

AALTO-YLIOPISTON TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Jussi Ollikainen

Laajakaistaisen RF-etupään suunnittelu kognitiiviseen radiovastaanottoon

Diplomityö on jätetty tarkastettavaksi Espoossa 5.4.2010.

Valvoja

Professori Jussi Ryyänen

Ohjaaja

TkL Kari Stadius

Tekijä:	Jussi Ollikainen	
Työn nimi:	Laajakaistaisen RF-etupään suunnittelu kognitiiviseen radiovastaanottimeen	
Päivämäärä:	5.4.2010	Sivumäärä: 63
Osasto:	Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta	
Professori:	S-87 Piiritekniikka	
Työn valvoja:	Professori Jussi Ryyänen	
Työn ohjaaja:	TkL Kari Stadius	
<p>Tämän diplomityön tavoitteena oli toteuttaa laajakaistainen RF-etupää kognitiivisen radion spektrisensoriin. Suunnittelussa keskityttiin erityisesti hyvän lineaarisuuden saavuttamiseen, koska vastaanottimen tulee kyetä sietämään suuria häiriösignaaleita ilman, että signaalin vastaanotto häiriintyy. Tavoitteen saavuttamiseksi työssä tutkittiin olemassa olevia tekniikoita, joilla voidaan parantaa RF-etupään lineaarisuutta sekä tarkasteltiin niiden soveltuvuutta kognitiiviseen radiovastaanottimeen.</p> <p>Suurin haaste laajakaistaisen RF-etupään toteutuksessa on hyvän lineaarisuuden, alhaisen kohinaluvun ja riittävän vahvistuksen saavuttaminen alhaisella tehonkulutuksella. Niiden saavuttamiseksi työssä tutkittiin kohinaa kumoavia ja lineaarisuutta parantavia vahvistinrakenteita. Lisäksi sekoittimen valintaa ja vastaanottimen muiden lohkojen suunnittelua hyödynnettiin koko vastaanottimella saavutettavan lineaarisuuden parantamiseen.</p> <p>Laajakaistaisen RF-etupään lisäksi toteutettiin kantataajuuspuskuri. Kognitiivisen radion spektrisensoriin toteutettu radiovastaanotin kattaa LTE-taajuuskaistan 0,7 - 2,6 GHz ja saavuttaa 2 dBm lineaarisuuden, joka on kognitiivisen radion spektrisensorin häiriösignaalien asettamaa lineaarisuusvaatimusta suurempi. Vastaanottimen kohinaluku on 10 dB ja keskimääräinen vahvistus 32 dB. Piirin pinta-ala on 0,8 mm².</p>		
Avainsanat:	integroidut piirit, RF-etupää, kognitiivinen radio, häiriön kumoaminen, CMOS, LTE	

Author:	Jussi Ollikainen	
Name of the thesis:	Design of a broadband RF-frontend for cognitive radio	
Date:	5.4.2010	Number of pages: 63
Department:	Faculty of Electronics, Communications and Automation	
Professorship:	S-87 Electronic Circuit Design	
Supervisor:	Professor Jussi Ryyänen	
Instructor:	Lic.Sc. (Tech.) Kari Stadius	
<p>The purpose of this Master's Thesis was to implement a broadband RF-frontend for a cognitive radio spectrum sensor. The main focus in the designing was to achieve high linearity. Broadband receiver has to be able to withstand large interference signals so that signal reception won't be disturbed. Therefore, several linearity improvement techniques for RF-frontends were researched and their compatibility for a cognitive radio were compared.</p> <p>The main challenge in the design of a broadband RF-frontend is to obtain high linearity, low noise figure and sufficient gain with low power consumption. To achieve these goals noise canceling and linearity improving circuit techniques were researched in this work. In addition, down-conversion mixer topology was carefully selected.</p> <p>Broadband RF-front end was implemented as a part of a cognitive radio spectrum sensor. It covers LTE-bandwidth 0,7 - 2,6 GHz and achieves 2-dBm linearity thus meeting the linearity requirement set by the interference signals for cognitive radio spectrum sensor. Receiver noise figure is 10 dB and it has 32-dB average gain. Silicon die area of the receiver is 0,8 mm^2.</p>		
Keywords:	integrated circuits, RF-front-end, cognitive radio, interference cancellation, CMOS, LTE	

Alkulause

Tämä diplomityö on tehty Aalto-yliopiston Teknillisen Korkeakoulun Mikro- ja nanotekniikan laitoksella osana Euroopan yhteisön seitsemännen kehystyöohjelman rahoittamaa SENDORA-projektia.

Haluan kiittää Professori Jussi Rynästä mahdollisuudesta työskennellä Mikro- ja nanotekniikan laitoksella mielenkiintoisissa työtehtävissä sekä kaikista hyvistä ohjeista ja neuvoista työn aikana. Haluan myös suuresti kiittää TkL Kari Stadiusta kaikista arvokkaista neuvoista ja ohjauksesta työn aikana. Lisäksi erityisen suuren kiitoksen ansaitsee DI Mikko Kaltiokallio, joka antoi monia hyviä neuvoja ja avustusti diplomityön eri vaiheissa. Haluan myös osoittaa kiitokset DI Tapio Rapinolle, DI Tero Tikalle ja TkL Ville Saarelle kaikista vinkeistä ja avustuksesta työn aikana. Lisäksi haluan kiittää kaikkia työkavereitani mukavasta työympäristöstä ja hauskoista työpäivistä.

Suuri kiitos kuuluu perheelleni, joka on tukenut ja kannustanut minua opintojeni aikana. Kiitos myös rakkaalle kummityölleni Aadalle kaikista vapaa-ajan hauskoista ja rentouttavista hetkistä, jotka lisäsivät työn motivaatiota. Lopuksi haluan kiittää serkkuani DI Tuomas Poikosta ja muita läheisiä henkilöitä, jotka ovat tukeneet ja kannustaneet minua opintojeni aikana.

Espoossa 5.4.2010

Jussi Ollikainen

Sisällysluettelo

Tiivistelmä	i
Abstract	ii
Alkulause	iii
Sisällysluettelo	iv
Symboli- ja lyhenneluettelo	vii
1 Johdanto	1
2 Radiovastaanotinarkkitehtuurit ja käsitteet	3
2.1 Radiovastaanottimet	3
2.1.1 Superheterodynevastaanotin	3
2.1.2 Suoramuunnosvastaanotin	4
2.1.3 Välitaajuus- / kaksoissupervastaanotin	6
2.1.4 Matalan välitaajuuden vastaanotin	6
2.1.5 Laajakaistainen välitaajuusvastaanotin	7
2.1.6 Vastaanotinarkkitehtuurien vertailu	8
2.1.7 Antennin ja esivalintasuodattimen välinen rajapinta	9
2.2 Tunnusluvut ja käsitteet	9
2.2.1 Tulon sovitus	9
2.2.2 Vahvistus	9
2.2.3 Kohina	10
2.2.4 Herkkyys	12
2.2.5 Lineaarisuus	12
2.2.5.1 Vahvistuksen kompressio	12
2.2.5.2 Toisen ja kolmannen kertaluokan tulon leikkauspisteet	13
2.2.5.3 Esto ja herkkyuden heikentyminen	15
2.3 Kognitiivisen radion spektrisensorin häiriö- ja lineaarisuusvaatimukset	15

3	RF-etupään lineaarisuuden parantaminen ja kohinan kumoaminen	18
3.1	Takaisinkytkentä	18
3.2	Myötäkytkentä	19
3.3	Integroitu suodatus ja reaktiivinen päättäminen	20
3.4	Aktiivinen häiriön kumoaminen	20
3.4.1	Moniantennijärjestelmät	21
3.4.2	Häiriön kumoaminen ulkoisen polun kanssa	21
3.4.3	Vaihekohdistettuun injektio-olukittuun oskillaattoriin perustuva häiriön vaimennus	22
3.4.4	Aktiivinen häiriöiden välttäminen	24
3.5	Epälineaarisuutta ja kohinaa kumoavat vahvistinrakenteet	24
3.5.1	CMOS LNA:n linearisointi käyttäen optimaalista hilan esijännitystä	24
3.5.2	Derivoiva superpositiotekniikka / monihilatransistori	25
3.5.3	Muokattu derivoiva superpositiotekniikka	27
3.5.4	Jälkilinearisointi / aktiivinen jälkisärö	28
3.5.5	Ulkoinen LNA	30
3.5.6	Yhteishila-yhteislähde LNA	32
3.5.7	Toisen kertaluokan keskinäismodulaation injektio	36
3.5.8	Kapasitiivisesti ristiinkytketty yhteishila LNA	39
3.5.9	Muita tekniikoita	40
3.5.10	LNA-rakenteiden vertailu	42
4	Laajakaistaisen vastaanottimen suunnittelu ja toteutus	43
4.1	Vastaanotin	43
4.2	Vähäkohinainen vahvistin	44
4.3	Sekoitin	45
4.4	Kantataajuussuodatin ja puskuri	46
4.4.1	Kaksiasteinen Miller-kompensoitu operaatiovahvistin	47
4.5	I / Q signaalin generointi	48
4.6	Väylä	49
4.7	Piirikuvio	49
5	Laajakaistaisen vastaanottimen simulaatiotulokset	51
5.1	Simulaatiokytkentä	51
5.2	Sovitus	52
5.3	Vahvistus ja kohina	52
5.4	Vahvistuksen kompressoituminen	53
5.5	Lineaarisuus	54
5.6	Vastaanottimen suorituskyky	55
	Pohdinnat	56

Lähdeluettelo	57
Liite A	62
Liite B	63

Symboli- ja lyhenneluettelo

$1/f$	Flicker Noise, flikkerikohina
α, γ	esijännityksestä riippuva parametrit
α_1	tulon sovituserroin
α_3	kolmannen kertaluokan kerroin
\bar{i}_{ng}^2	hilalle indusoitunut kohina
β	vahvistuksen kerroin
Δf	matalamman RF-testitaajuuden ja paikallisoskillaattoritaajuuden välinen etäisyys
δP_2	toisen kertaluokan keskinäismodulaatiokomponentin ja perustaajuuden välinen tehoero
δP_3	kolmannen kertaluokan keskinäismodulaatiokomponentin ja perustaajuuden välinen tehoero
ϵ	CS-transistorin nieluvirran vaikutus lineaarisuuteen
η	tehon hyötysuhde
Γ	vahvistuksen vaimentuminen
Ω	ohmi
ω	kulmataajuus
ω_0	keskitaajuus
$\overline{e_{n,S}^2}$	lähderesistanssin kohina
θ	kulma
φ	vaihe
A	amplitudi

A	invertoiva vahvistus
A_{VS}	sovitettu jännitevahvistus
A_v	jännitevahvistus
B	kaistanleveys
C	kondensaattori
c_{1-3}	Taylorin kertoimet
C_1	neliöintipiirin ajama parasiittinen kapasitanssi
C_{add}	kohinan optimointiin käytetty piirillä oleva kapasitanssi
C_{gd}	MOS-transistorin parasiittinen hila-nielu kapasitanssi
C_{gs}	MOS-transistorin parasiittinen hila-lähde kapasitanssi
dB	desibeli
dBm	desibelimilli
dBV	desibelivoltti
df	derivaatta taajuuden funktiona
F	faradi
F	kohinakerroin
f	taajuus
F_{1-n}	yhdestä n:ään lohkojen kohinakertoimet
$F_{CGLNA,CCC}$	kapasitiivisesti ristiinkytetyn CG-LNA:n kohinakerroin
f_{IF}	haluttu kantataajuus
f_{LO}	paikallisoskillaattorin taajuus
F_{tot}	kokonaiskohinakerroin
G	tehovahvistus
G_{1-n}	yhdestä n:ään lohkojen siirtotehovahvistus
g_{1A}, g_{1C}	transistorien M_A, M_C transkonduktanssit
$g_2 v_{gs}^2$	toisen kertaluokan harmoninen komponentti

g_3	transkonduktanssin kolmannen kertaluokan derivaatta
g_{d0}, g_{ds}	MOS-transistorin lähtökonduktanssi
G_f	jännitteen siirtofunktio
g_{i,M_j}	transistorin M_j i:s tekijä
$G_{m,eff}$	efektiivinen transkonduktanssi
g_{m2}	transkonduktanssin toisen kertaluokan derivaatta
g_{m3}	transkonduktanssin kolmannen kertaluokan derivaatta
G_{max}	vahvistuksen maksimiarvo
g_{mk}, g_{dsk}, x_{pq}	suursignaalien välinen suhde
g_m	transkonduktanssi
G_n	lohkon n tehovahvistus
G_P	tehovahvistus
G_t	siirtotehovahvistus
I_{bias}	esijännitevirtalähde
I_{dA}	transistorin M_A nieluvirta
I_{DC}	tasavirta
I_{DS}	MOS-transistorin nielu-lähde DC-virta
i_{ds}	transistorin nieluvirta
i_d	nieluvirta
i_{IM3}	kolmannen kertaluokan keskinäismodulaatiovirta
I_{INJ}	injektiokomponentin nieluvirta
i_{in}	tulon signaalivirta
i_{nd}	nieluvirtakohinalähde
i_{NL}	epälineaarinen virta
i_{no}	kohinavirta lähdössä
i_{ns}	lähderesistanssin kohinavirtalähde

I_n	kohina virta
I_{OSC}	salpakomponentin nieluvirta
i_p, i_n	MOS-transistorin nieluvirta
I_{sB}	transistorin M_B nieluvirta
I_{sC}	transistorin M_C nieluvirta
$ICP_{blocker}$	häiritsevän signaalin yhden desibelin kompressiopiste
$IIP3_{tot}$	kolmannen kertaluokan tulonleikkauspiste koko systeemille
inn	negatiivinen tulosolmu
inp	positiivinen tulosolmu
K	kelvin
k	Boltzmannin vakio, $1,38066 \cdot 10^{-23} J/K$
$k\Omega$	kilo-ohmi
L	kela
M	MOS-transistori
M_{CG}	yhteishilatransistori
M_{CS}	yhteislähdetransistori
n	kerroin
N_{in}	tulokohina
N_{out}	lähtökohina
N_S	lähteen kohina
P_{ω_1}	häiriösignaalin tuloteho taajuudella ω_1
P_{IMD2}	tuloon referoidun toisen kertaluokan keskinäismodulaatiosärön teho
P_{IMD3}	tuloon referoidun kolmannen kertaluokan keskinäismodulaatiosärön teho
P_{in}	tuloteho
P_L	kuorman teho

P_{out}	lähtöteho
Q	hyvyysluku
R	vastus
S_{11}	sirontaparametri, joka kuvaa tulon sovitusta
$S_{herkkyys}$	herkkyyden taso
S_{in}	tulosignaali
S_{out}	lähtösignaali
SNR_{in}	signaali-kohinasuhde tulossa
SNR_{out}	signaali-kohinasuhde lähdössä
T	lämpötila [K]
t	aika
V	voltti
V_{DS}	MOS-transistorin nielu-lähde DC-jännite
V_{GS}	MOS-transistorin hila-lähde DC-jännite
v_g	hilajännite
V_{in}	tulojännite
$V_{n,RF}$	kohinajännitelähde
v_{NL}	transistorin epälineaariset komponentit sisältävä jännite
V_{OFF}	nollataajuinen virhejännite
$v_{out,2nd}$	yhteismuotoinen IM2-lähtöjännite
V_{out}	lähtöjännite
V_s	lähdejännite
V_x	jännite solmupisteessä x
V_{DD}	käyttöjännite
W	transistorin kanavanleveys
W	watti

x	IM2-virran ja vaiheen välinen ehto
x_{11}	ristitermi
x_{12}, x_{21}	x_{11} ristitermin korkeamman luokan derivaatat
y	LNA:n lähtösignaali
y_{ω_1}	signaalin vahvistus
y_{aux}	identtisen järjestelmän lähtösignaali
y_{main}	pääjärjestelmän lähtösignaali
Z	impedanssi
ADC	Analog-to-Digital Converter, analogia-digitaali-muunnin
APD	Active Post-Distortion, aktiivinen jälkisärötys
APPF	Active Polyphase Filter, aktiivinen monivaihesuodatin
BER	Bit Error Rate, bittivirhesuhde
CCC	Capacitive Cross-Coupled, kapasitiivisesti ristiinkytketty
CE	Common-Emitter, yhteisemitteri
CG	Common-Gate, yhteishila
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor, puolijohde tekniikka, jossa käytetään sekä n- että p-tyypin MOS-transistoreita
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio, yhteismuotoinen vaimennussuhde
CP	Charge Pump, varauspumppu
CR	Cognitive Radio, kognitiivinen radio
CS	Common-Source, yhteislähde
DC	Direct Current, tasajännite
DCR	Direct Conversion Radio, suoramuunnosvastaanotin
DS	Derivative Superposition, derivoiva superpositio
DSP	Digital Signal Processor, digitaalinen signaaliprosessori
DTT	Digital Terrestrial Television, digitaalinen maanpäällinen televisio

FET	Field effect transistor, kanavatransistori
FM	Frequency Modulated, taajuusmoduloitu
GSM	Global System for Mobile Communications, toisen sukupolven matkapuhelinjärjestelmä
I	In-Phase, vaiheessa oleva signaali
IC	Integrated Circuit, integroitupiiri
ICP	Input Compression Point, tulon yhden desibelin kompressiopiste
IF	Intermediate Frequency, välitaajuus
IIP2	Second-Order Input Intercept Point, tulon toisen kertaluokan leikkauspiste
IIP3	Third-Order Input Intercept point, tulon kolmannen kertaluokan leikkauspiste
ILO	Injection Locked Oscillator, injektio lukittu oskillaattori
IMD	Inter Modulation Distortion, keskinäismodulaatiosärö
IRR	Image-Rejection Ratio, peilitaajuuden vaimennussuhde
LNA	Low Noise Amplifier, vähäkohinainen vahvistin
LO	Local Oscillator, paikallisoskillaattori
LP	Loop Filter, silmukkasuodatin
LTE	Long Term Evolution, 4G-tekniikka
MTGR	Multi Gate Transistor, monihilatransistori
NF	Noise Figure, kohinaluku
NFET	Negative channel Field Effect Transistor, N-kanavatransistori
NMOS	n-tyypin MOS-transistori
OCF	Output Compression Point, lähdön yhden desibelin kompressiopiste
PD	Phase Detector, vaihevertailija
PLL	Phase-Locked Loop, vaihelukittu silmukka

PM	Phase Modulated, vaihemoduloitu
PMOS	p-tyypin MOS-transistori
Q	Quadrature-phase, 90-asteen vaihesiirrossa oleva signaali
RF	Radio Frequency, radiotaajuus
SAW	Surface Acoustic Wave, pinta-aaltoakustinen aalto
SDR	Software-Defined Radio, ohjelmistoradio
SENDORA	SEnsor Network for Dynamic and cOgnitive Radio Access
SNF	Spot Noise Figure, pistekohinaluku
SNR	Signal-to-Noise Ratio, signaali-kohinasuhde
TX	Transmitter, lähetin
UMTS	kolmannen sukupolven (3G) matkapuhelinteknologia (Universal Mobile Telecommunications System)
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure, lisenssivapaiden taajuusalueiden yhteisnimitys (USA)
UWB	Ultra Wideband, erittäin laajakaistainen
VCO	Voltage Controlled Oscillator, jänniteohjattu oskillaattori
VGA	Variable Gain Amplifier, säädettävä vahvistin
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access, laajakaistainen koodijakoinen kanavajakojärjestelmä
WiFi	Wireless Fidelity, langaton lähiverkkoteknologia, kuten WLAN
WLAN	Wireless Local Area Network, langaton lähiverkko

Luku 1

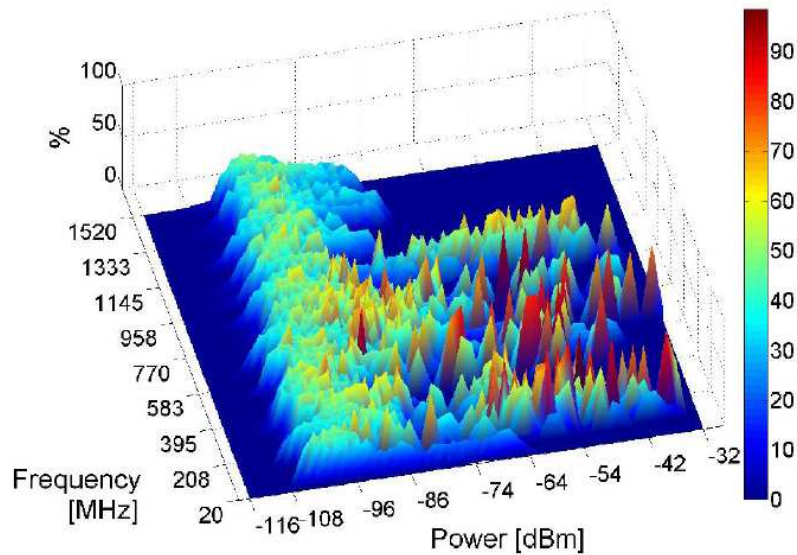
Johdanto

Radiotaajuisen (RF, Radio Frequency) spektrin rajallisuus ja radioliikenteen määrän jatkuva kasvu on lisännyt tarvetta kehittää uusia menetelmiä radiotaajuisen spektrin tehokkaampaa hyödyntämistä varten. Uusia menetelmiä tarvitaan, koska tulevaisuuden langattomat tiedon siirtotekniikat, jotka pystyvät lähettämään entistä enemmän bittejä sekunnissa käytettävää taajuuskaistaa kohti eivät yksistään riitä. Dynaamista spektrin varausta hyödyntävä kognitiivinen radio (CR, Cognitive Radio) on yksi lupaavista tulevaisuuden teknologioista.

Kognitiivinen radio on ohjelmistoradioon (SDR, Software-Defined Radio) perustuva älykäs langaton kommunikointijärjestelmä, joka kykenee tiedostamaan, oppimaan ja sopeutumaan ympäristöönsä tekemällä reaaliaikaisia muutoksia tiettyihin toimintaparametreihinsa tulossa olevan radiotaajuisen herätteen mukaisesti [1], [2]. Sen päätehtävänä on mahdollistaa radiotaajuusspektrin tehokas hyödyntäminen ja tarjota luotettavaa kommunikointia ajasta ja paikasta riippumatta [1]. Kognitiivisen radion toiminta edellyttää radiotaajuisessa spektrissä tiettyinä aikoina ja tietyissä paikoissa esiintyvien spektriauikkojen jatkuvaa tunnistamista. Vapaana olevat spektriaukot voidaan sallia toissijaisen käyttäjän käyttöön edellyttäen, että se ei häiritse taajuuskaistan pääkäyttäjiä [1], [3]. Radiospektrin tehokasta hyödyntämistä varten kognitiivinen radio kattaa ideaalisesti kaikki taajuuskaistat. Laajakaistainen toiminta edellyttää RF-etupään ja vastaanottimen analogia-digitaali-muuntimen (ADC, Analog-to-Digital Converter) suurta dynaamista aluetta [4]. Suuret häiriöt vastaanottimen tulossa voivat muuten aiheuttaa esimerkiksi RF-etupään kompressoitumisen ja estää kokonaan signaalin vastaanoton.

Pohjana kognitiivisen radion toteuttamiselle ovat erilaiset radiotaajuisen spektrin hyödyntämisestä tehdyt mittaukset. Ne osoittavat, että tyypillinen tietyllä taajuudella ja tietyssä paikassa oleva hyötyaika spektrin käytölle on alhaista. Esimerkiksi kuvassa 1.1 on esitetty ulkotilassa tehdyn radiotaajuisen spektrin tehotasojen todennäköisyysjakauman mittaustulos.

Tässä diplomityössä tavoitteena on toteuttaa laajakaistainen RF-etupää kognitiivisen radion spektrisensoriin, joka pystyy sietämään suuria häiriösignaaleita ilman, että radiotaajuisen signaalin vastaanotto häiriintyy. Erityisesti työssä tutkitaan erilaisia lineaarisuuden pa-



Kuva 1.1: Radiotaajuisten spektrin mitattujen tehotasojen todennäköisyysjakauma. Mittaus on tehty ulkotilassa aikavälillä 5. helmikuuta, 2007 klo 11:13:52 - 12. helmikuuta, 2007 klo 09:06:04 ja 20 - 1250 MHz spektrin taajuuskaistalla [5].

rannus tekniikoita suuren häiriösignaalin asettaman lineaarisuusvaatimuksen saavuttamiseksi. Kognitiivisen radion spektrisensoriin toteutettavan RF-vastaanottimen suunnittelu keskittyy erityisesti RF-etupään toteutukseen. Laajakaistaisen RF-vastaanottimen piirisuunnittelun ja transistoritason simulointien avulla pyritään saavuttamaan vastaanottimelle mahdollisimman hyvä lineaarisuus ja mitoittamaan se sille määriteltyihin suorituskykyvaatimuksiin. Piirikuvion suunnittelu on myös tärkeänä osana saavutettavaa suorituskykyä, jotta vastaanottimen toteutus vastaisi mahdollisimman hyvin transistoritason simulointituloksia.

Diplomityön kappaleessa kaksi esitetään yleisimmät radioarkkitehtuurit ja niiden soveltuvuus kognitiivisen radion spektrisensoriin. Radiovastaanottimen suunnittelua varten käydään läpi myös radioarkkitehtuurien suunnitteluun liittyvät tunnusluvut ja käsitteet sekä tarkastellaan kognitiivisen radion spektrisensorissa tarvittavaa suorituskykyvaatimusta. Kappaleessa kolme tutkitaan eri menetelmiä häiriöiden kumoamiseen RF-etupäässä sekä vertaillaan eri menetelmien soveltuvuutta laajakaistaisen kognitiivisen radion spektrisensorin toteutukseen. Laajakaistaisen RF-vastaanottimen suunnittelu ja toteutus esitetään kappaleessa neljä. Kappaleessa viisi esitetään saadut simulaatiotulokset. Lopuksi on diplomityöhön liittyvät pohdinnat.

Luku 2

Radiovastaanotinarkkitehtuurit ja käsitteet

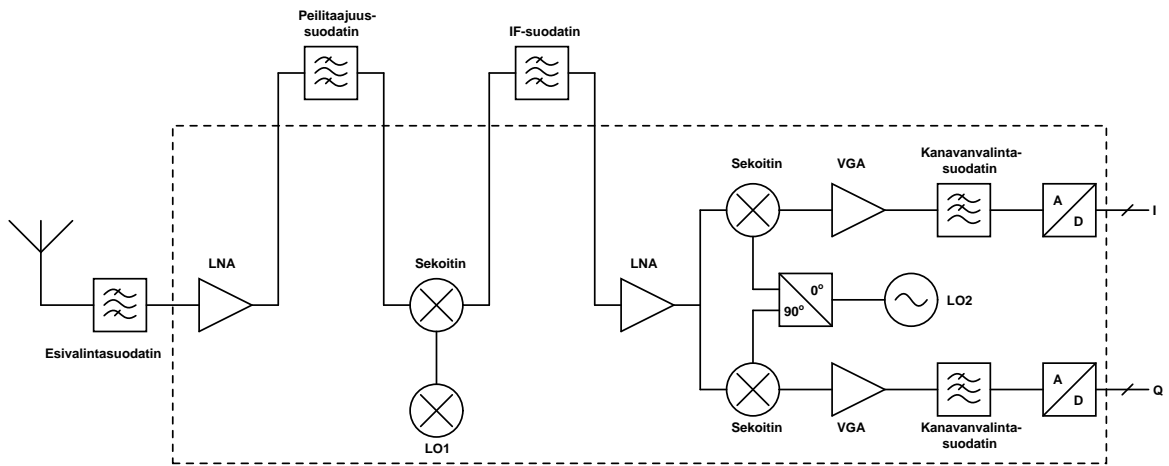
Tässä kappaleessa esitetään yleisimmät radioarkkitehtuurit ja tarkastellaan niiden soveltuvuutta kognitiivisen radion spektrisensoriin. Vastaanottimen toteutusta varten käydään läpi radiovastaanottimen suunnitteluun liittyvät yleisimmät käsitteet ja yksiköt. Kappaleen viimeisimmässä osassa tarkastellaan kognitiivisen radion spektrisensorin häiriö- ja lineaarisuusvaatimuksia.

2.1 Radiovastaanottimet

Radiovastaanottimen tehtävänä on erottaa haluttu signaali kaikkien muiden antennin vastaanottamien signaalien seasta. Vastaanotetun signaalin voimakkuus voi olla heikko, joten vastaanottimen suunnittelussa tavoitteena on saavuttaa mahdollisimman hyvä herkkyys, selektiivisyys ja lineaarisuus alhaisella tehonkulutuksella. Radioarkkitehtuurin valinnalla voidaan vaikuttaa saavutettavaan suorituskykyyn sekä sen vaatimuksiin. Esimerkiksi vastaanottimen hyvä integroitavuus mahdollistaa pienen pinta-alan ja alhaiset kustannukset, kun ulkoisten komponenttien tarve vähenee [6], [7].

2.1.1 Superheterodynevastaanotin

Superheterodynevastaanottimessa (kuva 2.1) antennin vastaanottamaa signaalia suodatetaan esivalintasuolettimella, joka suodattaa halutun vastaanottokaistan ulkopuolisia signaaleita. Esivalintasuolettimenä käytetään yleensä ulkoista pinta-aaltoakustista suodatinta (SAW, Surface Acoustic Wave). Vaihtoehtoisesti voidaan käyttää muita olemassa olevia suodatinrakenneita, kuten onteloresonaattoria [7]. Suodatuksen jälkeen pieniamplitudista signaalia vahvistetaan vähäkohinaisella vahvistimella (LNA, Low Noise Amplifier), jonka tulo- ja lähtö on yleensä sovitettu vahvistimen molemmilla puolilla olevien suodattimien kanssa. Peilitaajuussuolettimella suodatetaan pois peilitaajuudella olevaa kohinaa ja häiriösignaalia sekä estetään niiden pääsy sekoittimelle. Signaalin alassekoitus ensimmäiselle välitaajuudelle (IF,



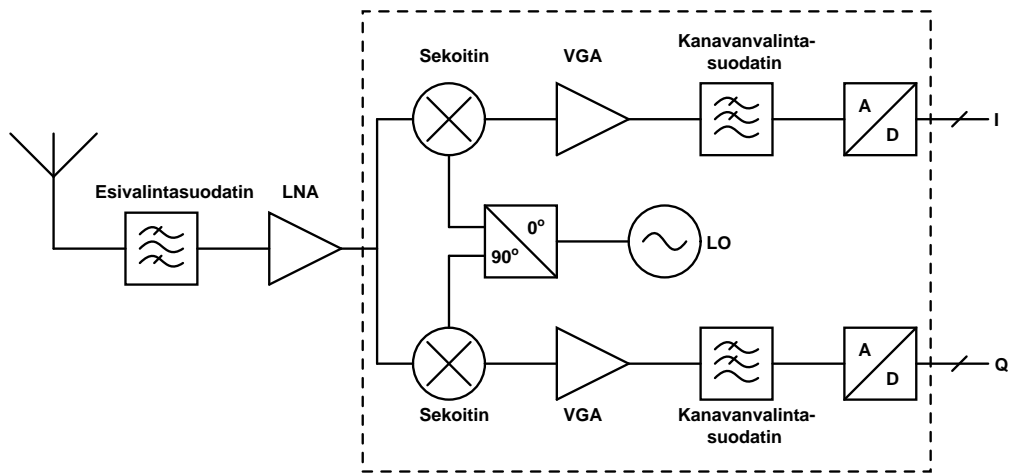
Kuva 2.1: Superheterodynevastaanotin. Katkoviiva kuvaa IC-rajapintaa.

Intermediate Frequency) tehdään sekoittimella ja kanavanvalintasuoittimella suodatetaan halutun signaalikaistan ulkopuolisia taajuuksia. Kanavanvalintasuoitin on yleensä ulkoinen passiivinen SAW-suodatin, jolla on kiinteä taajuus. Siten ensimmäisen paikallisoskillaattorin (LO, Local Oscillator) taajuuden tulee olla säädettävissä koko vastaanottokaistalla. Lisäksi ensimmäisen välitaajuuden on oltava yli puoli kertaa esivalintasuoittimen vastaanottokaistaa suurempi, jotta signaalin peilitaajuus pysyy alassekoituskaistan ulkopuolella. Kanavanvalintasuoituksen jälkeen signaalia vahvistetaan säädettävällä vahvistinasteella (VGA, Variable Gain Amplifier) ja jaetaan demodulaattorilla I- ja Q-haaroihin (I, Q, In-phase, Quadrature-phase). Demodulaattori koostuu kahdesta sekoittimesta ja 90-asteen vaihesiirrosta. Demodulaation jälkeen lopullinen kanavanvalinta tehdään alipäästötyyppisellä kanavanvalintasuoittimella ja analoginen signaali muutetaan digitaaliseen muotoon AD-muuntimella [6].

Superheterodynevastaanottimella voidaan saavuttaa paras selektiivisyys ja herkkyys. Se vaatii kuitenkin kalliiden ulkoisten komponenttien käyttämistä, joita ei voida nykyisellä IC-teknologialla (IC, Integrated Circuit) integroida samalle piisirulle. Ulkoisten suodattimien koosta, säätö mahdollisuuden puuttumisesta sekä vastaanottimen ensimmäisestä välitaajuusvaatimuksesta johtuen superheterodynevastaanotin ei sovellu laajakaistaisen kognitiivisen radion spektrisensoriin [8].

2.1.2 Suoramuuunnosvastaanotin

Suoramuuunnosvastaanottimen (DCR, Direct Conversion Receiver), joka tunnetaan myös nimellä nollavälitaajuus tai homodynevastaanotin, lohkokkaavio on esitetty kuvassa 2.2. Esivalintasuoittimella suodatetaan kaistan ulkopuolisia signaaleita ja se on yleensä ainoa ulkoinen komponentti. Suodatuksen jälkeen signaalia vahvistetaan vähäkohinmaisella vahvistimella ja signaalin keskitaajuus alassekoitetaan suoraan nollataajuudelle (DC, Direct Current). Vaihe- ja taajuusmoduloitujen signaalien vastaanottamiseen tarvitaan kvadratuuri I- ja Q-



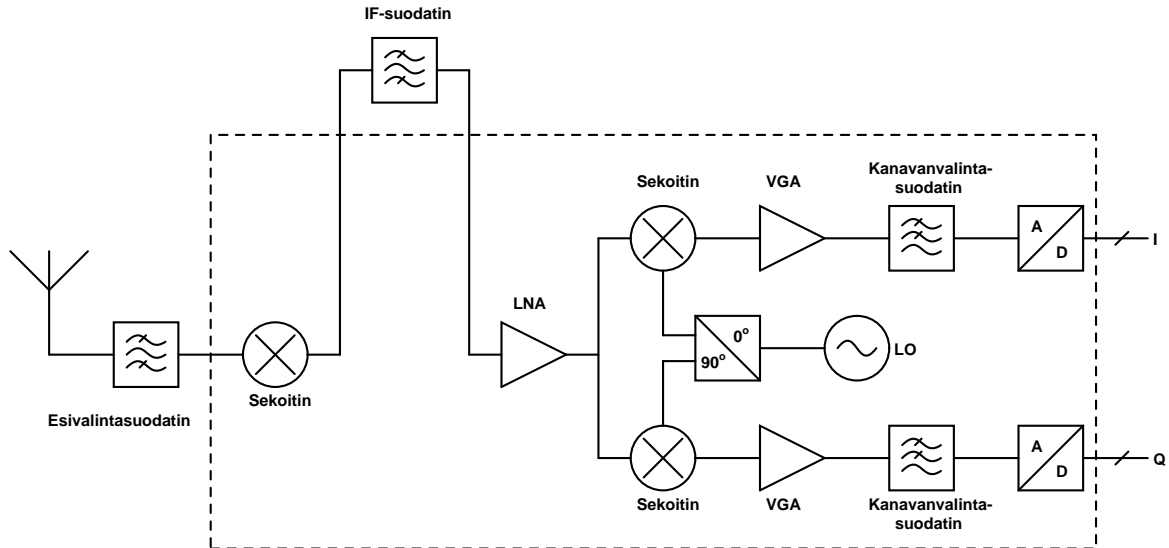
Kuva 2.2: Suoramuunnosvastaanotin. Katkoviiva kuvaa IC-rajapintaa.

kanavat. Niitä käytetään erottamaan RF-spektrin kahdella sivukaistalla olevat eri informaatiot ja samalla ne estävät sivukaistojen päällekkäin menemisen. Alassekoituksen jälkeen signaalia vahvistetaan säädettävällä vahvistimella. Haluttu taajuuskaista suodatetaan alipäästötyyppisellä kanavanvalintasuodattimella, joka voidaan toteuttaa piirille. Lopuksi analoginen signaali muutetaan AD-muuntimella digitaaliseen muotoon [6], [9], [7], [10].

Suoramuunnosvastaanotin on nykyään yksi yleisimmistä radioarkkitehtuureista matkapuhelimissa, koska esivalintasuodatinta lukuunottamatta kaikki sen osat voidaan integroida yhdelle piirille. Se soveltuu hyvin monijärjestelmä tai ohjelmistopohjaisiin radioihin sekä laajakaistaisen kognitiivisen radion spektrisen sensoriin [8]. Hyvän integroitavuuden lisäksi suoramuunnosvastaanottimen etuna on pieni tehonkulutus, koska erillisiä tehoa kuluttavia pus-kureita ei tarvita ajamaan ulkoisia komponentteja. Lisäksi DCR-arkkitehtuurissa välttyään peilitaajuusongelmalta, koska RF-signaali sekoitetaan suoraan nolakeskitaajuudelle, jolloin peilikuva vastaa itse signaalia [6], [10]. Suurin haaste suoramuunnosvastaanottimessa on LO-signaalin vuotaminen, DC-virhe ja toisen kertaluokan epälineaarisuus. Esimerkiksi toisen kertaluokan epälineaarisuudesta ja LO-signaalin vuotamisesta aiheutuva DC-virhe voi aiheuttaa sekoittimen jälkeisten piirilohkojen saturoitumisen ja estää vastaanottimen toiminnan [7]. Suoramuunnosvastaanotin on myös herkkä $1/f$ -kohinalle, joka on signaalin kanssa samalla taajuuskaistalla. Sekoittimen lähtöön muodostuvaa DC-virhettä voidaan kumota käyttämällä differentiaalista rakennetta ja ylipäästösuodatusta [7], [10]. Suoramuunnosvastaanottimessa LNA:n jälkeisten lohkojen lineaarisuusvaatimukset ovat vastaanottoaistan ulkopuolella huomattavasti tiukemmat kuin superheterodynevastaanottimessa, koska LNA:n ja sekoittimen välissä ole suodatinta [7]. Lisäksi tulon taajuuskaistan laajentaminen tiukentaa eri lohkojen suorituskykyvaatimuksia. Esimerkiksi RF-osan toteuttaminen on haastavaa, koska sen tulee samanaikaisesti saavuttaa tarvittava lineaarisuus ja alhainen kohinaluku kohtuullisella tehonkulutuksella. RF-osan lineaarisuusvaatimus ja alassekoitusasteiden laajakaista rajoittavat RF-etupään vahvistusta, jonka seurauksena kantataajuusosan vahvistuksen tulee olla korkea (tyypillisesti > 60 dB). Kognitiivisen radion spektrisen sensorissa kantataajuusosan

suodatin voidaan toteuttaa esimerkiksi ohjelmoitavalla ja jyrkällä taajuusvasteella sekä dynaamisella DC-virheen kompensoinnilla [8].

2.1.3 Välitaajuus- / kaksoissupervastaanotin



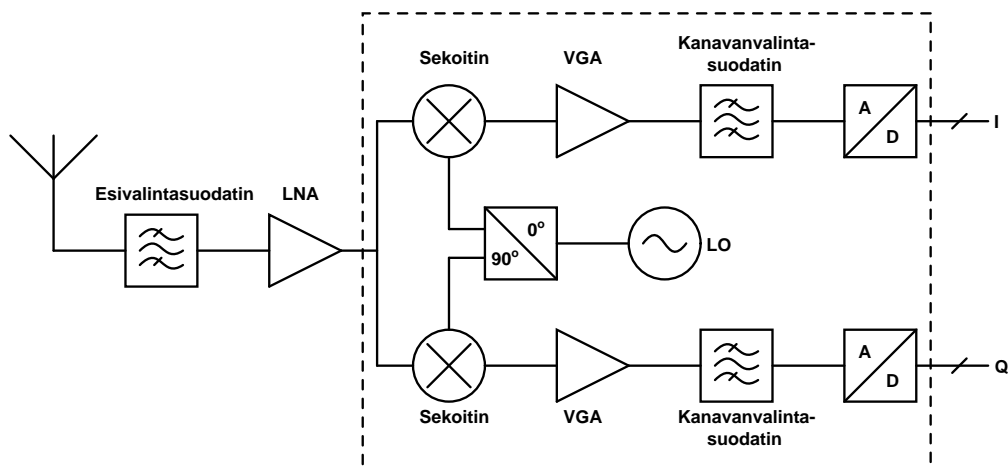
Kuva 2.3: Välitaajuusvastaanotin. Katkoviiva kuvaa IC-rajapintaa.

Kaksoissupervastaanottimessa (kuva 2.3) pyritään yhdistämään alas- ja ylössekoitusarkkitehtuurien edut käyttämällä kahta välitaajuussignaalia [8], [10]. Laajakaistaisen tulonsovituksen saavuttamiseksi vastaanotettu signaali ylössekoitetaan ensin kiinteälle välitaajuudelle, joka on korkeampi kuin vastaanottu signaali [8]. Ylössekoittamisessa käytettävällä korkealla välitaajuudella voidaan vapauttaa esivalintasuo-dattimen vaatimuksia, koska se pienentää peilitaajuuden vaimennus ongelmaa. Lisäksi korkean välitaajuuden käyttäminen yksinkertaistaa paikallisoskillaattorin suunnittelua, koska sen viritystaajuuden alue pienenee [10]. Ylössekoituksen jälkeen korkeataajuinen signaali suodatetaan korkeataajuisella kaistanpäästösuo-dattimella ja alassekoitetaan esimerkiksi suoramuunnosvastaanottimella (kuva 2.2) tai jollain muulla tyypillisellä vastaanotin arkkitehtuurilla [8]. Signaalin alassekoitus ja matalan välitaajuuden käyttäminen helpottaa kanavanvalintasuo-dattimien suunnittelua [10].

Kaksoissupervastaanottimella voidaan saavuttaa hyvä suorituskyky, mutta sen soveltuvuutta kognitiivisen radion spektrisensoriin rajoittaa laajakaistaisen ylössekoitusyksikön haastava toteutus sekä korkeasta toimintataajuudesta aiheutuva tehonkulutuksen kasvu [8].

2.1.4 Matalan välitaajuuden vastaanotin

Matalan välitaajuuden vastaanottimen (kuva 2.4) lohko-kaavio muistuttaa suoramuunnosvastaanotinta. Erona suoramuunnosvastaanottimeen on se, että vastaanotettu signaali alassekoitetaan matalalle keskitaajuudelle, joka on nolletaajuuden yläpuolella ja signaalikaistan puo-



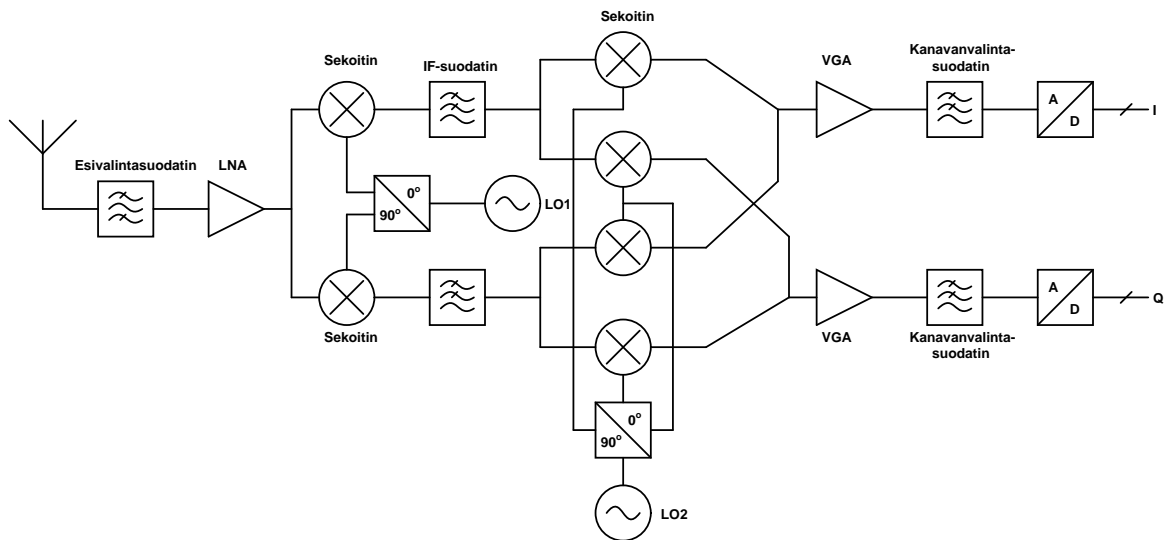
Kuva 2.4: Matalan välitaajuuden vastaanottimen lohkokkaavio. Katkoviiva kuvaa IC-rajapintaa.

livälin alapuolella. Signaalin alassekoitus tehdään kvadratuurisesti, jonka jälkeen haluttu signaali suodatetaan kaistanpäästösuodattimella [8].

Matalan välitaajuuden vastaanottimessa välttyään DC-virhe ja $1/f$ -kohina ongelmilta, koska alassekoitettu signaali ei ole nollataajuuden ympäristössä. DC-virhe voidaan suodattaa pois kaistanpäästösuodattimella ilman, että signaali häviää ja samalla $1/f$ -kohina ongelma pienenee [9], [6]. Ongelmana matalan välitaajuuden vastaanottimessa on LO-taajuuden vastakkaiselle puolelle sijoittuva signaalin peilikuva, jolla voi olla merkittävä tehoero itse signaaliin. Matalan välitaajuuden vastaanottimessa tarvittavan peilitaajuuden vaimennus-suhteen (IRR, Image-Rejection Ratio) saavuttamiseksi täytyy I- ja Q-haarojen välisen sovi-tuksen olla hyvä [6], [9]. Peilitaajuuden vaimennus vaatimuksia voidaan vapauttaa valitse-malla todella alhainen välitaajuus. Liian alhainen välitaajuus voi kuitenkin aiheuttaa signaa-lin turmeltumisen $1/f$ -kohinan vaikutuksesta ja suurentaa todella pientä taajuuskaistaa, josta peilitaajuussignaali täytyy vaimentaa. Toinen vaihtoehto on käyttää korkeaa välitaajuutta, mutta se puolestaan lisää välitaajuusasteiden monimutkaisuutta ja virrankulutusta. Matalan välitaajuuden vastaanottimella voidaan saavuttaa hyvä integroitavuustaso, mutta se soveltuu vain kapeakaistaisiin järjestelmiin, joissa peilitaajuuden vaimennusvaatimukset ovat keski-määräiset [6], [8].

2.1.5 Laajakaistainen välitaajuusvastaanotin

Laajakaistaisessa välitaajuusvastaanottimessa (kuva 2.5) signaali alassekoitetaan nollataa-juudelle kahdessa peräkkäisessä vaiheessa. Ensimmäisessä alassekoitus vaiheessa koko vas-taanottokaista alassekoitetaan välitaajuudelle käyttäen kvadratuurisekoittimia. Sen jälkeen laajakaistainen välitaajuussignaali alipäästösuodatetaan ylössekoittuneiden taajuuskompo-nenttien poistamiseksi. Toisessa alassekoitus vaiheessa signaali alassekoitetaan nolla taa-juudelle ja haluttu kanava valitaan säätämällä paikallisoskillaattorin taajuutta. Lopuksi ha-



Kuva 2.5: Laajakaistainen välitaajuusvastaanotin. Katkoviiva kuvaa IC-rajapintaa.

luttu signaali suodatetaan alipäästösuodattimella ja muunnetaan analogisesta digitaaliseen muotoon. Laajakaistaisessa välitaajuusvastaanottimessa peilitaajuuden vaimennus tehdään toisessa alassekoitus vaiheessa. Ulkoisia suodattimia ei kuitenkaan tarvita, vaikka signaali alassekoitetaan kahdessa eri vaiheessa [6].

Suoramuunnosvastaanottimeen verrattuna laajakaistaisessa vastaanottimessa aikariippuvainen DC-virhe ongelma vähenee, koska paikallisoskillaattorit eivät toimi laajakaistaisen RF-signaalin taajuudella. Lisäksi laajakaistaisessa vastaanottimessa ensimmäisen paikallisoskillaattorin vaihekohina vähenee, jos kanavan valinta tehdään vain säätämällä toisen paikallisoskillaattorin taajuutta. Se vähentää myös ensimmäisen sekoittimen $1/f$ -kohina vaatimusta. Ensimmäisen alassekoituksen tarkkuus tulee olla riittävä, ettei se heikennä peilitaajuuden vaimennuskykyä ja vastaanottimen herkkyyttä. Moniasteinen toteutus lisää myös tehonkulutusta [6]. Laajakainen vastaanotin ei sovellu hyvin kognitiivisen radion spektrisen soriin, jossa tarvitaan laajakaistaista signaalin vastaanottoa [8].

2.1.6 Vastaanotinarkkitehtuurien vertailu

Edellä esitetyistä radioarkkitehtuureista laajakaistaisen signaalin vastaanottoon soveltuu parhaiten suoramuunnos- ja välitaajuusvastaanotin. Niiden RF-asteiden lineaarisuusvaatimukset ovat lähes vastaavat. Pääasiallisena etuna välitaajuusvastaanottimessa on paikallisoskillaattorin toteutus, mutta sen RF-suodatin edellyttää todella korkeaa hyvyyslukua, jotta sillä voidaan suodattaa riittävästi signaalikaistan ulkopuolisia taajuuksia. Lisäksi välitaajuusvastaanottimen alassekoitusyksikössä tarvitaan korkeaa dynaamista aluetta, koska kaikki häiriöt eivät välttämättä suodateta ennen alassekoitusyksikköä. Siten paras vaihtoehto kognitiivisen radion spektrisen soriin radioarkkitehtuuriksi on suoramuunnosvastaanotin. Se mahdollistaa korkean integroitavuuden ja soveltuu laajakaistaisen signaalin vastaanottoon [8].

2.1.7 Antennin ja esivalintasuodattimen välinen rajapinta

Kognitiivisen radion spektrisensorin toteutuksessa tavoitteena on ideaalisesti kattaa kaikki taajuuskaistat. Sen saavuttamiseksi kognitiivisen radion spektrisensorin RF-etupää voidaan toteuttaa kahdella eri tavalla. Ensimmäisessä tapauksessa erittäin laaja signaalikaista vastaanotetaan yhdellä antennilla ja ilman esivalintasuodatinta. Tässä työssä kognitiivisen radion spektrisensorin tavoitteena on kattaa kaikkien alle 6 GHz:n tietoliikennejärjestelmien taajuudet [8]. Koska nykyisellä teknologialla ei ole mahdollista toteuttaa laajakaistaista säädettävää ja korkeen selektiivisyyden omaavaa esivalintasuodatinta, tulee kognitiivisen radion spektrisensorin toteuttamisesta yhdellä etuasteella ja antennilla todella haastavaa. Esimerkiksi antenna ja esivalintasuodatinta ei voida käyttää suodattamaan signaalikaistan ulkopuolisia signaaleita, kuten tavanomaisissa radioissa, jotka toimivat tietyllä kaistalla [8].

Toinen vaihtoehto on käyttää useampaa antenna ja rinnakkaista lohkoa, jotka koostuvat suodattimista ja RF-etupäistä sekä toimivat omilla kapeilla taajuuskaistoillaan. Signaalikaistan jakaminen pienempiin osiin helpottaa esimerkiksi LNA-suunnittelua, koska esivalintasuodattimen jälkeisten lohkojen lineaarisuusvaatimukset pienenevät. Lisäksi se mahdollistaa kognitiivisen radion spektrisensorin toteuttamisen nykyisellä teknologialla. Monien antennien ja esivalintasuodattimien käyttäminen lisää kuitenkin RF-etupään kustannusta ja pinta-alaa. Tässä työssä kognitiivisen radion spektrisensoriin tulevat signaalit voidaan olettaa tulevan ulkoisista lähteistä, koska sen oma lähetyks ja samassa terminaalissa olevien erityisradioiden toiminta käyttää aika-alueen dupleksimenetelmää [8].

2.2 Tunnusluvut ja käsitteet

2.2.1 Tulon sovitus

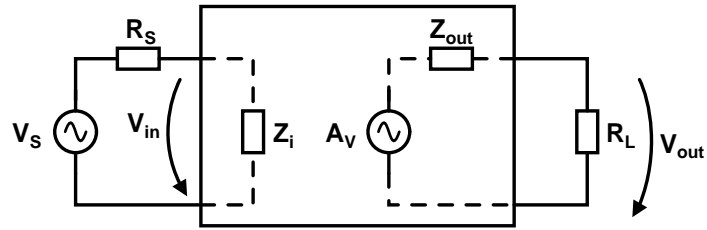
RF-piireissä tulon sovitus määritetään sirontaparametrilla S_{11}

$$S_{11} = 20 \log \left(\left| \frac{Z_{IN} - Z_S}{Z_{IN} + Z_S} \right| \right), \quad (2.1)$$

missä Z_{IN} on tuloimpedanssi ja Z_S on lähdeimpedanssi. Paluuvaimennuksen S_{11} arvo ilmaistaan yksiköllä [dB], joka kuvaa sovituksen laatua. Yleensä tavoitteena on saada -10 dB:iä pienempi paluuvaimennus, jolloin suurin osa tehosta kulkeutuu tuloportista sisään eikä heijastu takaisin lähteeseen.

2.2.2 Vahvistus

Tehovahvistukselle on olemassa neljä eri määritelmää. Perinteinen tehovahvistus G_P on määriteltä kuormaan siirtyneen tehon ja lähteestä saadun tehon suhteena. Sen arvo voidaan



Kuva 2.6: Kytkenä yksittäisen lohkon jännite- ja tehovahvistuksen määrittämiseen.

laskea kuvan 2.6 mukaiselle kytkennälle

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{V_{out,rms}^2 / R_L}{V_{in,rms}^2 / (Z_{in})} = \frac{A_v^2 V_{in,rms}^2 R_L^2}{R_L (R_L + Z_{out})^2} = \frac{A_v^2 R_L Z_{in}}{(R_L + Z_{out})^2}. \quad (2.2)$$

Tehovahvistuksen mittaaminen on hankalaa, koska lähdettä kuormittavaa impedanssia ei välttämättä tunneta erityisesti korkeilla taajuuksilla. Tästä johtuen teho voidaan määrittää kolmella eri tavalla. Muuntotehovahvistus on määritelty kuormaan todella saadun tehon ja lähteestä saatavilla olevan tehon suhteena. Yltötehovahvistus on systeemin lähdössä saatavilla oleva teho jaettuna lähteestä saatavalla teholla. Siirtotehovahvistus on määritelty systeemistä kuormaan siirtyneen tehon ja lähteestä kuormaan saatavan tehon suhteena. Siirtotehovahvistus G_t kuvan 2.6 mukaiselle kytkennälle on

$$G_t = \frac{P_L}{P_{s,av}} = \frac{V_{out,rms}^2 / R_L}{V_{s,rms}^2 / (4R_s)} = \frac{A_v^2 R_L}{R_L (R_L + Z_{out})^2} \frac{V_{s,rms}^2 Z_{in}^2}{(R_s + Z_i)} = \frac{A_v^2 R_L}{(R_L + Z_{out})^2} \frac{4R_s Z_{in}^2}{(R_s + Z_i)^2}, \quad (2.3)$$

Vastaanotinsuunnittelussa tehosuureiden sijaan käytetään yleensä jännitesuureita. Jännitevahvistus A_v on määritelty

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad (2.4)$$

missä V_{out} ja V_{in} ovat lähtö- ja tulojännite. RF-taajuuksilla tulojännitteen V_{in} mittaaminen on kuitenkin hankalaa. Esimerkiksi täydellisesti sovitetussa tapauksessa V_{in} on puolet lähdejännitteestä V_S vain hyvin kapealla taajuusalueella. Sen johdosta on käytännöllisempää käyttää sovitettua jännitevahvistusta A_{VS}

$$A_{VS} = \frac{2V_{out}}{V_{in}}, \quad (2.5)$$

missä sovituksen vaikutus on jätetty huomioimatta.

2.2.3 Kohina

Yksittäisen lohkon kohinasuorituskykyä voidaan mitata usein kohinakertoimella F . Se vastaa järjestelmän aiheuttaman signaalikohinasuhteen (SNR, Signal-to-Noise Ratio) heikkenemis-

tä ja voidaan laskea kaavalla

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}, \quad (2.6)$$

missä SNR_{in} on signaali-kohinasuhde tulossa ja SNR_{out} signaali-kohinasuhde lähdössä. Kohinaluku (NF, Noise Figure) vastaa kohinakertoimen arvoa desibeleissä

$$NF = 10 \log(F). \quad (2.7)$$

Mittauksia ja simulointeja varten voidaan tulokohinalähteenä käyttää lähderesistanssin kohinaa

$$\overline{e_{n,S}^2} = 4kTB R_S = N_S, \quad (2.8)$$

missä k on Boltzmannin vakio, T on lähteen absoluuttinen lämpötila kelvineissä, B on kaistanleveys ja R_s on lähderesistanssi. Yksittäisen lohkon kohinakerroin saadaan siten muotoon

$$F = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} = \frac{V_S^2 / (4k_B T \cdot B \cdot R_S)}{V_{out}^2 / \overline{e_{n,out}^2}} = \frac{\overline{e_{n,out}^2}}{4k_B T \cdot B \cdot R_S \left(\frac{V_{out}}{V_S}\right)}, \quad (2.9)$$

missä alaviiteet in ja out vastaavat signaalia ja kohinaa tulossa sekä lähdössä, V_s on lähteen jännite, V_{out} on lähtösignaali ja $\overline{e_{n,out}^2}$ on lähdön kohinajännite. Pistekohinan määrittämisessä käytetään kaistanleveytenä yhtä hertsiä ($B = 1$ Hz). Kohinakaistanleveys B määritetään suorakulmion muotoisena kaistana, jonka pinta-ala ja tehovahvistus ovat samat kuin systeemin todellisessa taajuuden funktiona olevassa tehovahvistuksen kuvaajassa.

$$B = \frac{1}{G_{max}} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)| df, \quad (2.10)$$

missä G_{max} on vahvistuksen maksimiarvo kohinakaistalla ja $G(f)$ on jännitteen siirtofunktio.

Sarjaankytkettyjen lohkojen kokonaiskohinakerroin F_{tot} voidaan laskea Friisin kaavalla

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}, \quad (2.11)$$

missä $F_1 \dots F_n$ ovat eri lohkojen kohinakertoimet ja $G_1 \dots G_n$ ovat niiden siirtotehovahvistukset. Yhtälön käyttäminen edellyttää sarjaankytkettyjen lohkojen välistä impedanssisovitusta. Koska IC-vastaanottimissa sarjaankytkettyjen lohkojen välillä ei yleensä ole tehosovitusta, voidaan Friisin kaavasta käyttää muunnelmaa, joka käyttää jännitesuureita ja huomioi lohkojen väliset impedanssit [6], [9].

2.2.4 Herkkyys

Herkkyys määrittää pienimmän signaalitason, joka voidaan havaita riittävällä signaalin laadulla. Herkkyyden taso on määritetty

$$S_{herkkyys} = -174dBm + 10\log(B) + SNR_{min} + NF, \quad (2.12)$$

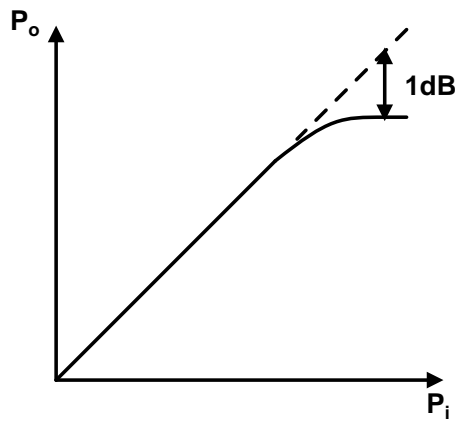
missä $-174dBm$ on lähteestä saatava kohinateho 290 K lämpötilassa (= terminen kohina lattia kT), B on kanavan kaistanleveys, SNR_{min} on minimi signaalikohinasuhde ja NF on vastaanottimen kohinaluku. SNR_{min} arvoon vaikuttaa tarvittava bittivirhesuhde (BER, Bit Error Rate) ja käytettävä modulaatiomenetelmä.

2.2.5 Lineaarisuus

Lineaarisuus ilmaisee vastaanottimen tai sen yksittäisen lohkon kykyä erottaa vastaanotettu heikko signaali suurien häiriöiden seasta. Yleisimmin lineaarisuutta mitataan käyttäen tulon yhden desibelin kompressiopistettä (ICP, Input Compression Point) tai kolmannen kertaluokan tulon leikkauspistettä (IIP3), (IIP, Input Intercept Point). Lisäksi joidenkin radioarkkitehtuurien yhteydessä, kuten suoramuunnosvastaanotimessa, hyvyyslukua mitataan toisen kertaluokan tulon leikkauspisteellä (IIP2). Tyypillisesti lineaarisuutta mitataan käyttäen yksitai kaksitajuustestejä. Seuraavassa on esitetty lineaarisuuden mittaamisessa käytettävät menetelmät tarkemmin.

2.2.5.1 Vahvistuksen kompressio

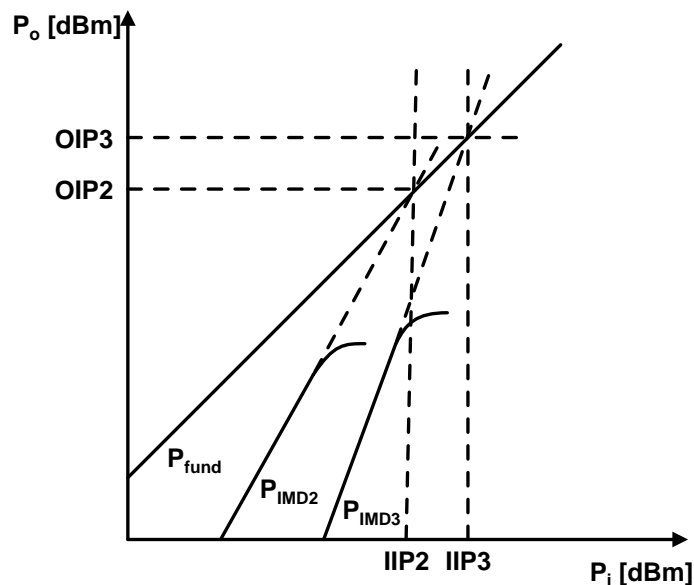
Vahvistuksen kompressio määrittää tulosignaalin tason, jolla systeemin piensignaali vahvistus on heikentynyt yhden desibelin. Se saadaan mittaamalla järjestelmän tuloon syötetyn signaalin suhdetta lähtösignaaliin. Vahvistuksen kompressoituminen on havainnollistettu kuvassa 2.7. Kun tulosignaalin tehotasoa kasvatetaan lineaarisesti, alkaa vahvistus jossain pisteessä heikentyä ja lähtöteho ei enää kasva samassa suhteessa tulotehoon nähden. RF-vastaanotimissa vahvistuksen kompressio määritetään yleensä yhden desibelin (1 dB) tulon kompressiopisteenä, kun taas RF-lähettimissä käytetään yhden desibelin (1 dB) lähdön kompressiopistettä (OCP, Output Compression Point). Tulosignaalin lisäksi vahvistuksen kompressoitumisen voi aiheuttaa voimakas signaalikaistan ulkopuolinen häiriösignaali. Sen aiheuttama kompressiopiste voidaan määrittää häiritsevän signaalin kompressiotestillä ($ICP_{blocker}$, blocker-test). Häiritsevän signaalin kompressiotestissä vastaanottimen alkupään lohkojen lineaarisuuden vaikutusta voidaan tutkia asettamalla häiritsevä signaali vastaanottimen RF-kaistan sisäpuolelle ja kanavanvalintasuodattimen ulkopuolelle. Kyseisessä tapauksessa vastaanottimen loppupään lohkojen lineaarisuudella ei ole merkittävää vaikutusta kompressiopisteeseen, koska häiriö vaimenee kanavanvalintasuodattimen ulkopuolella.



Kuva 2.7: Tulon kompressiopisteen määrittäminen.

2.2.5.2 Toisen ja kolmannen kertaluokan tulon leikkauspisteet

Toisen ja kolmannen kertaluokan tulonleikkauspisteet (IIP2 ja IIP3) on määritelty piensignaali-alueella ja ne kuvaavat systeemin kykyä sietää merkittävimpiä epälineaarisuustekijöitä. Tulon toisen kertaluokan leikkauspiste (IIP2) on määritelty pisteenä, jossa toisen kertaluokan keskinäismodulaatiosärön (IMD2), (IMD, Inter Modulation Distortion) ja perustaajuuden jatkettua suoraa leikkaavat toisensa (kuva 2.8). Vastaavasti IIP3 saadaan kolmannen kertaluokan keskinäismodulaatiosärön (IMD3) ja perustaajuuden jatkettujen suorien leikkauspisteessä. Epälineaarisuustekijöiden aiheuttamaa keskinäismodulaatiosäröä voidaan tarkastella



Kuva 2.8: Tulon ja lähdön toisen ja kolmannen kertaluokan leikkauspisteet.

syöttämällä kaksi eri taajuudella olevaa sini- tai kosinimuotoista herätesignaalia epälineaari-
sen lohkon läpi. Kosinisignaaleista muodostuva kaksitaajuinen tulosignaali v_{in} voidaan kir-

joittaa muotoon

$$v_{in} = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t), \quad (2.13)$$

ja epälineaarisen systeemin lähtöjännitteen v_{out} yhtälö toisen ja kolmannen kertaluokan epälineaaristen termien kanssa on

$$v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2 + a_3 v_{in}^3, \quad (2.14)$$

Sijoittamalla herätesignaali lähtöjännitteen yhtälöön saadaan epälineaarisuuden vaikutuksesta lähtösignaaliin muodostuvat harmoniset- sekä keskinäismodulaatiokomponentit, jotka aiheutuvat kahdesta tulosignaalista epälineaarisessa systeemissä. Saatu lähtöjännitteen yhtälö voidaan laskea auki trigonometrisilla kaavoilla, jolloin saadaan toisen ja kolmannen kertaluokan säröä aiheuttavat termit lähdössä

$$\begin{aligned} a_2 v_{in}^2 &= \frac{1}{2} a_2 [A_1^2 + A_2^2 + A_1^2 \cos(2\omega_1 t) + A_2^2 \cos(2\omega_2 t) \\ &\quad + 2A_1 A_2 \cos(\omega_2 t - \omega_1 t) + 2A_1 A_2 \cos(\omega_2 t + \omega_1 t)] \\ a_3 v_{in}^3 &= \frac{1}{4} a_3 [3A_1^3 + 6A_1 A_2^2] \cos(\omega_1 t) + 3A_2^3 + 6A_2 A_1^2] \cos(\omega_2 t) \\ &\quad + A_1^3 \cos(3\omega_1 t) + A_2^3 \cos(3\omega_2 t) \\ &\quad + 3A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + 3A_1^2 A_2 \cos(2\omega_1 t + \omega_2 t) \\ &\quad + 3A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t) + 3A_1 A_2^2 \cos(2\omega_2 t + \omega_1 t)] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Yhtälöstä 2.15 nähdään, että kaksitaajuisesta tulosignaalista muodostuu toisen kertaluokan epälineaarisuuden vaikutuksesta systeemin lähtöön termit nollataajuudelle DC, taajuuksille $2\omega_1$, $2\omega_2$ sekä erotus- ja summataajuuksille $\omega_1 \pm \omega_2$. Vastaavasti kolmannen kertaluokan epälineaarisuus aiheuttaa termit taajuuksille ω_1 , ω_2 , $3\omega_1$, $3\omega_2$, $2\omega_1 \pm \omega_2$ ja $2\omega_2 \pm \omega_1$.

Tulon toisen- ja kolmannenkertaluokan leikkauspisteet (IIP2, IIP3) arvot voidaan laskea yhtälöillä

$$\begin{aligned} IIP2 &= 2P_{out} - P_{IMD2} - G = P_{in} + \Delta P_2 \\ IIP3 &= \frac{3}{2} P_{out} - \frac{1}{2} P_{IMD3} - G = P_{in} + \frac{\Delta P_3}{2} \end{aligned} \quad (2.16)$$

missä P_{out} on lähtöteho, P_{IMD3} ja P_{IMD2} ovat toisen ja kolmannen kertaluokan keskinäismodulaatiokomponenttien tehot lähdössä, G on tehovahvistus, P_{in} tuloteho ja ΔP_2 ja ΔP_3 ovat keskinäismodulaatiokomponentin ja perustaajuuden väliset erotukset. Tehovahvistuksen sijaan yhtälössä 2.16 voidaan käyttää myös jännitevahvistusta. Tehosuureiden yksikkö on desibelimilli [dBm] ja lineaarisuus (IIP2, IIP3) ilmoitetaan desibeleissä (dBV tai dBm).

Kaskadiinkytkettyjen lohkojen $IIP3_{tot}$ voidaan laskea Friisin kohinakaavaa 2.11 muistuttavalla yhtälöllä

$$\frac{1}{iip3_{tot}} = \frac{1}{iip3_1} + \frac{G_1}{iip3_2} + \dots + \frac{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}{iip3_n}, \quad (2.17)$$

missä $iip3_n$ on lohkon n tulon kolmannenkertaluokanleikkauspiste watteina [W] ja G_n on lohkon n tehovahvistus. Yhtälössä tehovahvistuksen sijaan voidaan käyttää myös jännite-suureita, jos lohkojen välinen impedanssisovitus huomioidaan.

Eri tehoisten signaalien tapauksessa IIP3 voidaan määrittää yhtälöllä

$$IIP3 = \frac{1}{2}P_{\omega_1} + P_{\omega_2} - \frac{1}{2}P_{IMD3}, \quad (2.18)$$

missä P_{ω_1} ja P_{ω_2} ovat kahden häiriösignaalin tulotehot ja P_{IMD3} on tuloonreferoidun kolmannenkertaluokan keskinäismodulaatiokomponentin teho. Yhtälön edellytyksenä on, että $\omega_2 > \omega_1$ eli kaksi häiritsevää signaalia ovat matalammalla taajuudella kuin keskinäismodulaatiokomponentti. Muussa tapauksessa termien P_{ω_1} ja P_{ω_2} kertoimet tulee vaihtaa keskenään.

2.2.5.3 Esto ja herkkyden heikentyminen

Herkkyden heikentyminen tarkoittaa vastaanottimen kykenemättömyyttä käsitellä haluttua heikkoa signaalia. Vastaanottimen herkkyys voi heikentyä kahdella eri tavalla. Ensimmäisessä tapauksessa suuri häiriösignaali voi aiheuttaa heikon halutun signaalin vahvistuksen kompressoitumisen kolmannen kertaluokan epälineaarisuudesta johtuen. Kun epälineaariin järjestelmään (yhtälö 2.14) syötetään heikosta halutusta signaalista ja suuresta häiriösignaalista koostuva kaksitaajuinen tulosignaali $v_{in} = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$ saadaan halutun signaalin vahvistukseksi

$$y_{\omega_1} = (\alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 A_1^2 + \frac{3}{2}\alpha_3 A_2^2) \cos(\omega_1 t) \approx (\alpha_1 + \frac{3}{2}\alpha_3 A_2^2) A_1 \cos(\omega_1 t). \quad (2.19)$$

missä A_1 ja A_2 ovat heikon halutun signaalin ja suuri amplitudisen häiriösignaalin amplitudit. Tästä johtuen halutun heikon signaalin amplitudi pienenee, kun häiriösignaalin amplitudi kasvaa. Herkkyden heikentyminen voi aiheutua myös toisen kertaluokan epälineaarisuudesta, jonka seurauksena matalataajuinen kohina ylössekoittuu halutulle signaalitaajuudelle.

2.3 Kognitiivisen radion spektrisensorin häiriö- ja lineaarisuusvaatimukset

Kognitiivisen radion spektrisensorin laajakaistaisuudesta johtuen voi signaalin vastaanotto-kaistalla esiintyä suuria häiriösignaaleita. Niiden sietämiseksi tulee määrittää vastaanotimessa tarvittava lineaarisuus (IIP3), jolla eri keskinäismodulaatiokomponenttien tehotasot pysyvät signaalin tunnistustason alapuolella. Häiriösignaalien tehotasojen määrittämistä varten on taulukossa 2.1 esitetty tässä työssä kognitiivisen radion spektrisensorille arvioitu suorituskykyvaatimus, joka on johdettu kahden tunnetun järjestelmän GSM (Global System for Mobile Communications) ja WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) (UMTS)

spesifikaatioista [8].

Laajakaistaisen kognitiivisen radion spektrisensorissa herkkyiden tulee vastata kaikkein vaativinta pääjärjestelmää, jotta se voi tunnistaa kaikkien aktiivisten pääkäyttäjien signaalit. Taulukon 2.1 mukaan on järjestelmän dynaamisen alueen arvo 122 dB. Se on määritetty LTE-järjestelmän minimisignaalin voimakkuuden -121 dBm 200 kHz taajuuskaistalla ja maksimisignaalin määräävän GSM-järjestelmän lähtötehon +1 dBm mukaisesti. Kanta-taajuussuodattimen ja AD-muuntimen maksimitaajuuskaista on 20 MHz (WLAN, Wireless Local Area Network), joten se rajoittaa AD-muuntimen resoluutiota. Koska AD-muuntimen tarkkuudeksi on arvioitu 10-bittia ja 2 bittia on varattu minimisignaalin tasoa varten, on AD-muuntimen signaalialue 50 dB. Kognitiivisen radion spektrisensorin vastaanottimelle määritetty vahvistus on siten 70 dB. Sen perinteisiä radioita korkeamman kohinalukuvaatimuksen mahdollistaa edistysellinen signaalin tunnistustekniikka, joka kykenee tunnistamaan signaalin kohinalattian alapuolelta. Tyypillisten vastaanottimien lineaarisuus vaihtelee -10 dBm ja -5 dBm välillä. Tässä työssä kognitiivisen radion spektrisensoriin toteutettavan vastaanottimen lineaarisuus voidaan olettaa paremmaksi, koska sen suunnittelussa keskitytään hyvän lineaarisuuden saavuttamiseen.

Taulukko 2.1: Laajakaistaisen kognitiivisen radion spektrisensorin analogiaosalle määritetty suorituskyky [8].

Tulon kaistanleveys	0,1 - 6 GHz
Analogisen kantataajuuden kaistanleveys	200 kHz - 20 MHz
Vahvistusalue	0 - 70 dB
Kohinaluku	14 dB
Lineaarisuus (IIP3)	0 dBm
Tunnistustaso	-120 dBm

Taulukossa 2.1 määritetyn tunnistustason -120 dBm ja lineaarisuuden 0 dBm arvojen perusteella, kognitiivisen radion spektrisensori kykenee sietämään häiriösignaaleita, joiden tehotaso on alle -40 dBm, ilman virhe tunnistuksia. Kyseinen arvo on perinteisissä järjestelmissä käytettyjen häiriöttestisignaalien tehotasoja suurempi ja alhaisempi kuin todennäköiset signaalit kognitiivisen radiovastaanottimen antennissa. Vastaanottimen tarkemman lineaarisuusvaatimuksen määrittämiseksi tulisi käyttää tiettyä häiriötilannetta, joka huomioi häiriösignaalien tilastollisen esiintymisen taajuus- ja aikatasossa [8].

Kapeakaistaisen kognitiivisen radion spektrisensorille on määritelty neljä eri pääjärjestelmää: UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), Wi-Fi (Wireless Fidelity), LTE (Long Term Evolution) ja DTT (Digital Terrestrial Television) [3]. Laajakaistaiseen toteutukseen verrattuna kapeakaistainen toteutus ei aiheuta suuria muutoksia vastaanottimen rakenteeseen. Suurin ero on esivalintasuodatuksella, joka mahdollistaa kaistan ulkopuolisten häiriöiden vaimentamisen ja samalla todennäköisyys kahden suuren häiriön esiintymiselle osittain pienenee. Esivalintasuodatuksella ei voida kuitenkaan vaimentaa kaistan sisäisiä häiriötaajuuksia. Esimerkiksi UMTS / LTE systeemissä esivalintasuodatuksella ei voida

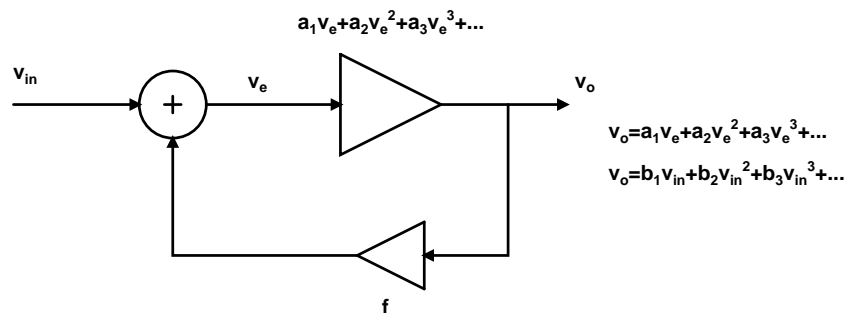
vaimentaa suurta GSM1800 signaalia, kuten 2.4 GHz:in järjestelmissä, kun taas DTT järjestelmässä esivalintasuodatuksella voidaan vaimentaa suuria häiriösignaaleita. Vastaanottimen analogista vahvistusta voidaan pienentää hieman, jos AD-muuntimeen lisätään yksi tai kaksi bittiä, koska maksimi taajuuskaista on 6 MHz. Se lisää kuitenkin AD-muuntimen tehonkulutusta ja pinta-alaa [8].

Luku 3

RF-etupään lineaarisuuden parantaminen ja kohinan kumoaminen

Tässä kappaleessa tutkitaan eri tekniikoita, joilla voidaan parantaa RF-etupään lineaarisuutta. Lisäksi kappaleessa syvennyttään lineaarisuutta parantavien ja kohinaa kumoavien LNA-rakenteiden tutkimiseen sekä vertaillaan niiden soveltuvuutta kognitiivisen radiovastaanotimen laajakaistaiseen RF-etupäähän. Lineaarisuuden parantamisen lisäksi tavoitteena on löytää lineaarisuutta parantava tekniikka, joka soveltuu dynaamisen alueen parantamiseen annetun tehonkulutuksen rajoissa.

3.1 Takaisinkytkentä



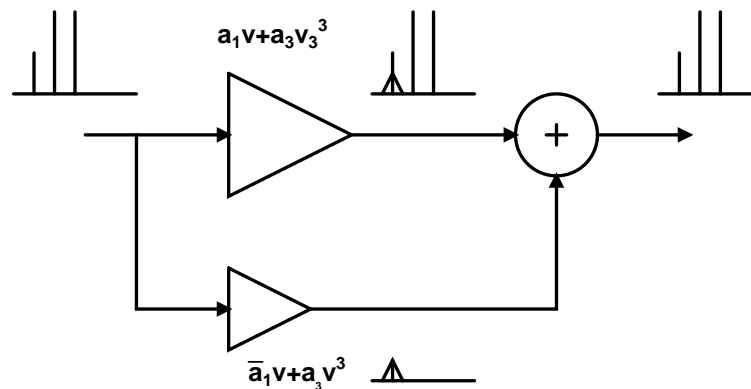
Kuva 3.1: Takaisinkytkennän lohkokaavio.

Takaisinkytkennällä voidaan parantaa järjestelmän lineaarisuutta, koska se pienentää signaalitasoa epälineaarisen laitteen tulossa ja samalla vähentää sen epälineaarisia termejä (kuva 3.1). Lineaarisuuden parantuminen edellyttää, että takaisinkytkentäpolku on lineaarisempi kuin signaalin etenemispolku. Takaisinkytketyssä vahvistimessa lähtösignaalin v_o kolmannen kertaluokan epälineaarisuus aiheutuu signaalin etenemispolulla olevasta kolmannen kertaluokan komponentista sekä takaisinkytkennän seurauksena toisen kertaluokan ja perustaa-juuskomponenttien sekoittumisesta kolmannen kertaluokan epälineaarisuudeksi. Jälkimmäi-

sen seurauksena lähtöön muodostuu kolmannen kertaluokan epälineaarisuutta, vaikka kolmannen kertaluokan komponentti on nolla ($a_3 = 0$). Lähtöön muodostuvan kolmannen kertaluokan epälineaarisuuden kumoaminen edellyttää siten signaalin etenemispolulla olevan kolmannen kertaluokan epälineaarisuuskomponentin lisäksi sopivan takaisinkytkennästä aiheutuvan vuorovaikutuskomponentin muodostamista [11].

Laajakaistaisissa järjestelmissä resistiivisellä takaisinkytkennällä voidaan parantaa sovitusta, mutta alhaisen kohinaluvun ja tehonkulutuksen saavuttaminen edellyttää korkeaa avoimen silmukan vahvistusta. Lisäksi kaskodirakenteissa lineaarisen vahvistuksen heikkeneminen suurentaa kohinalukua efektiivisesti. Toinen vaihtoehto on käyttää reaktiivista takaisinkytkentää, jossa hyödynnetään induktiivista degeneraatiota tai muuntajia. Reaktiivisten komponenttien ansiosta takaisinkytkentä ei lisää kohinaa ja epälineaaristen komponenttien kumoamisessa voidaan säätää myös niiden vaihetta. Takaisinkytkennän soveltuvuutta laajakaistaisiin järjestelmiin rajoittaa kuitenkin sen stabiilisuusongelmat sekä takaisinkytkentäpolun aiheuttama epälineaaristen komponenttien vuorovaikutus, joka heikentää lineaarisuutta korkeilla taajuuksilla [11], [12], [13].

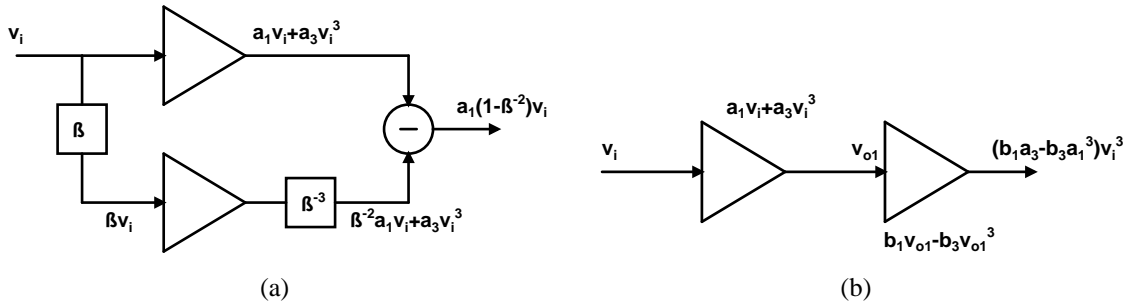
3.2 Myötäkytkentä



Kuva 3.2: Epälineaarisuuden kumoaminen myötäkytkennällä.

Myötäkytkentäteknikassa lineaarisuutta (IIP3) parannetaan kumoalla systeemin varsinaisella signaalipolulla muodostuva kolmannen kertaluokan epälineaarinen komponentti (kuva 3.2). Sen kumoaminen edellyttää varsinaisen signaalipolun epälineaarisessa vahvistimessa muodostuvan epälineaarisen komponentin tarkan kopion muodostamista ja summausta päävahvistimen epälineaariseen lähtösignaaliin. Epälineaarinen komponentti voidaan kumota myös komponenttitasolla yhdistämällä kaksi vastakkaisen epälineaarisuuden omaavaa komponenttia. Piiritasolla lineaarisuuden parantamiseen käytetään analogisia piirejä, jotka ovat erityisesti suunniteltu tarvittavan epälineaarisen komponentin muodostamiseen. Niiden toteutus voidaan tehdä rinnakkaisella tai kaskodirakenteella. Kuvassa 3.3(a) on esitetty kolmannen kertaluokan epälineaarisen termin kumoaminen rinnakkaisella vahvistuspolulla, jos-

sa signaali vahvistetaan β -kertaisena ja vähennetään päävahvistimen lähdössä. Koska epälineaarisuus kumoutuu vasta LNA:n lähdössä, edellyttää myötäkylätekniikka LNA:n toteutukselta riittävän hyvää lineaarisuutta. Toinen vaihtoehto on hyödyntää kaskodiepälineaarisuutta (kuva 3.3(a)), jossa epälineaarisuuden kumoamiseen tarvitaan kaksi epälineaarisuutta vastakkaisilla vaiheilla [11]. LNA:an lineaarisuuden parantamiseen käytettyjä myötäkylätekniikoita on tarkasteltu tarkemmin kappaleessa 3.5.



Kuva 3.3: a) Epälineaarisuuden kumoaminen rinnakkaisella rakenteella. b) Epälineaarisuuden kumoaminen kaskadirakenteella.

3.3 Integroitu suodatus ja reaktiivinen päättäminen

Rajallisessa määrässä sovelluksia voidaan RF-etupään lineaarisuutta parantaa integroiduilla kaistanpäästösuoittimilla, joissa hyödynnetään piirille integroitavia keloja. Niiden toteutuksessa haasteena on hyvyysluku Q , joka rajoittaa suodattimen selektiivisyyttä. Lisäksi suodatukseen tarvittavat kelat lisäävät piirin pinta-alaa eikä kiinteä suodatuskaista tarjoa häiriön vaimennuskaistaan säädettävyyttä. Integroitua kaistanpäästösuoitusta voidaan hyödyntää esimerkiksi erittäin laajakaistaisessa järjestelmässä (UWB, Ultra Wideband) 5 - 6 GHz:n WLAN-häiriösignaalien suodattamiseen [14]. Parannetulla Q -arvolla toteutettuja integroituvia säädettäviä kaistanestosuodattimia on hyödynnetty myös UWB-järjestelmän WLAN ja UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) -kaistojen häiriöiden suodattamiseen sekä vähentämään lähetyssignaalin vuotoa WCDMA-järjestelmässä [11], [15], [16], [14], [17].

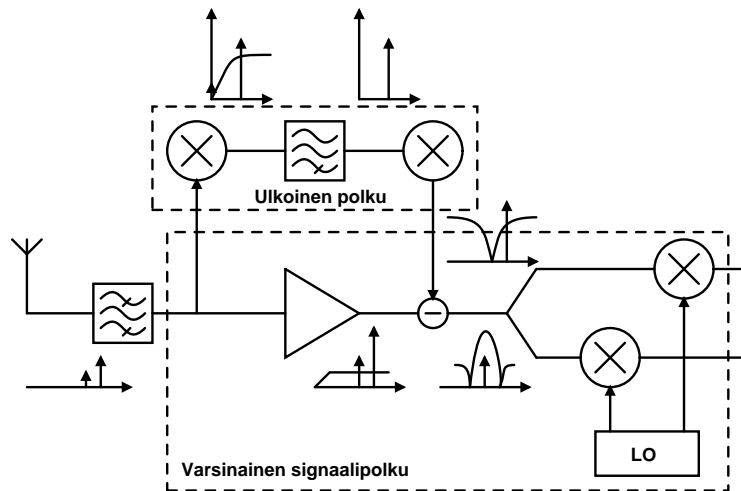
3.4 Aktiivinen häiriön kumoaminen

Aktiivisella häiriön kumoamistekniikalla voidaan kumota taajuuskaistalla oleva suuri häiriö, jonka ansiosta eri vastaanotinlohkojen lineaarisuusvaatimukset pienenevät. Menetelmä eroaa edellä esitetyistä myötä- ja takaisinkytkentätekniikoista, joissa häiriön vaikutus kumotaan vasta piirin sisällä. Aktiivisessa häiriön kumoamisessa voidaan hyödyntää integroituvia piirejä, jolloin ulkoisten passiivisten komponenttien tarve pienenee. Häiriön kumoaminen tehdään moninkertaisten lineaarisesti riippumattomien signaalien ja häiriöiden kopioilla, jotka voidaan toteuttaa moniantennijärjestelmällä tai ulkoisilla vastaanotinpoluilla.

3.4.1 Moniantennijärjestelmät

Moniantennijärjestelmissä häiriö voidaan kumota muodostamalla vastaanotetusta signaalista ja häiriöstä lineaarisesti riippumattomia kopioita niiden eri tulokulmissa. Koska kopiot muodostetaan monien antennien ja RF-etupäiden avulla, voidaan signaalin ja häiriön fyysisen polun erotusta eri antennien välillä hyödyntää häiriön kumoamisessa [11]. Tekniikka soveltuu rinnakkaisten kanavien häiriöiden kumoamiseen, mutta monien antennien ja RF-etupäiden käyttäminen lisää järjestelmän monimutkaisuutta ja kustannuksia.

3.4.2 Häiriön kumoaminen ulkoisen polun kanssa

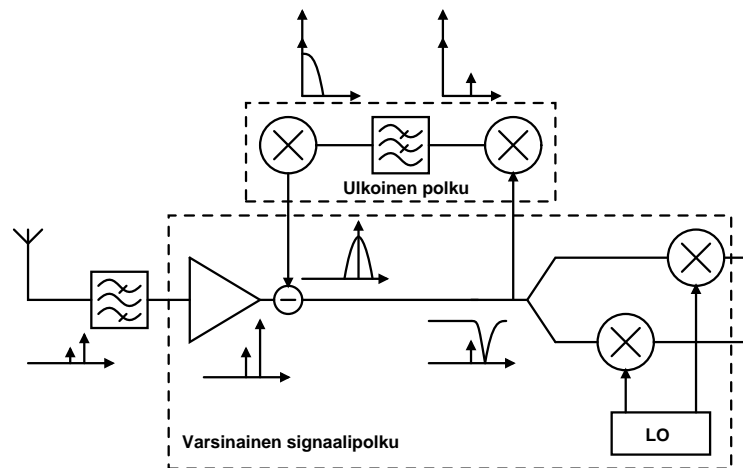


Kuva 3.4: Ulkoinen myötäkylkyntäpolku.

RF-etupään lineaarisuutta voidaan parantaa kumoamalla vastaanottimeen tuleva suuri häiriösignaali ulkoisen polun kanssa. Menetelmällä voidaan erityisesti lieventää LNA:n jälkeisten lohkojen lineaarisuusvaatimuksia. Ulkoinen polku voidaan toteuttaa myötä- tai takaisinkytkennällä (kuva 3.4, 3.5). Myötäkylkyntään perustuvassa menetelmässä vastaanottimen varsinaista signaalipolkua käytetään vastaanotetun signaalin suoramuunnokseen ja sen herkkyyden tulee vastata vastaanottimen asettamaa vaatimusta. Vastaanottimen ulkoisella polulla signaali ja häiriö alassekoitetaan ensin nolllataajuudelle tai matalalle välitaajuudelle. Alassekoitus tehdään käyttäen samaa paikallisoskillaatorisignaalia kuin varsinaisella signaalipolulla. Ylipäästösuodatuksella poistetaan matalataajuinen signaali ja jäljelle oleva häiriö ylössekoitetaan takaisin alkuperäiselle vastaanottotaajuudelle. Lopuksi se vähennetään LNA:n lähtösignaalista, jolloin häiriö LNA:n lähtösignaalissa kumoutuu [18], [19], [20], [11].

Tehokkaan häiriön vaimentumisen saavuttamiseksi ulkoisella polulla muodostetun häiriösignaalin amplitudin tulee olla yhtä suuri ja vastakkaisvaiheinen varsinaisella signaalipolulla olevan häiriön kanssa. Lisäksi ulkoisen polun ylössekoituksessa taajuuskaistan sisälle aiheutuva kohina tulee minimoida, ettei se heikennä vastaanottimen herkkyyttä. Alassekoituksessa muodostuvalla $1/f$ -kohinalla ei ole vaikutusta vastaanottimen suorituskykyyn, kos-

ka se suodattuu ylipäästösuodattimessa alassekoitetun signaalin kanssa. Häiriösignaalin kumoaminen edellyttää, että ulkoisen polun vahvistus on yhtä suuri kuin varsinaisella signaalipolulla. Ulkoisen polun sekoittimien vahvistus voi kuitenkin olla LNA:n RF-vahvistusta pienempi, koska suurin osa ulkoisen polun vahvistuksesta voidaan toteuttaa kantataajuudella. Sen ansiosta ulkoisen polun alassekoittimen lineaarisuusvaatimus on lähes vastaava kuin varsinaisen signaalipolun LNA:lla. Laajakaistaisissa sovelluksissa häiriön vaimennukseen tarvitaan ulkoisen ja varsinaisen signaalipolun välisen vaihe-eron kompensointia. Lisäksi ulkoisen polun kohinan minimointi edellyttää korkeampaa ylipäästösuodatuksen rajataajuutta [18], [19], [20], [11].

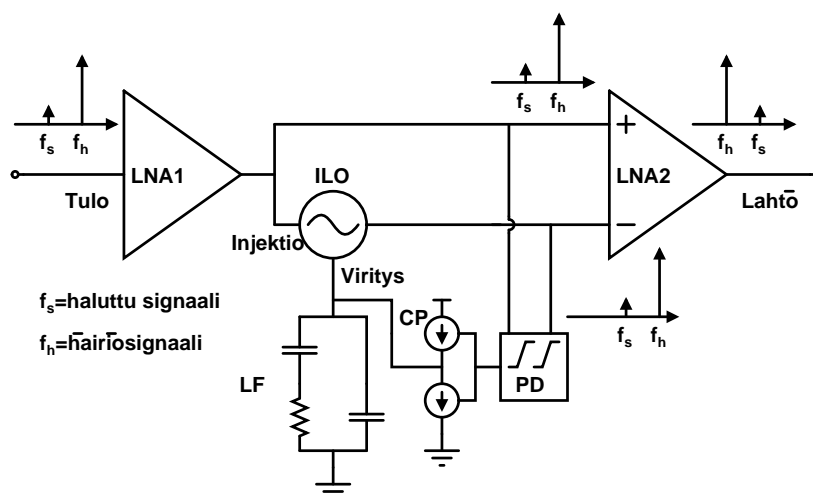


Kuva 3.5: Ulkoinen takaisinkytkentäpolku.

Lähettimen (TX, Transmitter) vuotosignaalista aiheutuvan häiriön kumoamiseen soveltuu takaisinkytkennällä toteutettu ulkoinen polku, joka muodostaa tarkan kopion LNA:n lähtösignaalissa olevasta häiriöstä ja syöttää sen takaisin varsinaiselle signaalipolulle. Takaisinkytkentä pienentää LNA:n lähtösignaalissa olevaa häiriötä rekursiivisesti, joten häiriön vaimennus ei ole herkkä epäideaalisuuksille. Myötäkytkennällä toteutettuun ulkoiseen polkuun verrattuna takaisinkytkentä ei myöskään vaikuta vastaanottimen tuloimpedanssin sovitukseen. Lisäksi ylössekoittimessa muodostuvalla $1/f$ -kohinalla ole merkittävää vaikutusta vastaanottimen kohinaan [21], [11].

3.4.3 Vaihekohdistettuun injektio lukittuun oskillaattoriin perustuva häiriön vaimennus

Injektio lukittuun oskillaattoriin (ILO, Injektion Locked Oscillator) perustuva myötäkytkentäinen häiriön vaimennustekniikka soveltuu hyvin laajakaistaiseen järjestelmään, jossa häiriösignaalin kaistanleveys on kapea verrattuna signaalikaistan leveyteen. Häiriö kumotaan kaksiasteisessa LNA:ssa käyttäen dynaamisesti adaptoituvaa notch-suodatinta. Se on toteutettu yhdistämällä ILO vaihelukitun silmukan (PLL, Phase-Locked Loop) kanssa (kuva 3.6).



Kuva 3.6: ILO-perusteisen häiriövaimennuksen lohkokaaavio.

Sen ansiosta ulkoinen polku kykenee itseadaptoitumaan häiriötaajuuteen automaattisella vaiheen kohdistuksella. Ulkoisella polulla ensimmäisen asteen (LNA1) lähtösignaali syötetään oskillaattorin injektioporttiin, jonka negatiivinen resistanssi ja keskitajuus f_c ovat ohjelmoitavia. Vaihevertailijaa (PD, Phase Detector) käytetään mittaamaan LNA1:n ja oskillaattorin lähtösignaalien välistä vaihe-eroa. Sen lähtöjännite on suunniteltu nolllaksi, kun tulosignaalien vaihevirhe on nolla astetta. Vaihevertailijan lähtösignaali syötetään varauspumppuun (CP, Charge Pump) ja kaksiaasteiseen silmukkasuodattimeen (LP, Loop Filter). Ne muodostavat vaihevertailijan lähtösignaalista analogisen viritysjänniteen, jolla ohjataan varaktorin viritysporttia oskillaattorissa. Toinen vahvistusaste (LNA2) on differentiaalinen puskuri, joka tarvitaan yhteismuotoisen häiriön kumoamiseen. Häiriön tarkka kumoaminen edellyttää, että LNA1:n ja oskillaattorin lähtösignaalien häiriöiden vaiheet on kohdistettu ja niiden amplitudit ovat yhtäsuuret. Sitä varten LNA2 differentiaalisessa tulossa tarvitaan amplitudin säätöä. ILO:n lähtösignaalin amplitudin suuruus asetetaan esijännityksen ohjauspiirillä, joka tekee oskillaattorin negatiivisesta resistanssista suoraan verrannollisen häiriön voimakkuuteen. Siten pieniamplitudisille häiriöille aiheutuu systemaattinen vaihevirhe, joka heikentää niiden kumoutumista LNA2:n lähdessä [22].

Häiriötaajuuteen lukittuvan oskillaattorin rakenne koostuu ristiinkytketystä NMOS-ytimestä, LC-tankista ja ohjelmoitavasta esijännityspiiristä [22]. Sen lukitusalue voidaan määrittää yhtälöllä $\omega_0 I_{INJ} / (2Q I_{OSC})$, missä ω_0 on keskitajuus, I_{INJ} ja I_{OSC} ovat ILO:n injektio- ja salpakomponenttien nieluvirrat. Yhtälön mukaisesti ILO:n lukitusalueetta rajoittaa sallittu virrankulutus sekä Q-arvo. Lisäksi PLL:n käyttäminen on välttämätön oskillaattorin itsevärähtelyn estämiseksi ja takaamaan, että oskillaattori pysyy injektio- ja salpakomponenttien nieluvirrat. Yhtälön mukaisesti ILO:n lukitusalueetta rajoittaa sallittu virrankulutus sekä Q-arvo. Lisäksi PLL:n käyttäminen on välttämätön oskillaattorin itsevärähtelyn estämiseksi ja takaamaan, että oskillaattori pysyy injektio- ja salpakomponenttien nieluvirrat. Yhtälön mukaisesti ILO:n lukitusalueetta rajoittaa sallittu virrankulutus sekä Q-arvo. Lisäksi PLL:n käyttäminen on välttämätön oskillaattorin itsevärähtelyn estämiseksi ja takaamaan, että oskillaattori pysyy injektio- ja salpakomponenttien nieluvirrat.

mentamiseen. Sen haasteena on kuitenkin kohinatason kasvu lähellä kapeakaistaisen häiriön alkuperäistä sijaintia, joka voi aiheuttaa alikanavan sisältämän tiedon menetyksen [22].

3.4.4 Aktiivinen häiriöiden välttäminen

Laajakaistaisen järjestelmän vastaanottokaistalla olevien häiriösignaalien asettamaa lineaarisuusvaatimusta voidaan helpottaa, jos pystytään välttämään kaikki kaistalla esiintyvät häiriösignaalit. Tästä johtuen vastaanottimessa tarvitaan integroitava spektrianalysointia, jonka tehtävänä on tunnistaa häiriösignaalien spektrijakauma koko vastaanottokaistalla. Varsinaisen signaalipolun vastaanotin voi siten hyödyntää tietoa suurien häiriösignaalien esiintymisestä eri alikaistoilla ja välttää niiden vastaanottamisen sekä käytön varsinaisen signaalipolun lähettimessä. Aktiivinen häiriöiden välttäminen soveltuu monikaistaiseen UWB-järjestelmään, jossa taajuuskaista on jaettu pienempiin alikaistoihin [23], [11].

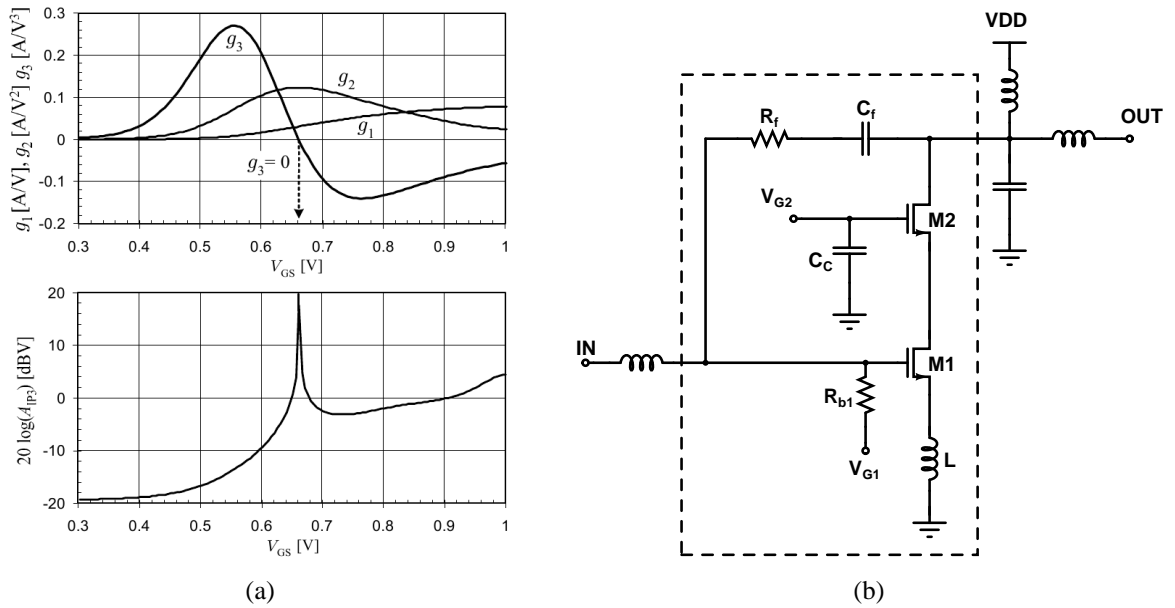
3.5 Epälineaarisuutta ja kohinaa kumoavat vahvistinrakenteet

Laajakaistaisen erittäin lineaarisen RF-etupään toteuttamisessa LNA:n suunnittelu on haastavaa, koska sen tulee samanaikaisesti saavuttaa laajakaistainen tulon sovitin, hyvä lineaarisuus, alhainen kohina ja riittävän suuri vahvistus. Tehtävään soveltuvan LNA:n valintaa varten tutkitaan seuraavaksi eri tekniikoita LNA:n kohinan ja epälineaarisuuden kumoamiseen. Lisäksi kappaleen lopussa vertaillaan eri LNA-rakenteiden suorituskykyä ja soveltuvuutta laajakaistaiseen RF-etupäähän.

3.5.1 CMOS LNA:n linearisointi käyttäen optimaalista hilan esijännitystä

Optimaalisessa hilan esijännitystekniikassa CMOS LNA:n lineaarisuutta parannetaan esijännittämällä transistori V_{GS} -jännitteellä, jolla transkonduktanssin kolmannen kertaluokan derivaatan g_3 arvo tulee nolaksi (kuva 3.7). Kyseisen arvon nolakohta on transistorin heikon ja vahvan inversion siirtymäkohdassa. Koska g_3 -termi on nolla vain tietyllä V_{GS} -jännitteellä voidaan lineaarisuuden (IIP3) parantuminen saavuttaa vain hyvin kapealla V_{GS} -jännitealueella (kuva 3.7). Lineaarisuuden parantamiseen tarvittava tarkka V_{GS} -jännite voidaan generoida lähteessä [24] esitetyllä esijännityspiirillä, joka säätää V_{GS} -jännitteen arvoa automaattisesti g_3 -termin nolla arvoa varten. Automaattista toimintaa varten sen tulee tuottaa DC-jännite tai -virta, joka on suhteellinen g_3 -termiin ja asettaa se nolaksi käyttäen dc-takaisin kytkentää.

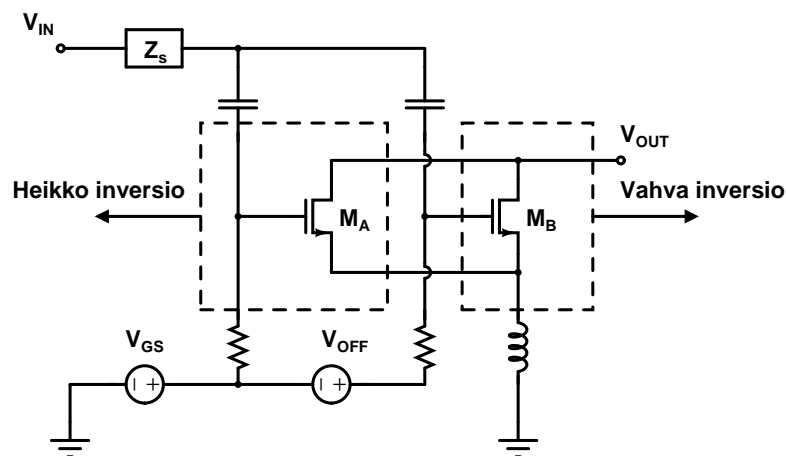
Optimaalisella hilan esijännityksellä voidaan saavuttaa huomattava lineaarisuuden (IIP3) parannus matalilla taajuuksilla kuvassa 3.10 esitetylle LNA:lle. RF-taajuuksilla piirin lähdedegeneraatioinduktanssi L muodostaa takaisinkytkentäpolun nieluvirralla i_d , jonka seurauksena toisen kertaluokan harmoniset komponentit $g_2 v_{gs}^2$ sekoittuvat hilalähdejännitteen



Kuva 3.7: a) NFET-transistorin piensignaali transkonduktanssikertoimien arvot ja teoreettinen lineaarisuus V_{GS} -jännitteen funktiona [24]. b) Yksinkertaistettu LNA:an piirikaavio. Katkoviiva kuvaa IC-rajapintaa.

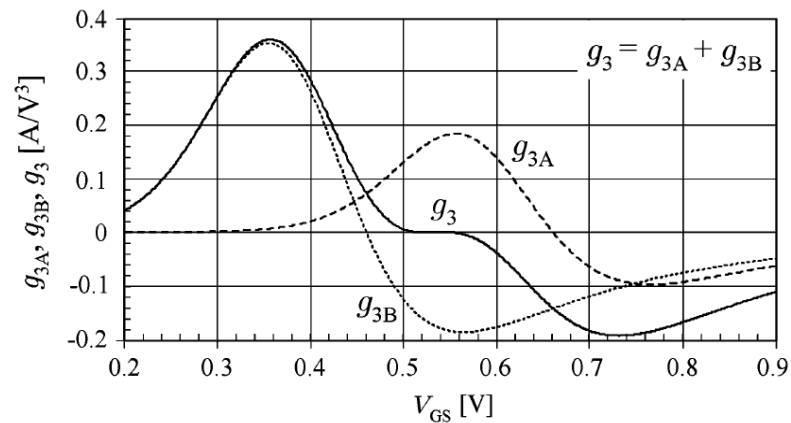
perustaajuisen komponentin v_{gs} kanssa aiheuttaen kolmannen kertaluokan epälinearisuutta (kuva 3.10). Tästä johtuen IIP3-huippuarvo siirtyy pois optimi V_{GS} -jännittepisteestä. RF-taajuuksilla piirin lineaarisuutta voidaan parantaa M_1 transistorin nielun näkemän kuorman optimoinnilla, jota voidaan säätää kondensaattorilla C_c . Kuormaimpedanssin optimoinnilla ei kuitenkaan kokonaan voida kumota reaktanssien muodostaman takaisinkytkennän lineaarisuutta heikentävää vaikutusta. Lisäksi tekniikka on herkkä prosessi- ja lämpötilavaihteluille eikä siten sovellu lineaarisuuden parantamiseen RF-taajuuksilla [24].

3.5.2 Derivoiva superpositiotekniikka / monihilatransistori



Kuva 3.8: Derivoiva superpositiotekniikka.

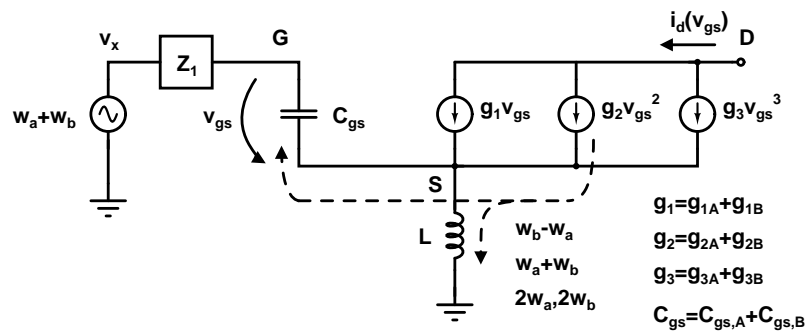
Derivoivassa superpositiotekniikassa (DS, Derivative Superposition) LNA:an lineaarisuutta (IIP3) parannetaan kahdella rinnan kytketyllä FET-transistorilla, joista M_A on esijännitetty heikkoon ja M_B vahvaan inversioon (kuva 3.8). Transistorien leveyksien ja esijännitysännitteiden valinnalla, heikossa inversiossa olevan transistorin M_A positiivinen g_{3A} käyrä ja vahvassa inversiossa olevan transistorin M_B negatiivisen g_{3B} käyrän magnitudi arvot voidaan säätää yhtä suuriksi ja niiden huiput kohdakkain (kuva 3.9). Tällöin transistorien g_3 -komponenttien summa tulee nolaksi tietyllä V_{GS} -jännitealueella ja kolmannen kertaluokan epälinearisuutta aiheuttava termi epälineaarisen nieluvirran yhtälössä 3.11 kumoutuu [25], [26], [27]. Derivoivassa superpositiotekniikassa g_3 -komponentin linearisointiin tarvittava heikkoinversiotransistori voidaan korvata myös rinnan kytketyillä triodilla ja pinotulla FET:llä, jonka ansiosta lineaarisuuden parantumisella on vähäinen vaikutus vahvistukseen heikentymiseen ja tehonkulutuksen kasvuun [28].



Kuva 3.9: Kolmannen kertaluokan potenssisarjan kertoimet [25].

RF-taajuuksilla tekniikka ei kuitenkaan sovellu lineaarisuuden (IIP3) parantamiseen, vaikka kolmannen kertaluokan epälinearisuutta aiheuttava termi g_3 kumoutuu [25]. Tämä johtuu lähdedegeneraatioinduktanssin L muodostamasta takaisinkytkentäpolusta, jolloin nieluvirta i_d pääsee kulkemaan lähteeltä kapasitanssin C_{gs} kautta transistorin hilalle. Siten nieluvirran toisen kertaluokan epälinearisuuskomponentit $g_2 v_{gs}^2$ (taajuuksilla $2\omega_1, 2\omega_2, \omega_1 + \omega_2, \omega_2 - \omega_1$) pääsevät sekoittumaan perustajuisen komponentin $g_1 v_{gs}$ kanssa kytkeytyen kolmannen kertaluokan epälinearisuudeksi IMD3 (taajuudelle $2\omega_1 \pm \omega_2$ ja $2\omega_2 \pm \omega_1$) (kuva 3.10). Lineaarisuutta voidaan parantaa RF-taajuuksilla kumoamalla toisen asteen harmoniset komponentit tulo- ja lähtösovituksen avulla [26], [25], [27]. Se edellyttää kuitenkin suuria induktanssiarvoja ja siten ulkoisten induktanssien käyttämistä [26]. Derivoiva superpositiotekniikka heikentää myös LNA:n kohinasuorituskykyä, koska lineaarisuuden parantamista varten lisätyn heikkoinversiotransistorin (kuva 3.8) hilalle indusoitunut kohina \bar{i}_{ng}^2 summautuu LNA:n tuloon. Toinen ongelma on sen tulosolmuun lisäämä parasiittinen kapasitanssi, joka muuttaa tulon sovitusta ja pienentää toimintataajuutta [25], [26].

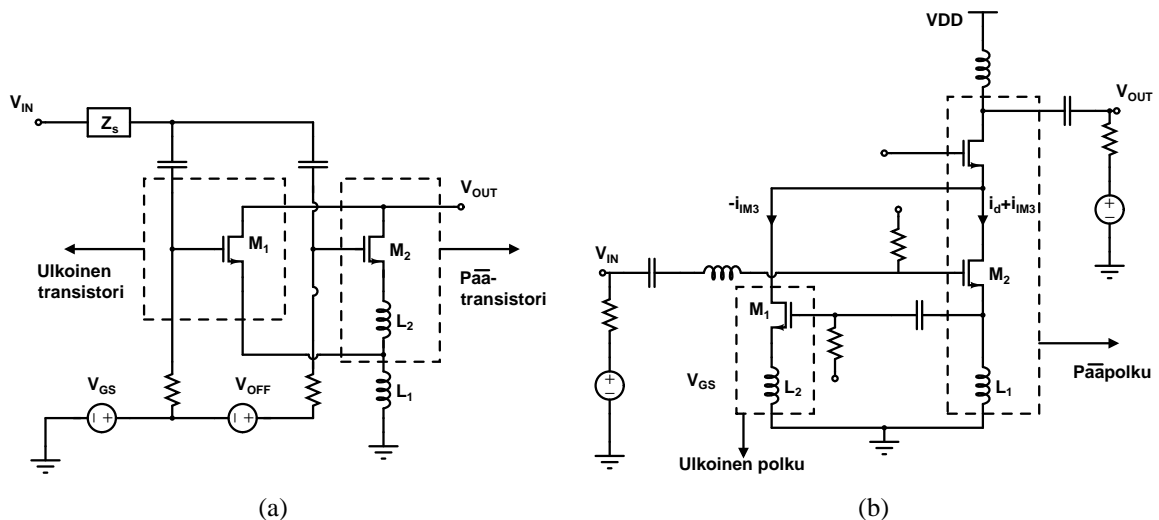
Kaskodi LNA:lla voidaan saavuttaa hyvä lineaarisuus hyödyntämällä kaksinkertaista de-



Kuva 3.10: Yhdistettyjen M_A ja M_B transistorien (kuvan 3.8) epälineaarinen piensignaali-jaiskytkentä.

riivoivaa superpositiotekniikkaa säädettävän kelan kanssa. DS-tekniikan lineaarisuuden parantamiseksi ulkoinen CG-vahvistin on yhdistetty säädettävän kelan kanssa kumoamaan kolmannen kertaluokan keskinäismodulaatiosärön lisäksi toisen kertaluokan keskinäismodulaatiosäröstä aiheutuvaa kolmannen kertaluokan epälineaarisuutta. Se mahdollistaa lähtösolmussa summautuvien kolmannen kertaluokan epälineaarisuuskomponenttien asettamisen magnitudiltaan yhtäsuuriksi ja vastakkaisvaiheisiksi. LNA:n lineaarisuuden parantamisesta ei aiheudu merkittävää LNA:n kohinan tai vahvistuksen heikentymistä verrattuna DS-tekniikalla linearisoituun LNA:han [29].

3.5.3 Muokattu derivoiva superpositiotekniikka



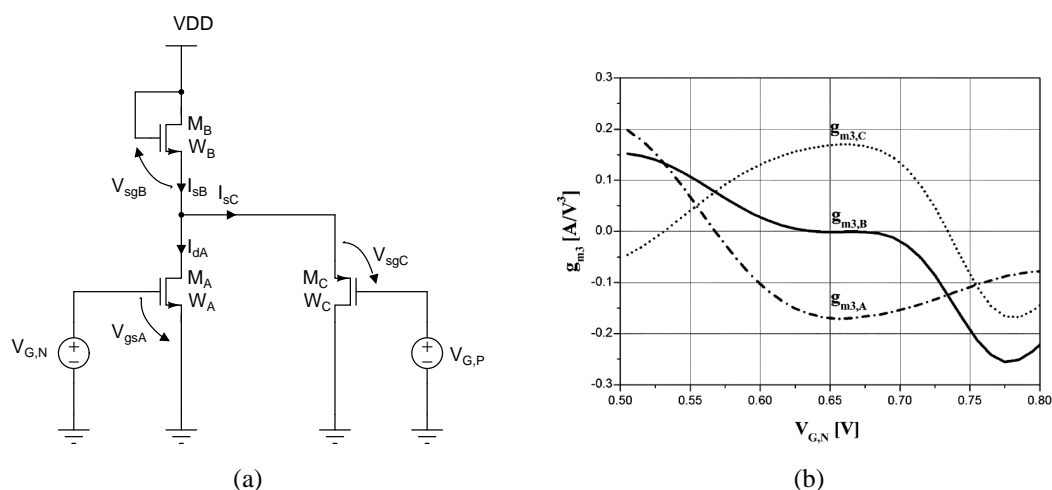
Kuva 3.11: Muokattu derivoiva superpositiotekniikka, jossa heikkoinversiotransistori M_1 on poistettu päätransistorin M_2 hilalta kohinan ja tulonsovituksen parantamista varten.

Muokattu derivoiva superpositiotekniikka on parannettu versio derivoivasta superpositiotekniikasta. Se kumoo kolmannen kertaluokan särön lisäksi toisen kertaluokan särön ja perustaajuuden aiheuttamat IMD3-komponentit, jotka heikentävät lineaarisuutta RF-taajuuk-

silla. Niiden kumoaminen tehdään kahden lähdedegeneraatioinduktanssin L_1 ja L_2 avulla, joilla säädetään IM3-komponenttien suuruus samaksi ja vaihe vastakkaiseksi pää ja ulkoises- sa haarassa (kuva 3.11(a)). Lineaarisuuden lisäksi LNA:n kohinasuorituskykyä ja tulosovi- tusta voidaan parantaa poistamalla ulkoinen transistori päätransistorin hilalta (kuva 3.11(b)). Se edellyttää päätransistorin nieluvirran sisältämien IM3-komponenttien kumoamiseen tar- vittavan ulkoisen polun toteuttamista vaihtoehtoisella tavalla. Ulkoinen polku voidaan toteut- taa kytkemällä päätransistorin M_2 lähde ulkoisen polun heikossa inversioissa olevan transis- torin M_1 tulon, jolloin päätransistorin nieluvirran epälineaarisuusinformaatio voidaan ko- pioida ja muuttaa vastakkaisvaiheiseksi ulkoisen polun lähdössä. Kytkennän ansiosta heikko inversiotransistorin korkea hilaindusoitunut virtakohina ei suoraan lisää tulon kohinaa vaan se summautuu päätransistorin nielun kohinaan. Tulon referoituna se jakautuu LNA:an vah- vistuksella ja vaikuttaa vain vähän kokonaiskohinalukuun. Lisäksi ulkoinen polku ei vaiku- ta tuloimpedanssiin, joka mahdollistaa tulon sovituksen ja hyvän lineaarisuuden toisistaan riippumattoman säätämisen. Tekniikassa erittäin haastavaa on LNA:an esijännitys haluttuun pisteeseen, jossa pää ja ulkoisen haaran IM3-komponentit kumoavat toisensa. Prosessivari- aatioista huolimatta menetelmällä voidaan kuitenkin saavuttaa kohtuullisen suuria 20 - 25 dBm IIP3 arvoja [25], [26].

Muokatun derivoivan superpositiotekniikan ansiosta kaskodi LNA:lla voidaan saavuttaa hyvä lineaarisuus ja asettaa tulon sovitus lineaarisuudesta riippumatta (kuva 3.11(b)). Li- nearisointitekniikka ei myöskään lisää LNA:n tehonkulutusta tai heikennä sen vahvistusta ja kohinaa. Suurinpana haasteena tekniikassa on LNA:n esijännitys optimaaliseen toimintapis- teeseen, jossa pää- ja ulkoisen polun IM3-komponentit kumoavat toisensa.

3.5.4 Jälkilinearisointi / aktiivinen jälkisärö



Kuva 3.12: .a) Kaskodivahvistimen linearisuuden parantaminen taitetulla PMOS IMD upot- timella. b) Kolmannen kertaluokan transkonduktanssien DC-siirtokäyrät [30].

Kaskodi CMOS LNA:n lineaarisuutta voidaan parantaa jälkilinearisoitintekniikalla, jos-

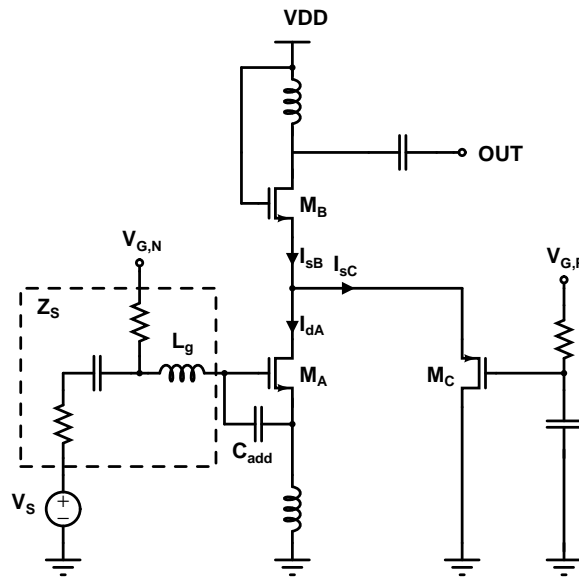
sa vahvistimeen on lisätty taitettu PMOS keskinäismodulaatiosärön upotin (kuva 3.12). Linearisuuden parantuminen perustuu taitetun PMOS IMD upottimen toimintaan, joka absorboi CS-transistorin nieluvirran I_{dA} epälineaariset IMD3-komponentit. Siten virtapuskurina toimivaan kaskodi CG-FET:iin menevä virta I_{sB} sisältää vain fundamentaalikomponentin, koska alhaista kohinaa varten suunniteltu CS-transistori on epälinearisuuden pääasiallinen lähde.

Kolmannen kertaluokan epälinearisuuden kumoutuminen voidaan nähdä muodostamalla lähtövirran i_{sB} yhtälö (kuva 3.12). Se saadaan transistorien M_A ja M_C epälineaaristen nieluvirtojen i_{sA} ja i_{sC} summana ja voidaan kirjoittaa muotoon

$$\begin{aligned} i_{sB} &= i_{sA} + i_{sC} \\ &\approx (g_{1A} + c_1 g_{1C})v_{gsA} + (g_{2A} + c_1^2 g_{2C})v_{gsA}^2 + (g_{3A} + c_1^3 g_{3C})v_{gsA}^3, \end{aligned} \quad (3.1)$$

missä g_{3A} ja g_{3C} ovat NMOS- ja PMOS-transistorien M_A ja M_C DC-siirtokäyrän kolmannen kertaluokan derivaatat ja v_{gsA} on transistorin M_A v_{gs} -jännite [30]. Koska vahvassa inversiossa olevien NMOS- ja PMOS-transistorien g_{3A} ja g_{3C} arvot ovat negatiivisia ja kertoimen c arvo on peruspiiriteorian mukaan negatiivinen, voidaan kolmannen kertaluokan termi yhtälössä 3.1 asettaa nolllaksi säätämällä transistorin M_C hilan esijännitys-jännitettä ja kokoa [30].

Kuvasta 3.12 nähdään, että CS-transistorin kolmannen kertaluokan epälineaarisen transkonduktanssin g_{3A} kumoamiseen tarvittava PMOS-transistorin positiivinen g_{3C} transkonduktanssi voidaan saavuttaa laajalla $V_{G,N}$ alueella. Linearisuuden parantamista varten lisätty PMOS-transistori heikentää LNA:n vahvistusta ja kohinalukua. Vahvistuksen heikentymisen aiheuttaa yhtälön 3.1 mukaan M_C -transistorin g_{1C} termistä, joka pienentää g_{1A} arvoa. Kohinaluvun heikentyminen puolestaan johtuu PMOS-transistorin lisäämästä kanavakohi-



Kuva 3.13: Taitetulla PMOS IMD upottimella toteutettu LNA.

nasta. Vahvistuksen ja kohinan heikentyminen ei kuitenkaan ole voimakasta, koska PMOS-transistorin esijännitysvirta ja transkonduktanssi ovat paljon pienempiä kuin CG-transistorissa sen alhaisesta liikkuvuudesta johtuen.

RF-taajuuksilla kaskodi LNA:n (kuva 3.13) lineaarisuudessa tulee minimoida myös toisen kertaluokan särön kytkeytyminen kolmannen kertaluokan säröksi lähdedegeneraatioinduktanssin muodostaman takaisinkytkentäpolun seurauksena (kuva 3.10). Takaisinkytkennän seurauksena CS-transistorin nieluvirran IMD3 vaikutus [25] lineaarisuuteen on

$$\epsilon = g_3 - \frac{\frac{2g_2^2}{3}}{g_1 + \frac{1}{j2\omega_0}L_S + j2\omega_0C_t + Z_S(2\omega_0)\frac{C_t}{L_S}}, \quad (3.2)$$

missä $Z_S(2\omega_0) = R_s + j2\omega_0L_g$ ja $C_t = C_{add} + C_{gs}$ [30]. C_{gs} on M_A transistorin sisäinen hila-lähde kapasitanssi ja C_{add} on kohinan optimointiin käytetty piirillä oleva kapasitanssi. Yhtälössä 3.2 toinen termi vastaa toisen kertaluokan epälineaarisuuden kytkeytymistä kolmannen kertaluokan epälineaarisuudeksi. Tulon sovitustilanteessa induktanssien L_s ja L_g arvot ovat

$$\begin{aligned} L_S &= \frac{C_t}{g_1} R_s \\ L_g &= \frac{1}{C_{gs}\omega_0^2} - L_s \end{aligned} \quad (3.3)$$

[30]. Siten yhtälö 3.2 yksinkertaistuu muotoon

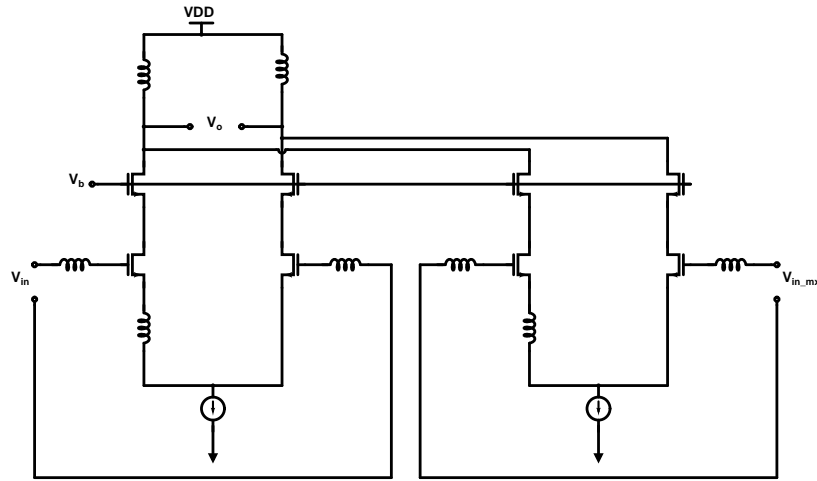
$$\epsilon = g_3 - \frac{\frac{2g_2^2}{g_1}}{3(1 + j1.5Q_s)}, \quad (3.4)$$

missä $Q_s = 1/(2\omega_0C_tR_s)$ [30]. Koska korkea Q-sovituspiiri vähentää toisen kertaluokan epälineaarisuuden kytkeytymistä kolmannen kertaluokan epälineaarisuudeksi, voidaan taitetulla PMOS IMD upotinrakenteella parantaa lineaarisuutta myös RF-taajuuksilla. Lineaarisuuden suurta parantumista rajoittaa kuitenkin tekniikan herkkyys lämpötilamuutoksille, esijännitysjänniteelle ja degeneraatioinduktanssille [30].

LNA:n lineaarisuutta voidaan parantaa myös aktiivisen jälkisärön (APD, Active Post-Distortion) linearisointitekniikalla, jossa ulkoinen polku on toteutettu kahdella peräkkäin kytketyllä NMOS-transistorilla. PMOS IMD upotinta käyttävää jälkilinearisointitekniikkaa vastaavasti APD-tekniikalla voidaan kumota kolmannen kertaluokan särö LNA:n lähtövirrassa. APD-tekniikalla on vain pieni vaikutus LNA:n kohinalukuun ja vahvistukseen, mutta saavutettava lineaarisuuden parantuminen on herkkä prosessi- ja lämpötilavaihteluille sekä esijännityksen tarkkuudelle [31].

3.5.5 Ulkoinen LNA

Hyvän lineaarisuuden omaava LNA voidaan toteuttaa lisäämällä sen rinnalle ulkoinen LNA (kuva 3.14). Sitä käytetään kumotaan kolmannen kertaluokan säröä, joka on yleensä merkit-



Kuva 3.14: Kahdella induktiivisesti degeneroidulla CS-LNA:lla toteutettu korkeasti lineaarinen LNA.

tävin harmoninen komponentti piirissä. Epälineaarista LNA:ta voidaan mallintaa ajasta riippumattomana järjestelmänä kolmannen kertaluokan harmonisen komponentin $\alpha_2 \cdot x^2$ kanssa yhtälöllä

$$y(x) = A \cdot x \cdot (1 + \alpha_2 \cdot x^2) \quad (3.5)$$

[32]. Kun kyseinen signaali ohjataan identtisen järjestelmän kautta β -kertaisella signaalivahvistuksella saadaan identtisen järjestelmän lähtösignaali y_{aux} . Vähentämällä se lopuksi $1/\beta^3$ -kertaisena pääjärjestelmän lähtösignaalista saadaan koko LNA:an lähtösignaali $y(x)$

$$\begin{aligned} y_{main}(x) &= A \cdot x \cdot (1 + \alpha_2 \cdot x^2) \\ y_{aux}(\beta x) &= A \cdot \beta \cdot x \cdot (1 + \alpha_2 \cdot x^2) \\ y(x) &= y_{main}(x) - (1/\beta^3) \cdot y_{aux}(\beta x) \\ &= A \cdot [1 - (1/\beta^2)] \cdot x \end{aligned} \quad (3.6)$$

[32]. Yhtälöstä 3.6 nähdään, että ideaalisessa tapauksessa kolmannen kertaluokan termi ($\alpha_2 \cdot x^2$) kumoutuu kokonaan. Käytännössä epälinearisuuden kumoutumista rajoittaa kuitenkin komponenttien epäsovitus, korkeamman kertaluokan harmoniset komponentit (≥ 5) ja kuorman epälinearisuus. Ulkoisen piirin lisäämä tehonkulutus riippuu lähdeissä olevasta vähennyskertoimesta $1/\beta^2$. Tehon hyötysuhde η on pääpiirin teho jaettuna kokonaisteholla, joka saadaan yhtälöllä

$$\eta = \frac{1}{1 + 1/\beta^3} \quad (3.7)$$

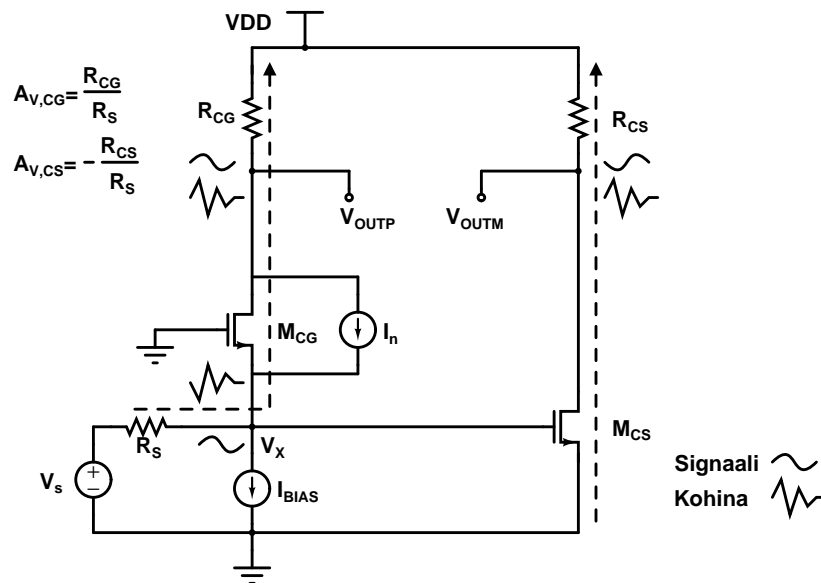
ja LNA vahvistuksen vaimentuminen Γ on

$$\Gamma = 1 - (1/\beta^2) \quad (3.8)$$

[32]. Ulkoisesta piiristä johtuviin vahvistuksen vaimentumiseen (kaava 3.8) ja tehonkulutuksen kasvamiseen nähden menetelmällä voidaan parantaa lineaarisuutta huomattavasti. Paremman tulon sovituksen saavuttamiseksi, ulkoisen LNA:n käyttäminen kuitenkin kaksinkertaistaa tehonkulutuksen.

Alhaisen kohinaluvun saavuttamiseksi menetelmässä hyödynnetään ylivoimaisen kohinasuorituskyvyn omaavia induktiivisesti degeneroituja yhteislähde LNA:ita. Kohinalukua voidaan edelleen minimoida käyttämällä tulotransistorien optimaalista kokoa sekä sopivaa nieluvirtaa. Ulkoisella LNA:lla on vain pieni vaikutus kohinalukuun, koska se lisää piirin kohinajakaumaa $1/\beta^3$ suuruisella tekijällä [32].

3.5.6 Yhteishila-yhteislähde LNA



Kuva 3.15: CG-transistorin aiheuttaman kohinan kumoaminen CG-CS LNA:ssa. RF-signaalin kulkureitti on esitetty katkoviivalla.

Yhteishila-yhteislähde (CG-CS, Common-Gate-Common-Source) rakenteella voidaan toteuttaa balansoitu CG-transistorin kohinaa ja epälineaarisuutta kumoava vahvistin (kuva 3.15). Yksipäisen tulosignaalin tapauksessa CG-CS vahvistin mahdollistaa myös symmetrimentuuntajan toiminnallisuuden. Balansoitua toimintaa varten CG- ja CS-asteiden vahvistusten tulee olla yhtä suuret, mutta vastakkaisvaiheiset $A_{V,CG} = -A_{V,CS}$. CG-CS vahvistimessa tuloimpedanssi asetetaan CG-transistorin transkonduktanssilla $g_{m,CG}$ ja CS-astetta käytetään CG-transistorista aiheutuvan kohinan ja epälineaarisuuden kumoamiseen. Kohinan kumoamisen peruseriaate on esitetty kuvassa 3.15, missä CG-transistorista aiheutuvaa kohinaa mallinnetaan kohinavirtalähteellä I_n . Kun kohinavirta kulkee vastusten R_s ja R_{cg} kautta, aiheuttaa se vastakkaisvaiheiset kohinajännitteet tulosolmussa V_x ja CG-asteen lähtösolmussa V_{OUTP} . CS-asteen negatiivisesta vahvistuksesta johtuen tulosolmun V_x kohinajännite vahvistuu CS-asteen lähtöön V_{OUTM} yhtä suurena ja samanvaiheisena kuin CG-asteessa.

CG-transistorin kohinasta tulee siten yhteismuotoinen signaali, joka voidaan kumota differentiaalisessa lähdössä [33], [34].

CG-CS LNA:n kohinalukua voidaan tarkastella johtamalla kohinakertoimen F yhtälö kuvan 3.15 kytkennälle. Kun transistorien kuormaimpedanssit oletetaan äärettömiksi ja CG-transistorin esijännitevirtalähde I_{bias} ideaaliseksi sekä huomioidaan ainoastaan vastusten ja transistorien lämpökohina saadaan kohinakertoimen yhtälöksi

$$\begin{aligned}
F = 1 + & \frac{\gamma \cdot g_{m,CG} \cdot (R_{CG} - R_S \cdot g_{m,CS} \cdot R_{CS})^2}{R_S \cdot A_V^2} \\
& + \frac{g_{m,CS} \cdot R_{CS}^2 \cdot (1 + g_{m,CG} \cdot R_S)^2}{R_S \cdot A_V^2} \\
& + \frac{(R_{CG} + R_{CS}) \cdot (1 + g_{m,CG} \cdot R_S)^2}{R_S \cdot A_V^2}, \tag{3.9}
\end{aligned}$$

missä $\gamma = 2/3$ lyhyen kanavanpituuden transistorille [33]. Yhtälössä 3.9 toinen osa on CG-transistorin, kolmas osa on CS-transistorin ja viimeinen osa on kuormavastusten kohinajakauma, sekä jännitevahvistus A_V on

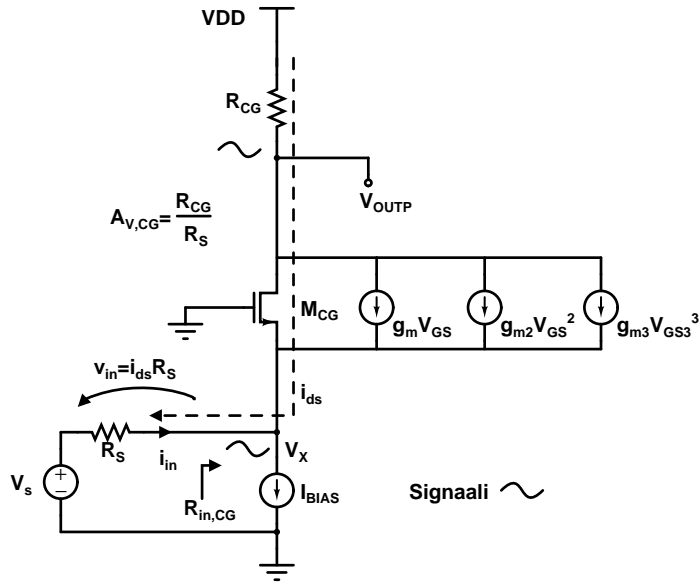
$$A_V = g_{m,CG} \cdot R_{CG} + g_{m,CS} \cdot R_{CS}. \tag{3.10}$$

Koska CG-CS vahvistin kumooa CG-transistorista aiheutuvan kohinan, voidaan kohinasuorituskykyä edelleen parantaa CS-asteen skaalauksella. Sen avulla voidaan minimoida jäljellä oleva kohina, joka aiheutuu CS-asteesta (yhtälö 3.9). Perinteisen aktiivisymmetrimuunnin toiminnon toteuttamisen lisäksi, CG- ja CS-asteiden jännitevahvistukset voidaan toteuttaa kahdella eri tapaa [33]. Ensimmäinen vaihtoehto on suunnitella CS-transistori n kertaa suuremmaksi kuin CG-transistori ja pitää kuormavastusten arvot yhtä suurina. Tämä pienentää kohinalukua, mutta aiheuttaa vahvistukseen epäbalanssia erityisesti, kun käytetään suurempien kertoimen arvoja. Paras kohinasuorituskyky ja samalla balansoitu lähtösignaali saadaan skaalaamalla transkonduktanssi $g_{m,CS}$ n kertaa suuremmaksi kuin transkonduktanssi $g_{m,CG}$ ja kuormavastus R_{CS} arvo on n kertaa pienemmäksi kuin kuormavastus R_{CG} yhtälön $R_{CS} = R_{CG}/n$ mukaisesti.

Kuvassa 3.16 on esitetty peruseriaate CG-transistorista aiheutuvan epälineaarisuuden kumoamiseen. CG-transistorin epälineaarisen jännite-virtamuunnoksen seurauksena lähdesignaali v_s aiheuttaa epälineaarisen nieluvirran i_{ds} . Se voidaan esittää Taylorin sarjana kolmen ensimmäisen harmonisen komponentin kanssa yhtälöllä

$$i_{ds} = g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 + \dots = g_{m1}v_{gs} + i_{NL} = g_{m1}v_x + i_{NL}, \tag{3.11}$$

missä transkonduktanssin g_{m1} toisen ja kolmannen kertaluokan derivaatat ovat g_{m2} ja g_{m3} , v_{gs} on transistorin hila-lähdejännite ja i_{NL} sisältää kaikki epälineaariset virrat. Kun epälineaarinen nieluvirta kulkee vastuksen R_s kautta aiheuttaa se tuloon epälineaarisen jännitteen v_{in} . Sen muodostama epälineaarinen tulojännite v_x voidaan kirjoittaa tulon sovituskerroimen



Kuva 3.16: CG-transistorin aiheuttaman epälinearisuuden kumoaminen CGCS LNA:ssa. Epälineaarisen nieluvirran i_{ds} kulkureitti on esitetty katkoviivalla

$\alpha_1 = R_{in,CG}/(R_{in,CG} + R_s)$ kanssa muotoon

$$v_x = i_{in} R_{CG} = \alpha_1 v_s + \alpha_2 v_s^2 + \alpha_3 v_s^3 + \dots = \alpha_1 v_s + v_{NL} \quad (3.12)$$

[33]. Koska CG- ja CS-asteilla on yhtä suuret vahvistukset 180-asteen vaihe-erolla ($A_{v,cs} = -A_{v,cg}$), saadaan epälineaaristen lähtöjännitteiden V_{outp} ja V_{outm} arvoiksi

$$\begin{aligned} V_{outp} &= i_{in} R_{CG} = [(v_s - v_{in})/R_s] R_{CG} \\ &= ((1 - \alpha_1)v_s - v_{NL}) \frac{R_{CG}}{R_s} \\ V_{outm} &= v_x A_{V,CS} = -v_x \frac{R_{cg}}{R_s} = -(\alpha_1 v_s + v_{NL}) \frac{R_{CG}}{R_s}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

missä v_x on epälineaarinen tulojännite, $A_{V,CS}$ on CS-asteen jännitevahvistus, R_s on lähderesistanssi, R_{cg} on CG-asteen kuormavastus ja v_{NL} sisältää epälineaariset jännitekomponentit [33]. Yhtälöstä 3.13 nähdään, että CG-transistorista aiheutuva epälinearisuus aiheuttaa amplitudiltaan yhtä suuret ja samanvaiheiset epälineaariset lähtöjännitteet. CG-CS-rakenteen differentiaalisten lähtösignaalien summauksella voidaan siten kumota samanaikaisesti CG-transistorin aiheuttama kohina ja epälinearisuus.

CG-CS LNA:n lineaarisuutta voidaan parantaa edelleen vähentämällä jäljellä olevaa epälinearisuutta, joka aiheutuu CS-asteesta. Se voidaan tehdä CS-asteen optimaalisella esijännityksellä. Jos kuormavastukset oletetaan ideaalisiksi, vahvistimen kokonaissärö aiheutuu CS-transistorista. Lyhyen kanavanpituuden omaavissa komponenteissa epälinearisuus aiheutuu epälinearisesta transkonduktanssista g_m , lähtökonduktanssista g_{ds} sekä transkonduktanssin g_m ja nielu-lähde esijännitys-jännitteen V_{DS} välisestä riippuvuudesta. Tämä voidaan

osoittaa johtamalla nieluvirran i_{ds} yhtälö kaksiulotteisena Taylor-sarjana v_{gs} ja v_{ds} jännitteiden funktiona

$$i_{ds}(v_{gs}, v_{ds}) = g_{m1}v_{gs} + g_{ds1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{ds2}v_{ds}^2 + x_{11}v_{gs}^3 + x_{12}v_{gs}v_{ds}^2 + x_{21}v_{gs}^2v_{ds} + \dots, \quad (3.14)$$

missä ristitermi x_{11} kuvaa transkonduktanssin g_{m1} ja nieluhila jännitteen välistä riippuvuutta [33]. Termit x_{12} , x_{21} jne. ovat x_{11} termin korkeamman luokan derivaattoja. Taylorin kertoimet voidaan johtaa I_{DS} , V_{GS} ja V_{DS} suursignaalien välisistä suhteista:

$$g_{mk} = \frac{1}{k!} \frac{\partial^k I_{DS} v_{gs}}{\partial V_{GS}^k}; g_{dsk} = \frac{1}{k!} \frac{\partial^k I_{DS}}{\partial V_{DS}^k}; x_{pq} = \frac{1}{p!q!} \frac{\partial^{p+q} I_{DS}}{\partial V_{GS}^p \partial V_{DS}^q} \quad (3.15)$$

[33]. Resistiivisesti kuormitetun CS-transistorin lineaarisuuden laskemista varten määritetään CS-asteen lähtöjännite v_{ds} . Koska epälineaarinen nieluvirta 3.11 kulkee kuormavastuksen R_{CS} läpi, saadaan lähtöjännitteeksi

$$v_{ds} = c_1 v_{gs} + c_2 v_{gs}^2 + c_3 v_{gs}^3 + \dots, \quad (3.16)$$

missä Taylorin kertoimet ovat

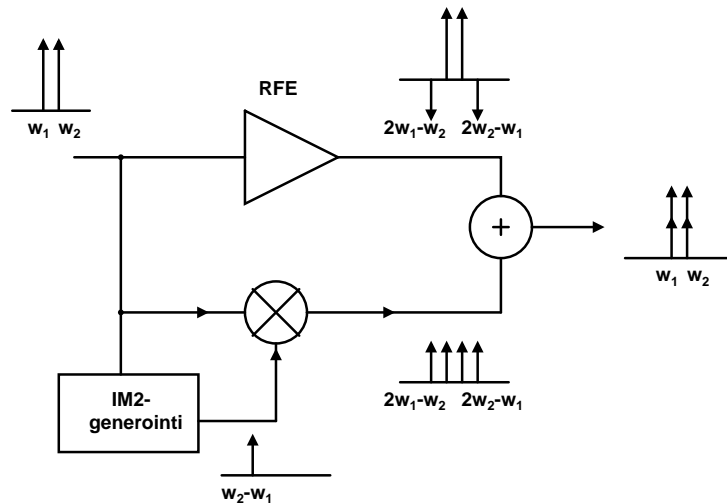
$$\begin{aligned} c_1 &= -g_{m1} \cdot (R_{CS} // (1/g_{ds})) \\ c_2 &= -(g_{m2} + g_{ds2}c_1^2 + x_{11}c_1) \cdot R_{CS} // (1/g_{ds1}) \\ c_3 &= -(g_{m3} + g_{ds3}c_1^3 + 2g_{ds2}c_1c_2 + x_{11}c_2 + x_{12}c_1^2 + x_{21}c_1) \cdot (R_{CS} // (1/g_{ds1})) \end{aligned} \quad (3.17)$$

[33]. Vahvistuksen maksimikohdassa toisen kertaluokan termi $c_2 = 0$, koska se on suhteellinen c_1 termin derivaattaan. Sen ansiosta CS-asteen optimaalisella esijännityksellä voidaan saavuttaa hyvä toisen kertaluokan lineaarisuus [33]. Optimaalinen esijännitys on kuitenkin herkkä lämpötila ja prossessi muutoksille. Resistiivisesti kuormitetun CS-asteen toisen ja kolmannen kertaluokan lineaarisuus (IIP2, IIP3) voidaan laskea yhtälöillä

$$\begin{aligned} IIP2_{dBm} &= 20 \cdot \log_{10}\left(\left|\frac{c_1}{c_2}\right|\right) + 10dB \\ IIP3_{dBm} &= 20 \cdot \log_{10}\left(\sqrt{\left|\frac{4}{3} \frac{c_1}{c_3}\right|}\right) + 10dB \end{aligned} \quad (3.18)$$

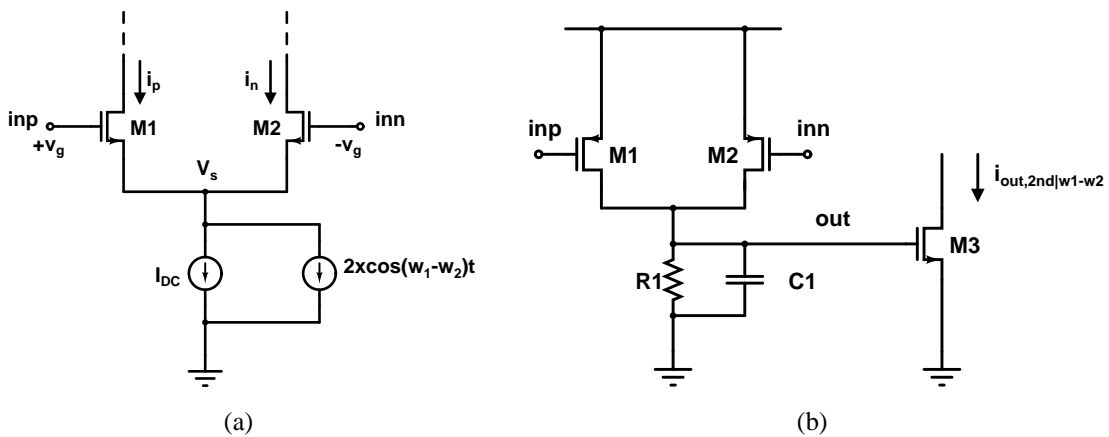
[33]. CG-CS-vahvistimessa CG-transistorin kohinan ja epälineaarisuuden samanaikainen kumoaminen voidaan tehdä myös virtajänniteyhdistimellä. Se muuttaa CG- ja CS-asteiden lähtösignaalien virrat jännitteiksi, tasoittaa jännitteiden amplitudit ja summaa ne lopuksi yhteen. Tekniikassa hyödynnetään CS-asteen lisäksi passiivisia komponentteja, joten se ei heikennä LNA:n kohinalukua, kasvata tehonkulutusta tai lineaarisuutta. Virtajänniteyhdistin soveltuu hyvin matala käyttöjännitteisiin sovelluksiin, mutta se edellyttää kelojen käyttämistä [34].

3.5.7 Toisen kertaluokan keskinäismodulaation injektio



Kuva 3.17: IM2-injektio menetelmän lohkokaavio.

Toisen kertaluokan keskinäismodulaation injektio tekniikassa matalataajuinen toisen kertaluokan keskinäismodulaatiokomponentti (IM2) generoidaan suoraan perustaajuisista tulosignaaleista ja sekoitetaan takaisin signaalipolulle (kuva 3.17). Koska sekoituksessa muodostuvien IM3-komponenttien amplitudit ovat yhtäsuuret ja vastakkaisvaiheiset signaalipolun sisäisiin IM3-komponentteihin nähden, kumoutuu IM3-komponentit lähtösignaalissa. Koska kumoamispolku on yhdistetty varsinaiseen signaalipolkuun, ei linearisuuden parannustekniikka heikennä kohinalukua, vahvistusta tai tehonkulutusta.



Kuva 3.18: a) Differentiaaliparin linearisuuden parantaminen IM2-injektio tekniikalla. b) IM2-virran generointipiiri.

Differentiaaliparin linearisointiin käytetty perustoteutus on esitetty kuvassa 3.18(a), missä matalataajuinen IM2-virta injektoidaan yhteislähtösolmuun v_s . Lähtövirran sisäisen IM3-komponentin kumoamiseen tarvittava IM2-virran arvo voidaan määrittää differentiaaliparin kolmannen kertaluokan epälineaarisen lähtövirran $i_{p|3rd}$ yhtälöstä. Kun differentiaalipariin

tuloon syötetään kaksi amplitudiltaan yhtä suurta tulosignaalia taajuuksilla ω_1 ja ω_2 ja oletetaan niiden vaiheet ajanhetkellä $t = 0$ samaksi, voidaan lähtövirran yhtälö (kuva 3.18(a)) kirjoittaa muotoon

$$i_p + i_n = 2x \cdot \cos[(\omega_1 - \omega_2)t], \quad (3.19)$$

missä $2x \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ on esijännitysvirtalähteeseen injektoitu IM2-virta [35]. Yhdistämällä yhtälö 3.19 epälineaarisen nieluvirran yhtälön 3.11 kanssa, saadaan yhteislähdesolmun piensignaali-jännitteen v_s arvoksi taajuudella $\omega_1 - \omega_2$

$$v_s|_{\omega_1 - \omega_2} = \frac{g_2 A^2}{g_1} \cos(\omega_1 - \omega_2)t - \frac{x}{g_1} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi] \quad (3.20)$$

[35]. Kun toisenkertaluokan epälineaarinen jännite $v_s|_{\omega_1 - \omega_2}$ 3.20 yhdistetään epälineaarisen nieluvirran yhtälöön 3.11 saadaan kolmannenkertaluokan epälineaarinen lähtövirta

$$\begin{aligned} i_{d|3rd} = & -2g_2 A (\cos(\omega_1 t + \theta) + \cos(\omega_2 t + \theta)) \\ & \cdot \left[\frac{g_2 A^2}{g_1} \cos(\omega_1 - \omega_2)t - \frac{x}{g_1} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi] \right] \\ & + g_3 A^3 (\cos(\omega_1 t + \theta) + \cos(\omega_2 t + \theta))^3 \\ & - 2g_2 A (\cos(\omega_1 t + \theta) + \cos(\omega_2 t + \theta)) \frac{g_2 A^2}{g_1} \\ & x \left[\cos((\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t + 2\theta) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t + 2\theta)) \right] \end{aligned} \quad (3.21)$$

[35]. Täydellistä IM3-komponentin kumoamista varten saadaan injektoidun matalataajuisen IM2-virran amplitudille ja vaiheelle ehto

$$x = \left(-\frac{3g_1 g_3}{4g_2} + \frac{3}{2} g_2 \right) A^2, \quad (3.22)$$

kun $\varphi = 0$. IM2-virran vaihe-ehto edellyttää, että injektoidun signaalin tulee olla samassa vaiheessa kahden ajanhetkellä $t=0$ määritetyn samanvaiheisen tulosignaalin verhoikäyrän kanssa [35]. Vaiheen ei kuitenkaan tarvitse vastata RF-signaalin vaihetta, vaan vastavuus matalataajuisen RF-signaalin verhoikäyrään riittää. Se lisää tekniikan luotettavuutta RF-alueella tehtävään vaihesiirtoon verrattuna. IM3 vaimeneminen on myös suhteellinen $|\sin\varphi|$, jos vaihe $\varphi \neq 0$.

IM3-komponentin kumoamiseen tarvittava IM2 voidaan generoida joko matalalla taajuudella $\omega_2 - \omega_1$ tai jollain korkeista taajuuksista $\omega_1 + \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2$. Lineaarisuuden parantamiseen matalin taajuus $\omega_2 - \omega_1$ soveltuu parhaiten, koska korkea IM2-taajuus $\omega_1 + \omega_2$ tuottaa IM3-komponentit vain taajuuksille $2\omega_1 + \omega_2, 2\omega_2 + \omega_1$. Lisäksi korkeiden IM2-taajuuksien $2\omega_1$ ja $2\omega_2$ vaihesiirtymää on vaikea kontrolloida tarkasti, mikä rajoittaa IM3:n vaimenemista.

Kuvassa 3.18(b) esitetyllä neliöntipiirillä voidaan generoida tarvittava IM2-signaali. Se koostuu transistoreista M_1, M_2 ja vastuksesta R_1 . Transistori M_3 toimii päädifferentiaalipa-

rin virtalähteenä ja muuntaa neliöintiin IM2-lähtöjännitteen virraksi. Neliöintiin tehtävänä on tuottaa matalataajuinen IM2-taajuus, joka on samassa vaiheessa RF-tulosignaalien verhoikäyrän kanssa ja suhteellinen tuloamplitudin neliöön A^2 . Tarvittavan IM2-virran arvo saadaan syöttämällä neliöintiin kaksitaajuinen tulosignaali ja muodostamalla nieluvirran yhtälöt Taylorin sarjana 3.11. Koska fundamentaalitaajuudet kumoutuvat differentiaalirakenteen lähdössä, saadaan yhteismuotoisen IM2-lähtöjännitteen yhtälöksi

$$v_{out,2nd} = [A\cos(\omega_1 t + \theta) + A\cos(\omega_2 t + \theta)]^2 \cdot (-2g_{2,M1})[R_1/(sC_1)^{-1}], \quad (3.23)$$

missä $g_{i,Mj}$ on M_j :n transkonduktanssin i :s tekijä ja C_1 on neliöintiin ajama parasiittinen kokonaiskapasitanssi [35]. Matalalla IM2-taajuuksilla parasiittinen kapasitanssi C_1 voidaan jättää huomioimatta, joten IM2-jännitteeksi saadaan

$$v_{out,2nd}|_{\omega_1-\omega_2} = A^2(-2g_{1,M3})R_1\cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (3.24)$$

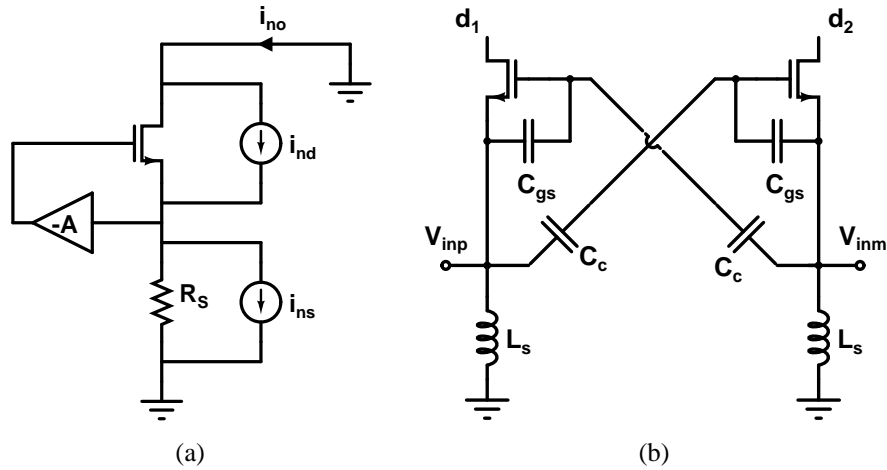
[35]. M_3 -transistori muuttaa neliöintiin lähtöjännitteen 3.24 injektoiduksi IM2-virraksi

$$i_{out,2nd}|_{\omega_1-\omega_2} = A^2g_{1,M3}(-2g_{2,M1})R_1\cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (3.25)$$

[35]. Neliöintiin aiheuttaa virhettä IM3-komponentin kumoutumiseen ainoastaan sen vastuksen R_1 ja kondensaattorin C_1 vaihesiirtymästä johtuen, kun taajuusväli $\omega_2 - \omega_1$ tulee riittävän suureksi. Sen lähtöön muodostuvien taajuuksien $2\omega_1$, $2\omega_2$ ja $(\omega_1 + \omega_2)$ vaihesiirtymä on parasiittisen kapasitanssin ansiosta paljon suurempi kuin taajuudella $\omega_1 - \omega_2$. Korkeaa IM2-taajuutta käytettäessä ne rajoittaisivat myös saavutettavaa IM3 kumoutumista.

IM2-injektiotekniikka soveltuu monien RF-piirien lineaarisuuden parannukseen, koska IM3:n kumoamiseen tarvittava injektioisignaali riippuu vain taajuusvälistä $\omega_2 - \omega_1$. Lineaarisuuden tehokas parantuminen voidaan saavuttaa laajalla tulotehoalueella, koska injektioisignaali jäljittää automaattisesti tulosignaalia ja tuottaa linearisointiin tarvittavat signaalit. IM2-injektiolla ei ole merkittävää vaikutusta vahvistukseen, koska IM2-injektiossa fundamentaalitaajuuksille muodostuvien taajuuskomponenttien amplitudit ovat hyvin pieniä ja saman vaiheisia tulosignaalien kanssa. Neliöintiin aiheutuva kohina kumoutuu differentiaaliparin yhteismuotoisen vaimennussuhteen (CMRR, Common-Mode Rejection Ratio) vaikutuksesta, joten pääpiirin kohinaluku ei heikenny. Se toimii myös matalalla taajuudella, joka mahdollistaa oikea vaiheisen IM2-komponentin toteutuksen pienellä tehonkulutuksella. Prosessi- ja lämpötilavaihteluiden seurauksena IM2-generointipiiriin lähtövirran magnitudi saattaa muuttua ja rajoittaa saavutettavaa lineaarisuutta. Lisäksi kahden taajuuden väli vaikuttaa IM3-komponentin vaimennustehokkuuteen, joka tulee huomioida suunnittelussa. Jos injektioitu IM2-virta vuotaa differentiaaliparin lähtöön, heikentää se toisenkertaluokan lineaarisuutta [35].

3.5.8 Kapasitiivisesti ristiinkytetty yhteishila LNA



Kuva 3.19: a) g_m -vahvistettu CG-LNA. b) Kapasitiivisesti ristiinkytetty differentiaalinen CG-LNA.

Kapasitiivisella ristiinkytentätekniikalla voidaan parantaa CG-LNA:n kohinasuorituskykyä ja saavuttaa tulon sovitus pienemmällä tehonkulutuksella [6]. Sen toiminta perustuu CG-transistorin efektiivisen transkonduktanssin vahvistukseen, joka voidaan toteuttaa lisäämällä hila- ja lähdeterminaalien väliin invertoiva vahvistus A (kuva 3.19(a)). Olettaen, että vahvistus itsessään ei lisää piiriin merkittävästi kohinaa, CG-LNA:an kohinakerroin voidaan johtaa kuvan 3.19(a) mukaisesti. Kytkenässä kohinaa mallinnetaan lähderesistanssin kohinavirtalähteellä i_{ns} ja MOSFET:in nieluvirtakohinalähteellä i_{nd} . Hilakohina voidaan jättää tarkastelusta pois, koska se on yleensä merkityksetön CG-LNA piireissä [36]. Koska invertoiva vahvistus A on lisätty hila- ja lähdeterminaalien väliin, vahvistuu transkonduktanssi g_m arvolla $(1 + A)$ ja g_m -vahvistetun CG-LNA:an (kuva 3.19(a)) kohinakertoimeksi saadaan

$$\begin{aligned}
 F &= 1 + \frac{4kT\gamma g_{d0}\Delta f}{4kTR_S^{-1}\Delta f} \left(\frac{1}{(1+A)g_m R_S} \right)^2 = 1 + \frac{\gamma g_{d0}}{(1+A)g_m^2 R_S} \\
 &= 1 + \frac{\gamma}{\alpha(1+A)} \Big|_{(1+A)g_m R_S=1},
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

missä γ ja α ovat esijännityksestä riippuvat parametrit [37], [36]. Invertoivan vahvistuksen ansiosta viimeinen termi kohinakertoimen kaavassa 3.26 pienenee tekijällä $(1 + A)$. Lisäksi g_m -vahvistetun CG-LNA:an tehonkulutus pienenee perinteiseen CG-LNA:han verrattuna tekijällä $(1+A)$, koska resistiivisen tulon sovituksen tapauksessa

$$g_m = \frac{1}{(1+A)R_S} \tag{3.27}$$

[37]. Kapasitiivisesti ristiinkytetyssä CG-LNA:ssa invertoiva vahvistus A on toteutettu kahdella kapasitanssilla (kuva 3.19(b)). Menetelmä vaatii differentiaalisen rakenteen, mutta passiivisten komponenttien ansiosta invertoivan vahvistuksen toteuttaminen ei lisää LNA:n ko-

hinaa [6]. Invertoivan vahvistuksen A likimääräinen arvo saadaan kapasitanssien C_{gs} ja C_c jännitejaon suhteena, kun transistorien kaikki muut parasitiittiset kapasitanssit jätetään huomioimatta

$$A = \frac{C_c}{C_c + C_{gs}} = \frac{1}{1 + \frac{C_{gs}}{C_c}} \quad (3.28)$$

[37]. Sen mukaan efektiivisen transkonduktanssiksi $G_{m,eff}$ arvoksi tulee

$$G_{m,eff} = \left(\frac{C_{gs} + 2C_c}{C_{gs} + C_c} \right) g_m \quad (3.29)$$

ja kapasitiivisesti ristiinkytketyn CG-LNA:an kohinakertoimeksi $F_{CGLNA,CCC}$ saadaan likimain

$$F_{CGLNA,CCC} = 1 + \frac{\gamma}{\alpha} \frac{C_{gs} + C_c}{C_{gs} + 2C_c} \quad (3.30)$$

[37]. Jos kapasitanssi $C_c \gg C_{gs}$, on invertoiva vahvistus $A \approx 1$ ja

$$G_{m,eff} \approx 2g_m \quad (3.31)$$

$$F_{CGLNA,CCC} = 1 + \frac{\gamma}{\alpha}. \quad (3.32)$$

[37]. Kapasitiivisella ristiinkytkennällä voidaan parantaa CG-LNA:n kohinasuorituskykyä ja säilyttää samalla sen edut CS-LNA:han verrattuna. Se mahdollistaa myös LNA:n tulon sovitukseen tarvittavan virrankulutuksen merkittävän vähentämisen. Kapasitiivinen ristiinkytkentä rajoittaa kuitenkin invertoivan vahvistuksen A arvoa, joka on aina pienempi kuin yksi, C_{gs} ja C_c kapasitanssien välisen jaon seurauksena. Kapasitiivinen ristiinkytkennän käyttäminen edellyttää myös differentiaalista rakennetta, joka tarvitsee kaksinkertaisen esijännitysvirran ja pinta-alan epäsymmetriseen toteutukseen verrattuna [37], [6], [36].

Differentiaalisessa kaskodi CS-LNA:ssa kohinaa ja lineaarisuutta voidaan parantaa käyttämällä kapasitiivista ristiinkytkemistekniikkaa yhdessä kaskoditransistorin hilalle lisätyn kelan kanssa. Tekniikassa kaskoditransistoreissa käytetty kapasitiivinen ristiinkytkentä suurentaa kaskodiasteen efektiivistä transkonduktanssia. Siten CS-asteen näkemä kuormaimpedanssi pienenee, joka johtaa CS-asteen parempaan lineaarisuuteen. Lisätyn kelan tehtävänä on resonoida CS-asteen lähdössä olevan efektiivisen kapasitanssin kanssa, jolloin kaskodiasteen epälineaarisuus ja kohinajakauma ideaalisessa tapauksessa häviää [38].

3.5.9 Muita tekniikoita

Ohjelmistoradioa varten voidaan toteuttaa erittäin laajakaistainen LNA, kun hyödynnetään kohinan ja lineaarisuuden kumoamistekniikoiden etuja [39]. Esimerkiksi UWB-kaistalle toteutetussa LNA:ssa kapasitiivisesti ristiinkytketty CG-tuloaste [40] on yhdistetty kohinan kumoamistekniikan kanssa laajakaistaisen tuloimpedanssin sovitukseen, alhaisen kohinaluvun ja tehonkulutuksen saavuttamiseksi [39]. Taajuuskaistaa on edelleen laajennettu käyttämällä lähtökuormana induktiivista sarjapiikitystä ja T-kelejä, jotka samalla vähentävät kuormavas-

tusten kohinajakaumaa. LNA:n lineaarisuuden (IIP3) parantamiseen käytetään IM2-injektio-tekniikkaa [39].

Kohinan kumoamistekniikalla voidaan pienentää tuloimpedanssin sovitukseen tarvittavan transkonduktanssin g_{m1} arvoa ja siten parantaa LNA:n kohinalukua, aktiivisten komponenttien kohinan kumoutumisen lisäksi. T-kehojen ja induktiivisen sarjapiikityksen ansiosta LNA:n lähdön taajuuskaista laajenee yli kolminkertaiseksi. Samalla niiden käyttäminen vähentää kuormavastusten kohinajakaumaa lähdössä. LNA:n toisessa asteessa lineaarisuutta parannetaan IM2-injektio-tekniikalla, joka kumoaa epälineaarista transkonduktansseista aiheutuvaa epälinearisuutta (IM3). Sen kumoamiseen tarvittava vastakkaisvaiheinen IM3-komponentti muodostetaan neliöintipiirillä generoidun IM2-komponentin avulla, joka sekoittuu perustaajuuden kanssa IM3-taajuudeksi. Differentiaalisten epäsovitusten seurauksena IM2-signaali saattaa vuotaa differentiaaliseen lähtöön ja heikentää LNA:n IIP2 arvoa. Täysin differentiaalisessa piirissä sen arvon vähäinen heikentyminen voidaan sallia IIP3:n parannuksen kustannuksella. LNA:ssa yhteismuotoista takaisinkytkentää käytetään ohjaamaan kuormavastusten virtaa ja helpottamaan matalajännitteistä toimintaa sekä lähdön optimi DC-jännitteen asettamista maksimaalisen lineaarisuuden saavuttamiseksi. LNA:n ensimmäisessä asteessa säädettävällä vahvistuksella voidaan vähentää kohinaa matalilla taajuuksilla. Toisessa asteessa se mahdollistaa mukautumisen suuria tulosaaleita varten, jolloin saavutetaan parempi dynaaminen alue [39].

Laajakaistaisen yhteishila ja yhteislähde kaskadi LNA:n kohina ja särö voidaan kumota samanaikaisesti yhdistämällä kohinankumoamistekniikka monihilatransistoriin perustuvan lineaarisuuden parantamistekniikan kanssa. LNA:n rakenteessa tuloasteen kohina kumotaan vahvistamalla sen aiheuttamat kohinajännitteet lähtösolmuun yhtäsuurina ja vastakkaisvaiheisina CS-asteen myötäkytkennän kautta. Tuloasteen kohinan kumoamiseen käytettyjen komponenttien kohina voidaan edelleen minimoida systeemin kohina-analyysillä ja systemaattisella suunnittelulla [41].

Hyvän lineaarisuuden saavuttamiseksi LNA:n kaskadirakenteessa täytyy kolmannen kertaluokan särön kumoamisen lisäksi estää toisen kertaluokan särön kytkeytyminen kolmannen kertaluokan epälineaarisuudeksi. Tuloasteen aiheuttama kolmannen kertaluokan epälineaarisuus kumoutuu rakenteessa samalla tavalla kuin sen aiheuttama kohina ja CS-transistoreista aiheutuva kolmannen kertaluokan särö voidaan kumota niiden sopivalla esijännityksellä. LNA:n kaskodirakenteen seurauksena CG- ja CS-asteiden välinen vuorovaikutus mahdollistaa toisen kertaluokan särön sekoittumisen kolmannen kertaluokan säröksi. Sen estämiseksi LNA:n tuloaste on toteutettu PMOS-NMOS invertterityyppisellä rakenteella ja kytkentäkondensaattorilla, joka estää tuloasteesta aiheutuvan toisen kertaluokan särön muodostumisen. Samalla PMOS-NMOS-rakenne soveltuu tuloasteen kolmannen kertaluokan särön kumoamiseen monihilatransistoriin perustuvan tekniikan tavoin. Toisen kertaluokan särö voi sekoittua kolmannen kertaluokan säröksi myös CS-asteen C_{gd} kapasitanssien kautta, mutta sen vaikutus saavutettavaan lineaarisuuteen on pieni. Yhdistetty kohinan ja särön kumoamistekniikka mahdollistaa alhaisen kohinaluvun laajalla taajuuskaistalla, mutta transistorien

sisäisen epälineaarisuuden kumoaminen toimii hyvin vain, kun kahden tulosignaalin taajuusväli on suuri. Siten LNA rakenteella voidaan saavuttaa hyvä lineaarisuus vain, kun häiriö on taajuuskaistan ulkopuolella [41].

3.5.10 LNA-rakenteiden vertailu

Edellä esitettyjen kohinaa ja epälineaarisuutta kumoavien LNA-rakenteiden suorituskykyarvoja on vertailtu liitteessä 5.6. Taulukon A.1 arvoista voidaan havaita, että muokatulla DS-tekniikalla voidaan saavuttaa erittäin hyvä lineaarisuus alhaisella kohinaluvulla. Tekniikalla saavutettava lineaarisuus on kuitenkin haasteellista toteuttaa, vaikka se ei riipu tulon sovituksesta. Lisäksi sen maksimi arvo on herkkä prosessi- ja lämpötilavaihteluille. IM3-särön kumoaminen edellyttää myös kelojen käyttämistä, joka lisää toteutuksen pinta-alaa.

Hyvä lineaarisuus ja alhainen kohinaluku voidaan saavuttaa myös CG-CS kaskodin ja invertterin kaltaisen PMOS-NMOS rakenteen yhdistelmällä. Tekniikassa suurin haaste on estää toisen kertaluokan särön kytketyminen kolmannen kertaluokan säröksi, kun kahden tulosignaalin taajuusväli on pieni. Se rajoittaa saavutettavaa lineaarisuutta ja LNA:n taajuuskaistaa [41]. Parempaan tulokseen päästään CCC- ja IM2-injektiotekniikan yhdistelmällä, jossa kapasitiivisella ristiinkytkentätekniikalla parannetaan CG-LNA:n kohinalukua transkonduktanssin g_m efektiivisellä vahvistuksella. Se mahdollistaa CG-LNA laajan taajuuskaistan, alhaisen kohinaluvun, tehonkulutuksen ja CS-LNA:ta paremman lineaarisuuden hyödyntämisen. CCC-LNA:n lineaarisuuden parantamiseen käytetään IM2-injektiotekniikkaa. Sen etuna on alhainen tehonkulutus. Lineaarisuuden parannustekniikka ei myöskään heikennä LNA:n vahvistusta tai kohinaa. Sen mahdollinen ongelma on IM2-injektiosignaalin vuotaminen differentiaaliseen lähtöön, joka saattaa heikentää LNA:n IIP2 arvoa. Lisäksi IM2-injektiotekniikassa saavutettava lineaarisuus riippuu kahden tulosignaalin taajuusvälisestä [39].

Tässä työssä kognitiivisen radion spektrisensorin RF-etupäähän soveltuvaksi LNA-rakenteeksi valittiin CG-CS LNA, jossa LNA:n kohina ja epälineaarisuus voidaan kumota samanaikaisesti. Lisäksi niitä voidaan edelleen parantaa käyttämällä CS-asteen skaalausta ja sen optimaalista esijännitystä. Alhaisen kohinan ja hyvän lineaarisuuden lisäksi CG-CS LNA mahdollistaa samalla laajakaistaisen tulon sovituksen, balansoidun lähtösignaalin ja kehlattoman toteutuksen. Suunnitteluhaasteena on kuitenkin CS-asteen skaalausertoimen suurentamisesta aiheutuva tehonkulutuksen kasvaminen.

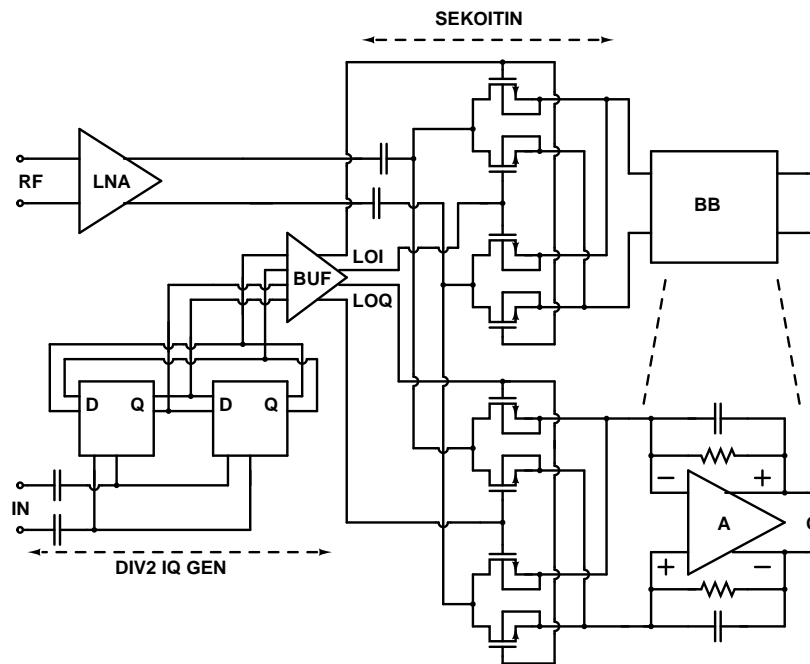
Luku 4

Laajakaistaisen vastaanottimen suunnittelu ja toteutus

Tässä kappaleessa esitetään laajakaistaisen vastaanottimen suunnittelu ja toteutus kognitiivisen radion spektrisensoriin. Sen suunnittelussa päätavoitteena on saavuttaa hyvä lineaarisuus ja häiriösignaalien sietokyky laajalla taajuuskaistalla. Hyvä lineaarisuus tarvitaan vastaanottimen laajakaistaisuudesta ja esivalintasuodatuksen puuttumisesta johtuen. Ideaalisesti kognitiivisen radion spektrisensori toimii kaikilla langattomilla kaistoilla, mutta tässä diplomityössä vastaanottimen prototyypimallin tavoitteena on kattaa LTE-taajuuskaista 0,7 - 2,6 GHz. Vastaanottimelle määritetty kohinasuorituskykyvaatimus on korkeampi kuin tyypillisissä matkapuhelin vastaanottimissa kappaleen 2 mukaisesti.

4.1 Vastaanotin

Kuvassa 4.1 on esitetty tässä diplomityössä 65 nm CMOS-tekniikalla toteutetun laajakaistaisen suoramuunnosvastaanottimen lohkokaavio. Kappaleen kaksi perusteella kyseinen radioarkkitehtuuri soveltuu parhaiten kognitiivisen radion spektrisensoriin, joka toimii laajalla taajuuskaistalla. Vastaanottimen rakenne koostuu kaksiasteisesta LNA:sta, passiivisesta sekoittimesta, kantataajuusvahvistimesta ja LO-kvadratuurisignaalin generointipiiristä. Vastaanottimen differentiaalinen tuloimpedanssi on sovitettu LTE-taajuuskaistalle. Differentiaalista tuloa käytetään hyvän toisen kertaluokan lineaarisuuden ja häiriöiden sietokyvyn saavuttamiseksi, vaikka se lisää toteutuksen pinta-alaa ja tehonkulutusta. Laajakaistaisen vastaanottimen hyvän lineaarisuuden saavuttamiseksi LNA toteutettiin käyttämällä CG-CS LNA:ta ja puskuria. Lisäksi vastaanottimen lineaarisuutta (IIP3) parannettiin toteuttamalla suurin osa vahvistuksesta kantataajuuslohkossa. Se heikentää tässä työssä toteutetun vastaanottimen kohinalukua, mutta kognitiivisen radion spektrisensorin toteutuksessa keskimääräinen kohinaluku voidaan sallia paremman lineaarisuuden saavuttamiseksi. RF-signaalin alassekoitukseen valittiin passiivinen sekoitin, jolla voidaan saavuttaa hyvä lineaarisuus ja matala 1/f-kohina alhaisella tehonkulutuksella [42].



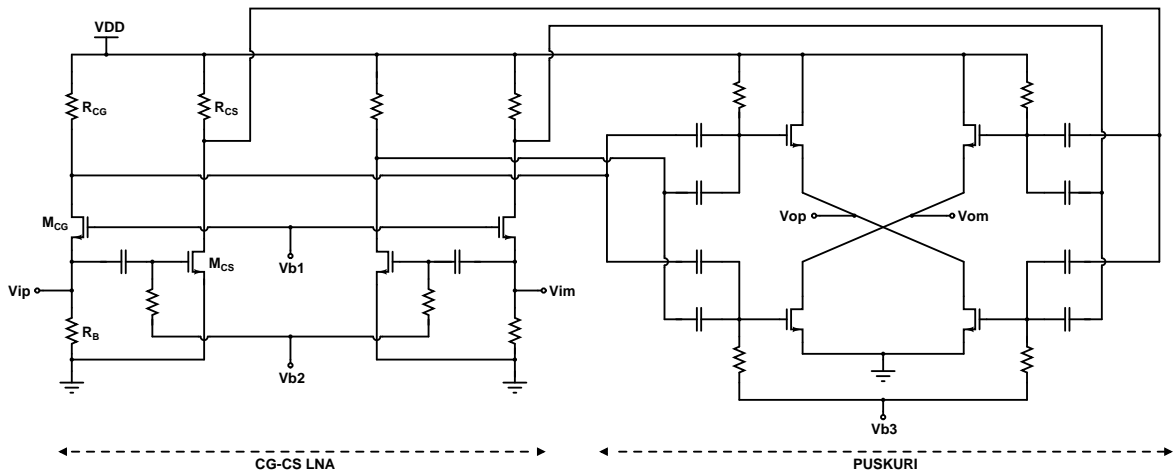
Kuva 4.1: Vastaanotin.

Kantataajuuslohkon tehtävänä on tarjota matalaimpedanssinen kuorma (virtuaalimaa) passiiviselle sekoittimelle korkeamman lineaarisuuden saavuttamiseksi ja samalla suodattaa kaistan ulkopuolisia häiriöitä. Tässä työssä se toteutettiin kiinteällä 10 MHz:n taajuudella. Passiivisen sekoittimen tarvitsema IQ LO-signaalin generoitiin voidaan tässä työssä käyttää joko kahdella jakopiirillä tai aktiivista monivaihesuodatinta (APPF, Active Polyphase Filter). Ne muodostavat LO-tulosignaalia neliojuplissin, jonka huipusta-huippuun arvo on 1,2 V. Seuraavassa käydään tarkemmin läpi vastaanottimen eri lohkojen suunnittelu ja toteutus.

4.2 Vähäkohinainen vahvistin

Differentiaalisen kaksiasteisen LNA:n (kuva 4.2) ensimmäinen aste toteutettiin CG-CS LNA:lla, joka mahdollistaa samanaikaisesti matalan kohinan yhdistettynä hyvään lineaarisuuteen kappaleen 3.5.6 mukaisesti. Lisäksi se mahdollistaa LNA:n kelattoman rakenteen, joka on etuna kognitiivisen radion spektrisensorin toteutuksessa. LNA:n tuloimpedanssin sovitus asetetaan CG-transistorin transkonduktanssilla $g_{m,CG}$ ja laajakaistaisen toiminnan saavuttamiseksi CG-CS LNA:n kuorma on toteutettu resistiivisesti.

CG-CS LNA:ssa CG-transistorista aiheutuva kohina ja epälineaarisuus kumotaan CS-asteella, joten jäljellä oleva kohina ja epälineaarisuus aiheutuu CS-asteesta. CG-CS LNA:aan kohinaa voidaan edelleen parantaa CS-asteen skaalauksella, mutta suuren skaalauskerroimen käyttäminen suurentaa CS-asteen virrankulutusta. Tästä johtuen CS-asteen skaalauskerroimen arvoksi valittiin $n = 2$. Lisäksi skaalauksessa CG- ja CS-asteiden kuormavastusten arvot pidettiin yhtä suurina ja skaalaus tehtiin vain CS-transistorille. CS-transistorin esijänni-



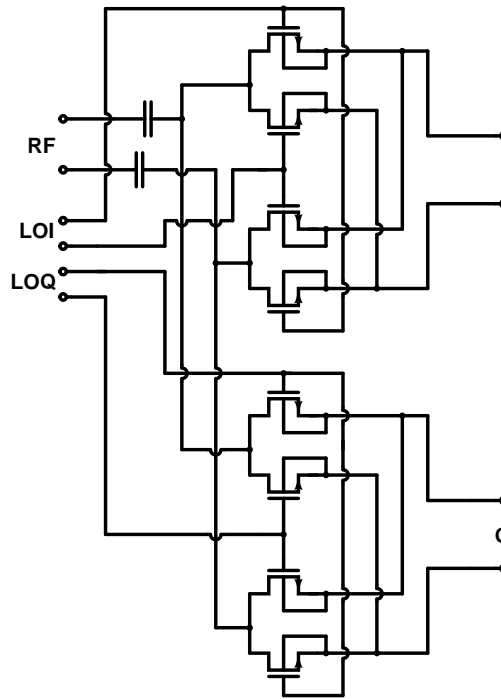
Kuva 4.2: Differentiaalisen kaksiasteisen LNA:n piirikaavio. LNA:n ensimmäinen aste on CG-CS LNA ja toinen aste on puskuri.

tysjännitteen erillistä asettamista varten sen hilan ja CG-transistorin lähteen välille kytkettiin DC-erotuskapasitanssi ja CS-asteesta aiheutuva epälineaarisuus optimointiin CS-asteen optimaalisella esijännityksellä. Lisäksi CG-CS LNA:aan lineaarisuuden parantamisessa hyödynnettiin lineaarisuuden ja transistorien V_{ds} -jännitteen välistä riippuvuutta. CG-CS LNA:aan hyvän lineaarisuuden saavuttamiseksi sen kuormavastusten arvoiksi valittiin 120Ω :ia. Pieni kuormavastuksen arvo heikentää CG-asteen kuormavastuksen ja transkonduktanssin $g_{m,CG}$ suhteena määräytyvää CG-CS LNA:n vahvistusta. Tässä työssä LNA:n vahvistuksen ei kuitenkaan tarvitse olla korkea, koska vastaanottimen lineaarisuuden parantamista varten suurin osa vahvistuksesta toteutetaan kantataajuusosassa.

LNA:n toinen aste toteutettiin puskurilla (kuva 4.2), jolla on korkea tulo- ja matala lähtöimpedanssi. Se tarvitaan passiivisen sekoittimen ajamiseen ja CG-CS LNA:n differentiaalisten lähtösignaalien summaukseen, joka mahdollistaa CG-CS LNA:aan differentiaaliseen lähtöön muodostuvan yhteismuotoisen kohinan ja epälineaarisuuden kumoutumisen. Lisäksi puskuri tasoittaa CG-CS LNA:n skaalauksesta aiheutuvan epäbalanssin LNA:n differentiaalissa lähtösignaalissa. Puskurin vaikutus CG-CS LNA:n lineaarisuuteen minimoitiin hyödyntämällä transistorien V_{ds} -jännitteen ja lineaarisuuden välistä riippuvuutta. Lisäksi transistorien transkonduktanssi arvot suunniteltiin riittävän suuriksi LNA:n alhaista kohinalukua varten.

4.3 Sekoitin

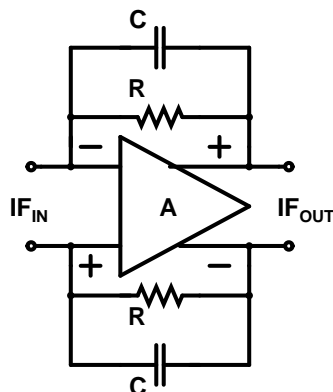
Kognitiivisen radion spektrisensorin suunnittelussa sekoittimen lineaarisuudella on merkittävä vaikutus koko vastaanottimen lineaarisuuteen. Esimerkiksi laajakaistaisessa suoramuunnosvastaanottimessa sekoittimen tulee toimia LNA:n vahvistamien häiriöiden läsnäollessa, mikä nostaa sekoittimen lineaarisuusvaatimusta. Tästä johtuen koko vastaanottimen lineaarisuutta rajoittaa yleensä sekoitin, jos LNA:n lineaarisuus on riittävä. Matalan $1/f$ -kohinan saa-



Kuva 4.3: Passiivisen sekoittimen piirikaavio.

vuttamiseksi RF-signaalin alassekoittamista varten valittiin passiivinen sekoitin (kuva 4.3). Lisäksi se mahdollistaa hyvän lineaarisuuden laajalla taajuuskaistalla sekä alhaisen tehonkulutuksen, koska DC-virtaa ei tarvita [42]. LO-signaali toteutettiin neliöpulssilla, joka mahdollistaa sinisignaalia paremman vahvistuksen ja lineaarisuuden saavuttamisen passiivisessa sekoittimessa. LO-signaalin pulssisuhteeksi valittiin 50 % hyötyjakso, jolla saavutetaan korkein vahvistus. Signaalin huipusta huippuun arvoksi valittiin 1,2 V, koska passiivisen sekoittimen lineaarisuus paranee LO-signaalin amplitudin kasvaessa [42].

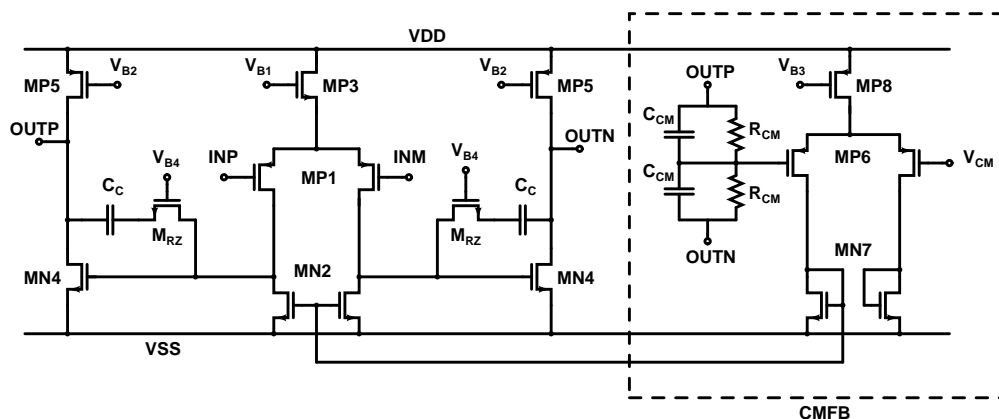
4.4 Kantataajuussuodatin ja puskuri



Kuva 4.4: Kantataajuussuodatin ja puskuri.

Kuvassa 4.4 on esitetty kantataajuussuodattimen ja puskurin rakenne, joka koostuu täysin differentiaalisesta operaatiovahvistimesta ja RC-takaisinkytkennästä. Kantaajuussuodattimessa operaatiovahvistimen tehtävänä on muodostaa matalaimpedanssinen (virtuaali maa) kuorma passiiviselle sekoittimelle, jonka lähtö on kytketty suoraan operaatiovahvistimen tuloon (kuva 4.1). Korkea impedanssista kuormaa ajavaan sekoittimeen verrattuna virtuaalimaa kuormalla saadaan parempi lineaarisuus, koska jännitemuotoinen signaali sekoittimen lähdössä on pieni [42]. Kantataajuussuodattimessa välitaajuuden sekoitusvahvistus muodostuu takaisinkytkentävastuksen R sekä LNA:n transkonduktanssin suhteena. Tarvittavaa välitaajuuden sekoitusvahvistusta varten takaisinkytkentävastuksen arvoksi valittiin $3\text{ k}\Omega$. Kantataajuussuodattimessa kanavan valinta tehdään rinnankytketyn kondensaattorin C ja vastuksen R muodostamalla alipäästösuodattimella. Sen 10 MHz kaistanleveys asetettiin valitsemalla kapasitanssin arvoksi $5,3\text{ pF}$. Kanavan valinnan lisäksi alipäästösuodatus tarvitaan vaimentamaan virtaharmonisia, joita syntyy edeltävässä virtamuotoisessa sekoittimessa kytkentätaajuuden moninkertaisille taajuuksille.

4.4.1 Kaksiasteinen Miller-kompensoitu operaatiovahvistin



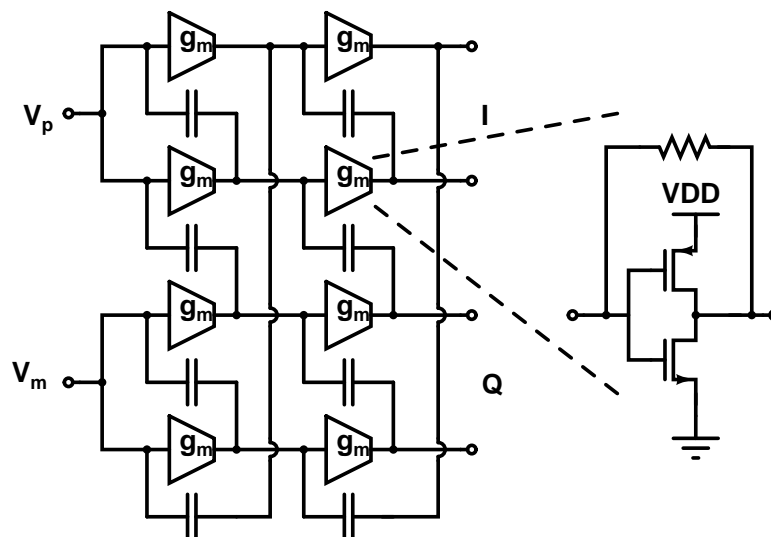
Kuva 4.5: Operaatiovahvistin.

Kaksiasteisen Miller-kompensoidun operaatiovahvistimen piirikaavio on esitetty kuvassa 4.5. Yhteismuotoisen jännitteen takaisinkytkentäpiiriin (CMFB, Common Mode Feedback) lisäksi se sisältää esijännitys-, käynnistys- ja tehon hallintapiirit, joita ei ole esitetty kuvassa 4.5. Operaatiovahvistimen yksikkövahvistuksen kaistanleveyden (UGB, Unity Gain Bandwidth) arvoksi suunniteltiin 1 GHz . Suuri kaistanleveys tarvitaan virtuaalimaa-impedanssin pitämiseen matalana korkeille taajuuksille asti ja siten voidaan saavuttaa hyvä lineaarisuus koko 10 MHz signaalikanavalla. Operaatiovahvistimen tuloon referoitu kohina täytyi myös minimoida, koska suoramuuunnosvastaanottimessa suurin osa vahvistuksesta toteutetaan kantataajuusosassa ja passiivisen sekoittimen käyttäminen tämän tyyppisessä vastaanottimessa voi aiheuttaa operaatiovahvistimen kohinan vahvistumista [42], [43], [44]. Laajakaistaisen tulon referoidun kohinan pienentämiseksi operaatiovahvistin suunniteltiin

käyttäen suuria tulotransistoreita sekä suhteellisen korkeaa esijännitysvirtaa. Lisäksi PMOS-tulotransistorien kanavanleveys valittiin $0,5 \mu\text{m}$:n suuriseksi, koska suuri kanavanleveys mahdollistaa operaatiovahvistimen $1/f$ -kohinan pienentämisen.

4.5 I / Q signaalin generointi

Saman- ja kvadratuurivaiheisen (I, Q, In-phase ja Quadrature-phase) LO-signaalin generointia varten toteutettiin tässä työssä kahdellajakopiiri sekä aktiivinen monivaihesuodatin. Vastanottimessa käytettävä LO-signaalin generointipiiri voidaan valita käyttöön digitaalisella väylällä. Kahdellajakopiiri koostuu kahdesta D-tyypin kiikusta ja lähtöpuskurista, joka tarvitaan passiivisen sekoittimen ajamiseen (kuva 4.1). Kahdellajakopiiri valittiin passiivisen sekoittimen tarvitseman LO-signaalin muodostamiseen, koska se mahdollistaa alhaisen tehonkulutuksen ja pienen pinta-alan. Kaksinkertaisen tulosignaalityyppisyyden ansiosta se ei myöskään aiheuta nollataajuusvirheitä kantataajuudelle. Kahdellajakopiirin tulossa voidaan käyttää $0,2 - 13 \text{ GHz}$:n taajuuksista tulosignaalia 350 mV_{RMS} jännitteellä.



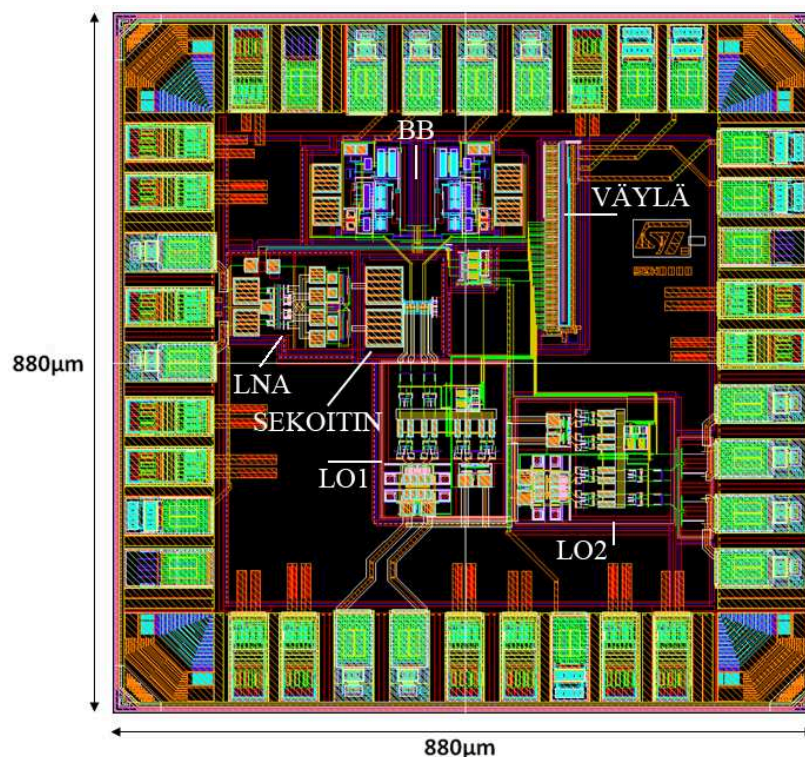
Kuva 4.6: Kaksiasteinen aktiivinen monivaihesuodatin.

Aktiivinen monivaihesuodatin toteutettiin kaksiasteisena (kuva 4.6). Se koostuu $g_m C$ -rakenteesta, jossa g_m -elementit on toteutettu CMOS-inverttereillä [45]. Aktiivinen monivaihesuodatin sisältää myös yhteismuotoisen takaisinkytkennän stabiilisuuden takaamiseksi sekä lähtöpuskurin, joka tarvitaan passiivisen sekoittimen ajamiseen. Stabiilisuuden lisäksi aktiivisella monivaihesuodattimella voidaan samanaikaisesti saavuttaa riittävä vahvistus, peilitaajuuden vaimennussuhde ja taajuuskaista.

4.6 Väylä

Vastaanottimen I / Q signaalien generointi- ja kantataajuuspiirin ohjausta varten toteutettiin digitaalinen väylä. Se tarvitaan kaksiaasteisen Miller-kompensoidun operaatiovahvistimen tehonhallinta- ja käynnistyspiirin ohjaukseen. Lisäksi sillä voidaan valita kumpi vastaanottimen I / Q signaalien generointi piireistä on käytössä sekä ohjata piirikuvion (kuva 4.7) toteutettuja LO1- ja LO2-lohkoja. Väylällä voidaan myös säätää eri lohkojen esijännitysvirtoja hyvän lineaarisuuden saavuttamiseksi tai kantataajuusvahvistimen tehonkulutuksen pienentämiseksi.

4.7 Piirikuvio



Kuva 4.7: Vastaanottimen piirikuvion toteutus.

Vastaanottimen piirikuvion toteutus on esitetty kuvassa 4.7. Se suunniteltiin 65 nm CMOS-prosessilla, jossa on yksi poly- ja kuusi metallikerrosta. Paketointiin valittiin LQFP32-pakettimalli, joka sisältää yhteensä 36 liitintä vastaanottimen analogisia, digitaalisia ja RF-signaaleita varten. Vastaanottimen kelaton toteutus mahdollistaa erittäin pienen pinta-alan. Piirikuvion toteutuksella saavutettavaa pientä pinta-alaa rajoittaa kuitenkin vastaanottimen tarvitsemien liitäntöjen määrä. Liitäntäalustojen kanssa vastaanottimen pinta-ala on $0,7744 \text{ mm}^2$.

Tässä työssä toteutetun vastaanottimen piirikuvion suunnittelussa kiinnitettiin erityisesti huomiota RF-signaalien reititykseen ja eri lohkojen symmetrisyyteen. Niiden avulla pyrittiin

estämään RF-signaalien kytkeytymistä piirin sisällä ja saavuttamaan hyvä toisen kertaluokan lineaarisuus. Häiriöiden kytkeytymistä vähennettiin myös suunnittelemalla RF-signaalireitien pituudet lyhyiksi. Esimerkiksi LNA differentiaalinen tulo sijoitettiin mahdollisimman lähelle liitäntäalustoja (kuva 4.7). