscylatorów przebiegów harmonicznch o parametrach sterowanych cyfrowo, bez konieczności stosowania dodatkowych biernych elementów zewnętrznych.

Aby udowodnić tezę pracy postawione zostały następujące cele:

1. ***Opracowanie różnych ogólnych modeli układów oscylatorów harmonicznch sterowanych cyfrowo opartych wyłącznie o elementy aktywne.***
2. ***Zaprojektowanie w oparciu o wprowadzone modele przykładowych obwodów aktywnych oscylatorów harmonicznch o parametrach strojonych sygnałem cyfrowym oraz określenie ich podstawowych właściwości poprzez przeprowadzenie badań analitycznych i symulacyjnych.***

Zakres prac badawczych służących do realizacji wyżej postawionych celów jak również do udowodnienia postawionej tezy obejmował:

1. Przeprowadzenie rozpoznania literaturowego oraz teoretyczne zapoznanie się z właściwościami układów elektronicznch o parametrach strojonych sygnałem cyfrowym.
2. Przygotowanie różnych modeli podzespołów elektronicznch zasymulowanych w oparciu wyłącznie o elementy aktywne oraz ich analiza teoretyczna i praktyczna implementacja w środowisku PSpice. Modele te wykorzystywane były w badaniach symulacyjnych proponowanych obwodów oscylacyjnych. Na potrzeby przeprowadzanych w pracy analiz przygotowano następujące aktywne modele elementów elektronicznch:

- a) trzy makromodele wzmacniaczy operacyjnych: o integratorowej, jednobiegunowej oraz dwubiegunowej postaci funkcji przejścia,
 - b) modele przetworników cyfrowo-analogowych z aktywnym wyjściem napięciowym DAC U/U oraz aktywnym wyjściem prądowym DAC U/I,
 - c) aktywne modele symulujące bierne elementy elektroniczne typu: konduktancji, indukcyjności oraz pojemności.
3. Opracowanie teoretyczne ogólnych nowych koncepcji projektowania obwodów oscylatorów harmoniczných o parametrach sterowanych cyfrowo opartych wyłącznie o elementy aktywne w tym przetworniki cyfrowo-analogowe (DAC).
4. Zaprojektowanie przykładowych obwodów oscylatorów harmoniczných sterowanych cyfrowo różnych typów w oparciu o ogólne założenia wyprowadzone teoretycznie oraz przygotowane aktywne modele elementów elektroniczných. W pracy przedstawione zostały następujące cztery typy aktywných sterowanych cyfrowo oscylatorów harmoniczných:
 - a) oscylatory oparte o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki z aktywnym wyjściem napięciowym (DAC U/U), gdzie dla wyprowadzonej koncepcji ogólnej zaprojektowano sześć przykładowych obwodów wykorzystujących w swoich strukturach:
 - dwa jednakowe makromodele WO z integratorową funkcją przejścia,
 - dwa jednakowe makromodele WO z jednobiegunową funkcją przejścia,
 - makromodel WO o integratorowej postaci funkcji przejścia oraz makromodel WO o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia,
 - makromodel WO o integratorowej postaci funkcji przejścia oraz makromodel WO o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia,
 - makromodel WO o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia oraz makromodel WO o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia.
 - dwa jednakowe makromodele WO z dwubiegunową funkcją przejścia,
 - b) oscylatory na bazie filtra pasmowego, wykorzystujące wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/I i DAC U/U,
 - c) oscylatory oparte o źródła prądowe sterowane napięciem uzupełnione o aktywne modele symulujące inercyjne elementy dwójnikowe C lub L,
 - d) oscylatory oparte wyłącznie o aktywne modele symulujące bierne elementy dwójnikowe G, L, C.
5. Wykonanie analitycznych oraz symulacyjnych badań dla zaproponowanych wyżej obwodów oscylatorów. W ramach badań przeprowadzona została analiza liniowa, która pozwoliła na określenie czy w zaproponowanych układach istnieją warunki zainicjowania oscylacji oraz analiza nieliniowa, na podstawie której określono podstawowe parametry badanych obwodów, między innymi: możliwe do uzyskania zakresy zmian wartości częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych drgań harmoniczných.
6. Sprawdzenie dla otrzymanych oscylogramów wartości współczynnika zniekształceń nieliniowych celem potwierdzenia, że wytwarzany sygnał traktowany może być jako sinusoidalny sygnał harmoniczny mało odkształcony.

7. Analizę oraz porównanie wyników uzyskanych podczas badań analitycznych z wynikami uzyskanymi w drodze symulacji komputerowych dla wszystkich proponowanych w pracy klas obwodów.

Najważniejszym rezultatem przeprowadzonych przez autora prac jest opracowanie nowych ogólnych modeli aktywnych oscylatorów harmoniczných strojonych sygnałem cyfrowym. Oscylatory oparte o prezentowane w pracy koncepcje dzięki zastosowaniu przetworników DAC mogą być przestrajalne w szerokim paśmie częstotliwości, co potwierdzone zostało szeregiem zamieszczonych w pracy badań. Przeprowadzone w czasie realizacji pracy analizy mogą być w przyszłości potencjalnie wykorzystywane podczas prac nad praktycznymi realizacjami proponowanych obwodów. Obwody te mogą być łatwo realizowane, przykładowo w postaci układów elektronicznych wykonywanych w jednolitej, zintegrowanej technologii wytwarzania co współpracujące z nimi sterujące układy cyfrowe.

1.3. Ogólna charakterystyka pracy

Praca ma charakter analityczno-symulacyjny i obejmuje badania z zakresu projektowania harmoniczných oscylatorów aktywných, których parametry strojone są cyfrowym sygnałem sterującym. Zakres merytoryczny pracy obejmuje zagadnienia elektrotechniki i elektroniki, ale jednocześnie proponowane obwody mogą być skutecznie implementowane w urządzeniach wykorzystywanych w wielu innych dziedzinach nauki i techniki.

Niniejsza rozprawa doktorska składa się ze wstępu, czterech rozdziałów oraz zakończenia. W **rozdziale pierwszym** przedstawiono uzasadnienie wyboru proponowanej tematyki, tezę oraz cele pracy, a także przedstawiono zakres prac, który posłużył do realizacji postawionych celów oraz udowodnienia tezy. **Rozdział drugi** poświęcony został wprowadzeniu oraz omówieniu właściwości wykorzystywanych w dalszych badaniach modeli różnych elementów elektronicznych zaprojektowanych wyłącznie w oparciu o elementy aktywne. W pierwszej części tego rozdziału opracowane oraz przetestowane zostały trzy makromodele wzmacniaczy operacyjnych odpowiednio o integratorowej, jednobiegunowej oraz dwubiegunowej postaci funkcji przejścia. W punkcie 2.2 omówiono dwa stosowane w prowadzonych badaniach rodzaje przetworników cyfrowo-analogowych, a mianowicie przetworniki DAC z wyjściem napięciowym oznaczane jako DAC U/U i przetworniki DAC z wyjściem prądowym oznaczane jako DAC U/I. W punkcie 2.3 opracowano natomiast aktywne modele biernych elementów elektronicznych symulujące konduktancję, indukcyjność i pojemność. W **rozdziale trzecim** zaprezentowane zostały ogólne sposoby projektowania aktywných oscylatorów harmoniczných sterowanych cyfrowo dla wybranych czterech różnych koncepcji układowych. Określono teoretyczne zależności opisujące warunki wzbudzenia projektowanych obwodów oraz zależności wyrażające wartości pulsacji i amplitudy wytwarzanych drgań harmoniczných. Jako pierwsze zaprezentowano modele oscylatorów opartych o dwa wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U. Dla tej klasy układów, w zależności od rodzaju funkcji przejścia użytych wzmacniaczy operacyjnych możliwe jest zaprojektowanie sześciu

różnych obwodów. Jednakże, ze względu na obszerny charakter pracy w punkcie 3.1 zaprezentowano tylko trzy wybrane układy z tej grupy. Kolejną koncepcją obwodu aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo jest układ omówiony w punkcie 3.2 zbudowany na bazie filtra pasmowego. W punkcie 3.3 przedstawiono natomiast oscylatory wykorzystujące źródła prądowe sterowane napięciem oraz zasymulowane aktywne pojemności lub indukcyjności uziemione. Ostatnim z proponowanych rozwiązań omówionym w kolejnym podpunkcie jest oscylator oparty o aktywne modele biernych elementów elektronicznych typu konduktancji, indukcyjności oraz pojemności. **Czwarty rozdział** zawiera wyniki badań analitycznych oraz symulacyjnych wykonane dla proponowanych w rozdziale trzecim rozwiązań układowych. Dla każdego z zaprojektowanych obwodów określono warunki wzbudzenia, możliwe do uzyskania zakresy zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji, jak również określono ich amplitudę, natomiast dla zamieszczonych przykładowych oscylogramów sprawdzono wartości współczynnika zniekształceń harmonicznym, co potwierdziło, iż projektowane układy generują sinusoidalny sygnał oscylacyjny o małych zniekształceniach. W **zakończeniu** pracy zawarte zostały wnioski końcowe oraz propozycje potencjalnych zastosowań w praktyce przeprowadzonych przez autora prac badawczych.

Wyniki badań związane z tematyką rozprawy doktorskiej były częściowo publikowane w czasopismach naukowych oraz prezentowane podczas wystąpień konferencyjnych. Listę opublikowanych prac oraz wygłoszonych referatów zestawiono poniżej.

Publikacje w czasopismach naukowych

1. L. Topór-Kamiński, M. Płaza „*Bezpojemnościowy oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo*”, Czasopismo Stowarzyszenia Elektryków Polskich „Elektronika”, Wydawnictwo Sigma Not, 10/2008, ISSN 0033-2089, pp. 49-51
2. M. Płaza „*Chosen Models of VCVS Having Parameters Set Digitally*”, Proceedings of SPIE vol. 7124, 2008, ISSN 0277-786X, ISBN 978081947xxxx, pp. (access on-line: <http://spiedigitallibrary.aip.org/dbt/dbt.jsp?KEY=PSISDG&Volume=7124&Issue=1>)
3. L. Topór-Kamiński, M. Płaza „*Analiza liniowa sterowanego cyfrowo oscylatora harmonicznego opartego na wzmacniaczach operacyjnych z integratorową funkcją przejścia*”, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria ELEKTRYKA, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Zeszyt 1(209), 2009, ISSN 1897-8827, pp. 29-36

Referaty wygłoszone na konferencjach międzynarodowych

1. **M. Płaza** „*The Influence of the OPAMP Transfer Functions Model on the Properties of Active-R Oscillator*” XIIth IEEE-SPIE Joint Symposium on Photonics, Web Engineering, Electronics for Astronomy and High Energy Physics Experiments, 25.05-1.06.2008, Wilga, Poland
2. **M. Płaza** „*Analysis of Chosen Voltage Controlled Voltage Source Having Parameters Set Digitally*” CEEPUS CII-CZ-0031-03-0708 Summer School 2008 - Automatic Control for the 21st Century, 29.06-13.07.2008, Split, Croatia

2. Aktywne modele wybranych elementów elektronicznych

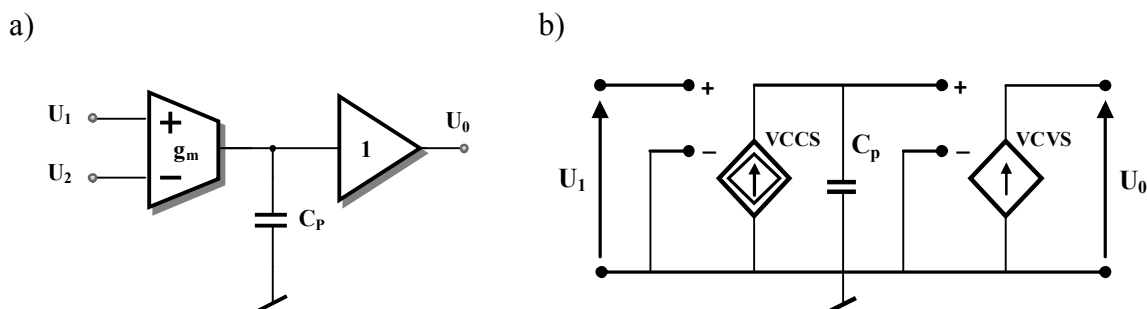
W niniejszym rozdziale zaprezentowane zostały modele aktywne elementów elektronicznych, które implementowane były podczas badań zaprojektowanych w dalszej części pracy obwodów aktywnych oscylatorów harmonicznych sterowanych cyfrowo. Na potrzeby przeprowadzanych rozważań analitycznych oraz badań symulacyjnych przygotowano następujące aktywne modele elementów elektronicznych: trzy makromodele wzmacniaczy operacyjnych opisane w punkcie 2.1, dwa modele przetworników cyfrowo analogowych DAC opisane w punkcie 2.2 oraz zaprezentowane w punkcie 2.3 modele sterownych cyfrowo dwójników aktywnych G, L oraz C.

2.1. Makromodele wzmacniaczy operacyjnych

Dla wzmacniacza operacyjnego o rzeczywistej funkcji przejścia $A(s)$, czyli o ograniczonej wartości wzmocnienia przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego A_0 oraz ograniczonym paśmie częstotliwościowym, do modelowania układów analogowych przyjąć można makromodele wzmacniaczy operacyjnych o trzech znanych postaciach funkcji przejścia, a mianowicie: postaci integratorowej, postaci jednobiegunowej oraz postaci dwubiegunowej. W kolejnych częściach punktu 2.1 omówiono podstawowe właściwości oraz sposób przygotowania modeli wzmacniaczy operacyjnych charakteryzujących się wyżej wymienionymi trzema postaciami funkcji przejścia. Przedstawiane niżej modele wykorzystane zostały w analizach liniowych oraz nieliniowych badanych w dalszej części pracy obwodów oscylacyjnych.

2.1.1. Makromodel WO o integratorowej postaci funkcji przejścia

Makromodel wzmacniacza operacyjnego o integratorowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia zawiera w swojej strukturze następujące elementy: wzmacniacz transkonduktancyjny (OTA – *Operational Transconductance Amplifier*) o wzmocnieniu sterowanym transkonduktancją przejściową g_m , wtórnik napięciowy oraz kondensator C_p dołączany pomiędzy zacisk wyjściowy wzmacniacza OTA i masę układu. Jako teoretyczny model wzmacniacza transkonduktancyjnego wykorzystane mogą być źródła prądowe sterowane napięciem (VCCS – *Voltage Controlled Current Source*), natomiast modelem teoretycznym wtórnika napięciowego jest źródło napięcia sterowane napięciem (VCVS – *Voltage Controlled Voltage Source*), którego jeden zacisk wejściowy oraz wyjściowy są uziemione [4, 39, 94]. Model takiego wzmacniacza oraz jego schemat zastępczy dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy przedstawiono na rysunku 2.1. Ponieważ źródła prądowe i kondensatory stanowią dla składowej stałej rozwarcia, dlatego aby symulacyjnie wyznaczyć charakterystyki opisywanego makromodelu należy, równolegle z kondensatorem, włączyć dodatkową rezystancję R_p o bardzo dużej wartości. Na potrzeby omawianego obwodu wartość rezystancji R_p oszacowano jako $R_p=6,28T\Omega$.



Rys. 2.1. Model liniowy wzmacniacza operacyjnego o integratorowej charakterystyce częstotliwościowej wzmacnienia a) schemat ideowy b) schemat zastępczy

Dla odpowiednio dużej wartości wzmacnienia A_0 zapisać można, że pulsacja ω_T , dla której wzmacnienie maleje do jedności (pulsacja jednostkowa) przyjmuje wartość:

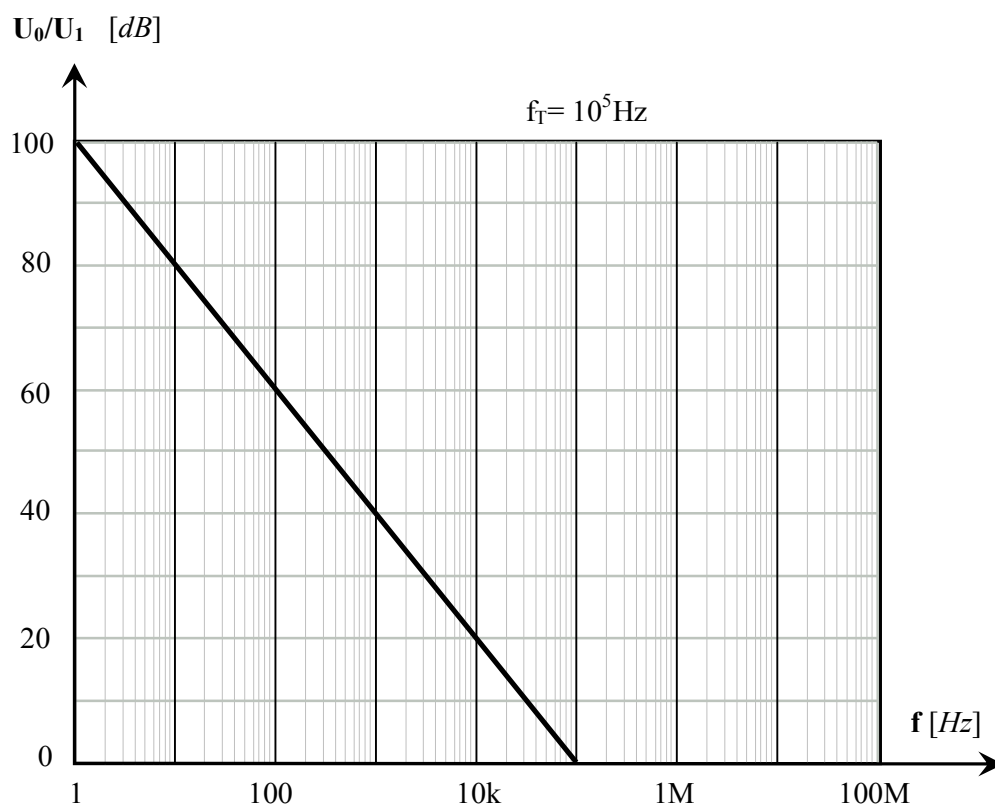
$$\omega_T = \omega_p \sqrt{A_0^2 - 1} \approx A_0 \omega_p \quad (2.1)$$

Zatem, częstotliwościowa funkcja wzmacnienia wzmacniacza operacyjnego dla omawianego makromodelu może być zapisana jako:

$$A(s) = \frac{g_m}{sC_p} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \approx \frac{A_0 \omega_p}{s} \approx \frac{\omega_T}{s} \quad (2.2)$$

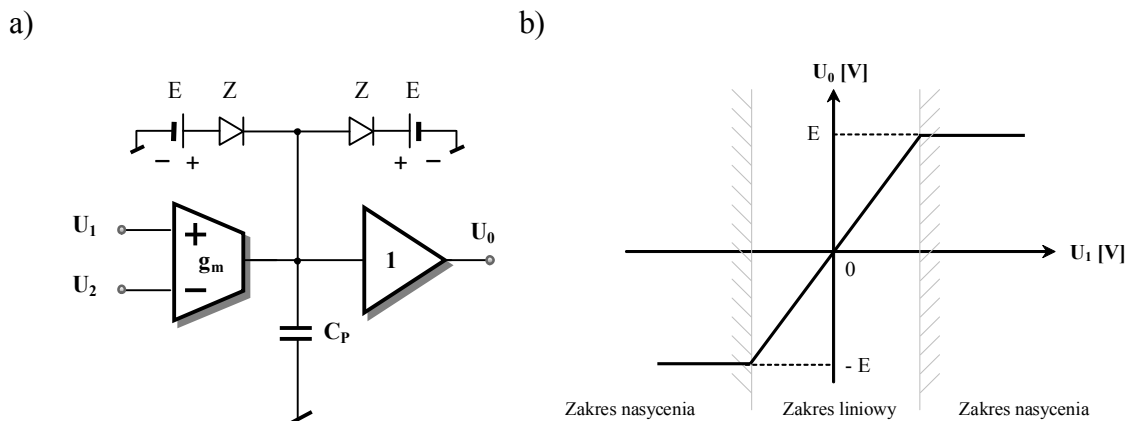
gdzie: g_m – transkonduktancja przejściowa; A_0 – wzmacnienie przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego modelowanego wzmacniacza operacyjnego; ω_T – pulsacja jednostkowa; ω_p – pulsacja bieguna dominującego; C_p – pojemność.

Zakładając dalej odpowiednio dużą wartość wzmacnienia A_0 oraz ustaloną w procesie projektowania wzmacniacza wartość pulsacji jednostkowej ω_T , określić można wartości poszczególnych elementów projektowanego modelu. Celem ich obliczenia, a tym samym celem wyznaczenia przykładowej charakterystyki częstotliwościowej wzmacnienia dla makromodelu o integratorowej postaci funkcji przejścia założono odpowiednio: $A_0 = 10^5 \text{ V/V}$, $\omega_T = 2\pi 10^5 \text{ r/s}$. Stąd, wyznaczono następujące wartości elementów wchodzących w strukturę modelu, dane jako: $g_m = 0,000628 \text{ S}$ oraz $C_p = 1 \text{ nF}$. Charakterystykę częstotliwościową wzmacnienia przygotowywanego wzmacniacza operacyjnego dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy przedstawiono na rysunku 2.2.



Rys. 2.2. Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia integratorowego makromodelu wzmacniacza operacyjnego dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy

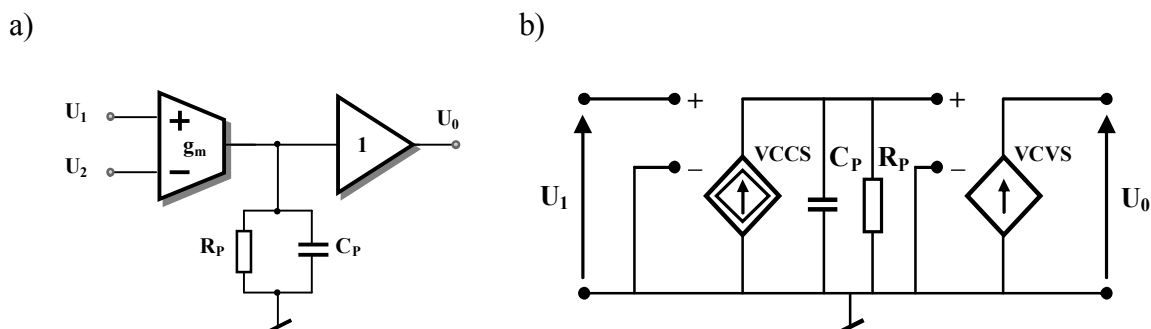
W oparciu o powyższy makromodel przeprowadzane mogą być jedynie liniowe analizy układów elektronicznych, co w dalszej części pracy wykorzystano podczas określania warunków wzbudzenia zaprojektowanych obwodów. Aby możliwe było wykorzystanie właściwości nieliniowych wzmacniacza operacyjnego, które to w przypadku układów oscylacyjnych pozwalają, między innymi na kształtowanie wartości amplitudy wytwarzanych drgań harmoniczných, w projektowanych modelach występować muszą elementy nieliniowe. Uzupełnienie omawianego makromodelu elementami nieliniowymi, takimi jak: półprzewodnikowe diody prostownicze, diody Zenera lub tranzystory, pozwala kształtować jego statyczne charakterystyki napięciowe w dość szerokim zakresie różnorodnych typów nieliniowości. Zatem w obwodach oscylatorów jako elementy nieliniowe mogą być wykorzystywane wzmacniacze operacyjne (czwórnikowe elementy nieliniowe) o charakterystyce przejściowej z nasyceniem. Model wzmacniacza operacyjnego uwzględniający właściwości nieliniowe oraz jego charakterystykę przejściową pokazano na rysunku 2.3. Makromodel ten zaimplementowany został w wielu układach podczas przeprowadzania analiz nieliniowych dla obwodów oscylatorów badanych w niniejszej pracy.



Rys. 2.3. Model nieliniowy integratorowego wzmacniacza operacyjnego o charakterystyce przejściowej z nasyceniem a) schemat ideowy, b) charakterystyka przejściowa

2.1.2. Makromodel WO o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia

Makromodel wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia oraz jego schemat zastępczy przedstawia rysunek 2.4.



Rys. 2.4. Model liniowy wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy

Model ten opisany jest dobrze znaną z literatury [14, 43] jednobiegunową postacią funkcji przejścia wzmacniacza operacyjnego $A(s)$, wyrażaną jako:

$$A(s) = \frac{U_0}{U_1 - U_2} = \frac{g_m R_P}{1 + s R_P C_P} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_P}} \quad (2.3)$$

gdzie: g_m – transkonduktancja przejściowa; A_0 – wzmocnienie przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego modelowanego wzmacniacza operacyjnego; ω_P – pulsacja bieguna dominującego; C_P – pojemność; R_P – rezystancja; U_0 – napięcie wyjściowe wzmacniacza; U_1, U_2 – napięcia wejściowe.

Bezpośrednio z równania (2.3) wynikają zależności (2.4) oraz (2.5) opisujące odpowiednio wartość wzmocnienia przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego dla badanego makromodelu wzmacniacza operacyjnego, oznaczanego jako A_0 oraz wartość pulsacji bieguna dominującego ω_p .

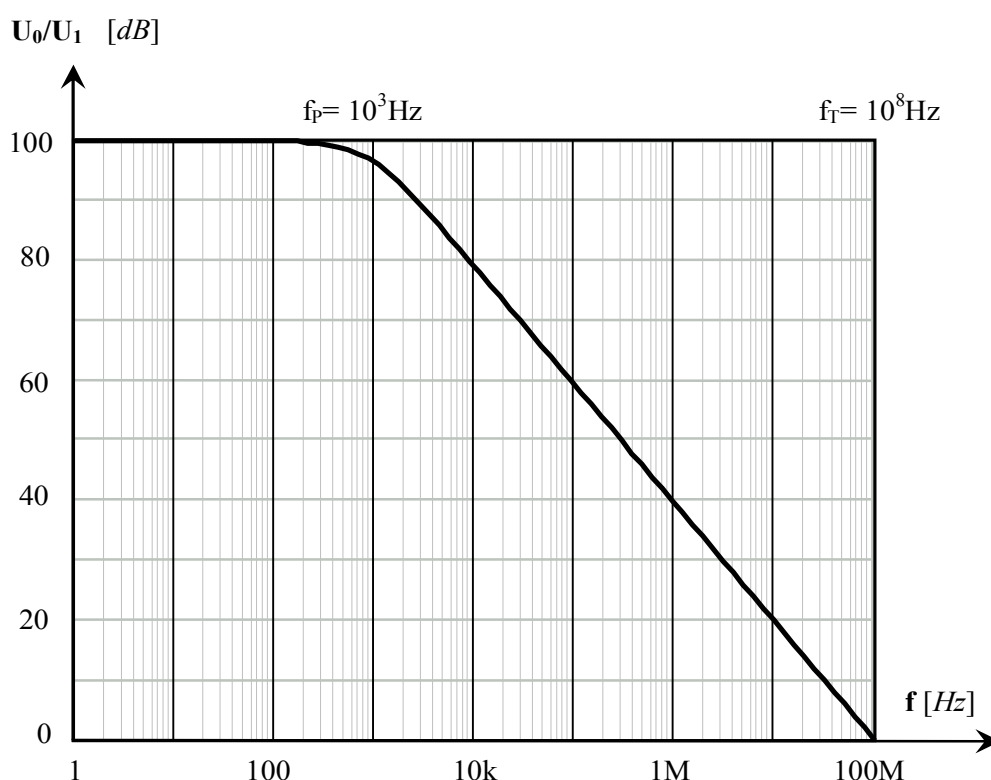
$$A_0 = g_m R_p \quad (2.4)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_p C_p} \quad (2.5)$$

Zatem pulsacja jednostkowa ω_T , dla której wzmocnienie maleje do jedności, dla makromodelu wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia wyraża się zależnością:

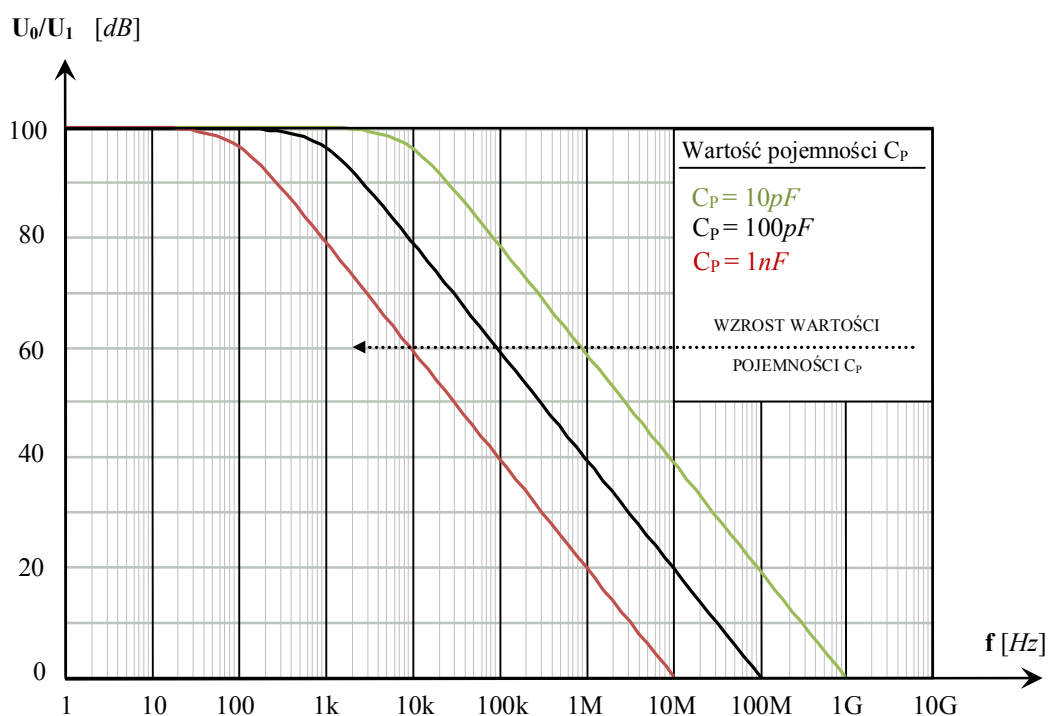
$$\omega_T = \frac{g_m}{C_p} \quad (2.6)$$

Zakładając dalej wartości poszczególnych elementów odpowiednio jako: $g_m=0,0628S$, $C_p=100pF$ oraz $R_p=1,6M\Omega$ parametry wzmacniacza będą kształtować się na poziomie $A_0=10^5V/V$, $\omega_p=2\pi 10^3r/s$, $\omega_T=2\pi 10^8r/s$, co też potwierdza uzyskana charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia przedstawiona na rysunku 2.5.



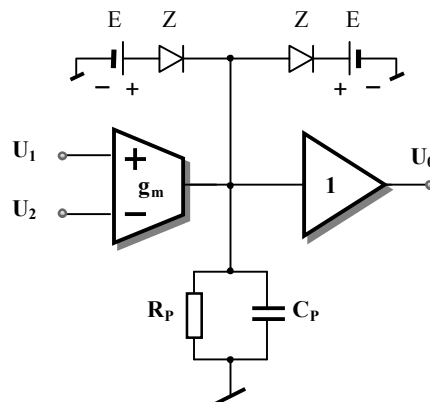
Rys. 2.5. Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia jednobiegunowego makromodelu wzmacniacza operacyjnego dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy

Dla założonych wyżej wartości, z obliczeń teoretycznych oraz z uzyskanej charakterystyki wynika, iż biegun dominujący dla przygotowanego makromodelu określony jest na częstotliwości równej w przybliżeniu $f_p=1\text{kHz}$. Częstotliwość bieguna dominującego, przy zachowaniu stałej wartości wzmocnienia, dla niniejszego makromodelu może być ustalana poprzez zmianę wartości pojemności C_p . Jak wynika z rozważań teoretycznych, zwiększanie wartości pojemności C_p powoduje zmniejszanie wartości częstotliwości bieguna dominującego, co oznacza również zmniejszanie pasma przenoszenia dla rozpatrywanego układu. Zatem, na parametry badanego makromodelu wzmacniacza operacyjnego wpływać można poprzez zmianę wartości odpowiednich elementów układu. W ten sposób modelować można zarówno pasmo przenoszenia jak i wzmocnienie wykorzystywanego w badaniach modelu, co w dalszej części pracy zastosowane zostało w procesie projektowania aktywnych oscylatorów harmonicznym sterowanych cyfrowo. Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia dla zastosowanych różnych wartości pojemności C_p zestawiono na rysunku 2.6.



Rys. 2.6. Przykład modelowania bieguna dominującego makromodelu wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia

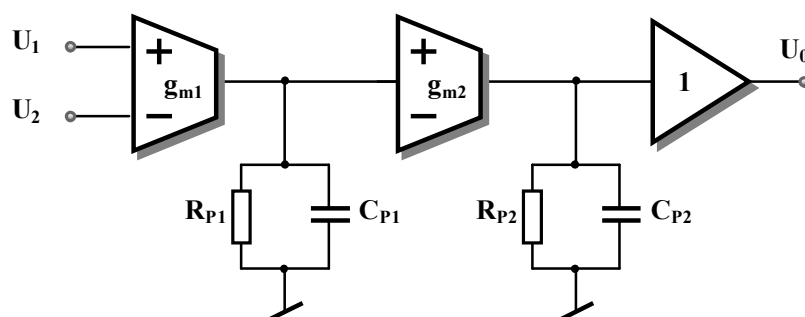
Model powyższy posłużyć może jedynie do celów analizy liniowej, aby natomiast mieć możliwość wykorzystywania właściwości nieliniowych wzmacniacza makromodel ten, podobnie jak makromodel wzmacniacza o integratorowej postaci funkcji przejścia uzupełniono o półprzewodnikowe diody prostownicze. W ten sposób uzyskano nieliniowy, jednobiegunowy model wzmacniacza operacyjnego o charakterystyce przejściowej z nasyceniem pokazanej na rysunku 2.3 b) możliwy do implementowania w teoretycznych oraz symulacyjnych analizach nieliniowych układów elektronicznych. Schemat ideowy omawianego nieliniowego makromodelu wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rysunku 2.7.



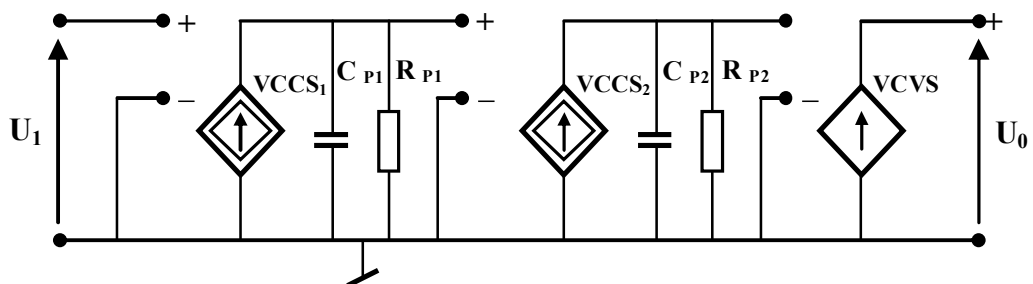
Rys. 2.7. Model nieliniowy jednobiegunowego wzmacniacza operacyjnego o charakterystyce przejściowej z nasyceniem

2.1.3. Makromodel WO o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia

Makromodel wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia uzyskać można poprzez rozszerzenie makromodelu o charakterystyce jednobiegunowej o dodatkowy blok składający się ze wzmacniacza transkonduktancyjnego oraz elementów R_{P2} i C_{P2} . Jego schemat ideowy oraz zastępczy przedstawiają odpowiednio rysunki 2.8 oraz 2.9.



Rys. 2.8. Model liniowy wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia



Rys. 2.9. Schemat zastępczy liniowego modelu wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia

Powyższy makromodel opisany jest dwubiegunową postacią funkcji przejścia [28, 35] wzmacniacza operacyjnego $A(s)$, która wyraża się zależnością:

$$A(s) = \frac{U_0}{U_1 - U_2} = \frac{g_{m1}g_{m2}R_{P1}R_{P2}}{(1 + sR_{P1}C_{P1})(1 + sR_{P2}C_{P2})} = \frac{A_0}{(1 + \frac{s}{\omega_{P1}})(1 + \frac{s}{\omega_{P2}})} \quad (2.7)$$

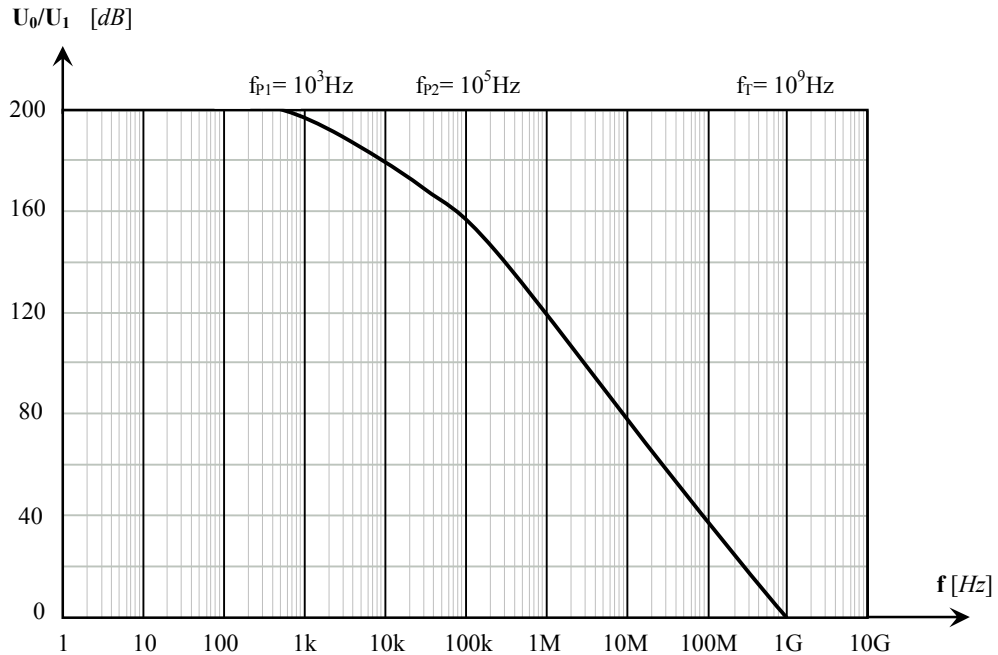
Na jej podstawie określone są poszczególne parametry projektowanego wzmacniacza, podobnie jak miało to miejsce w przypadku modelowania jednobiegunową postacią funkcji przejścia w punkcie 2.1.2.

$$A_0 = g_{m1}g_{m2}R_{P1}R_{P2} \quad (2.8)$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{R_{P1}C_{P1}} \quad \omega_{P2} = \frac{1}{R_{P2}C_{P2}} \quad (2.9)$$

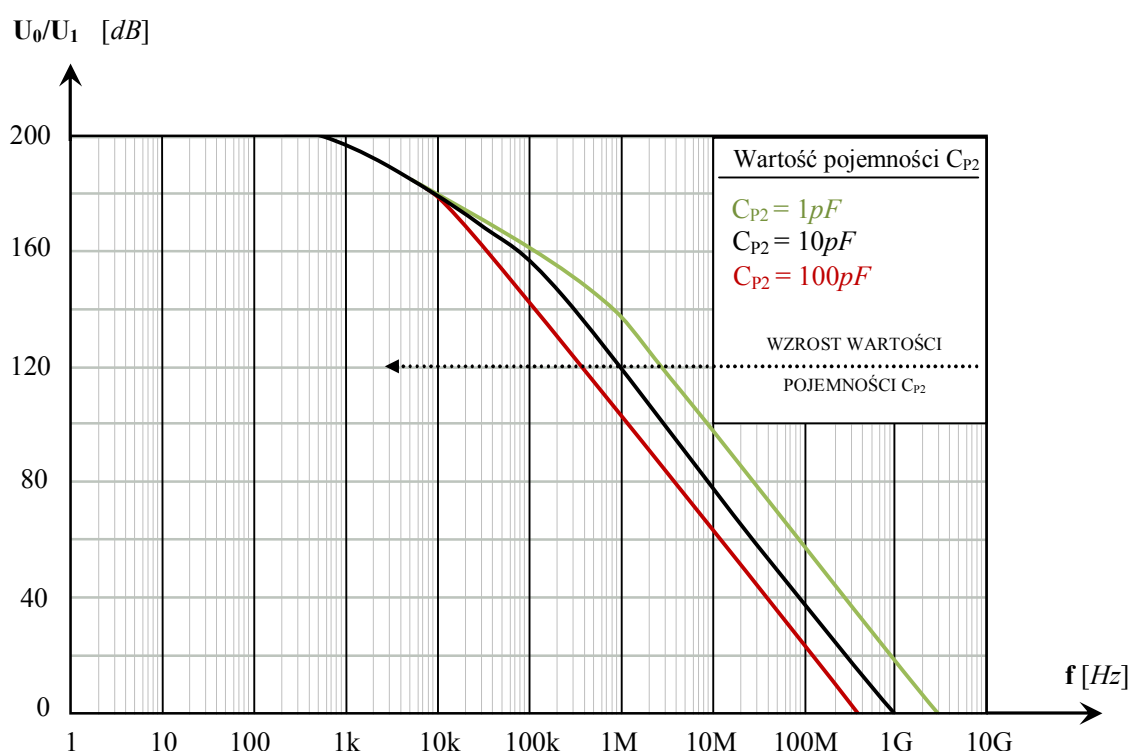
$$\omega_T^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{P1}C_{P2}} \Rightarrow \omega_T = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{P1}C_{P2}}} \quad (2.10)$$

Zakładając dla powyższego obwodu dane jako: $g_{m1}=0,0628S$, $g_{m2}=0,628S$, $R_{P1}=1,6M\Omega$, $R_{P2}=160k\Omega$, oraz $C_{P1}=100pF$, $C_{P2}=10pF$ parametry modelowanego makromodelu równe będą odpowiednio: $A_0=10^{10}V/V$, $\omega_{P1}=2\pi 10^3r/s$, $\omega_{P2}=2\pi 10^5r/s$, $\omega_T=2\pi 10^9r/s$. Uzyskane drogą teoretyczną wyniki odpowiadają charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia zasymulowanej w programie PSPICE przedstawionej na rysunku 2.10.



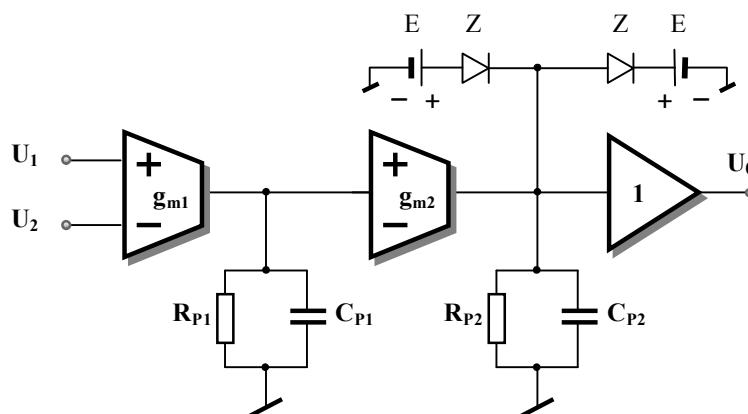
Rys. 2.10. Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia dwubiegunowego modelu wzmacniacza operacyjnego dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy i danych g_{m1} , g_{m2} , R_{P1} , R_{P2} , C_{P1} , C_{P2}

Dla założonych wyżej danych, z przeprowadzonych obliczeń oraz uzyskanej charakterystyki wynika, że częstotliwości odpowiednio pierwszego (dominującego) oraz drugiego bieguna dane są jako: $f_{p1}=1\text{kHz}$ oraz $f_{p2}=100\text{kHz}$. Podobnie jak w przypadku makromodelu wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia, również dla makromodelu o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia wartości częstotliwości poszczególnych biegunów mogą być modelowane dzięki zmianom wartości elementów układu. Zmiany wartości częstotliwości obu biegunów dokonywać można w tym przypadku poprzez zmiany wartości pojemności C_{p1} oraz C_{p2} . Przykładowe charakterystyki obrazujące wpływ wartości pojemności C_{p2} na wartość częstotliwości bieguna drugiego przedstawiono na poniższym rysunku. Zależności pozwalające na modelowanie bieguna dominującego tożsame są z omówionymi w punkcie poświęconym analizie makromodelu wzmacniacza operacyjnego z jednobiegunową funkcją przejścia.



Rys. 2.11. Przykład modelowania drugiego bieguna transmitancji makromodelu wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia poprzez zmianę wartości pojemności C_{p2}

Powyższy model wykorzystywać można w analizach liniowych obwodów elektronicznych, natomiast aby możliwe było przeprowadzanie analizy nieliniowej dla proponowanych w pracy obwodów oscylatorów przygotowano model przedstawiony na rysunku 2.12, którego charakterystyka przejściowa jest nasycona i odpowiada charakterystyce z rysunku 2.3 b).

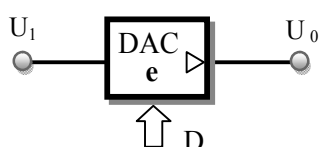


Rys. 2.12. Model nieliniowy dwubiegunowego wzmacniacza operacyjnego o charakterystyce przejściowej z nasyceniem

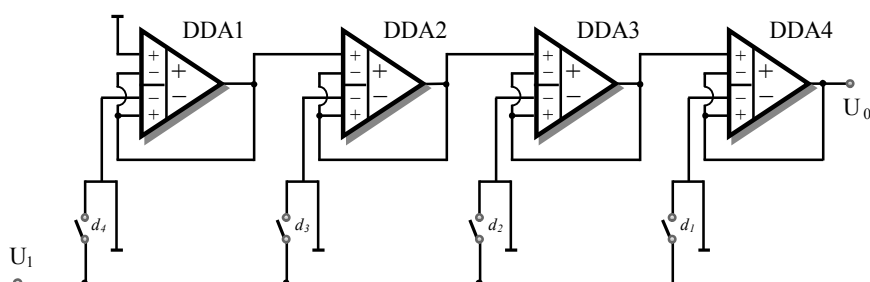
2.2. Modele bezrezystancyjnych przetworników cyfrowo-analogowych

Możliwość cyfrowego strojenia parametrów obwodów elektronicznych uzyskać można dzięki implementacji w ich strukturach przetworników cyfrowo-analogowych oznaczanych w skrócie jako przetworniki DAC. Na potrzeby analizy oraz symulacji proponowanych w pracy układów aktywnych oscylatorów harmonicznym sterowanych cyfrowo przygotowane zostały dwa bezrezystancyjne modele przetworników DAC. Przygotowano model bezrezystancyjnego przetwornika cyfrowo-analogowego z aktywnym wyjściem prądowym (DAC U/I) oraz bezrezystancyjnego przetwornika cyfrowo-analogowego z aktywnym wyjściem napięciowym (DAC U/U). Przetworniki DAC z aktywnym wyjściem napięciowym budowane mogą być przy wykorzystaniu różnicowo-różnicowych wzmacniaczy DDA (DDA – *Differential Difference Amplifier*) uzupełnionych o przełączniki (tzw. klucze) elektroniczne jak pokazano na rysunku 2.13.

a)



b)



Rys. 2.13. Przetwornik cyfrowo-analogowy z aktywnym wyjściem napięciowym DAC U/U
a) symbol graficzny, b) schemat ideowy

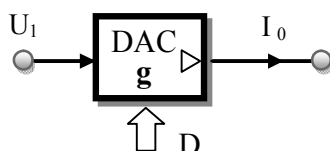
Przedstawiana struktura może być rozszerzana na dowolną ilość bitów i łatwo wykonana w zintegrowanej technologii CMOS. Tak zaprojektowany przetwornik DAC U/U opisywany jest zależnością:

$$U_0 = DU_1 \quad (2.11)$$

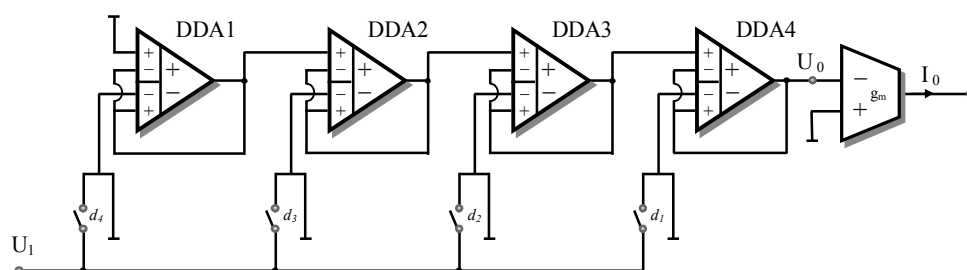
gdzie: D – współczynnik cyfrowego sygnału sterującego (zależny od kodu użytego w zastosowanym przetworniku DAC)

Aby uzyskać aktywne wyjście prądowe do wyjścia przetwornika DAC U/U dołączyć należy wzmacniacz transkonduktancyjny OTA. Symbol graficzny oraz schemat ideowy przetwornika DAC z aktywnym wyjściem prądowym przedstawiono na rysunku 2.14.

a)



b)



Rys. 2.14. Przetwornik cyfrowo-analogowy z aktywnym wyjściem prądowym DAC U/I
a) symbol graficzny, b) schemat ideowy

Dla powyższego układu zapisać można, że:

$$I_0 = g_m DU_1 \quad (2.12)$$

gdzie: D – współczynnik cyfrowego sygnału sterującego (zależny od kodu użytego w zastosowanym przetworniku DAC); g_m – konduktancja przejściowa (transkonduktancja) wzmacniacza transkonduktancyjnego

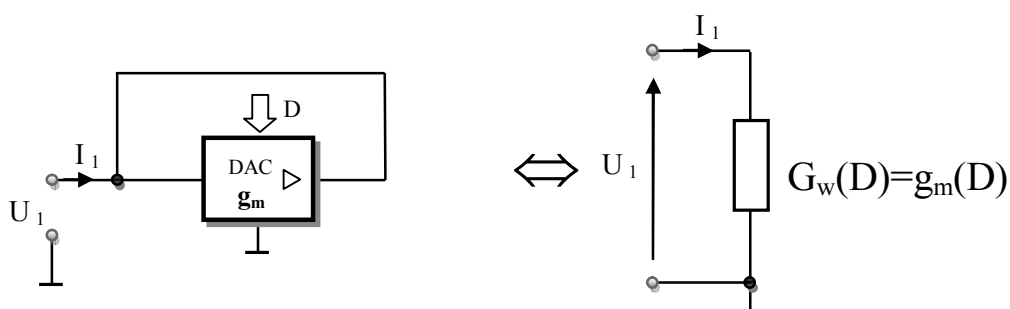
Prezentowane modele aktywnych przetworników DAC implementowane były w strukturach wszystkich badanych w pracy obwodów sterowanych cyfrowo aktywnych oscylatorów harmonicznymi. Dzięki ich wykorzystaniu uzyskano możliwości sterowania odpowiednimi parametrami analizowanych układów oscylacyjnych.

