

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – СОФИЯ



ФАКУЛТЕТ ПО ЕЛЕКТРОННА ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ



НПЛ "Автоматизирано проектиране в електрониката и микроелектрониката" (ECAD)

Катедра "Микроелектроника"

маг. инж. Атанас Танев

ИЗСЛЕДВАНЕ И ПРОЕКТИРАНЕ НА ЧЕСТОТНО СЕЛЕКТИВНИ СХЕМИ И УСТРОЙСТВА В ИНТЕГРАЛНО ИЗПЪЛНЕНИЕ

ΑΒΤΟΡΕΦΕΡΑΤ

На дисертация за присъждане на образователна и научна степен "ДОКТОР" по професионално направление 5.2 Електротехника, електроника и автоматика, научна специалност: Микроелектроника

Научни ръководители: проф. д-р инж. Марин Христов Христов доц. д-р инж. Иван Стефанов Узунов

София, 2018 г.

Дисертационният труд е обсъден пред катедрен съвет на катедра "Микроелектроника" на ФЕТТ при ТУ-София с протокол № 21/18.06.2018 г. и насрочен за защита пред Научно жури. Научното жури и датата на защитата са определени със заповед на Ректора на Техническия университет – София, №: ОЖ-220 от 26.06.2018 г.

Официалната защита на дисертационният труд ще се състои на 11 октомври 2018 г. от 15.00 часа в Конферентната зала на Библиотечно-информационния център на ТУ-София.

Материалите по защитата са на разположение на интересуващите се в канцеларията на Факултета по Електронна Техника и Технологии на ТУ-София – стая 1332, блок 1.

Дисертационният труд съдържа 170 страници, 73 фигури, 6 таблици, оформени като списък със съкращения, увод, четири глави, заключение, приноси, публикации по дисертацията, списък с използвана литература, включваща 94 заглавия.

Тази дисертация е в резултат от подкрепата и активното сътрудничество с много хора. Първо бих искал да благодаря на моите родители и семейството ми за неизчерпаемата подкрепа и безкрайната им вяра в мен.

Изказвам специални благодарности на моите научни ръководители проф. д-р инж. Марин Христов Христов и доц. д-р инж. Иван Стефанов Узунов за цялостната им подкрепа и вещото им ръководство.

Изказвам искрени благодарности към д-р Сотир Узунов от Philips Research Europe, Айндховен, Холандия за предложението му да бъда част от неговия екип при осъществяване на проект между Philips Research и ТУ-София.

Благодарности и към колегите от ECAD лаборатория и катедра "Микроелектроника" при ФЕТТ за подкрепата и помощта във всекидневните дейности.

Не на последно място благодаря и на колегата Георги Панов за помощта и забележките при оформянето на дисертацията.

Автор: маг. инж. Атанас Танев ®

Заглавие: "Изследване и проектиране на честотно селективни схеми и устройства в интегрално изпълнение"

Тираж: 30 бр.

Издателство на Технически университет – София

Обща характеристика на дисертационния труд

Увод

Честотно селективните схеми и устройства са комбинация от различни електронни компоненти. За тяхното производство обикновено се използват технологични процеси познати от микроелектрониката. Технологията, по която се изработват честотно селективните схеми в широк набор от системи, позволява постигане на миниатюризация, понижена консумация и повишена надеждност. В последните две десетилетия честотно селективните схеми и устройства са един от най-бързо развиващите се сектори в електронната индустрия, което привлича множество изследователи и предприемачи.

Честотно селективните схеми и устройства в интегрално изпълнение, а по-специално G_m -С филтрите се прилагат в много и различни области от ежедневието, например: (i) битова електроника (Телевизионни и радио приемници, твърдия диск (HDD) в компютърните архитектури), (ii) медицинска апаратура и техника (ядрено-магнитни резонансни (MRI) апарати, Doppler ултразвукови апарати, ЕЕГ апарати, ЕКГ апарати и др.) и (iii) телекомуникации (GSM, WLAN, Bluetooth, ZigBee и др.)

Дисертацията разглежда честотно селективните схеми и устройства в интегрално изпълнение и по-специално възможностите за реализиране на *G*_m-C филтри с жиратори. При този клас филтри се използват основно два подхода за реализиране: единият е чрез директна замяна на бобините във верижните LC филтри, а другият – който на практика се използва повече – е чрез използване на звено от втори ред.

АКТУАЛНОСТ НА ПРОБЛЕМА

Комбинацията от научен интерес и практическа приложимост правят областта на аналоговите филтри в интегрално изпълнение е изключително актуална. Честотно селективните схеми се използват от началото на 1960-те години. Проблематиката в областта на тези схеми е широко изследвана в литературата.

През годините честотно селективните схеми, по-специално G_m -C филтрите, са приемали няколко различни наименования. Най-често срещаните измежду тях са transconductance-C, ОТА-C и наложилото се през последните 15 години G_m -C филтри. Първите публикациите по темата датират от средата на 60-те години.



Фигура 1. Количество на публикувани доклади в електронната библиотека на IEEE Xplore, свързани с тематиката, за периода от 1965 г. до 2017 г.

Свидетелство за нарастващия интерес към G_m -C филтрите е последователно увеличаващия се брой на научни доклади, свързани с този клас филтри, публикувани в електронната библиотека на IEEE Xplore, показан на фигура 1. На базата на тенденциите за постоянен ръст на броя публикувани материали по темата, показани на фиг. 1, може да се направи изводът, че темата е особено актуална и съществена.

ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ЗА ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

Основната цел на разработваната дисертация е изследване възможностите за практическа реализация на активни G_m -С филтри в интегрално изпълнение, като е избрана жираторна структура поради нейните предимства. Изследванията трябва да бъдат за 0.35 μ m CMOS технология, поради нейната достъпност и известни параметри, като по този начин се отработи методика за цялостно проектиране на G_m -С филтри. За постигане на тази цел се поставят следните задачи:

- Избор на схема на операционен транскондуктансен усилвател (ОТА) като основен градивен елемент на тези филтри. Изследване и анализ на методи и подходи за подобряване на основните параметрите на усилвателя: постигане на желаната стойност на G_m и нейната промяна с цел настройка на филтъра, линеаризация, честотна характеристика, изходен импеданс и минимизация на неговото влияние, стабилизиране на постояннотоковите нива и т.н.
- Изследване работата на жираторния филтър при голям сигнал. За целта трябва да се апроксимира зависимостта на G_m на усилвателя от входния сигнал и да се изследва промяната на честотната характеристика на филтъра при нарастване на входния сигнал.
- Проектиране, изследване и оптимизация на програмируем жираторен филтър: избор, изследване и оптимизация на схема на филтъра и на усилвателите; изследване и избор на метод за промяна на АЧХ на филтъра.

Апробация

Изследванията в дисертацията, както и приложението на резултатите от тях, са свързани със следните научноизследователски проекти:

- Изх. № 00-0004-127 / 13.02.2013 г. / Agreement RWC-553-SO-12124/ Научноизследователски проект между PHILIPS ELECTRONICS NEDERLAND B.V. и Технически университет – София; Изпълнен в периодите между февруари 2013 и август 2013 и юли 2014 и април 2015г. в лабораториите на PHILIPS Research, Айндховен, Холандия, под ръководството на д-р Сотир Узунов от страна на PHILIPS Research и проф. д-р Марин Христов от страна на ТУ-София.
- Договор № ДУНК 01/03 от 29.12.2009, с тема: "Създаване на "Университетски научно-изследователски комплекс" (УНИК) за иновации и трансфер на знания в областта на микро/нанотехнологии и материали, енергийната ефективност и виртуалното инженерство", ръководител: проф. Камен Веселинов.
- 3. Договор № 0008/28.02.2018 г. по Оперативна програма "Наука и образование за интелигентен растеж" 2014-2020 г, приоритетна ос 1 процедура № ВG05M2OP001-1.001-0008 "Изграждане и развитие на центрове за върхови постижения", ЦВП "Мехатроника и чисти технологии", Лаборатория L10 "Адитивни технологии, функционални покрития и компоненти за мехатронни

системи", секция S7 "Синтез и характеризиране на нови материали с приложение в микро- и наноелектрониката СинХаЛаб / SynChaLab".

Списък на отпечатани и приети за печат научни трудове, свързани с дисертационния труд

[Π.1] **A. Tanev**, I. Uzunov, S. Ouzounov, M. Hristov, Computer Investigation of CMOS Operational Transconductance Amplifier (OTA) with Improved Linearity Implemented on AMS 0.35μm Process, Annual Journal of Electronics, Sofia, 2015, Volume 9, ISSN 1314-0078.

[II.2] **A. Tanev**, I. Uzunov, S. Ouzounov, M. Hristov, Study of Nonlinear Effects in Parallel Gyrator Resonance Circuits, ICEST 2016, Proceedings of the 51st International Scientific Conference on Information Communication and Energy Systems and Technologies, 28-30 June, Ohrid, Macedonia.

