

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ "GHEORGHE ASACHI"
DIN IAȘI, FACULTATEA DE ELECTRONICĂ,
TELECOMUNICAȚII ȘI TEHNOLOGIA INFORMAȚIEI**

Cristian ANDRIESEI

**Studiul unor topologii de filtre active cu aplicații
în telecomunicații**

– REZUMATUL TEZEI DE DOCTORAT –

Conducător științific
Prof. univ. dr. ing. Liviu GORAȘ
Prof. de l'Université Farid TEMCAMANI
Maître de Conférences Bruno DELACRESSONNIÈRE

UNIVERSITATEA TEHNICĂ "GH. ASACHI" IAȘI
RECTORATUL

Vă facem cunoscut că în ziua de _____, ora _____, în _____, va avea loc susținerea publică a tezei de doctorat intitulată

**STUDY OF ACTIVE FILTERS TOPOLOGIES FOR TELECOMMUNICATIONS
APPLICATIONS**

elaborată de domnul ing. **CRISTIAN ANDRIESEI** în vederea conferirii titlului științific de doctor.

Comisia de doctorat este formată din:

- | | |
|--|-----------------------|
| - prof. univ. dr. ing. Ion Bogdan
Universitatea Tehnică "Gh. Asachi", Iași | președinte comisie |
| - prof. univ. dr. ing. Liviu Goraș
Universitatea Tehnică "Gh. Asachi", Iași | conducător științific |
| - prof. univ. dr. ing. Iulian Ciocoiu
Universitatea Tehnică "Gh. Asachi", Iași | membru |
| - Bruno Delacressonnière, Maître de conférences
Université de Cergy-Pontoise, Cergy, Franța | membru |
| - prof. univ. dr. ing. Gheorghe Brezeanu
Universitatea Politehnică București | membru |
| - prof. univ. dr. ing. Gheorghe Cimpoia
Universitatea Valahia din Târgoviște | membru |

Vă trimitem rezumatul tezei de doctorat, cu rugămintea de a ne comunica în scris aprecierile și observațiile dumneavoastră.

Cu această ocazie vă invităm să participați la susținerea publică a tezei de doctorat.



Restor.
Prof. univ. dr. ing. Ion Giurmă

Secretar universitate,
ing. Cristina Nagiț

IAȘI, 2010

CUPRINS

1. INTRODUCERE	2
1.1 Motivație	2
1.2 Structurarea tezei	2
2. Standarde wireless de telecomunicații și transceivere RF	3
2.1 Introducere	3
2.2 Standarde de telecomunicații și alocarea frecvențelor	4
2.2.1 Sistemele de telecomunicații mobile 2G/3G/4G	4
2.2.2 Standarde Wireless LAN (IEEE 802.11)	6
2.2.3 Standardul Bluetooth (IEEE 802.15.1)	6
2.2.4 Standardul Zigbee (IEEE 802.15.4)	7
2.2.5 Aplicații GPS	7
2.2.6 Aplicații WiMAX	8
2.2.7 Aplicații Wireless USB	8
2.3 Arhitecturi RF front-end și trendul multistandard	9
2.3.1 Transceiver super-heterodină	9
2.3.2 Transceiver cu conversie directă	10
2.3.3 Receptor de tip Low-IF	11
2.3.4 Software Defined Radio	12
2.3.5 Arhitecturi de transceivere fără filtre SAW	15
2.4 REFERINȚE	17
3. Inductanțe simulate cu girator și fără capacități externe (TOSI) pentru aplicații RF	22
3.1 Introducere	22
3.2 Modelul giratorului	22
3.2.1 Giratorul ideal și aplicațiile sale în teoria circuitelor	22
3.2.2 Implementări practice ale giratorului	23
3.3 Arhitecturi TOSI propuse pentru proiectarea RF	25

3.3.1 Conceptul TOSI	25
3.3.2 Arhitecturi TOSI cu tranzistoare de tip MESFET	26
3.3.3 Arhitecturi TOSI cu tranzistoare CMOS	27
3.4 Filtre de preselcție RF cu inductanțe simulate de tip TOSI	32
3.4.1 Filtre de ordin 2 implementate cu TOSI	32
3.4.2 Filtre de ordin superior implementate cu TOSI	34
3.5 REFERENCES	37
4. Tehnici de îmbunătățire a răspunsului în frecvență pentru inductanțele simulate CMOS de tip TOSI	44
4.1 Introducere	44
4.2 Model echivalent pasiv pentru CMOS TOSI	44
4.2.1 Modele de semnal mic pentru tranzistorul MOS	44
4.2.2 Model pasiv echivalent pentru inductanțele de tip TOSI	45
4.2.3 Model pasiv echivalent pentru inductanțele de tip TOSI	46
4.3 Soluții de îmbunătățire a răspunsului în frecvență pentru TOSI	48
4.3.1 Rezistența negativă și compensarea pierderilor TOSI	48
4.3.2 Metodă propusă pentru tuningul independent ω_0-Q	48
4.4 Inductor simulat cu răspuns îmbunătățit în frecvență	55
4.4.1 Inductor simulat cu rezistență de grilă suplimentară	55
4.4.2 Inductor simulat cu o schemă îmbunătățită de polarizare	57
4.5 REFERENCES	59
5. Concluzie și Future Work	61

ABSTRACT

Scopul tezei de doctorat îl constituie propunerea de soluții pentru îmbunătățirea performanțelor inductanțelor simulate cu tranzistoare în tehnologie CMOS și fără capacități (TOSI), vizând aplicațiile de filtrare RF. Suntem interesați de arhitecturile de tip TOSI deoarece dovedesc performanțe mai bune decât filtrele g_m -C clasice, fiind superioare în ceea ce privește numărul de tranzistoare, putere consumată, capabilitate în frecvență și aria chip-ului. În plus, arhitecturile TOSI au multe aplicații potențiale în domeniul RF.

În contextul general al trendului multistandard pe care îl urmează transceiverele wireless, filtrele RF bazate pe arhitecturile TOSI pot oferi posibilitatea implementării dispozitivelor reconfigurabile. În orice caz, satisfacerea cerințelor de telecomunicații nu este o sarcină facilă, din acest motiv fiind necesară implementarea unor filtre bazate pe TOSI de ordin superior. În consecință, utilizarea unor celule TOSI de ordin doi este un aspect de maximă importanță și ceea ce propunem în mod deosebit este un nou principiu de tuning independent al factorului de calitate care oferă un tuning aproape independent al factorului de calitate și frecvenței de rezonanță pentru inductanțele simulate. Este dezvoltată de asemenea o arhitectură de tip TOSI cu un răspuns îmbunătățit în frecvență.

Coordonatori: Liviu Goraș

Farid Temcamani

Bruno Delacressonnière

1. INTRODUCERE

1.1 Motivație

Cerințele pieței de telecomunicații și dezvoltarea continuă a tehnologiei impun o cercetare continuă atât în banda de bază cât și în domeniul RF. Pe parcursul ultimilor 20 de ani, transceiverele de telecomunicații au evoluat de la terminalele analogice de primă generație (1G) la transceiverele wireless multistandard, a patra generație (4G) fiind așteptată. O contribuție importantă la reconfigurabilitatea și micșorarea dimensiunii transceiverului a avut-o și încă o are partea de filtrare (activă și pasivă). Filtrarea RF este cea care pune momentan probleme implementării unui singur chip wireless reconfigurabil, filtrele SAW neoferind posibilitate de tuning. O implementare promițătoare din punct de vedere al ariei ocupate și reconfigurabilității o reprezintă inductanțele simulate (TOSI). Acesta este motivul pentru care au și fost selectate spre a fi studiate în această cercetare.

1.2 Structurarea tezei

Teza, redactată într-o formă foarte concisă, acoperă trei direcții diferite după cum urmează.

Deoarece este vizată filtrarea pentru telecomunicații, Capitolul 2 este în întregime dedicat domeniului telecomunicațiilor. O primă parte este o descriere de bază (datorită restricțiilor de spațiu) a standardelor de telecomunicații. Ceea ce interesează în mod deosebit este alocarea frecvenței, banda ocupată, specificații de atenuare, etc aspecte importante în filtrarea RF. Un review ale principalelor arhitecturi de transceivere este prezentată în a doua secțiune.

Capitolul 3 vizează teoria giratorului și s-a intenționat prezentarea unui 'state of the art' în privința conceptului TOSI 'transistor only simulated inductor'. Toate arhitecturile TOSI raportate în literatură și menționate în această teză vizează aplicații în domeniul GHz tocmai datorită capabilității în frecvență foarte bune. Aceste inductanțe simulate cu girator fără capacități externe reprezintă arhitecturi promițătoare pentru aplicații de filtrare RF și nu numai, fiind propuse implementări de oscilatoare controlate în curent, amplificatoare de zgomot mic (LNA) și amplificatoare trece bandă.

Un studiu mai detaliat a inductanțelor simulate CMOS este prezentat în Capitolul 4 unde comportamentul în frecvență al TOSI este studiat. Principalele contribuții ale tezei sunt prezentate tot în acest capitol.

Concluzia finală a activității de cercetare este prezentată a sfârșitul tezei, în Capitolul 5.

2. Standarde wireless de telecomunicații și transceivere RF

2.1 Introducere

În acest capitol introductiv sunt prezentate cele mai importante standarde wireless de telecomunicații ce acoperă domeniul de frecvență de până la 5 GHz. Întrucât o prezentare detaliată a fiecăruia este dincolo de scopul acestei teze, mai multe detalii se pot găsi în referințe. Motivul introducerii acestui capitol introductiv îl constituie faptul că orice problemă vis-à-vis de proiectarea transceiverelor necesită o cunoaștere a standardelor de telecomunicații care sunt adresate, măcar la nivel mediu. O dublă motivație a stat la baza alegerii frecvenței de 5 GHz drept frecvență maximă. Pe de o parte, majoritatea standardelor de telecomunicații ce vizează aplicațiile civile sunt implementate în această bandă și dețin totodată o cotă însemnată din cifra de afaceri de pe piața de telecomunicații. O parte însemnată din articolele propuse în literatură a fost dedicată implementării unor transceivere performante, peste 350 de configurații fiind propuse până acum în literatură. Cea mai importantă tehnologie este CMOS pentru frecvențe de până la 10 GHz în timp ce, pentru frecvențe mai mari de ordinul zecilor de GHz, sunt mai eficiente tehnologiile GaAs și SiGe. Privitor la tehnologia CMOS, aceasta se consideră că își va atinge minimul (datorită scaling-ului) în 2036 când legea lui Moore va converge cu fizica cuantică [2.7] cu implicații nebănuite asupra arhitecturii front-end-ului.

În ciuda faptului că transceiverele de telecomunicații erau proiectate aproape distinct de circuitele din banda de bază, ulterior s-a constatat că structura transceiverului poate fi mult simplificată dacă se utilizează diverse scheme de modulație și informația era codată într-un anumit fel. Astfel, era posibil ca BER (bit error rate) să fie mai mic, comunicația să fie mai rezistentă la perturbații iar liniaritatea transceiverului să nu fie compromisă. Aici se mai adaugă și antenele care, printr-o proiectare adecvată, ameliorează semnificativ performanțele de transmisie. Concluzia este deci că printr-un efort conjugat atât al proiectanților RF cât și al celor de pe partea de telecomunicații, se pot obține niște transceivere foarte performante. Pe lângă faptul că acestea au ajuns să implementeze standarde diferite, problema existentă la ora actuală o constituie și alocarea diferită a spectrului pentru același standard pe continente diferite ceea ce face mai dificilă proiectarea lor.

2.2 Standarde de telecomunicații și alocarea frecvențelor

2.2.1 Sistemele de telecomunicații mobile 2G/3G/4G

Un rezumat al standardelor de telecomunicații 1G (analogice), respectiv 2G și 3G (digitale) sunt prezentate în Tabelele 1, 2 și 3.

Parameter	C 450	NMT 450	NMT 900	TACS	ETACS	AMPS
Original country	Germany	Scandinavia	Scandinavia	GB	GB	USA
Standardized by	DBP Telecom			CIRAG	CIRAG	FCC
Introduced in	1985	1981	1986	1984		1983
Uplink [MHz]	450.3–454.74	453–457.5	890–915	890–915	872–905	824–849
Downlink [MHz]	461.3–465.74	463–467.5	935–960	935–960	917–950	869–894
Channel spacing [KHz]	20	25 (20)	25 (12.5)	25	25	30
Access method	FDMA	FDMA	FDMA	FDMA	FDMA	FDMA
Modulation	FM	FM	FM	FM	FM	FM
Cell diameter		15–40 km	2–20 km			

Tabel 1 Standarde 1G

Standard	Digital cellular telephony (voice/data)	
	GSM	cdmaOne
Frequency Range (MHz)	GSM850 DL(869-894)-UL(824-849) GSM900 DL(935-960)-UL(890-915) GSM1800 (DCS) DL(1805-1880)-UL(1710-1785) GSM1900 (PCS) DL(1930-1990)-UL(1850-1910) PDC 800 DL(810-888)-UL(893-958) PDC1500 DL(1477-1501)-UL(1429-1453)	DL(869-894)-UL(824-849)
	DL(1930-1990)-UL(1850-1910)	
Modulation	GMSK DQPSK (PDC) 8-PSK (EDGE only)	QPSK/QPSK
Multiple access	TDMA/FDMA	CDMA/FDMA
Duplex (UL/DL)	FDD	FDD
Channel bandwidth	200 KHz / 25 KHz (PDC)	1.25 MHz
Peak data rate	14.4 kbit/s 53.6–114 kbit/s (GPRS) 384 kbit/s (EDGE)	14.4 kbit/s (IS-95-A) 115.2 kbit/s (IS-95-B)

Tabel 2 Standarde de telecomunicații mobile 2G

Standard	Digital cellular telephony (voice/data)		
	cdma2000	WCDMA 3GPP FDD	WCDMA 3GPP TDD
Frequency range (MHz)	450; 700 800; 900 1700; 1800 1900; 2100	DL(2110-2170);UL(1920-1990) DL(1930-1990);UL(1850-1910) DL(1805-1880);UL(1710-1785)	2010-2025 1900-1920 1930-1990 1850-1910 1910-1930
Modulation	QPSK, OQPSK HPSK	UL: Dual BPSK DL: QPSK, 16QAM	UL+DL: QPSK DL: 8PSK
Multiple access	CDMA	CDMA/FDMA	TDD
Duplex	FDD	FDD	FDD
Channel bandwidth	1.25 MHz	5 MHz	5 MHz
Peak data rate	307.7 kbit/s (CDMA2000 1x) 2.4 Mbit/s	2 Mbit/s 10 Mbit/s (HSDPA)	2 Mbit/s 10 Mbit/s (HSDPA)

Tabel 3 Standarde wireless 3G

Pentru standardele 3G implementate acum se observă numărul mare de benzi distincte alocate fapt ce face destul de dificilă implementarea unui terminal multi-standard 3G. Numărul mare de filtre RF de preselecție reprezintă o piedică importantă în implementarea unui terminal complet reconfigurabil implementat pe un singur chip. Titlul conține și titlatura 4G deoarece HSDPA, deja implementat, reprezintă 3.5G în timp ce 3.75G este deja implementat la laptopurile de tip EeePC, oferind rate mari de transfer pentru Internet.

În privința filtrării, la ora actuală se folosesc filtre SAW care oferă o caracteristică de atenuare foarte bună dar cu dezavantajul dimensiunii mari și a lipsei reconfigurabilității. Un exemplu de filtru SAW este cel proiectat în banda 925–960 MHz [2.23] a cărei caracteristică de frecvență este destul de dificil de obținut cu alte topologii de filtre și ilustrată în Fig. 2.1.

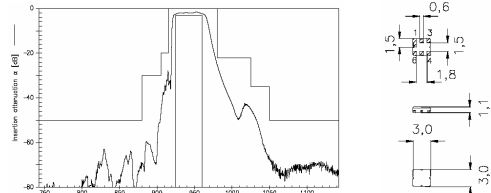


Fig. 2.1 Filtrul SAW EGSM B4141 – răspuns în frecvență și arie chip (mm) [2.23]

2.2.2 Standarde Wireless LAN (IEEE 802.11)

O rețea wireless LAN (WLAN) este un sistem de telecomunicații care oferă servicii de acces la rețea a dispozitivelor wireless portabile utilizând unde radio [2.27]...[2.32]. Această rețea poate fi exploatată ca atare ori în tandem cu o rețea fixă (LAN). Comunicațiile într-o rețea WLAN sunt reglementate de familia IEEE 802.11 de specificații. Un scurt rezumat al standardelor WLAN este redat în Tabelul 4.

WLAN Standard	Year of Introduction	Frequency Band	Modulation Scheme	Maximum Data Rate
IEEE 802.11	1999	2.4 GHz	OFDM	1 – 2 Mb/s
IEEE 802.11a (USA)	1999	5 GHz	OFDM	54 Mb/s
IEEE 802.11b (EU)	2003			
IEEE 802.11j (JAP)	2004			
IEEE 802.11b	1999	2.4 GHz	DSSS/CCK	11 Mb/s
IEEE 802.11g	2003	2.4 GHz	DSSS/OFDM/CCK	54 Mb/s
IEEE 802.11n	Not ratified	2.4 / 5 GHz	MIMO - OFDM	540 Mb/s

Table 4 WLAN standard and its implemented amendments

Un exemplu de proiectare, foarte detaliată, a unui transceiver WLAN, proiectat pentru a suporta standardele IEEE 802.11a/b/g/n, este prezentat în [2.31]. Pentru standardele WLAN implementate la 2.4 GHz se folosesc filtre SAW în timp ce la 5 GHz de tip BAW.

2.2.3 Standardul Bluetooth (IEEE 802.15.1)

Bluetooth este numele dat unui sistem de telecomunicații care facilitează comunicații wireless între dispozitive portabile și/sau fixed [2.34]...[2.38]. Ideea din spatele standardului Bluetooth era de eliminare a cablurilor pentru transmisia de date pentru distanțe scurte. Sistemele Bluetooth lucrează în aceeași bandă de 2.4 GHz (2.4–2.4835 GHz), la fel ca și cele WLAN (IEEE 802.11b/g), acestea fiind proiectate pentru a lucra într-un spațiu cu multă interferență.

Evoluția sistemelor Bluetooth este ilustrată în Tabelul 5.

Bluetooth Version	Year of Regulation	Frequency Band (GHz)	Modulation Scheme	Data Rate (Mb/s)
Core v1.0 [2.34]	Dec. 1999	2.4 – 2.4835 (EU), USA) 2.471 – 2.497 (JAP) 2.445 – 2.475 (ESP) 2.446 – 2.4835 (FR)	GFSK	1 Ms/s ¹⁾
Core v2.0 +EDR [2.35]	Nov. 2004	2.4 GHz Band	GFSK ²⁾ $\pi/4$ -DQPSK ³⁾ 8DPSK ³⁾	1 2 3 ⁴⁾
Core v3.0	Apr. 2009	2.4 GHz Band	BR/EDR	1–3 ⁵⁾
Core v4.0	Dec. 2009	2.4 GHz Band	BR/EDR	1–3 ⁵⁾

Tabel 5 Specificațiile standardului Bluetooth

2.2.4 Standardul Zigbee (IEEE 802.15.4)

Zigbee este un sistem de comunicații, similar Bluetooth, implementat tocmai în ideea de a acoperi acele domenii pentru care nu există implementare Bluetooth. Specificațiile standardului au fost reglementate de ZigBee Alliance [2.39].

Dispozitivele ZigBee sunt proiectate pentru aplicații precum:

- control wireless: audio/video, iluminat automat;
- aplicații de monitorizare: sisteme de securitate, detector de apă/foc/fum;
- aplicații de telecomunicații: rețele securizate;
- supraveghere de la distanță a pacienților (medicină);
- jucării.

Sistemele ZigBee sunt foarte economice, au dimensiuni mici, performanțe foarte bune la lucrul în zone foarte zgomotoase și au implementate și protocoale de securitate.

2.2.5 Aplicații GPS

Probabil că a doua realizare majoră a Omenirii după implementarea rețelor de telecomunicații este reprezentată de Sistemul de Navigare prin Satelit (GNSS) care permite utilizatorilor să-și cunoască poziția pe Terra grație sistemelor de sateliți. Primul sistem funcțional de localizare este GPS-ul, dezvoltat de Departamentul de Apărare American (DoD). Al doilea, parțial funcțional datorită problemelor financiare este GLONASS, implementat de Uniunea Sovietică. Ambele sisteme, deși utilizate pe scară largă de civili, sunt susținute în continuare de Armată. EU și ESA au decis în 2002 să implementeze un sistem de localizare în întregime European, dându-i-se numele de Galileo. Acesta a fost gândit ca o completare la GPS și va fi operativ în 2012.

Frecvențele alocate comunicațiilor prin satelit au fost alese ca un compromis între puterea de transmisie cerută și erorile provocate de ionosferă, erorile scăzând semnificativ pentru frecvențe mai mari de 1 GHz. Din acest motiv benzile GNSS au fost stabilite între 1 și 2 GHz. Cele mai importante benzi sunt L1 și L2 în timp ce modulația este BPSK. Sistemele GPS lucrează în benzile L2 (1215–1240 MHz) și L1 (1559–1610 MHz) iar în viitor va fi rezervată și banda E5A (1164–1188 MHz). Se prognozează ca L1 să fie utilizată de Galileo împreună cu benzile E5A–B (1164–1215 MHz).

Un review (inclusiv probleme de proiectare) al transceiverelor GPS/Galileo este prezentat în [2.42] în timp ce un bun review al sistemelor de comunicații prin satelit este prezentat în [2.43].

2.2.6 Aplicații WiMAX

Dacă două treimi din populația lumii folosește telefoanele mobile, utilizatorii de Internet constituie mai puțin de 20% din populația globului deși Internetul reprezintă acum suportul de bază al economiei mondiale. Statele în curs de dezvoltare sunt cele mai afectate datorită problemelor economice, lipsei infrastructurii, posibilităților financiare restrânse care nu permit achiziționarea calculatoarelor personale, împiedicarea accesului la informație impuse de diverse regimuri politice, etc. Următorul pas după proiectarea rețelor 3G mobile și a celor WLAN este implementarea practică a Internetului mobil, considerat a fi un pas revoluționar. Scopul WiMAX [2.44]...[2.46], bazat pe specificațiile IEEE.802.16, este de a oferi acces mobil la Internet de la nivelul fizic până la cel de rețea. Această nouă tehnologie face uz de OFDMA ca tehnică de acces multiplu și MIMO, ambele îmbunătățind acoperirea și eficiența spectrală. O comparație între această nouă tehnologie propusă și alte soluții de bandă largă existente deja în lume este realizată în Tabelul 6.

Parameter	Fixed WiMAX	Mobile WiMAX	HSPA	Wi-Fi
Standards	IEEE 802.16-2004	IEEE 802.16e-2005	3GPP release 6	IEEE 802.11 a/g/n
Frequency	3.5 GHz and 5.8 GHz initially	2.3 GHz, 2.5 GHz, 3.5 GHz initially	800/900/1800/1900/2100 MHz	2.4 GHz, 5 GHz
Multiplexing	TDM	TDM/OFDMA	TDM/CDMA	CSMA
Modulation	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Bandwidth	3.5/7MHz - 3.5GHz 10MHz – 5GHz	3.5, 7, 5, 10 and 8.75 MHz	5 MHz	10MHz for a/g 20/40MHz for/n
Coverage	3-5 miles	< 2 miles	1 – 3 miles	< 100 ft indoors; <1000 ft outdoors

Tabel 6 Comparație între WiMAX și alte tehnologii de bandă largă

2.2.7 Aplicații Wireless USB

Aplicațiile **Wireless USB** sunt de fapt implementări practice ale standardului UWB (IEEE 802.15.3a) [2.47]...[2.49]. UWB se referă la orice dispozitiv radio/wireless device la care banda ocupată este mai mare de 25% din frecvența centrală ori mai mare de 1.5 GHz. Aceasta facilitează ca un număr mare de utilizatori să comunice utilizând tehnologia UWB. O comunicație UWB constă din transmiterea unor pulsuri foarte scurte de energie joasă, unde impulsul radio UWB este o tehnologie radio fără purtătoare (nu este nevoie de mixere), în consecință implementarea fizică fiind teoretic simplă. În orice caz,

deoarece sistemele UWB operează într-o bandă foarte largă, utilizată în același de alte standarde de telecomunicații, interferențe vor exista întotdeauna în special pentru frecvențe mai mici de 5 GHz (WiMAX, WLAN). Acesta este motivul pentru care interferențele trebuie minimizate pe cât posibil. Mască spectrală reglementată de FCC impune un nivel maxim de radiație de -41.3 dBm/MHz în toată banda de frecvențe 3.1–10.6 GHz. În concordanță cu această specificație, există trei tipuri de arhitecturi care satisfac cerințele de putere, așa cum este prezentat în Tabelul 7 [2.49].

Standard	OFDM	DS-UWB	TD-FDMA pulses
Bands	3–13	2	3–13
Bandwidths	3x528 – 13x528 MHz	1.5 GHz – 3.6 GHz	3x550 – 13x550 MHz
Frequency ranges [GHz]	3.1–4.8 – 4.8–10.6	3.1–5.15 – 5.825–10.6	3.1–5 – 4.9–10.6
Modulation	OFDM-QPSK	M-BOK, QPSK	M-BOK, QPSK
Modulation Efficiency (10^{-3} BER)	6.8 dB	4.1–6.8 dB	6.1–6.8 dB
Error correction	Convolutional	Convolutional and Reed–Solomon codes	Convolutional and Reed–Solomon codes

Tabel 7 Trei modalități de implementare a sistemelor UWB

2.3 Arhitecturi RF front-end și trendul multistandard

Front-end-ul reprezintă partea din transceiver conținută între antenă și partea digitală (DSP), definiție valabilă atât pentru receptor cât și pentru emițător. Orice carte scrisă în domeniul microundelor are măcar un capitol dedicat transceiverelor wireless și acesta este motivul pentru care și în această teză s-a alocat un spațiu semnificativ prezentării acestora. Așa cum se va vedea din arhitecturile lor, filtrarea RF are un rol foarte important, putându-se spune pe bună dreptate că ele reprezintă de fapt piedica implementării unor transceivere complet reconfigurabile.

2.3.1 Transceiver super-heterodină

Schema receptorului de tip heterodină este dată în Fig. 2.2 iar cea a emițătorului în Fig. 2.3. Particular a acestei arhitecturi de transceiver este translarea semnalului util de pe frecvența purtătoare pe o frecvență intermediară de unde are loc o altă translație în banda de bază. Aceasta este prima arhitectură RF implementată și oferă performanțe foarte bune în ceea ce privește SNR-ul dar posedă dezavantajul net al imposibilității implementării unei arhitecturi multi-

standard datorită dimensiunii foarte mari pe care ar avea-o și implicit al costului final.

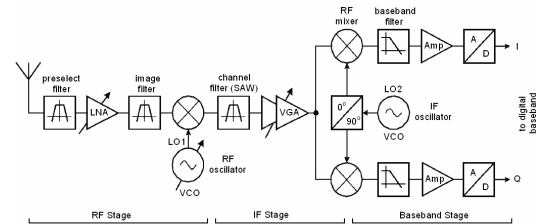


Fig. 2.2 Receptor de tip heterodină

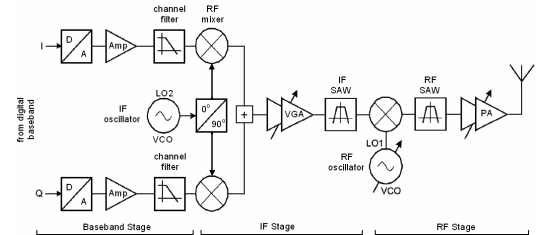


Fig. 2.3 Emițător de tip heterodină

După cum se poate observa, 5 filtre SAW sunt necesare pentru implementarea unui transceiver heterodină ceea ce reprezintă un important dezavantaj. În consecință, alte două structuri au fost propuse ca alternative la această structură heterodină, prezentate în Fig. 2.4.

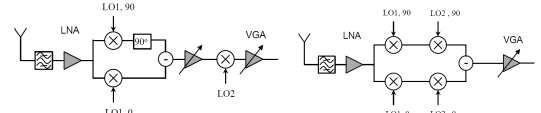


Fig. 2.4 Receptor Hartley(stânga) și Weaver(dreapta)

2.3.2 Transceiver cu conversie directă

Această arhitectură, cunoscută și sub denumirea de *zero-IF receiver*, este mult mai simplă decât cea de tip heterodină, punctul forte

fiind translația directă a semnalului util din domeniul RF în banda de bază. Această arhitectură a fost implementată destul de târziu deși schema teoretică era cunoscută de zeci de ani. Problema a fost tehnologia care nu permitea implementarea acestei scheme. Structurile pentru receptor și emițător sunt date în Fig. 2.5 și Fig. 2.6. Desigur că și această structură are o serie de dezavantaje, cel mai important fiind leakage-ul, dar acestea sunt discutate pe larg în teză. Un avantaj semnificativ îl constituie numărul mic de filtre pasive RF necesare.

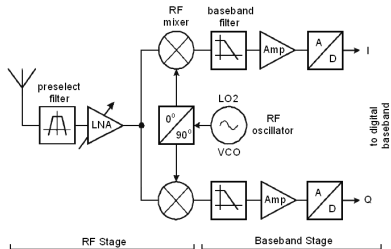


Fig. 2.5 Receptor cu conversie directă

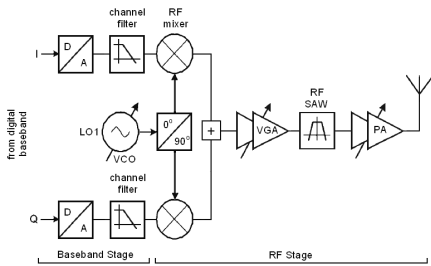


Fig. 2.6 Emițător cu conversie directă

2.3.3 Receptor de tip Low-IF

Receptorul cu conversie directă mai este cunoscut și sub denumirea de "zero IF" adică particularitatea acestuia constă în faptul că frecvența intermediară de la receptorul de tip heterodină este 0. O a doua variantă este ca această frecvență să fie tot în banda de bază dar la frecvențe nenule iar un asemenea receptor se mai numește și Low-IF.

Schema acestuia este dată în Fig. 2.7. Un asemenea receptor este puternic afectat de nepotrivirea între ramurile I și Q. Este utilizat practic pentru standardele GSM, Bluetooth și Edge.

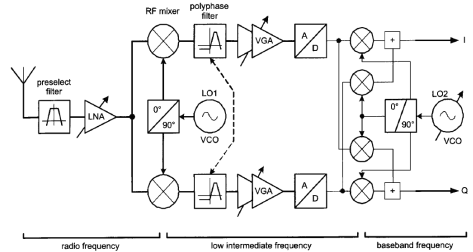


Fig. 2.7 Emițător de tip Low-IF

2.3.4 Software Defined Radio

SDR reprezintă un concept "revoluționar" conform căruia procesarea RF trebuie să se realizeze sub control software. Aici există două accepțiuni, prezentate în cele ce urmează.

1. În prima variantă, partea RF conține blocuri (LNA, filtru, mixer, VCO) care sunt controlate software astfel încât circuitul să poată comuta de la un standard la altul. Cu alte cuvinte, circuitul este în întregime reconfigurabil. Un astfel de circuit este ilustrat în Fig. 2.8, punctul cheie al acestei arhitecturi reprezentându-l subeșantionarea directă a semnalului la frecvența intermediară cu recuperarea directă a acestuia în banda de bază. În această categorie intră și o structură cu conversie directă controlată în întregime software (Fig. 2.9).

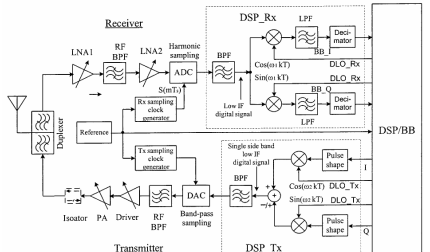


Fig. 2.8 Bandpass radio sampling transceiver [2.56]

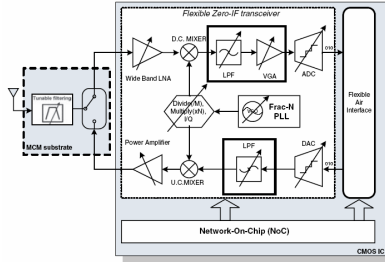


Fig. 2.9 Transceiver zero-IF implementat de IMEC [2.70]

2. Schema reală care implementează acest concept este cea din Fig. 2.10 conform căreia întreaga procesare analogică din RF este translată în partea digitală, fiind făcută software și nu hardware. Cu alte cuvinte, RF front end-ul nu mai există. Un asemenea circuit ar fi capabil să se reconfigureze pe orice standard, singura problemă fiind convertorul ADC/DAC care trebuie să aibă o gamă dinamică mare. O asemenea arhitectură ar aduce un număr semnificativ de oportunități comunicațiilor militare în ceea ce privește schema de modulație, criptarea, extinderea spectrului, etc.

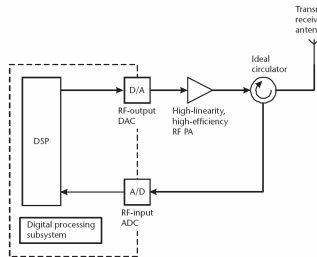


Fig. 2.10 Arhitectură ideală de SDR

Deocamdată s-a reușit doar procesarea digitală la frecvența intermediară pentru un transceiver de tip heterodină:

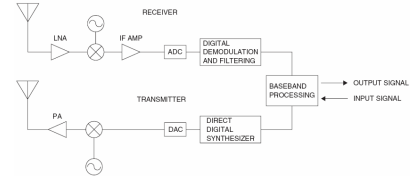


Fig. 2.11 Arhitectură de transceiver digital [2.66]

Alte două configurații de SDR propuse în literatură sunt prezentate în figurile 2.12 și 2.13.

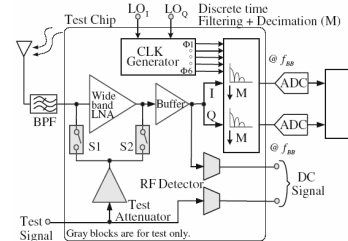


Fig. 2.12 Receptor cu eșantionare RF [2.68]

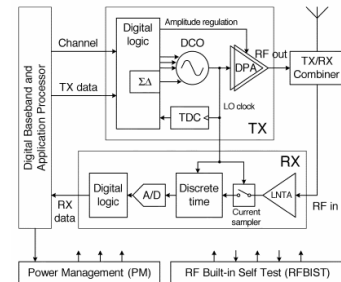


Fig. 2.13 Transceiver Bluetooth digital [2.69]

2.3.5 Arhitecturi de transceivere fără filtre SAW

În Fig. 2.14 este prezentată arhitectura unui transceiver multi-standard, implementat de Epcos. După cum se observă, un mare număr de filtre de preselecție sunt folosite într-o asemenea arhitectură multi-standard, lucru care evidențiază importanța implementării acestei reconfigurabilități sub o altă formă.

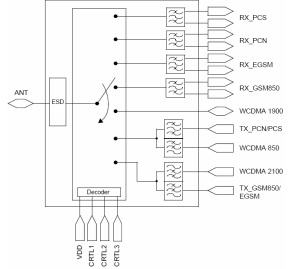


Fig. 2.14 Modul Front-end D2024 [2.23]

O variantă propusă de firma Kaben Wireless Silicon nu face uz de filtre pasive (Fig. 2.15).

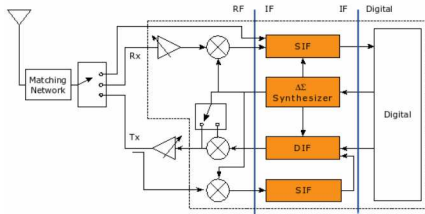


Fig. 2.15 Transceiver reconfigurabil fără filtre SAW [2.71]

În literatură au fost propuse câteva soluții care vizează eliminarea necesității filtrării. Una din ele [2.72] face uz de o filtrare de tip oprește bandă în paralel cu LNA-ul astfel încât, prin scăderea celor două semnale, să se rejeteze semnalele din afara benzii. Metoda este interesantă de vreme ce filtrele SAW nu mai sunt necesare. În orice caz, pentru o asemenea implementare se ridică problema implementării unor filtre notch reconfigurabile. Principiul este ilustrat în Fig. 2.16. Un LNA care are implementat acest principiu este prezentat în Fig. 2.17.

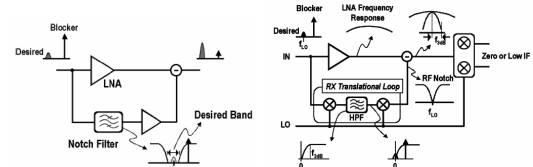


Fig. 2.16 Metodă de filtrare trece-bandă cu filtre notch [2.71]

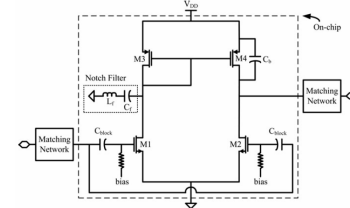


Fig. 2.17 LNA cu filtru notch [2.71]

Un chip multi-standard 3G reconfigurabil este prezentat în Fig. 2.18, circuitul neutilizând LNA-uri și filtre SAW externe.

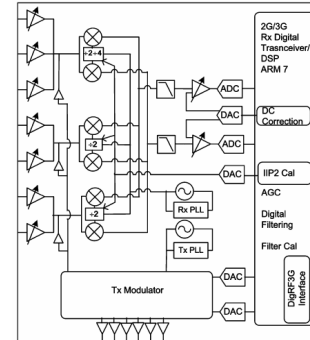


Fig. 2.18 Transceiver 3G reconfigurabil [2.76]

2.4 REFERINȚE

- [2.1] Radio Frequency Integrated Circuit Technology for Low-Power Wireless Communications, L. E. Larson, IEEE Personal Communications, Vol. 5, No. 3, pp. 11–19, 1998
- [2.2] CMOS: A Paradigm for Low Power Wireless?, M. Steyaert and P. Vancorenland, Proc. of the 39th Annual Design Automation Conference, DAC, 2002, New Orleans, Louisiana (USA)
- [2.3] Digital RF Processing: Toward Low-Cost Reconfigurable Radios, K. Muhammed, R. B. Staszewski and D. Leipold, IEEE Communications Magazine, Vol. 43, No. 8, pp. 105–113, 2005
- [2.4] Choosing RF CMOS or SiGe BiCMOS in mixed-signal design, A. H. Pawlikiewicz and D. Hess, RF Design, pp. 36–44, 2006
- [2.5] Evolutional Trend of Mixed Analog and Digital RF Circuits, S. Tanaka, IEICE Trans. Electron., Vol. E92–C, No. 6, 2009
- [2.6] A Comparison of Si CMOS and SiGe BiCMOS Technologies for Automotive Radars, A. Margomenos, IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, SiRF, pp. 1–4, 2009
- [2.7] The Quantum Limit to Moore’s Law, J. R. Powell, Proceedings of the IEEE, Vol. 96, No. 8, pp. 1247 – 1248, 2008
- [2.8] 10-GHz-Band VCO With Low Phase-Noise Using 0.18 μ m CMOS Process, W. –N. Chen, K. –H. Cheng, J. –Y. Deng and W. C. –Chung, 8th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology, ICSICT, pp. 1583-1585, 2006
- [2.9] A Low Phase Noise 10 GHz VCO in 0.18 μ m CMOS Process, T. –y. Choi, H. Lee, L. P. B. Katehi and S. Mohammadi, European Microwave Conference, Vol. 3, 2005
- [2.10] Fully-Integrated 10 GHz CMOS VCO for multi-band WLAN applications, L. Perraud, J. –L. Bonnot, N. Sornin and C. Pintael, 29th European Conference on Solid-State Circuits Conference, pp. 353-356, 2003
- [2.11] A 16-GHz 0.18- μ m CMOS Differential Colpitts VCO with a Moderate Output Power for DS-UWB and 60-GHz Applications, C. –C. Lee, C. –L Lu and H. –R. Chuang, Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, 2006
- [2.12] Microwave Active Inductors, D. Zito, A. Fonte and D. Pepe, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 19, No. 7, 2009
- [2.13] 40-Gb/s Amplifier and ESD Protection Circuit in 0.18- μ m CMOS Technology, S. Galal and B. Razavi, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, No. 12, 2004
- [2.14] Techniques Simplify Wireless Transmission, C. Wise, Wireless System Design, pp. 38-40, Jan. 2003
- [2.15] Smart Antenna Systems and Wireless LANs, G. T. Okamoto, Kluwer Academic Publishers, 2002
- [2.16] Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems: Trends and Challenges, A. Alexiou and M. Haardt, IEEE Communications Magazine, Vol. 40, No. 9, pp. 90-97, 2004
- [2.17] Smart Antennas, L. C. Godara, CRC Press, 2004
- [2.18] Handbook on Advancements in Smart Antenna Technologies for Wireless Networks, C. Sun, J. Cheng and T. Ohira, Information Science Reference, 2009
- [2.19] www.efis.dk
- [2.20] Mobile Radio Networks. Networking and Protocols, B. H. Walke, John Wiley & Sons, 1999
- [2.21] 3G Wireless Networks, C. Smith and D. Collins, McGraw-Hill, 2002
- [2.22] 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband, E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld and P. Beming, Elsevier, 2007
- [2.23] www.epcos.com
- [2.24] www.triquint.com
- [2.25] Surface Acoustic Wave Filters, D. Morgan and E. G. S. Paige, Elsevier Ltd., 2007
- [2.26] RF Bulk Acoustic Wave Filters for Communications, Ken-ya Hashimoto, Artech House, 2009
- [2.27] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std 802.11 – 2007
- [2.28] Introduction to 802.11 Wireless LAN (WLAN): Technology, Market, Operation, Profiles, & Services, L. Harte, e-book, 2004
- [2.29] Emerging Wireless LANs, Wireless PANs, and Wireless MANs, Y. Xiao and Y. Pan, John Wiley & Sons, New Jersey, USA, 2009
- [2.30] Wireless Networking, A. Kumar, D. Manjunath and J. Kuri, Elsevier, 2008
- [2.31] Wireless LAN Radios. System Definition to Transistor Design, A. Behzad, Wiley – Interscience, 2008
- [2.32] Next Generation Wireless LANs, E. Perahia and R. Stacey, Cambridge University Press, 2008
- [2.33] Wireless LAN Comes of Age: Understanding the IEEE 802.11n Amendment, T. Paul and T. Ogunfunmi, IEEE Circuits and Systems Magazine, Vol. 8, No. 1, pp. 28-54, 2008
- [2.34] Specification of the Bluetooth System, v1.0 B, Dec. 1999
- [2.35] Specification of the Bluetooth System, v2.0 + EDR, Nov. 2004
- [2.36] Introduction to Bluetooth: Technology, Market, Operation, Profiles, & Services, L. Harte, e-book, 2004

- [2.37] Bluetooth Specification Version 3.0 + HS, Apr. 2009
- [2.38] Bluetooth Specification Version 4.0, Dec. 2009
- [2.39] IEEE Std 802.15.4 – 2003, Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)
- [2.40] <http://www.zigbee.org/>
- [2.41] Zigbee Wireless Networking, D. Gislason, Elsevier Inc., 2008
- [2.42] GPS & Galileo: Dual RF Front-end Receiver and Design, Fabrication, and Test, J. M. Samper, R. B. Pérez and J. M. Lagunilla, McGraw-Hill Companies, 2009
- [2.43] Global Positioning. Technologies and Performance, N. Samama, Wiley-Interscience, 2008
- [2.44] Fundamentals of WiMAX. Understanding Broadband Wireless Networking, J. G. Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed, Prentice Hall, 2007
- [2.45] Mobile WiMAX, K. –C. Chen and J. R. B. de Marca, John Wiley & Sons, Ltd., 2008
- [2.46] WiMAX Evolution, M. D. Katz and F. H. P. Fitzek, John Wiley & Sons, Ltd., 2009
- [2.47] Ultra-Wideband Radio Technology, K. Siwiak and D. McKeown, John Wiley & Sons, Ltd, 2004
- [2.48] Ultra Wideband. Circuits, Transceivers and Systems, R. Gharpurey and P. Kinget, Springer Science, 2008
- [2.49] Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications, H. Nikoogar and R. Prasad, Springer Science, 2009
- [2.50] RF Microelectronics, B. Razavi, Prentice Hall, 1998
- [2.51] RF and Microwave Wireless Systems, K. Chang, John Wiley & Sons, Inc., 2000
- [2.52] The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, T. Lee, Cambridge University Press, 1998
- [2.53] Transceiver architectures for W-CDMA mobile terminal applications, W. Thomann, J. Fenk, R. Hagelauer and R. Weigel, e & i Elektrotechnik und Informationstechnik, Vol. 120, No. 3, 2003, Springer Wien
- [2.54] Modern Receiver Front-Ends, J. Laskar, B. Matinpour and S. Chakraborty, Wiley-Interscience, 2004
- [2.55] RF and Baseband Techniques for Software Defined Radio, P. B. Kenington, Artech House, 2005
- [2.56] RF Engineering for Wireless Networks, D. M. Dobkin, Elsevier, 2005
- [2.57] RF System Design of Transceivers for Wireless Communications, Q. Gu, Springer Science, 2005
- [2.58] Analog-Baseband Architectures and Circuits for Multistandard and Low Voltage Wireless Transceivers, P. –I. Mak, S. –P. U, R. P. Martins, Springer Science, 2007
- [2.59] Wireless Transceiver Design, A. Luzzatto and G. Shirazi, John Wiley & Sons, Ltd., 2007
- [2.60] Baseband Analog Circuits for Software Defined Radio, V. Giannini, J. Craninckx and A. Baschirotto, Springer Science, 2008
- [2.61] RF & Wireless Technologies, B. Fette, R. Aiello, P. Chandra, D. M. Dobkin, A. Bensky, D. Miron, D. A. Lide, F. Dowla and R. Olexa, Elsevier, 2008
- [2.62] RF Front-End. World Class Designs, J. S. Love, Elsevier, 2009
- [2.63] High-Linearity RF Amplifier Design, P. B. Kenington, Artech House, 2000
- [2.64] A Self-Calibrating 900-MHz CMOS Image-Reject Receiver, R. Montemayor and B. Razavi, Proc. of ESSCIRC, pp. 292-295, 2000
- [2.65] www.maxim-ic.com
- [2.66] RF & Wireless Technologies, B. Fette et al, Elsevier, 2008
- [2.67] Data Conversion Handbook, W. Kester, Elsevier, 2005
- [2.68] Multiband RF–sampling receiver front–end with on–chip testability in 0.13 μm CMOS, R. Ramzan, S. Andersson, J. Dabrowski and C. Svensson, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 61, No. 2, 2009
- [2.69] All-Digital TX Frequency Synthesizer and Discrete-Time Receiver for Bluetooth Radio in 130-nm CMOS, R. B. Staszewski et al., IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, No. 12, 2004
- [2.70] www2.imec.be
- [2.71] <http://kabenwireless.com>
- [2.72] A Blocker Filtering Technique for SAW-Less Wireless Receivers, H. Darabi, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 12, pp. 2766-2733, 2007
- [2.73] Blocker filtering low-noise amplifier for SAW-less Bluetooth receiver system, H. Seo, H. Song, C. Park, J. Yoon, I. Choi and B. Kim, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Cambridge University Press and the European Microwave Association, Vol. 1, No. 5, pp. 447 – 452, 2009
- [2.74] A Highly Linear SAW-Less CMOS Receiver Using a Mixer With Embedded Tx Filtering for CDMA, N. Kim, L. E. Larson and V. Aparin, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 44, No. 8, pp. 2126-2137, 2009
- [2.75] A Low-Power, Low-EVM, SAW-Less WCDMA Transmitter Using Direct Quadrature Voltage Modulation, X. He and J. v.

Sinderen, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 44, No. 12, pp. 3448-3458, 2009

- [2.76] A Single-Chip 10-Band WCDMA/HSDPA 4-Band GSM/EDGE SAW-less CMOS Receiver With DigRF 3G Interface and +90 HP2, D. Kaczman, M. Shah, M. Alam, M. Rachedine, D. Cashen, L. Han and A. Raghavan, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, No. 3, pp. 718-739, 2009

3. Inductanțe simulate cu girator și fără capacități externe (TOSI) pentru aplicații RF

3.1 Introducere

Deși scaling-ul tehnologiei CMOS a oferit beneficii importante pentru transceiverile RF în ceea ce privește viteza, frecvența de lucru ($f_T^{90nm}=100$ GHz, $f_T^{45nm}=280$ GHz și se așteaptă $f_T > 400$ GHz pentru $L < 32$ nm [3.1]), dimensiune și putere consumată, inductanțele pasive implementate pe chip nu resimt aceste beneficii [3.2]. Aceasta justifică dezvoltarea unor implementări active care să înlocuiască inductanțele pasive cu precădere în proiectarea RF unde acestea nu pot fi evitate. Deoarece aceste inductanțe active sunt implementate cu ajutorul giratorului, un review al teoriei giratorului este prezentat în cele ce urmează.

3.2 Modelul giratorului

3.2.1 Giratorul ideal și aplicațiile sale în teoria circuitelor

În teoria circuitelor, convertorul de impedanță este un bloc important în multe aplicații de proiectare unde, în cazul diporților, este reprezentat de 'girator' și de 'convertorul de negativare a impedanței'. Giratorul este ilustrat în Fig. 3.1. El este caracterizat de matricea impedanțelor $[Z]$, unde r este rezistența de girație.

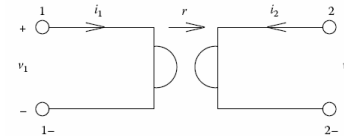


Fig. 3.1 Giratorul ideal

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = [Z] \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \\ [Z] = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -r \\ r & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.1)$$

Când un astfel de girator are drept sarcină o impedanță Z_L (devenind deci un uniport) - Fig. 3.2, impedanța de intrare poate fi exprimată ca în rel. (3.2).

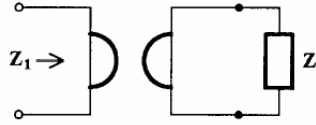


Fig. 3.2 Girator terminat pe impedanța Z_L .

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & Z_L \end{bmatrix} \Rightarrow Z_{11} = -\frac{z_{12}z_{21}}{Z_L} = \frac{r^2}{Z_L} \quad (3.2)$$

Această relație demonstrează că impedanța de intrare este inversul impedanței de sarcină ceea ce înseamnă că atunci când sarcina este o capacitate, la intrarea giratorului va fi văzut un inductor (activ):

$$Z_{11} = \frac{r^2}{Z_L} = r^2 sC = sL_{11} \quad (3.3)$$

3.2.2 Implementări practice ale giratorului

Primele implementări ale giratorului au fost realizate cu amplificatoare operaționale de vreme ce înainte de anii '80 nu intra în discuție implementarea de circuite active care să funcționeze peste sute de MHz. Merită deci menționată arhitectura de convertor de impedanță a lui Antoniu [3.9], prezentată de asemenea în Fig. 3.3.

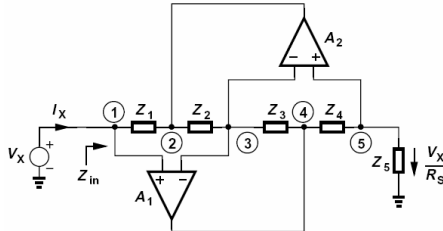


Fig. 3.3 Arhitectura lui Antoniu [3.9]

Pentru această structură se poate demonstra că impedanța de intrare este:

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} = \left(\frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} \right) Z_5 \quad (3.4)$$

A doua variantă de implementare o constituie utilizarea transconducțănelor, ca în figura următoare, funcționarea fiind descrisă de rel. (3.5):

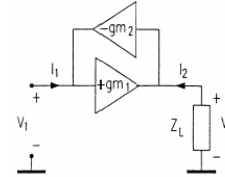


Fig. 3.4 Girator implementat cu transconducțăne

$$[Z] = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{gm_1} \\ \frac{1}{gm_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

O altă variantă de implementare constă în implementarea directă a funcției de girație [3.11] ținându-se cont de faptul că pentru a realiza un girator ideal, curentul de semnal mic de intrare (adnotat ca i_{in}) trebuie să fie proporțional cu produsul dintre tensiunea de intrare v_{in} și impedanța de sarcină $1/(j\omega C)$. Circuitul care implementează acest girator este prezentat în Fig. 3.5.

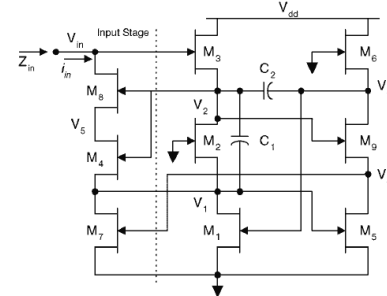


Fig. 3.5 TOSI implementat cu tranzistoare MESFET

Un alt girator este 'giratorul Meunier', propus în [3.13] și ilustrat în Fig. 3.6. Acest girator compensat, bazat pe rezistența negativă de tip

Meunier, a fost utilizat pentru implementarea unei inductanțe de 5-nH în banda de frecvențe 1.5–2.5 GHz.

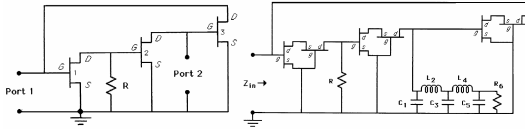


Fig. 3.6 Girator Meunier: schemă de principiu și girator compensat

3.3 Arhitecturi TOSI propuse pentru proiectarea RF

3.3.1 Conceptul TOSI

Din proiectarea circuitelor analogice se știe că [3.21] numărul de poli ai unei funcții de transfer este dependent de numărul nodurilor circuitului (și implicit capacitățile parazite asociate acestora). Din acest motiv, utilizarea unui număr mare de tranzistoare micșorează capabilitatea în frecvență a circuitului. Practic aceasta este cauza pentru care transconducțiile de tip OTA nu pot funcționa la frecvențe ridicate (GHz) – datorită numărului mare de capacități parazite (poli). Ca atare, implementarea cu OTA a inductanțelor simulate pentru frecvențe de ordinul GHz este practic imposibilă. Singura soluție o constituie micșorarea numărului de tranzistoare, fapt care semnifică înlocuirea transconducțiilor de tip OTA cu etaje mai simple. Deoarece tranzistoarele sunt în esență tot transconducție, ideea este de a înlocui OTA cu tranzistoare simple, constând dintr-un singur tranzistor, polarizat corespunzător. Giratorul va consta deci dintr-un tranzistor utilizat în configurație inversoare și unul în configurație neinversoare, ambele interconectate printr-o buclă de reacție negativă. Deoarece tranzistoarele utilizate vor avea implicit capacități parazite, ideea este de a utiliza aceste capacități drept capacități de girafie. Această modalitate de implementare minimizează mult aria circuitului și simplifică proiectarea. În plus, deoarece capacitățile parazite ale tranzistoarelor sunt foarte mici (de ordinul fF – zeci de fF), frecvența de rezonanță a acestor inductanțe simulate este destul de mare, de ordinul GHz, ceea ce face posibilă utilizarea acestora la implementarea filtrelor RF. Pe de altă parte, o frecvență proprie de rezonanță mare facilitează utilizarea acestei inductanțe ca bobină simulată până la frecvențe mai mari, conservându-se mai bine comportamentul inductiv.

Pe parcursul ultimelor două decenii, numeroase topologii de inductanțe simulate au fost propuse în literatură. O parte au fost implementate practic în timp ce altele patentate. În cele ce urmează se va face o trecere în revistă a acestora.

3.3.2 Arhitecturi TOSI cu tranzistoare de tip MESFET

O primă arhitectură a fost propusă de Hara [3.22] și prezentată în Fig. 3.7 împreună cu modelul echivalent. Giratorul constă din două tranzistoare de tip MESFET și o rezistență de feedback utilizată pentru tuningul inductanței. Din figură se observă că FET₂ este tranzistorul neinversor și FET₁ cel inversor. Deoarece capacitățile parazite sunt utilizate pentru a obține caracterul inductiv, așa cum s-a menționat mai sus, dispozitivul obținut este mult mai mic decât bobina pasivă. Acesta a fost utilizat la implementarea unui divizor de putere.

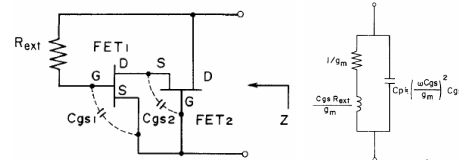


Fig. 3.7 Arhitectură TOSI de tip MESFET

Un review foarte bun dar și o metodă originală de determinare a tuturor arhitecturilor posibile de inductanțe simulate ca o funcție de numărul de tranzistoare FET este prezentat în [3.30]. Alte versiuni ameliorate ale acestei structuri au fost propuse în literatură [3.24] ...[3.29], acestea constând în înlocuirea rezistenței cu un tranzistor, respectiv utilizarea de etaje cascadă în locul etajelor elementare (Fig. 3.8–3.10).

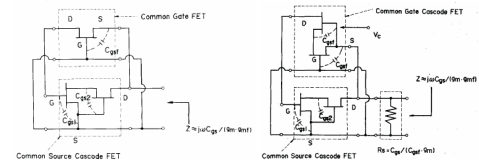


Fig. 3.8 Arhitectură TOSI cu 3 respectiv 4 tranzistoare [3.24]

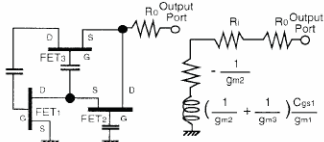


Fig. 3.9 Inductanță simulată fără pierderi [3.25]

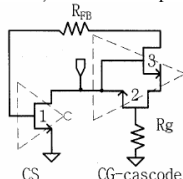


Fig. 3.10 Low power TOSI [3.27]

Aceste structuri implementate cu tranzistoare MESFET sunt net superioare celor CMOS întrucât nu este necesară utilizarea rezistenței negative pentru compensarea pierderilor.

3.3.3 Arhitecturi TOSI cu tranzistoare CMOS

De departe cea mai utilizată tehnologie pentru implementarea arhitecturilor de tip TOSI este cea CMOS. Evoluția tehnologiei CMOS și micșorarea continuă a dimensiunii tranzistorului au un efect pozitiv asupra ariei chip-ului și puterii consumate, cu alte cuvinte pentru partea activă. În plus, prețul scăzut al acestei tehnologii a făcut-o lider de piață pentru produsele destinate aplicațiilor de telecomunicații de până la 6 GHz. Acesta este și motivul pentru care arhitecturi de inductanțe simulate au fost propuse preponderent pentru tehnologia CMOS. În privința inductanței implementate pe chip, aceasta nu are prea mult de câștigat de pe urma scaling-ului și din acest motiv, implementarea activă a bobinelor în siliciu, devine din ce în ce mai atractivă. Această secțiune este un review al structurilor de inductanțe simulate de tip TOSI implementate în proces CMOS, vizând cu precădere aplicațiile RF.

O primă configurație TOSI de tip CMOS a fost propusă în [3.31] și arătată în Fig. 3.11a. Comportamentul inductiv este obținut prin utilizarea unui etaj sursă comună (CS) - M_1 și a unui neinvertor drenă comună (CD) - M_2 . Capacitatea de girație este predominant C_{gs2} , care, spre deosebire de schemele clasice cu girator, se găsește interconectată

mai degrabă între cele două porturi decât la masă. O arhitectură care combină giratorul cu o inductanță pasivă [3.32], implementată pe chip, este arătată în Fig. 3.11b). Deși inductanța are valori mici (nH), bobina echivalentă are un factor de calitate mult mai bun decât al bobinei pasive.

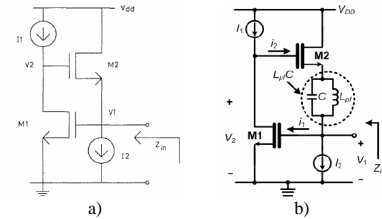


Fig. 3.11 TOSI implementat cu tranzistoare NMOS și model RLC echivalent

Ambele arhitecturi prezentate în Fig. 3.11 au un factor de calitate mic deoarece nu fac uz de metode de compensare a pierderilor inerente acestor structuri active. Așa cum demonstrează calculele, pierderile sunt cauzate în întregime de rezistențele de ieșire finite ale tranzistoarelor. Dacă acestea pot fi mărite, cu siguranță pierderile sunt minimize. Cea mai simplă metodă de creștere a rezistenței de ieșire a unui tranzistor este de a adăuga un tranzistor suplimentar, ambele formând o configurație cascodă. Două variante cascodă pot fi implementate pentru acest TOSI, așa cum este ilustrat în Fig. 3.12 [3.33].

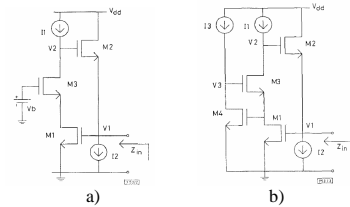


Fig. 3.12 TOSI în configurație cascodă [3.33]

În continuare, varianta de cascodă din Fig. 3.12a poate fi și ea îmbunătățită, obținându-se arhitectura TOSI din Fig. 3.13a [3.38]. La rândul ei, arhitectura din Fig. 3.12b) poate fi îmbunătățită în continuare, obținându-se cea din Fig. 3.13b) [3.39].

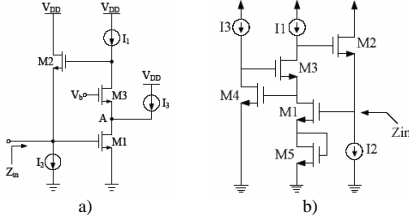


Fig. 3.13 Versiuni TOSI cu cascode îmbunătățite

Aceste îmbunătățiri au fost aduse inductorului activ din considerente de stabilitate și de îmbunătățirea a factorului de calitate.

Un alt inductor simulat a fost propus în [3.40], acesta făcând uz de rezistență negativă pentru compensarea pierderilor (Fig. 3.14).

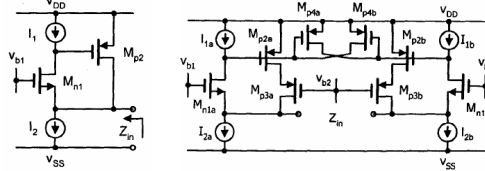


Fig. 3.14 Inductor simulat simplu și flotant [3.40]

Până acum, doar configurații de inductori simulați cu două tranzistoare au fost propuse, dar există și giratori implementați cu trei tranzistoare, așa cum este ilustrat în Fig. 3.15. Un asemenea inductor simulat este utilizat la implementarea unui oscilator de tip CCO proiectat să genereze un semnal de referință de 4.93 GHz [3.43].

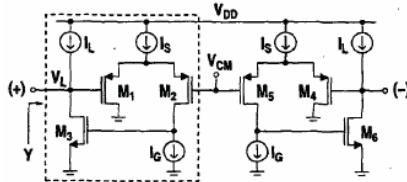


Fig. 3.15 Inductor simulat CMOS diferențial [3.42]

O altă structură, construită cu un număr minim de elemente (două tranzistoare și o sursă de curent) este prezentată în Fig. 3.16a, fiind propusă în [3.44]. Aceasta este și configurația studiată și

îmbunătățită pe parcursul activității de cercetare. Inductorul a fost utilizat pentru implementarea unui filtru trece bandă cu rezistență negativă de compensare (Fig. 3.16b) respectiv a unui oscilator (Fig. 3.16c).

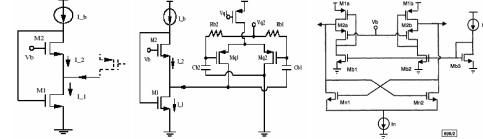


Fig. 3.16 Inductor simulat cu număr minim de elemente și aplicații posibile

Pe baza acestui inductor simulat, alte două configurații derivate au fost propuse [3.46] și ilustrate în Fig. 3.17.

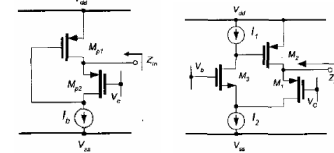


Fig. 3.17 Arhitectură TOSI cu număr minim de componente și versiune îmbunătățită [3.46]

O îmbunătățire a inductorului din [3.33] a fost adusă prin introducerea unei rezistențe suplimentare, așa cum este arătat în Fig. 3.18 [3.49] – stânga, prin variația rezistenței fiind posibil tuning-ul factorului de calitate [3.50], circuitul fiind cel din Fig. 3.18b) – dreapta.

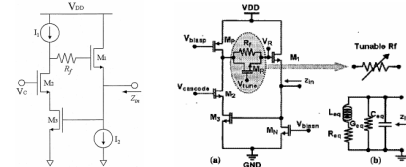


Fig. 3.18 TOSI cu rezistență suplimentară (variabilă)

Prin utilizarea unor switch-uri (selector), arhitectura TOSI din Fig. 3.18 poate fi utilizată la implementarea unui LNA multi-bandă (Fig. 3.19a) [3.54] și chiar a unui VCO reconfigurabil (Fig. 3.19b) [3.55].

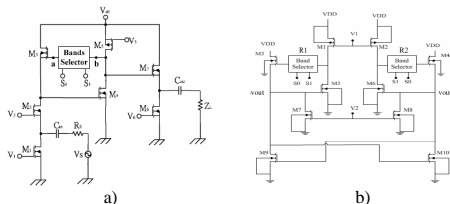


Fig. 3.19 LNA reconfigurabil cu TOSI

O variantă îmbunătățită a inductorului din Fig. 3.18 a fost propusă în [3.57] și arătată în Fig. 3.20.

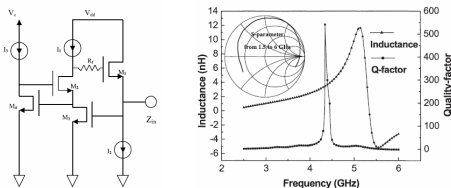


Fig. 3.20 Arhitectură TOSI îmbunătățită ($Q_{max} \sim 550$)

O altă arhitectură de TOSI, implementată cu două tranzistoare, este arătată în Fig. 3.21, aceasta fiind utilizată la implementarea unui filtru reconfigurabil cu selector [3.63].

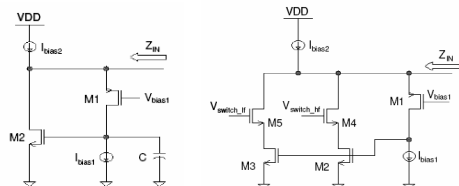


Fig. 3.21 Arhitectură TOSI cu patru elemente de circuit

O implementare absolut originală de girator a fost propusă în [3.64], acesta fiind implementat cu doar un singur tranzistor. În orice caz, această structură simplă este instabilă astfel că trebuie utilizate tranzistoare suplimentare.

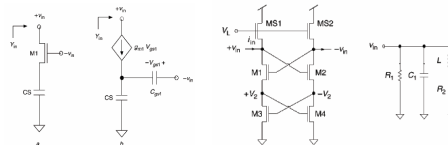


Fig. 3.22 Girator cu un singur tranzistor și inductorul simulat corespunzător [3.64]

3.4 Filtre de preselecție RF cu inductanțe simulate de tip TOSI

Această secțiune este o trecere în revistă a filtrelor de ordinul doi sau superior implementate cu inductanțe simulate de tip TOSI. Datorită spațiului restrâns, vor fi prezentate doar arhitecturile propriu-zise fără a se insista asupra performanțelor fiecăruia.

3.4.1 Filtre de ordin 2 implementate cu TOSI

(Aproximativ) Toate configurațiile de filtre propuse până acum în literatură și implementate cu TOSI sunt prezentate în Fig. 3.23 respectiv Fig. 2.24, acestea fiind proiectate la diferite frecvențe după cum urmează:

Figură	Referință	Frecvență centrală [GHz]
3.23 a)	[3.31]	0.4 – 0.5
3.23 b)	[3.38]	2.4
3.23 c)	[3.44]	0.9
3.23 d)	[3.63]	2.3 ($\Delta f=2.84$)
3.24 a)	[3.66]	0.685 – 0.973
3.24 b)	[3.67]	5.42
3.24 c)	[3.70]	1.6 – 2.45
3.24 d)	[3.71]	0.5 – 1.3
3.24 e)	[3.72]	2.4 – 2.6

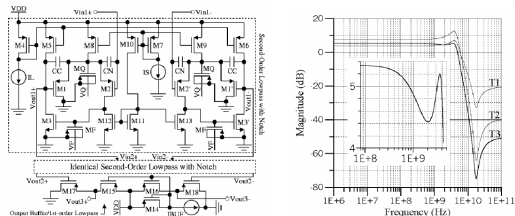


Fig. 3.25 Filtru trece jos de ordin 5 implementat cu TOSI

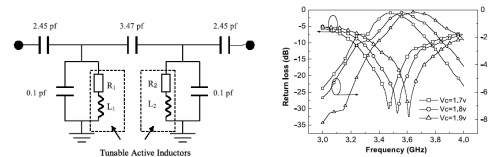
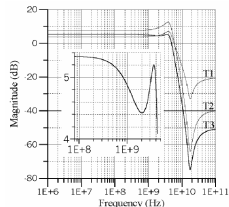
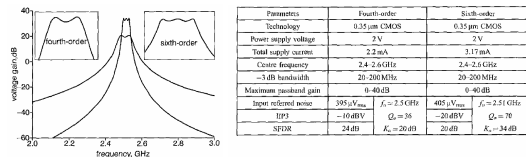
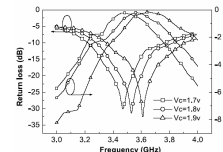


Fig. 3.28 Filtru de ordin 5 cu inductanțe simulate [3.57]



Parameters	Fourth-order	Sixth-order
Technology	0.35 μm CMOS	0.25 μm CMOS
Power supply voltage	2 V	2 V
Total supply current	2.2 mA	3.17 mA
Centre frequency	2.4-2.6 GHz	2.4-2.6 GHz
-3 dB bandwidth	20-200 MHz	20-200 MHz
Maximum passband gain	0-40 dB	0-40 dB
Stop-rejection rates	395 dB/dec, $f_s = 2.5$ GHz, $Q_s = 36$	405 dB/dec, $f_s = 2.51$ GHz, $Q_s = 70$
IP3	-19 dBV, $K_s = 20$ dB	-20 dBV, $K_s = 34$ dB
SFDR	24 dB	20 dB

Fig. 3.26 Filtru trece bandă de ordin 4/6 implementat cu TOSI

Prin inserirea a două celule de tip TOSI (Fig. 3.27a), se obține un filtru de ordin 4 cu caracteristica în frecvență precum în Fig. 3.27b).

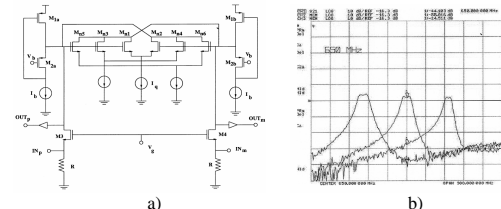


Fig. 3.27 Filtru de ordin 2 și caracteristica filtrului de ordin 4 obținut prin inserirea a două astfel de celule

O altă variantă de implementare o constituie sinteza pseudo-pasivă, cu doi rezonatori interconectați și trei capacități, unde inductanțul este activ (Fig. 3.28).

3.5 REFERENCES

- [3.1] International Technology Roadmap for Semiconductors, 2007 (www.itrs.net)
- [3.2] Scaling LC Oscillators in Nanometer CMOS Technologies to a Smaller Area but With Constant Performance, S. –A. Yu and P. R. Kinget, *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, Vol. 56, No. 5, pp. 354 – 358, May 2009
- [3.3] *Fundamentals of Circuits and Filters*, W. –K. Chen, CRC Press, 2009
- [3.4] The gyrator, a new electric network element, B. D. H. Tellegen, *Phillips Res. Rep.*, 3, 81–101, 1948
- [3.5] Proposed Adjustable Tuned Circuits for Microelectronics Structures, B. D. Anderson, W. New and R. Newcomb, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 54, No. 3, pp. 411–411, March 1966
- [3.6] RC-Gyrator Cascade Synthesis, J. B. Murdoch, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. 11, No. 2, pp. 268 – 271, June 1964
- [3.7] Practical Realization of a Gyrator Circuit and RC-Gyrator Filters, B. A. Sheno, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT.-12, No. 3, pp. 374–380, Sept. 1965
- [3.8] Inductorless filters: a survey, G. S. Moschytz, *IEEE Spectrum*, pp. 63–75, Sept. 1970
- [3.9] Realization of gyrators using operational amplifiers and their use in RC-active network synthesis, A. Antoniou, *IEE Proc.*, Vol. 116, No. 11, pp. 1838–1850, Nov. 1969
- [3.10] *Filter Theory and Design: Active and Passive*, A. S. Sedra and P. O. Brackett, Pitman Publishing Limited, 1978
- [3.11] Monolithic Tunable Active Inductor with Independent Q Control, C. Leifso, J. W. Haslett and J. G. McRoy, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No. 6, June 2000
- [3.12] A Fully Integrated Active Inductor with Independent Voltage Tunable Inductance and Series-Loss Resistance, C. Leifso and J. W. Haslett, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No. 4, April 2001
- [3.13] MMIC-Simulated Inductors Using Compensated Gyrators, S. E. S. – Fort and L. Billonnet, John Wiley & Sons, Inc., pp. 241–249, 1997
- [3.14] A novel high Q active inductor for millimeter wave applications, G. Avitable, B. Chellini, F. Giannini and E. Limiti, *Proceedings of the 30th European Microwave Conference*, vol. 1, pp. 198–201, Oct. 2000
- [3.15] A Wide Tuning-Range CMOS VCO With a Differential Tunable Active Inductor, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 9, 2006
- [3.16] *Analog CMOS Filters for Very High Frequencies*, B. Nauta, Kluwer Academic Publishers, 1993
- [3.17] On Power Transmission of LC Ladder Filters Using Active Inductor Realizations, M. M. Green, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 43, No. 6, June 1996
- [3.18] CMOS Active Filter Design at Very High Frequencies, Y. –Ti Wang and A. A. Abidi, *IEEE Journal of Solid-State*, Vol. 25, No. 6, Dec. 1990
- [3.19] Equivalent Inductance and Q of a Capacitor-Loaded Gyrator, T. N. Rao, P. Gray and R. W. Newcomb, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 2, No. 1, March 1967
- [3.20] Gyrator-Based Synthesis of Active On-Chip Inductances, T. Bakken and J. Choma, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 34, pp. 171–181, 2003
- [3.21] *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, B. Razavi, McGraw Hill International Edition, 2001
- [3.22] Broadband Monolithic Microwave Active Inductor and Its Application to Miniaturized Wide-Band Amplifiers, S. Hara, T. Tokumitsu, T. Tanaka and M. Aikawa, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, No. 12, Dec. 1988
- [3.23] An Active MMIC Power Divider with Active Inductor Termination, Y. Wang, B. L. Ool and M. S. Leong, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 28, No. 3, Feb. 2001
- [3.24] Lossless Broad-Band Monolithic Microwave Active Inductors, S. Hara, T. Tokumitsu and M. Aikawa, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 37, No. 12, Dec. 1989
- [3.25] A novel loss compensation technique for high-Q broad-band active inductors, H. Hayashi, M. Muraguchi, Y. Umeda and T. Enoki, *IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium*, pp. 103 – 106, June 1996
- [3.26] A High-Q Broad-Band Active Inductor and Its Application to a Low-Loss Analog Phase Shifter, H. Hayashi, M. Muraguchi, Y. Umeda and T. Enoki, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, No. 12, Dec. 1996
- [3.27] Low power, tunable active inductor and its applications to monolithic VCO and BPF, J. –Su Ko and K. Lee, *IEEE MTT-S Digest*, pp. 929 – 932, 1997
- [3.28] A Novel Broad-Band MMIC VCO Using an Active Inductor, H.

- Hayashi and M. Muraguchi, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 20, pp. 103 – 109, 1999
- [3.29] Monolithic Narrow-Band Filter Using Ultrahigh-Q Tunable Active Inductors, S. Lucyszyn and I. D. Robertson, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 12, Dec 1994
- [3.30] New Approach to the Design of Active Floating Inductors in MMIC Technology, S. G. El Khoury, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 4, April 1996
- [3.31] A High-Speed Continuous-Time Bandpass VHF Filter in MOS Technology, M. Ismail, R. Wassenaar and W. Morrison, pp. 1761–1764, 1991
- [3.32] VHF CMOS integrated active inductor, A. Thanachayanont and A. Payne, Electronics Letters, Vol. 32, No. 11, pp. 999–1000, 1996
- [3.33] Novel High-Q Inductor using Active Inductor Structure and Feedback Parallel Resonance Circuit, S. Seo, N. Ryu, H. Choi and Y. Jeong, IEEE Frequency Integrated Circuits Symposium, 2007, pp. 467-470
- [3.34] A 3-V RF CMOS Bandpass Amplifier Using an Active Inductor, A. Thanachayanont and A. Payne, Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '98, Vol. 1, pp. 440-443, Monterey, CA, June 1998
- [3.35] Programmable Low Noise Amplifier with Active-Inductor Load, W. Zhuo, J. P. de Gyvez and E. S. –Sincencio, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 4, pp. 365-368, 1998
- [3.36] A Compact Quadrature Hybrid MMIC Using CMOS Active Inductors, H. –H. Hsieh, Y. –T. Liao and L. –H. Lu, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, No. 6, pp. 1098-1104, 2007
- [3.37] A 5.7-GHz Low-Noise Amplifier with Source-Degenerated Active Inductor, C. –H. Chu, I. –L. Huang, Y. –H. Lin and J. Gong, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, No. 8, pp. 1955-1958, 2009
- [3.38] An ω_0 -Q Tunable CMOS Active Inductor for RF Bandpass Filters, R. M. Weng and R. C. Kuo, 2007
- [3.39] Practical Considerations in the Use of CMOS Active Inductors, W. Bucossi and J. P. Becker, IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, SiRF 2008, pp. 90-93, Orlando, FL, Jan. 2008
- [3.40] A 1.5-V High-Q CMOS Active Inductor for IF/RF Wireless Applications, A. Thanachayanont, IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS), 2000, pp. 654-657
- [3.41] A 1.5-V CMOS Fully Differential Inductorless RF Bandpass Amplifier, A. Thanachayanont, Proc. IEEE ISCAS 2001, Vol. 1, pp. 49-52, 2001
- [3.42] A High-Frequency High-Q CMOS Active Inductor with DC Bias Control, A. I. Karşilayan and R. Schaumann, IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, pp. 486-489, Aug. 2000
- [3.43] A Low-Voltage Low-Power CMOS 5-GHz Oscillator Based on Active Inductors, H. Xiao and R. Schaumann, 9th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS2002), Vol. 1, pp. 231-234, 2002, Croatia
- [3.44] A Novel CMOS Fully Differential Inductorless RF Bandpass Filter, Y. Wu, M. Ismail and H. Olsson, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 149-152, Vol. 4, 2000
- [3.45] CMOS VHF/RF CCO based on active inductors, Y. Wu, M. Ismail and H. Olsson, Electronics Letters, Vol. 37, No. 8, pp. 472–473, 2001
- [3.46] Low voltage high Q VHF CMOS transistor-only active inductor, A. Thanachayanont and S. S. Ngow, The 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS 2002, Vol. 3, pp. III-552 – III.555, Aug. 2002
- [3.47] CMOS Transistor-Only Active Inductor for IF/RF Applications, A. Thanachayanont, IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2002, Vol. 2, pp. 1209–1212, 2002
- [3.48] A 1.75GHz Inductor-less CMOS Low Noise Amplifier With High-Q Active Inductor Load, J. –N. Yang, Y. –C. Cheng, T. –Yin Hsu, T. –R. Hsu and C. –Yi Lee, Proc. of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS 2001, Vol. 2, pp. 816-819, 2001
- [3.49] Improved Quality-Factor of 0.18-um CMOS Active Inductor by a Feedback Resistance Design, C. –C. Hsiao, C. –W. Kuo, C. –C. Ho and Y. –J. Chan, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 12, Dec. 2002
- [3.50] Reconfigurable RFICs for Frequency-Agile VCOs in Si-Based Technology for Multi-Standard Applications, R. Mukhopadhyay, Y. Park, P. Sen, N. Srirattana, J. S. Lee, S. Nuttinck, A. J. Joseph, J. D. Cressler and J. Laskar, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, pp. 1489-1492, 2004
- [3.51] Reconfigurable RFICs in Si-Based Technologies for a Compact Intelligent RF Front-End, R. Mukhopadhyay, Y. Park, P. Sen, N.

- Srirattana, J. S. Lee, C. –H. Lee, S. Nuttinck, A. J. Joseph, J. D. Cressler and J. Laskar, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, No. 1, 2005
- [3.52] Investigation of Inductors for Digital Si-CMOS Technologies, R. Mukhopadhyay, S. W. Yoon, Y. Park, C. –H. Lee, S. Nuttinck and J. Laskar, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS, pp. 3750-3753, 2006
- [3.53] A CMOS Multi-band Low Noise Amplifier Using High-Q Active Inductors, M. –J. Wu, Y. –H. Lee, Y. –Y. Huang, Y. –M. Mu and J. –T. Yang, International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, Issue 2, Vol. 1, pp. 199–202, 2007
- [3.54] A Radio Frequency CMOS Band Pass Amplifier Using High-Q Active Inductor Loads with Binary Code for Multi-Band Selecting, M. –J. Wu, P. –J. Yen, C. –C. Chou, J. –T. Yang, Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Instrumentation, Measurement, Circuits & Systems, pp. 138-143, 2007
- [3.55] Designs of CMOS Multi-band Voltage Controlled Oscillator Using Active Inductors, M. –J. Wu, Y. –Y. Huang, Y. –H. Lee, Y. –M. Mu and J. –T. Yang, International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, Issue 2, Vol. 1, pp. 207-210, 2007
- [3.56] Wideband 0.18 μ m CMOS VCO Using Active Inductor with Negative Resistance, G. Szczepkowsji, G. Baldwin and R. Farrell, 18th European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD 2007, pp. 990-993, Seville, 2007
- [3.57] CMOS RF Band-Pass Filter Design Using the High Quality Active Inductor, K. –H. Liang, C. –C. Ho, C. –W. Kuo and Y. –J. Chan, IEICE Trans. Electron., Vol. E88-C, No. 12, 2005
- [3.58] A Design of CMOS Broadband Amplifier with High-Q Active Inductor, J. –N. Yang, Y. –C. Cheng and C. –Yi Lee, The 3rd IEEE International Workshop on System-on-Chip for Real-Time Applications, pp. 86-89, July 2003
- [3.59] Voltage Controlled Phase Shifters on CMOS Technology, G. Mascarenhas, J. C. Vaz and J. C. Freire, Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2006
- [3.60] An Optimization Technique for RF Buffers with Active Inductors, T. –C. Lee and Y. –C. Huang, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 4, pp. 3692-3695, 2005
- [3.61] NMOS transistors based Karsilayan & Schaumann gyrator: 'lowpass and bandpass filter applications', H. Barthélemy and W. Rahajandraibe, IEEE International Symposium on Micro-NanoMechatronics and Human Science, Vol. 1, pp. 97-100, 2003
- [3.62] Design of a wide tuning range VCO using an active inductor, M. Fillaud and H. Barthélemy, Joint 6th International IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference, NEWCAS-TAISA 2008, pp. 13-16, Montreal, June 2008
- [3.63] A Widely Tunable Active RF Filter Topology, K. Allidina and S. Mirabbasi, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2006, pp. 879-882, 2006
- [3.64] CMOS source degenerated differential active inductor, C. L. Ler, A. K. B. A'ain and A. V. Kordesh, Electronics Letters, Vol. 44, No. 3, pp. 2008
- [3.65] Compact, High-Q, and Low-Current Dissipation CMOS Differential Active Inductor, C. –L. Ler, A. K. B. A'ain and A. V. Kordesh, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 18, No. 10, pp. 683-685, 2008
- [3.66] VHF Current – Mode Filter Based on Intrinsic Biquad of the Regulated Cascode Topology, U. Yodprasit and K. Sirivathanant, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS, Vol. 1, pp. 172 – 175, 2001
- [3.67] A Radio-Frequency CMOS Active Inductor and Its Application in Designing High-Q Filters, H. Xiao, R. Schaumann, W. R. Daasch, P. K. Wong and B. Pejcinovic, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS, Vol. 4, pp. IV-197-200, 2004
- [3.68] A 5.4-GHz high-Q tunable active-inductor bandpass filter in standard digital CMOS technology, H. Xiao and R. Schaumann, Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 51, No. 1, pp. 1-9, 2007
- [3.69] A 2.3-GHz CMOS High-Q Bandpass Filter Design using an Active Inductor, D. Córdoba, J. De la Cruz and C. Silva, XV Workshop Iberchip, pp. 496–500, Buenos Aires, Argentina, 2009
- [3.70] A CMOS Bandpass Filter with Wide-Tuning Range for Wireless Applications, Z. Gao, M. Yu, Y. Ye and J. Ma, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS, 2006
- [3.71] A Tunable 0.5-1.3 GHz CMOS 2nd order Bandpass Filter with 50 Ω Input-Output Impedance Matching, V. Stornelli, G. Ferri, G. Leuzzi and A. De Marcelis, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS, 2006
- [3.72] 2-V 3.36-mW 2.5-GHz Fourth-Order Inductorless CMOS RF Bandpass Filter, A. Thanachayanont, Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, APCCAS, Vol. 1, pp. 127-130, 2002

- [3.73] Very-High-Frequency Lowpass Filter Based on a CMOS Active Inductor, H. Xiao and R. Schaumann, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS, Vol. 2, pp. II-1 – II. 4, 2002
- [3.74] Low-voltage low-power high-Q CMOS RF Bandpass filter, A. Thanachayanont, Electronics Letters, Vol. 38, No. 13, 2002
- [3.75] RF Bandpass Filter Design Based on CMOS Active Inductors, Y. Wu, X. Ding, M. Ismail and H. Olsson, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 50, No. 12, pp. 942-949, 2003
- [3.76] CMOS Active Inductor and Its Application in RF Bandpass Filter, Y. Wu, X. Ding, M. Ismail and H. Olsson, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 655-658, 2004

4. Tehnici de îmbunătățire a răspunsului în frecvență pentru inductanțele simulate CMOS de tip TOSI

4.1 Introducere

După cum s-a menționat în capitolele precedente, partea de filtrare reprezintă un aspect critic la implementarea transeiverelor RF. Deși filtrele pasive SAW satisfac cerințele standardelor de telecomunicații, partea de filtrare rămâne încă o problemă deoarece filtrele SAW sunt voluminoase, scumpe (cel puțin 8 filtre sunt utilizate la dispozitivele wireless reconfigurabile) și nu oferă posibilitatea de tuning. Cu alte cuvinte, odată o problemă rezolvată, alta se ivește cu siguranță. O soluție ar reprezenta-o utilizarea inductanțelor simulate de tip TOSI iar a avea o arhitectură elementară de ordinul 2 cu performanțe foarte bune în frecvență este o condiție de bază ce trebuie îndeplinită înainte de implementarea unor filtre de ordin superior.

4.2 Model echivalent pasiv pentru CMOS TOSI

4.2.1 Modele de semnal mic pentru tranzistorul MOS

Primul pas pentru găsirea modelului echivalent al inductanței simulate îl constituie calculul funcției de transfer care este în realitate o impedanță de intrare de vreme ce inductanța este un uniport.

Al doilea pas îl constituie alegerea unui model adecvat pentru tranzistorul MOSFET. După cum se știe, funcția de bază a tranzistorului este cea de transconductor, astfel că modelul tranzistorului trebuie să includă în primul rând surse controlate de curent. În același timp, pentru modelarea comportamentului de înaltă frecvență (frecvența de tăiere) respectiv în proiectarea digitală a circuitelor (viteză de comutație) este necesară includerea capacităților parazite ale tranzistorului. Întrucât există două modele asociate capacităților parazite, prezentate separat în Fig. 4.1 respectiv în Fig. 4.2, trebuie ales cel adecvat domeniului de frecvență pentru care se proiectează circuitul.

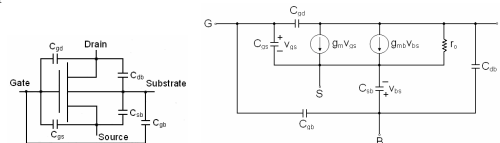


Fig. 4.1 Model de joasă frecvență al tranzistorului MOSFET

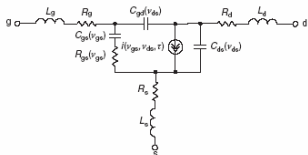


Fig. 4.2 Model RF pentru tranzistorul MOSFET

Prima diferență între cele două modele constă în faptul că rețeaua capacitivă a tranzistorului este reciprocă în primul caz respectiv nereciprocă în al doilea (pentru RF). Comportamentul tranzistorului MOS este mult mai bine caracterizat în RF la frecvențe de ordinul GHz de trans-capacități decât de modelul reciproc. Relațiile ce descriu funcționarea trans-capacităților sunt:

$$C_{ij} = -\frac{\partial Q_i}{\partial V_{ij}}, \quad i \neq j, \quad i, j = G, D, S, B \quad (4.1)$$

$$C_{ij} = \frac{\partial Q_i}{\partial V_{ij}}, \quad i = j \quad (4.2)$$

A doua diferență, mai degrabă o consecință a diferenței anterior menționate, este că în cazul modelului nereciproc capacitatea dintre terminale este înlocuită de capacitatea în nod, văzută ca sumă a tuturor transcapacităților dintre acel nod și celelalte noduri ale tranzistorului. Acest aspect este descris de relația următoare pentru grila tranzistorului:

$$C_{gg} = C_{gs} + C_{gd} + C_{gb} \quad (4.3)$$

4.2.2 Model pasiv echivalent pentru inductanțele de tip TOSI

În cercetarea efectuată s-a lucrat cu inductanța simulată din Fig. 4.3 pentru care, ca și pentru alți inductori simulați, s-a considerat că modelul echivalent pasiv pentru o inductanță simulată este un rezonator RLC ca în cel din figură.

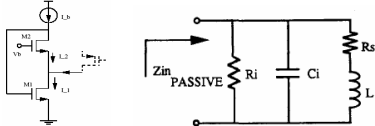


Fig. 4.3 Inductanță simulată TOSI și model echivalent

Calculând impedanța de intrare a acestei inductanțe, și făcând unele aproximări, se ajunge la expresia impedanței de intrare, așa cum este ilustrat în rel. (4.4) și (4.5).

$$Y_{in} = sC_{gs2} + g_{o1} + \frac{(g_{m2} + g_{o2})(g_{m1} + sC_{gs1})}{g_{o2} + sC_{gs1}} \quad (4.4)$$

$$Y_{in} = sC_{gs2} + g_{m2} + \frac{1}{s \frac{C_{gs1}}{g_{m1}g_{m2}} + \frac{g_{o2}}{g_{m1}g_{m2}}} \quad (4.5)$$

Ultima ecuație atestă că modelul echivalent al inductanței simulate este un circuit paralel RLC constând dintr-un inductor cu $L_S = C_{gs1}/g_{m1}g_{m2}$ și $r_S = g_{o2}/g_{m1}g_{m2}$, o rezistență parazită paralel $1/g_{m2}$ și o capacitate parazită C_{gs2} . De vreme ce inductanța simulată este văzută în sursa tranzistorului M_2 este normal ca C_{gs2} care se vede în nodul de intrare să fie capacitatea parazită. În cazul ideal, frecvența de rezonanță a circuitului LC paralel, luând în considerare cele mai sus amintite, este dată de (4.6):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{gs1}}{g_{m1}g_{m2}} C_{gs2}}} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{gs1}C_{gs2}}} = \sqrt{\omega_{r1}\omega_{r2}} \quad (4.6)$$

După cum se poate observa din acest exemplu și lucru valabil pentru toate inductanțele simulate propuse în literatură, primul model a fost utilizat pentru descrierea tranzistorului în frecvență chiar și în aplicațiile care vizau frecvențe de ordinul GHz.

4.2.3 Model pasiv echivalent pentru inductanțele de tip TOSI

Prin utilizarea celui de-al doilea model (cu trans-capacități) și în lipsa oricărei aproximări, un model mult mai apropiat de realitatea practică a fost obținut [4.5]. Acesta este ilustrat în Fig. 4.4 unde G_{eq} este dat de rel. (4.7).

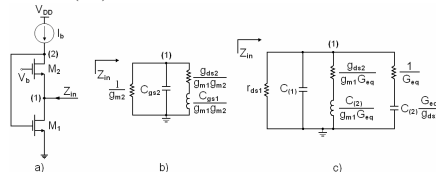


Fig. 4.4 Arhitectură TOSI (a) cu model RLC clasic (b) și cu model îmbunătățit (c)

$$G_{eq} = g_{m2} + g_{mb2} + g_{ds2} \quad (4.7)$$

Așa cum rezultatele de simulare (Fig. 4.5) atestă, o foarte bună concordanță există între rezulatele oferite de acest model echivalent îmbunătățit și comportamentul inductanței reale, implementată cu tranzistoare.

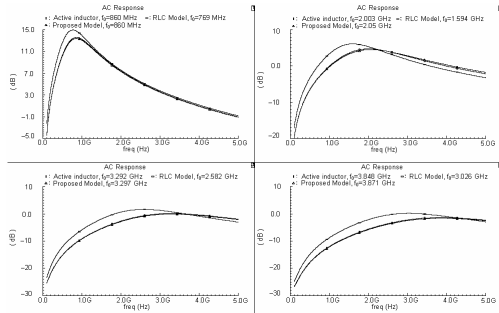


Fig. 4.5 Răspuns în frecvență pentru modelul RLC îmbunătățit

După cum se poate observa din acest model, valoarea inductanței este decisiv dată de trans-capacități, fiind diferită de cea oferită de modelul clasic. În consecință, pentru o proiectare riguroasă, este necesară utilizarea acestui model îmbunătățit care să ofere o valoare exactă a inductanței și a capacităților parazite.

Modelul propus este suficient de general deoarece, dacă o inductanță simulată are admitanța de intrare identică cu cea dată de (4.5), cu siguranță se obține același model echivalent prin sintetizarea acesteia. Inductanțele prezentate în Fig. 4.6, cu notațiile adoptate conform figurii, au aceeași impedanță de intrare deci implicit și model echivalent. În consecință, modelul propus este suficient de general.

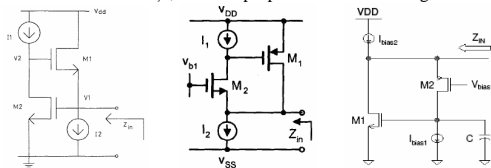


Fig. 4.6 Topologii TOSI cu aceeași impedanță de intrare

4.3 Soluții de îmbunătățire a răspunsului în frecvență pentru TOSI

4.3.1 Rezistența negativă și compensarea pierderilor TOSI

După cum s-a amintit în capitolul anterior, o metodă de creștere a factorului de calitate a inductorului simulat o constituie utilizarea unei rezistențe negative. Ideea de bază este că, fie prin conectarea în serie – caz în care rezistența negativă se sumează cu cea parazită pozitivă și o anulează, fie prin conectarea în paralel – caz în care rezistența echivalentă devine infinită atunci când cele două sunt aproximativ egale, rezistența negativă compensează pierderile inductorului. Deoarece inductorul activ are un model RLC paralel după cum s-a văzut în secțiunile precedente, rezistența negativă va fi cuplată în paralel cu inductorul activ. Dezavantajul conectării în paralel este că inductorul este compensat doar la o anumită frecvență spre deosebire de varianta conectării în serie când rezistența parazită era anulată definitiv. Principalul efect al acestui tip de conexiune o constituie interdependența dintre factorul de calitate și frecvența de rezonanță. Aceasta se manifestă prin faptul că, la fiecare modificare a valorii lui Q , f_0 se modifică în consecință, dar și reciproc după cum atestă relațiile (4.8).

Considerând că o rezistență negativă ideală este conectată în paralel cu inductorul simulat, relațiile pentru f_0 și Q sunt date de:

$$\begin{cases} Z_{in} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \\ b_1 = 1/C_{gs2}; \quad b_0 = g_{o2}/C_{gs1}C_{gs2} \\ 2\alpha = \frac{C_{gs1}(g_{o1} + g_{m2} + g_{o2} - G_{neg}) + g_{o2}C_{gs2}}{C_{gs1}C_{gs2}} \\ \omega_0^2 = \frac{g_{m1}(g_{m2} + g_{o2}) + g_{o2}(g_{o1} - G_{neg})}{C_{gs1}C_{gs2}} \end{cases} \quad (4.8)$$

4.3.2 Metodă propusă pentru tuningul independent ω_0 - Q

Această secțiune prezintă un principiu propus pentru compensarea pierderilor inductanței simulate cu afectarea nesemnificativă a frecvenței proprii de rezonanță. Acesta constă, pe de o parte, din decuplarea rezistenței negative astfel încât polarizarea acestuia să nu influențeze punctul static al inductanței, iar pe de altă parte, introducerea unei a doua rezistențe negative în al doilea nod al inductorului, conform Fig. 4.10a. Rezistența negativă utilizată este

prezentată în Fig. 4.10b. Circuitul implementat a fost deci single-ended.

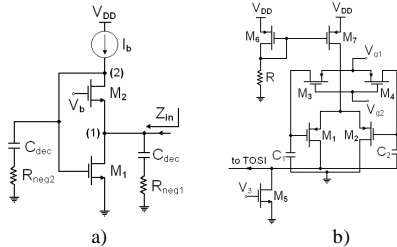


Fig. 4.10 Inductanță simulată cu tuning independent [4.6]

Relațiile (4.8) și (4.9) descriu acest principiu (“left tuning” respectiv “right tuning”).

$$\begin{cases} G_1 = gm_2 + g_{o1} + g_{o2} \\ K = -g_{o2}(gm_2 + g_{o1} + g_{o2}) \\ \omega_0^2 = f(G_1) = \frac{gm_1gm_2 + gm_1g_{o2} - gm_2g_{o2} - g_{o2}^2}{C_{gs1}C_{gs2}}, \quad G_1 = ct. \quad (4.9) \\ 2\alpha = \frac{C_{gs2}(g_{o2} - G_2)}{C_{gs1}C_{gs2}} = \frac{g_{o2} - G_2}{C_{gs1}} \Rightarrow Q = f(G_2), \quad G_2 = \forall \end{cases}$$

$$\begin{cases} G_2 = g_{o2} \\ K = -g_{o2}(gm_2 + g_{o1} + g_{o2}) = ct. \\ \omega_0^2 = f(G_2) = \frac{gm_1gm_2 + gm_1g_{o2} - gm_2g_{o2} - g_{o2}^2}{C_{gs1}C_{gs2}}, \quad G_2 = ct. \quad (4.10) \\ 2\alpha = \frac{gm_2 + g_{o1} + g_{o2} - G_1}{C_{gs2}} \Rightarrow Q = f(G_1), \quad G_1 = \forall \end{cases}$$

În Fig. 4.11 se prezintă efectele tuning-ului factorului de calitate asupra frecvenței de rezonanță când se utilizează doar o singură rezistență negativă decuplată. Practic se obțin deviații de zeci de MHz, acestea crescând odată cu creșterea frecvenței, mai precis 30 MHz la 2.5 GHz și 73 MHz la 5.4 GHz. Se observă că aceste deviații reprezintă o parte semnificativă din benzile de frecvență alocate diverselor standarde de telecomunicații (Bluetooth și WLAN), aspect care justifică identificarea unor modalități prin care această deviație să fie minimizată. O soluție o constituie deci introducerea unei a doua rezistențe negative suplimentare, rezultatele de simulare fiind

prezentate în Fig. 4.12 pentru “left tuning” respectiv Fig. 4.13 pentru “right tuning”, metoda fiind testată pentru frecvența de aproximativ 690 MHz.

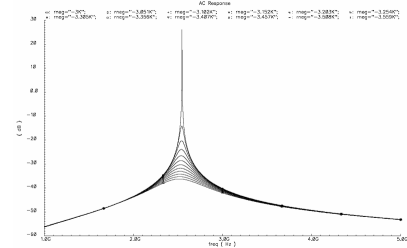


Fig. 4.11 Deviația frecvenței centrale la modificarea lui Q

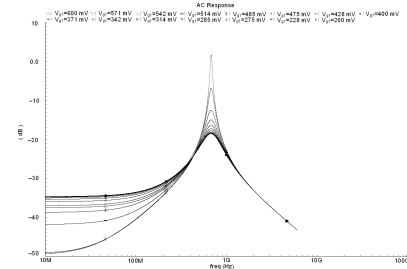


Fig. 4.12 Tuning independent pentru f₀ și Q (left tuning) [4.6]

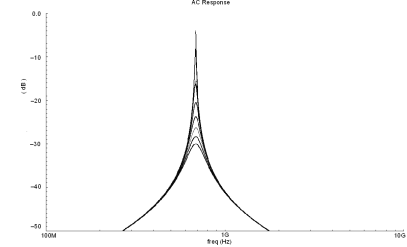


Fig. 4.13 Tuning independent pentru f₀ și Q (right tuning) [4.6]

Efectul capacităților parazite ale rezistenței negative asupra acestei calității tuning-ului independent au fost studiate în [4.7], principiul fiind testat și pentru o frecvență mai mare, de aproximativ 1.54 GHz.

Această metodă a fost testată și pentru o configurație diferențială (Fig. 4.14) [4.11], rezistența negativă utilizată în acest caz fiind prezentată în Fig. 4.15. Rezultatele de simulare sunt în Fig. 4.16/4.17.

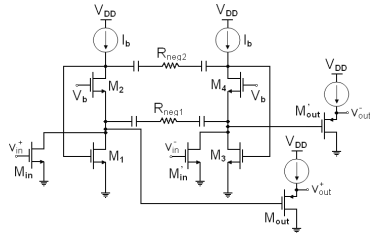


Fig. 4.14 Inductanță simulată diferențială cu tuning independent

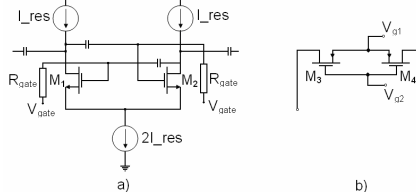


Fig. 4.15 Rezistență negativă cross-coupled

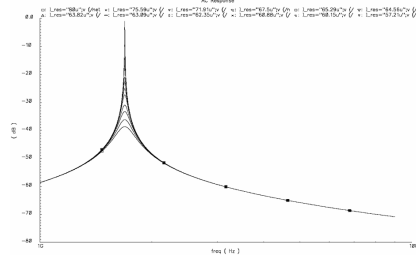


Fig. 4.16 Tuning independent pentru TOSI diferențial la $f_0=1.67$ GHz

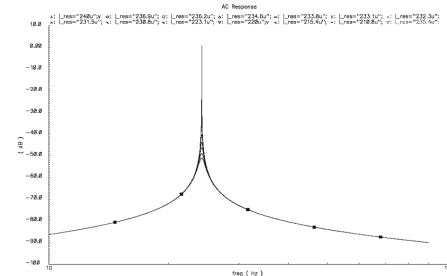


Fig. 4.17 Tuning independent pentru TOSI diferențial la $f_0=2.42$ GHz

După cum se observă în Fig. 4.18 circuitul este stabil chiar și la obținerea unui factor de calitate foarte bun. În orice caz, la modificarea continuă a rezistenței negative, circuitul devine inițial oscilator și ulterior instabil. Aceste două cazuri sunt de evitat.

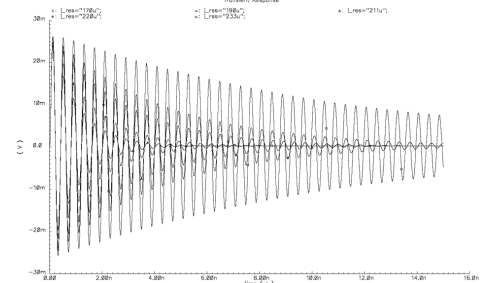


Fig. 4.18 Răspuns tranzitoriu la $f_0=2.42$ GHz

Principiul a fost testat și pentru $f_0=1.6$ GHz și $f_0=2.6$ GHz [4.12]. Efectul capacităților parazite asupra principiului de tuning independent a fost studiat în [4.13].

Tuning-ul în frecvență poate fi îmbunătățit pentru această schemă prin introducerea de varactori [4.14] care să modifice capacitatea parazită a inductanței simulate (Fig. 4.19).

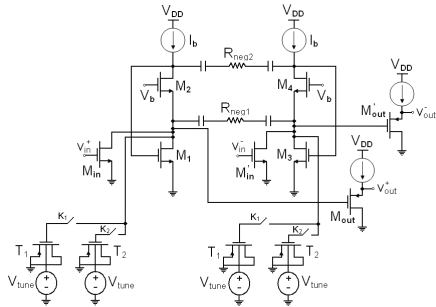


Fig. 4.19 Inductanță simulată cu un tuning larg al frecvenței proprii de rezonanță și tuning independent [4.14]

Prin introducerea a doi varactori suplimentari la schema inițial proiectată pentru o frecvență centrală de 2.42 GHz, se obține un tuning al frecvenței centrale în benzile de frecvență 1.77–1.99 GHz respectiv 600–990 MHz. Răspunsul în frecvență este ilustrat în figurile 4.20 și 4.21.

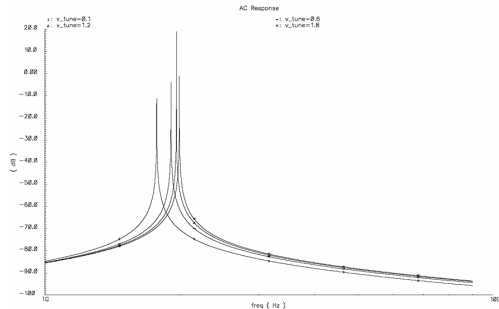


Fig. 4.20 Tuning al frecvenței centrale ($f_0=1.77\text{--}1.99$ GHz)

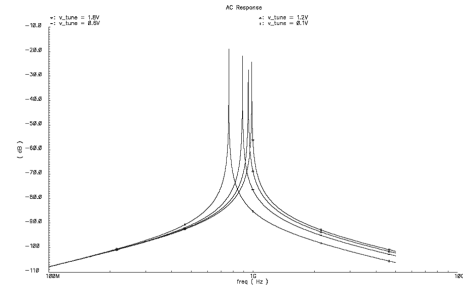


Fig. 4.21 Tuning al frecvenței centrale ($f_0=600\text{--}990$ MHz) Caracteristicile celor doi varactori sunt prezentate în Fig. 4.22 și Fig. 4.23.

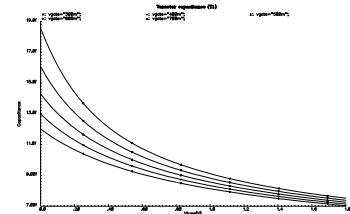


Fig. 4.22 Caracteristica varactorului T_1

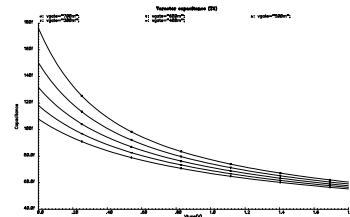


Fig. 4.23 Caracteristica varactorului T_2

4.4 Inductor simulat cu răspuns îmbunătățit în frecvență

4.4.1 Inductor simulat cu rezistență de grilă suplimentară

După cum s-a văzut anterior, o primă direcție de cercetare a constituit-o implementarea unui tuning aproximativ independent al frecvenței și factorului de calitate.

O a doua direcție direcție de cercetare o constituie dezvoltarea unor arhitecturi de inducțanțe simulate care să aibă un răspuns cât mai bun în frecvență adică o frecvență proprie de rezonanță cât mai mare. Cu cât aceasta este mai mare cu atât inductorul simulat poate fi folosită ca inductor ideal la frecvențe mai mari. Pe această direcție s-a remarcat că prin introducerea unei rezistențe suplimentare în grila unui tranzistor se obține un răspuns îmbunătățit în frecvență. Circuitul este prezentat în Fig. 4.24, utilizându-se aceeași rezistență negativă diferențială prezentată anterior.

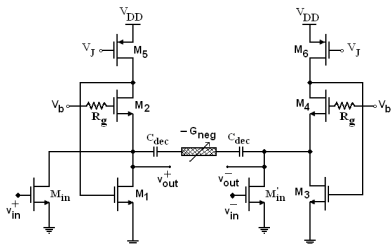


Fig. 4.24 Inductanță cu frecvență proprie de rezonanță extinsă [4.17]

Deși prin conectarea acestei rezistențe pozitive suplimentare frecvența proprie de rezonanță scade, neobținându-se nici un beneficiu, prin utilizarea în tandem cu o rezistență negativă (decuplată și diferențială), se obține o creștere a frecvenței proprii de rezonanță așa cum este reliefat în Tabelul 8:

Centre Frequency	Centre Frequency Increase	Gate Resistance Value
1.5 GHz	16.6 %	6.8 kΩ (ideal)
3.08 GHz	14.2 %	4.1 kΩ (ideal)
4.92 GHz	16.6 %	3.1 kΩ (ideal)
2.75 GHz	8 %	1.9 kΩ (real)
3.57 GHz	5.3%	1.7 kΩ (real)

Tabel 8 Creșterea benzii inductorului funcție de rezistența din grilă

Rezultatele de simulare sunt trecute în Fig. 4.25–4.29.

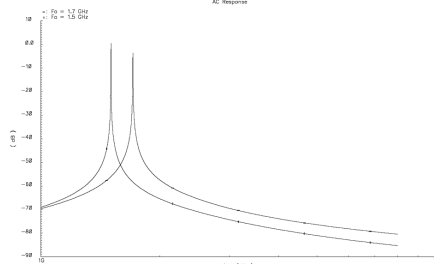


Fig. 4.25 Creșterea benzii cu 200 MHz la 1.5 GHz [4.17]

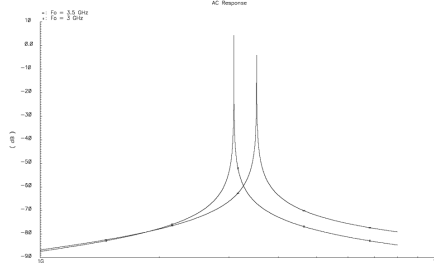


Fig. 4.26 Creșterea benzii cu 500 MHz la 3 GHz [4.17]

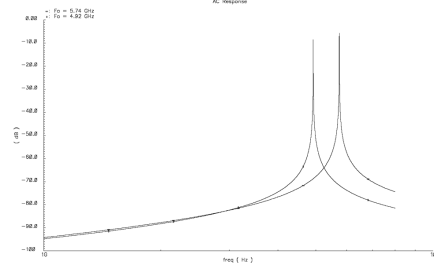


Fig. 4.27 Creșterea benzii cu 820 MHz la 4.92 GHz [4.17]

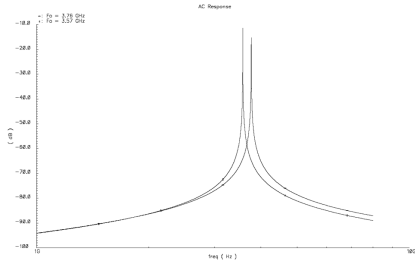


Fig. 4.28 Creșterea benzii cu 190 MHz la 3.57 GHz (caz real)

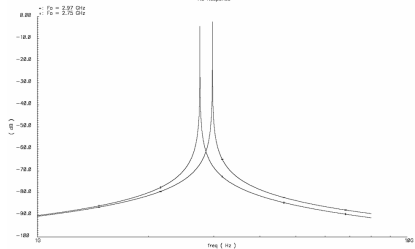


Fig. 4.29 Creșterea benzii cu 220 MHz la 2. 75 GHz (caz real)

4.4.2 Inductor simulat cu o schemă îmbunătățită de polarizare

O altă îmbunătățire semnificativă adusă acestui inductor a constat în introducerea unei surse de tensiune flotante în grila tranzistorului sursă comună, fapt ce desparte practic polarizările celor două tranzistoare. Așa cum sunt cele două tranzistoare interconectate în schema originală, punctele statice ale acestora sunt inter-dependente, fapt ce influențează negativ liniaritatea și capabilitatea în frecvență. Prin conectarea unei surse flotante, așa cum este ilustrat în Fig. 4.30a, tensiunea din nodul (2) devine diferită de cea a grilei tranzistorului M_1 , o parte din tensiunea de ieșire a sursei de curent fiind extrasă de sursa flotantă și repartizată mai departe celor două tranzistoare, crescându-le astfel tensiunea de ieșire V_{ds} . Dacă tensiunea de grilă V_b rămâne constantă, întreaga tensiune V_{supp} va suplimenta tensiunea V_{ds} în caz contrar, aceasta va fi repartizată și pe tranzistorul M_1 . Se obțin astfel

două beneficii. Pe de o parte, un V_{ds} mai mare va determina o liniaritate mai bună pentru tranzistoare, acestea fiind mult mai saturate, iar pe de altă parte, inductanța este mult mai ușor de polarizat, nemaexistând constrângeri. Varianta finală a inductorului este ilustrată în Fig. 4.30b iar rezultatele obținute sunt trecute în Tabelul 9.

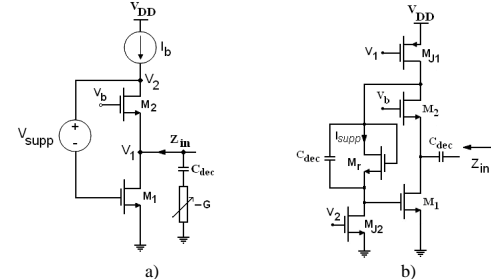


Fig. 4.30 Inductor simulat cu sursă de tensiune flotantă suplimentară

V_{supp} [V]	f_0 [GHz]	g_{dst} [μ S]	g_{dst} [μ S]	-R [k Ω]	f_0 [GHz]	Δf [MHz]
0	3.690	8.63	8.22	3.364	3.565	125
0.1	3.738	8.59	7.24	3.339	3.623	115
0.2	3.776	8.55	6.44	3.321	3.671	105
0.3	3.810	8.52	5.79	3.305	3.712	98
0.4	3.839	8.49	5.24	3.292	3.748	91
0.5	3.867	8.47	4.78	3.280	3.780	87
0.6	3.889	8.45	4.39	3.269	3.809	80
0.7	3.913	8.43	4.05	3.259	3.836	77

Tabel 9 Efectul introducerii sursei flotante asupra polarizării

Pentru fiecare caz din tabel s-a obținut un factor de calitate foarte bun, evident cu păstrarea stabilității, acesta fiind obținut pentru fiecare valoare particulară a rezistenței negative. Ceea ce nu s-a constatat practic a fost îmbunătățirea liniarității, lucru de așteptat de vreme ce o creștere a liniarității tranzistoarelor ce implementează giratorul se face pe seama creșterii neliniarității tranzistorului utilizat ca sursă de curent. În consecință, liniaritatea circuitului rămâne aproximativ neschimbată. Singurele beneficii și cele mai importante rămân însă o dependență mai scăzută a factorului de calitate de frecvența de rezonanță și o polarizare mult mai facilă a inductorului.

4.5 REFERENCES

- [4.1] Analog Integrated Circuit Design, Ken Martin, 1997
- [4.2] Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 4th Edition, P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis and R. G. Meyer, John Wiley & Sons Ltd, 2001
- [4.3] CMOS Circuit Design, Layout and Simulation, Baker, 1997
- [4.4] CMOS RF Modeling, Characterization and Applications, J. Deen and T. A. Fjeldly, Selected Topics in Electronics and Systems – Vol. 24, World Scientific Publishing, 2002
- [4.5] RF Front-End World Class Designs, J. S. Love, Elsevier, 2009
- [4.6] Improved Passive Model for RF CMOS Transistor Only Simulated Inductors, C. Andriesei, L. Goraş, F. Temcamani and B. Delacressonnière, unpublished IEICE
- [4.7] Very Low Power Single-ended Cross-coupled Oscillator in CMOS Technology, J. Ryu and S. Nam, PERS Online, Vol. 3, No. 7, pp. 1037–1039, 2007
- [4.8] On the Tuning Possibilities of an RF Bandpass Filter with Simulated Inductor, C. Andriesei and L. Goraş, Proc. of the 30th International Semiconductor Conference (CAS), vol. 2, pp. 489–492, October 2007, Sinaia, Romania
- [4.9] On Frequency and Quality Factor Independent Tuning Possibilities for RF Band-pass Filters with Simulated Inductors, C. Andriesei and L. Goraş, Romanian Journal of Information Science and Technology, Vol. 11, No. 4, pp. 367-382, 2008
- [4.10] On High Frequency Active Inductor Based Active Filters, C. Andriesei and L. Goraş, Workshop on Signal Processing Systems for Wireless Communications, Cluj-Napoca, July, 3 – 4th, 2008, Romania
- [4.11] Accordabilité des Filtres RF Passe-Bande Integres Utilisant Une Inductance Active, C. Andriesei, L. Goraş, B. Delacressonnière and F. Temcamani, Congres Mediteranean des Telecommunications et Exposition, 14–16 March 2008, Tanger, Maroc
- [4.12] RF Circuit Design, R. C. –H. Li, John Wiley & Sons, 2009
- [4.13] Negative Resistance Based Tuning of an RF Bandpass Filter, C. Andriesei, L. Goraş and F. Temcamani, Proc. of the 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications, ECCSC, pp. 1–4, July 10–11, Bucharest, Romania, 2008
- [4.14] On an RF Bandpass Filter Tuning Method, C. Andriesei, L. Goraş and F. Temcamani, Revue Roumaine des Sciences Techniques, Serie Électrotechnique et Énergétique, in print (2010)
- [4.15] On the Tuning Performance of an Active RF Bandpass Filter, C. Andriesei and L. Goraş, ACTA TECHNICA NAPOCENSIS, Electronics and Telecommunications, Vol. 49, No. 3, pp. 29–34, 2008
- [4.16] Active RF Bandpass Filter with Wide Frequency Tuning Range, C. Andriesei, L. Goraş and B. Delacressonnière, Proc. of the 31st International Semiconductor Conference (CAS), Vol. 2, pp. 397–400, October 2008, Romania
- [4.17] Filtre différentiel basé sur une inductance active avec commande indépendante de la bande passante et de la fréquence, C. Andriesei, L. Goraş, F. Temcamani and B. Delacressonnière, 16^{èmes} Journées Nationale Microondes, Mai 2009, Grenoble, France
- [4.18] Wide Tuning Range Active RF Bandpass Filter with MOS Varactors, C. Andriesei, L. Goraş, F. Temcamani and B. Delacressonnière, Romanian Journal of Information Science and Technology, Vol. 12, No. 4, pp. 485–495, 2009
- [4.19] Frequency Enhancement Method Applied to a CMOS RF Simulated Inductor BP Filter, C. Andriesei, L. Goraş, F. Temcamani and B. Delacressonnière, Proc. of the 9th International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), Vol. 2, pp. 357–360, July 2009, Iaşi, Romania
- [4.20] CMOS RF Active Inductor with Improved Tuning Capability, C. Andriesei, L. Goraş, F. Temcamani and B. Delacressonnière, Proc. of the 32nd International Semiconductor Conference (CAS), Vol. 2, pp. 397–400, October 2009, Sinaia, Romania

5. Concluzie și Future Work

În cele ce urmează vor fi prezentate câteva concluzii cu privire la teză și contribuțiile autorului sunt prezentate în raport cu articolele publicate până acum.

Teza vizează studiul și dezvoltarea unor arhitecturi de filtre bazate pe inductanțe simulate numai cu tranzistoare (TOSI), vizând aplicațiile RF din domeniul GHz.

După un capitol introductiv ce prezintă problema filtrării în aplicațiile de telecomunicații, un întreg capitol (Capitol 2) este dedicat standardelor wireless și transceiverelor RF. Alocarea spectrului, cerințele de atenuare în afara benzii pentru filtrele RF și trendul multi-standard pentru transceivere sunt toate revăzute. Capitolul 3 este gândit ca un 'state of the art' în ceea ce privește arhitecturile de tip TOSI. Conceptul giratorului este revăzut de asemenea aici. Capitolul 4 conține toate contribuțiile originale aduse vis-à-vis de conceptul de inductanță simulată de tip TOSI. Cele mai importante contribuții sunt prezentate în cele ce urmează.

1. A fost propusă o metodă de tuning/acord independent al frecvenței și factorului de calitate pentru o configurație single ended TOSI în variantă CMOS, pentru frecvențe mai joase (690 MHz).

2. Aceeași metodă a fost validată pentru o arhitectură diferențială și pentru frecvențe mai mari (1–3 GHz).

3. A fost realizat și un studiu al efectelor capacităților parazite asupra calității tuningului independent, prezentându-se limitările metodei.

4. A fost investigată posibilitatea utilizării varactorilor la implementarea unui tuning larg al frecvenței centrale a filtrelor active bazate pe conceptul TOSI.

5. A fost propusă o metodă de îmbunătățire a unei arhitecturi de inductanță simulată prin utilizarea unei rezistențe suplimentare în grila unui tranzistor.

6. A fost propusă o îmbunătățire în DC a aceleiași arhitecturi TOSI cu obținerea unor performanțe mai bune în frecvență prin minimizarea inter-dependenței dintre frecvența centrală și factorul de calitate.

7. În final, a fost realizat un "state of the art" cu privire la inductanțele simulate CMOS de tip TOSI.

O parte din rezultatele de cercetare au fost publicate în jurnale indexate la Thomson Reuters în timp ce altele au fost prezentate la conferințe internaționale.

Dacă cercetarea continuă pe această direcție, va fi investigată implementarea unui filtru multi-standard de ordin 6 bazat pe TOSI,

vizând implementare practică pe chip. În orice caz și alte aplicații RF unde se pot utiliza inductanțe simulate pot fi adresate.