2.3. Modele sterowanych cyfrowo dwójników aktywnych G, L, C

Dwójniki aktywne mogą być symulowane poprzez wykorzystanie odpowiednich źródeł sterowanych. W zależności od praktycznej realizacji oraz typu źródła otrzymuje się różne wersje dwójników aktywnych, typu: indukcyjności, pojemności lub konduktancji. Przykładowo do symulacji konduktancji uziemionej wykorzystać można wzmacniacz transkonduktancyjny OTA, którego teoretycznym modelem jest źródło prądowe sterowane napięciem [39]. Jednakże gdy zastosowany wzmacniacz OTA zastąpiony zostanie przetwornikiem transkonduktancyjnym DAC U/I wówczas wartością modelowanej konduktancji sterować można cyfrowo poprzez odpowiednie zmiany wag bitów użytego przetwornika. Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych z integratorową funkcją wzmocnienia oraz przetworników DAC U/I pozwala natomiast na zasymulowanie bez wykorzystywania dodatkowych elementów biernych aktywnej indukcyjności oraz pojemności uziemionej. Modele takie opisane zostały w kolejnych częściach niniejszego punktu, jak również wykorzystywane były w czasie badań prowadzonych w dalszej części pracy.

2.3.1. Model aktywnej konduktancji uziemionej sterowanej cyfrowo

Aktywna konduktancja uziemiona sterowana cyfrowo $G_w(D)$ może być zasymulowana poprzez wykorzystanie transkonduktancyjnego przetwornika DAC z aktywnym wyjściem prądowym. Przyłączając jeden z zacisków wejściowych wzmacniacza OTA występującego w strukturze wewnętrznej przetwornika DAC U/I do masy, uzyskuje się przetwornik napięcie prąd o kierunku prądu dodatnim lub ujemnym. Wprowadzając sprzężenie zwrotne wyjścia wzmacniacza OTA z wejściem przetwornika, otrzymuje się symulację konduktancji uziemionej dodatniej lub ujemnej równej iloczynowi wartości transkonduktancji przejściowej g_m oraz wartości współczynnika cyfrowego sygnału sterującego D .

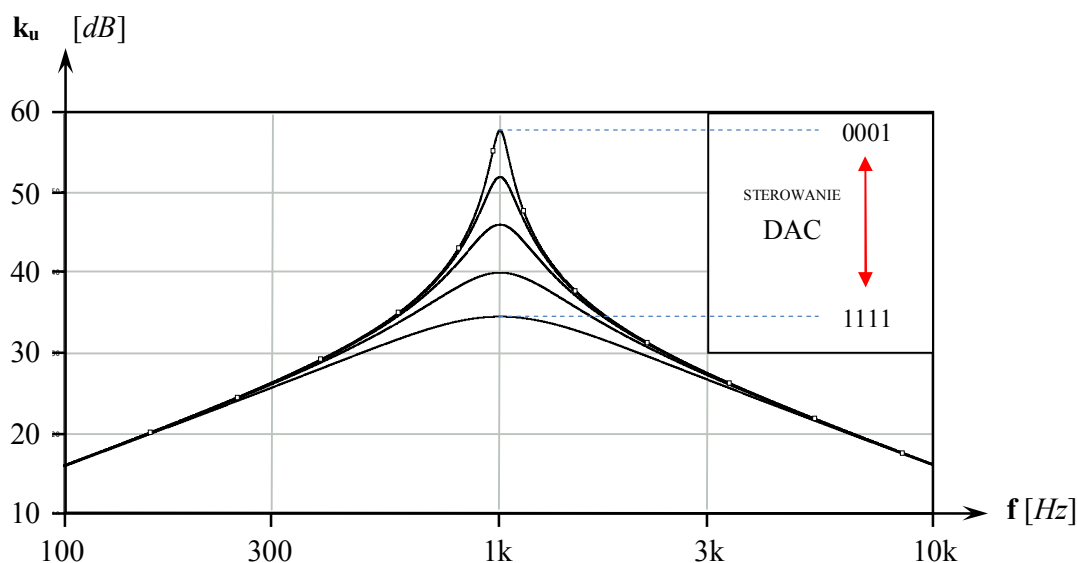


Rys. 2.15. Model aktywnej konduktancji uziemionej sterowanej cyfrowo (dodatniej)

Zatem, wartością modelowanej konduktancji sterować można według poniższej formuły:

$$G_w(D) = g_m D \quad (2.13)$$

W celu weryfikacji przedstawionego na rysunku 2.15 modelu przeprowadzono analizę równoległego obwodu rezonansowego GLC. Wartości elementów L i C założono odpowiednio jako: $L=20\text{mH}$, $C=1,25\mu\text{F}$, natomiast wartością konduktancji sterowano cyfrowo poprzez zmiany wartości odpowiednich wag przetwornika DAC. Dla zastosowanego przetwornika oraz przy założonej wartości transkonduktancji $g_m=0,001\text{S}$ zakres możliwych zmian wartości konduktancji w analizowanym obwodzie waha się w granicach od około $0,01\text{S}$ do $0,000625\text{S}$. Zakres ten oraz precyzja strojenia zależy od rozdzielczości użytego przetwornika DAC. Na rysunku 2.16 przedstawiono wyniki symulacji równoległego obwodu GLC, w którym wykorzystano wprowadzony model aktywnej konduktancji uziemionej.

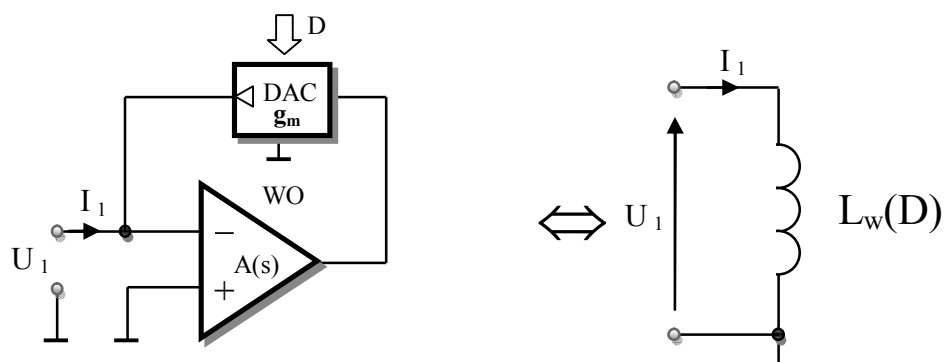


Rys. 2.16. Charakterystyka częstotliwościowa modułu napięcia na dwójniku GLC przy zasilaniu prądem o stałej amplitudzie dla sterowanej cyfrowo symulowanej aktywnej konduktancji uziemionej

Proponowany w niniejszym punkcie model aktywnej konduktancji uziemionej sterowanej cyfrowo zaimplementowany został w trakcie badań symulacyjnych przeprowadzonych dla obwodu oscylatora harmonicznego zaproponowanego w rozdziale 3.4.

2.3.2. Model aktywnej indukcyjności uziemionej sterowanej cyfrowo

Modelując sterowaną cyfrowo aktywną indukcyjność uziemioną $L_w(D)$ wykorzystać można wzmacniacz operacyjny z integratorową funkcją wzmocnienia opisywany równaniem (2.2) oraz transkonduktancyjny przetwornik cyfrowo-analogowy pokazany na rysunku 2.14 a). Wprowadzony w niniejszym punkcie pracy model zaimplementowano podczas badań symulacyjnych w układach oscylatorów z punktów 3.3.2 oraz 3.4.



Rys. 2.17. Model aktywnej indukcyjności uziemionej sterowanej cyfrowo

Aktywna indukcyjność uziemiona może być zatem sterowana cyfrowo przez odpowiednie zmiany wartości wag bitów zastosowanego przetwornika DAC U/I według zależności:

$$L_w(D) = \frac{1}{\omega_T g_m D} \quad (2.14)$$

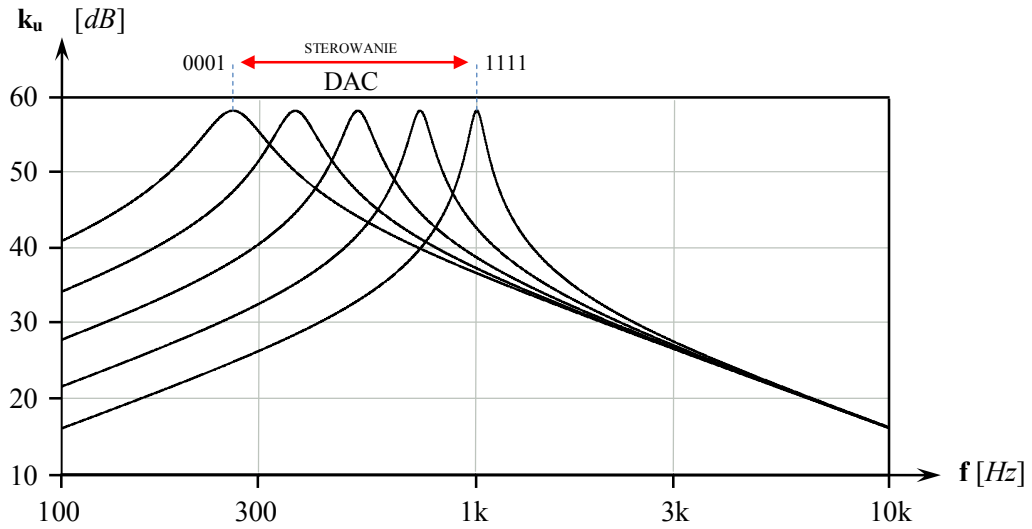
Powyższe założenia potwierdzono badaniami symulacyjnymi, które przeprowadzono dla równoległego obwodu GLC. Odpowiednie wartości elementów w badanym obwodzie przyjęto jako: $G=0,000625S$, $C=1,25\mu F$. Transkonduktację przejściową g_m założono na poziomie $g_m=0,000084925S$, natomiast wartością modelowanej indukcyjności L_w sterowano cyfrowo poprzez zmiany odpowiednich wag bitów zastosowanego przetwornika DAC.

Jak wynika z obliczeń zamieszczonych w tabeli 2.1 kolejne zmiany wartości wag bitów przetwornika DAC w kierunku od bitu najbardziej znaczącego do bitu najmniej znaczącego powodują wzrost wartości symulowanej indukcyjności, co powoduje, że w kolejnych krokach przeprowadzanych badań zmniejszeniu ulega wartość częstotliwości rezonansowej f_r badanego obwodu. Na precyzję oraz zakres sterowania indukcyjnością wpływa również rozdzielczość przetwornika DAC.

Tab. 2.1. Wyniki badań obwodu G, L, C z aktywną indukcyjnością uziemioną sterowaną cyfrowo

DAC	$L_w [mH]$	$f_r [Hz]$	
		wyznaczona teoretycznie	wyznaczona symulacyjnie
1111	20	1007	1006,9
1000	37	740	735
0100	74	523	519
0010	150	367	367
0001	300	260	260

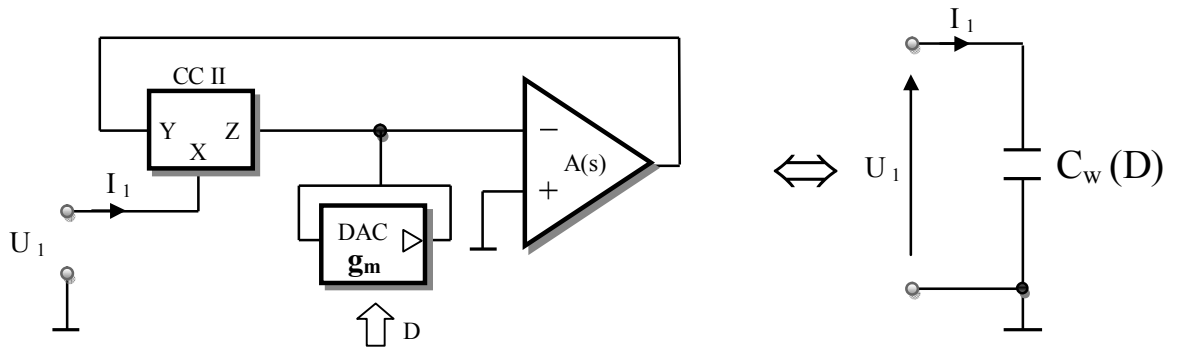
Na rysunku 2.18 zestawiono wyniki badań symulacyjnych dla aktywnej indukcyjności uziemionej zaimplementowanej w równoległym obwodzie GLC.



Rys. 2.18. Charakterystyka częstotliwościowa modułu napięcia na dwójniku GLC przy zasilaniu prądem o stałej amplitudzie dla sterowanej cyfrowo symulowanej aktywnej indukcyjności uziemionej

2.3.3. Model aktywnej pojemności uziemionej sterowanej cyfrowo

Na rysunku 2.19 przedstawiono model sterowanej cyfrowo aktywnej pojemności uziemionej. Konwejer prądowy zaimplementowany w układzie traktować można jako nierozwalne połączenie wtórnika napięciowego (idealne źródło napięciowe sterowane napięciem) z wtórnikiem prądowym (idealne źródło prądowe sterowane prądem) [39].



Rys. 2.19. Model aktywnej pojemności uziemionej sterowanej cyfrowo

Zatem, jak wynika z proponowanej wyżej koncepcji, wartością aktywnej pojemności uziemionej sterować można przez kolejne zmiany wag bitów przetwornika DAC według zależności:

$$C_w(D) = \frac{g_m D}{\omega_T} \quad (2.15)$$

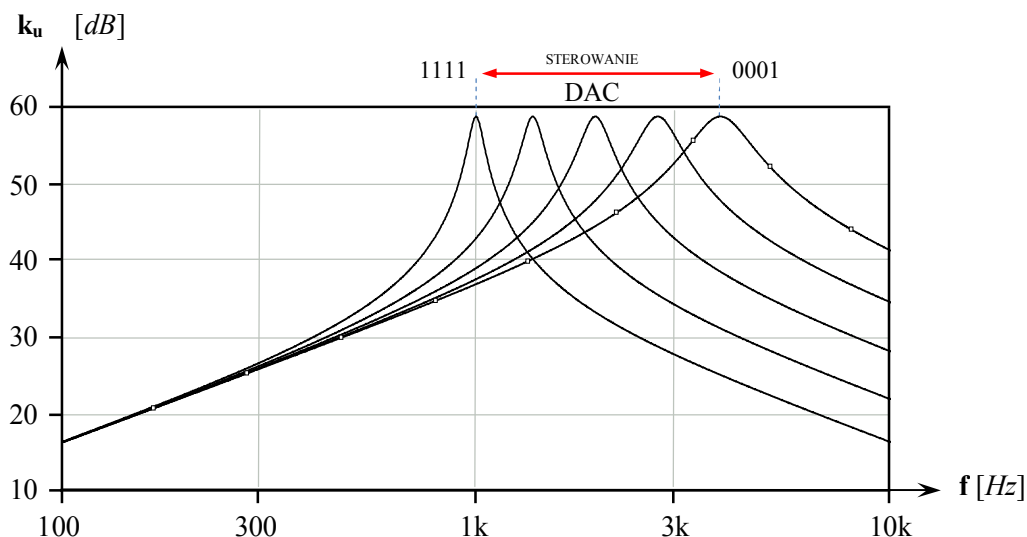
Dla prezentowanego modelu wykonano badania symulacyjne w programie PSpice implementując omawiany układ pojemności aktywnej w równoległym obwodzie GLC. Wartości elementów biernych obwodu przyjęto odpowiednio jako: $G=0,000625S$,

$L=20\text{mH}$. Transkonduktację przejściową g_m oszacowano na poziomie $g_m=0,838\text{S}$, natomiast wartością modelowanej pojemności C_w sterowano cyfrowo poprzez odpowiednie zmiany wag bitów przetwornika DAC. Uzyskane w ten sposób wyniki zamieszczono w tabeli 2.2. Zauważyć należy, że na precyzję regulowanej pojemności wpływa, podobnie jak w modelach poprzednich, rozdzielczość wykorzystywanego przetwornika DAC.

Tab. 2.2. Wyniki badań obwodu G, L, C z aktywną pojemnością uziemioną sterowaną cyfrowo

DAC	$C_w [\mu F]$	$f_r [Hz]$	
		wyznaczona teoretycznie	wyznaczona symulacyjnie
1111	1,250	1007	1006,9
1000	0,667	1378	1377
0100	0,333	1951	1949
0010	0,166	2763	2754
0001	0,083	3905	3899

Rysunek 2.20 przedstawia natomiast uzyskane dla badanego obwodu charakterystyki częstotliwościowe modułu napięcia na dwójniku GLC przy zasilaniu prądem o stałej amplitudzie. Charakterystyki te zbieżne są z wynikami uzyskanymi dla obwodu składającego się wyłącznie z elementów biernych GLC, co świadczy o poprawności przeprowadzonych badań symulacyjnych. Model ten zaimplementowano podczas badań obwodów oscylatorów z punktów 3.3.2 oraz 3.4.



Rys. 2.20. Charakterystyka częstotliwościowa modułu napięcia na dwójniku GLC przy zasilaniu prądem o stałej amplitudzie dla sterowanej cyfrowo symulowanej aktywnej pojemności uziemionej

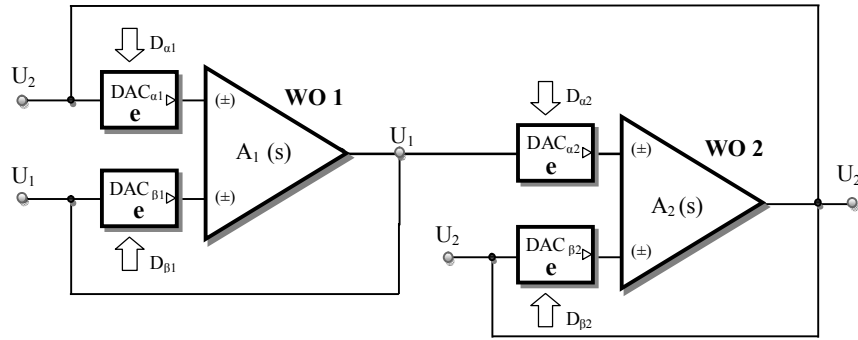
3. Modele aktywnych oscylatorów harmonicznych sterowanych cyfrowo

W oparciu o zaproponowane w punkcie 2.1 niniejszej pracy makromodele wzmacniaczy operacyjnych oraz wprowadzone w punktach 2.2 oraz 2.3 modele bezrezystancyjnych przetworników DAC i aktywnych elementów dwójnikowych G, L, C możliwe jest skuteczne projektowanie obwodów oscylatorów harmonicznych opartych wyłącznie o elementy aktywne oraz których parametry mogą być strojone sygnałem cyfrowym. W rozdziale niniejszym zaprezentowane zostały przykładowo wybrane modele oscylatorów harmonicznych wykorzystujących w swojej budowie wyłącznie wyżej wymienione elementy aktywne, określono ich warunki wzbudzenia oraz wyprowadzono formuły określające wartości pulsacji i amplitudy wytwarzanych przez projektowane układy drgań. Jako pierwsze, w punkcie 3.1 zaprezentowane zostały przykładowe obwody aktywnych oscylatorów harmonicznych opartych o dwa wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U, gdzie dla wyprowadzonej ogólnej koncepcji zaprojektowano trzy przykładowe układy oscylatorów sterowanych cyfrowo. W punkcie 3.2 zaproponowano różne koncepcje sterowanych cyfrowo aktywnych oscylatorów harmonicznych projektowanych na bazie filtra pasmowego, natomiast w punkcie 3.3 przedstawiono obwody oscylatorów zawierające prądowe źródła sterowane uzupełnione o aktywne inercyjne elementy dwójnikowe C lub L. Czwartą z proponowanych struktur jest opisywana w punkcie 3.4 koncepcja oscylatora sterowanego cyfrowo oparta wyłącznie o wprowadzone wcześniej aktywne modele symulujące elementy dwójnikowe G, L, C.

Dla wszystkich zaproponowanych struktur wykonane zostały badania analityczne, które potwierdzono poprzez przeprowadzone w programie PSpice symulacje komputerowe. Szczegółowe wyniki analizy teoretycznej oraz badań symulacyjnych dla proponowanych niżej obwodów oscylacyjnych zamieszczono w rozdziale 4 niniejszej pracy.

3.1. Oscylatory harmoniczne sterowane cyfrowo oparte o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U

Ogólną koncepcję modelu aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U przedstawiono na rysunku 3.1. Model ten składa się z dwóch wzmacniaczy operacyjnych o określonych charakterystykach funkcji przejścia $A_1(s)$ i $A_2(s)$ oraz czterech przetworników cyfrowo-analogowych oznaczonych odpowiednio symbolami: $DAC_{\alpha 1}$, $DAC_{\alpha 2}$, $DAC_{\beta 1}$ oraz $DAC_{\beta 2}$. W przeprowadzanych badaniach, jako wzmacniacze operacyjne wykorzystane zostały zaproponowane w punkcie 2.1 odpowiednie makromodele wzmacniaczy operacyjnych, natomiast zastosowane w przedstawianej koncepcji przetworniki cyfrowo-analogowe służące do cyfrowego strojenia parametrów projektowanych obwodów oscylatorów wprowadzone zostały w punkcie 2.2 rozdziału drugiego.



Rys. 3.1. Ogólna koncepcja modelu oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o dwa wzmacniacze operacyjne i przetworniki DAC U/U

W projektowaniu oraz analizie układów oscylacyjnych wykorzystywać można wiele metod analitycznych, określanych jako należące do liniowej bądź nieliniowej teorii generacji drgań. Pomimo, że podstawową cechą oscylatorów są nieliniowości ograniczające narastanie amplitudy to trudności związane z analizą i projektowaniem generatorów sprawiają, że istotne są również informacje wynikające z liniowego ujęcia problemu generacji. Zastosowanie modelu liniowego może być więc w wielu przypadkach bardzo pomocne, przede wszystkim podczas ustalania warunków wzbudzenia oraz określania wartości częstotliwości wytwarzanych przez układy oscylacji [2]. Na podstawie modelu liniowego nie można natomiast określać wartości amplitudy wytwarzanych drgań, która w takim modelu narastać powinna wykładniczo do nieskończoności. Uwzględniając zastosowane elementy nieliniowe, proces narastania amplitudy będzie trwał do momentu, aż moc dostarczana ze źródła zasilającego elementy aktywne oscylatora będzie równa mocy traconej do otoczenia. Wówczas układ przejdzie w stan pracy nieliniowej, który nazwany jest stanem ustalonym generacji, a amplituda zostanie ustabilizowana na określonej wartości. W praktycznych realizacjach oscylatorów obwody stabilizacji amplitudy mogą być statyczne lub dynamiczne. W obwodach statycznych jako podzespoły nieliniowe mogą być wykorzystywane elementy dwójnikowe lub elementy czwórnikowe o charakterystyce nieliniowej z nasyceniem, natomiast w układach stabilizacji dynamicznej występują elementy o zmiennych w czasie parametrach typu automatycznej regulacji wzmacnienia [44, 95-96]. Dla badanego modelu oscylatora, w procesie stabilizacji amplitudy wykorzystywane były nieliniowe właściwości użytych wzmacniaczy operacyjnych, czyli czwórnikowych elementów nieliniowych o charakterystyce przejściowej wzmacnienia z nasyceniem.

Rozpatrując więc model oscylatora proponowany na rysunku 3.1, gdzie w przypadku ogólnym znaki wejść zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych nie są określone, zapisać możemy następujące zależności:

$$U_{1r} = U_2 D_{\alpha 1} + U_1 D_{\beta 1} \quad (3.1)$$

$$U_{2r} = U_1 D_{\alpha 2} + U_2 D_{\beta 2} \quad (3.2)$$

$$U_1 = A_1(s)U_{1r} \quad (3.3)$$

$$U_2 = A_2(s)U_{2r} \quad (3.4)$$

Wstawiając (3.1) i (3.2) do (3.3) oraz (3.4) otrzymamy formuły:

$$U_1 = A_1(s)(U_2 D_{\alpha 1} + U_1 D_{\beta 1}) \quad (3.5)$$

$$U_2 = A_2(s)(U_1 D_{\alpha 2} + U_2 D_{\beta 2}) \quad (3.6)$$

gdzie: U_{1r} , U_{2r} – napięcia różnicowe odpowiednio dla WO1 oraz WO2; U_1 , U_2 – napięcia na wyjściu zastosowanych modeli wzmacniaczy operacyjnych; $A_1(s)$, $A_2(s)$ – funkcje przejścia zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych; $D_{\alpha 1}$, $D_{\alpha 2}$, $D_{\beta 1}$, $D_{\beta 2}$ – odpowiednie wartości współczynników zastosowanych przetworników cyfrowo-analogowych.

Skąd, po dokonaniu szeregu przekształceń algebraicznych wyprowadzić można ogólną postać równania charakterystycznego dla prezentowanego modelu oscylatora, którą opisuje zależność (3.7).

$$A_1(s)A_2(s)(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2}) - (A_1(s)D_{\beta 1} + A_2(s)D_{\beta 2}) + 1 = 0 \quad (3.7)$$

Równanie powyższe stanowi podstawę do dalszych analiz aktywnych układów oscylatorów harmoniczych sterowanych cyfrowo opartych o proponowany w niniejszym punkcie model ogólny. Wstawiając w miejsca $A_1(s)$ oraz $A_2(s)$ zależności określające odpowiednie funkcje przejścia wzmacniaczy operacyjnych równanie powyższe w ogólności przyjmie postać (3.8). Dla wprowadzonych w rozdziale 2.1 makromodeli może być ono co najwyżej rzędu 4.

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} \dots a_1 s + a_0 = 0 \quad dla \quad n=2,3,4 \quad (3.8)$$

Wytwarzane przez oscylator drgania zależą od położenia pierwiastków powyższego równania operatorowego. Jeżeli pierwiastki te będą znajdowały się w lewej półpłaszczyźnie płaszczyzny zespolonej s , powstające oscylacje będą zanikać w czasie do zera. W przypadku przeciwnym, gdy pierwiastki będą znajdowały się w prawej półpłaszczyźnie wówczas powstające oscylacje będą narastać wykładniczo do nieskończoności. Granicznym przypadkiem będzie położenie pierwiastków na osi urojonej, co teoretycznie w układzie liniowym powoduje powstanie oscylacji o stabilnej lecz trudnej do określenia amplitudzie [44]. Zatem, w układach praktycznych aby możliwa była stabilizacja amplitudy wytwarzanych drgań pierwiastki równania charakterystycznego zawsze będą znajdowały się w prawej półpłaszczyźnie płaszczyzny zespolonej s .

Zakładając zatem, że pierwiastki równania charakterystycznego oscylatora znajdują się w prawej półpłaszczyźnie płaszczyzny zespolonej s oraz biorąc pod uwagę zależności (3.1) – (3.6), formułę określającą wartość amplitudy wytwarzanych drgań harmoniczných dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ zapisać możemy jako:

$$U_1 = \frac{U_2 D_{\alpha 1} |A_1(s)|}{1 - D_{\beta 1} |A_1(s)|} \quad (3.9)$$

Analogicznie formułę określającą wartość amplitudy wytwarzanych drgań harmoniczných dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ określa równanie:

$$U_2 = \frac{U_1 D_{\alpha 2} |A_2(s)|}{1 - D_{\beta 2} |A_2(s)|} \quad (3.10)$$

W oparciu o przedstawiany wyżej model ogólny oraz wprowadzone wcześniej makromodele wzmacniaczy operacyjnych możliwe jest zaprojektowanie sześciu różnych obwodów aktywnych oscylatorów harmoniczných o parametrach strojonych sygnałem cyfrowym. Sposoby projektowania wybranych z nich przedstawiono w kolejnych częściach pracy rozdziału 3.1, natomiast szczegółowe wyniki badań analitycznych i symulacyjnych dla tej klasy obwodów oscylacyjnych zawarto w punkcie 4.1.

3.1.1. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową funkcją przejścia

Projektując sterowane cyfrowo aktywne oscylatory harmoniczne w oparciu o dwa makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową funkcją przejścia, wyrażoną zależnością (2.2), przyjąć należy odpowiednio:

$$A_1(s) = \frac{\omega_{Ta}}{s} \quad A_2(s) = \frac{\omega_{Tb}}{s} \quad (3.11)$$

gdzie: ω_{Ta} – pulsacja jednostkowa dla makromodelu WO1; ω_{Tb} – pulsacja jednostkowa dla makromodelu WO2.

Przy tak przyjętych $A_1(s)$ oraz $A_2(s)$ równanie charakterystyczne oscylatora dla integratorowego modelu funkcji przejścia zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych opisuje formuła:

$$s^2 - s(\omega_{Ta} D_{\beta 1} + \omega_{Tb} D_{\beta 2}) + \omega_{Ta} \omega_{Tb} (D_{\beta 1} D_{\beta 2} - D_{\alpha 1} D_{\alpha 2}) = 0 \quad (3.12)$$

Podstawiając do powyższego równania $s = j\omega_0$ oraz przyrównując części rzeczywistą oraz urojoną do zera otrzymujemy zależności opisujące warunek wzbudzenia oraz wartość pulsacji otrzymywanych oscylacji. Wielkości te wyrażają się odpowiednio jako (3.13) oraz (3.14).

$$\frac{D_{\beta 1}}{D_{\beta 2}} = -\frac{\varpi_{Tb}}{\varpi_{Ta}} \quad (3.13)$$

$$\varpi_0 = \sqrt{\varpi_{Ta}\varpi_{Tb}(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2})} \quad (3.14)$$

Dodatkowe indeksy dolne a oraz b wprowadzono w celu rozróżniania zastosowanych makromodeli wzmacniaczy operacyjnych. Symbol oznaczony dodatkowym indeksem dolnym a określa odpowiednie parametry makromodelu wzmacniacza operacyjnego oznaczonego na schemacie ideowym jako WO1, natomiast symbol oznaczony dodatkowym indeksem dolnym b określa odpowiednie parametry makromodelu wzmacniacza operacyjnego oznaczanego jako WO2. Powyższa notacja przyjęta została w całej dalszej części niniejszego punktu pracy.

W projektowaniu tej klasy układów aktywnych oscylatorów harmoniczných sterowanych cyfrowo dużym uproszczeniem jest wykorzystywanie jednakowych wzmacniaczy operacyjnych. W przypadku takim, dodatkowo założyć można, że:

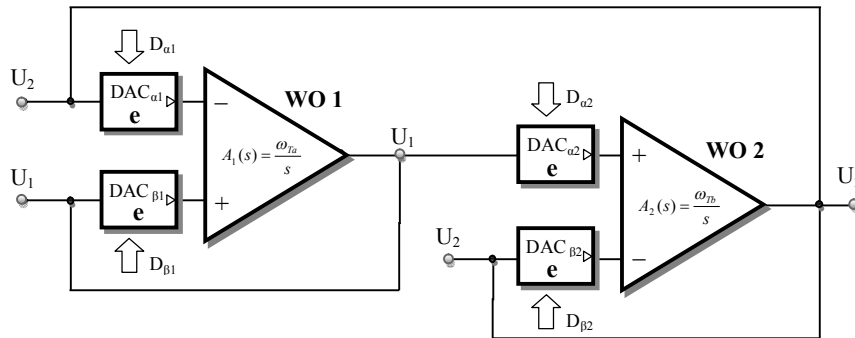
$$\varpi_{Ta} = \varpi_{Tb} = \varpi_T \Rightarrow A_1(s) = A_2(s) = A(s) = \frac{\varpi_T}{s} \quad (3.15)$$

przez co zależności określające warunek wzbudzenia oraz wartość pulsacji otrzymanych oscylacji uproszczą się odpowiednio do postaci:

$$D_{\beta 1} + D_{\beta 2} = 0 \quad (3.16)$$

$$\varpi_0 = \varpi_T \sqrt{(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2})} \quad (3.17)$$

Ponieważ z warunku wzbudzenia dla modelu liniowego, danego zależnością (3.13) wynika, iż $|D_{\beta 1}| = |D_{\beta 2}| = |D_{\beta}|$ oraz $D_{\beta 1}D_{\beta 2} < 0$, dlatego aby wyrażenie pod pierwiastkiem w zależności (3.17) było większe od 0 spełnione muszą być nierówności $D_{\alpha 1}D_{\alpha 2} < 0$ oraz $|D_{\alpha 1}D_{\alpha 2}| > |D_{\beta 1}D_{\beta 2}|$. Prowadzi to do stwierdzenia, iż jeden z przetworników oznaczonych jako DAC_{α} lub DAC_{β} musi być połączony z odwracającym wejściem makromodelu WO1 natomiast drugi z nich z nieodwracającym wejściem makromodelu WO2. Dla tak określonych warunków, układ oscylatora harmonicznego o parametrach strojonych cyfrowo może przyjąć postać jak na rysunku 3.2.



Rys. 3.2. Oscylator harmoniczný sterowaný cyfrowo zaprojektowaný w oparciu o dwa wzmacniacze operacyjne z integratorow¹ funkcj¹ przej¶cia oraz cztery przetworniki DAC U/U

Idealne spełnienie założenia określającego warunek wzbudzenia (3.16) skutkowałoby tym, że pierwiastki równania charakterystycznego układu leżałyby dokładnie na osi urojonej płaszczyzny zespolonej s , a układ wytworzyłby wówczas oscylacje o amplitudzie stabilnej lecz trudnej do wyliczenia, co pokazano na rysunkach 4.1, 4.2 oraz 4.3. Należy jednak zauważyć, że w układach praktycznych ścisłe spełnienie warunku wzbudzenia byłoby trudne, a często nawet niemożliwe ze względu na rozrzut i pewną fluktuację parametrów badanych obwodów. Dlatego przechodząc od idealizowanego ujęcia liniowego do rzeczywistych układów, zawsze nieliniowych warunek wzbudzenia zastępowany jest łatwiejszym do zrealizowania, choć silniejszym zapewniającym wzbudzenie drgań w początkowym punkcie pracy, który zapisać możemy jako:

$$D_{\beta 1} + D_{\beta 2} > 0 \quad (3.18)$$

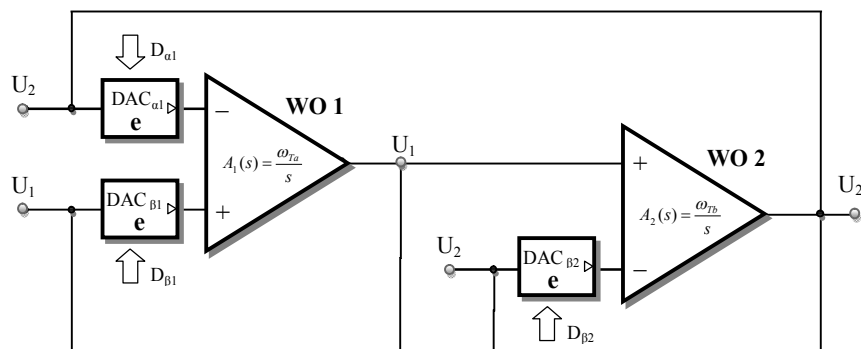
Dla omawianego modelu oscylatora założyć można dodatkowo $|D_{\alpha 1}| = |D_{\alpha 2}| = |D_{\alpha}|$ pamiętając przy tym, że $\alpha_1 \alpha_2 < 0$. Wówczas równanie opisujące wartość pulsacji otrzymywanych oscylacji możemy zapisać w postaci (3.19). Równanie to posiada rozwiązanie, a tym samym oscylator wytworzy drgania jeśli spełniona zostanie nierówność $|D_{\alpha}| > |D_{\beta 1} D_{\beta 2}|$.

$$\varpi_0 = \varpi_T \sqrt{(|D_{\alpha}|^2 - |D_{\beta 1} D_{\beta 2}|)} \quad (3.19)$$

Wartością pulsacji wytworzonych oscylacji sterować można również implementując mniejszą niż cztery liczbę przetworników DAC. Wyeliminować można jeden z przetworników oznaczonych jako DAC_{α} ($DAC_{\alpha 1}$ lub $DAC_{\alpha 2}$), jednocześnie przyjmując przy tym moduł jego wartość jako równy 1. Równania opisujące wartość pulsacji wytwarzanych oscylacji po usunięciu z układu wybranego przetwornika DAC_{α} przyjmą postać:

$$\varpi_0 = \varpi_T \sqrt{(|D_{\alpha 1}| - |D_{\beta 1} D_{\beta 2}|)} \quad \varpi_0 = \varpi_T \sqrt{(|D_{\alpha 2}| - |D_{\beta 1} D_{\beta 2}|)} \quad (3.20)$$

Przykładowy, model aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo dla zastosowanych makromodeli wzmacniaczy operacyjnych o integratorowej postaci funkcji przejścia oraz o pulsacji i amplitudzie przestrajanych za pomocą trzech przetworników DAC przedstawia rysunek 3.3.



Rys. 3.3. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o dwa wzmacniacze operacyjne z integratorową funkcją przejścia oraz trzy przetworniki DAC U/U

Jak wiadomo, przeprowadzając analizę modeli liniowych zakłada się, że wzmacniacze operacyjne nie nasycają się, zatem wartość amplitudy sygnału oscylacyjnego powinna narastać wykładniczo do nieskończoności, co dla proponowanych wyżej obwodów pokazano na rysunkach 4.4, 4.6, 4.8. Uwzględnienie właściwości nieliniowych zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych pozwala na stabilizację narastającej w czasie amplitudy. Na rysunkach 4.10, 4.11 oraz 4.12 przedstawiono przykładowe przebiegi dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ badanego obwodu oscylatora, w którym wykorzystano nieliniowe modele wzmacniaczy operacyjnych omówione w punkcie 2.1.1.

Z przeprowadzonych badań symulacyjnych oraz analizy teoretycznej wynika, że w proponowanym obwodzie wartość amplitudy w stanie ustalonym generacji dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ zależna jest od nieliniowości zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych. W przypadku gdy wartość ustawiona na przetworniku $DAC_{\alpha 2}$ będzie większa od wartości ustawionej na przetworniku $DAC_{\alpha 1}$ wówczas dominującą w układzie będzie nieliniowość wzmacniacza operacyjnego WO2. Oznacza to, że sygnał $u_2(t)$ osiągnie wartość równą wartości napięć zasilania wzmacniacza operacyjnego WO2, zatem w takim przypadku zapisać możemy $U_2 = E$. Dla odpowiednio niedużej różnicy w ustawieniach wartości współczynników sygnału cyfrowego na przetwornikach $DAC_{\beta 1}$ oraz $DAC_{\beta 2}$, spełniającej jednocześnie warunek wzbudzenia układu dany formułą (3.18), sygnały $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ traktować można jako sinusoidalne sygnały harmoniczne o małych odkształceniach. Świadczą o tym również wartości współczynnika zniekształceń nieliniowych THD kontrolowane w trakcie prowadzonych badań. Zatem, w takim przypadku, biorąc pod uwagę zależność (3.9), formułę określającą wartość amplitudy wytwarzanych drgań harmoniczných dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ zapisać możemy jako:

$$U_1 = U_2 \frac{D_{\alpha 1} \varpi_T}{\varpi_0 - D_{\beta 1} \varpi_T} \quad (3.21)$$

Analogicznie gdy, wartość ustawiona na przetworniku $DAC_{\alpha 2}$ będzie mniejsza od wartości ustawionej na przetworniku $DAC_{\alpha 1}$ wówczas dominującą w układzie będzie nieliniowość WO1, a wartość amplitudy sygnału $u_1(t)$ osiągnie wartość równą wartości napięć zasilania powyższego wzmacniacza operacyjnego ($U_1 = E$). Zatem, biorąc pod uwagę zależność (3.10), formułę określającą wartość amplitudy wytwarzanych drgań harmoniczných dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ zapisać możemy jako:

$$U_2 = U_1 \frac{D_{\alpha 2} \varpi_T}{\varpi_0 - D_{\beta 2} \varpi_T} \quad (3.22)$$

W przypadku ustawionych jednakowych wartości dla cyfrowego sygnału sterującego $D_{\alpha 1}$ oraz $D_{\alpha 2}$ wartość amplitudy dla obu sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ równa będzie wartości napięć zasilania wzmacniaczy operacyjnych, czyli: $U_1 = U_2 = E$. Od ustawień przetworników $DAC_{\beta 1}$ oraz $DAC_{\beta 2}$ zależeć natomiast będzie poziom odkształceń nieliniowych dla badanych sygnałów wyjściowych.

3.1.2. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z jednobiegunową funkcją przejścia

Projektując obwód oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo w oparciu o przedstawione w punkcie 2.1.2 makromodele wzmacniaczy operacyjnych z jednobiegunową funkcją przejścia, należy przyjąć odpowiednio:

$$A_1(s) = \frac{A_{0a}\varpi_{P1a}}{s + \varpi_{P1a}} \quad A_2(s) = \frac{A_{0b}\varpi_{P1b}}{s + \varpi_{P1b}} \quad (3.23)$$

gdzie: ϖ_{P1a} , ϖ_{P1b} – pulsacja bieguna dominującego odpowiednio dla makromodelu WO1 oraz WO2; A_{0a} , A_{0b} – wzmacnienie przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego odpowiednio dla makromodelu WO1 oraz WO2.

Wstawiając powyższe zależności do ogólnej postaci równania charakterystycznego opisującej model oscylatora harmonicznego, danej formułą (3.7) oraz dokonując szeregu przekształceń algebraicznych otrzymamy równanie charakterystyczne oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo dla modelu wykorzystującego dwa makromodele wzmacniaczy operacyjnych o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia, dane zależnością:

$$s^2 + s[(\varpi_{P1a} + \varpi_{P1b}) - A_{0a}\varpi_{P1a}D_{\beta1} - A_{0b}\varpi_{P1b}D_{\beta2}] + \varpi_{P1a}\varpi_{P1b}[1 - A_{0a}D_{\beta1} - A_{0b}D_{\beta2} + A_{0a}A_{0b}(D_{\beta1}D_{\beta2} - D_{\alpha1}D_{\alpha2})] = 0 \quad (3.24)$$

Podstawiając $s=j\omega_0$ oraz przyrównując części rzeczywistą oraz urojoną uzyskanego równania do zera otrzymujemy zależności opisujące warunek wzbudzenia oraz wartość pulsacji wytwarzanych oscylacji, dane odpowiednio jako:

$$\varpi_{P1a} + \varpi_{P1b} = A_{0a}\varpi_{P1a}D_{\beta1} - A_{0b}\varpi_{P1b}D_{\beta2} \quad (3.25)$$

$$\varpi_0 = \sqrt{\varpi_{P1a}\varpi_{P1b}[1 - A_{0a}D_{\beta1} - A_{0b}D_{\beta2} + A_{0a}A_{0b}(D_{\beta1}D_{\beta2} - D_{\alpha1}D_{\alpha2})]} \quad (3.26)$$

Zakładając, iż wykorzystane w procesie projektowania makromodele wzmacniaczy operacyjnych są identyczne, zapisać możemy:

$$A_1(s) = A_2(s) = A(s) = \frac{A_0\varpi_P}{s + \varpi_P} \quad (3.27)$$

Stąd, warunek wzbudzenia jest równy:

$$D_{\beta1} + D_{\beta2} = \frac{2}{A_0} \quad (3.28)$$

natomiast wartość pulsacji otrzymanych oscylacji wyraża zależność:

$$\varpi_0 = \varpi_P \sqrt{1 - A_0(D_{\beta 1} + D_{\beta 2}) + A_0^2(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2})} \quad (3.29)$$

Dla odpowiednio dużej wartości wzmocnienia zastosowanych makromodeli wzmacniaczy operacyjnych przyjąć można, że $2/A_0 \approx 0$, wówczas warunek wzbudzenia uprości się do postaci:

$$D_{\beta 1} + D_{\beta 2} \approx 0 \quad (3.30)$$

Wynika z tego, że jeden z przetworników oznaczanych jako DAC_β należy połączyć z wejściem nieodwracającym jednego ze wzmacniaczy operacyjnych, natomiast drugi z wejściem odwracającym drugiego ze wzmacniaczy. Przyjęte uproszczenie spowoduje dodatkowo przesunięcie pierwiastków równania charakterystycznego badanego obwodu do lewej półpłaszczyzny płaszczyzny zespolonej s , co będzie skutkowało powstaniem oscylacji o amplitudzie zanikającej w czasie do zera. Aby możliwe było przeprowadzenie analizy nieliniowej badany oscylator powinien wytwarzać oscylacje, których amplituda będzie narastała w czasie do nieskończoności. Spełniając powyższe, warunek wzbudzenia należy przyjąć podobnie jak w poprzednim punkcie pracy w postaci silniejszej, jako:

$$D_{\beta 1} + D_{\beta 2} > \frac{2}{A_0} \quad (3.31)$$

Dla tak przyjętych założeń równanie opisujące wartość pulsacji otrzymanych oscylacji przyjmie postać:

$$\varpi_0 = \varpi_P \sqrt{1 + A_0^2(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2})} \quad (3.32)$$

Wyrażenie pod pierwiastkiem musi być dodatnie, zatem aby oscylator wytworzył drgania spełniona musi być nierówność relacji:

$$1 + A_0^2(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2}) > 0 \quad (3.33)$$

Ponieważ wiemy, że $D_{\beta 1}D_{\beta 2} < 0$ oraz $D_{\alpha 1}D_{\alpha 2} < 0$ stąd, powyższe równanie przyjmie postać:

$$\frac{1}{A_0^2} + |D_{\alpha 1}D_{\alpha 2}| - |D_{\beta 1}D_{\beta 2}| > 0 \quad (3.34)$$

Założyć można, że $\frac{1}{A_0^2} \approx 0$. Zatem, aby oscylator generował drgania należy spełnić:

$$|D_{\alpha 1}D_{\alpha 2}| > |D_{\beta 1}D_{\beta 2}| \quad (3.35)$$

Z przeprowadzonej analizy wynika, iż badany obwód oscylatora wytworzy oscylacje jeśli równocześnie spełnione zostaną warunki (3.31) oraz (3.35).

Podobnie jak w przypadku oscylatora z poprzedniego punktu, parametrami analizowanego układu sterować możemy wykorzystując mniejszą ilość przetworników. Przykładowo, usuwając z obwodu jeden z przetworników DAC_α oraz przyjmując moduł jego wartości jako równy 1 wartość pulsacji otrzymywanych oscylacji, w zależności od tego który z przetworników usunięto, opisują formuły:

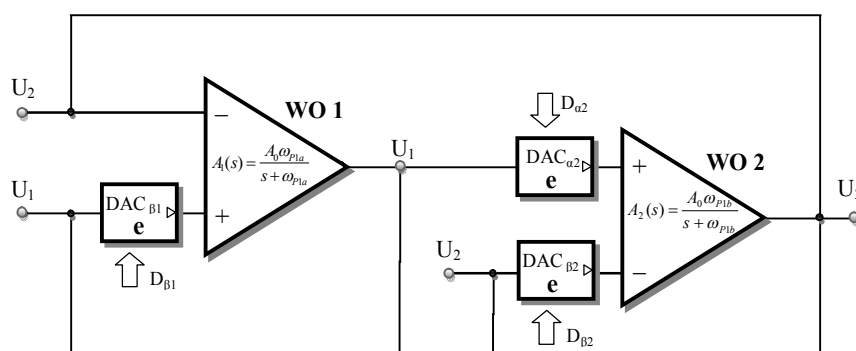
$$\varpi_0 \cong \varpi_P \sqrt{1 + A_0^2 (|D_{\alpha 1}| - |D_{\beta 1} D_{\beta 2}|)} \quad \text{lub} \quad \varpi_0 \cong \varpi_P \sqrt{1 + A_0^2 (|D_{\alpha 2}| - |D_{\beta 1} D_{\beta 2}|)} \quad (3.36)$$

Wartości amplitudy w stanie ustalonym dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$, po uwzględnieniu zależności (3.9) oraz (3.10), przyjmą w tym przypadku odpowiednio postać:

$$U_1 = U_2 \frac{D_{\alpha 1} A_0 \varpi_P \sqrt{\frac{1}{\varpi_0^2 + \varpi_P^2}}}{1 - D_{\beta 1} A_0 \varpi_P \sqrt{\frac{1}{\varpi_0^2 + \varpi_P^2}}} \quad (3.37)$$

$$U_2 = U_1 \frac{D_{\alpha 2} A_0 \varpi_P \sqrt{\frac{1}{\varpi_0^2 + \varpi_P^2}}}{1 - D_{\beta 2} A_0 \varpi_P \sqrt{\frac{1}{\varpi_0^2 + \varpi_P^2}}} \quad (3.38)$$

Przykładowy model aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo, w którym zastosowano makromodele wzmacniaczy operacyjnych o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia oraz gdy z układu usunięto przetwornik DAC_{α1} przedstawia rysunek 3.4. Kompletne wyniki badań teoretycznych dla analizowanych w niniejszym punkcie obwodów, które porównano z wynikami symulacji komputerowych zamieszczono natomiast w punkcie 4.1.2 niniejszej pracy.



Rys. 3.4. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o dwa wzmacniacze operacyjne z jednobiegunową funkcją przejścia oraz trzy przetworniki DAC U/U

3.1.3. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową (WO1) oraz jednobiegunową (WO2) funkcją przejścia

Jeżeli w procesie projektowania oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo wykorzystamy jako WO1 makromodel wzmacniacza operacyjnego o integratorowej postaci funkcji przejścia, natomiast jako WO2 makromodel wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia, wówczas $A_1(s)$ oraz $A_2(s)$ należy przyjąć odpowiednio:

$$A_1(s) = \frac{\varpi_{Ta}}{s} \quad A_2(s) = \frac{A_{0b}\varpi_{P1b}}{s + \varpi_{P1b}} \quad (3.39)$$

Podobnie jak w poprzednich punktach, wstawiając powyższe zależności do ogólnej postaci równania charakterystycznego oraz dokonując szeregu przekształceń algebraicznych otrzymujemy równanie charakterystyczne aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo dla obwodu gdy zastosowano makromodel wzmacniacza operacyjnego z integratorową (WO1) oraz jednobiegunową (WO2) postacią funkcji przejścia, dane zależnością:

$$s^2 + s(\varpi_{P1b} - A_{0b}\varpi_{P1b}D_{\beta 2} - \varpi_{Ta}D_{\beta 1}) + A_{0b}\varpi_{P1b}\varpi_{Ta}(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2}) - \varpi_{P1b}\varpi_{Ta}D_{\beta 1} = 0 \quad (3.40)$$

Podstawienie $s=j\omega_0$ oraz przyrównanie części rzeczywistej oraz urojonej do zera pozwala na wyznaczenie zależności opisujących warunki wzbudzenia oraz wartość pulsacji wytwarzanych oscylacji, danych kolejno jako:

$$D_{\beta 2} = \frac{1}{A_{0b}} - \frac{\varpi_{Ta}}{A_{0b}\varpi_{P1b}} D_{\beta 1} \quad (3.41)$$

$$\varpi_0 = \sqrt{A_{0b}\varpi_{P1b}\varpi_{Ta}(D_{\beta 1}D_{\beta 2} - D_{\alpha 1}D_{\alpha 2}) - \varpi_{P1b}\varpi_{Ta}D_{\beta 1}} \quad (3.42)$$

Dla odpowiednio dużej wartości wzmocnienia A_{0b} makromodelu wzmacniacza operacyjnego WO2 można przyjąć, że: $1/A_{0b} \approx 0$. Wówczas warunek wzbudzenia zapisać należy jak w równaniu poniżej:

$$D_{\beta 2} \approx -\frac{\varpi_{Ta}}{A_{0b}\varpi_{P1b}} D_{\beta 1} \quad (3.43)$$

Ponieważ wartość pulsacji jednostkowej dla makromodelu WO2 wyraża się jako $\omega_{Tb} = A_{0b}\omega_{P1b}$, zatem warunek wzbudzenia zapisać możemy w postaci:

$$D_{\beta 2} \approx -\frac{\varpi_{Ta}}{\varpi_{Tb}} D_{\beta 1} \quad (3.44)$$

Co przy założeniu jednakowych wartości pulsacji jednostkowych dla obu zastosowanych makromodeli, czyli dla makromodelu wzmacniacza operacyjnego o integratorowej (WO1) oraz jednobiegunowej (WO2) postaci funkcji przejścia uprości warunek wzbudzenia do zależności:

$$D_{\beta 1} + D_{\beta 2} \approx 0 \quad (3.45)$$

Dlatego też, przy tak przyjętych założeniach, podobnie jak w poprzednich punktach pracy jeden z przetworników DAC_{β} podłączyć należy do wejścia odwracającego jednego z zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych natomiast drugi do wejścia nieodwracającego drugiego ze wzmacniaczy. Zatem, podobnie jak wcześniej, aby powstające oscylacje narastały w czasie do nieskończoności warunek wzbudzenia należy zapisać jako:

$$D_{\beta 1} + D_{\beta 2} > \frac{1}{A_{0b}} \quad (3.46)$$

Tak zaprojektowany oscylator wytworzy drgania jeśli dodatkowo wyrażenie pod pierwiastkiem w równaniu opisującym wartość pulsacji wytwarzanych oscylacji będzie spełniać poniższą nierówność:

$$A_{0b} \varpi_{P1b} \varpi_{Ta} (D_{\beta 1} D_{\beta 2} - D_{\alpha 1} D_{\alpha 1}) - \varpi_{P1b} \varpi_{Ta} D_{\beta 1} > 0 \Leftrightarrow A_{0b} (D_{\beta 1} D_{\beta 2} - D_{\alpha 1} D_{\alpha 1}) > D_{\beta 1} \quad (3.47)$$

Z poprzednich rozważań wiemy, że $D_{\alpha 1} D_{\alpha 2} < 0$ oraz $D_{\beta 1} D_{\beta 2} < 0$. Przyjmując dalej $D_{\beta 1} > 0$ powyższą nierówność zapisać możemy w postaci:

$$A_{0b} (|D_{\alpha 1} D_{\alpha 1}| - |D_{\beta 1} D_{\beta 2}|) > |D_{\beta 1}| \quad (3.48)$$

Wówczas wystarczającym warunkiem aby nierówność ta była spełniona jest podobnie jak w przypadku projektowania oscylatorów z punktów 3.1.1 oraz 3.1.2 zależność:

$$|D_{\alpha 1} D_{\alpha 1}| > |D_{\beta 1} D_{\beta 2}| \quad (3.49)$$

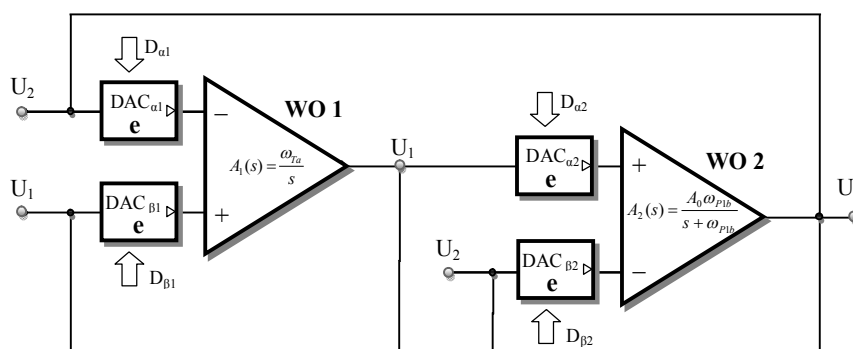
Zatem, przy jednoczesnym spełnieniu zależności (3.46) oraz (3.49) wartością pulsacji otrzymywanych oscylacji sterować możemy przez zmianę wartości współczynników przetworników DAC według zależności (3.42).

Wartość amplitudy w stanie ustalonym dla obu sygnałów wyjściowych opisują wówczas odpowiednio równania (3.50) oraz (3.51).

$$U_1 = U_2 \frac{D_{\alpha 1} \varpi_{Ta}}{\varpi_0 - D_{\beta 1} \varpi_{Ta}} \quad (3.50)$$

$$U_2 = U_1 \frac{D_{\alpha 2} A_0 \varpi_{P1b} \sqrt{\frac{1}{\varpi_0^2 + \varpi_{P1b}^2}}}{1 - D_{\beta 2} A_0 \varpi_{P1b} \sqrt{\frac{1}{\varpi_0^2 + \varpi_{P1b}^2}}} \quad (3.51)$$

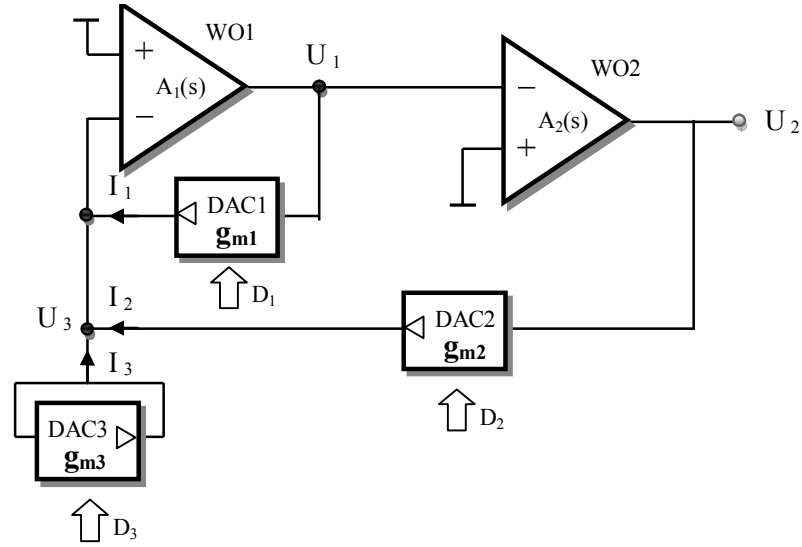
Na rysunku 3.5 przedstawiono przykładowy model oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo gdy zastosowane zostały modele wzmacniaczy operacyjnych o integratorowej (WO1) oraz jednobiegunowej (WO2) postaci funkcji przejścia, natomiast wyniki badań teoretycznych i symulacyjnych dla omawianego modelu zestawiono w punkcie 4.1.3.



Rys. 3.5. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o wzmacniacze operacyjne z integratorową oraz jednobiegunową funkcją przejścia oraz przetworniki DAC U/U

3.2. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany na bazie filtra pasmowego

Inną proponowaną klasą obwodów aktywnych oscylatorów harmoniczných sterowanych cyfrowo są układy zaprojektowane na bazie filtra pasmowego. Przykładowy model takiego oscylatora przedstawiono na rysunku 3.6. Wykorzystuje on w swojej budowie dwa wzmacniacze operacyjne WO1 i WO2 oraz trzy przetworniki z aktywnym wyjściem prądowym DAC U/I oznaczone symbolami DAC₁, DAC₂ oraz DAC₃. Funkcje przejścia dla zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych oznaczono natomiast jako A₁(s) i A₂(s).



Rys. 3.6. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany na bazie filtra pasmowego oparty o dwa wzmacniacze operacyjne oraz trzy przetworniki DAC U/I

Dla prezentowanego układu słuszne są, następujące zależności:

$$U_1 = -U_3 A_1(s) \quad U_2 = -U_1 A_2(s) = U_3 A_1(s) A_2(s) \quad (3.52)$$

Z pierwszego prawa Kirchhoffa wynika również:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (3.53)$$

gdzie:

$$I_1 = U_1 g_{m1} D_1 \quad I_2 = U_2 g_{m2} D_2 \quad I_3 = U_3 g_{m3} D_3 \quad (3.54)$$

Zatem wstawiając zależności (3.54) do równania (3.53) otrzymamy:

$$U_1 g_{m1} D_1 + U_2 g_{m2} D_2 + U_3 g_{m3} D_3 = 0 \quad (3.55)$$

Stąd po uwzględnieniu powyższych zależności wyprowadzone zostanie równanie charakterystyczne omawianego obwodu oscylatora w postaci ogólnej dane jako:

$$g_{m3} D_3 - A_1(s) g_{m1} D_1 + A_1(s) A_2(s) g_{m2} D_2 = 0 \quad (3.56)$$

Zakładając dalej przykładowo, że pierwszy z zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych WO1 charakteryzuje się integratorem funkcją przejścia, a drugi z nich jest układem integratora stratnego czyli o transmitancji rzędu pierwszego (inaczej o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia) należy przyjąć odpowiednio:

$$A_1(s) = \frac{\varpi_{Ta}}{s} \quad A_2(s) = \frac{A_{0b} \varpi_{P1b}}{s + \varpi_{P1b}} \quad (3.57)$$

Dokonując szeregu przekształceń algebraicznych otrzymamy równanie charakterystyczne projektowanego obwodu oscylatora w postaci operatorowej, które zapiszemy jako:

$$s^2 - s \left(\omega_{Ta} \frac{g_{m1} D_1}{g_{m3} D_3} - \varpi_{P1b} \right) + \omega_{Ta} \varpi_{P1b} \left(A_{0b} \frac{g_{m2} D_2}{g_{m3} D_3} - \frac{g_{m1} D_1}{g_{m3} D_3} \right) \quad (3.58)$$

Wynikają z niego bezpośrednio formuły określające warunek wzbudzenia oraz wartość pulsacji wytwarzanych drgań, dane odpowiednio:

$$\omega_{Ta} \frac{g_{m1} D_1}{g_{m3} D_3} - \varpi_{P1b} = 0 \quad (3.59)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{Ta} \varpi_{P1b} \left(A_{0b} \frac{g_{m2} D_2}{g_{m3} D_3} - \frac{g_{m1} D_1}{g_{m3} D_3} \right)} \quad (3.60)$$

Aby oscylatory wytworzył drgania wartość wyrażenia pod pierwiastkiem musi być większa od 0. Zatem należy rozwiązać nierówność relacji:

$$\omega_{Ta} \varpi_{P1b} \left(A_{0b} \frac{g_{m2} D_2}{g_{m3} D_3} - \frac{g_{m1} D_1}{g_{m3} D_3} \right) > 0 \quad (3.61)$$

gdzie, dla odpowiednio dużej wartości wzmocnienia A_{0b} wzmacniacza operacyjnego WO2 warunek powyższy zawsze będzie spełniony.

Wracając do równania opisującego warunek wzbudzenia wyprowadzony dla badanego obwodu oscylatora oraz zakładając wykorzystanie w procesie stabilizacji amplitudy właściwości nieliniowych zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych warunek ten można zapisać w postaci silniejszej, jak pokazano poniżej.

$$\omega_{Ta} \frac{g_{m1} D_1}{g_{m3} D_3} - \varpi_{P1b} > 0 \quad (3.62)$$

Dla odpowiednio dużej wartości pulsacji jednostkowej wzmacniacza operacyjnego WO1, która jest odpowiednio większa od pulsacji bieguna dominującego wzmacniacza operacyjnego WO2 warunek powyższy zawsze będzie spełniony. Zatem, w praktycznych

realizacjach układów oscylacyjnych pierwiastki równania charakterystycznego znajdują się w prawej półpłaszczyźnie płaszczyzny zespolonej s , natomiast amplituda sygnału wyjściowego narastać będzie wykładniczo, aż do momentu ustabilizowania się, czyli do momentu gdy zastosowane wzmacniacze operacyjne wejdą w stan nasycenia.

Z przeprowadzonych badań wynika, że w proponowanym obwodzie wartość amplitudy dla poszczególnych sygnałów $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ zależy od nieliniowości wzmacniacza operacyjnego WO2, która ma dominujące znaczenie w układzie. Amplituda sygnału wyjściowego $u_2(t)$ zależna powinna być zatem od odkształconego (obciętego) przebiegu zastosowanego nieliniowego ogranicznika jakim jest wzmacniacz operacyjny WO2 i powinna kształtować się na poziomie napięć zasilających wzmacniacza $U_2 = E$. Dzięki zastosowaniu przetwornika DAC₁ regulować możemy warunek wzbudzenia proponowanego układu. Regulacja ta wpływa również w dużej mierze na odkształcenia sygnału $u_2(t)$, gdzie wraz ze zmniejszaniem wartości sygnału cyfrowego D_1 zmniejszaniu ulegają odkształcenia sygnału $u_2(t)$, aż gdy dla odpowiednio małej wartości ustawionej na przetworniku DAC₁ sygnał $u_2(t)$ traktować można jako sinusoidalny sygnał harmoniczny mało odkształcony. Wadą takiego rozwiązania jest dłuższy czas stabilizacji układu, który rośnie wraz ze zmniejszaniem wartości przetwornika DAC₁, jednakże rozwiązanie to pozwala na wytworzenie oscylacji charakteryzujących się małymi odkształceniami o czym świadczy obliczana w kolejnym rozdziale wartość współczynnika odkształceń harmonicznych.

Biorąc zatem pod uwagę powyższe rozważania oraz zależności (3.52) do (3.54) formułę określającą wartość amplitudy dla sygnału wyjściowego $u_3(t)$ zapisać można odpowiednio jako:

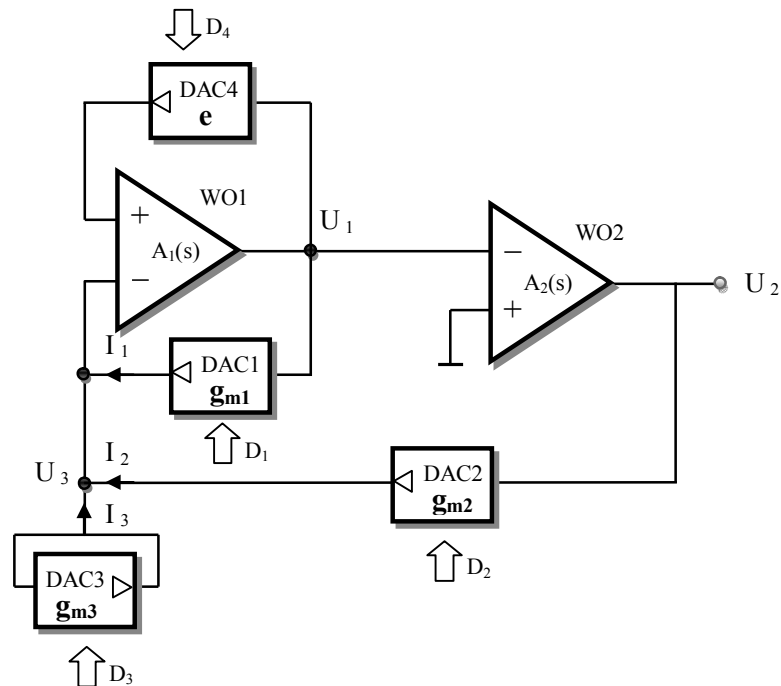
$$U_3 = U_2 \frac{g_{m2} D_2}{g_{m3} D_3} \quad (3.63)$$

Natomiast wartości amplitudy sygnału $u_1(t)$ w stanie ustalonym zmienia się według zależności:

$$U_1 = U_2 \frac{g_{m2} D_2}{g_{m3} D_3} \frac{\varpi_{Ta}}{\omega_0} \quad (3.64)$$

Dla tak zaprojektowanego obwodu wykonano badania analityczne oraz symulacyjne, które zestawiono w rozdziale 4.2 niniejszej pracy.

W oparciu o przedstawioną wyżej koncepcję sterowane cyfrowo aktywne oscylatory harmoniczne projektować można również stosując inne wzmacniacze operacyjnych, które szczegółowo omówiono w rozdziale 2.1. Dla badanego obwodu możliwe jest również zastosowanie, w dodatniej pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego WO1, dodatkowego przetwornika DAC U/U . Przetwornik ten wpłynie na dodatkową regulację warunkiem wzbudzenia badanego układu. Model taki przedstawiono na rysunku 3.7.



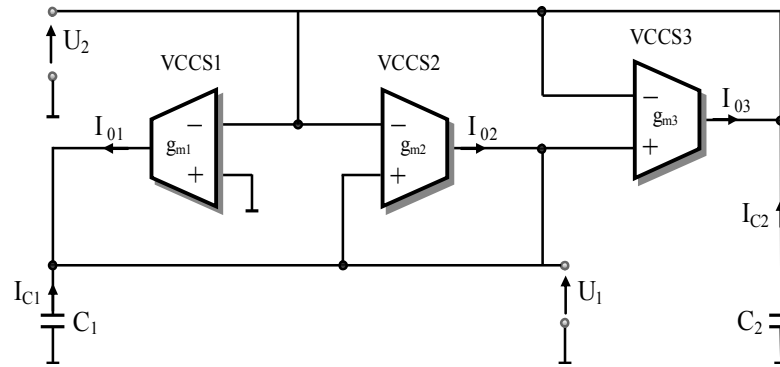
Rys. 3.7. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany na bazie filtra pasmowego z dodatkowym przetwornikiem DAC U/U

3.3. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o źródła prądowe sterowane napięciem (VCCS)

Kolejnym przykładem aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo może być proponowany w niniejszym punkcie pracy obwód składający się z trzech sterowanych źródeł prądowych oraz a) dwóch aktywnych pojemności jednostronnie uziemionych lub b) dwóch aktywnych indukcyjności jednostronnie uziemionych. Obwód wykorzystujący pojemności szczegółowo omówiony został w punkcie 3.3.1 natomiast obwód z indukcyjnościami uziemionymi zaprezentowano w punkcie 3.3.2 niniejszego podrozdziału.

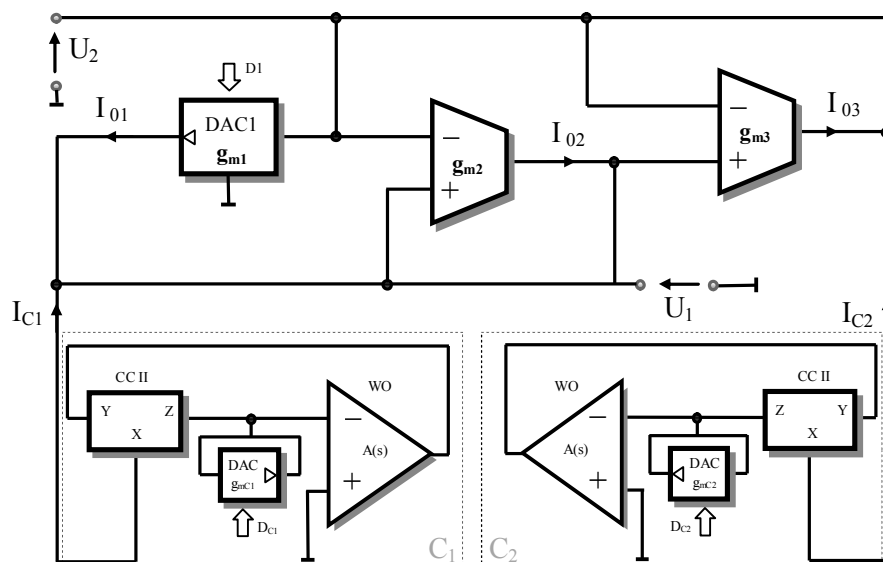
3.3.1. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo wykorzystujący w swojej budowie sterowane źródła prądowe oraz uziemione pojemności aktywne

Strukturę oscylatora harmonicznego omawianego w tej części tworzą trzy źródła prądowe sterowane napięciem oznaczone odpowiednio jako VCCS1, VCCS2, VCCS3 oraz dwie pojemności uziemione C_1 i C_2 . Jego schemat ideowy pokazano na rysunku 3.8.



Rys. 3.8. Oscylatora harmoniczny wykorzystujący trzy źródła prądowe sterowane napięciem oraz dwie pojemności jednostronnie uziemione

Wykorzystując zaproponowany w punkcie 2.2 model przetwornika cyfrowo-analogowego z aktywnym wyjściem prądowym DAC U/I oraz zaproponowany w punkcie 2.3.3 aktywny model sterowanej cyfrowo pojemności uziemionej obwód powyższy można w łatwy sposób zbudować z wykorzystaniem wyłącznie elementów aktywnych, którego parametry mogą być sterowane sygnałem cyfrowym (np. poprzez zmiany wag bitów przetwornika DAC₁). Koncepcję taką przedstawiono na rysunku 3.9. Syntezę liniową omawianego układu przeprowadzić można metodą macierzy admitancyjnej [44, 52-55], czyli rozdzielenia obwodu oscylatora na część rezystancyjno-aktywną oraz część reaktancyjną. W przypadku badanego układu część pierwszą, bezinercyjną stanowi zastosowany transkonduktancyjny przetworniki DAC₁ oraz występujące w obwodzie źródła prądowe sterowane napięciem VCCS2 i VCCS3. Drugą część (inercyjną) stanowią natomiast zamodelowane pojemności aktywne.



Rys. 3.9. Oscylator harmoniczny z dwoma źródłami prądowymi oraz dwoma pojemnościami uziemionymi sterowany sygnałem cyfrowym D1

W układzie tym prądy wyjściowe poszczególnych źródeł opisują zależności:

$$I_{01} = -g_{m1}D_1U_2 \quad I_{02} = g_{m2}(U_1 - U_2) \quad I_{03} = g_{m3}(U_1 - U_2) \quad (3.65)$$

Natomiast prądy wypływające z zamodelowanych pojemności aktywnych I_{C1} i I_{C2} równe są odpowiednio:

$$I_{C1} = -sC_1U_1 \quad I_{C2} = -sC_2U_2 \quad (3.66)$$

Dla powyższych danych admitancyjne równanie macierzowe opisujące część bezinercyjną proponowanego układu oscylatora wyraża formuła:

$$\begin{bmatrix} I_{C1} \\ I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{m2} & g_{m1}D_1 + g_{m2} \\ -g_{m3} & g_{m3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Z której wynika, równanie charakterystyczne badanego typu oscylatora w postaci operatorowej wyprowadzone jako:

$$s^2C_1C_2 + s(g_{m3}C_1 - g_{m2}C_{m2}) + D_1g_{m1}g_{m3} = 0 \quad (3.68)$$

Zatem, warunek wzbudzenia oraz wartość pulsacji wytwarzanych oscylacji równe będą odpowiednio:

$$\frac{g_{m2}}{g_{m3}} = \frac{C_1}{C_2} \quad (3.69)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{D_1g_{m1}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (3.70)$$

Wykorzystując formułę (2.15) powyższe równania zapiszemy jako:

$$\frac{g_{m2}}{g_{m3}} = \frac{g_{mC1}D_{C1}\varpi_{TC2}}{g_{mC2}D_{C2}\varpi_{TC1}} \quad (3.71)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{D_1g_{m1}g_{m3}\varpi_{TC1}\varpi_{TC2}}{D_{C1}D_{C2}g_{mC1}g_{mC2}}} \quad (3.72)$$

Przy założeniu jednakowych wartości modelowanych pojemności aktywnych C_1 i C_2 ($C=C_1=C_2$), czyli dla $g_{mC}=g_{mC1}=g_{mC2}$, $D_C=D_{C1}=D_{C2}$ oraz $\omega_{TC}=\omega_{TC1}=\omega_{TC2}$, aby pierwiastki równania charakterystycznego badanego obwodu znajdowały się w prawej półpłaszczyźnie płaszczyzny zespolonej s , zatem aby układ liniowy wytwarzał oscylacje narastające do nieskończoności, wartość transkonduktancji przejściowej g_{m2} musi być większa od wartości transkonduktancji przejściowej g_{m3} . W przeciwnym razie układ ten wytworzy drgania zanikające, co uniemożliwi wykorzystanie nieliniowości zastosowanych wzmacniaczy w procesie stabilizacji amplitudy wytwarzanych oscylacji. Biorąc powyższe pod uwagę, warunek wzbudzenia dla rzeczywistego obwodu badanego modelu oscylatora zapiszemy jako:

$$g_{m2} > g_{m3} \quad (3.73)$$

Przykładowe przebiegi dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ przy założeniu, że wzmacniacze operacyjne występujące w strukturach zamodelowanych pojemności aktywnych nie nasycają się przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.33 oraz 4.34, natomiast kształt oscylogramów po uwzględnieniu właściwości nieliniowych zaimplementowanych wzmacniaczy zamieszczono na rysunkach 4.35 oraz 4.36.

W przedstawianym obwodzie, dla założeń przyjętych wyżej, dominujące znaczenie ma nieliniowość wzmacniacza operacyjnego występującego w strukturze pojemności C_1 i od niej głównie zależy wartość amplitudy w stanie ustalonym dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$. Kształtuje ona amplitudę sygnału $u_1(t)$ na poziomie napięć zasilających wzmacniacza operacyjnego, czyli $U_1 = E$. Poprzez odpowiednią zmianę wartości transkonduktancji g_{m2} oraz g_{m3} możliwa jest regulacja warunku wzbudzenia, od którego zależą odkształcenia sygnału wyjściowego $u_1(t)$. Dla odpowiednio niedużej różnicy pomiędzy wartościami transkonduktancji g_{m2} oraz g_{m3} oraz przy zachowaniu warunku (3.73) sygnał ten traktowany może być jako harmoniczny sygnał sinusoidalny mało odkształcony. Biorąc pod uwagę powyższe oraz zależności (3.65) – (3.67) formułę określającą wartość amplitudy wytwarzanych drgań harmonicznych dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ zapisać możemy jako:

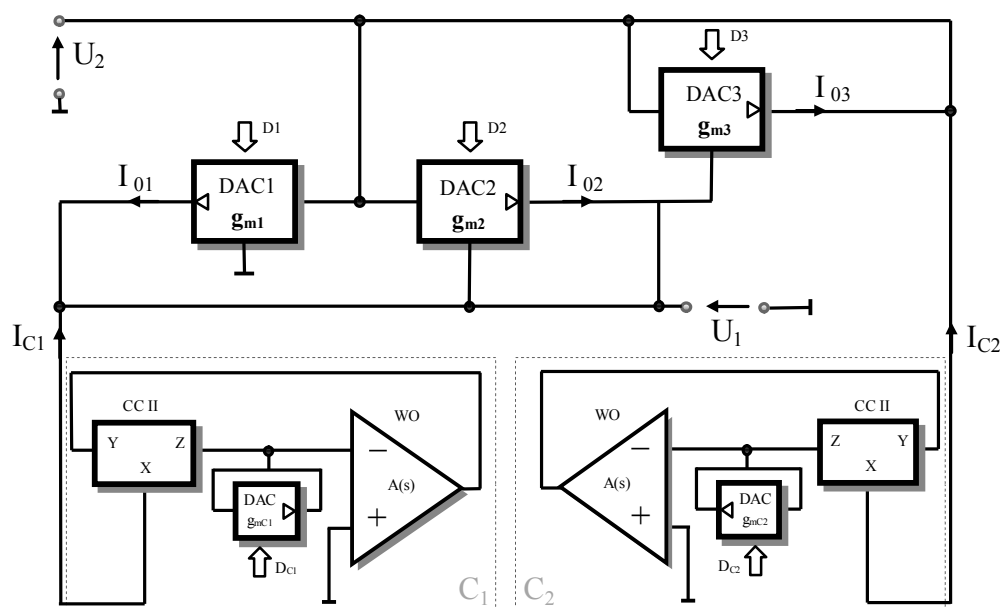
$$U_2 = U_1 \sqrt{\frac{g_{m2}^2 + \omega_0^2 C^2}{(g_{m1} D_1 + g_2)^2}} \quad (3.74)$$

Formuła powyższa jest równoważna równaniu o postaci:

$$U_2 = U_1 \sqrt{\frac{g_{m2}^2 + \omega_0^2 \left(\frac{g_{mC} D_C}{\omega_{TC}} \right)^2}{(g_{m1} D_1 + g_2)^2}} \quad (3.75)$$

W badanym obwodzie dzięki zastosowaniu przetworników DAC w modelach symulujących aktywne pojemności uziemione C_1 oraz C_2 , istnieje możliwość sterowania ich wartościami, a dzięki temu również uzyskuje się dodatkową możliwość sterowania parametrami wytwarzanych przez oscylator drgań. Wyniki badań pokazujące zależności częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych drgań od zasymulowanych wartości pojemności przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.38 i 4.39.

Przedstawianą wyżej koncepcję projektowania sterowanego cyfrowo aktywnego oscylatora harmonicznego ze źródłami prądowymi oraz pojemnościami uziemionymi rozszerzyć można przez zamianę większej ilości zastosowanych źródeł prądowych na przetworniki DAC U/I. Dzięki temu w proponowanym obwodzie uzyskać można niezależne sterowanie warunkiem wzbudzenia oraz wartością pulsacji wytwarzanych oscylacji. Omawiany model przedstawia rysunek 3.10.

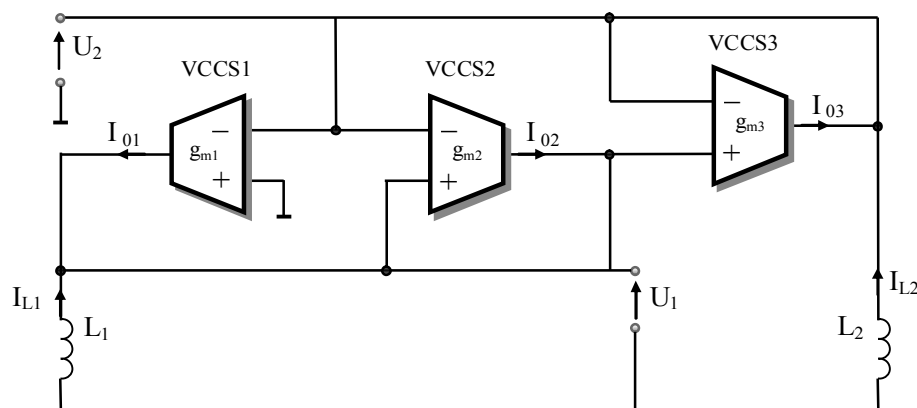


Rys. 3.10. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o modele aktywnych pojemności uziemionych sterowany trzema przetwornikami DAC U/I

3.3.2. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo wykorzystujący w swojej budowie sterowane źródła prądowe oraz uziemione indukcyjności aktywne

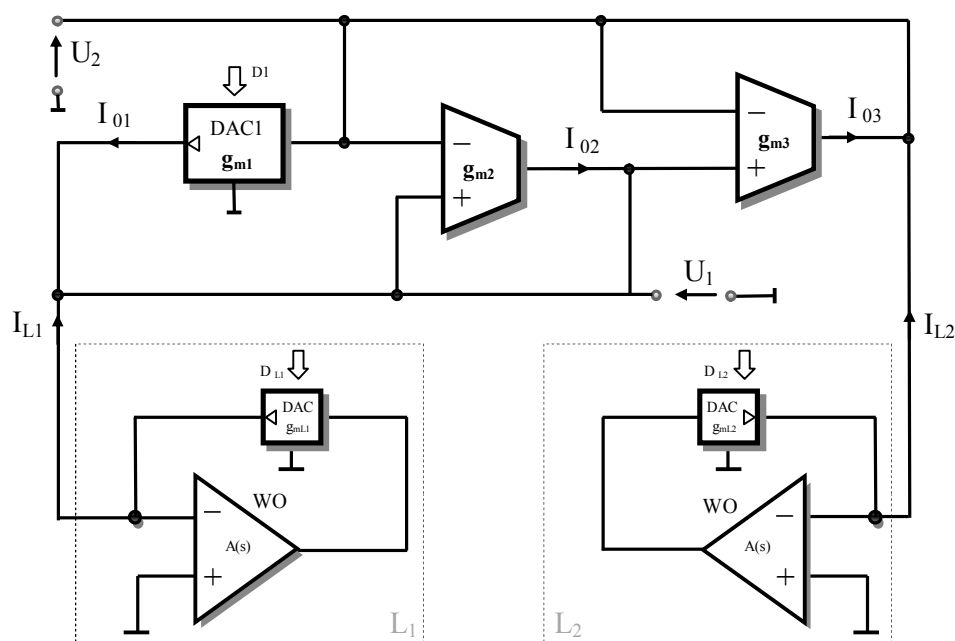
W obwodach elektronicznych wykorzystujących elementy biernie prostszymi do zaimplementowania są elementy pojemnościowe niż elementy indukcyjne. Dlatego też w przypadku projektowania obwodu oscylatora z punktu 3.3.1 wykorzystane zostały uziemione pojemności. Jednakże projektując obwody z wykorzystaniem wyłącznie elementów aktywnych okazuje się, że prościej jest zasymulować aktywną indukcyjność niż aktywną pojemność (wynika to przede wszystkim ze złożoności opracowanych w rozdziale 2.3 modeli dwójników aktywnych). Z tego, też względu w niniejszym punkcie zaprojektowano obwód aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo

opartego o sterowane źródła prądowe oraz modele aktywnych indukcyjności uziemionych. Obwód ten składa się podobnie jak oscylator z poprzedniego podpunktu pracy z trzech źródeł prądowych sterowanych napięciem, oznaczonych odpowiednio jako VCCS1, VCCS2, VCCS3, natomiast w miejsca pojemności C_1 oraz C_2 zaimplementowane zostały modele aktywnych indukcyjności uziemionych L_1 oraz L_2 . Schemat ideowy takiego oscylatora pokazano na rysunku 3.11.



Rys. 3.11. Oscylatora harmoniczny wykorzystujący trzy źródła prądowe sterowane napięciem oraz dwie indukcyjności jednostronnie uziemione

Dzięki zastosowaniu przygotowanych wcześniej modeli przetworników DAC U/I oraz aktywnej indukcyjności uziemionej, powyższy obwód można być zrealizowany przy wykorzystaniu wyłącznie elementów aktywnych w sposób, jak pokazano na rysunku 3.12.



Rys. 3.12. Oscylator harmoniczny z dwoma źródłami prądowymi oraz dwoma indukcyjnościami uziemionymi sterowany sygnałem cyfrowym D1

W układzie tym podobnie jak dla obwodu z rysunku 3.9 prądy wyjściowe poszczególnych źródeł opisują zależności:

$$I_{01} = -g_{m1}D_1U_1 \quad I_{02} = g_{m2}(U_1 - U_2) \quad I_{03} = g_{m3}(U_1 - U_2) \quad (3.76)$$

Natomiast prądy wypływające z zamodelowanych indukcyjności aktywnych I_{L1} i I_{L2} równe są odpowiednio:

$$I_{L1} = \frac{U_1}{sL_1} \quad I_{L2} = \frac{U_2}{sL_2} \quad (3.77)$$

Admitancyjne równanie macierzowe opisujące część bezinercyjną proponowanego układu oscylatora opisuje zatem formuła:

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{m2} & g_{m1}D_1 + g_{m2} \\ -g_{m3} & g_{m3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

Z zależności tej wynika równanie charakterystyczne badanego obwodu oscylatora w postaci operatorowej, które wyprowadzone zostało jako:

$$s^2 L_1 L_2 D_1 g_{m1} g_{m3} + s(g_{m2} L_1 - g_{m3} L_2) + 1 = 0 \quad (3.79)$$

Skąd, warunek wzbudzenia oraz wartość pulsacji wytwarzanych oscylacji zapisać można odpowiednio:

$$\frac{g_{m2}}{g_{m3}} = \frac{L_2}{L_1} \quad (3.80)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1 L_2 D_1 g_{m1} g_{m3}}} \quad (3.81)$$

Uwzględniając zależność (2.14) równania powyższe przyjmą postać:

$$\frac{g_{m2}}{g_{m3}} = \frac{\varpi_{TL1} g_{mL1} D_{L1}}{\varpi_{TL2} g_{mL2} D_{L2}} \quad (3.82)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\varpi_{TL1} g_{mL1} D_{L1} \varpi_{TL2} g_{mL2} D_{L2}}{D_1 g_{m1} g_{m3}}} \quad (3.83)$$

W celu uproszczenia warunku wzbudzenia wartości indukcyjności L_1 oraz L_2 można przyjąć jako równe $L=L_1=L_2$, zatem równe będą $g_{mL}=g_{mL1}=g_{mL2}$, $D_L=D_{L1}=D_{L2}$ oraz $\omega_{TL}=\omega_{TL1}=\omega_{TL2}$. Wówczas, aby pierwiastki powyższego równania znajdowały się w prawej półpłaszczyźnie płaszczyzny zespolonej s , wartość transkonduktancji

przejściowej g_{m2} musi być większa od wartości transkonduktancji przejściowej g_{m3} . W przeciwnym razie obwód wytworzyłby drgania zanikające do zera. Biorąc powyższe pod uwagę, warunek wzbudzenia dla rzeczywistego obwodu badanego modelu oscylatora zapisać można podobnie jak dla obwodu z punktu 3.3.1 jako:

$$g_{m2} > g_{m3} \quad (3.84)$$

Dla odpowiednio niedużej różnicy pomiędzy wartościami transkonduktancji g_{m2} oraz g_{m3} oraz przy zachowaniu warunku wzbudzenia wytworzony sygnał traktowany może być jako harmonicznym sygnał sinusoidalny mało odkształcony. Dla przyjętych założeń dominujące znaczenie w badanym układzie ma nieliniowość wzmacniacza operacyjnego wykorzystanego w strukturze modelu aktywnej indukcyjności uziemionej L_1 . Biorąc powyższe pod uwagę zależność opisującą wartość amplitudy w stanie ustalonym dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ wyznaczać można według formuły:

$$U_1 = E \frac{\varpi_0}{\varpi_T} \quad (3.85)$$

Uwzględniając zależności (3.76) – (3.78) oraz przyjmując $L=L_1=L_2$ wyprowadzić można równanie określające wartość amplitudy w stanie ustalonym wytwarzanych drgań harmonicznym dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$, dane jako:

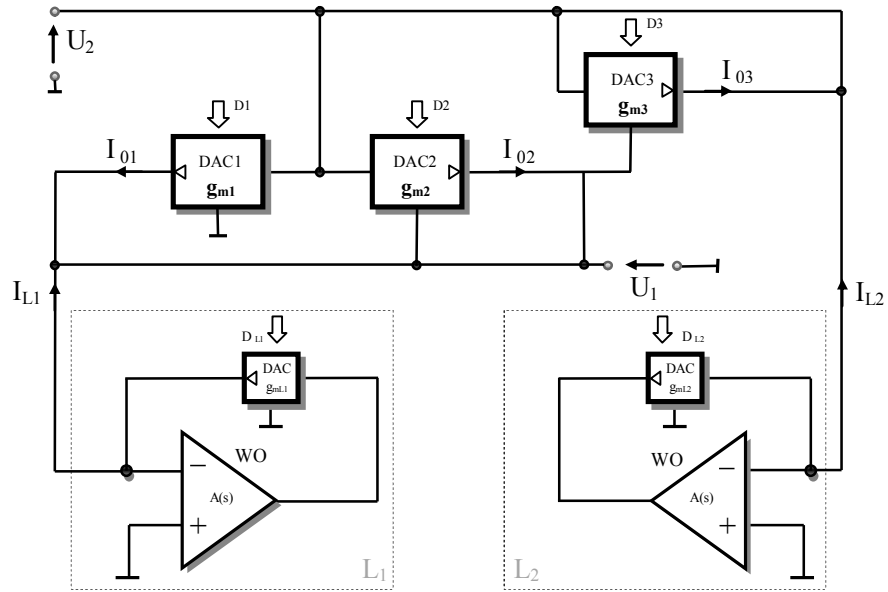
$$U_2 = U_1 \sqrt{\frac{g_{m2}^2 + \frac{1}{\varpi_0^2 L^2}}{(g_{m1} D_1 + g_{m2})^2}} \quad (3.86)$$

które, zapisać je można również w postaci:

$$U_2 = U_1 \sqrt{\frac{g_{m2}^2 + \frac{\varpi_{TL}^2 g_{mL}^2 D_L^2}{\varpi_0^2}}{(g_{m1} D_1 + g_{m2})^2}} \quad (3.87)$$

Dodatkowe możliwości strojenia parametrów omawianego obwodu uzyskać można przez sterowanie wartością zaimplementowanych indukcyjności aktywnych L_1 oraz L_2 , spełniając przy tym odpowiednie założenia dla warunku wzbudzenia. Wyniki badań przedstawiających zależności częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych oscylacji od wartości zasymulowanych indukcyjności aktywnych przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.45 i 4.46.

Omawiana w niniejszym punkcie koncepcja rozszerzona może być o dodatkowe przetworniki transkonduktancyjne zaimplementowane w miejsce źródeł sterowanych, co podobnie jak dla obwodu oscylatora z poprzedniego punktu pracy daje większe możliwości sterowania układem. Przykładowy model oscylatora rozszerzony o dodatkowe przetworniki DAC U/I przedstawiono na rysunku 3.13.



Rys. 3.13. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o modele aktywnych indukcyjności uziemionych sterowany trzema przetwornikami DAC U/I

3.4. Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o aktywne modele biernych elementów elektronicznych G, L, C

Ostatnim z proponowanych w pracy przykładów aktywnych oscylatorów harmoniczných sterowanych cyfrowo są obwody, które realizować można jako symulatory niestabilnych, sterowanych cyfrowo dwójników aktywnych. Klasycznym przykładem obwodu oscylatora harmonicznego wykorzystującego elementy dwójnikowe GLC jest przedstawiany na rysunku 3.14 równoległy obwód rezonansowy z dołączoną dodatkową aktywną konduktancją uziemioną $-G_2$. Konduktancja ta kompensuje straty energii rozpraszane w części dysypatywnej obwodu, reprezentowanej przez konduktancję G_1 . Konduktancja $-G_2$ powinna być obwodem aktywnym sterowanym sygnałem napięciowym. Zatem, może być zrealizowana przy wykorzystaniu źródła prądowego sterowanego napięciem o transkonduktancji $-g_{mG2}$. Oscylator taki opisuje operatorowe równanie charakterystyczne w postaci:

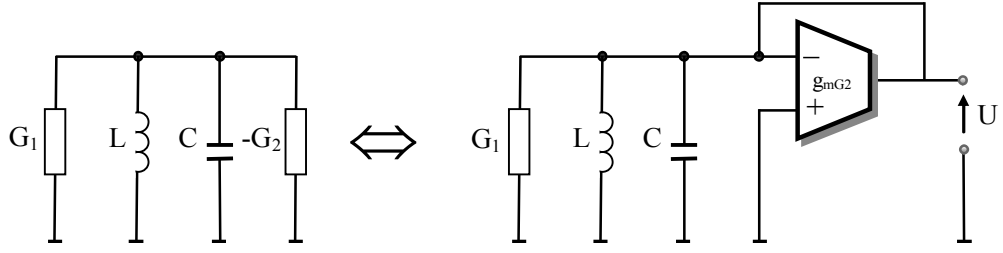
$$s^2 LC + sL(G_1 - g_{mG2}) + 1 = 0 \quad (3.88)$$

Warunek wzbudzenia oraz wartość pulsacji wytwarzanych drgań dla omawianego obwodu oscylatora będą równe odpowiednio:

$$G_1 = g_{mG2} \quad (3.89)$$

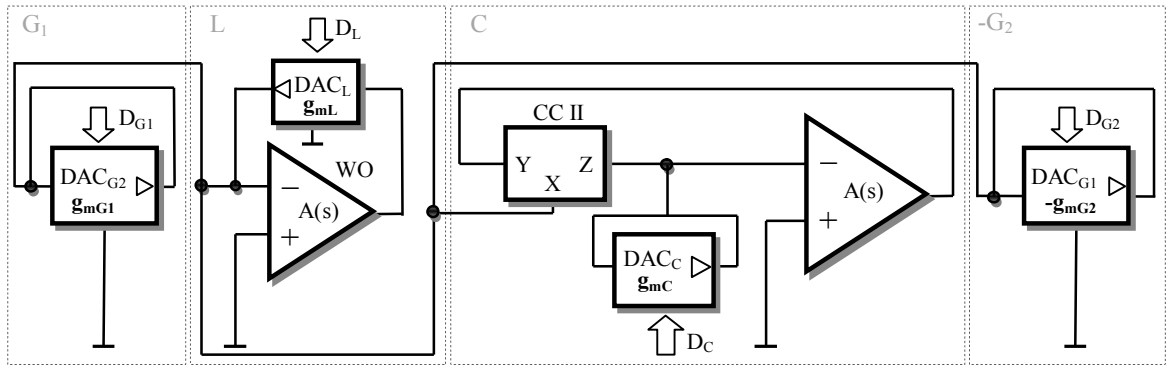
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.90)$$

Natomiast jego schemat ideowy przedstawia rysunek 3.14.



Rys. 3.14. Równoległy obwód rezonansowy z ujemną konduktancją uziemioną jako model oscylatora harmonicznego

Implementując w miejsce elementów biernych odpowiadające im modele aktywne przygotowane w rozdziale drugim niniejszej pracy oraz dodatkowo zastępując wykorzystane źródło prądowe sterowane napięciem przetwornikiem cyfrowo-analogowym DAC U/I otrzymamy obwód aktywnego oscylatora harmonicznego, którego parametry mogą być strojone sygnałem cyfrowym. Model taki zaprezentowano na rysunku 3.15.



Rys. 3.15. Równoległy obwód rezonansowy z konduktancją uziemioną jako model aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo

Równanie operatorowe dla powyższego obwodu zapisać możemy jako:

$$s^2 \frac{g_{mC} D_C}{\varpi_{TL} \varpi_{TC} g_{mL} D_L} + s \frac{g_{mG1} D_{G1} - g_{mG2} D_{G2}}{\varpi_{TL} g_{mL} D_L} + 1 = 0 \quad (3.91)$$

Stąd warunek wzbudzenia dla rzeczywistego obwodu oscylatora (pierwiastki powyższego równania charakterystycznego znajdują się w prawej półpłaszczyźnie płaszczyzny zespolonej s), zapisać należy w postaci:

$$g_{mG1} D_{G1} > g_{mG2} D_{G2} \quad (3.92)$$

Natomiast wartość pulsacji wytwarzanych oscylacji określa formuła:

$$\varpi_0 = \sqrt{\frac{\varpi_{TL} \varpi_{TC} g_{mL} D_L}{g_{mC} D_C}} \quad (3.93)$$

Zakładając dalej $\omega_{TL}=\omega_{TC}=\omega_T$ powyższe równanie zapiszemy jako:

$$\varpi_0 = \varpi_T \sqrt{\frac{g_{mL} D_L}{g_{mC} D_C}} \quad (3.94)$$

Ponieważ wyrażenie pod pierwiastkiem w powyższej zależności zawsze będzie większe od zera, zatem w układzie liniowym do wytworzenia oscylacji narastających wystarczające jest spełnienie warunku wzbudzenia danego równaniem (3.92). Aby omawiany oscylator wytwarzał drgania o stabilnej amplitudzie należy w układzie zaimplementować przygotowane nieliniowe modele wzmacniaczy operacyjnych. Dla projektowanego obwodu dominujące znaczenie ma nieliniowość wzmacniacza operacyjnego występującego w strukturze modelu aktywnej indukcyjności uziemionej L. Zatem, zależność opisującą wartość amplitudy w stanie ustalonym dla sygnału wyjściowego $u(t)$ wyznaczać można według formuły:

$$U = E \frac{\varpi_0}{\varpi_T} \quad (3.95)$$

Poszczególne parametry proponowanego w niniejszym punkcie pracy obwodu oscylatora sterowane mogą być przy wykorzystaniu wszystkich zaimplementowanych przetworników DAC. Pamiętać należy jedynie o zachowaniu wyprowadzonego warunku wzbudzenia układu.

4. Badania aktywnych oscylatorów harmonicznych sterowanych cyfrowo

W celu weryfikacji przedstawianych w rozdziale trzecim koncepcji projektowania obwodów sterowanych cyfrowo aktywnych oscylatorów harmonicznych przeprowadzone zostały badania analityczne oraz symulacyjne. Badania symulacyjne wykonano w programie PSpice, a następnie porównano je z wynikami uzyskanymi w drodze obliczeń teoretycznych. W rozdziale niniejszym, kolejno zaprezentowano wyniki badań dla oscylatorów zaprojektowanych w punktach 3.1 (oscylatory oparte o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U), 3.2 (oscylatory zaprojektowane na bazie filtra pasmowego), 3.3 (oscylatory oparte o źródła prądowe sterowane napięciem) oraz 3.4 (oscylatory zaprojektowane w oparciu o aktywne modele biernych elementów elektronicznych). Dla wszystkich badanych w niniejszej pracy obwodów warunek początkowy zakładano na poziomie 0,5V. Wykonane badania pozwoliły na określenie możliwych do uzyskania zakresów zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji oraz odpowiadających im zakresów zmian wartości amplitudy. Dla poszczególnych obwodów sprawdzano również wartość współczynnika zniekształceń nieliniowych THD, który służy do oceny poziomu zniekształceń wytwarzanych drgań harmonicznych. Współczynnik ten opisuje formuła [48]:

$$THD \text{ [%]} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_{hn}^2}}{A_{h1}} \cdot 100 \quad (4.1)$$

gdzie: A_{h1} – wartość skuteczna (lub amplituda) napięcia podstawowej harmonicznej
 A_{hn} – wartość skuteczna (lub amplituda) napięcia n -tej harmonicznej

Uzyskiwane wyniki podczas badań współczynnika THD dla wszystkich prezentowanych w niniejszym rozdziale obwodów kształtują się na poziomie poniżej 1%. Oznacza to, że generowany sygnał wyjściowy traktowany może być jako harmoniczny sygnał sinusoidalny mało odkształcony, co wpływa na szerokie możliwości potencjalnych zastosowań badanych układów.

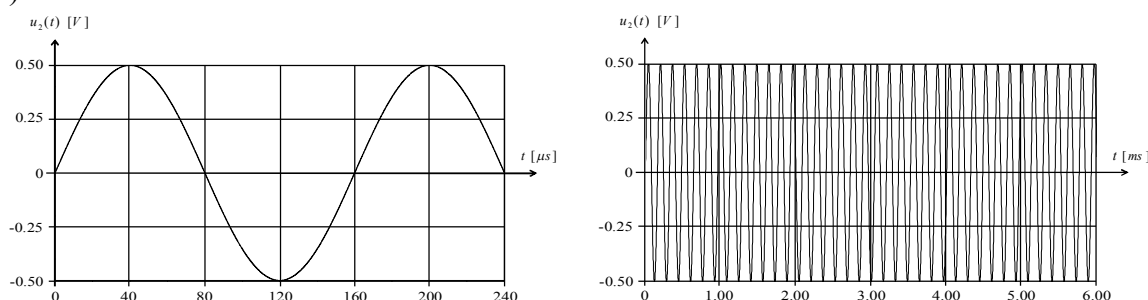
4.1. Badanie oscylatorów harmonicznych sterowanych cyfrowo opartych o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U

W punkcie tym przedstawione są wyniki badań uzyskane dla obwodów oscylatorów zaprojektowanych z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych oraz przetworników DAC U/U. Omówiono kolejno układy w strukturach, których zaimplementowane zostały: a) dwa jednakowe makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową funkcją przejścia, b) dwa jednakowe makromodele wzmacniaczy operacyjnych o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia, c) makromodel wzmacniacza operacyjnego z integratorową (WO1) oraz z jednobiegunową (WO2) postacią funkcji przejścia.

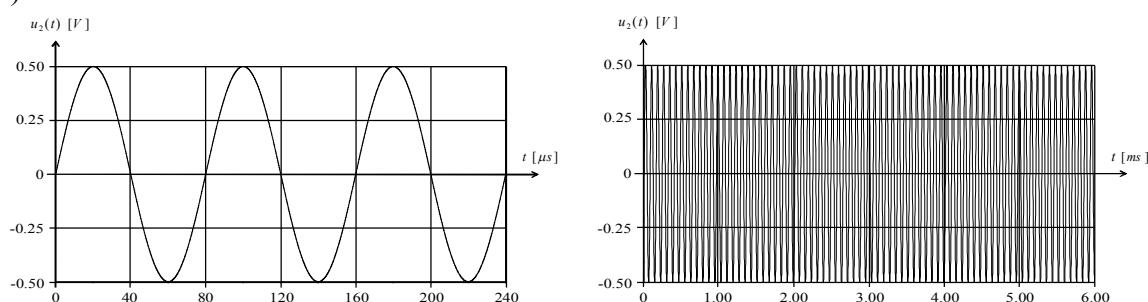
4.1.1. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z integratorową funkcją przejścia

Aby obwody oscylatorów zaproponowane w punkcie 3.1.1 wytwarzały drgania harmoniczne spełnić należy określony warunek wzbudzenia. W przypadku modelu liniowego warunek ten opisany jest zależnością (3.16), gdzie zakłada się jednakowe co do modułu wartości ustawień wag bitów dla przetworników oznaczonych symbolami $DAC_{\beta 1}$ oraz $DAC_{\beta 2}$. Wartości poszczególnych elementów w wykorzystywanych modelach WO przyjęto dokładnie tak, jak opisano w punkcie 2.1.1.

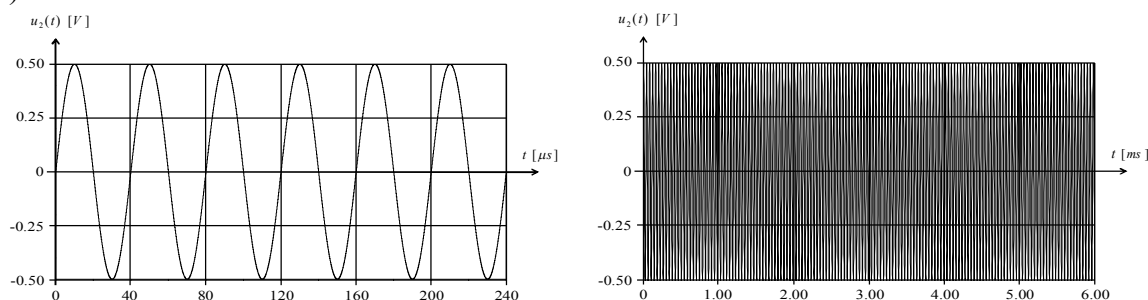
a)



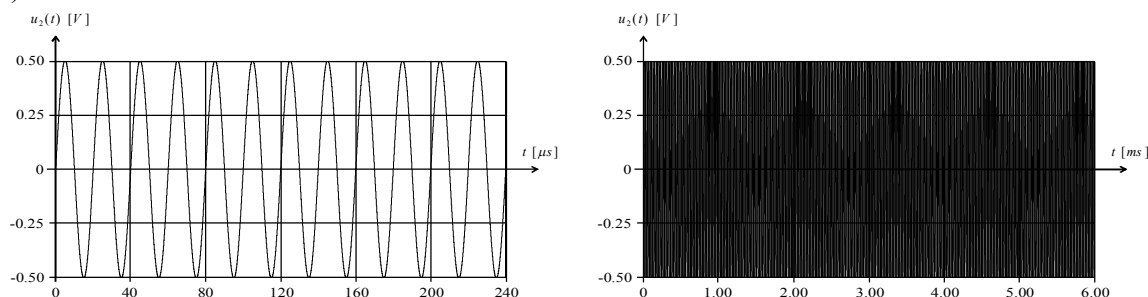
b)



c)

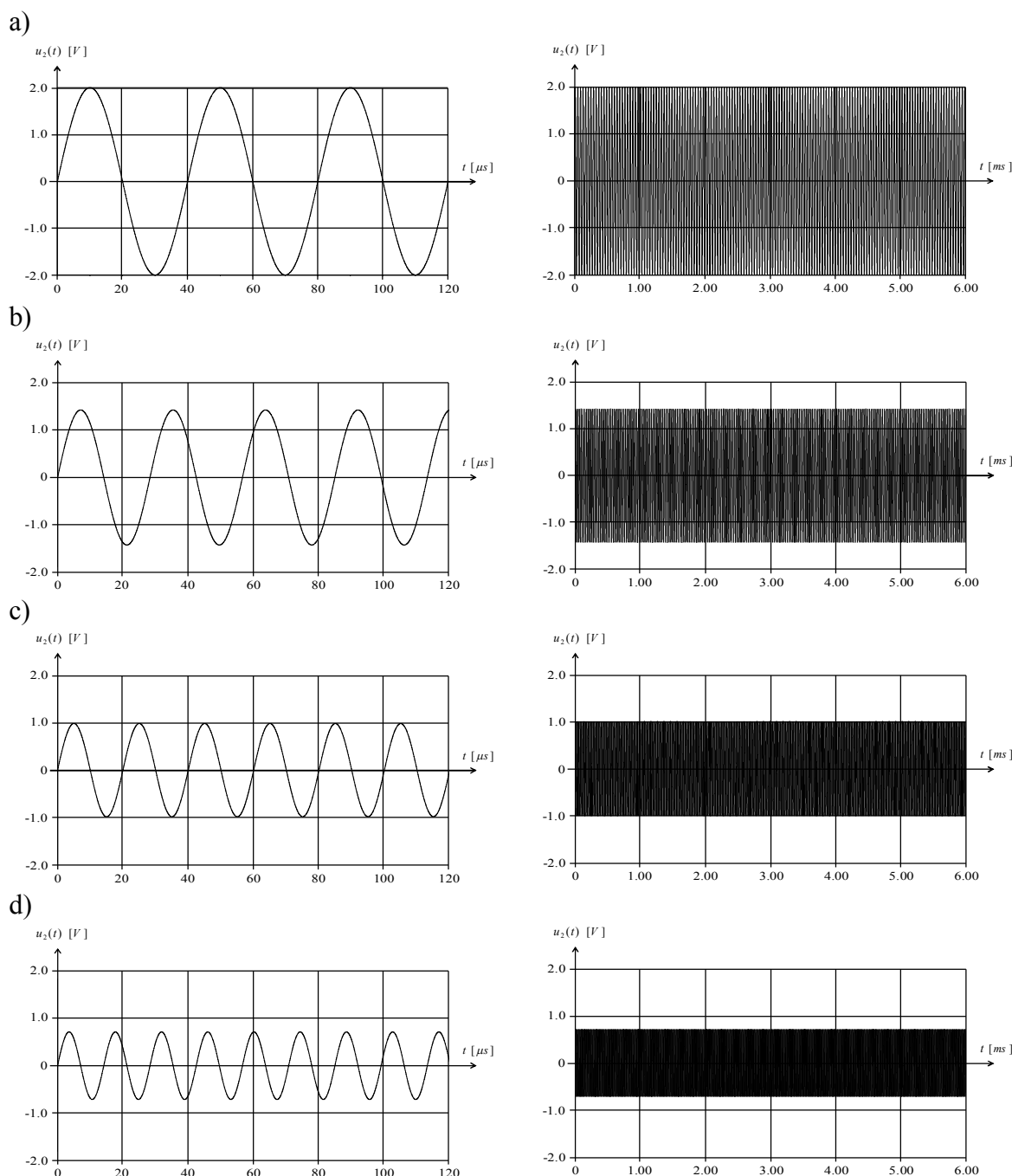


d)

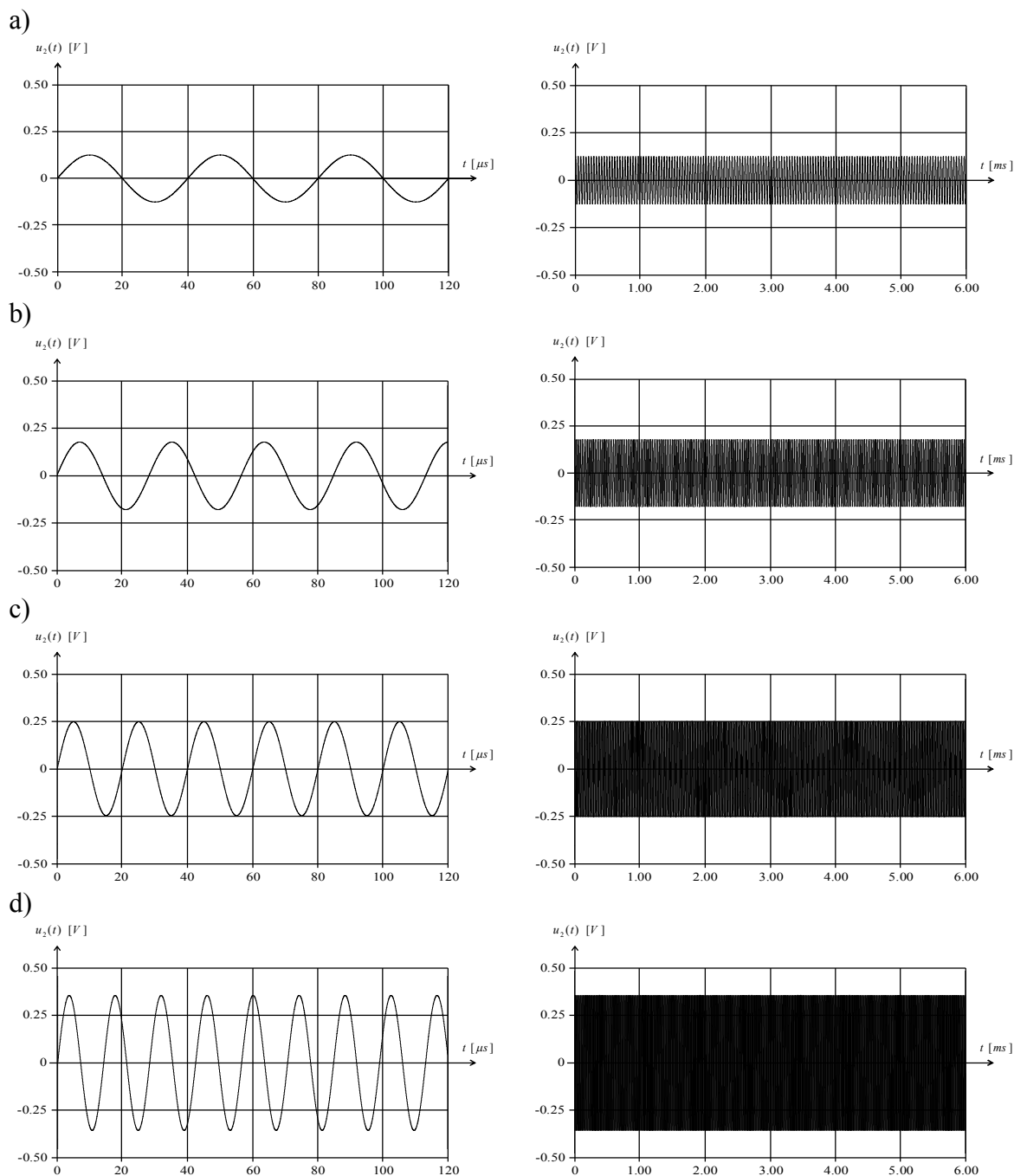


Rys. 4.1. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikami DAC_{a1} oraz DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO oraz przy założeniu równych wartości $D_{a1}=D_{a2}$ odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Powyższe, przykładowe oscylogramy uzyskano, gdy w procesie sterowania parametrami oscylatora równocześnie użyto obu przetworników DAC_α oraz przy założeniu jednakowych ustawień wag bitów obu przetworników DAC_β , ustawionych w tym przypadku jako 0000. Podobne wyniki uzyskać można sterując tylko jednym z przetworników DAC_α , podczas gdy drugi z nich zostaje z układu odłączony. Na rysunkach 4.2 oraz 4.3 przedstawiono kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ podczas gdy do sterowania parametrami badanego obwodu oscylatora wykorzystywany był tylko przetwornik $DAC_{\alpha 1}$ (Rys. 4.2) lub tylko przetwornik $DAC_{\alpha 2}$ (Rys. 4.3). Wagi bitów przetworników DAC_β ustawiono jak wcześniej.



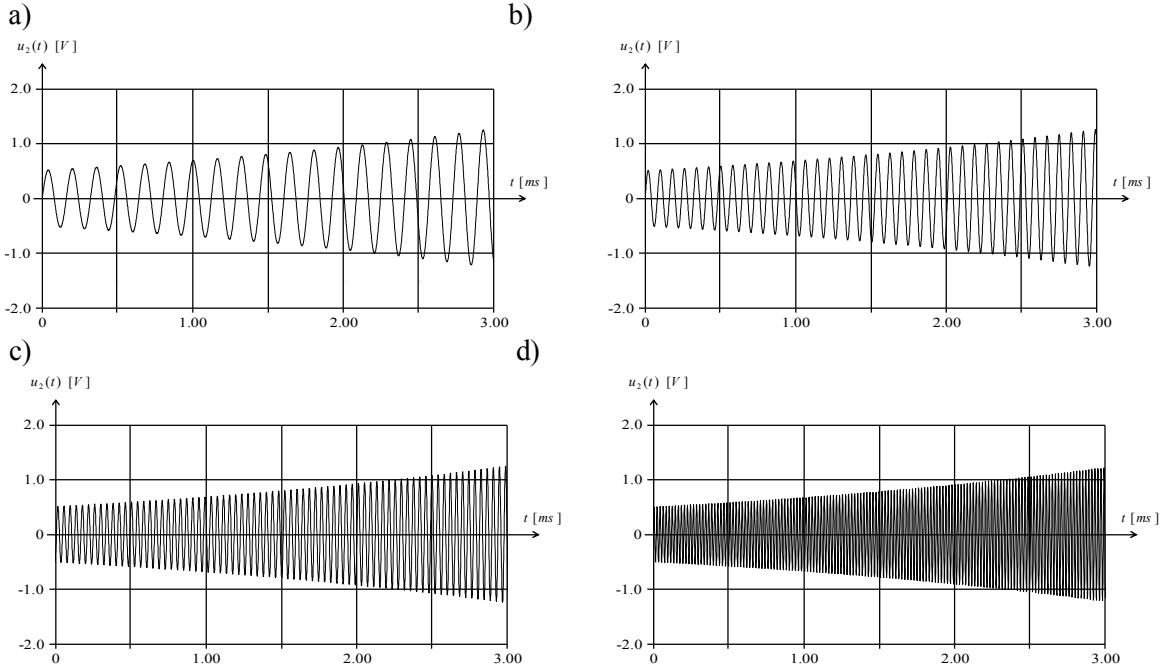
Rys. 4.2. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem $DAC_{\alpha 1}$ dla zastosowanych integratorowych modeli WO oraz dla wartości $D_{\alpha 1}$ równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



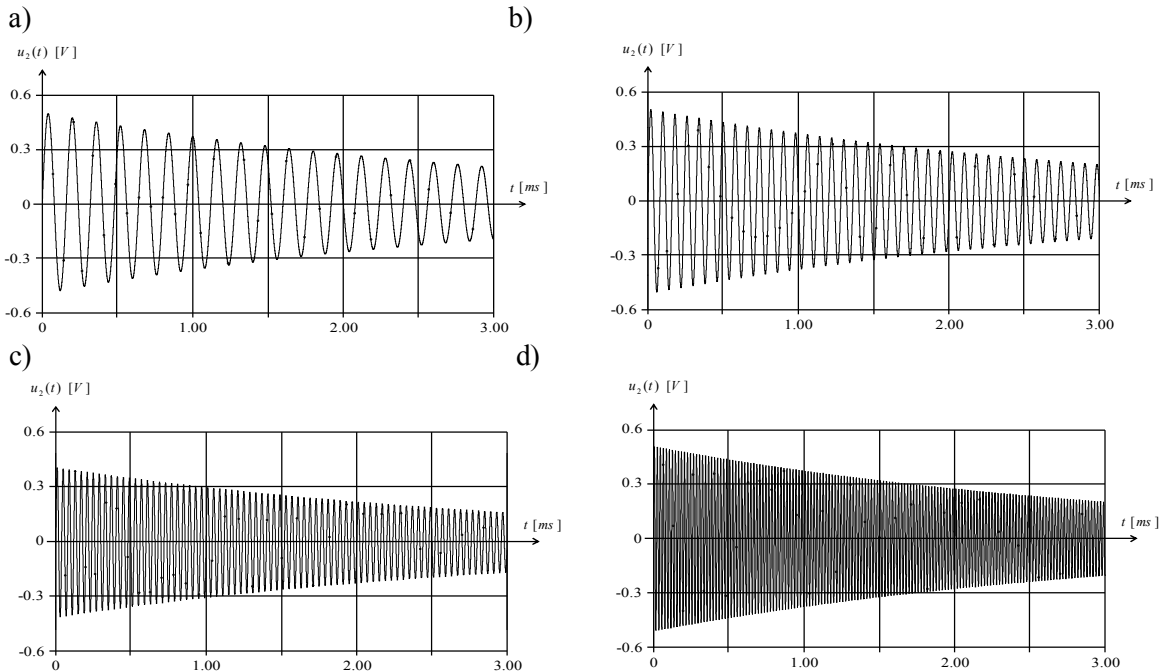
Rys. 4.3. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO oraz dla wartości D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Jak widać w omawianym idealnym przypadku dla obwodu liniowego możliwe jest dokładne spełnienie warunku wzbudzenia, skutkuje to wytworzeniem przez oscylator przebiegów o stabilnej wartości amplitudy. Potwierdzają to zaprezentowane na powyższych rysunkach oscylogramy. Ponieważ jednak w praktycznych realizacjach badanych układów dokładne spełnienie warunku wzbudzenia byłoby niezwykle trudne, dlatego też w celu stabilizacji amplitudy wykorzystywać należy właściwości nieliniowe występujących w badanych strukturach wzmacniaczy operacyjnych. Wówczas warunek generacji drgań opisywać będzie zależność (3.18), według której wartość modułu współczynnika cyfrowego sygnału sterującego $D_{\beta 1}$ powinna być większa od wartości ustawionej na przetworniku $D_{\beta 2}$, a wytwarzane w układzie liniowym oscylacje (przy tak

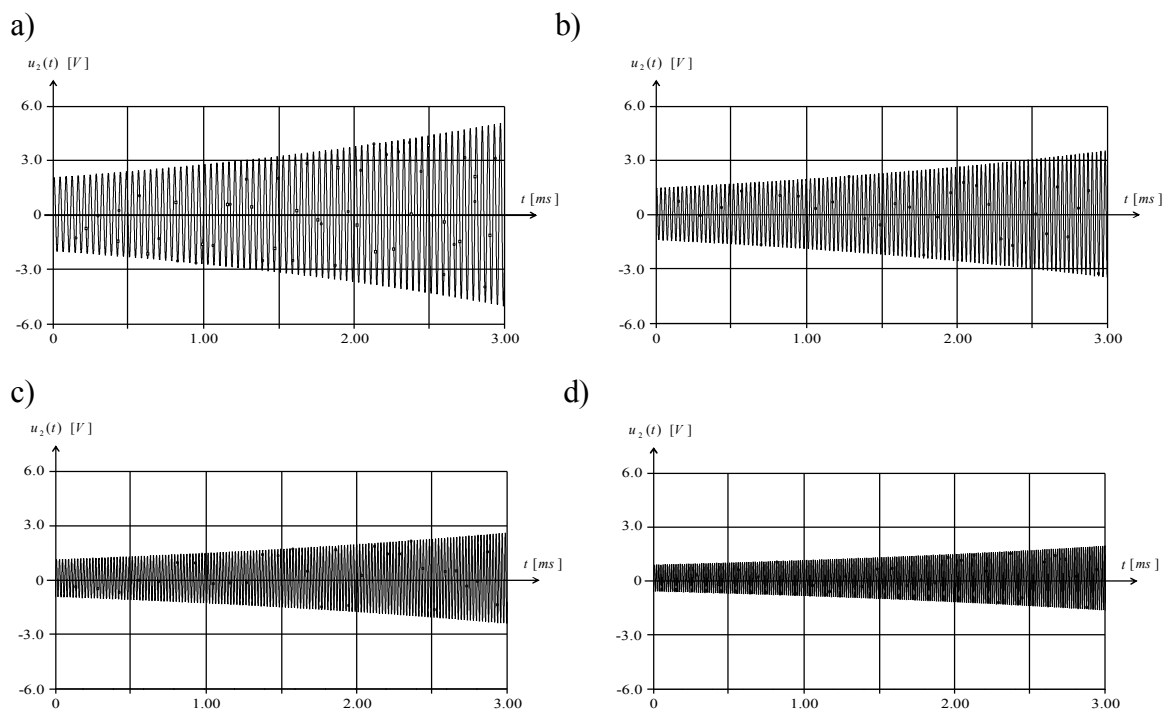
przyjętym warunku wzbudzenia) powinny narastać wykładniczo do nieskończoności. W przeciwnym razie układ wytworzyłby drgania zanikające w czasie do zera, jak pokazano na rysunkach 4.5, 4.7 oraz 4.9. Dodatkowo, biorąc pod uwagę opisane w punkcie 3.1.1 właściwości dotyczące amplitudy generowanych przebiegów, w badanym obwodzie oscylatora zwiększono rozdzielczości wykorzystywanych przetworników DAC_{β} do 10 bitów. Dla tak przyjętych założeń, odpowiednie przebiegi wyjściowe kształtować będą się jak pokazano na rysunkach 4.4 – 4.10.



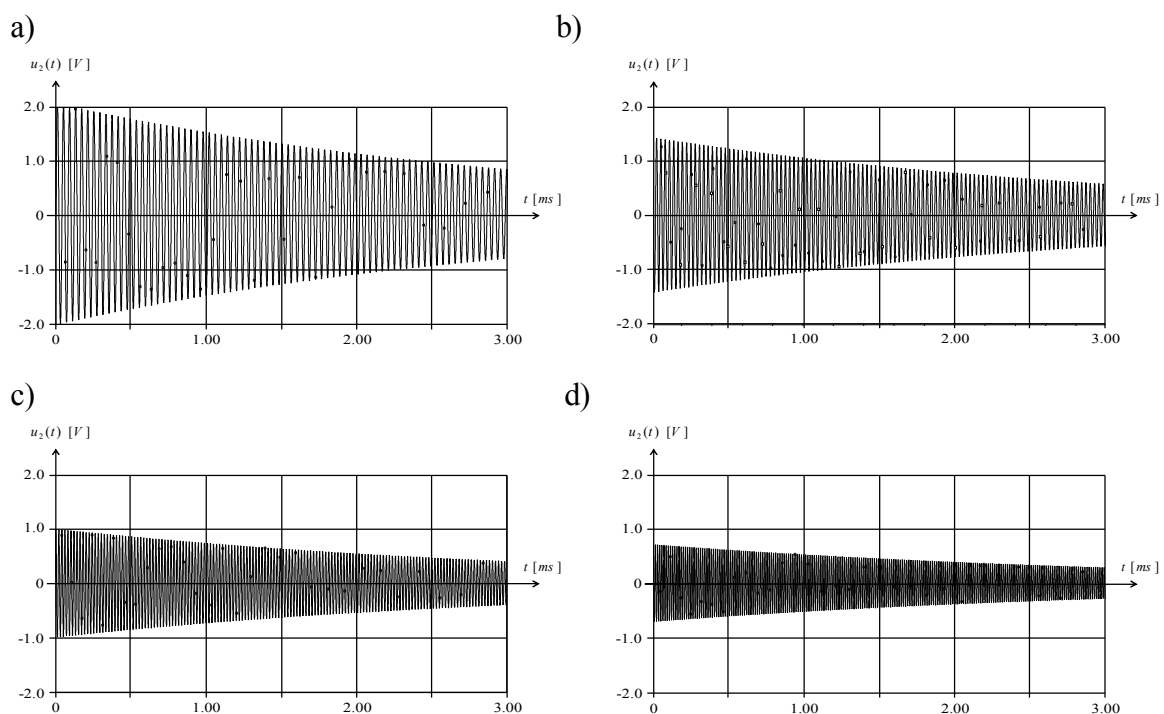
Rys. 4.4. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikami DAC_{a1} i DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $|\beta_1| > |\beta_2|$ oraz równych wartościach D_{a1} i D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



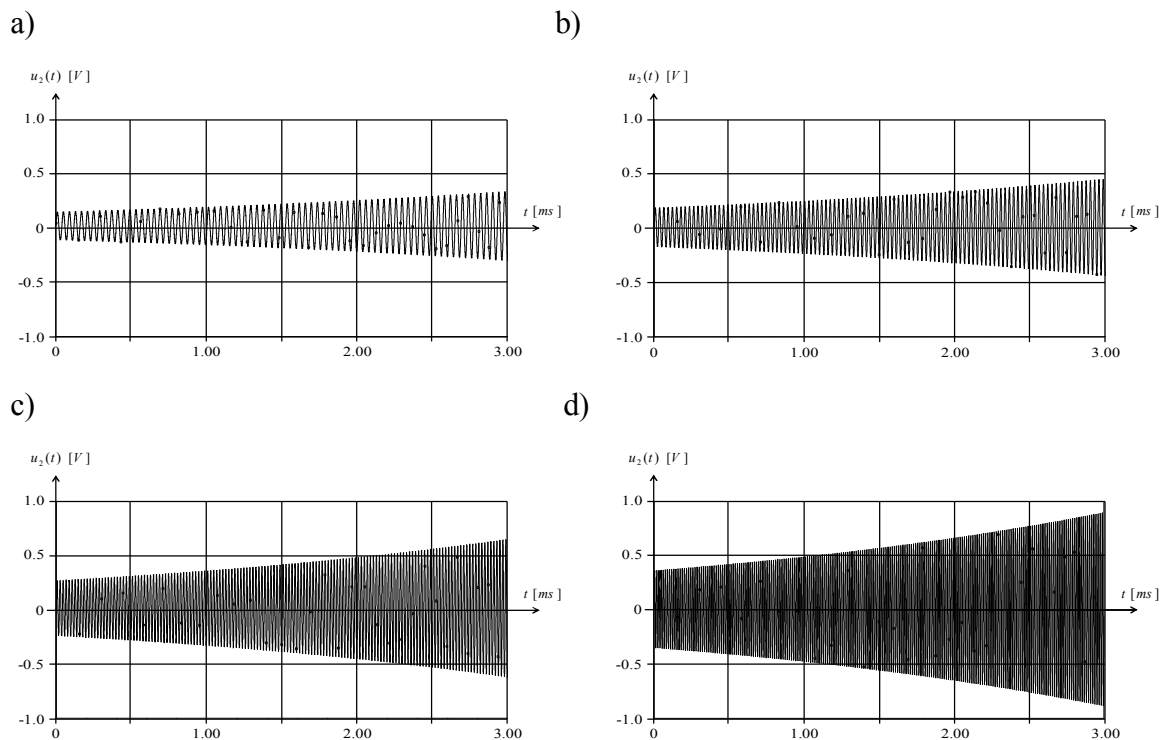
Rys. 4.5. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikami DAC_{a1} i DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $|\beta_1| < |\beta_2|$ oraz równych wartościach D_{a1} i D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



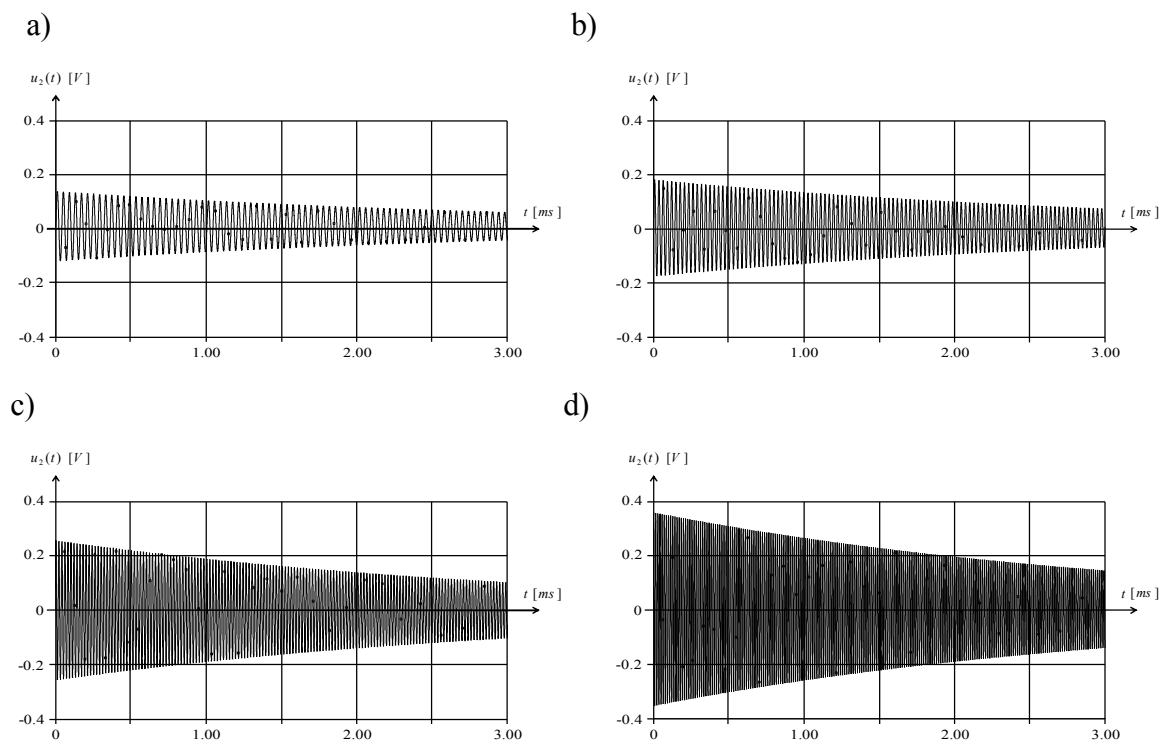
Rys. 4.6. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem $DAC_{\alpha 1}$ dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $|\beta_1| > |\beta_2|$ dla $D_{\alpha 1}$ danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



Rys. 4.7. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem $DAC_{\alpha 1}$ dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $|\beta_1| < |\beta_2|$ dla $D_{\alpha 1}$ danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



Rys. 4.8. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $|\beta_1| > |\beta_2|$ dla D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

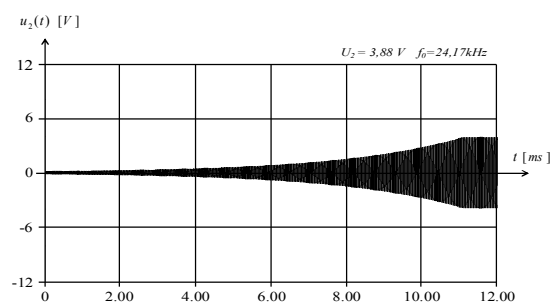
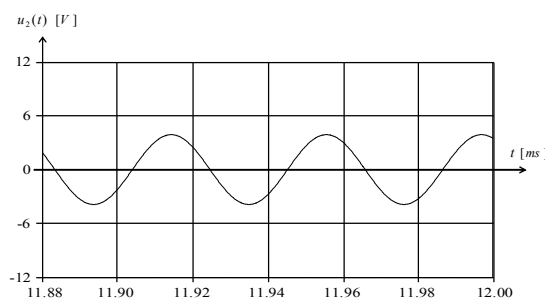


Rys. 4.9. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $|\beta_1| < |\beta_2|$ dla D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

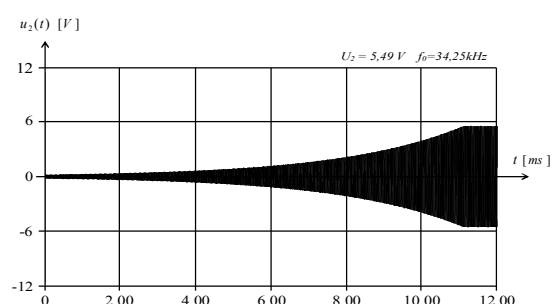
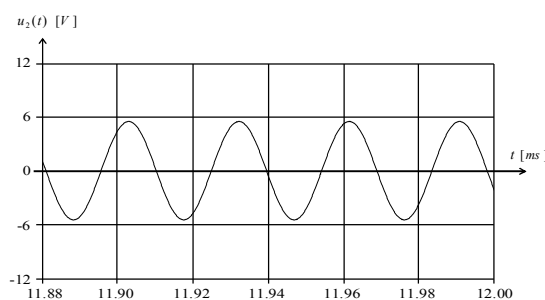
Biorąc pod uwagę powyższe rozważania oraz implementując w miejsce liniowych modeli wzmacniaczy operacyjnych ich modele nieliniowe, wytwarzane przez obwody drgania będą narastać wykładniczo do momentu, aż użyte wzmacniacze operacyjne wjedzą w stan pracy nieliniowej. Wówczas amplituda drgań osiągnie wartość stabilną (stan ustalony), która zarówno dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ jak i $u_2(t)$, może być wyznaczana według zależności określonych w punkcie 3.1.1, danych formułami a) dla sygnału $u_1(t)$ formułą (3.21), b) dla sygnału $u_2(t)$ formułą (3.22). Obserwowane podczas symulacji przebiegi dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$, gdy w układzie zastosowane zostały nieliniowe modele wzmacniaczy operacyjnych pokazano na rysunkach 4.10, 4.11 oraz 4.12. Oscylogramy, gdy parametrami badanego obwodu sterowano dzięki wykorzystaniu wag bitów obu przetworników DAC_a pokazano na rysunku 4.10. Przebiegi zaprezentowane dla tego przypadku dotyczą sytuacji, w której kolejnym zmianom ulegały wartości ustawiane na przetworniku DAC_{a2} , natomiast wagi bitów pozostałych przetworników ustawiono jako: $DAC_{a1}=1111$, $DAC_{\beta1}=0000000001$ oraz $DAC_{\beta1}=0000000000$. Wiadomo jednak, że wartość ustawiona na przetworniku DAC_{a1} może być dowolnie zmieniana w procesie strojenia oscylatora. Zwiększa to zakres możliwych do uzyskania zarówno wartości amplitudy jak i częstotliwości wytwarzanych w badanym obwodzie drgań harmonicznym. Przebiegi sygnału wyjściowego $u_2(t)$ w przypadku gdy jeden z przetworników DAC_a był z badanego układu odłączany przedstawiono odpowiednio na rysunkach 4.11 oraz 4.12. Rysunek 4.11 odpowiada sytuacji gdy z obwodu odłączono przetwornik DAC_{a2} , natomiast rysunek 4.12 odnosi się do przykładu, w którym odłączono przetwornik DAC_{a1} . Uwagę szczególną należy zwrócić na przykład, gdy z układu odłączono przetwornik DAC_{a2} wówczas moduł wartości współczynnika cyfrowego sygnału sterującego $|D_{a2}|=1$ i zawsze będzie większy niż moduł wartości współczynnika cyfrowego sygnału sterującego $|D_{a1}|$, a zatem jak wynika z opisu teoretycznego wartość amplitudy drgań sygnału wyjściowego $u_2(t)$, dla którego prezentowane są badania równa będzie wartości napięć zasilających wykorzystywane wzmacniacze operacyjne.

Analogiczne rozważania przeprowadzić można podczas badań sygnału wyjściowego oznaczonego jako $u_1(t)$. Oscylogramy obserwowane w tym przypadku z dużą dokładnością zbieżne są z omawianymi powyżej, z tą jednak różnicą, że oscylogramy dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ otrzymane podczas sterowania układu przetwornikiem DAC_{a1} (z obwodu odłączono przetwornik DAC_{a2}) odpowiadały będą co do wartości amplitudy i częstotliwości oscylogramom otrzymanym dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ podczas sterowania przetwornikiem DAC_{a2} (z obwodu odłączono przetwornik DAC_{a1}). Również w odwrotnym przypadku rozumowanie powyższe będzie słuszne. Wnioski takie wysunąć można na podstawie analiz teoretycznych zawartych w poprzednim rozdziale pracy, a potwierdzono je przeprowadzonymi badaniami symulacyjnymi. Ze względu na zbieżności powyższych wyników oscylogramy pokazujące kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ nie zostały przedstawione na osobnych rysunkach.

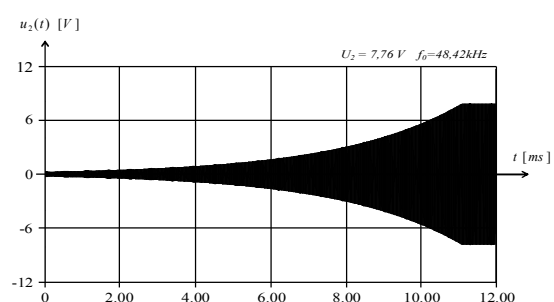
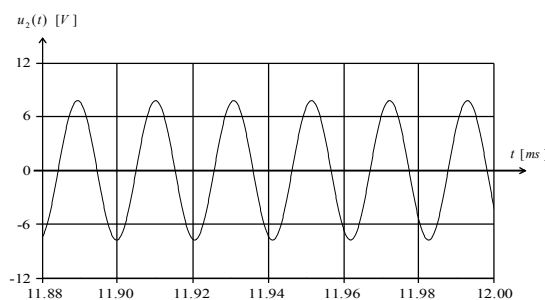
a)



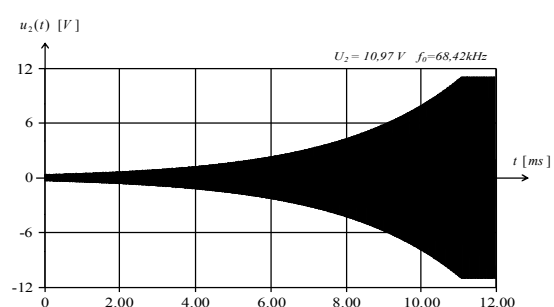
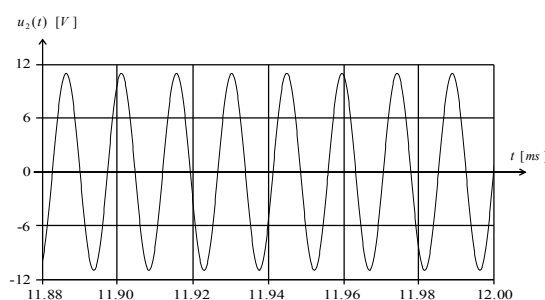
b)



c)

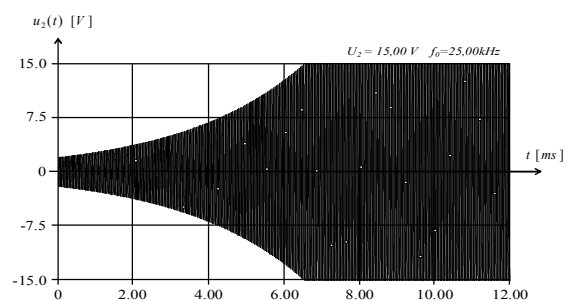
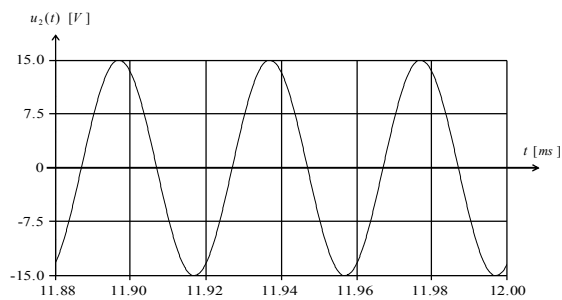


d)

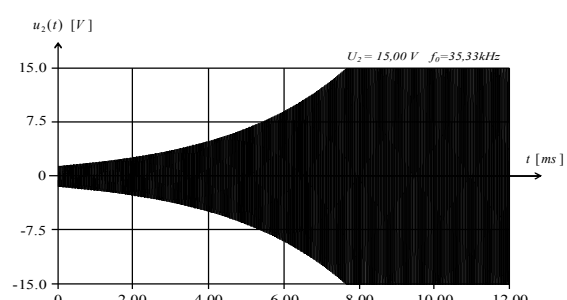
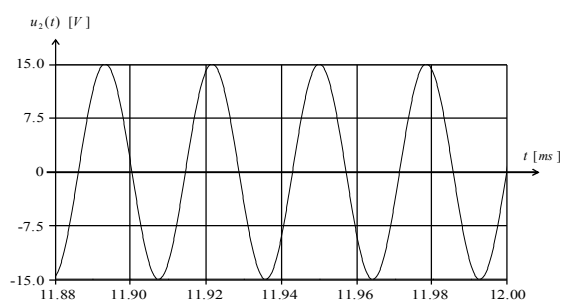


Rys. 4.10. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC_a podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratorową funkcją przejścia dla $D_{a1}=1111$ oraz D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

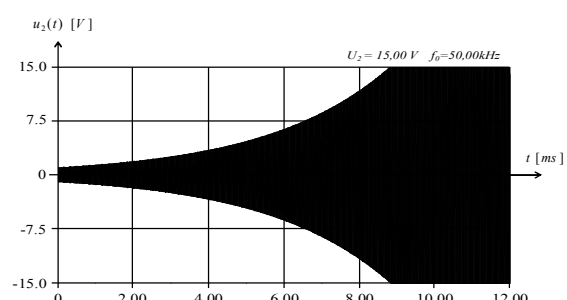
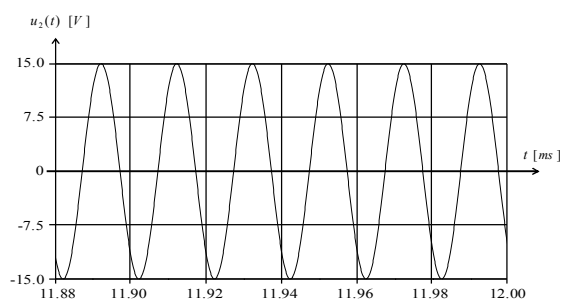
a)



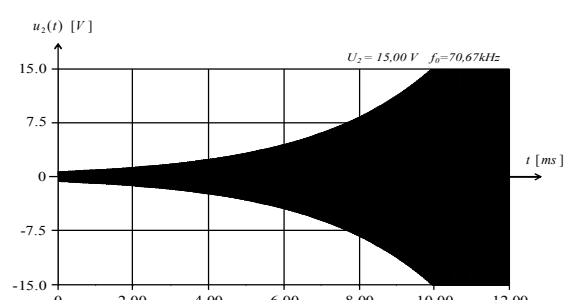
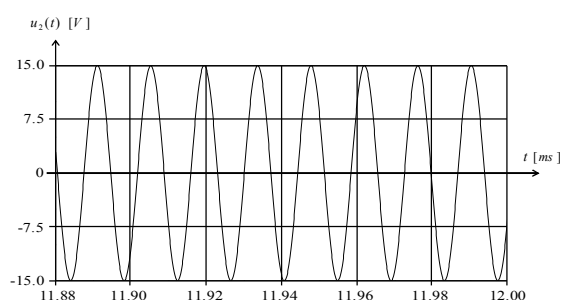
b)



c)

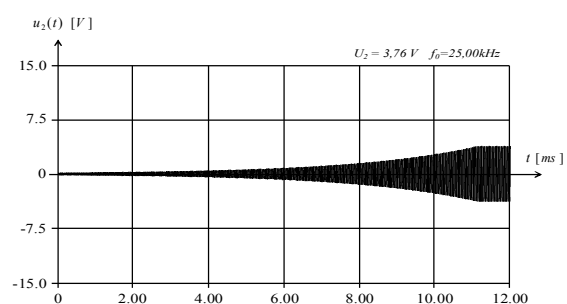
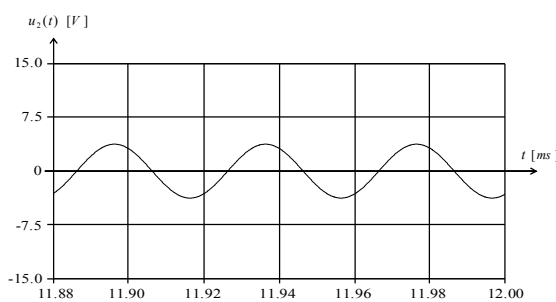


d)

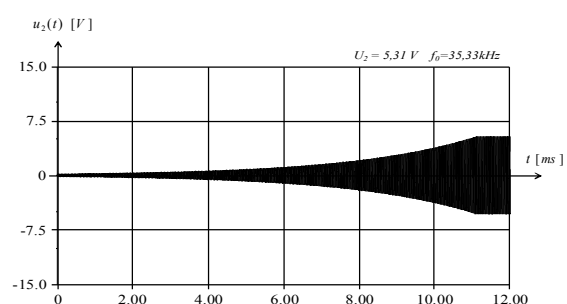
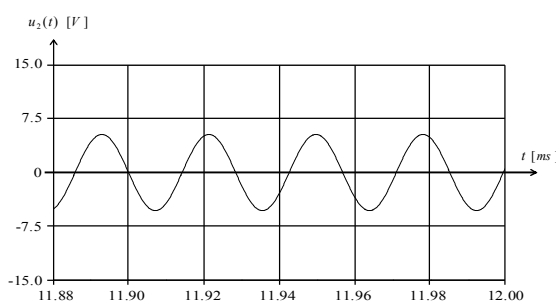


Rys. 4.11. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{α1} podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratorową funkcją przejścia dla D_{α1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

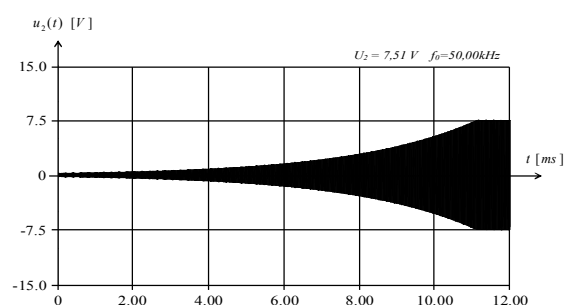
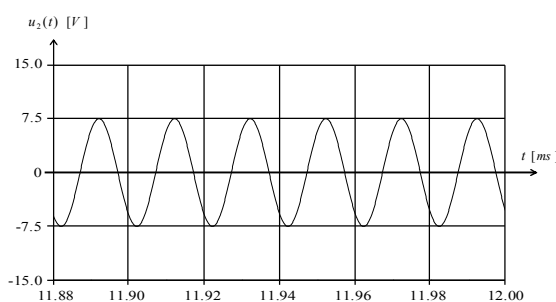
a)



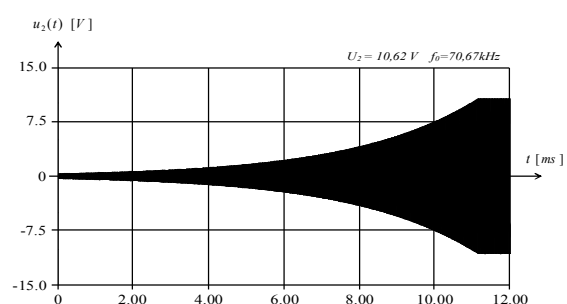
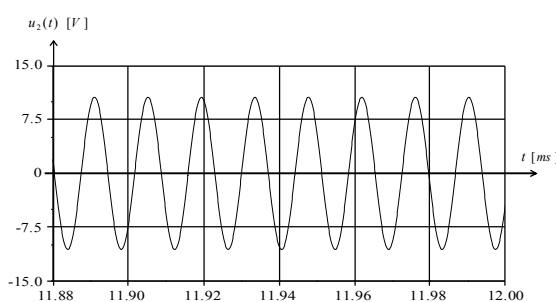
b)



c)



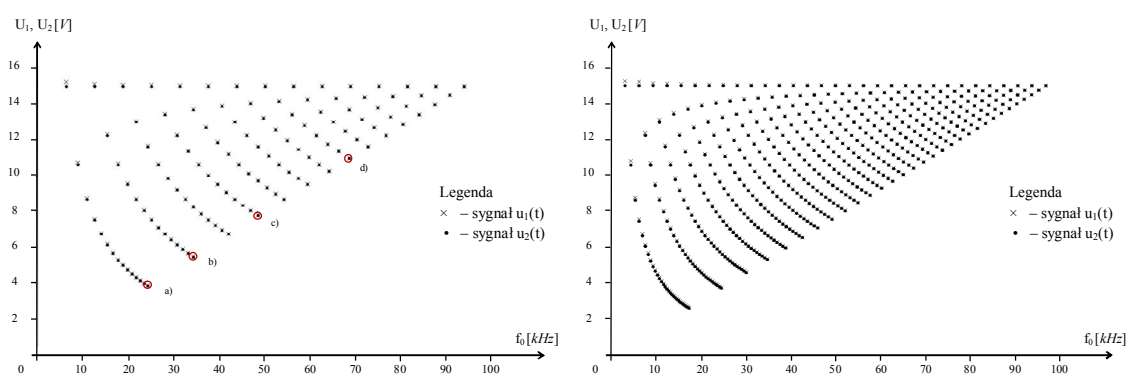
d)



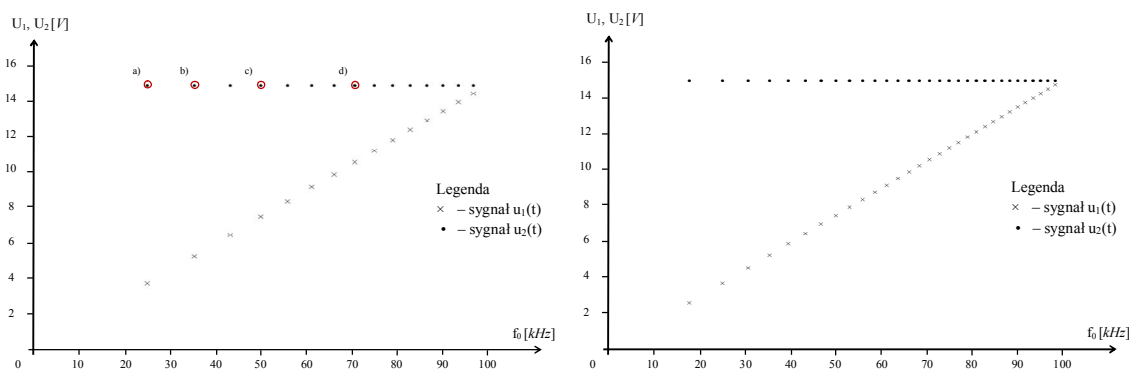
Rys. 4.12. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{α2} podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratorową funkcją przejścia dla D_{α2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Kolejnym etapem wykonanych dla proponowanego obwodu badań było określenie zależności amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań harmoniczných dla obu sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$. Badania wykonano dla obwodu oscylatora, w którym w procesie strojenia jednocześnie wykorzystywano: a) oba przetworniki DAC_a oraz b) i c) gdy sterowano tylko wybranym z przetworników DAC_a. Po lewej stronie zestawiono wyniki badań gdy sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi, natomiast strona prawa dotyczy przypadków gdy sterowano przetwornikami pięciobitowymi.

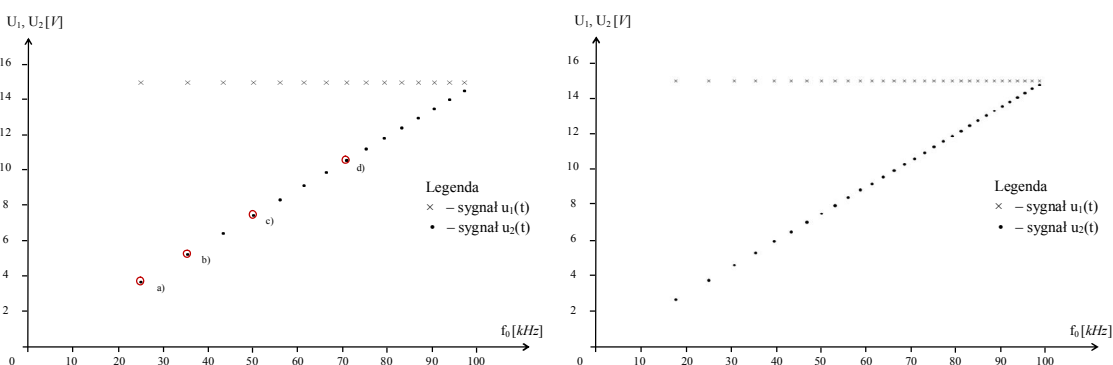
a)



b)

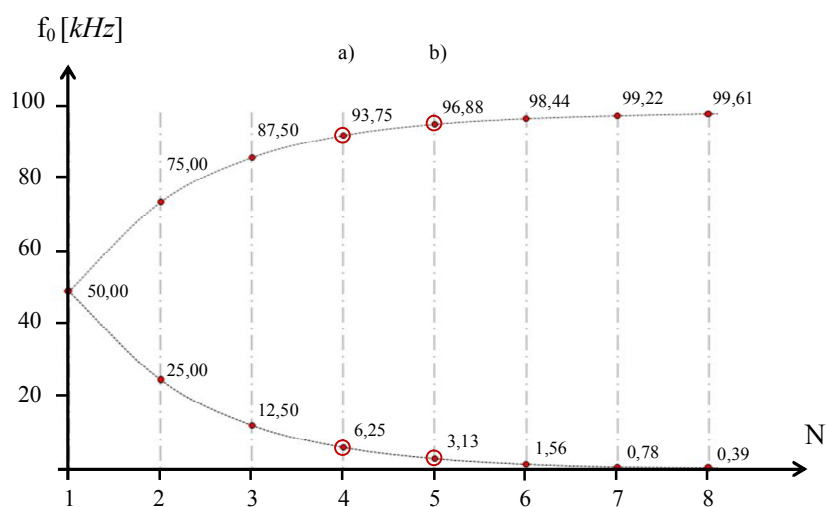


c)



Rys. 4.13. Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ oscylatora z punktu 3.1.1 a) sterowanego dwoma DAC_a, b) gdy z układu odłączono DAC_{a2}, c) gdy z układu odłączono DAC_{a1}

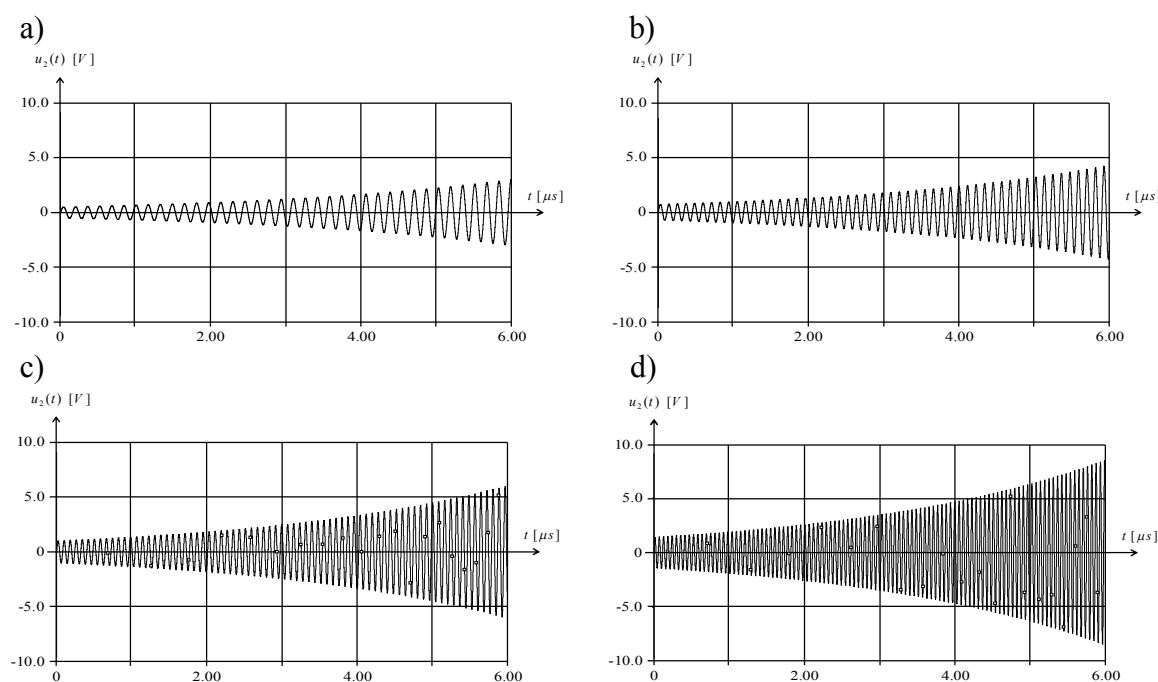
Prezentowane na rysunku 4.13 wyniki symulacji komputerowych uzyskane w programie PSpice zbieżne są z wynikami uzyskanymi w drodze obliczeń teoretycznych, dlatego zakres zmian amplitudy oraz częstotliwości sygnałów $u_1(t)$ i $u_2(t)$ dla obu metod badawczych przedstawiono z wykorzystaniem pojedynczych wykresów. Na rysunkach odnoszących się do badań gdy zastosowano przetworniki czterobitowe zaznaczono dodatkowo punkty, dla których wcześniej zamieszczone zostały przykładowo wygenerowane oscylogramy. Jak wynika z powyższych badań podczas wykorzystania pięciobitowych przetworników DAC_a badanymi parametrami oscylatora sterować można w nieco szerszym zakresie oraz z dużo większą precyzją niż przy zastosowaniu przetworników czterobitowych. Wpływa na to liczba bitów cyfrowego sygnału sterującego wykorzystanych do sterowania badanym układem oscylatora. Zatem, rozdzielczość (N) zastosowanych przetworników wpływa na precyzję oraz zakres zmian wartości amplitudy i częstotliwości wytwarzanych oscylacji. Zakres częstotliwości ograniczony jest częstotliwościową charakterystyką wzmocnienia uzyskaną dla makromodelu wzmacniacza operacyjnego z integratorową funkcją przejścia, natomiast zakres amplitudy ograniczają napięcia zasilające wzmacniaczy operacyjnych. Naturalnym jest również, że zwiększając liczbę bitów użytych przetworników uzyskamy znacznie więcej danych w postaci wartości dyskretnych, co też pozwala na znacznie dokładniejsze sterowanie wartością amplitudy lub częstotliwości wytwarzanych oscylacji, a zatem poprawia precyzję strojenia badanego układu oscylatora. Dla prezentowanego modelu uzyskiwane dyskretnie wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji zawierają się w zakresie a) gdy zastosowano czterobitowe przetworniki DAC_a – od 6,25kHz do 93,75kHz, b) gdy zastosowano pięciobitowe przetworniki DAC_a – od 3,13kHz do 96,88kHz. Na rysunku 4.14 pokazano wpływ zmian rozdzielczości zastosowanych przetworników na zakres zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji dla przypadku gdy w procesie sterowania równocześnie wykorzystywano oba przetworniki DAC_a . Dla omawianego modelu zmiany rozdzielczości dokonywane były kolejno zaczynając od zastosowania przetworników jednobitowych kończąc na przetwornikach ośmiobitowych.



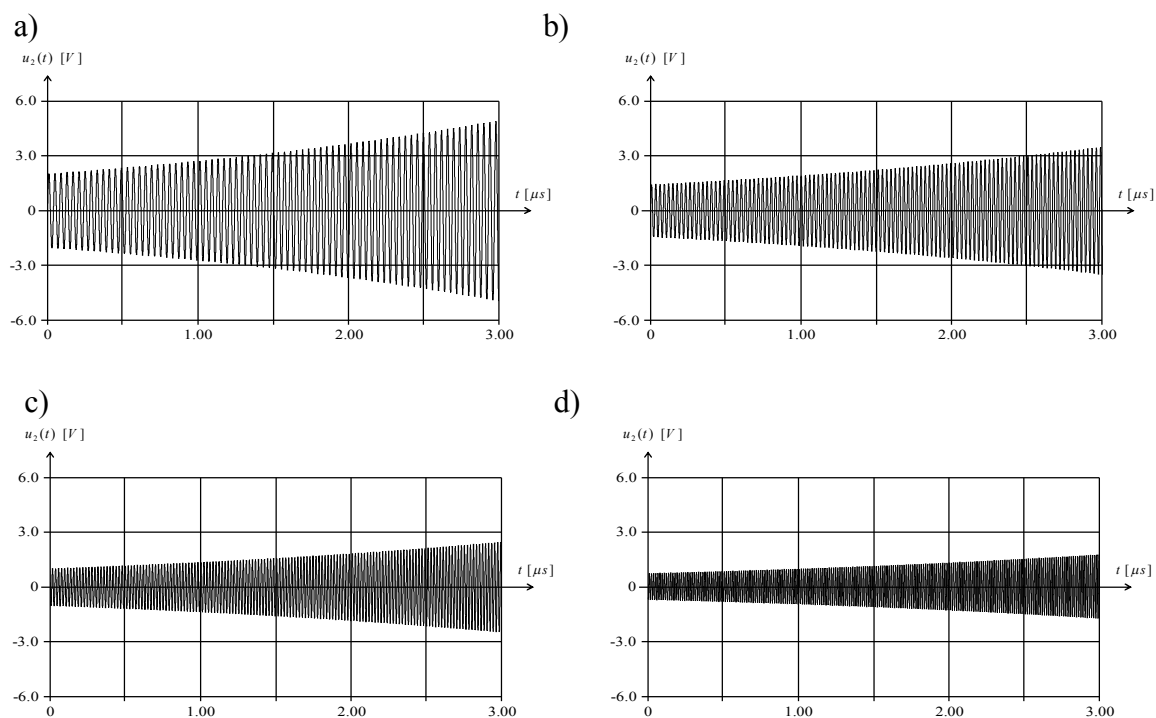
Rys. 4.14. Wpływ rozdzielczości (N) zastosowanych przetworników DAC na zakres zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji

4.1.2. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o makromodele wzmacniaczy operacyjnych z jednobiegunową funkcją przejścia

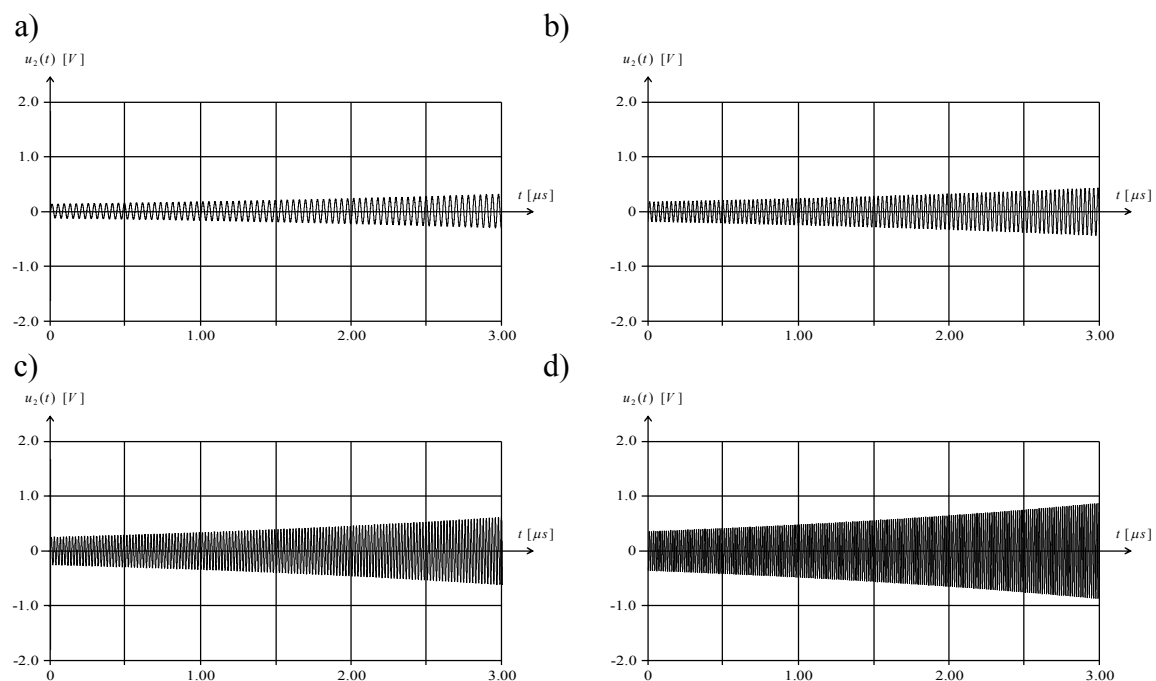
Analogiczne badania jak dla zaprezentowanych wcześniej aktywnych oscylatorów harmonicznym projektowanych w oparciu o dwa wzmacniacze z integratorową funkcją przejścia wykonano badając modele oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o wzmacniacze operacyjne o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia. Wartości poszczególnych elementów implementowanego makromodelu wzmacniacza operacyjnego oraz jego charakterystyki omówione zostały w rozdziale 2.1.2. Oscylator opisany w punkcie 3.1.2 wytworzy drgania jeżeli spełniony zostanie warunek wzbudzenia dany zależnością (3.31). Wówczas, wykorzystując liniowe modele wzmacniaczy operacyjnych układ wytworzy drgania narastające wykładniczo do nieskończoności. Dla powyższych założeń, na rysunkach 4.15, 4.16 oraz 4.17 zamieszczone zostały przykładowe przebiegi uzyskane podczas badań sygnału wyjściowego $u_2(t)$. Na rysunku 4.15 przedstawiono przykładowe oscylogramy uzyskane gdy w procesie strojenia badanego obwodu oscylatora wykorzystano jednocześnie oba przetworniki DAC_α . Oscylogramy te dotyczą przypadku gdy na jednym z nich – przetworniku DAC_{a2} ustawiono wartość 0001 natomiast wagi poszczególnych bitów przetwornika DAC_{a1} zmieniano kolejno jako a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000. Kolejne rysunki pokazują oscylogramy uzyskane podczas sterowania tylko przetwornikiem DAC_{a1} lub tylko przetwornikiem DAC_{a2} podczas gdy drugi z przetworników DAC_α był z układu odłączany. Wartości przetworników DAC_β , które wpływają bezpośrednio na warunek wzbudzenia przyjęto dla wszystkich badań podobnie jak w poprzednim punkcie pracy jako $DAC_{\beta1}=0000000001$ oraz $DAC_{\beta2}=0000000000$.



Rys. 4.15. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC_α podczas zastosowania liniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla $D_{a2}=0001$ oraz D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

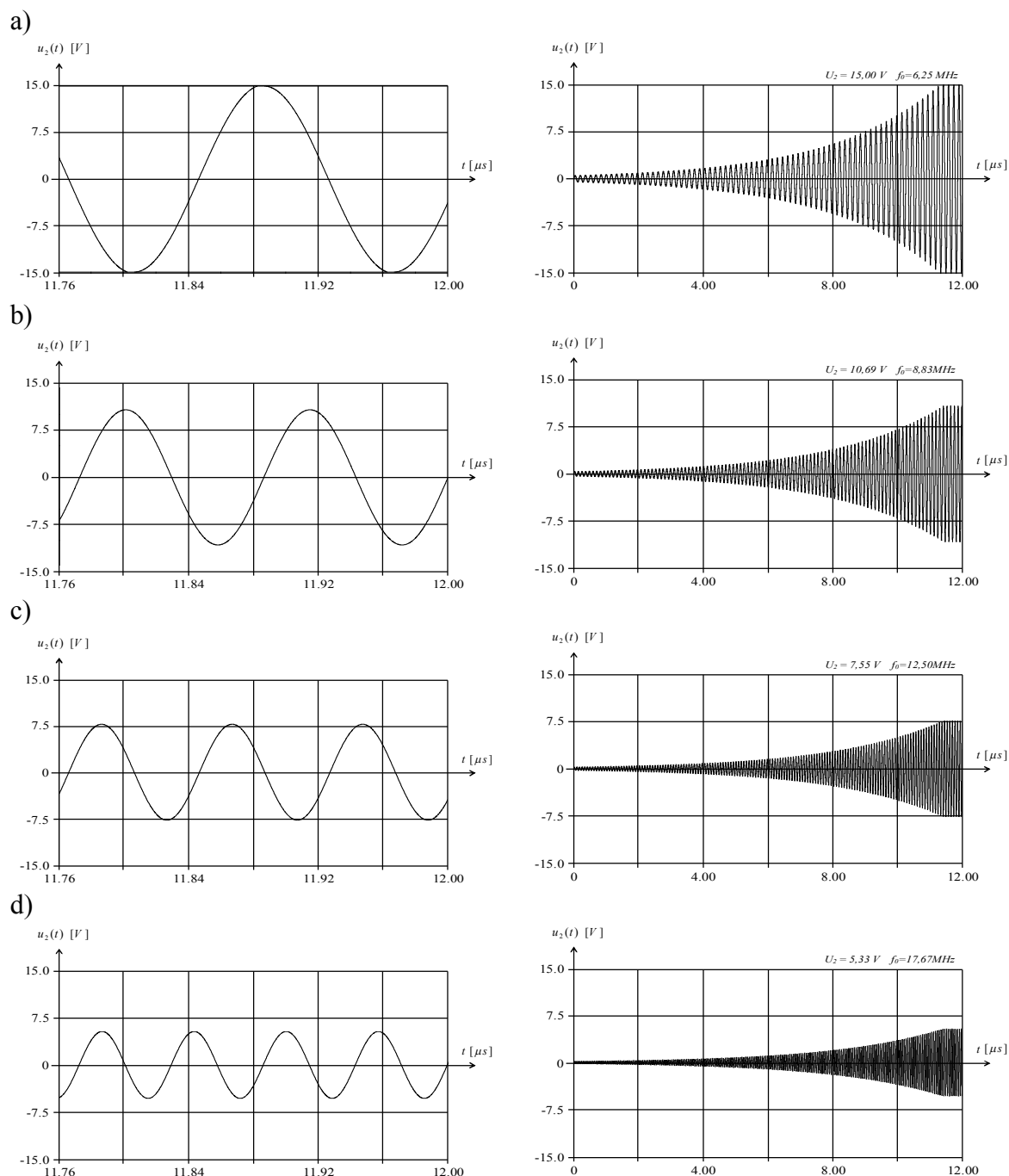


Rys. 4.16. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a1} podczas zastosowania liniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



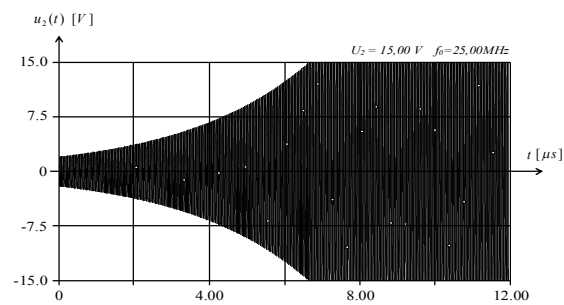
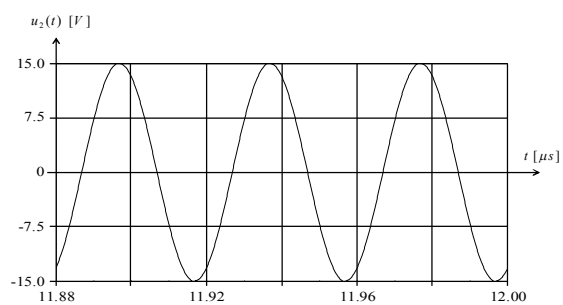
Rys. 4.17. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} podczas zastosowania liniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

W kolejnym kroku analizy badanego modelu oscylatora w miejsce liniowych wzmacniaczy operacyjnych zaimplementowano ich modele nieliniowe. Uzyskano dzięki temu, podobnie jak dla oscylatora z poprzedniego punktu pracy, oscylatory wytwarzające drgania o stabilnej wartości amplitudy.

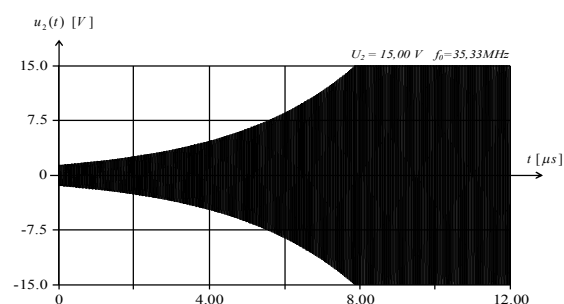
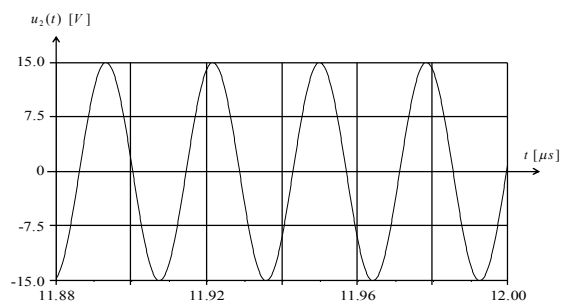


Rys. 4.18. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC_a podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla $D_{a2}=0001$ oraz D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

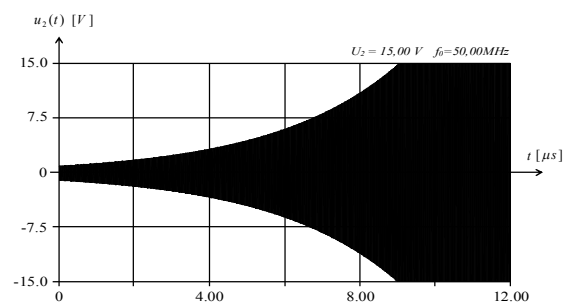
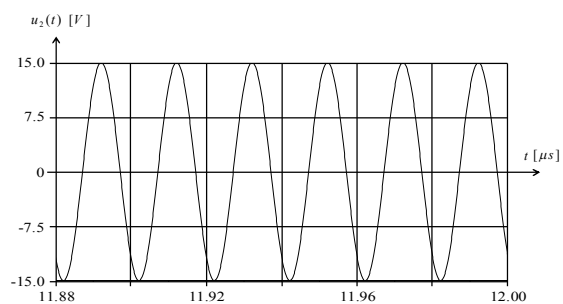
a)



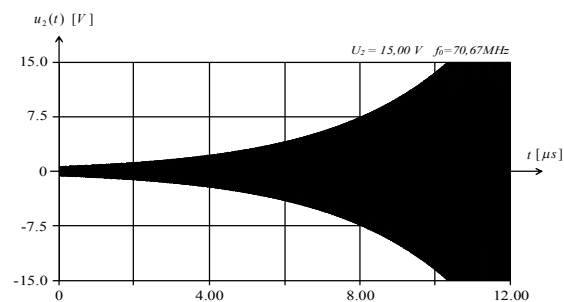
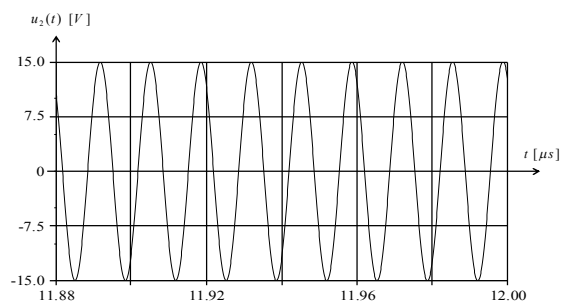
b)



c)

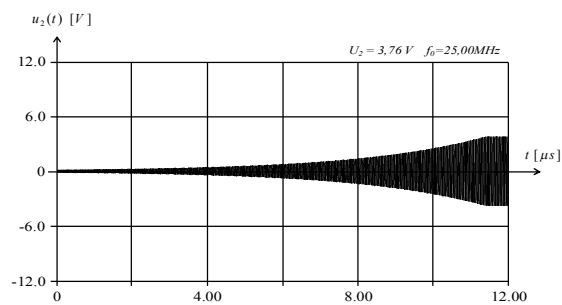
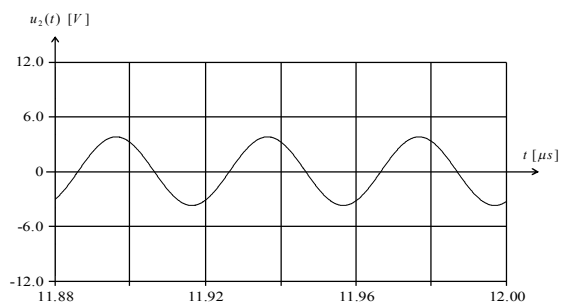


d)

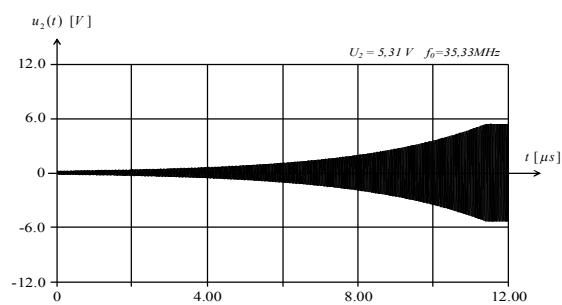
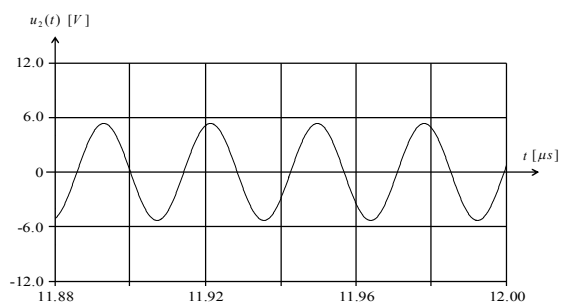


Rys. 4.19. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem $DAC_{\alpha 1}$ podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla $D_{\alpha 1}$ równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

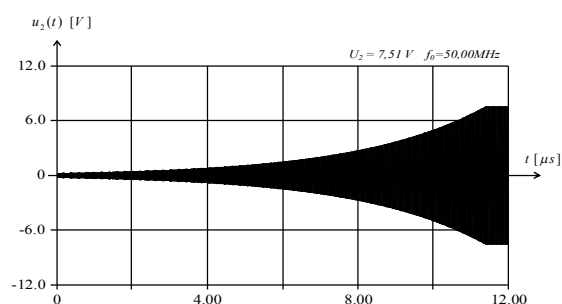
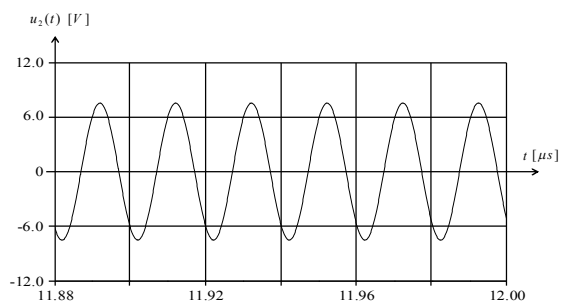
a)



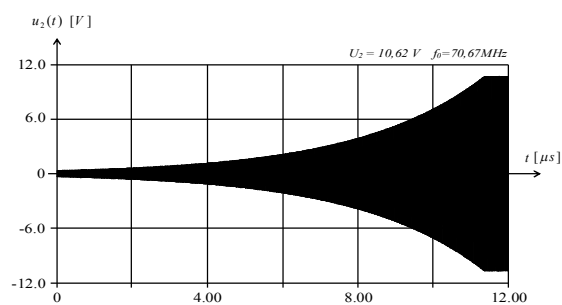
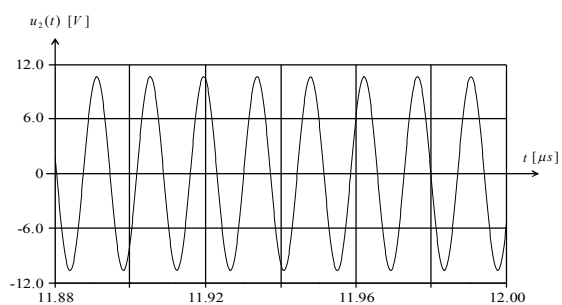
b)



c)



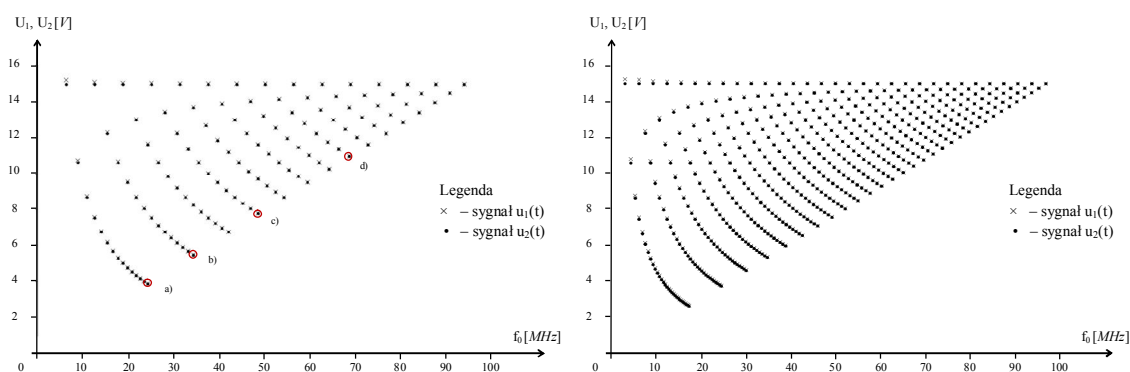
d)



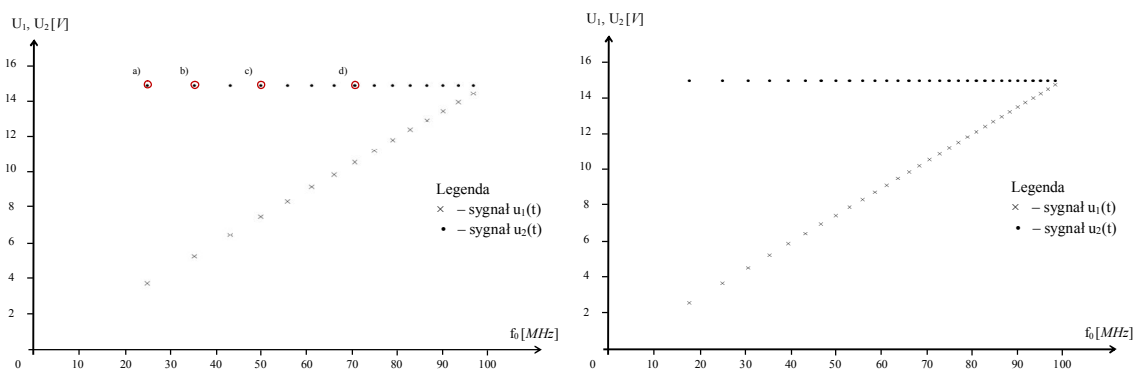
Rys. 4.20. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Dla prezentowanego modelu wykonano badania zależności amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań harmoniczných dla obu sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ oraz dla dwóch różnych rozdzielczości stosowanych przetworników DAC _{α} (cztero- i pięciobitowych). Poniżej na rysunku 4.21 zestawiono wyniki analiz dla przypadków gdy oscylatorem sterowano przy wykorzystaniu a) obu przetworników DAC _{α} jednocześnie, b) jedynie przetwornika DAC _{$\alpha 1$} oraz c) jedynie przetwornika DAC _{$\alpha 2$} . Wartości przetworników DAC _{β} ustalono na takim samym poziomie jak w poprzednich analizach.

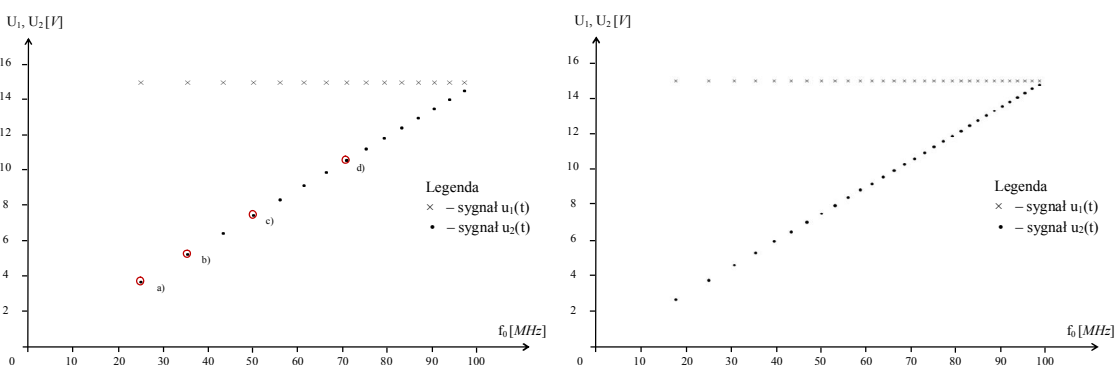
a)



b)



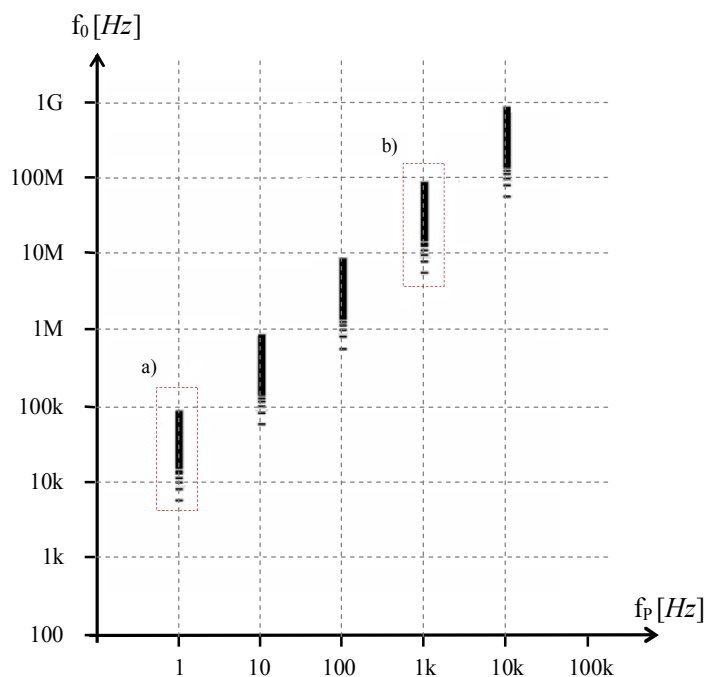
c)



Rys. 4.21. Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ oscylatora z punktu 3.1.2 a) sterowanego dwoma DAC _{α} , b) gdy z układu odłączono DAC _{$\alpha 2$} , c) gdy z układu odłączono DAC _{$\alpha 1$}

Analizując uzyskane wyniki zauważyć należy, że zakresy zmian wartości częstotliwości dla badanego obwodu większe są o trzy rzędy wielkości względem danych otrzymanych dla obwodu wykorzystującego wzmacniacze o integratorowej postaci funkcji przejścia (punkt 4.1.1). Zatem, na zmianę zakresu rzędu wielkości wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji, dla oscylatora zawierającego modele wzmacniaczy operacyjnych o jednobiegunowych postaciach funkcji przejścia wpływa wartość pulsacji bieguna dominującego zastosowanych wzmacniaczy, przy jednoczesnym utrzymaniu stałej wartości wzmocnienia A_0 . Pulsację bieguna dominującego makromodeli wzmacniaczy operacyjnych o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia modelować można dzięki zmianom wartości pojemności C_p tak, jak zaprezentowano w rozdziale 2.1.2. Bezpośrednio z równania (2.6) wynika, że zwiększanie wartości pojemności C_p w zastosowanych makromodelach o n rzędów wielkości powoduje zmniejszenie wartości pulsacji bieguna dominującego omawianego układu, a tym samym zmniejszenie zakresu wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji również o n rzędów wielkości.

Na rysunku 4.22 zestawiono uzyskane wyniki badań symulacyjnych oraz teoretycznych wpływu wartości pulsacji bieguna dominującego zastosowanych makromodeli WO na zmianę rzędu wielkości zakresu wartości częstotliwości wytwarzanych przez obwód oscylacji. Zaznaczono również dodatkowo wyznaczone zakresy dla badanych wcześniej modeli oscylatorów, odpowiednio a) dla modelu oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o WO z integratorową funkcją przejścia, b) dla modelu oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o WO z jednobiegunową funkcją przejścia. Ponieważ wyniki zaobserwowane podczas badań symulacyjnych odpowiadają wynikom uzyskanym w drodze obliczeń teoretycznych, dlatego sposób ich prezencji ograniczono do jednego rysunku.



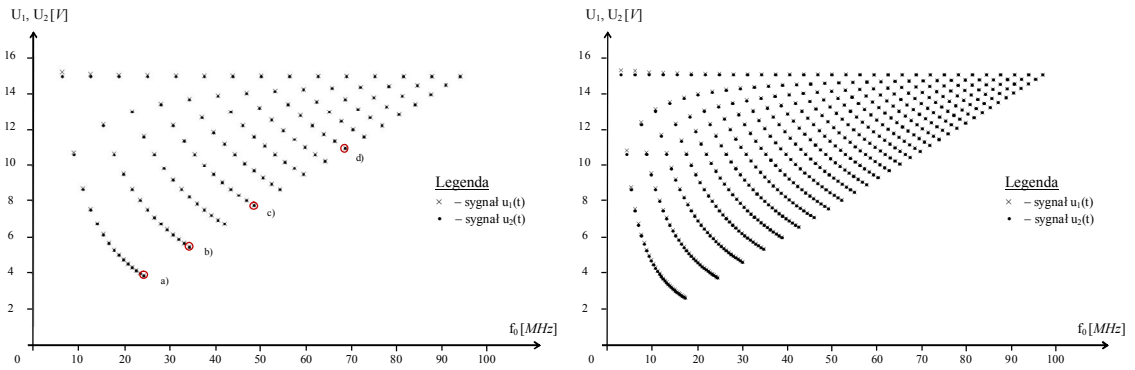
Rys. 4.22. Wpływ wartości pulsacji bieguna dominującego użytych makromodeli WO na zmianę rzędu wielkości zakresu wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji

4.1.3. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o makromodele WO z integratorową (WO1) oraz jednobiegunową (WO2) funkcją przejścia

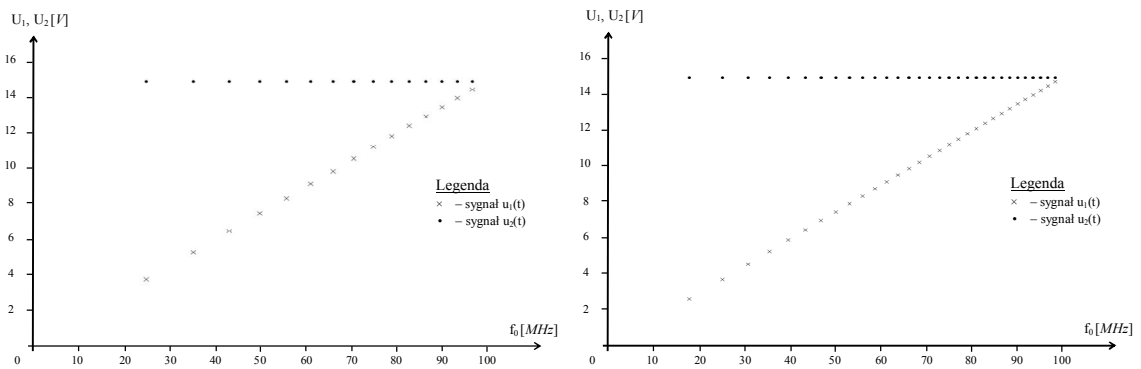
W celu analizy modelu aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o dwa różne rodzaje wzmacniaczy operacyjnych, odpowiednio: WO1 – z integratorową postacią funkcji przejścia oraz WO2 – z jednobiegunową postacią funkcji przejścia, przeprowadzono badania teoretyczne, które porównano z wynikami symulacji komputerowych oraz z wynikami uzyskanymi dla obwodów omówionych w poprzednich punktach pracy. W przeprowadzonych badaniach wartości poszczególnych elementów makromodelu WO2 o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia przyjęto dokładnie jak dla modelu z punktu 2.1.2, natomiast zastosowany makromodel WO1 z integratorową funkcją przejścia zaprojektowany został tak, aby pulsacje jednostkowe obu wykorzystywanych wzmacniaczy operacyjnych były sobie równe, a mianowicie $\omega_{Ta} = \omega_{Tb} = 2\pi \cdot 10^3$ [r/s]. Założenie to pozwoliło na uproszczenie rozważań teoretycznych, co szczegółowo wyjaśnione zostało w punkcie 3.1.3. Dla tak zaprojektowanego obwodu oscylatora wykonano analogiczne badania, jak dla modeli z poprzednich punktów pracy. Uzyskane w tym przypadku zakresy zmian wartości częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych drgań harmonicznym podczas zastosowania cztero- oraz pięciobitowych przetworników DAC_a (przy jednoczesnym sterowaniu dwoma przetwornikami DAC_a oraz przy sterowaniu tylko wybranym przetwornikiem DAC_{a1} lub DAC_{a2} gdy drugi z nich był z układu odłączany) są z bardzo dużą dokładnością zbieżne, z odpowiednimi zakresami uzyskanymi dla modelu oscylatora zaprojektowanego w oparciu o dwa identyczne makromodele wzmacniaczy operacyjnych z jednobiegunową postacią funkcji przejścia, którego wyniki badań zaprezentowano w punkcie 4.1.2. Celem potwierdzenia powyższego, na rysunku 4.23 zestawiono uzyskane dla omawianego obwodu wyniki symulacji komputerowych, które odpowiadają wynikom analizy teoretycznej badania zależności amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań harmonicznym. Podobnie jak dla modeli z poprzednich punktów zestawione wyniki odpowiadają przypadkom gdy strojenie odbywało się: a) równocześnie dwoma z zastosowanych przetwornikami DAC_a, b) gdy z obwodu odłączono przetwornik DAC_{a2} oraz c) gdy z obwodu odłączono przetwornik DAC_{a1}.

Przykładowe oscylogramy dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ wytworzone przez proponowany w niniejszym punkcie pracy model oscylatora zamieszczone zostały na rysunku 4.24. Uzyskano je dla przypadku gdy w obwodzie zaimplementowano nieliniowe modele wzmacniaczy operacyjnych oraz gdy w procesie strojenia jednocześnie wykorzystywano oba przetworniki DAC_a. Prezentowane przebiegi odpowiadają kolejnym punktom zaznaczonym na rysunku 4.23 a).

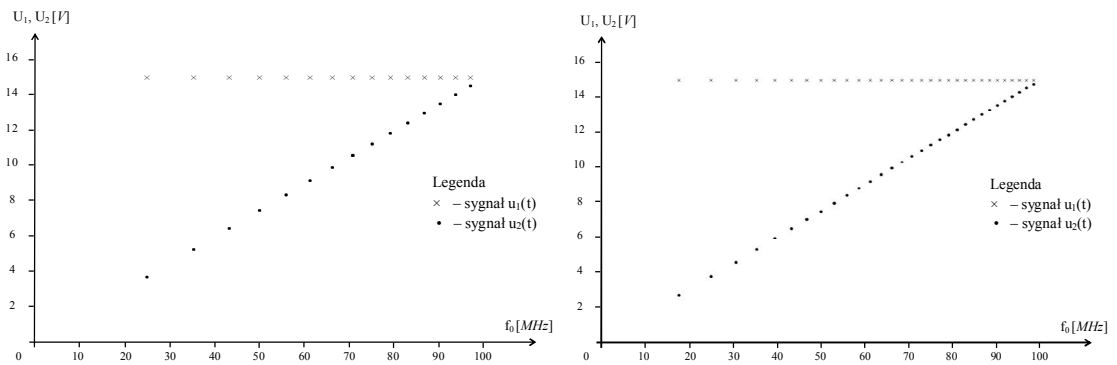
a)



b)

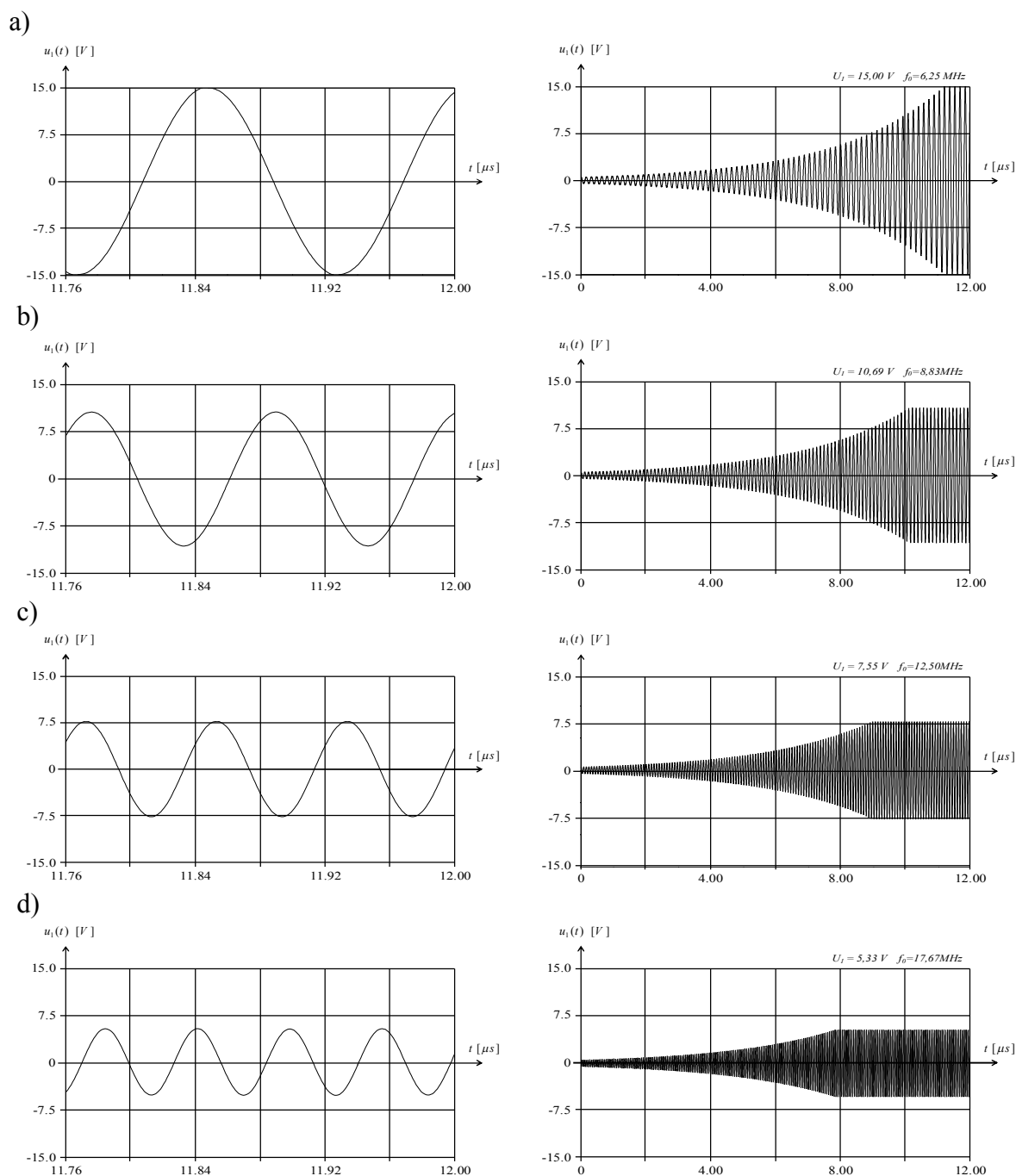


c)



Rys. 4.23. Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ oscylatora z punktu 3.1.3 a) sterowanego dwoma DAC_α , b) gdy z układu odłączono $DAC_{\alpha 2}$, c) gdy z układu odłączono $DAC_{\alpha 1}$

Analiza powyższych wyników pokazuje, że uzyskane dyskretne zakresy zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji zawierają się w granicach: a) gdy zastosowano czterobitowe przetworniki DAC_α – od 6,25MHz do 93,75MHz, b) gdy zastosowano pięciobitowe przetworniki DAC_α – od 3,13MHz do 96,88MHz. Odpowiednie zakresy zmian wartości amplitudy nie przekraczają natomiast wartości napięć zasilających wykorzystanych WO, a mianowicie 15V. Zatem wyniki te zbieżne są z wynikami uzyskanymi dla oscylatora z poprzedniego punktu pracy, opartego o dwa jednakowe wzmacniacze operacyjne z jednobiegunową funkcją przejścia.



Rys. 4.24. Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC_α podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratową oraz jednobiegunową funkcją przejścia dla $D_{\alpha 1}=0001$ oraz $D_{\alpha 2}$ równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Przeprowadzane dalej badania dotyczące wpływu rozdzielczości przetworników cyfrowo-analogowych DAC_α na zakres zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji również tożsame są z wynikami uzyskanymi dla modelu oscylatora wykorzystującego dwa jednakowe makromodele wzmacniaczy operacyjnych o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia. Jednocześnie, względem danych uzyskanych dla oscylatora wykorzystującego dwa jednakowe makromodele wzmacniaczy operacyjnych o integratorowej postaci funkcji przejścia przesunięte są o trzy rzędy wielkości. Zmianą rzędu wielkości zakresu wartości częstotliwości wytwarzanych

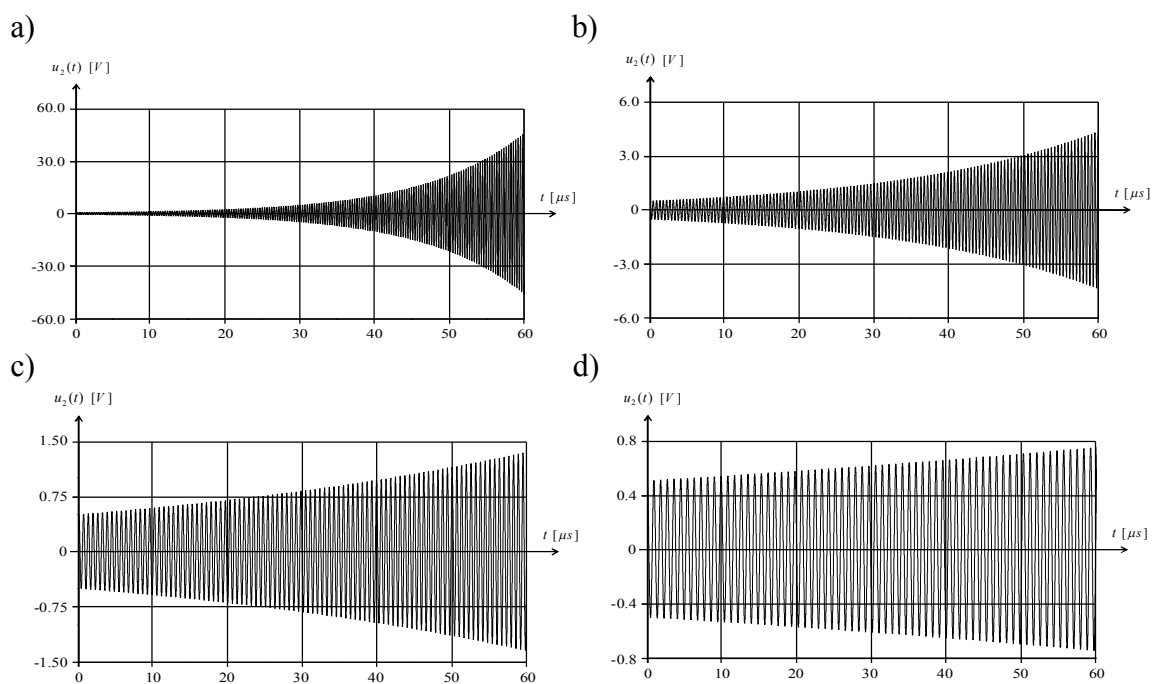
oscylacji dla omawianego obwodu oscylatora sterować można przez zmiany wartości pulsacji jednostkowych zastosowanych makromodeli, przy jednoczesnym założeniu, że dla obu zastosowanych typów WO ich pulsacje jednostkowe będą równe. Modelowania wartości pulsacji jednostkowej dla obu zastosowanych makromodeli wzmacniaczy operacyjnych dokonywać możemy analogicznie jak w punkcie 2.1.2 poprzez odpowiednie zmiany wartości pojemności C_p występujących w strukturach implementowanych wzmacniaczy operacyjnych.

Na bazie makromodeli wzmacniaczy operacyjnych proponowanych w punkcie 2.1 niniejszej pracy oraz w oparciu o koncepcje zaprezentowaną w punkcie 3.1 możliwe jest również zaprojektowanie układów oscylacyjnych opartych o: a) makromodel wzmacniacza operacyjnego o integratorowej (WO1) oraz makromodel wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej (WO2) postaci funkcji przejścia, b) makromodel wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej (WO1) oraz makromodel wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej (WO2) postaci funkcji przejścia, c) dwa jednakowe makromodele wzmacniaczy operacyjnych o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia. Obwody te zostały zaprojektowane oraz przetestowane, jednakże ze względu na obszerny opis, wyniki ich badań nie są prezentowane w pracy.

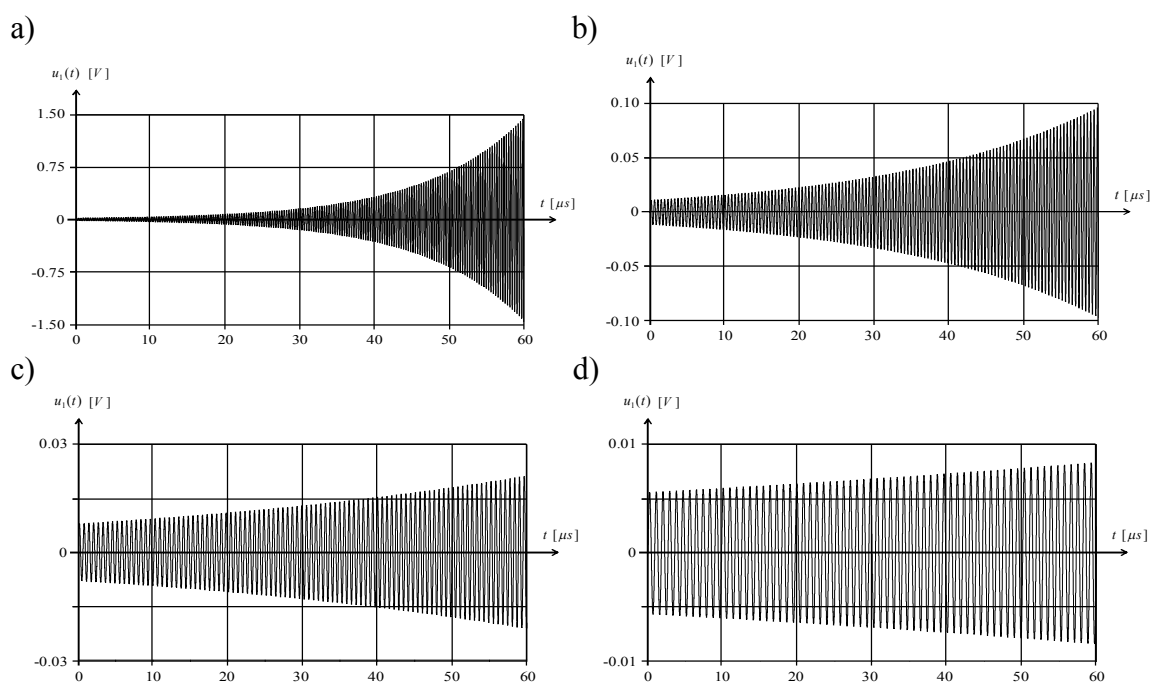
4.2. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo zaprojektowanego na bazie filtra pasmowego

Przeprowadzając badania dla modelu oscylatora omawianego w punkcie 3.2 wykorzystano odpowiednio: jako wzmacniacz operacyjny WO1 – makromodel integratorowego wzmacniacza operacyjnego opisany w punkcie 2.1.1 oraz jako wzmacniacz operacyjny WO2 – makromodel wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia opisany w punkcie 2.1.2. Dla prezentowanych w niniejszym punkcie przykładowo uzyskanych oscylogramów wagi bitów przetworników oznaczonych symbolami DAC_1 i DAC_2 ustawiano jednakowo jako 000001 oraz 0001, natomiast przetwornik DAC_3 wykorzystano w procesie cyfrowego strojenia parametrów badanego oscylatora. Jedynie w badaniach dotyczących możliwych do uzyskania zakresów zmian wartości amplitudy w zależności od częstotliwości dla odpowiednich sygnałów wyjściowych w procesie strojenia wykorzystywano również przetwornik DAC_2 . Dla wszystkich zastosowanych przetworników założono jednakowe wartości ich transkonduktancji przejściowych.

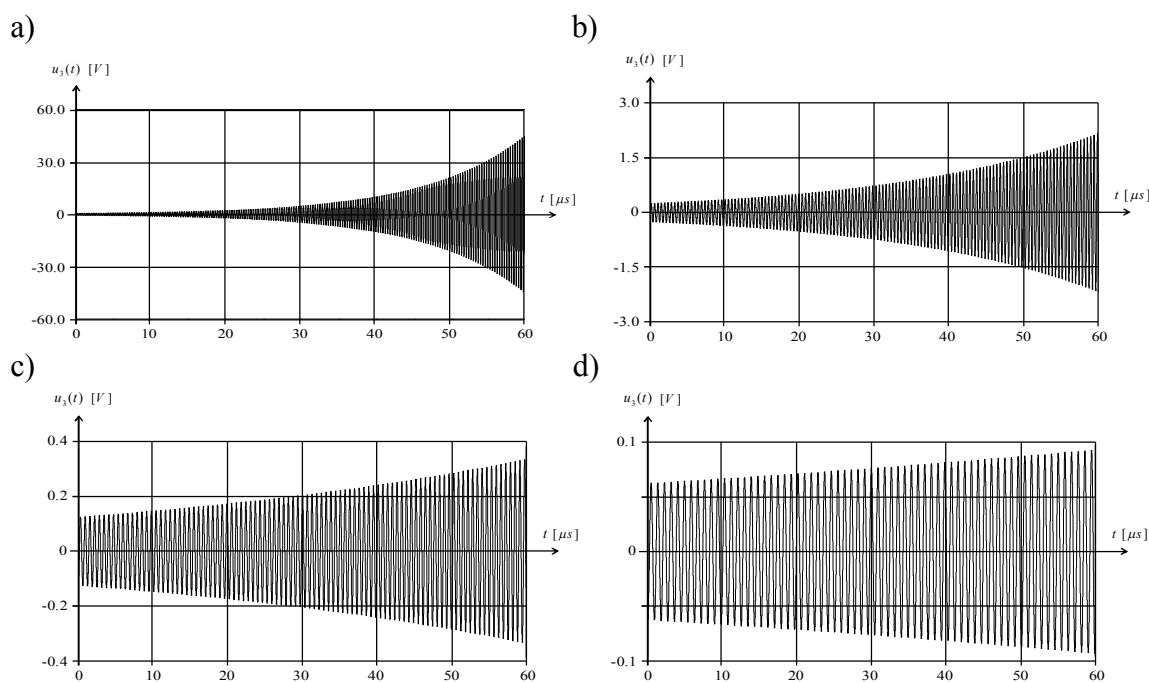
Na rysunkach 4.25 – 4.27 przedstawione zostały oscylogramy dla poszczególnych sygnałów wyjściowych przy założeniu, że nieliniowości użytych wzmacniaczy operacyjnych nie mają wpływu na sygnały. Przebiegi te zestawiono odpowiednio dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$, $u_1(t)$ oraz $u_3(t)$. W dalszej części badań dotyczących omawianego modelu oscylatora przedstawiono przebiegi sygnałów wyjściowych z uwzględnieniem właściwości nieliniowych wzmacniaczy operacyjnych. Dla uzyskanych wyników badań wykreślono charakterystyki zależności amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań harmonicznnych.



Rys. 4.25. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

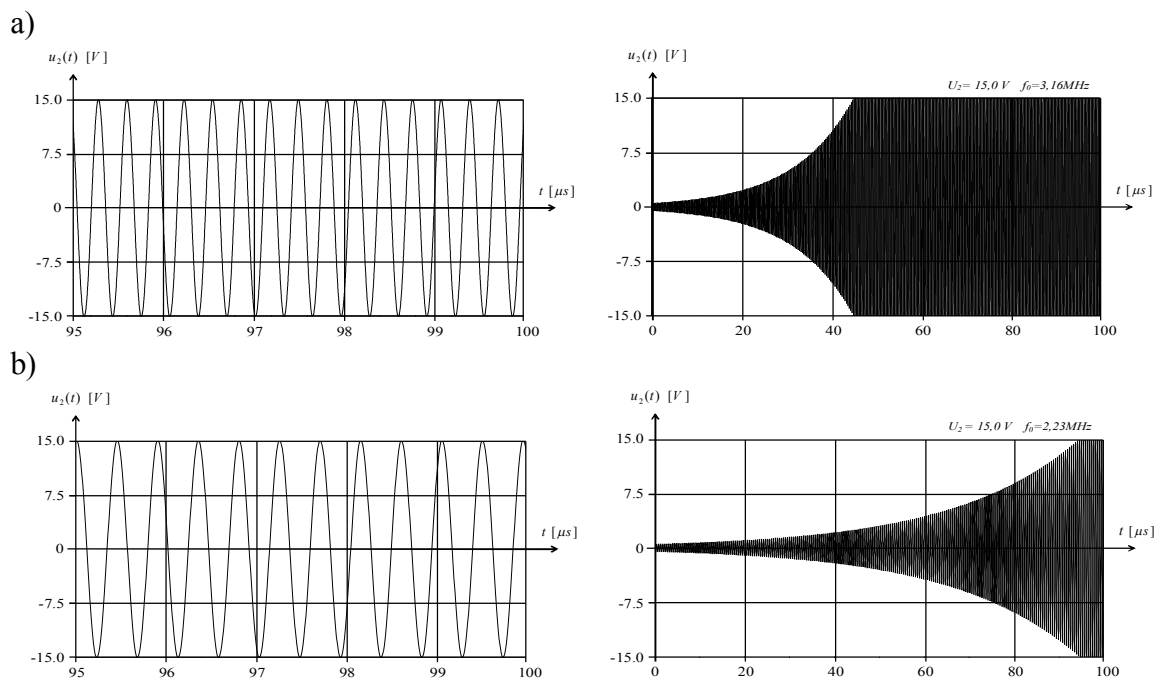


Rys. 4.26. Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

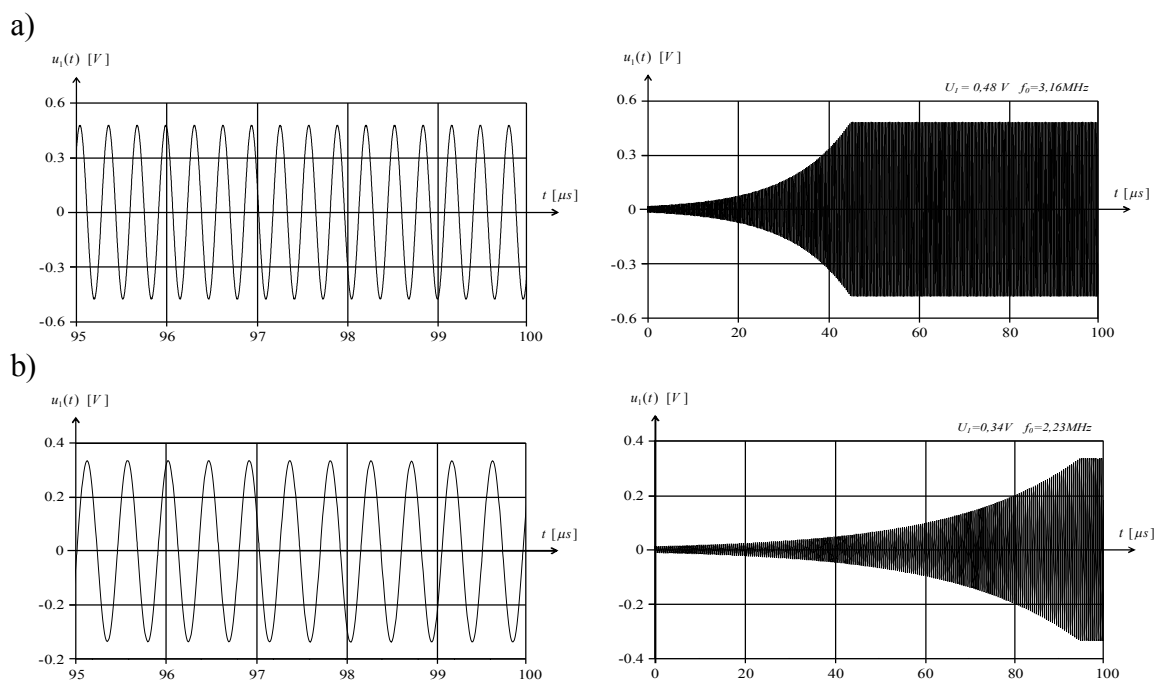


Rys. 4.27. Kształt sygnału wyjściowego $u_3(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

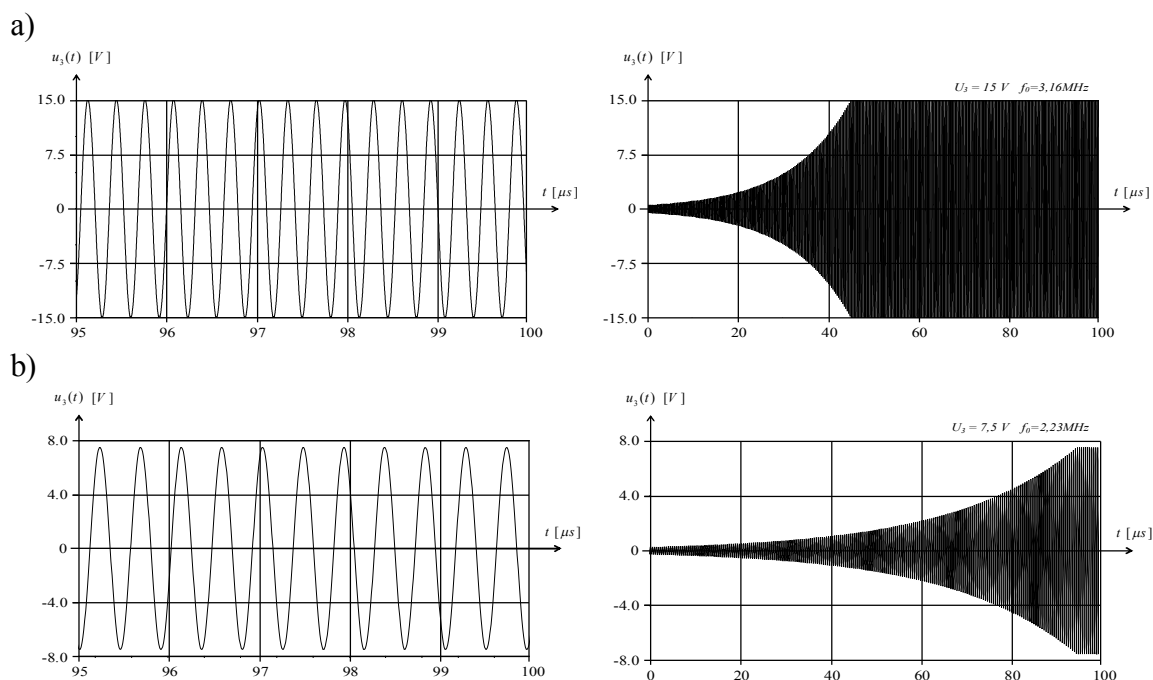
Podobnie jak dla obwodów oscylatorów prezentowanych w poprzednich punktach, uwzględnienie właściwości nieliniowych zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych WO1 oraz WO2 (przykładową charakterystykę przejściową wzmacniacza operacyjnego uwzględniającą nieliniowości zamieszczono na rysunku 2.3 b)) wpływa na parametry projektowanego oscylatora, a przede wszystkim na wartość amplitudy generowanych drgań harmoniczných. Na rysunkach 4.28 – 4.30 przedstawiono przykładowe przebiegi wyjściowe obwodu oscylatora, w którym zaimplementowane zostały nieliniowe modele wzmacniaczy operacyjnych omówione w punkcie 2.1. Przebiegi te zestawiono odpowiednio dla sygnałów wyjściowych $u_2(t)$, $u_1(t)$ oraz $u_3(t)$ podczas gdy sterowanie badanego obwodu odbywało się przez zmiany wag bitów przetwornika DAC_3 . Prezentowane wyniki odpowiadają przypadkom gdy na przetworniku DAC_3 ustawiono wartość: a) 0001 oraz b) 0010. Poniższe przykłady potwierdzają rozważania teoretyczne zawarte w punkcie 3.2, gdzie wartość amplitudy drgań harmoniczných dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ równa jest wartości napięć zasilających wykorzystywane wzmacniacze operacyjne, natomiast wartości amplitudy drgań w stanie ustalonym dla sygnałów wyjściowych $u_3(t)$ oraz $u_1(t)$ wyznaczać można odpowiednio na podstawie zależności (3.63) oraz (3.64). Przykładowo wybrane oscylogramy, zamieszczone na rysunkach 4.28 – 4.30 obrazują zależność amplitudy oraz częstotliwości wytwarzanych oscylacji od kolejnych zmian wag bitów przetwornika DAC_3 . Jednocześnie z przeprowadzonych badań oraz opisu teoretycznego wynika że, sterowanie parametrami oscylatora możliwe jest również poprzez odpowiednie zmiany wag bitów przetwornika DAC_2 . Wyniki badań zakresów zmian wartości amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań harmoniczných z uwzględnieniem dodatkowego sterowania przetwornikiem DAC_2 zawarto na rysunku 4.32.



Rys. 4.28. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010

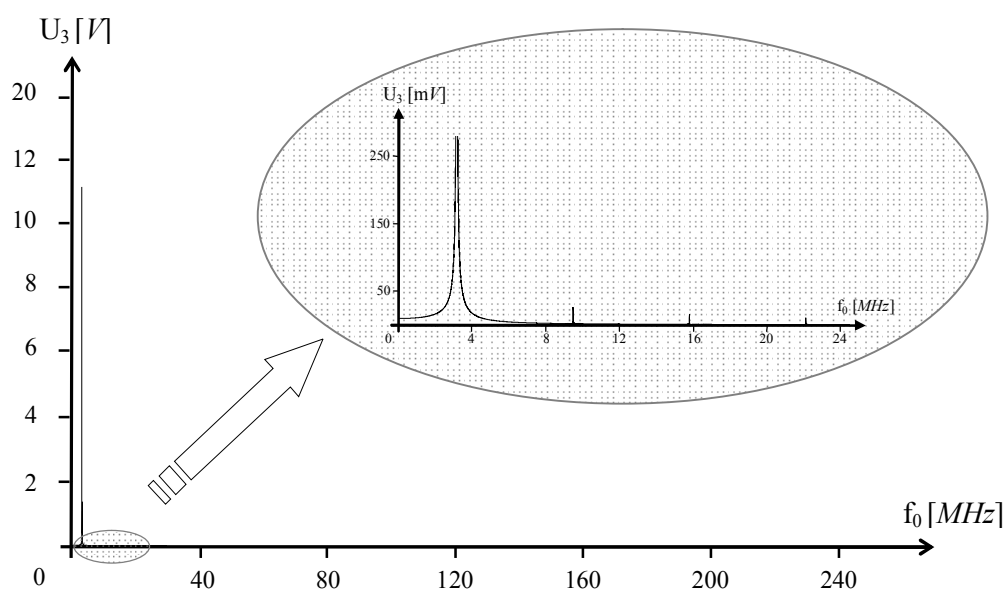


Rys. 4.29. Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010



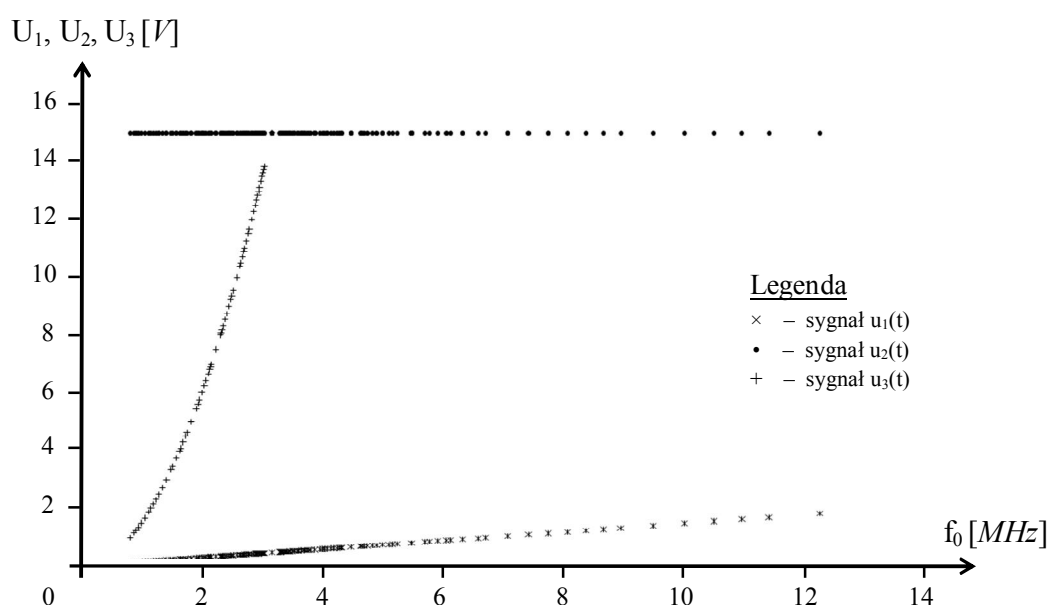
Rys. 4.30. Kształt sygnału wyjściowego $u_3(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010

Na rysunku 4.31 zamieszczono wykres transformaty Fouriera uzyskany dla przebiegu z rysunku 4.30 a). Dla prezentowanego przykładu współczynnik odkształceń harmoniczných obliczony teoretycznie oraz wyznaczony symulacyjnie w programie PSpice wynosi 0,57%. Jest to zarazem najwyższa wartość współczynnika THD uzyskana podczas regulacji przetwornikiem DAC₃, co jak opisano na początku rozdziału 4 potwierdza, iż badany przebieg może być traktowany jako przebieg harmoniczný mało odkształcony. Analogiczne wnioski wyciągnięto również podczas badania zaprojektowanego układu dla różnych ustawień wag bitów przetwornika DAC₂.



Rys. 4.31. Wykres transformaty Fouriera dla przebiegu z rysunku 4.33 a)

Przeprowadzone badania analityczne oraz symulacyjne wykazały, że dla elementów analizowanego obwodu przyjętych tak, jak zostało opisane w niniejszym punkcie pracy możliwy do uzyskania zakres zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji zawiera się w granicach od 816kHz do 12,247MHz. W badanym układzie wartość amplitudy zmienia się wraz ze zmianą wartości częstotliwości według poniższego rysunku odpowiednio dla sygnałów $u_1(t)$, $u_2(t)$ oraz $u_3(t)$. Na zmiany wartości zarówno częstotliwości jak i amplitudy wpływ mają ustawienia wag bitów przetworników DAC₂ oraz DAC₃. Przetwornik DAC₁ nie jest wykorzystywany w procesie strojenia częstotliwością i amplitudą poszczególnych sygnałów ponieważ jedynie w pomijalnym stopniu wpływa on na zmiany wartości powyższych parametrów. Służy on natomiast, jak wspomniano wcześniej, do odpowiedniego regulowania warunkiem wzbudzenia układu.



Rys. 4.32. Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.6 podczas sterowanie przetwornikami DAC₂ i DAC₃ dla sygnałów $u_1(t)$, $u_2(t)$ oraz $u_3(t)$

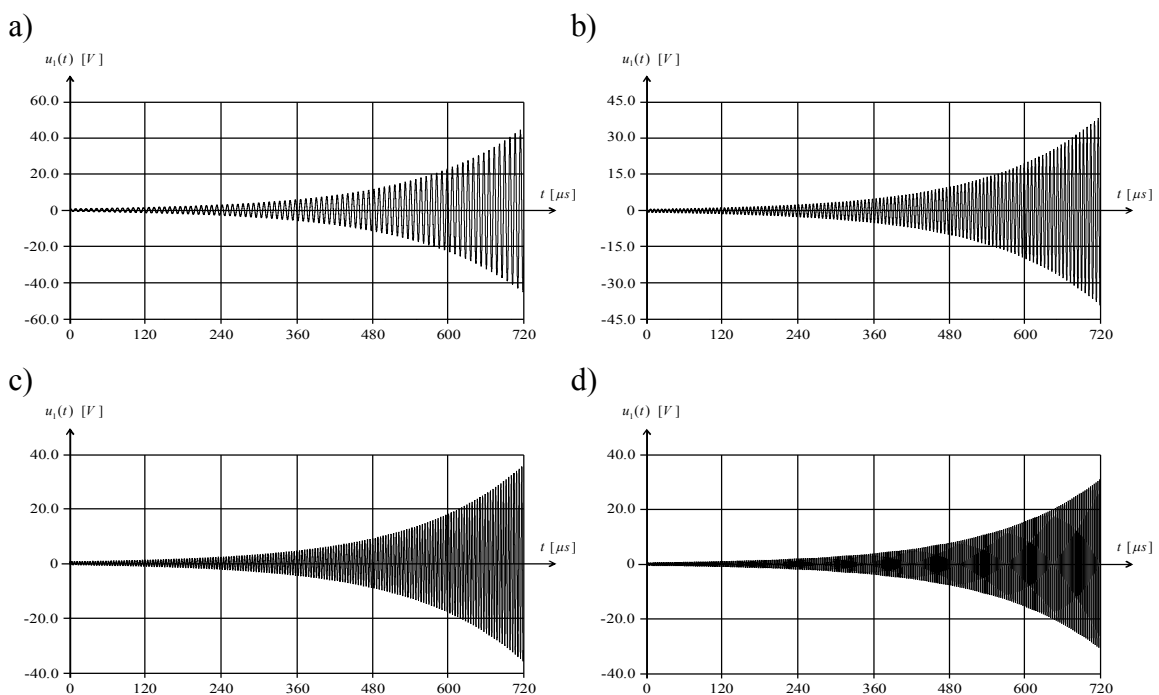
Dla badanego modelu oscylatora wyniki badań analitycznych uzyskane na podstawie definicji wyprowadzonych w punkcie 3.2 pokrywają się z wynikami symulacji komputerowych, dlatego też prezentacja odpowiednich zakresów zmian wartości amplitudy w zależności od częstotliwości wykonana została przy użyciu tylko pojedynczego rysunku. Rozpatrywany obwód może być dalej analizowany ze względu na rozdzielczość użytych do sterowania przetworników DAC. Badania takie zostały wykonane i potwierdzają one wnioski wyciągnięte dla obwodów oscylatorów z poprzednich punktów pracy. Jednak, ze względu na obszerny charakter tych badań zdecydowano się nie prezentować ich w niniejszym punkcie.

4.3. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o źródła prądowe sterowane napięciem VCCS

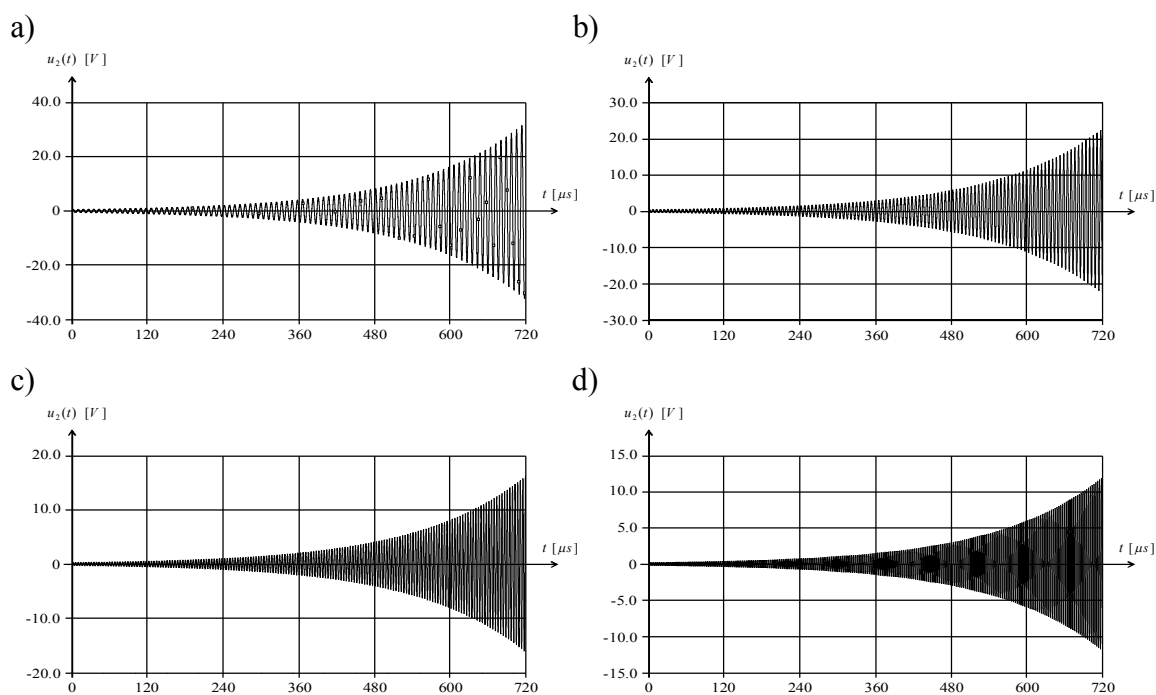
W niniejszej części pracy przedstawione zostały wyniki badań analitycznych oraz symulacyjnych uzyskane dla obwodów oscylatorów zaprojektowanych odpowiednio w punktach 3.3.1 oraz 3.3.2. Podobnie jak w poprzednich pozycjach rozdziału 4 badania podzielno na poszczególne części. Dla badanych obwodów zaprezentowane zostały przykładowo zasymulowane oscylogramy oraz wyznaczono możliwe do uzyskania w procesie sterowania zakresy zmian wartości amplitudy i częstotliwości wytwarzanych oscylacji.

4.3.1. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o źródła prądowe sterowane napięciem oraz uziemione pojemności aktywne

Na rysunkach 4.33 – 4.36 przedstawiono przykładowe przebiegi wyjściowe uzyskane dla układu aktywnego oscylatora harmonicznego z rysunku 3.9. Rysunki 4.33 oraz 4.34 przedstawiają oscylogramy dla sygnałów wyjściowych odpowiednio $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ przy założeniu, że wzmacniacze operacyjne występujące w strukturach zamodelowanych pojemności aktywne nie nasycają się.



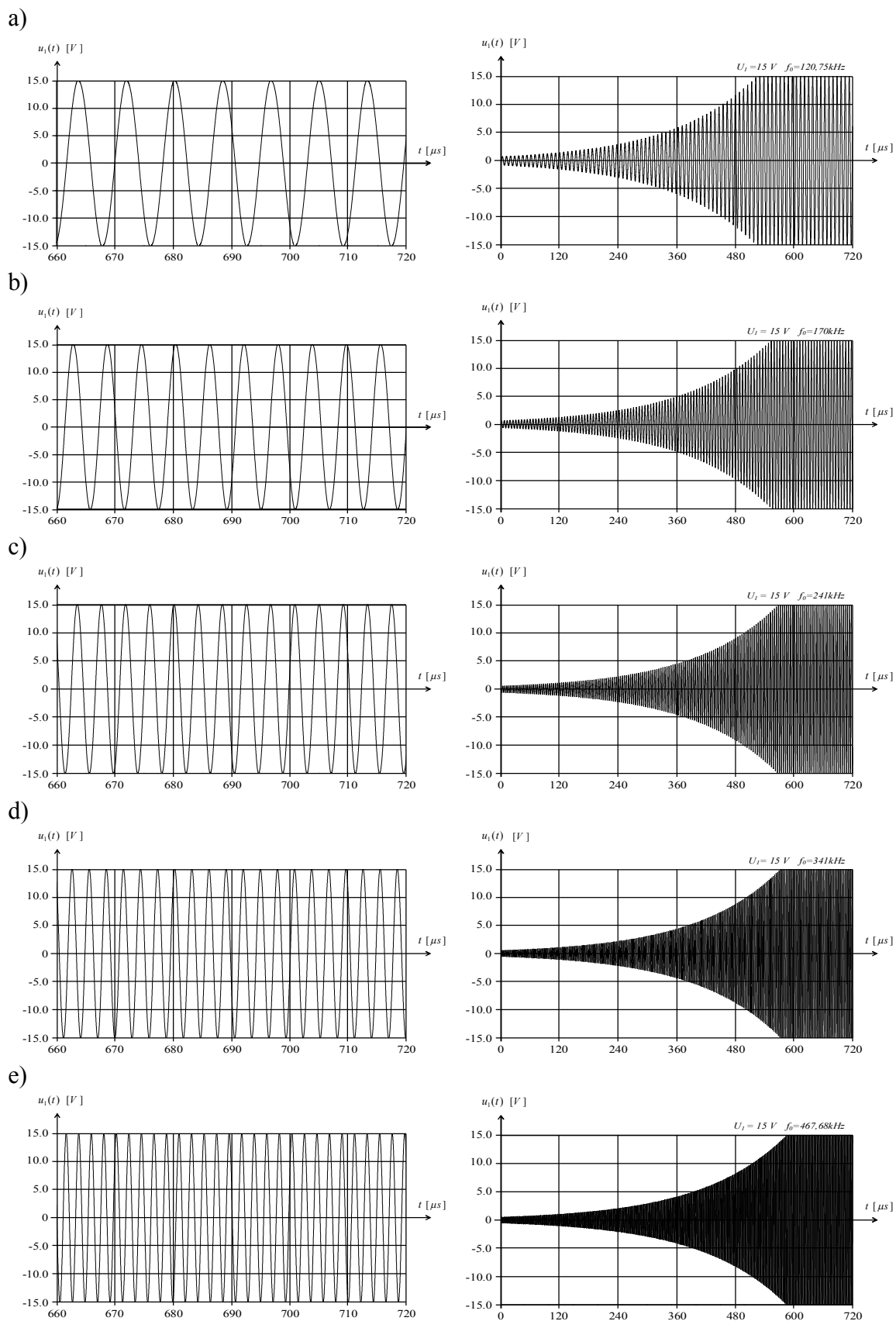
Rys. 4.33. Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



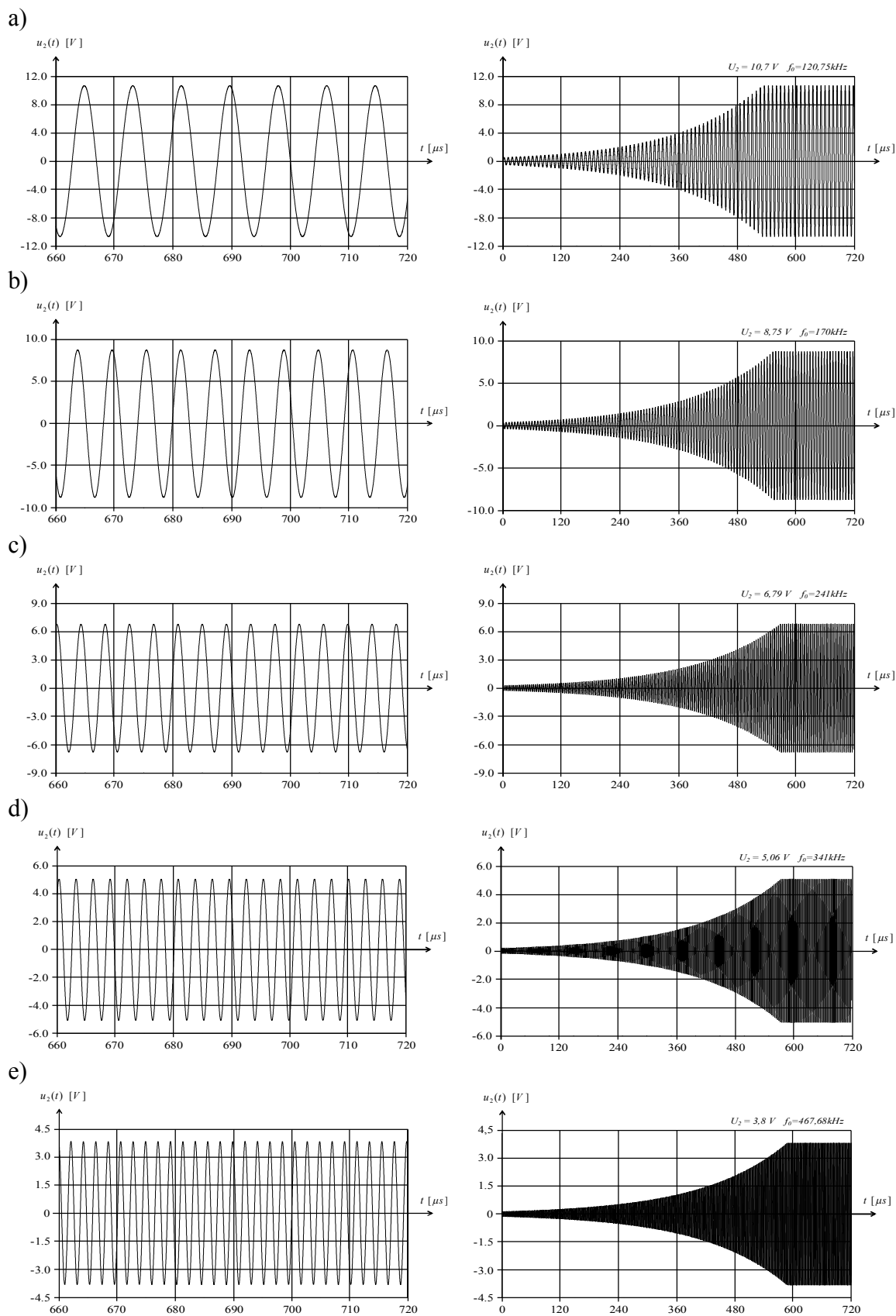
Rys. 4.34. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Powyższe przykładowe przebiegi uzyskano gdy do sterowania parametrami obwodu wykorzystane zostały odpowiednie bity przetwornika DAC_1 , a wartości pojemności zasymulowane zostały na jednakowym poziomie $C=C_1=C_2=83\text{nF}$. Dodatkowo w celu spełnienia warunku wzbudzenia układu danego zależnością (3.69) wartości transkonduktancji przejściowych przyjęto na poziomie $g_2=0,065\text{S}$ oraz $g_3=0,064\text{S}$.

Analizując uzyskane wyniki widzimy, iż zgodnie z opisem teoretycznym, nie uwzględniając nieliniowości wzmacniaczy operacyjnych zaimplementowanych w tym przypadku jako elementy składowe modelowanych pojemności aktywnych, drgania w układzie narastają wykładniczo do nieskończoności. Amplituda stabilizuje się natomiast dzięki właściwościom nieliniowym użytych modeli wzmacniaczy, co dla przypadku sterowania przetwornikiem DAC_1 oraz przy założeniu stałej wartości pojemności określonej jak wyżej, pokazano na rysunkach 4.35 oraz 4.36. Wartością częstotliwości wytwarzanych przez badany oscylator drgań harmonicznym sterować można według zależności (3.70) podczas gdy wartość amplitudy odpowiednio dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ równa jest wartości napięć zasilających wzmacniacz zamodelowany w strukturze aktywnego modelu pojemności C_1 , natomiast dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ wartość amplitudy określa formuła (3.74). Dla badanego obwodu wykonano również obliczenia wartości współczynnika zniekształceń nieliniowych, którego największa uzyskana wartość to 0,42%. Badania te jednoznacznie potwierdziły, że wytwarzane drgania traktowane mogą być jako drgania harmoniczne małodkształcone.

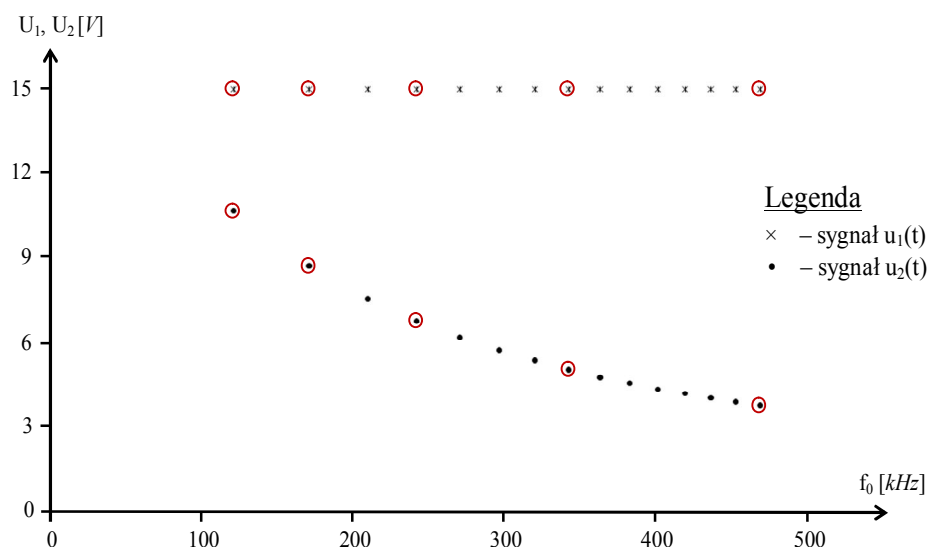


Rys. 4.35. Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111



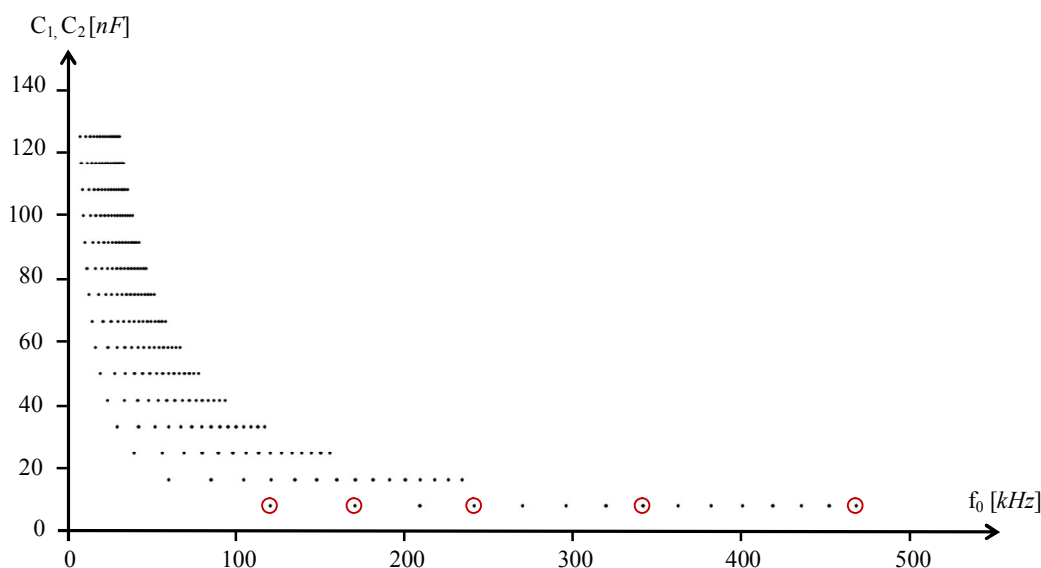
Rys. 4.36. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111

Dla prezentowanego obwodu wykonano badania zależności amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań harmoniczných, które przedstawiono na rysunku 4.37. Dodatkowo zaznaczono punkty odpowiadające oscylogramom zamieszczonym na rysunkach 4.35 (dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$) oraz 4.36 (dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$).

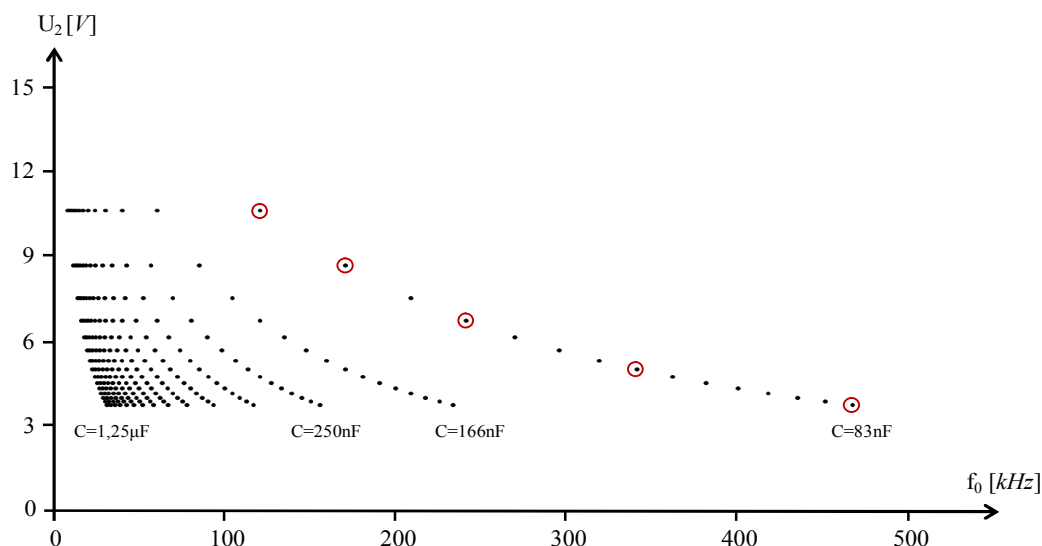


Rys. 4.37. Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.9 podczas sterowania przetwornikiem DAC₁ a) dla sygnału $u_1(t)$, b) dla sygnału $u_2(t)$

Badania powyższe wykonane zostały dla jednej, ustalonej wcześniej wartości pojemności C . Jednocześnie, jak wspomniano w punkcie 3.3 badany model oscylatora strojony może być również poprzez odpowiednie zmiany wartości pojemności, które mogą być realizowane cyfrowo dzięki wykorzystaniu przetworników DAC zaimplementowanych w strukturach dwójników aktywnych. Na rysunkach 4.38 oraz 4.39 zestawiono badania zależności częstotliwości oraz amplitudy w zależności od wartości zamodelowanych pojemności przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi.



Rys. 4.38. Zależność częstotliwości od wartości zamodelowanych pojemności aktywnych dla $C_1=C_2$ oraz przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi



Rys. 4.39. Zależność amplitudy od częstotliwości dla różnych wartości zamodelowanych pojemności aktywnych przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi

Szczegółowe dane obliczone analitycznie, które jednocześnie odpowiadają wynikom symulacji komputerowych, dotyczące możliwych do uzyskania zakresów zmian wartości częstotliwości oraz amplitudy dla badanego oscylatora zestawiono w tabeli 4.1. Dane te uzyskano dla przypadków gdy w badanym obwodzie wykorzystane zostały czterobitowe przetworniki DAC U/I.

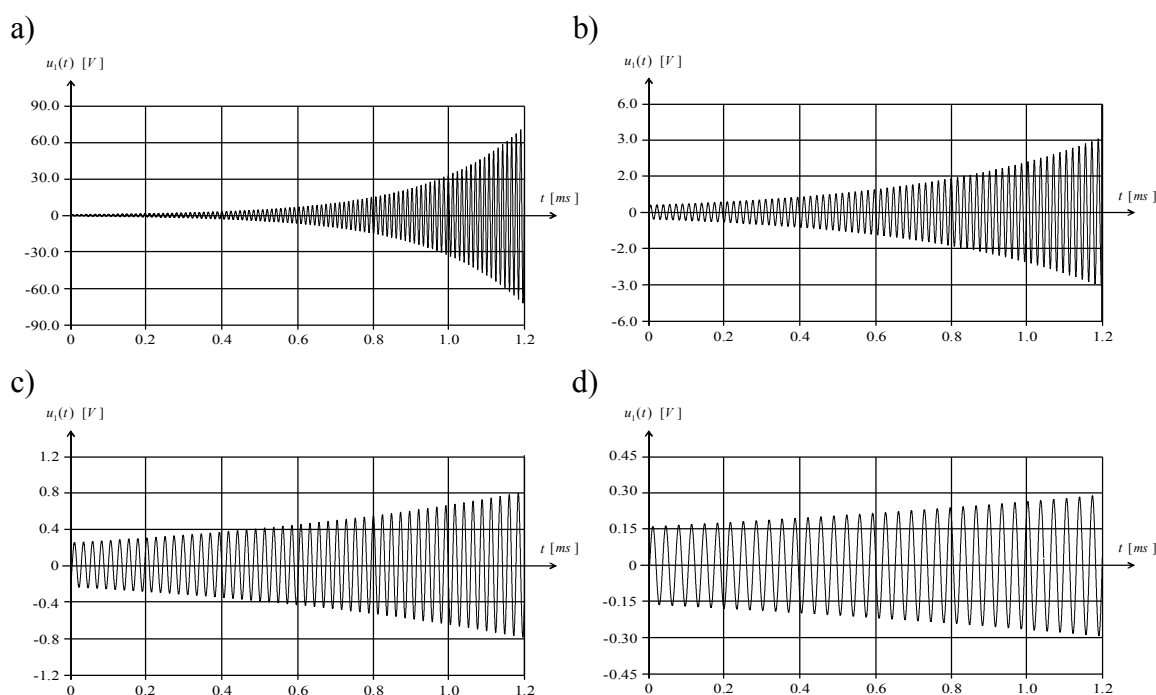
Tab. 4.1. Szczegółowe zestawienie wyników badań obwodu oscylatora z rysunku 3.9 dla różnych wartości zastosowanych pojemności C

C [nF]	f_0 [kHz]	U_2 [V]	U_1 [V]
83	120,75 – 467,68	10,7 – 3,8	15
166	60,37 – 233,84		
250	40,25 – 155,89		
333	30,18 – 116,92		
416	24,15 – 93,53		
500	20,12 – 77,94		
583	17,25 – 66,81		
667	15,09 – 58,46		
750	13,41 – 51,96		
833	12,07 – 46,96		
917	10,97 – 42,51		
1000	10,06 – 38,97		
1084	9,28 – 35,97		
1167	8,62 – 33,40		
1250	8,05 – 31,17		

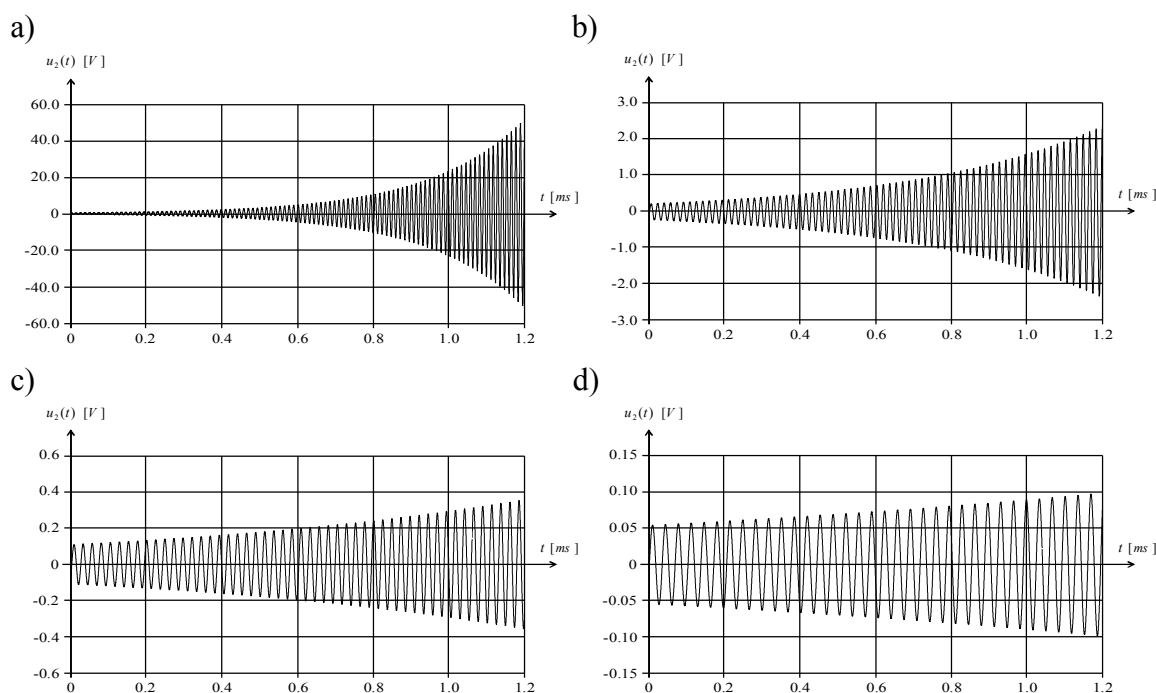
Na powyższe wyniki wpływać można poprzez zmianę rozdzielczości wykorzystywanych przetworników. Tendencje zmian parametrów oscylatora przy zmianie rozdzielczości przetworników są zgodne jak dla oscylatorów z poprzednich punktów pracy. Zatem, wzrost rozdzielczości wpływa znacząco na precyzję strojenia obwodu i jednocześnie zwiększa w pewnym stopniu prezentowane w tabeli zakresy. Szczegółowe wyniki badań dla innych rozdzielczości przetworników ze względu na obszerność pracy nie będą jednak prezentowane.

4.3.2. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o źródła prądowe sterowane napięciem oraz uziemione indukcyjności aktywne

Dla omawianego w niniejszym punkcie obwodu aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo przeprowadzono analogiczne badania jak dla modelu z punktu 4.3.1. Kolejno zaprezentowano przykładowe oscylogramy uzyskane podczas analizy liniowej i nieliniowej oraz podobnie jak dla wszystkich poprzednich obwodów wykonano badania możliwych do uzyskania w procesie strojenia zakresów zmian wartości częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych drgań harmonicznym. W celu spełnienia warunku wzbudzenia danego zależnością (3.84) przyjęto następujące wartości poszczególnych elementów układu: $L=L_1=L_2=30\mu\text{H}$ oraz $g_2=0,065\text{S}$ oraz $g_3=0,064\text{S}$. Przykładowo prezentowane oscylogramy zamieszczone na rysunkach 4.40 oraz 4.41 wytworzone zostały gdy w procesie sterowania parametrami oscylatora wykorzystywany był tylko przetwornik DAC₁. Ponieważ na parametry badanego obwodu można również wpływać przez zmianę wag bitów przetworników występujących w zamodelowanych indukcyjnościach (czyli przez zmianę wartości zamodelowanej indukcyjności), dlatego w dalszej części rozdziału przedstawiono wyniki badań zależności częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych drgań od wartości modelowanych indukcyjności aktywnych. Wszystkie prezentowane badania wykonano sterując badany układ przetwornikami czterobitowymi.

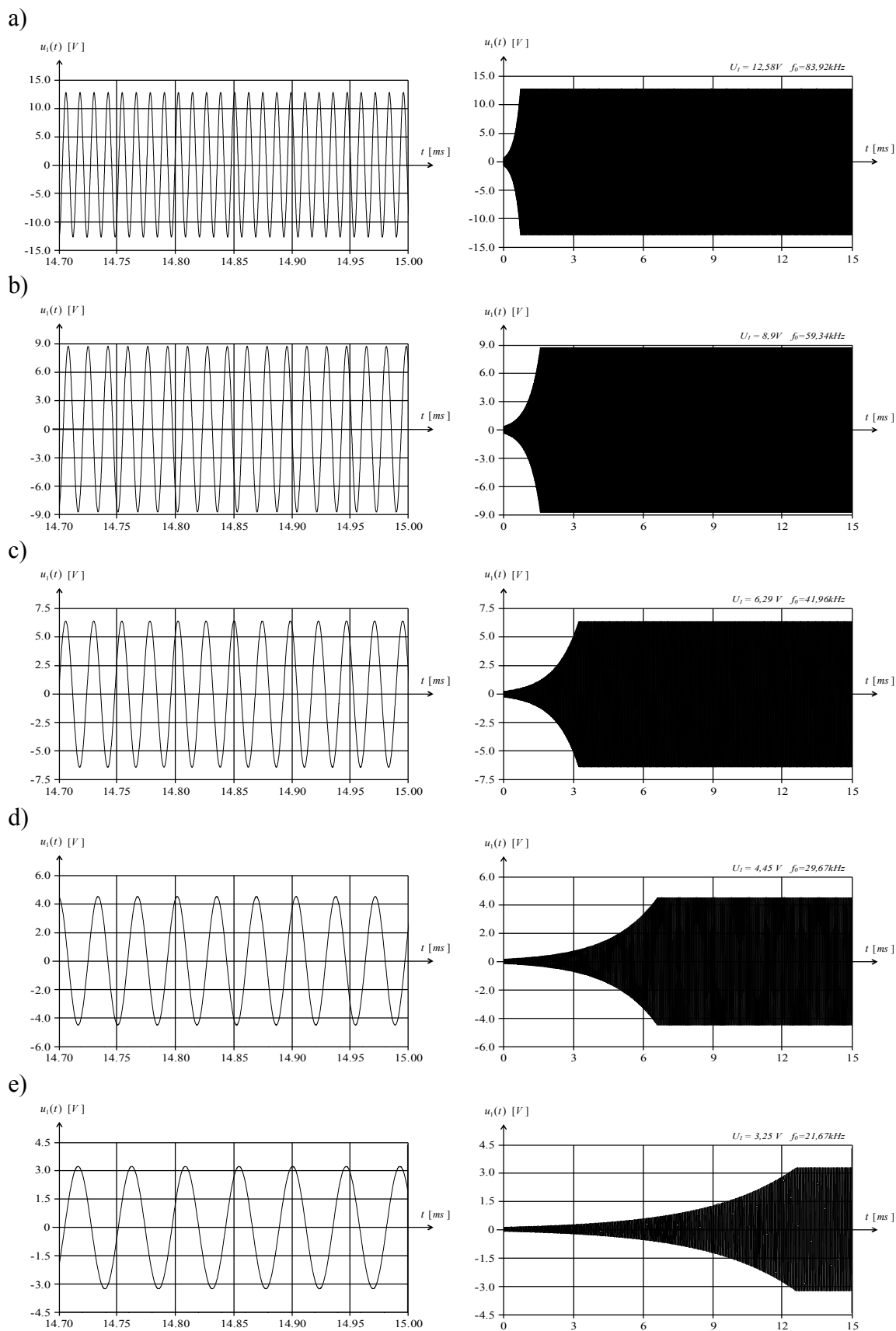


Rys. 4.40. Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

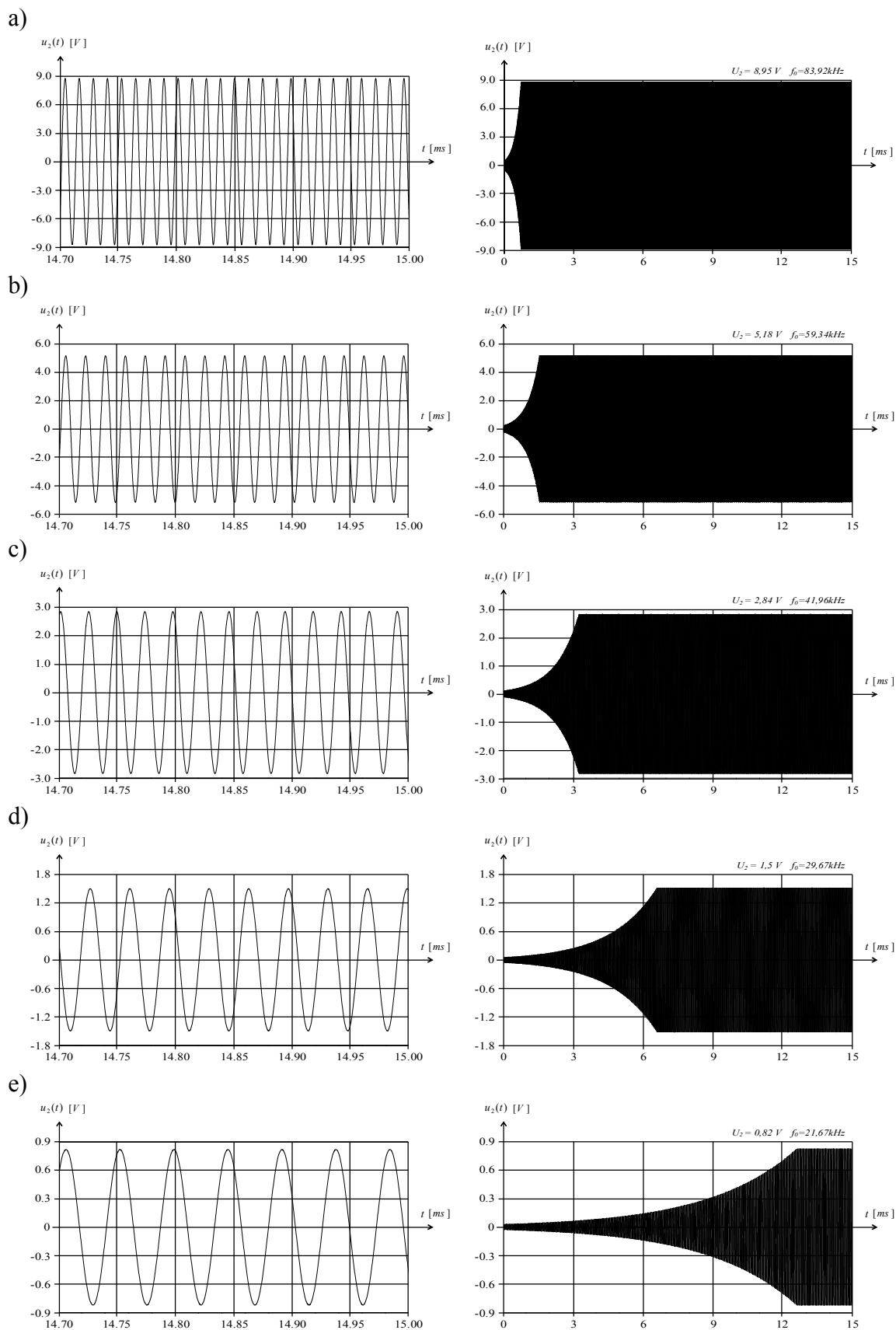


Rys. 4.41. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Analizując uzyskane wyżej wyniki widzimy, że wartością częstotliwości wytwarzanych przez badany oscylator drgań harmoniczných sterować można według zależności (3.83) wyprowadzonej w rozdziale 3.3.2. Zganie z ogólnymi założeniami gdy w badaniach wykorzystywano liniowe modele wzmacniaczy operacyjnych, które w tym przypadku zamodelowano w strukturach aktywnych indukcyjności uziemionych L_1 oraz L_2 , amplituda wytwarzanych drgań narastała wykładniczo do nieskończoności. Implementując natomiast ich modele nieliniowe wartością amplitudy sterować możemy odpowiednio a) dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ według zależności (3.88) oraz b) dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ według zależności (3.89). Przykładowe przebiegi dla przypadku gdy w obwodzie zaimplementowano nieliniowe modele wprowadzonych wzmacniaczy operacyjnych przedstawiono na rysunkach 4.42 oraz 4.43. W omawianym przypadku sterowanie parametrami oscylatora odbywa się przy wykorzystaniu czterobitowego przetwornika cyfrowo-analogowego DAC_1 , gdzie wraz ze wzrostem wartości współczynnika D_1 zmniejszaniu ulegają zarówno wartość częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych przez oscylator drgań. Dla badanego przypadku, przy założeniu równych wartości zamodelowanych indukcyjności $L=L_1=L_2=30\mu H$, częstotliwością oscylacji sterować można w zakresie 21,67–83,92kHz, natomiast wartość amplitudy zmienia się wraz ze zmianą częstotliwości odpowiednio dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ w granicach 3,25–12,58V oraz dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$ w granicach 0,82–8,95V. Obliczane dla badanego obwodu wartości współczynnika zniekształceń nieliniowych nie przekraczają 1% dlatego też wszystkie wytwarzane oscylogramy traktować można jako sinusoidalne harmoniczne przebiegi małodkształcone.

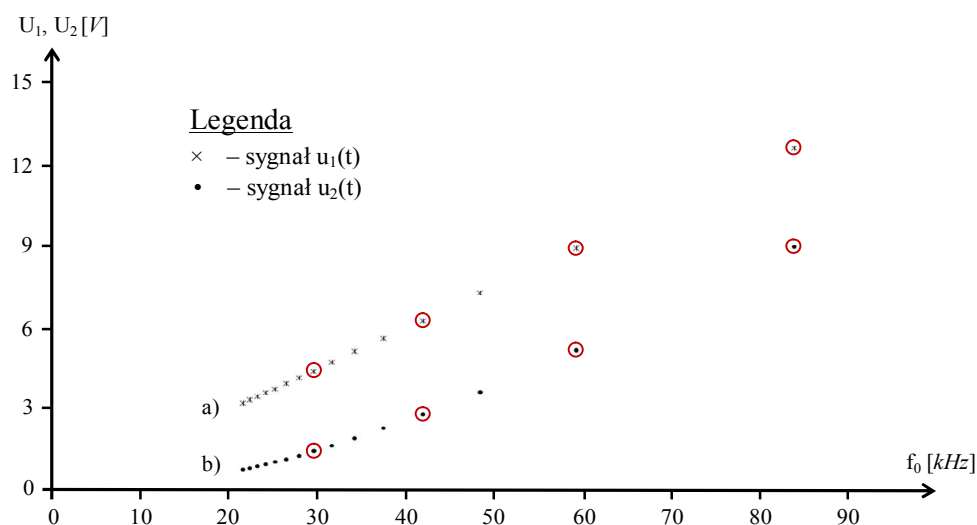


Rys. 4.42. Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111



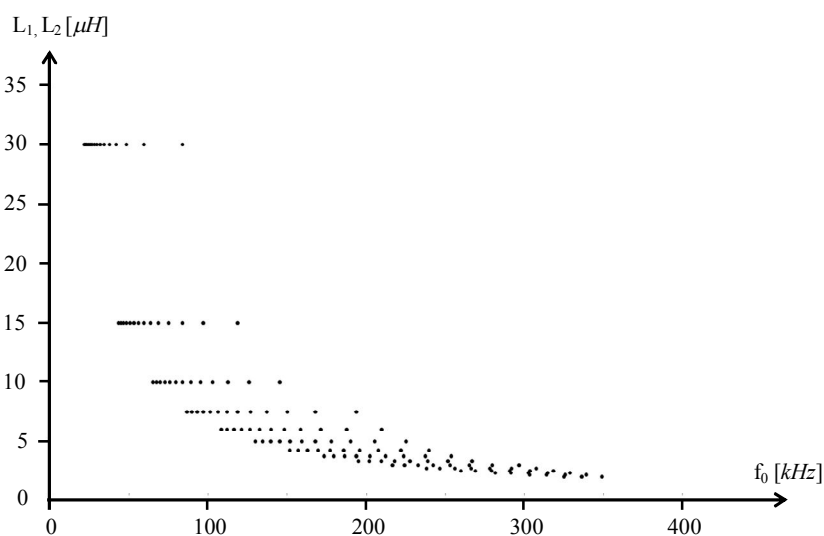
Rys. 4.43. Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111

Rysunek 4.44 przedstawia wyniki badań zależności amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań harmoniczných dla omawianego obwodu oscylacyjnego. Punkty zaznaczone na rysunku odpowiadają oscylogramom zamieszczonym odpowiednio: a) na rysunku 4.42 dla sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oraz b) na rysunku 4.43 dla sygnału wyjściowego $u_2(t)$. Uzyskane wyniki regulować można podobnie, jak w innych omawianych w pracy przypadkach oscylatorów poprzez zmianę rozdzielczości wykorzystywanych do sterownia przetworników DAC. Wzrost rozdzielczości zdecydowanie poprawi precyzję strojenia układu, a jednocześnie zwiększy w pewnym stopniu możliwy do uzyskania zakres zmian wartości częstotliwości oraz amplitudy wytwarzanych drgań.

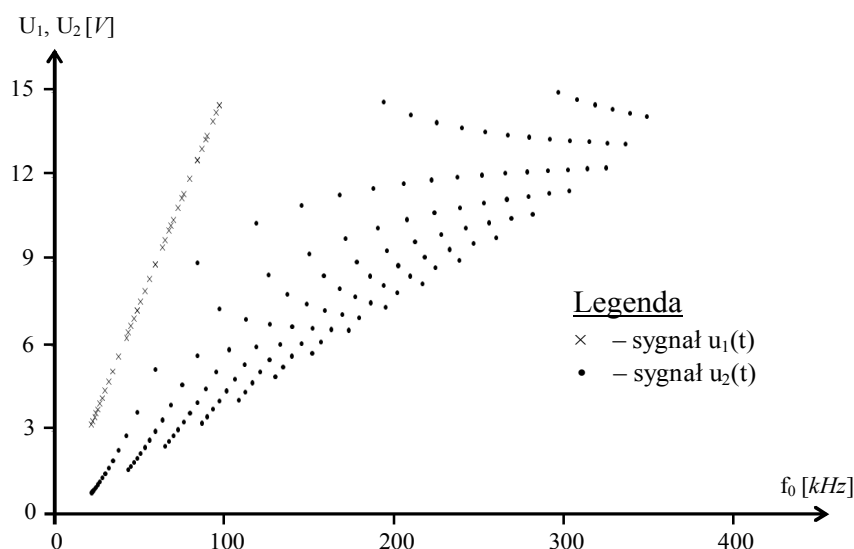


Rys. 4.44. Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.12 podczas sterowania przetwornikiem DAC₁ a) dla sygnału $u_1(t)$, b) dla sygnału $u_2(t)$

Rysunki 4.45 oraz 4.46 pokazują natomiast wyniki badań zależności częstotliwości oraz amplitudy od wartości symulowanych indukcyjności przy spełnieniu założeń opisanych na wstępie rozdziału.



Rys. 4.45. Zależność częstotliwości od wartości zamodelowanych indukcyjności aktywnych dla $L_1=L_2$ oraz przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi



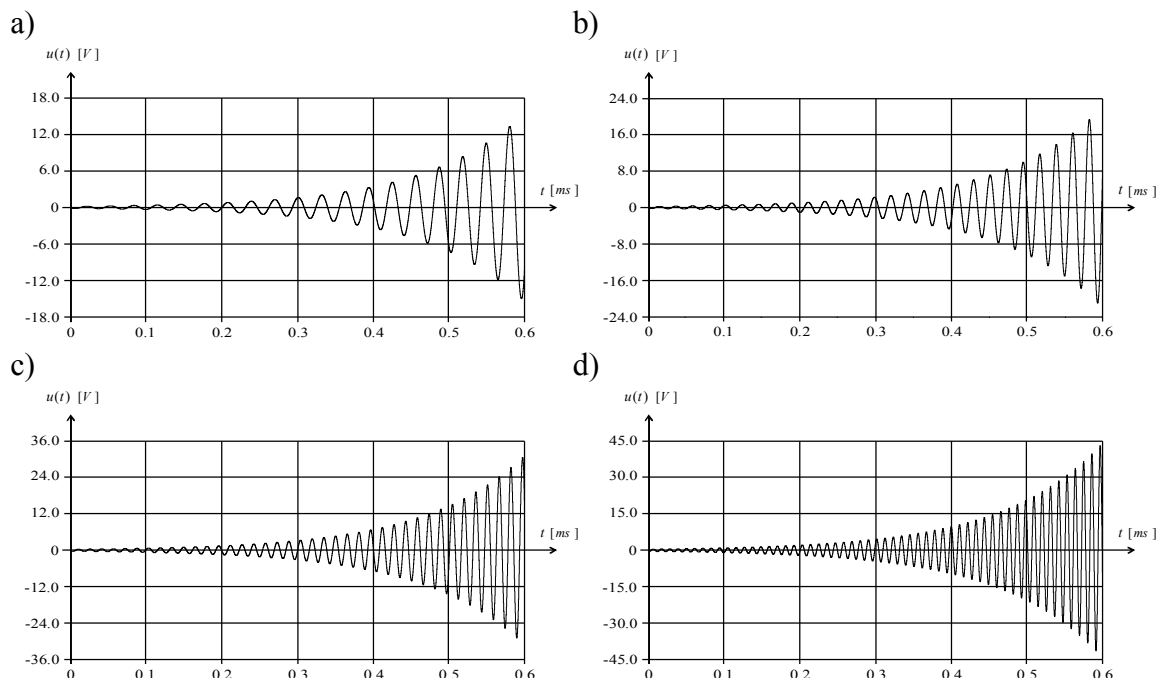
Rys. 4.46. Zależność amplitudy od częstotliwości dla różnych wartości zamodelowanych indukcyjności aktywnych przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi

Prezentowane wyniki badań uzyskano zarówno w drodze obliczeń teoretycznych (na podstawie zależności podanych w rozdziale 3.3.2) jak również w drodze wykonanych symulacji komputerowych w programie PSpice. Zbieżność powyższych rozwiązań świadczy o poprawności opracowanej w rozdziale 3 koncepcji projektowania obwodu aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o źródła prądowe sterowane napięciem oraz aktywne modele indukcyjności uziemionych.

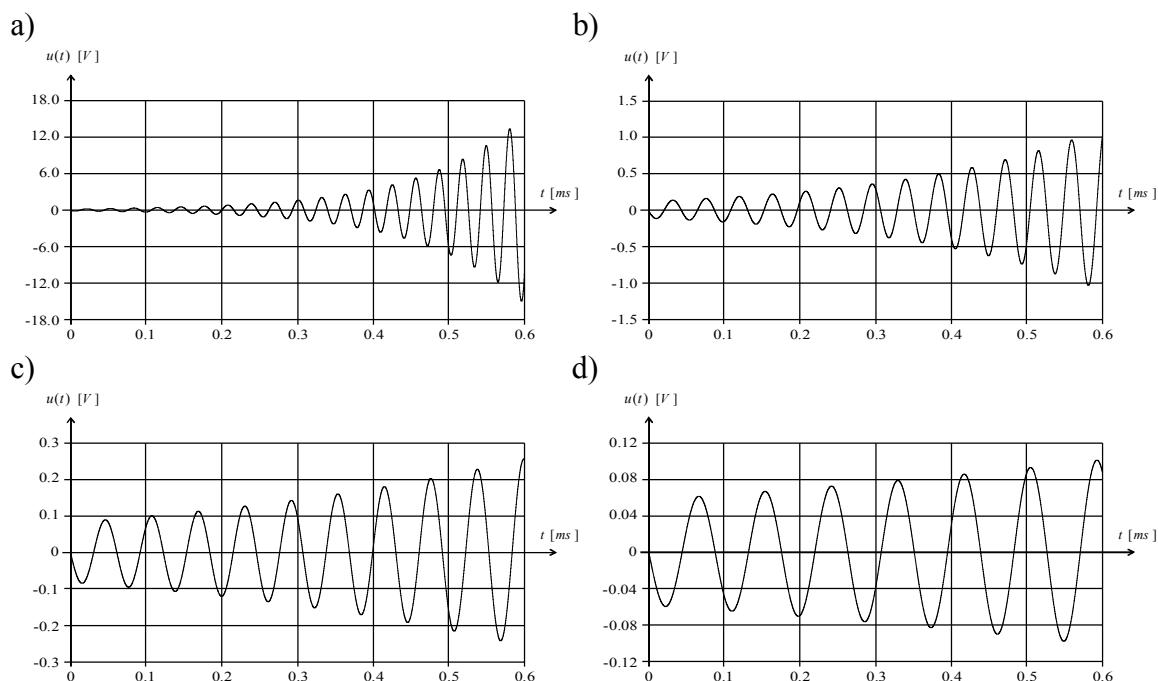
4.4. Badanie oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo zaprojektowanego w oparciu o aktywne modele biernych elementów G , L , C

Ostatnim z proponowanych w pracy obwodów sterowanych cyfrowo aktywnych oscylatorów harmonicznym jest układ zaprojektowany w oparciu o aktywne modele biernych elementów elektronicznych G , L oraz C . Teoretyczny opis obwodu, dla którego w niniejszym rozdziale przedstawiane są analityczne oraz symulacyjne badania zamieszczono w punkcie 3.4. Z opisu tego wynika, że aby prezentowany oscylator wytwarzał drgania harmoniczne spełniony musi być warunek wzbudzenia opisany zależnością (3.92). Na rysunkach 4.47 – 4.50 zestawiono przykładowo zasymulowane oscylogramy wytworzone podczas sterowania oscylatora przetwornikami występującymi odpowiednio w strukturach aktywnej indukcyjności (Rys. 4.47, Rys. 4.49) oraz aktywnej pojemności (Rys. 4.48, Rys. 4.50). Prezentowane wyniki dotyczą zatem przypadków gdy parametrami oscylatora sterowano poprzez odpowiednie zmiany wartości symulowanej indukcyjności lub pojemności. W przypadku sterowania układu poprzez zmianę indukcyjności wartość pojemności C przyjmowano równą $C=8,44\text{nF}$ ($\omega_T=6,28 \cdot 10^5\text{rad/s}$; $g_{mC}=0,8\text{S}$; $\text{DAC}_C=0001$), natomiast w przypadku sterowania oscylatora poprzez zmianę wartości pojemności jako stałą zakładano wartość modelowanej indukcyjności $L=31,85\mu\text{H}$ ($\omega_T=6,28 \cdot 10^5\text{rad/s}$ $g_{mL}=0,0849\text{S}$; $\text{DAC}_L=0001$). Wartości konduktancji G_1 oraz $-G_2$ założono dla wszystkich symulacji jako $G_1=0,00125\text{S}$, $-G_2=0,000625\text{S}$ ($g_{mG1}=0,01\text{S}$;

$DAC_{G1}=0010$; $g_{mG2}=0,01S$; $DAC_{G2}=0011$). Pozwoliło to na spełnienie warunku wzbudzenia oraz generację sygnału sinusoidalnego o małych odkształceniach. Ustawienia wag bitów przetworników występujących w aktywnych konduktancjach sterowanych G_1 oraz $-G_2$ dają możliwość niezależnej regulacji warunku wzbudzenia, dzięki czemu możliwa jest kontrola nad odkształceniami sygnału wyjściowego.



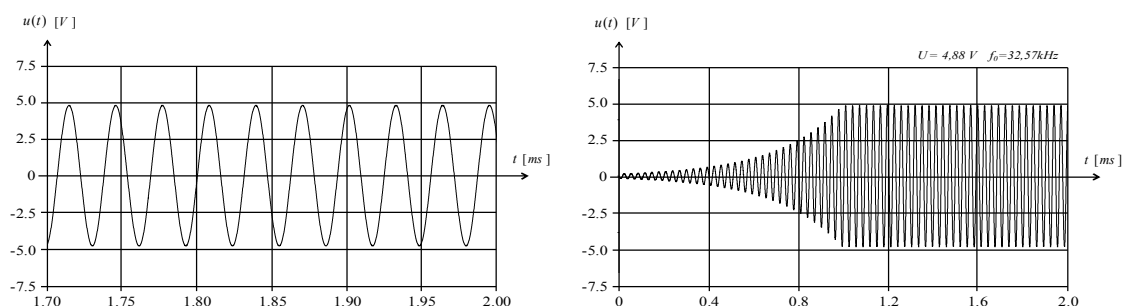
Rys. 4.47. Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_L dla kolejnych wartości D_L równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



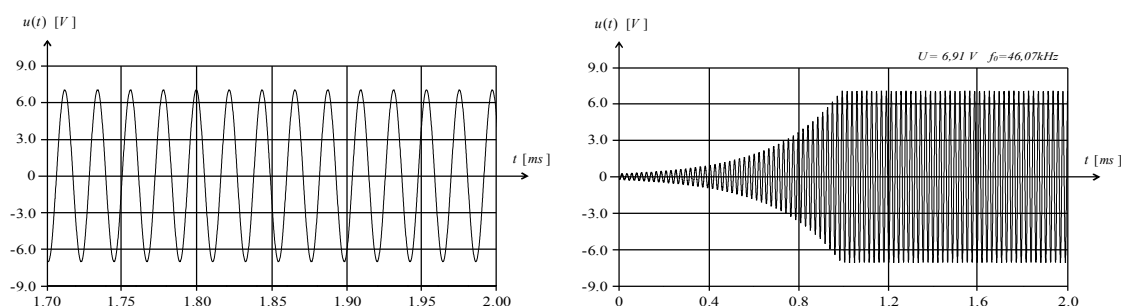
Rys. 4.48. Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_C dla kolejnych wartości D_C równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Powyższe przykładowe oscylogramy (Rys. 4.47 i Rys. 4.48) wytworzone zostały podczas wykorzystania liniowych modeli wzmacniaczy operacyjnych. Przebiegi gdy w obwodzie zastosowano nieliniowe modele wzmacniaczy, dla których wytworzone drgania cechują się stabilną wartością amplitudy zestawiono na rysunkach 4.49 oraz 4.50.

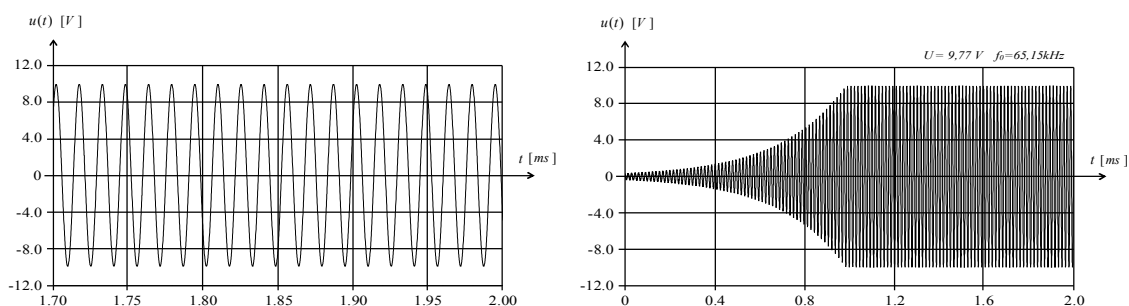
a)



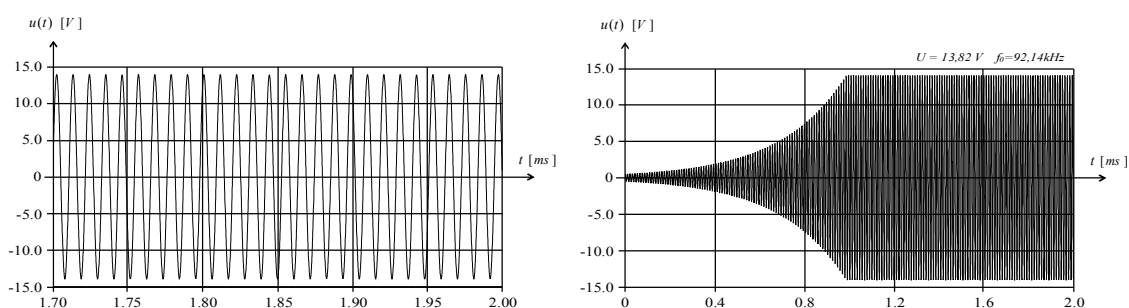
b)



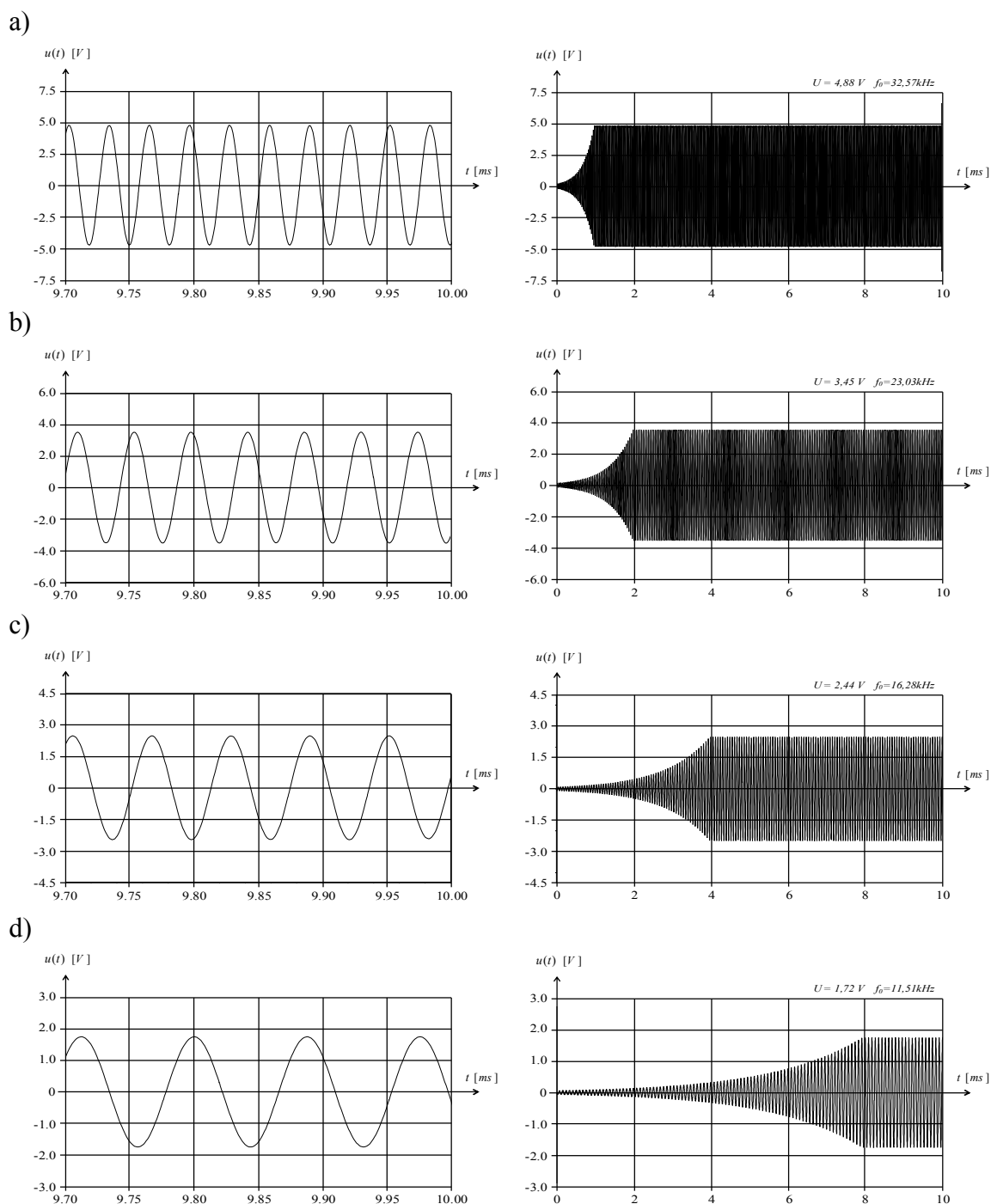
c)



d)

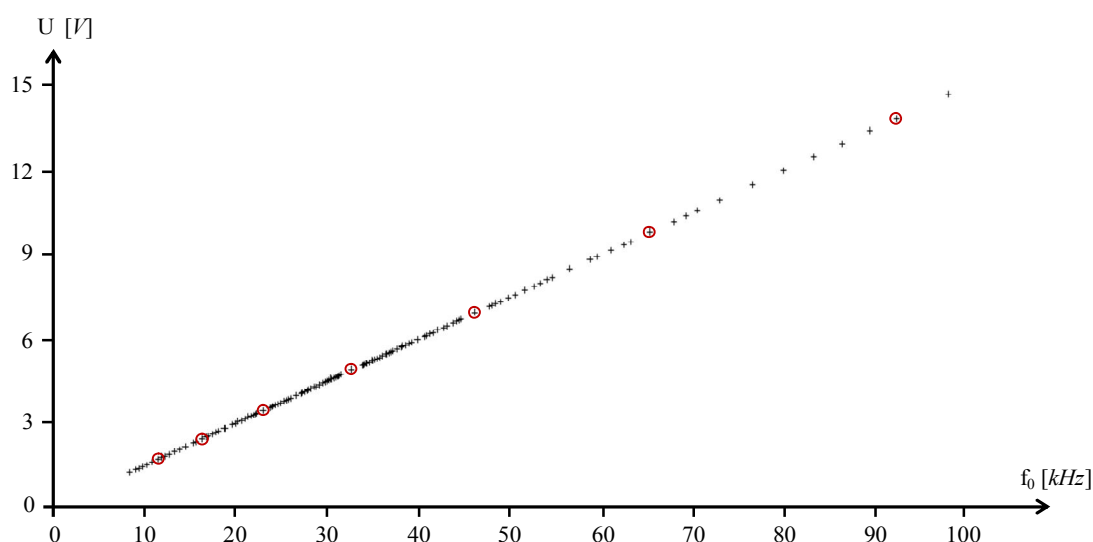


Rys. 4.49. Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_L dla kolejnych wartości D_L równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000



Rys. 4.50. Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_C dla kolejnych wartości D_C równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000

Dla wszystkich zamieszczanych przebiegów wyjściowych wartość współczynnika THD kształtuje się na poziomie poniżej 1%. Oznacza to, że generowany przez oscylator sygnał wyjściowy charakteryzują jedynie niewielkie odkształcenia i może on być traktowany jako harmoniczny sygnał sinusoidalny mało odkształcony. Na rysunku 4.51 zestawiono wyniki badań zależności amplitudy sygnału wyjściowego od wartości częstotliwości wytwarzanych drgań, gdzie zaznaczono dodatkowo punkty, które odpowiadają prezentowanym przebiegom wyjściowym z rysunków 4.49 oraz 4.50.



Rys. 4.51. Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.15 podczas sterowania przetwornikami DAC_L oraz DAC_C

Uzyskane wyniki badań analitycznych dokładnie odpowiadają badaniom symulacyjnym wykonanym w programie PSpice, co świadczy o poprawności przeprowadzonych analiz. Dla badanego obwodu możliwy do regulacji zakres zmian wartości częstotliwości wytwarzanych drgań zawiera się w granicach od 8,41kHz do 97,79kHz, natomiast odpowiadający mu zakres zmian wartości amplitudy waha się w granicach od 4,88V do 14,66V. Na powyższe zakresy wpływać można, podobnie jak w innych prezentowanych w pracy przykładach oscylatorów poprzez zmiany rozdzielczości wykorzystywanych do sterowania przetworników DAC.

5. Zakończenie

W zakończeniu przedstawione zostało podsumowanie oraz wnioski końcowe dla przeprowadzonych w poprzednich rozdziałach pracy badań proponowanych obwodów aktywnych oscylatorów harmonicznym sterowanych cyfrowo. Zaprezentowane zostały najważniejsze rezultaty wykonanych prac oraz perspektywy praktycznego wykorzystania uzyskanych wyników.

5.1. Podsumowanie i wnioski końcowe

Niniejsza praca dotyczy badań aktywnych oscylatorów harmonicznym sterowanych cyfrowo. Głównym jej celem było opracowanie koncepcji projektowania różnych klas obwodów oscylacyjnych opartych wyłącznie o elementy aktywne, których parametry mogą być przestrajane przy pomocy cyfrowego sygnału sterującego oraz określenie dla zaproponowanych układów ich podstawowych właściwości poprzez przeprowadzenie badań analitycznych i symulacyjnych. Realizacja zamierzonych celów wymagała przeprowadzenia szczegółowego rozeznania literaturowego z zakresu projektowania obwodów elektronicznych, opracowania aktywnych modeli symulujących podstawowe elementy elektroniczne (wzmacniacze operacyjne, przetworniki cyfrowo-analogowe, elementy dwójnikowe G , L , C), zaprojektowania w oparciu o ogólne założenia wyprowadzone teoretycznie przykładowych obwodów oscylatorów harmonicznym sterowanych cyfrowo różnych typów oraz przeprowadzania badań analitycznych i symulacyjnych potwierdzających założenia projektowe. Przeprowadzone badania analityczne dla wszystkich proponowanych w pracy klas obwodów oscylatorów zbieżne są z wynikami symulacji komputerowych wykonanych przy pomocy programu PSpice. Nie ulega zatem wątpliwości, że wprowadzane w pracy nowe rozwiązania układowe dla sterowanych cyfrowo oscylatorów aktywnych są poprawne, a przy tym wykazują szereg zalet w porównaniu z obwodami proponowanymi dotychczas. W pracy wykazano zatem, że wykorzystanie transmitancji rzeczywistych wzmacniaczy operacyjnych jako elementów inercyjnych pozwala na realizację obwodów oscylatorów przebiegów harmonicznym o parametrach sterowanych cyfrowo, bez konieczności stosowania dodatkowych biernych elementów zewnętrznych. Do podstawowych zalet prezentowanych w pracy obwodów zaliczyć można przede wszystkim znaczne możliwości przestrajania ich parametrów (zarówno w zakresie częstotliwości wytwarzanych drgań jak i w zakresie ich amplitudy) poprzez odpowiednie zmiany wag bitów stosowanych przetworników DAC. Nowe koncepcje przedstawiane w pracy polegają na wykorzystaniu członów inercyjnych zawartych w modelach wzmacniaczy operacyjnych, a dzięki temu możliwa jest eliminacja z obwodów biernych elementów zewnętrznych. Możliwość zastępowania elementów biernych elementami aktywnymi pozytywnie wpływa na właściwości częstotliwościowe wytwarzanych sygnałów wyjściowych. Zauważyć należy również, że proponowane układy dostarczają przebiegów harmonicznym o niskich odkształceniach, co potwierdziły przeprowadzane obliczenia współczynnika zniekształceń nieliniowych dla poszczególnych oscylogramów.

5.2. Najważniejsze rezultaty przeprowadzonych badań

Do najważniejszych osiągnięć poznawczych przeprowadzonych przez autora prac badawczych zaliczyć należy przede wszystkim:

- Opracowanie nowych ogólnych rozwiązań układowych dla oscylatorów harmonicznym strojonym sygnałem cyfrowym budowanych w oparciu wyłącznie o elementy aktywne. Opracowano następujące cztery różne klasy obwodów oscylatorów aktywnych:
 - aktywny oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o wzmacniacze operacyjne oraz przetworniki DAC U/U
 - aktywny oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany na bazie filtra pasmowego
 - aktywny oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o źródła prądowe sterowane napięciem
 - aktywny oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o aktywne modele biernych elementów elektronicznych G, L, C
- Zaprojektowanie analityczne na bazie wyprowadzonych koncepcji ogólnych wielu różnych układów aktywnych oscylatorów harmonicznym sterowanych cyfrowo.
- Zbadanie podstawowych parametrów zaprojektowanych obwodów oscylatorów. Dla wszystkich prezentowanych układów wykonano badania możliwych do uzyskania zakresów zmian wartości częstotliwości oraz wartości amplitudy wytwarzanych drgań harmonicznym. Badania te wykonano dwoma metodami (analityczną na podstawie zależności teoretycznych oraz symulacyjną dzięki implementacji proponowanych układów w programie PSpice), a ich zbieżność potwierdza słuszność wprowadzonych w pracy rozwiązań. Dla zasymulowanych oscylogramów, uzyskanych podczas symulacji obwodów wykorzystujących nieliniowe właściwości WO, sprawdzono również wartości współczynnika zniekształceń nieliniowych, które pozwalają na jednoznaczne opisanie generowanego przez poszczególne układy sygnału wyjściowego jako sygnału harmonicznego o małych zniekształceniach.

5.3. Perspektywy praktycznego wykorzystania wyników badań

Badania prowadzone w ramach niniejszej pracy motywowane były między innymi. potrzebą poszukiwania nowej ogólnej koncepcji projektowania obwodów oscylatorów harmonicznym, w strukturach których występowałyby wyłącznie elementy aktywne, a jednocześnie które mogą być przestrajane sygnałem cyfrowym. Konieczność ta wynikała z przeprowadzonych badań literaturowych z zakresu szeroko pojętego projektowania obwodów elektronicznych. Główne korzyści jakie mogą wynikać z wykonanych przez autora prac to:

- Dzięki wprowadzeniu aktywnych modeli symulujących elektroniczne elementy bierne G , L oraz C większość ze znanych klas układów oscylacyjnych można zaimplementować w postaci obwodu aktywnego. Uzupełnienie natomiast takich obwodów przetwornikami DAC daje możliwości cyfrowego sterowania ich parametrami. Przykładem jest obwód oscylatora wprowadzony w punkcie 3.4, który uzyskano dzięki implementacji modeli sterowanych dwójników aktywnych w miejsca występujących elementów biernych.
- Zaletą przedstawianych w pracy rozwiązań układowych jest możliwość łatwego ich wykonania jako układów elektronicznych scalonych w tej samej technologii wytwarzania co współpracujące z nimi i na ogół nadrzędne układy cyfrowe. Przykładowo proponowane obwody można wytwarzać w technologii CMOS, gdzie jedynymi elementami są tranzystory polowe z izolowaną bramką o kanałach typu n lub p , z których wykonywane mogą być różnego typu wzmacniacze i przełączniki.
- Przeprowadzone podczas realizacji pracy analizy mogą być w przyszłości potencjalnie wykorzystywane podczas prac nad praktycznymi realizacjami proponowanych obwodów.

Spis rysunków

Rys. 1.1.	Wzmacniacz operacyjny jako wielowejściowy napięciowy integrator rzeczywisty w pewnym określonym paśmie częstotliwości	9
Rys. 1.2.	Bezpojemnościowy i bezrezystancyjny dolnoprzepustowy filtr rzędu pierwszego sterowany cyfrowo	9
Rys. 1.3.	Charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia obwodu filtra z rysunku 1.2 przy sterowaniu przetwornikiem DAC ₁ dla stałej wartości ustawionej na przetworniku DAC ₂ =0001.....	10
Rys. 1.4.	Charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia obwodu filtra z rysunku 1.2 przy sterowaniu przetwornikiem DAC ₁ dla stałej wartości ustawionej na przetworniku DAC ₂ =0001.....	10
Rys. 1.5.	Charakterystyki częstotliwościowe wzmocnienia obwodu filtra z rysunku 1.2 dla DAC ₁ = DAC ₂ odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111	11
Rys. 2.1.	Model liniowy wzmacniacza operacyjnego o integratorowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia a) schemat ideowy b) schemat zastępczy	17
Rys. 2.2.	Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia integratorowego makromodelu wzmacniacza operacyjnego dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy.....	18
Rys. 2.3.	Model nieliniowy integratorowego wzmacniacza operacyjnego o charakterystyce przejściowej z nasyceniem a) schemat ideowy, b) charakterystyka przejściowa.....	19
Rys. 2.4.	Model liniowy wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy	19
Rys. 2.5.	Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia jednobiegunowego makromodelu wzmacniacza operacyjnego dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy.....	20
Rys. 2.6.	Przykład modelowania bieguna dominującego makromodelu wzmacniacza operacyjnego o jednobiegunowej postaci funkcji przejścia	21
Rys. 2.7.	Model nieliniowy jednobiegunowego wzmacniacza operacyjnego o charakterystyce przejściowej z nasyceniem.....	22
Rys. 2.8.	Model liniowy wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia.....	22
Rys. 2.9.	Schemat zastępczy liniowego modelu wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej charakterystyce częstotliwościowej wzmocnienia.....	22
Rys. 2.10.	Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia dwubiegunowego modelu wzmacniacza operacyjnego dla sygnału podanego na jeden zacisk wejściowy i danych gm ₁ , gm ₂ , R _{p1} , R _{p2} , C _{p1} , C _{p2}	23
Rys. 2.11.	Przykład modelowania drugiego bieguna transmitancji makromodelu wzmacniacza operacyjnego o dwubiegunowej postaci funkcji przejścia przez zmianę wartości pojemności C _{p2}	24
Rys. 2.12.	Model nieliniowy dwubiegunowego wzmacniacza operacyjnego o charakterystyce przejściowej z nasyceniem.....	25
Rys. 2.13.	Przetwornik cyfrowo-analogowy z aktywnym wyjściem napięciowym DAC U/U a) symbol graficzny, b) schemat ideowy.....	25
Rys. 2.14.	Przetwornik cyfrowo-analogowy z aktywnym wyjściem prądowym DAC U/I a) symbol graficzny, b) schemat ideowy.....	26
Rys. 2.15.	Model aktywnej konduktancji uziemionej sterowanej cyfrowo (dodatniej).....	27
Rys. 2.16.	Charakterystyka częstotliwościowa modułu napięcia na dwójniku GLC przy zasilaniu prądem o stałej amplitudzie dla sterowanej cyfrowo symulowanej aktywnej konduktancji uziemionej.....	28
Rys. 2.17.	Model aktywnej indukcyjności uziemionej sterowanej cyfrowo.....	29
Rys. 2.18.	Charakterystyka częstotliwościowa modułu napięcia na dwójniku GLC przy zasilaniu prądem o stałej amplitudzie dla sterowanej cyfrowo symulowanej aktywnej indukcyjności uziemionej	30
Rys. 2.19.	Model aktywnej pojemności uziemionej sterowanej cyfrowo.....	30

Rys. 2.20.	Charakterystyka częstotliwościowa modułu napięcia na dwójniku GLC przy zasilaniu prądem o stałej amplitudzie dla sterowanej cyfrowo symulowanej aktywnej pojemności uziemionej	31
Rys. 3.1.	Ogólna koncepcja modelu oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo opartego o dwa wzmacniacze operacyjne i przetworniki DAC U/U.....	33
Rys. 3.2.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o dwa wzmacniacze operacyjne z integratorową funkcją przejścia oraz cztery przetworniki DACU/U.....	36
Rys. 3.3.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o dwa wzmacniacze operacyjne z integratorową funkcją przejścia oraz trzy przetworniki DACU/U.....	37
Rys. 3.4.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o dwa wzmacniacze operacyjne z jednobiegunową funkcją przejścia oraz trzy przetworniki DACU/U.....	41
Rys. 3.5.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany w oparciu o wzmacniacze operacyjne z integratorową oraz jednobiegunową funkcją przejścia oraz przetworniki DACU/U.....	44
Rys. 3.6.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany na bazie filtra pasmowego oparty o dwa wzmacniacze operacyjne oraz trzy przetworniki DAC U/I	45
Rys. 3.7.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo zaprojektowany na bazie filtra pasmowego z dodatkowym przetwornikiem DAC U/U.....	48
Rys. 3.8.	Oscylatora harmoniczny wykorzystujący trzy źródła prądowe sterowane napięciem oraz dwie pojemności jednostronnie uziemione.....	49
Rys. 3.9.	Oscylator harmoniczny z dwoma źródłami prądowymi oraz dwoma pojemnościami uziemionymi sterowany sygnałem cyfrowym D1	49
Rys. 3.10.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o modele aktywnych pojemności uziemionych sterowany trzema przetwornikami DAC U/I	52
Rys. 3.11.	Oscylatora harmoniczny wykorzystujący trzy źródła prądowe sterowane napięciem oraz dwie indukcyjności jednostronnie uziemione.....	53
Rys. 3.12.	Oscylator harmoniczny z dwoma źródłami prądowymi oraz dwoma indukcyjnościami uziemionymi sterowany sygnałem cyfrowym D1	53
Rys. 3.13.	Oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo oparty o modele aktywnych indukcyjności uziemionych sterowany trzema przetwornikami DAC U/I	56
Rys. 3.14.	Równoległy obwód rezonansowy z ujemną konduktancją uziemioną jako model oscylatora harmonicznego.....	57
Rys. 3.15.	Równoległy obwód rezonansowy z konduktancją uziemioną jako model aktywnego oscylatora harmonicznego sterowanego cyfrowo	57
Rys. 4.1.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikami DAC_{a1} oraz DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO oraz przy założeniu równych wartości $D_{a1}=D_{a2}$ odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	60
Rys. 4.2.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a1} dla zastosowanych integratorowych modeli WO oraz dla wartości D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	61
Rys. 4.3.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO oraz dla wartości D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	62
Rys. 4.4.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikami DAC_{a1} i DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $ \beta_1 > \beta_2 $ oraz równych wartościach D_{a1} i D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	63
Rys. 4.5.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikami DAC_{a1} i DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $ \beta_1 < \beta_2 $ oraz równych wartościach D_{a1} i D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	63

Rys. 4.6.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a1} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $ \beta_1 > \beta_2 $ dla D_{a1} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	64
Rys. 4.7.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a1} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $ \beta_1 < \beta_2 $ dla D_{a1} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	64
Rys. 4.8.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $ \beta_1 > \beta_2 $ dla D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	65
Rys. 4.9.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} dla zastosowanych integratorowych modeli WO przy warunku wzbudzenia $ \beta_1 < \beta_2 $ dla D_{a2} danych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	65
Rys. 4.10.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC_a podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratorową funkcją przejścia dla $D_{a1}=1111$ oraz D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	67
Rys. 4.11.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a1} podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratorową funkcją przejścia dla D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	68
Rys. 4.12.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratorową funkcją przejścia dla D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	69
Rys. 4.13.	Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ oscylatora z punktu 3.1.1 a) sterowanego dwoma DAC_a , b) gdy DAC_{a2} odłączono z układu, c) gdy DAC_{a1} odłączono z układu.....	70
Rys. 4.14.	Wpływ rozdzielczości (N) zastosowanych przetworników DAC na zakres zmian wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji.....	71
Rys. 4.15.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC_a podczas zastosowania liniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla $D_{a2}=0001$ oraz D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	72
Rys. 4.16.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a1} podczas zastosowania liniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	73
Rys. 4.17.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} podczas zastosowania liniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	73
Rys. 4.18.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC_a podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla $D_{a2}=0001$ oraz D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	74
Rys. 4.19.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a1} podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla D_{a1} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	75
Rys. 4.20.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora sterowanego przetwornikiem DAC_{a2} podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z jednobiegunową funkcją przejścia dla D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	76
Rys. 4.21.	Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ oscylatora z punktu 3.1.2 a) sterowanego dwoma DAC_a , b) gdy DAC_{a2} odłączono z układu, c) gdy DAC_{a1} odłączono z układu.....	77
Rys. 4.22.	Wpływ wartości pulsacji bieguna dominującego użytych makromodeli WO na zmianę rzędu wielkości zakresu wartości częstotliwości wytwarzanych oscylacji	78

Rys. 4.23.	Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla sygnałów wyjściowych $u_1(t)$ oraz $u_2(t)$ oscylatora z punktu 3.1.3 a) sterowanego dwoma DAC _a , b) gdy DAC _{a2} odłączono z układu, c) gdy DAC _{a1} odłączono z układu.....	80
Rys. 4.24.	Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora sterowanego dwoma przetwornikami DAC _a podczas zastosowania nieliniowych modeli WO z integratową oraz jednobiegową funkcją przejścia dla $D_{a1}=0001$ oraz D_{a2} równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	81
Rys. 4.25.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	83
Rys. 4.26.	Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	83
Rys. 4.27.	Kształt sygnału wyjściowego $u_3(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	84
Rys. 4.28.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010.....	85
Rys. 4.29.	Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010.....	85
Rys. 4.30.	Kształt sygnału wyjściowego $u_3(t)$ oscylatora z rysunku 3.6 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_3 dla kolejnych wartości D_3 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010.....	86
Rys. 4.31.	Wykres transformaty Fouriera dla przebiegu z rysunku 4.33 a).....	86
Rys. 4.32.	Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.6 podczas sterowanie przetwornikami DAC ₂ i DAC ₃ dla sygnałów $u_1(t)$, $u_2(t)$ oraz $u_3(t)$	87
Rys. 4.33.	Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	88
Rys. 4.34.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	89
Rys. 4.35.	Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111	90
Rys. 4.36.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.9 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111	91
Rys. 4.37.	Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.9 podczas sterowania przetwornikiem DAC ₁ a) dla sygnału $u_1(t)$, b) dla sygnału $u_2(t)$	92
Rys. 4.38.	Zależność częstotliwości od wartości zamodelowanych pojemności aktywnych dla $C_1=C_2$ oraz przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi.....	92
Rys. 4.39.	Zależność amplitudy od częstotliwości dla różnych wartości zamodelowanych pojemności aktywnych przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi.....	93
Rys. 4.40.	Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	94

Rys. 4.41.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	95
Rys. 4.42.	Kształt sygnału wyjściowego $u_1(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111	96
Rys. 4.43.	Kształt sygnału wyjściowego $u_2(t)$ oscylatora z rysunku 3.12 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego sygnałem D_1 dla kolejnych wartości D_1 równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000, e) 1111	97
Rys. 4.44.	Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.12 podczas sterowania przetwornikiem DAC_1 a) dla sygnału $u_1(t)$, b) dla sygnału $u_2(t)$	98
Rys. 4.45.	Zależność częstotliwości od wartości zamodelowanych indukcyjności aktywnych dla $L_1=L_2$ oraz przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi.....	98
Rys. 4.46.	Zależność amplitudy od częstotliwości dla różnych wartości zamodelowanych indukcyjności aktywnych przy założeniu, że sterowanie odbywało się przetwornikami czterobitowymi.....	99
Rys. 4.47.	Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_L dla kolejnych wartości D_L równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	100
Rys. 4.48.	Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania liniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_C dla kolejnych wartości D_C równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000	100
Rys. 4.49.	Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_L dla kolejnych wartości D_L równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	101
Rys. 4.50.	Kształt sygnału wyjściowego $u(t)$ oscylatora z rysunku 3.15 podczas zastosowania nieliniowych modeli WO, sterowanego przetwornikiem DAC_C dla kolejnych wartości D_C równych odpowiednio a) 0001, b) 0010, c) 0100, d) 1000.....	102
Rys. 4.51.	Zależność amplitudy od częstotliwości wytwarzanych drgań dla oscylatora z rysunku 3.15 podczas sterowania przetwornikami DAC_L oraz DAC_C	103

Spis tabel

Tab. 2.1.	Wyniki badań obwodu G, L, C z aktywną indukcyjnością uziemioną sterowaną cyfrowo	29
Tab. 2.2.	Wyniki badań obwodu G, L, C z aktywną pojemnością uziemioną sterowaną cyfrowo	31
Tab. 4.1.	Szczegółowe zestawienie wyników badań obwodu oscylatora z rysunku 3.9 dla różnych wartości zastosowanych pojemności C	93

Bibliografia

- [1] Rhea W. R., Oscillator Design and Computer Simulation, Noble Publishing Corporation, Atlanta, 1995, ISBN 1-884932-30-4
- [2] Baranowski J., Czajkowski G., Układy elektroniczne cz. II. Układy analogowe nieliniowe i impulsowe, Warszawa, WNT, 1994
- [3] Jakubski B., Wpływ próbkowania na parametry generatora wielofazowego o nienastawnym kącie fazowym sygnału synchronizującego, II Konferencja Naukowa KNWS'05, „Informatyka - sztuka czy rzemiosło”, 2005, Złotniki Lubańskie, pp. 241-250
- [4] Topór-Kamiński L., Elementy półprzewodnikowe i układy elektroniczne, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2003
- [5] Breitbarth J., Octave Tuning, High Frequency Varactor Oscillator Design, University of Colorado, Department of Electrical and Computer Engineering, 2001 (Master of Science thesis)
- [6] Viana W. F., Portela de Carvalho P. H., Bermudez L. A., Oscillator Designer - CAD of Microwave Oscillators, Journal of Microwaves and Optoelectronics, Vol. 1, 1999, pp. 29-41
- [7] Huertas J. L., Rodriguez-Vazques A., Perez-Verdu B., High-frequency Design of Sinusoidal Oscillator Realized With Operational Amplifiers, IEE Proceedings, Vol. 131, Pt. G., No. 4, August 1984, pp. 137-140
- [8] Chien G., Low-Noise Local Oscillator Design Techniques using a DLL-based Frequency Multiplier for Wireless Applications, University of California, Berkeley, 1999 (dissertation)
- [9] Zohios J., Low-Noise RF Integrated Oscillator Design, Ohio State University, 2002 (dissertation)
- [10] Voltage Controlled Oscillator (VCO), <http://www.electronics-manufacturers.com/>, 2006
- [11] Tangsirat W., Tanjaroen W., Current-Mode Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Current Differencing Transconductance Amplifiers, Circuits, Systems, and Signal Processing, Vol. 27, 2008, ISSN 0278-081X, pp. 81-93
- [12] Topór-Kamiński L., Płaza M., Bezpojemnościowy oscylator harmoniczny sterowany cyfrowo, Czasopismo Stowarzyszenia Elektryków Polskich „Elektronika”, Wydawnictwo Sigma Not, 10/2008, ISSN 0033-2089
- [13] Odame, K. M., Hasler, P., An Efficient Oscillator Design Based on OTA Nonlinearity, Circuits and Systems, ISCAS - IEEE International Symposium, 2007, pp. 921-924
- [14] Minaei S., Cicekoglu O., New Current-Mode, All-Pass Section and Quadrature Oscillator Using Only Active Elements, Circuits and Systems for Communications, Proceedings ICCSC IEEE International Conference, 2002, pp. 70-73
- [15] Abuelmaatti M. T., Al-Qahtani M. A., Active Only Sinusoidal Oscillator Circuits, Active and Passive Electronic Components, Vol. 24, 2001, pp. 223-232
- [16] Abuelmaatti M. T., Active Only Sinusoidal Oscillator with Electronically - Tunable Fully - Uncoupled Frequency and Condition of Oscillation, Active and Passive Electronic Components, Vol. 24, 2001, pp. 233-241
- [17] Singh A. K., Senani R., Low-Component-Count Active-Only Imittances and Their Application in Realising Simple Multifunction Biquads, Electronic Letters, Vol. 34, 1998, pp. 718-719
- [18] Abuelmaatti M. T., Alzaher H. A., Multi-Function Active-Only High-Order Current-Driven Filter, Active and Passive Electronic Components, Vol. 23, 2000, pp. 157-161
- [19] Abuelmaatti M. T., Alzaher H. A., Universal Three Input and One Output Current-Mode Filter Without External Passive Elements, Electronic Letters, Vol. 33, 1997, pp. 281-283
- [20] Prommee P., Kumngern M., Dejhan K., Current-Mode Active-Only Universal Filter, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 55., 2006, pp. 2014-2021
- [21] Geiger R. L., Sanchez-Sinencio E., Active Filter Designing Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial, IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, 1985, pp. 20-32
- [22] Kozik A., Realizacja bezimpedancyjnych filtrów aktywnych na bazie funkcji przejścia wzmacniaczy operacyjnych, Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Gliwice, 2001 (praca magisterska)
- [23] Matsuo H., Kurokawa F., Oshikata T., A Digitally Controlled Three-Phase Active Filter with a Partially Resonant Circuit, Proceedings of the Power Conversion Conference, Osaka, 2002, pp. 806-809

- [24] Górniak P., Zastosowanie przetwornika DAC do cyfrowego przestrajania układów analogowych, Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny, Gliwice, 2007 (praca magisterska)
- [25] Vosper J. V., Synthesis Of First-Order Active-R Allpass Networks And Their Application in Sinusoidal Oscillator Design, *Electronics Letters*, Vol. 27, 1991, pp. 53-55
- [26] Bhattacharyya B. B., Natarajan S., A New Continuously Tunable Sinusoidal Oscillator Without External Capacitors, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 65, 1977, ISSN: 0018-9219, pp. 1726-1727
- [27] Liu S. I., Chang C. C., Wu D. S., Active-R Sinusoidal Oscillators Using the CFA pole, *International Journal of Electronics*, Vol. 77, 1994, pp. 1035-1042
- [28] Lopez E. M. V., Lopez A. P., Salamero L. M., Analysis and Designing of Active-R Oscillators, *Electronics Letters*, Vol. 30, 1994, pp. 375-377
- [29] Vidal E., Poveda A., Alarcón E., Analysis and Design of Active-R Oscillators Using the Current-Feedback OP-AMP, *Proceedings of the ECS/IEEE European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD97)*, Budapest, HUNGARY, 1997, pp. 200-203
- [30] Venkataramani Y., Venkateswaran, S., Active-R Multifunction Circuit Synthesis, *Electronics Letters*, Vol. 18, 1982, ISSN: 0013-5194, pp. 96-97
- [31] Cam U., Kuntman H., A New CCII-Based Sinusoidal Oscillator Providing Fully Independent Control of Oscillation Condition and Frequency, *Microelectronics Journal*, Vol. 29, 1998, pp. 913-919
- [32] Singh V. K., Sharma R. K., Singh A. K., Bhaskar D. R., Senani R., Two New Canonic Single-CFOA Oscillators With Single Resistor Controls, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Vol. 52, 2005, pp. 860-864
- [33] Senani R., Bhaskar D. R., Single OP-AMP Sinusoidal Oscillators Suitable for Generation of Very Low Frequencies, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 40, 1991, pp. 777-779
- [34] Pyara V. P., Jamuar S. S., Single Element Controlled Oscillator Without External Capacitors, *Electronics Letters*, Vol. 16, 1980, pp. 607-608
- [35] Vidal E., Poveda A., Martinez L., Root Locus Analysis for Designing Active-R Oscillators, *Proceedings of the 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Vol. 2., 1994, pp. 1115-1118
- [36] Nandi R., Tunable Active-R Oscillator Using a CFA, *IEICE Electronics Express*, Vol. 5., 2008, pp. 248-253
- [37] Topór-Kamiński L., Pasko M., Digitally Tuned Sinusoidal Oscillator Using One Multiple-Input Operational Amplifier, *Acta Technica ČSAV*, Vol. 49, No. 3, 2004, pp. 257-266
- [38] M. Plaza „Chosen Models of VCVS Having Parameters Set Digitally”, *Proceedings of SPIE* Vol. 7124, 2008, ISSN 0277-786X, ISBN 978081947, pp. 71240N-6
- [39] Topór-Kamiński L., Wzmacniacze elektroniczne w układach aktywnych, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2002
- [40] Abuelmaatti M. T., Al-Qahtani M. A., Low-Component Second-Generation Current Conveyor-Based Multiphase Sinusoidal Oscillator, *Int. J. Electron.*, Vol. 84, 1998, pp. 45-52
- [41] Hou C. L., Shen B., Second-Generation Current Conveyor-Based Multiphase Sinusoidal Oscillators, *Int. J. Electron.*, Vol. 78, 1995, pp. 317-325
- [42] Wu D.S., Liu S.I., Hwang Y.S., Wu Y.P., Multiphase Sinusoidal Oscillator Using Second-Generation Current Conveyors, *Int. J. Electron.*, Vol. 78(4), 1995, pp. 645-651
- [43] Klahan K., Tangsrirat W., Surakampontrorn W., Dumawipata T., Current-Mode Integrator Using OA and OTAs and its Applications, *Thammasa Int. J. Sc. Tech.*, Vol. 8, 2003, pp. 26-32
- [44] Topór-Kamiński L., Wielozaciskowe wzmacniacze operacyjne w układach oscylacyjnych, Wydawnictwo Pomiar Automatyka Kontrola, 2008
- [45] Bayard J., A Pole-Zero Cancellation Technique to Realize a High-Frequency Integrator, *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, *IEEE Transactions on* Vol. 46, 1999, pp. 1500-1504
- [46] Abuelmaatti M. T., Al-Ali A. K., Buhaim S. S., Ahmed S.T., Digitally Programmable Grounded Capacitor Oscillators Using Operational Amplifier Poles, 7th Mediterranean Electrotechnical Conference, 1994, pp. 516-517
- [47] Siripruchyanum M., Jaikla W., CMOS Current-Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier and Applications to Analog Signal Processing, *International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 62, 2008, pp. 277-287

- [48] Galla S., Pałczyńska B., Spiralski L., Sposób pomiaru współczynnika zawartości harmonicznych w przebiegu okresowym z zaburzeniami zdeterminowanymi i losowymi, *Pomiary Automatyka Kontrola*, nr 9, 2007, s. 641-644
- [49] Topór-Kamiński L., Wpływ dwójników pasożytniczych na parametry oscylatorów stabilizowanych elementem nieliniowym, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, ISSN 0033-2097, NR 2/2009, s. 186-189
- [50] Cherniakov M., *An Introduction to Parametric Digital Filters and Oscillators*, John Wiley & Sons Ltd, ISBN 0-470-85104-X, 2003
- [51] Topór-Kamiński L., Pasko M., Oscylatory kwadraturowe z zastosowaniem zewnętrznie liniowych wewnętrznie nieliniowych układów aktywnych, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, ISSN 0033-2097, NR 11/2008
- [52] Kanicki A., Modelowanie systemu elektroenergetycznego w stanach zakłóceń z wykorzystaniem metod składowych symetrycznych, *Zeszyty Naukowe. Rozprawy Naukowe / Politechnika Łódzka, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej*, Z. 349, 2006, s. 176-179
- [53] Lasok L., *Analiza układów elektronicznych*, Pracownia Komputerowa Jacka Skalmierskiego, 2005, ISBN: 83-89105-66-1
- [54] Ciężyński W., *Elektronika w zadaniach Tom 3*, Pracownia Komputerowa Jacka Skalmierskiego, 2001, ISBN: 83-86644-57-5
- [55] Namiotkiewicz M., *Laboratorium elektroenergetyczne*, Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, 1997, ISBN: 83-87012-70-X
- [56] Baranowski J., Kalinowski B., Nosal, Z., *Układy elektroniczne cz. III. Układy i systemy cyfrowe*, Warszawa, WNT, 1998
- [57] Staszewski R. B., A Digitally Controlled Oscillator in a 90 nm Digital CMOS Process for Mobile Phones, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 40, No. 11, 2005, pp. 2203-2211
- [58] Norton J. R., Cloeren J. M., Brief History of the Development of Ultra-Precise Oscillators for Ground and Space Applications, *IEEE International Frequency Control Symposium*, 1996
- [59] Nedungadi A., Venkateswaran S., Generalized Second Order Active R Filters, *Circuit Theory and Applications*, Vol. 10, 1982, pp. 311-322
- [60] Tsukutani T., Higashimura M., Sumi Y., Fukui Y., Electronically Tunable Current-Mode Active-Only Biquadratic Filter, *International Journal of Electronics*, Vol. 87, No. 3, March 2000, pp. 307-314
- [61] Abuelmaatti M. T., Quddus A., Programmable Current-Conveyor-Based Voltage-Mode Filter with Single Input and Five Outputs, *Active and Passive Electronic Components*, Vol. 18, Issue 4, 1995, pp. 273-278
- [62] Prabhat U., Pal K., An Active Band Pass Realisation Using Amplifier Pole, *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, Vol. 1, 2006, pp. 241-245
- [63] Shah N. A., Iqbal S. Z., Versatile Voltage-Mode Universal Biquad Filter Using the Operational Amplifier Pole, *International Journal of Electronics*, Vol. 94, No. 1-2, 2007, pp. 75-79
- [64] Alzahr H. A., Ismail M., Digitally Tuned Analogue Integrated Filters Using R-2R Ladder, *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 15, July 2000, pp. 1278-1280
- [65] Iqbal A., Khan M. R., Neelofer A., Digitally Programmable Multifunctional Current Mode Filter Using CCII, *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, Vol. 1, 2006, pp. 213-220
- [66] Topór-Kamiński L., Digitally Tuned Sinusoidal Oscillator Using Multiple-Output Current Operational Amplifier for Applications in High Stable Acoustical Generators, *Molecular and Quantum Acoustics* Vol. 27, 2006, pp. 295-300
- [67] Dermentzoglou L., Tsiatouhas Y., Arapoyanni A., A Design for Testability Scheme for CMOS LC-Tank Voltage Controlled Oscillators, *Journal of Electronic Testing: Theory and Applications*, Vol. 20, Issue 2, April 2004, pp. 133 – 142
- [68] Loizos N. D., Sotiriadis P. P., A Quadrature Sinusoidal Oscillator With Phase-Preserving Wide-Range Linear Frequency Tunability and Frequency-Independent Amplitude, *Circuits and Systems II*, Vol. 53, Issue 11, 2006, pp. 1279-1283
- [69] Singh V. K., Sharma R. K., Singh A. K., Bhaskar D. B., Senani R., Two New Canonic Single CFOA Oscillators With Single Resistor Controls, *Circuits and Systems II*, Vol. 52, Issue 12, December 2005, pp. 860- 864

- [70] Bhaskar D. B., Senani R., New CFOA-Based Single-Element-Controlled Sinusoidal Oscillator, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 55, No. 6, 2006, pp. 2014-2021
- [71] Wu D. S., Liu S. I., Hwang Y. S., Wu Y. P., Multiphase Sinusoidal Oscillator using the CFOA Pole, Circuits, Devices and Systems, Vol. 142, Issue 1, February 1995, pp. 37-40
- [72] Gunes E.O., Toker A., On the Realization of Oscillators Using State Equations, International Journal of Electronics and Communications, Vol. 56, No. 5, 2002, pp. 317-326
- [73] Bayard J., Ayachi M., OTA or CFOA-Based LC Sinusoidal Oscillators – Analysis of the Magnitude Stabilization Phenomenon, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 49, Issue 8, August 2002, pp. 1231- 1236
- [74] Abdhesh K., Singh A. K., Senani R., Active-R Design Using CFOA-Poles: New Resonators, Filters and Oscillator, IEEE Transactions on Circuits and Systems II, Vol. 48, No. 5, May 2001, pp. 504–511
- [75] Svoboda J. A., RC Op Amp and RC Current Conveyor Filters, International Journal of Electronics, Vol. 76, Issue 4, April 1994, pp 615-626
- [76] Machowski W., Jasielski J., Kuta S., Kucewicz W., Niskonapięciowe konwejerzy prądowe drugiej i trzeciej generacji, zrealizowane w oparciu o inwertery CMOS, Krajowa Konferencja Elektroniki, Kołobrzeg 16-18.06.2004
- [77] Abuelmaatti M. T., New Sinusoidal Oscillators with Fully Uncoupled Control of Oscillation Frequency and Condition Using Three CCII+s, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 24, 2000, pp. 253-261
- [78] Celma S., Martinez P. A., Transformation of Sinusoidal Oscillators Using Universal Active Elements, Circuits, Devices and Systems, Vol. 142, Issue 6, pp. 353-356
- [79] Galan J., Carvajal R. G., Munoz F., Torralba A., Ramirez-Angulo J., A Low-Power Low-Voltage OTA-C Sinusoidal Oscillator With a Large Tuning Range, Circuits and Systems, Vol. 52, No. 2, 2003, pp. 283-291
- [80] Karadimas D. S., Efsthathiou K. A., On the Study of a Digitally Calibrated R-2R Ladder Architecture, International Symposium on Signals, Circuits and Systems, Vol. 1, July 2005, pp. 135- 138
- [81] Velixon J. M., Transmission Coefficient Correction for DACs, IEEE Design and Test of Computers, Vol. 13, No. 4, December 1996, pp. 34-39
- [82] Senani R., Simple Sinusoidal Oscillator Using OPAMP Compensation Poles, Electronics Letters, Vol. 29, Issue 5, March 1993, pp. 452-453
- [83] Abuelmaatti M. T., Identification of Single-Amplifier Partially Active-R Sinusoidal Oscillators, Proceedings of the National Science Council, ROC, Part A: Physical Sciences and Engineering, 1999, pp. 739-743
- [84] Abuelmaatti M. T., Identification of Two-Amplifier Partially Active-R Sinusoidal Oscillators, Electronic Circuits and Systems, Vol. 134, Issue 3, July 2000, pp. 137-140
- [85] Abuelmaatti M. T., Al-Qahtani M. A., A Grounded-Resistor Current Conveyor-Based Active-R Multiphase Sinusoidal Oscillator, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 16, 1998, pp. 29-34
- [86] Mancini R., Design of OPAMP Sine Wave Oscillators, Texas Instruments Incorporated, Analog Applications Journal, August 2000, 33-37
- [87] Abuelmaatti M. T., Buhaim S. S., Alzahr H. A., A Novel Single-Capacitor Single-Operational-Amplifier Sinusoidal Oscillator, IEEE Transactions on Education, Vol. 38, Issue 4, November 1995, pp. 391-393
- [88] Perez-Verdu B., Huertas J. L., Rodriguez-Vazquez A., Design of RC-Active Oscillators Using Composite Amplifiers, Circuits and Systems, Vol. 5, 1991, pp. 2589-2592
- [89] Goel A., Hashemi H., Frequency Switching in Dual-Resonance Oscillators, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, Issue 3, March 2007, pp. 571-582
- [90] Tao Y., Fidler J. K., Generation of Second-Order Single-OTA RC Oscillators, Circuits, Devices and System, Vol. 145, Issue 4, August 1998, pp. 271-277
- [91] Pyragiene T., Tamasevicius A., Mykolaitis G., Pyragas K., Non-Invasive Control of Synchronization Region of a Forced Self-Oscillator via a Second Order Filter, Physics Letters A 361, 2007, pp. 323–331

- [92] Pirajnanchai V., Luangphakorn S., Nakasuwan J., Janchitrapongvej K., Novel Technique Using Single Pole Amplifier in Sinewave Oscillator, Control, Communications and Signal Processing, September 2004, pp. 319- 321
- [93] Lindberg E., Oscillators and Operational Amplifiers, Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design, Vol. 2, 2005, pp. II/19- II/22
- [94] Saraswat R., Pal K., A Lossy Simulated Active-R Impedance and Its Applications, Journal of Active and Passive Electronics Devices, Vol. 2, 2007, pp. 79-83
- [95] Vidal E., Poveda A., Ismail M., Describing Function and Oscillators, Circuits and Devices, November 2001, pp. 7-11
- [96] Yuan-Jay Wang, Ying J. Huang, Steady-State Analysis for a Class of Sliding Mode Controlled Systems Using Describing Function Method, Nonlinear Dynamics, Vol. 30, No 3, November 2002, pp. 223-241
- [97] L. Topór-Kamiński, M. Płaza „Analiza liniowa sterowanego cyfrowo oscylatora harmonicznego opartego na wzmacniaczach operacyjnych z integratorową funkcją przejścia”, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, seria ELEKTRYKA, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Zeszyt 1(209), 2009, ISSN 1897-8827, pp. 29-36