[Π .3] I. Uzunov, **A. Tanev**, M. Hristov, Design and Investigation of Tunable Gyrator Resonance Circuit Implemented on AMS 0.35µm Process, WSEAS Transactions on Circuits and Systems, vol. 16, pp. 45-54, 2017, Volume 16, 2017, Art. #6, pp. 45-54, ISSN / E-ISSN: 1109-2734 / 2224-266X.

[Π .4] **A. Tanev**, Overview of Gyrator Based G_m-C filters and their Applications, Journal Electrotechnica & Electronica E+E, 2018.

Структура на дисертационния труд

Изложението на настоящия дисертационен труд обхваща четири глави. В Глава 1 се разглежда същността и особеностите на G_m -C филтрите. Изложени са структурата, характеристиките и приложението на жираторните филтри, които представляват един клас на G_m -C филтрите. Представени се различни схеми на операционен усилвател на проводимост (ОТА), които представляват ключов елемент при реализацията на жираторните филтри. Направен е сравнителен анализ и оценка на жираторни филтри, реализирани с хеми на ОТА.

В Глава 2 се разглеждат техники и подходи за подобряване на основните параметри по отношение на G_m -C филтрите, както и основните причини за нелинейностите при ОТА. Изучени са методите за линеаризация на предавателната *I*-V характеристика на ОТА. Извършен е сравнителен анализ на основните методи за линеаризация на предавателната характеристика на ОТА. Изследван, анализиран и оптимизиран е методът за линеаризация посредством симулации в *Cadence* при избрана схема на ОТА.

В Глава 3 са симулирани предавателните характеристики на проста схема на диференциален усилвател и диференциален усилвател с линеаризация. Създадени са модели във Verilog-A посредством използване на апроксимиращи полиноми получени в MATLAB, с които са описани нелинейностите на тези две схеми. Моделите на нелинейностите са използвани за симулации в Cadence с цел изследване и анализиране на ефекта от нелинейностите върху параметрите на филтрите.

В Глава 4 се анализирани особеностите при проектиране на жираторен филтър с автоматична настройка на честотата. Проектирани се g_m клетки с различна проходна проводимост, които автоматично могат да бъдат включвани или изключвани. Изследване и анализирани се получените симулационни резултати при различни стойности за проходната проводимост g_m на ОТА.

Дисертационният труд е с обем 170 страници и се състои от увод, четири глави, заключение, приноси и списък на използваната литература – 94 заглавия, от които 10 на български автори, 70 статии и 21 книги и 3 интернет адреса. Дисертацията съдържа 73

фигури, 6 таблици както и списък на използваните фигури, списък на използваните таблици и списък на използваните съкращения и означения.

Глава 1. Gm-с филтри базирани на жиратори – ота, реализации, свойства, параметри и приложения

1.1 Увод

Електронните филтри са схеми или устройства, които обработват входния сигнал, като премахват честоти или честотни ленти от спектъра му. В зависимост от входните сигнали, които обработват, филтрите могат да бъдат класифицирани в две основни категории: аналогови и цифрови. При аналоговите филтри входните и изходните сигнали са непрекъснати по ниво и време, докато при цифровите са прекъснати по ниво и време.

Аналоговите филтри се проектират за обработка на непрекъснати електрически сигнали като напрежения или токове. Междинна категория са филтрите с превключваеми кондензатори, като при тях сигналите са непрекъснати по ниво и прекъснати по време.

На фигура 1.1 е показана диаграма на работния честотен обхват на различните видове аналогови филтри. характеристики, особености и начините, по които те биха могли да бъдат използвани в електрониката са представени по-долу.



Фигура 1.1. Работен честотен обхват на различните видове аналогови филтри [2]

Работната честота не е единствения критерий, който трябва да бъде взиман под внимание при избора на аналоговия филтър. Например в мегахерцовия обхват могат да бъдат използвани няколко вида аналогови филтри – пасивен, активен RC, с превключваеми кондензатори и G_m -C. При избора трябва да бъдат взети предвид и стойността на постояннотоковото захранване, видът на обработвани сигнали от филтъра (семплирани или не), нуждата от интегрално изпълнение на филтъра като част от цялата система и цената.

1.2 ОПЕРАЦИОНЕН ТРАНСКОНДУКТАНСЕН УСИЛВАТЕЛ (ОТА)

1.2.4 Схеми на ОТА

1.2.4.2 Основни усилвателни стъпала на диференциален ОТА

На фигура 1.12(а) и (б) са показани две схеми на диференциални стъпала с единичен изход[10]. Стъпалото от фигура 1.12(а) е реализирано с едно токово огледало, а стъпалото от 1.12(б) с три. На фигура 1.12(в) е показана друга схема на напълно диференциално стъпало. Усилвателят A от фигура 1.6(в) може да бъде заместен с диференциалното стъпало от фигура 1.12(а) или 1.12(б) с подходяща честотна компенсация за гарантиране на стабилност.

Като трябва да се отбележи, че сложността на тези три схеми е съпроводена с подобрения – намаляване на напрежението на несиметрия (offset) и стабилност. Но не и непременно с подобрения за високо честотни приложения. Може да се отбележи, че нито една от схемите на фигура 1.12 не притежава много висок изходен импеданс. За постигане на това, изходните клонове на диференциалното стъпало трябва да бъдат заменени с архитектурите показани на фигура 1.6(б-г).



Фигура 1.12. Схеми на диференциални стъпала (а) с единичен изход, реализира се с едно токово огледало (б) с единичен изход, реализира се с три токови огледала (в) напълно диференциално стъпало[10]

Показателите на структурите на ОТА с единичен изход могат да бъдат подобрени с използването на напълно диференциални схеми. Най-често те се реализират като едностъпална или многостъпална напълно диференциална схема в повечето интегрални изпълнения, дължащо се на добре познатите предимства на диференциалните схеми [19],[20]. При тези схеми, сигналът е диференциален вместо отнесен към аналогова маса. Диференциалните схеми са напълно симетрични, както е показано на фигура 1.12(в) и техните основни предимства са дължат точно на тази характеристика. Шума от захранване се инжектира в изходите на двете ОТА със същата амплитуда и същата фаза, следователно те могат да бъдат разглеждани като синфазен шум.

1.3 ПРИЛОЖЕНИЯ

Практическата употреба на G_m -С филтрите базирани на жиратори зависи от честотния обхват, в които те ще бъдат прилагани. Честотата, при която G_m на усилвателя започва да се променя, е по-ниска при многостъпалните ОТА, т.е. те са по-удобни за работа при по-ниски честоти. Едностъпалната схема на ОТА предлага по-малки честотни ограничения и поради тази причина се използва за реализиране и на филтри за по-високи честоти.

Както вече споменахме, *G*_m-С филтрите са устройства, които се използват в доста широк честотен диапазон. Те намират практически приложения при медицинските апаратури и техники и потребителски устройва, където честотите са много ниски, както

и при устройствата за мобилни и безжични комуникации, където честоти са много високи.

Херцовия и субхерцовия обхват е много подходящ за цифровите филтри като в тези случаи се изисква ниска скорост на обработване на информацията. Обаче, цифровите филтри изискват няколко допълнителни устройства: АЦП, ЦАП, генератор на тактови импулси и други. Всички тези устройства, ще увеличат консумацията на схемата на филтъра [П.4]. Поради тази причина, за приложения в имплантируеми медицински устройства или сензори за дистанционно измерване на най-различни параметри, където консумацията на схемата е с решаващо значение, се предпочитат аналоговите филтри в интегрално изпълнение.

	[38]	[39]	[40]	[41]	[42]
Година	2011	2016	2009	2000	2016
Тип на филтъра	Тип на филтъра _{ВРF}		BPF LPF		BPF
Технология СМОS [µm]	0.35	0.18	0.18	0.8	0.18
Ред на филтъра	7-ми	4-ти	5-ти	6-ти	4-ти
Захр. Напрежение [V]	1	1	1	1.5	1
Честотна лента [Hz]	1	212	-	-	-
Централна честота [Hz]	1-64	0.3k-2.4k	240	2.4	80-6.18k
Консумация [W]	60p	61n	453n	10µ	462p
Динамичен диапазон [dB]	43	52	50	60	57.6
THD [dB]	_	-50.23	-48.6	-50	-

Таблица 1.2. *G*_{*m*}-*C* филтри базирани на жиратори за високо честотни приложения

Таблица 1.3. G_m-С филтри базирани на жиратори за високо честотни приложения

	[34]	[35]	[36]	[37]
Технология СМОЅ	0.13µm	0.25µm	28nm	0.18µm
Тип на филтъра	LPF	LPF	LPF	LPF
Ред на филтъра	2 ^{-ри}	4-ти	3-ти	3-ти
Захр. Напрежение [V]	1.2	3.3	0.7-1	1.8
Централна честота [MHz]	200	65-350	454-459	50-300
Консумация [mW]	20.8	70	4-5.6	205.2
Динамичен диапазон [dB]	-	54	-	73.5
Усилване в лентата на пропускане [dB]	0	-	-0.7 to -0.3	0

Тъй като полюсната честота на един G_m -C филтър се определя от главно от съотношението на проходната проводимост на усилвателя и кондензатора в схемата, за реализиране на филтър:

➤ За ниските честоти ще бъде необходим кондензатор със стойност десетки pF и проходни проводимости от порядъка на nS или кондензатор от порядъка на pF и проходни проводимости със стойност стотици pS [32],[33];

➤ За високите честоти ще бъде необходим кондензатор със стойност от стотици fF и проходни проводимости от порядъка на mS и десетки mS.

В таблица 1.2 са дадени *G*_m-*C* филтри базирани на жиратори за ниско честотни приложения, съответно в таблица 1.3 са дадени филтри от същия вид за високо честотни приложения.

1.4 Изводи и заключения

В Глава 1 са разгледани основно същността и спецификите при проектиране на G_m -*С* филтрите базирани на жиратори. Направена е класификация на аналоговите филтри в зависимост от елементите с които се реализират. Направен обзор на основни схеми на ОТА с един вход, като са анализирани техните параметри и свойства. Описано и анализирано е на основно стъпало на диференциален ОТА. Определени са основните параметри на усилвателя, като са отчетени и паразитните елементи на усилвателя.

Представени са еквивалентна схема на едно- и многостъпален диференциален усилвател, като беше определена и честотната зависимост на G_m на усилвателите. Разгледани са и други схеми на диференциални стъпала, като са посочени и техники за подобряване на параметрите на ОТА. Направен е сравнителен анализ на едно- и многостъпални ОТА, по отношение на честотните им параметри.

Презентирани са практически приложения на G_m -C филтри базирани на жиратори за много ниски честоти както и за много високи честоти, с което беше потвърдена тяхната приложимост в много широк честотен диапазон.

Глава 2. Изследване и анализ на методи и подходи за подобряване параметрите на ота при реализация на *Gm*-*C* филтри

2.1 Увод

При проектиране на ОТА се появяват проблеми от разнообразен характер, които трябва да бъдат решени. Те произлизат от областите на приложения и най-често са свързани със следното:

> постигане на желания G_m (по-малък от 1 nA/V за филтри за много ниски честоти, стотина mA/V за високочестотни приложения);

 \succ настройка на G_m в желания обхват; увеличаване на изходния импеданс; разширяване на честотната характеристика; устойчиво изпълнение по синфазен сигнал;

> малка зависимост от температурата, променливост на процеса и напрежението;

▶ малък изходен шум.

В множеството приложения, основният проблем при ОТА е постигане на линейност. Това е проблем, предизвикан от нелинейните характеристики на транзисторите (квадратична зависимост на дрейновия ток от напрежението на насищане в случай на CMOS) и от необходимостта да работи с ниски захранващи напрежения. Много усилия са положени за линеаризацията на ОТА и е постигнат значителен напредък: първия предложен ОТА има максимално входно напрежение от 30 mV, докато в днешно време постижимия линеен обхват е от порядъка на 1 V при значително по-малко захранващо напрежение [10], [43].

В настоящата глава от дисертационния труд са направени изследване и анализ на основните методи и подходи за подобряване параметрите на ОТА при реализация на G_m -С филтри с жиратори. Особено внимание е отделено на въпросите свързани с:

- ▶ изходно съпротивление;
- ▶ причините за появата на нелинейност;
- > фиксиране и стабилизиране на постоянното изходно напрежение;
- > управление на проходната проводимост G_m на усилвателя;

Основната цел е насочена към изследване и анализирани на нелинейността на ОТА. За целта по-детайлно са разгледани и анализирани най-често използваните методите за линеаризация на предавателната характеристика на ОТА. Извършени са компютърни симулации със симулатора *Spectre* в средата на *Cadence Virtuoso* на избрана схема на ОТА, използваща един от методите за линеаризация.

2.3 ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИЗБРАНА СХЕМА НА ОТА

2.3.1 Описание на схемата на ОТА

Принципната схема на ОТА, както е дадена в [43], е показана на фиг. 2.10. Тя се състои от една диференциална двойка транзистори M_1 и M_2 , местната обратна връзка по напрежение M_3 и M_6 , верига за линеаризация M_4 и M_5 и динамичен товар реализиран с транзисторите M_7 и M_8 . Транзисторите M_9 и M_{10} реализират отрицателно съпротивление в дрейновете на ДУ с цел повишаване на изходния импеданс. В сорсовете вериги на местната OB е свързан токов източник задаващ еталонен ток I_{ss} .



Фигура 2.10. Принципна схема на ОТА с включена верига за обратна връзка по синфазен сигнал

Към схемата е свързана и верига за обратна връзка по синфазен сигнал имаща за цел да поддържа неизменящ се постоянен потенциал в дрейновете на транзисторите M_1 и M_2 . Тя представлява псевдо диференциален усилвател и е съставена от транзисторите M_{cf1} - M_{cf4} . Транзисторът M_{cf1} е свързан по схема с общ дрейн с динамичен товар в дрейна, реализиран с M_{cf2} . Докато транзисторът е в схема с общ гейт, а неговият динамичен товар е изпълнен с M_{cf4} . В сорсовете на M_{cf1} и M_{cf2} са свързани токови източници със стойност

на еталонния ток I_{ssc} . Приборите съставящи диференциалната двойка са свързани по схема ОС и е необходимо да работят в режим на насищане(пентоден режим). Те се използват за усилване на входния сигнал. В сорсовете на диференциалната двойка са свързани транзисторите за местна ОВ М₃-М₆. Те работят в линеен (триоден) режим, като всеки транзистор от двойката се управлява с половината от входното напрежение с обратен поляритет.

Резисторите R_s служат за следене на осредняването на дрейновите напрежение на ОТА и връщането им към входа на веригата за обратна връзка. То се сравнява с желаното синфазно напрежение V_{CM} и диференциалния сигнал, който се взема от дрейна на транзистора M_{cf2} , и се връща на гейтовете на транзисторите M_7 и M_8 .

Както вече споменахме, транзисторните двойки M_3 , M_4 и M_5 , M_6 работят в триодната си област. Така, че ако съпротивлението на канала на един от транзисторите в двойката се увеличи, същото съпротивление в другия транзистор се намалява. Това намалява неблагоприятния ефект от сорсовете съпротивления върху G_m на схемата. Ефекта от линеаризирането със сорсовете съпротивление зависи от отношението

$$a = \frac{(W/L)_{M1-2}}{(W/L)_{M3-6}}$$
(2-1)

където a=2 е препоръчано в [43], като оптимално за технологичен процес 0.13 μ m.

Отрицателното съпротивление формирано от M_9 , M_{10} е поставено на изхода за намаляване на изходната проводимост на схемата. То е въведено в [43] поради специфичното приложение на схемата – за реализиране на лентови филтри с висок качествен фактор.

2.3.3 Изследване и оптимизация на веригата за линеаризация на усилвателя

Линейността на усилвателя и неговата зависимост от коефициентът а, се дефинират от формула (2-23) и е изследван подробно в [43]. Оптималната стойност a = 2 е определена посредством построяването на графика за зависимостта на G_m от диференциално входно напрежение при различни стойности за параметъра a. Числов критерий за линейността на ОТА само по себе си не е представена в [43], вместо това са дадени измерени данни за параметъра IP3 на G_m -C филтъра, реализирани посредством тази ОТА.

Линейността на ОТА е изследвана с използването на коефициент на нелинейните изкривявания (THD) на диференциалния изходен ток, който е зададен като критерий. На входа е поставен променливо токов източник с честота от 1 kHz и изходния ток е снет като ток който минава през който минава през кондензатора с голяма стойност (обхват mF), свързан между точките "- V_o " и "+ V_o " на фигура 2.10 (изхода на схемата е свързан накъсо). Коефициентът THD от 1% (-40dB) е взет като условна граница за линейността – входното напрежение се увеличава до достигане на посочения лимит. Този подход позволява да се определи линейността на ОТА независимо и да изследваме нейната честотна зависимост.

Първите симулации се отнасят за влиянието на параметъра a върху амплитудите на входното напрежение V_{in} и изходния ток I_o , при което е достигнат условния лимит за линейността (те могат да бъдат разглеждани като максимални неизкривени амплитуди). Това което може да се види от фигура 2.13 е, че оптималната стойност за параметърът a е 2.5 [П.1] и е различно от това което е дадено в [43]. Възможни причини за това може да се разлика в използваните процес, различни размери на транзисторите, но основната е различния критерий за линейността.



Фигура 2.13. Максимални неизкривени амплитуди и зависимост на проходната проводимост *G_m* от параметъра за линейността *a*



Фигура 2.14. (а) Зависимост на ТНD на изходния ток от амплитудата на входното напрежение V_{in} (б) Зависимост на G_m от амплитудата на входното напрежение

Коефициентът на нелинейните изкривявания който сме избрали за критерий има интересно поведение, което е илюстрирано на фигура 2.14(а). Получават се отскоци при a > 2, които стават по-големи с увеличаването на a, но са все още умерени ако $a \le 2.5$ [П.1]. Тези отскоци удължават областта където THD е по-малък от 1%. Това твърдение е подкрепено с графиките за зависимостта на диференциалния G_m от входната амплитуда V_{in} , показани на фигура 2.14(б).



Фигура 2.15. Зависимост на максималните неизкривени амплитуди и проходната проводимост *G_m* от честотата при *a* = 2.5

Проходната проводимост G_m на усилвателя има приблизително плоско поведение за малки стойности на a и е такава в максимално широка област при a = 2. Над тези стойности се появяват отскоци, който се уголемяват с увеличаването на a. Тези отскоци,

които се появяват в началото не увеличават значително нелинейността и стойността на параметъра *а* може да бъде оптимизирана в зависимост от границата за допуснатите нелинейни изкривявания.

Симулациите за получаване на графиките за максималните неизкривени амплитуди и проходната проводимост G_m са направени при a = 2.5 и се вижда, че кривите не се променят значително до честота от 10MHz (фиг.2.15).

2.3.4 Честотна характеристика на усилвателя при различни стойности за параметъра *а*

На фигура 2.16 е показана честотната зависимост на G_m при различни стойности за параметъра a. Всички криви са константни до няколко стотин мегахерца, след което започва да нарастват.



Фигура 2.16. Честотна зависимост на G_m при различни стойности за a

Увеличаването при високите честоти е предизвикано от капацитетите C_{gd} на транзисторите M_1 и $M_2[\Pi.1]$. Те свързват директно входа с изхода на усилвателя – точка "+ V_{in} " с "- V_o " и "- V_{in} " с "+ V_o ". Тези капацитети пренасят ток, който нараства с увеличаване на честота, от идеалния източник на напрежение на входа към кондензатора свързан накъсо на изхода на схемата.

2.4 Изводи и заключение

Компютърните симулации направени на транзисторни ниво, представени в тази с глава, анализират постижима линейност с най-съвременна имплементация на ОТА, при използване 350 nm AMS процес. В тази глава е направена оптимизация на консумацията схемата за обратна връзка и удължаване на линейния режим на работа на усилвателя. Беше постигната консумация от 0.56 mW при постоянен поляризационен ток от 170 µA в схемата.

Линейността е оптимизирана с използване на THD като прост числов критерий. Беше постигнат линеен режим на работа при амплитудата на входния сигнал 270mV. Този подход позволява лесно да се оценят неизкривените големини на входните и изходните сигнали и също да се определи честотните граници на разгледания метод за линеаризация.

Направено е и изследване на честотната характеристика на схемата. Показано е, че честотната зависимост на *G_m* не следва еднополюсната апроксимация, която се дава найчесто в литературата. Този ефект е предизвикан най-често от паразитните капацитети гейт-дрейн в транзисторите в диференциалната двойка.

Глава 3. Изследване и анализ на влиянието на нелинейните ефекти на ота върху характеристиките на жираторните филтри

3.1 Увод

Оптимизацията на динамичния диапазон е значителен проблем при проектирането на активни филтри [1],[67]. Проблемът в действителност се състои от два подпроблема, които често се решават едновременно: максимизиране на максимално разрешения сигнал и минимизиране на шума на схемата. Максималния сигнал на изхода на филтъра е ограничен от захранващото постоянно напрежение и допустимото ниво на изкривявания на изходния сигнал. Методите за оптимизиране на динамичния диапазон обикновено имат за цел да максимизират изходните напрежения на усилвателите във филтъра. Въпреки това, съществуващите методи обикновено не разглеждат как честотната характеристика на филтъра се променя в зависимост от нелинейността на усилвателя.

3.2 Изкривявания на ачх (jump phenomenon) при определени нива на нелинейност

Промените на честотната характеристика на филтър, дължащи се на нелинейността на усилвателите в филтъра се изследват отдавна. Фокусът е основно върху лентовите филтри от втори ред, поради тяхната простота. Основно се разглеждат жираторен еквивалент на *LC* трептящ кръг [68],[69] и звено от втори ред реализирано с един операционен усилвател[70], [71]. Тяхната честотна характеристика се наклонява при големи стойности на входната амплитуда (фиг. 3.1), дължащо се на нелинейностите в активните елементи, което води до следните три основни проблема:

- ▶ Честотната характеристика не е повече симетрична;
- Техния максимум се премества обикновено при по-ниски честоти;
- Поява на т.н. изкривяване на АЧХ (jump phenomenon) при определени нива на нелинейност.

Честотната характеристика се променя със отскок при определена честота и предположението е, че това се дължи на появата на област в която характеристиката има две стойности.

3.3 Схема и параметри на лентов филтър с жиратори

Схемата на лентовия филтър, реализиран като паралелен жираторно-резонансен кръг е показана на фигура 3.2(а).



Фигура 3.2. (а) Схема на лентов филтър реализиран като паралелен жираторно резонансен кръг; (б) честотна характеристика на филтъра при две различни стойности за качествения фактор

Жираторът се състои от усилвателите g_{m1} и g_{m2} и формира резонансен кръг заедно с кондензаторите C_1 и C_2 . Изследването е фокусирано върху влиянието на нелинейностите в усилвателите g_{m1} и g_{m2} върху честотната характеристика на филтъра. Хармониците генерирани на изхода на усилвателя g_{m0} обикновено се филтрират от жираторния кръг. Те могат да имат видим ефект само когато входния сигнал е прекалено голям и основната честота на сигнала е два до три пъти по-малка от $f_0 = \omega_0/(2\pi)$.

Поради тази причина този усилвател се разглежда като идеален източник на ток, управляван с напрежение (VCCS). Неговата проходна проводимост е равна на 1/R във всички симулации с цел постигане на усилване 1 при централна честота f_0 .

Другите два усилватели g_{m1} и g_{m2} са разглеждат като нелинейни източници на ток управлявани с напрежение и техните предавателни характеристики $i_o(v_i)$ (i_o – изходен ток на ОТА, v_i – входно напрежение на ОТА) са апроксимирани посредством полиноми. Две различни схеми са взети като модели: обикновена диференциална двойка с динамичен товар на фигура 3.3(а) и диференциален усилвател с линеаризация (фиг. 3.3(б)).

3.4 МОДЕЛИРАНЕ НА ПРЕДАВАТЕЛНАТА ХАРАКТЕРИСТИКА НА ОТА

Предавателната характеристика на усилвателите е получена с многократни времеви симулации с подаване на синусоидално напрежение на входа (изводи "+ V_{in} " и "- V_{in} "), чиято амплитуда нараства постепенно. За нуждите на симулацията, за закъсяване на изхода при високи честоти, между изводи "+ V_o " и "- V_o " е свързан кондензатор от 10 nF, през който протича изходния ток. Честотата е 10 kHz и импедансът на кондензатора е около 1.6 kΩ, което е много по-малко от изходния импеданс на усилвателя - т.е. кондензатора реализира приблизително късо съединение.

Предавателните характеристики са симулирани за технологичен CMOS процес AMS 0.35 μ m[66]. Размерите на транзисторите M₁ и M₂ варират за постигане на желания параметър *a*, докато транзисторите във веригата за линеаризация от M₃ до M₆ (фигура 3.3(б)) имат $W = 10 \mu$ m, $L = 0.35 \mu$ m. Токовете в токовите огледала I_{ss} са 35 μ A за схемата на фигурата 3.3(а) и 100 μ A за фигура 3.3(б).



Фигура 3.3. Схеми използвани за моделиране на нелинейността на ОТА; (а) проста схема на диференциал усилвател (б) диференциален усилвател с линеаризация

Техните стойности са избрани така с цел получаване на приблизително еднакви проходни проводимости (около 150 μ S) и в двете схеми. Симулираните предавателни характеристики са показани на фигура 3.4(а). Те са припокриват за усилвателя от фигура 3.3(б), и затова зависимостта на коефициента на нелинейни изкривявания от входното напрежение, построена на фигура 3.4(б), се използва за демонстриране на това как параметъра *a* (формула 2-23) влияе върху линейността.



Фигура 3.4. (а) Предавателни характеристики $i_o(v_{in})$ на усилвателите (б) Зависимост на коефициента на нелинейни изкривявания (THD) на изходния ток i_o от входното напрежение v_{in} . Черните криви са за усилвателя от фигура 3.3 (а); другите са за усилвателя от фигура 3.3 (б) синьо – a = 1.5, зелено a = 2, лилаво – a = 2.5 и червено a = 3

Симулираните предавателни характеристики са показани на фигура 3.4(а). Те са припокриват за усилвателя от фигура 3.3(б), и затова зависимостта на коефициента на нелинейни изкривявания от входното напрежение, построена на фигура 3.4(б), се използва за демонстриране на това как параметъра *а* влияе върху линейността.

Следваща стъпка е получаването на аналитична апроксимация на характеристиките на 3.4 (а). Често се използва *tanh* апроксимация, но въпреки това предпочитаме да използваме полиномна апроксимация поради нейната гъвкавост, позволяваща постигане на по-добра точност.

Усилвателите са напълно диференциални със симетрични характеристики и апроксимиращите полиноми са нечетни и имат следната форма

$$\dot{v}_o = \alpha_1 v_i + \alpha_3 v_i^3 + \alpha_5 v_i^5 + \cdots$$
 (3-1)

За получаване коефициентите на апроксимиращия полином се работи по следния начин:

1) Най-напред чрез симулация на схемата усилвателя в Cadence се получава зависимостта на амплитудата на изходния ток от амплитудата на входното напрежение $i_o(v_i)$. Започва се от много малко входно напрежение и с постоянна стъпка то се увеличава докато се достигне до стойност, при която нелинейността стане забележима (до около 0.5V). Тази зависимост се записва в текстов файл за по-нататъшна обработка с програмата MATLAB.

2) Текстовият файл, даващ зависимостта $i_o(v_i)$ се въвежда в МАТLAB. След това с функцията *polyfit* се апроксимира тази зависимост. Степента на апроксимиращия полином се увеличава, докато се постигне относителна грешка при апроксимация от 1% за целият диапазон на амплитудите на напрежението v_i от 0 до 0.5 V.

Параметър а	араметър а α1		α5	A 7	
1.5	0.0001648	-6.587×10 ⁻⁵	-0.001995	0.004943	
2	0.000158	8.857×10 ⁻⁵	-0.003008	0.006985	
2.5	0.0001503	0.0002396	-0.003932	0.008776	
3	0.0001428	0.0003765	-0.004735	0.0103	

Таблица 3.1. Коефициенти на апроксимиращите полиноми за схемата от фигура 3.3 (b)

Полиномът, който апроксимира зависимостта $i_o(v_i)$ за усилвателя от фигура 3.3(a) се получава от 13-та степен и е: $i_o = 1.454 \times 10^{-4} \times v_i - 0.00242 \times v_i^3 + 0.0325 \times v_i^5 - 0.2694 \times v_i^7 + 1.296 \times v_i^9 - 3.306 \times v_i^{11} + 3.452 \times v_i^{13}$. Полиномите за усилвателя с линеаризация от фигура 3(b) са от 7-ма степен и техните коефициенти са дадени в Таблица 3.1 [П.2].

Всички коефициенти на полиномите са дадени за основните мерни единици – напрежението във V, а тока в А.

3.5 ИЗСЛЕДВАНЕ И СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ЧЕСТОТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА НЕЛИНЕЙНИЯ ЖИРАТОРЕН КРЪГ

Когато усилвателите, формиращи жиратора са нелинейни, трябва да бъде проведен времеви анализ за получаване на техните честотни характеристики.

Резонансната честота на жираторния кръг при малки сигнали е избрана да бъде 800 kHz за всяка симулация. Синусоидално напрежение с амплитуда V_{im} е подадено на входа и максимума на изходното напрежение V_{om} се получава посредством времеви анализ. Усилването е получено в dB за честота на източника и е изчислено по формулата $20\log_{10}(V_{om}/V_{im})$.

Честотата на източника варира от 600 kHz до 1 MHz със стъпка 1 kHz и за всяка честота е изчислено и усилването - на този начин е получена честотната характеристика за голям сигнал при съответната входна амплитуда.

Усилвателите g_{m1} и g_{m2} се разглеждат като нелинейни идеални източници на ток управлявани с напрежение, чийто зависимости $i_o(v_i)$ са дадени посредством апроксимиращите полиноми, които бяха получени в предишния раздел. За двата усилвателя се приема, че са с идентични предавателни характеристики. Този подход позволява да се фокусираме само на влиянието на нелинейността на проходната проводимост g_m . Също така по този начин се избягват проблемите с настройването на постояннотоковите напрежения в точките, в които усилвателите се свързват.

Кондензаторите C_1 и C_2 са еднакви и техните стойности се изчисляват по формулата (3-2) за ъгловата резонансна честота. Целта е постигане честота на полюса от 800 kHz, при това вземайки проходните проводимостите G_{m1} и G_{m2} да бъдат равни на коефициентът на α_1 от апроксимиращия полином [П.2]. За да се оцени ефекта на нелинейностите, са направени симулации при различен качествен фактор Q = 4, 10, 25. Стойностите на качествения фактор се настройват с подходящ избор на съпротивлението R във фигура 3.2, като те се променят в съответствие със стойностите на g_{m0} за запазване h = 1.

От направените симулации стигаме до следните изводи [П.2]:

≻ Нелинейностите на ОТА въздействат върху честотната характеристика на филтъра основно около резонансната честота. Промяната извън лентата на потискане не е голяма, особено когато затихването е над 10 dB.

≻ Когато амплитудата се увеличава достатъчно, изкривяването на честотната характеристика е голямо и неговия максимум пада значително под теоретичната стойност от 0dB - например червената крива на фигурите 3.5(ц), 3.8(а) и 3.8(б).

Повечето от честотните характеристики се преместват към по-ниски честоти, когато сигнала се увеличава. Въпреки това, някой от кривите когато параметъра *a* е равен на 2.5 или 3 се преместват нагоре. Това зависи от кривината на функцията $i_o(v_{in})$, което е представено с неговата производна di_o/dv_{in} , показано на фигура 3.9(а). Когато тази производна се увеличава, честотната характеристика се премества нагоре, когато се намалява, движението е противоположно.



Фигура 3.5. Честотни характеристики на жираторния кръг реализиран с усилватели без линеаризация (фиг. 3.3(a)). Цветове: черен - малък сигнал (AC), син - $V_{im} = 10 \text{ mV}$, зелен - $V_{im} = 50 \text{ mV}$, червен - $V_{im} = 100 \text{ mV}$. (a) Q = 4; (b) Q = 10; (u) Q = 25



Фигура 3.6. Честотни характеристики на жираторния кръг при качествен фактор Q = 10, реализиран с усилватели с линеаризация. Цветове: черен - малък сигнал (AC), син - $V_{im} = 100$ mV, зелен - $V_{im} = 200$ mV, лилав - 250 mV, червен - $V_{im} = 300$ mV (a) Усилватели с a = 1.5 (б) Усилватели с a = 2; (ц) Усилватели с a = 2.5; (д) Усилватели с a = 3.

Промяната на резонансната честота зависи малко от качествения фактор при липса на скок в честотната характеристика. Например, когато a = 2.5 и входния сигнал е 200 mV, максимумите са при 816, 818, и 818 kHz, когато съответно качествения фактор Q е 4, 10 и 25. Тясната честотна лента при голям качествен фактор Q прави схемата по-чувствителна към нелинейността на ОТА.



Фигура 3.7. Честотни характеристики на жираторния кръг при качествен фактор Q = 4, реализиран с усилватели с линеаризация. (а) Усилватели с a = 1.5
(б) Усилватели с a = 3. Цветове: черен - малък сигнал (AC), син - V_{im} = 100mV, зелен - V_{im} = 200mV, червен - V_{im} = 300mV.



Фигура 3.8. Честотни характеристики на жираторния кръг при качествен фактор *Q* = 25, реализиран с усилватели с линеаризация. (а) Усилватели с *a* = 1.5 (б) Усилватели с *a* = 2; (ц) Усилватели с *a* = 2.5 (д) Усилватели с *a* = 3. Цветове: черен малък сигнал (AC), син - V_{im} = 100 mV, зелен - V_{im} = 200 mV, червен - V_{im} = 300 mV

У Интересен случай представлява червената крива на фигура 3.8(д), съответстваща на a = 3 и входен сигнал от 300 mV - тя има два отскока. Големия входен сигнал покрива области, в които диференциалната проходна проводимост G_m първо се увеличава, след което намалява (фиг. 3.9(а)). Това предизвика двойно изкривяване в честотната характеристика, показано с черни линии в фигура 3.9(б).

≻ Кривите показват, че коефициент на нелинейни изкривявания над 0.5-0.6% на усилвателите в жираторния кръг предизвиква нежелани промени в честотната характеристика. Все пак това не е строго ограничение и то може да варира в зависимост от Q, област на приложение и вид на нелинейността на усилвателя.



Фигура 3.9. (а) Зависимост на производната di_o/dv_{in} от входното напрежение на усилвателя от фигура 3.3(б); **(б)** двойно изкривяване на честотната характеристика при качествен фактор 25, a = 3 и входен сигнал от 300mV

3.6 Изводи и заключение

В тази глава е разгледана зависимостта на изходния ток от входното напрежение на усилвателя, при две различни схеми на ОТА.

Построени и потвърдени са симулационните математически модели на двете схеми на ОТА. Те позволяват отчитане на влиянието на нелинейностите на ОТА върху показателите на лентовия филтър с жиратори.

От направените изследвания на нелинейния жираторен резонансен кръг следва, че честотни характеристики позволяват да установим ограничение за коефициента на нелинейни изкривявания до приблизително 0.5%, когато качествения фактор Q е помалък от 10-15. Тогава промените в резонансната честота са не по-големи от 2-3% и промяната в честотната характеристика е приемлива.

Наблюдава се двойно изкривяване на честотната характеристика в някои случаи, което е друг интересен ефект дължащ се на нелинейността на усилвателите.

Глава 4. Проектиране, изследване и оптимизация на програмируем жираторен филтър

4.1 Увод

Жираторните филтри много често са проектират с използването на отделни жираторни звена от втори ред, получени от съответните LC схеми [3], [22], [86], [87]. Лентовите и нискочестотните звена са получени от паралелна LC схема (фиг.4.1(а) и (б)), докато високочестотното звено идва от серийния LC трептящ кръг (фиг. 4.1(ц)).

Целта на тази глава е изследване в повече детайли в реалната схема на напълно диференциално жираторно лентово звено от втори ред. Главния фокус е насочен към взаимната зависимост между решенията на различните проблеми при дизайна на филтъра: настройваемост, линейност, постояннотоково захранване и стабилизация и др.



Фигура 4.1. Лентов (а) Нискочестотен (б) Високочестотен (ц) филтър от втори ред базиран на жираторен трептящ кръг

Втория раздел от тази глава разглежда накратко основните свойства на жиратора симулиращ бобина и паралелен жираторен трептящ кръг; третия раздел е посветен на избора на структурата, дизайна и симулирането на подходящ ОТА за проектиране на жираторен филтър. Той е описан и изследван в четвъртия раздел. Всички симулации са направени с Cadence на AMS 0.35 µm CMOS процес [66].

4.3 ПРОЕКТИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА УСИЛВАТЕЛИТЕ ФОРМИРАЩИ ЖИРАТОРА

4.3.1 Основна схема на ОТА

В съответствие със заключението от предишния раздел, жиратора разгледан тук сдържа еднакви усилватели. Техните схеми са базирани на ОТА, показан на фигура 4.3.



Фигура 4.3. Схема на ОТА използвана за формиране на жиратора

Той представлява едностъпален напълно диференциален усилвател с динамичен товар(транзисторите M_7 и M_8) и дегенериращи съпротивления. Веригата за обратна връзка, необходима за стабилизиране на изходното постояннотоково напрежение, е също показана на фигура 4.3. Тази схема е много подобна на тези които са предложена в [43] с някои модификации.

Според [43], линеаризацията на ОТА зависи от съотношението между размерите на транзисторите от основната диференциална двойка M_1 и M_2 и транзисторите M_3 - M_6 с които се изпълнени съпротивленията в сорсовете на горопосочената основна диференциална двойка. Параметърът на линеаризацията *a* е даден с формула (2-23).

Параметърът *a* = 2 е препоръчано като оптимално в [43]. Обаче тази стойност може да бъде поставена под въпрос след като няма ясен критерий относно линейността.

Коефициентът на нелинейните изкривявания (THD) на променливия изходен ток при свързване накъсо на двата изхода (между точките $-V_o$ и $+V_o$ във фиг.4.3). Като амплитудите на входното напрежение се задават така, че за THD е спазена някаква граница. Тази граница се определя от поведението на жираторния трептящ кръг, когато ОТА има слаба нелинейност. Детайлното изследване направено в [П.2] показва, че качествения фактор Q е голям (над 20), въпреки видимите изкривявания на честотната характеристика и промени в резонансната честота предизвикани от коефициентът на нелинейните изкривявания равен на 0.5%.



Фигура 4.4. Зависимост на THD на изходния ток на ОТА от амплитудата на входното напрежение на ОТА: (а) при три значително различни стойности на тока в опашката *I*_{ss} (б) При относително малки отклонения на *I*_{ss} от 56µA

По-детайлно изследване основано на този критерий обаче показва, че оптималния *а* зависи от абсолютните размери на транзисторите както и от постоянните dc токове през транзисторите[П.3]. Това е илюстрирано на фигура 4.4(а). ОТА е проектиран начално за $G_m = 100 \ \mu\text{S}$, който е постигнат при ток в опашката $I_{ss} = 56 \ \mu\text{A}$ (ток през транзистора M_{11}). Размерите на транзисторите са $W_{\text{M1-M2}} = 16 \ \mu\text{m}$; $W_{\text{M3-M6}} = 8 \ \mu\text{m}$ и $L = 0.35 \ \mu\text{m}$ за всички тези транзистори. При тези условия оптималната стойност за *a* е 2.

Когато I_{ss} се увеличи или намали два пъти, съответните криви на фигура 4.4(а) показват отклонение от оптималността[П.3]: ТНD нараства от по-малко от 0.25% за входни амплитуди до 180 mV при $I_{ss} = 56 \ \mu$ A, до 0.75% за същия обхват на входните амплитуди при $I_{ss} = 28 \ \mu$ A. С промяна на ширината на транзисторите M_3 - M_6 при $I_{ss} = 28 \ \mu$ A е определен нов оптимален *a* до около 1.6-1.7. Критерий за това е най-широкия обхват на входното напрежение, при което THD < 0.25%.

По-малки промени на I_{ss} , предизвикват и по-малки промени в линейността. Това се потвърждава с графиката от фигура 4.4(б), където е показано как THD се променя, когато I_{ss} варира в рамките на ±25% от началната си стойност (56 µA) – като може да се отбележи, че само при кривата когато токът се променя с -25% има по-значително влошаване на THD [П.3].

4.3.2 ОТА с програмируема проходна проводимост G_m

Усилвателите формиращи жиратора сдържат три различни g_m -клетки с проходни проводимости G_m равни на 50 µS, 100 µS и 200 µS, чийто входове и изходи са свързани паралелно (фиг. 4.5). Всяка клетка може да бъде включена или изключена с управление на напреженията V_s и \bar{V}_s , притежаващи противоположни стойности. Те управляват двата ключа в g_m -клетката (M₁₂ и M₁₃ на фигура 4.3), които пускат или спират тока в опашката (tail current) в самата клетка. В действителност само едно от напрежения V_s или \bar{V}_s е достатъчно за превключване на клетката – другото напрежение може да бъде получено посредством използването на инвертор. По този начин може да бъдат постигнати седем различни стойности за проходната проводимост G_m от 50 µS до 350 µS със стъпка от 50 µS [П.3]. При необходимост от допълнителна настройка, този подход може да бъде комбиниран с промяна на токовете в опашките (tail currents) в самите g_m клетки. В такъв случай вариациите на I_{SS} са малки (по-малки от 10-15%) и няма да влошат значително динамичния диапазон.



Фигура 4.5. Блокова схема на ОТА съставен от три g_m клетки

Пълната схема на ОТА с автоматична настройка е показана на фигура 4.5 (като веригата за обратна връзка по синфазен сигнал не е показана). Освен основните изводи за сигнал (за входа + V_{in} , $-V_{in}$ и + V_o , $-V_o$ за изхода), ОТА има няколко допълнителни изводи за управление: V_s и \bar{V}_s за всички g_m клетки; С $F_{in a}$ и С $F_{in b}$ за входа на ВОСС; С F_{out} за изхода на ВОСС; извод за референтния ток нужен за подсигуряване на токовете в опашката в g_m -клетките, извод за управление на тока I_{negR} .

Зависимостта на коефициентът на нелинейните изкривявания на променливия изходен ток от амплитудата на входното напрежение е илюстрирана на фигура 4.6. Тя показва зависимостите на THD от V_{in} и проходната проводимост G_m от V_{in} за всяка клетка поотделно и когато всички клетки са свързани паралелно ($G_m = 350 \ \mu$ S). Симулациите са направени при относително ниска честота от 10 kHz, когато паразитните капацитети на ОТА не влияят. За нуждите на симулацията, за закъсяване на изхода при високи честоти, между изводи "+ V_o " и "- V_o " е свързан кондензатор от 10 nF, през който протича изходния ток. Схемата за отрицателно съпротивление на изхода е изключена посредством задаване

на $I_{negR} = 0$. Кривите потвърждават, че всички g_m клетки запазват тяхната линейност (THD $\leq 0.25 \div 0.3\%$) в приблизително същ обхват на входното напрежение.



Фигура 4.6. (а) Зависимост на ТНD на изходния ток от амплитудата на входното напрежение V_{in}, при включване на различни *g_m* клетки (б) приблизителна зависимост на *G_m* от Vin, при включване на различни *g_m* клетки

Честотните свойства на ОТА са показани на фигура 4.7, където са дадени честотните зависимости на G_m за всички възможни комбинации на клетките. Всички криви нарастват над определена честота в обхвата между 500 MHz и 1 GHz.



Фигура 4.7. Честотни характеристики на G_m , при настройване на проходната проводимост G_m на ОТА равна на 50, 100, 150, 200, 250, 300, и 350 µS

Това нарастване потвърждава модела с преходни капацитети между входа и изхода на едностъпален ОТА използван в раздел 4.2. Преходните капацитети при високи честоти прехвърлят допълнителен ток от източника на напрежение на входа към свързания на късо изход на схемата, където се измерва и G_m [П.3].

Фигура 4.8 (б) показва как се променя изходното съпротивление R_o в зависимост от тока I_{negR} . Отрицателната проходна проводимост емулирана от двойката M₉-M₁₀ е [16], [18]:

$$G_{m(M9-M10)} = -g_m/2 = -\sqrt{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$
(4-1)

където G_m е проходната проводимост на двойката транзистори, g_m е стръмността на MOS транзистор, μ_n е подвижността, C_{ox} е капацитета на оксида под гейта за единица площ – всички тези параметри заедно с W, L и I_D са за един от транзисторите M₉ или M₁₀. С увеличаването на I_{negR} се увеличава и големината на $G_{m(M9-M10)}$ и намалява общата

проходна проводимост на ОТА. Кривите на фигура 4.8(б) са дадени за обхват на I_{negR} , в който изходното съпротивление на ОТА все още е положително. Когато проходната проводимост G_m на ОТА е 350 µS, изходното съпротивление R_o нараства бавно и не може да стане отрицателно. Причините за това са токът I_{negR} протича през динамичните товари М₇ и M₈ и тяхното нарастване предизвиква нарастване на тяхната изходна проводимост($1/r_o$). Този ефект е малък когато I_{negR} е значително по-малък от тока в опашката I_{ss} .

Когато двата тока са в един обхват тогава увеличаването на отрицателната проводимост емулирана от M_9 - M_{10} не може да компенсира напълно увеличаването на изходните проводимости на M_7 и M_8 . Този ефект може да бъде избегнат с прилагането на практически схеми за отрицателното съпротивление във всяка от g_m клетките. Те може да бъдат проектирани да работят с релативно малки токове I_{negR} , което се постига с правилен избор на съотношението на W/L в MOS транзисторите.



Фигура 4.8. Симулация на изходния импеданс на ОТА: (а) честотна характеристика; (б) зависимост от тока *I*_{negR}, управляващ отрицателното съпротивление.

4.4 ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЖИРАТОРНАТА РЕЗОНАНСНА СХЕМА

Подробна блокова схема на жираторния трептящ кръг е показана на фигура 4.11. Той представлява напълно диференциална версия на основната схема от фигура 4.1(а) с включени управляващи сигнали и блок за ВОСС. Жираторът се формира от ОТА 1 и ОТА 2. Те са идентични и всеки един от тях е проектиран съгласно фигура 4.5. На входа се поставя друг усилвател – ОТА 0, който работи като буфер, преобразувайки входното напрежение в еквивалентен ток, необходим за правилната работа на жираторния трептящия кръг. Това не е обект на изследване и при симулациите той се заменя с идеален източник на ток управляван с напрежение (VCCS).

ВОСС управлява само изходните постоянно токови напрежения на ОТА 1. Изхода на ОТА 2 е свързан паралелно на изходите на ОТА 0 (или друга схема осигуряваща правилни условия за работа на входа на жиратора) и в реалността неговото изходно постояннотоково напрежение се определя от ОТА 0. Понеже ОТА 0 е заменен с идеален източник на ток управляван по напрежение в симулациите представени в тази глава, изходното постояннотоково напрежение на ОТА 2 се определя по изкуствен начин – със свързване на източник на напрежение към изходите през големи резистори (> 1 GΩ). Постоянното гейтовото напрежение на транзисторите М7 и М8 за този ОТА се взема от ВОСС на ОТА 1. Всички тези връзки са показани с пунктирани линии на фигура 4.11.



Фигура 4.11. Блокова схема на жираторната резонансна схема.

Превключването на g_m клетките в двата ОТА и настройката на резонансната честота се прави посредством същите управляващи сигнали, поддържащи проходните проводимости G_m на усилвателите винаги еднакви. От друга страна настройването на качествения фактор Q с отрицателните съпротивления в изходите на ОТА е направено с добавянето на независими връзки свързани към изводите I_{negR} . Това се прави така с цел да се избегне резисторите, който се появяват паралелно на двата изхода на жиратора бъдат различни.

Изходното напрежение V_{out} се взема от паралелната връзка към кондензатора C_2 , како е показано на фигура 4.11. Схемата е напълно диференциална, еквивалентна на лентовия филтър от втори ред във фигура 4.1(а). Строго погледнато тя малко се различава от лентовия филтър понеже нейната предавателна функция е

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{h(s+z)}{s^2 + \frac{\omega_{res}}{Q_{res}}s + \omega_{res}^2}$$
(4-2)

където ω_{res} и Q_{res} са дадени с формулите (4-6) и съответно (4-7). Нулата z въвежда отклонение от стандартната лентова предавателна функция, което се дължи на ограниченото изходно съпротивление на ОТА 1 и е равно на $1/(R_{o1}C_{1})$. Съотношението z/ω_{0} е

$$\frac{z}{\omega_0} = \frac{1}{2Q_m} \sqrt{\frac{C_2 R_{o2}}{C_1 R_{o1}}}$$
(4-3)

Когато Q_m е голямо, нулата е на много по-малка честота от резонансната честота и няма значителен ефект върху честотната характеристика. Параметъра h е равен на G_{m0}/C_2 и определя усилването при резонансната честота

$$|H(j\omega_{res})| = \frac{G_{m0}R_{o2}}{1 + \frac{C_2R_{o2}}{C_1R_{o1}}}$$
(4-4)

от тази формула се вижда, че $|H(j\omega_{res})|$ не се променя, когато филтъра е настроен посредством промяна на проходните проводимости G_m на жираторните ОТА. Обаче това не е така, понеже превключването на g_m клетките променя също изходния импеданс на ОТА и промяната в усилването при ω_{res} трябва да бъде компенсирано с подходяща промяна на G_{m0} .

Честотните характеристики на филтъра при линеен анализ са симулирани за всички възможни стойности за проходните проводимости G_m на ОТА от 50 µS до 350 µS. Това е направено за два случая: (i) Когато няма повишаване на качествения фактор Q с отрицателни съпротивления на изходите на ОТА ($I_{negR} = 0$), (ii) Когато качествения фактор Q е нараснал приблизително до 40 със съответно нарастване на ($I_{negR} = 0$). Графиките са дадени на фигура 4.12 и съответно на фигура 4.13. За по-добро сравнение на кривите, проходната проводимост G_{m0} е настроена заедно с G_{m1} и G_{m2} с цел да се получи усилване от 0 dB при честотата на максимума.



Фигура 4.12. Честотни характеристики на проектирания жираторен лентов филтър за различни стойности на проходни проводимости G_m на ОТА без повдигане на качествения фактор Q.

Основните данни за честотните характеристики получени от съответните симулации са обобщени в Таблица 4.2. Може да се подчертае много малката зависимост на резонансната честота, когато качествения фактор е настроен посредством отрицателните съпротивления [П.3].

Ефекта от нелинейността на ОТА върху честотната характеристика на жираторния трептящ кръг се изследва за два случая: когато проходните проводимости G_m на ОТА са равни на 200 µS и когато те са 350 µS. В двата случая качествения фактор на филтъра Q е приблизително 20. В началото на изследването е избран честотен анализ, като желания качествен фактор се настройва с вариране на I_{negR} и също се определя и резонансната честота f_{res} ($f_{res} = \omega_{res}/(2\pi)$) на максимума на честотната характеристика.

Ефекта от нелинейността на ОТА върху честотната характеристика на жираторния трептящ кръг се изследва за два случая: когато проходните проводимости G_m на ОТА са равни на 200 µS и когато те са 350 µS. В двата случая качествения фактор на филтъра Q е приблизително 20. В началото на изследването е избран честотен анализ, като желания качествен фактор се настройва с вариране на I_{negR} и също се определя и резонансната честота f_{res} ($f_{res} = \omega_{res}/(2\pi)$) на максимума на честотната характеристика.



Фигура 4.13. Честотни характеристики на проектирания жираторен лентов филтър при различни стойности на проходните проводимости на ОТА с повдигане на качествения фактор приблизително до 40.

При времеви анализ на входа на филтъра се подава синусоидално напрежение и неговата големина V_{in} се настройва за да постигнем желаната големина на напрежението V_{out} (напрежение на входа на жираторния трептящ кръг, който се явява и като изход на филтъра) при честота $f_{res.}$ Честотната характеристика е получена чрез определяне на амплитудата на установеното изходно напрежение за различни честоти запазвайки постоянна амплитуда на входния сигнал.

	<i>G_m</i> на ОТА	50 µS	100 µS	150 μS	200 μS	250 μS	300 µS	350 µS
гане	f _{res} [MHz]	7.678	14.79	22.25	29.91	37.20	43.97	51.10
ювди на Q	Q	5.3	5.8	6.2	6.35	6.55	6.7	6.9
Без п	G_{m0} [μ S]	9.89	17.66	24.95	32.85	39.45	46.81	52.42
агане ≈ 40	fres [MHz]	7.641	14.74	22.17	29.76	37.02	43.76	50.73
С повди на Q ≈	<i>G_{m0}</i> [μs]	1.3	2.5	3.9	5.24	6.4	7.52	8.84

Таблица 4.2. Параметри на честотните характеристики на проектирания жираторен филтър при различни стойности на проходните проводимости на ОТА

Честотните характеристики са дадени на фигура 4.14. Параметърът използван за определяне на различните криви, е големината на напрежението V_{out} при резонансна честота f_{res} . Кривите изобразяват нормирането усилване, т.е. усилването разделено на неговата максимална стойност при f_{res} .

Този подход позволява да се видят по-добре изкривяванията на честотната характеристика при по-големи сигнали, но пък за сметка на това се скрива компресията на усилването [П.3]. Освен усилването при различна големини на напрежението V_{out} , за сравнение е даден и линеен случай (обозначен като "linear") т.е. честотната характеристиката е получена посредством честотен анализ.

Фигура 4.14 показва, че филтъра при G_m равно на 200 µS е практически линеен до големина на напрежението V_{out} от 200 mV, докато над това напрежение се появяват нелинейности, изразявайки появата на подскок [П.2] в кривата за 250 mV.



Фигура 4.14. Зависимост на нормирания коефициент на усилване на жираторния филтър от честотата при различни големини на изходното напрежение V_{out} на филтъра при $Q \approx 20$ (а) когато проходните проводимости g_m на ОТА са равни на 200 µS (б) когато проходните проводимости G_m на ОТА са равни на 350 µS

Ако погледнем във фигура 4.6(а), може лесно да се види обяснението: THD при G_m = 200 µS е по-малко от 0.3 % за входни напрежения на ОТА под 200 mV и нараства до 1.2% при 250 mV. Различно е поведението на кривите във фигура 4.14(б) – филтъра е линеен за напрежения с големина от 100 mV. За големина на напрежението до 200 mV ефекта от нелинейността се изразява в намаляване на качествения фактор Q (дебела крива на фиг. 4.14) и над това напрежение се появява тенденция на изкривяване на честотната характеристика.

Коефициентът на нелинейните изкривявания (THD) на ОТА е също малък – под 0.1% за напрежения по-малки от 150 mV и 0.5% при напрежение от 200 mV. Причината за това поведение на филтъра в този случай е изходното съпротивление на ОТА – желания качествен фактор Q е получен при висока стойност за тока I_{negR} и нелинейността на проходните проводимости на транзисторите М9 и М10 имат значителен ефект.

Също така се забелязва и намаляване на коефициентът на усилването на филтъра при голяма амплитуда на изходното напрежение. Сравнен с коефициентът на усилване при най-малката амплитуда на изходното напрежението от 100 mV при f_{res} , коефициентите на усилване при честота на максимума намаляват с нарастването на амплитудата на изходното напрежение, както следва: когато $G_m = 200 \ \mu\text{S}$ с 0.39 dB при 200 mV и с 2.49 dB при 250 mV; когато $G_m = 350 \ \mu\text{S}$ с 0.46 dB при 150 mV и с 1.34 dB при 200 mV.

4.5 Изводи и заключение

Проектирана и частично оптимизирана е напълно диференциална жираторно резонансна схема с настройка за резонансна честота. Фокусът на изследванията е върху проблемите, които се появяват, когато е необходим широк честотен обхват и върху начините за тяхното преодоляване. Жираторът е съставен от два идентични едностъпални ОТА със дегенериращи съпротивления в сорсовете на основната диференциална двойка на всяка g_m -клетка за подобряване на линейността. Теоретично се доказва, че еднаквостта на усилвателите е важно изискване за да се избегне евентуално

самовъзбуждане при високи честоти, дължащо се на капацитетите гейт-дрейн на транзисторите от диференциалната двойка.

Усилвателите са съставени от три различни усилвателни стъпала, имащи G_m от 50, 100 и 200 µS, които могат да превключват независимо от управлението на техните токове в опашките. Те са свързани паралелно и общата проходна проводимост G_m на усилвателя може да се променя във обхвата от 50 µS до 350 µS със стъпка 50 µS. Този подход за настройка на проходната проводимост G_m на ОТА е избран с цел да запази приблизително същия обхват на линейна работа за всички честоти, на който ще бъде настроен жираторният филтър. Проектирания ОТА е изследван посредством компютърни симулации за да се охарактеризират неговите най-важни параметри – проходната проводимост G_m , изходния импеданс, неговата честотна характеристика, ВОСС и неговите свойства.

Реализирания и симулиран жираторен филтър може да бъде настройван от 7.68 МНz до 51.1 МHz. Този обхват за настройка може да бъде разширен чрез добавяне на повече паралелно свързани gm клетки в усилвателите. Качествения фактор *Q* също може да бъде настройван с използването на отрицателни съпротивления свързани паралелно на изходите на жиратора и тази настройка е независима от настройката на неговата честота. Филтърът не е напълно оптимизиран относно всички негови параметри. В тази глава са подчертани повечето основните проблеми, които се появяват при проектиране на жираторни филтри и са предложени съответни решения за тях.

ПРИНОСИ В ДИСЕРТАЦИОННИЯ ТРУД

1. Направен е сравнителен анализ на известните методи и подходи за подобряване параметрите на ОТА при реализация на G_m -С филтри и са дадени препоръки относно тяхната приложимост.

2. Класифицирани са специфичните причини, водещи до появата на нелинейността в предавателната характеристика на ОТА. По-детайлно са разгледани основните свойства и специфики на различните методи за линеаризация на предавателната характеристика на ОТА. Изследвана и оптимизирана е диференциална схема на ОТА с допълнителна верига за линеаризация.

3. Проведени са симулационни изследвания на диференциален ОТА и въз основа на направения анализ на получените резултати, са направени препоръки за получаване на по-добра линейност на схемата. Тези препоръки се отнасят за геометричните размери на транзисторите в диференциалната двойка на ОТА и за транзисторите в допълнителната верига за линеаризация.

4. Изследвани са честотните характеристики на жираторния кръг реализиран с усилватели с линеаризация и без линеаризация при различни стойности на входното напрежение и качествен фактор.

5. Предложена е и е използвана процедура за изследване на изкривявания в АЧХ при активни жираторни филтри от втори ред. Процедурата се базира на полиномна апроксимация на зависимостта на *G_m* на ОТА от амплитудата на входния сигнал и времеви анализ на нелинейната жираторна схема с използване на тази апроксимация.

Тази процедура е приложена за изследване изкривяването АЧХ на конкретен жираторен филтър, като е установено, че в някои случаи се получава двойно изкривяване на АЧХ.

6. Проектиран е ОТА, съставен от три g_m клетки, свързани паралелно с възможност за включване и изключване на всяка клетка по отделно. Това дава възможност за автоматична настройка на общата проходна проводимост G_m . Частично са оптимизирани g_m клетките на ОТА посредством промяна на размерите на транзисторите и токовете в опашката.

7. Изследвана е зависимостта на коефициента на нелинейни изкривявания на изходния ток на проектирания ОТА от амплитудата на входното напрежение V_{in} . Това е направено за различни стойности на G_m , получени чрез включване на различни g_m клетки. Това изследване позволява да се определи максималната амплитуда на входното напрежение валидна за всички стойности на G_m .

8. Изследвани са честотните характеристики на проектирания усилвател. Целта е да се установят честотните зависимости на G_m и на изходния импеданс и как управлението на G_m влияе върху тези характеристики.

9. Изследвана е веригата за обратна връзка за синфазен сигнал, като е направена и оптимизация с цел подобряване на стабилизиращия и ефект върху изходното постояннотоково напрежение, както и подобряване на нейната променливотокова устойчивост.

10. Направен е теоретичен анализ на жираторна резонансна верига, като е изследвано влиянието на паразитния капацитет между гейта и дрейна на основните транзистори в диференциалната двойка, когато ОТА на жиратора са реализирани като едностъпална схема. Показано е, че този капацитет води до увеличаване или намаляване на качествения фактор. Условие за избягване на този ефект е еднаквост на G_m на двата усилвателя, образуващи жиратора.

11. Проектирана е и е изследвана напълно диференциална версия на жираторна резонансна схема, която ще послужи за реализация на лентов филтър с жиратори. Филтърът е с цифрово програмируема централна честота, позволяваща около 7-кратна промяна – от около 7.6 MHz до около 51 MHz. Допълнително централната честота на филтъра може да се управлява плавно в по-тесни граници чрез промяна на токовете в опашките на диференциалните усилватели.

RESUME

INVESTIGATION AND DESIGN OF FREQUENCY-SELECTIVE CIRCUITS AND DEVICES IN IC IMPLEMENTATION

This dissertation considers the characteristics and challenges in realization of frequency selective circuits and devices in integral implementation and in particular the gyrator based G_m -C filters. The focus is on the OTAs (operational transconductance amplifiers) as a key element of this class of filters.

The exposé starts with a review of different types of single stage differential OTA circuits in terms of their properties and parameters. Comparison of single and multiple stage OTA in regards to frequency dependence of G_m (transconductance) is performed. The implementations of gyrator based G_m -C filters are presented for low as well as for high frequencies due to their application to medical and wireless communications devices respectively.

Central accent is put on the nonlinearity of OTAs. Techniques for improving the OTAs' linearity are addressed and compared. In addition, characteristics such as frequency response, output impedance and minimization of its influence, stabilization of DC levels, etc., are analyzed.

The gyrator filter operation at large signals is investigated. For this reason, amplifier G_m dependence on the input signal is also considered for studying the change of the frequency response with the increase of the input signal. Modeling of the nonlinear *I-V* characteristics of different OTA circuits is done by polynomials.

OTA amplifier consisting of three parallel g_m cells with different transconductance is designed and optimized. The value of overall transconductance of the OTA can be programmed by switching each g_m cell between 50 to 350 μ S with step 50 μ S. This OTA is used to realize gyrator based bandpass G_m -C filter whose frequency might be altered about seven times: between 7 MHz to 49 MHz. Its quality factor also could be controlled.

Gyrator based G_m -C filter with programmable transconductance G_m is designed and investigated using the above OTAs with three g_m cells. The designed allows for the change of frequency response of the filter.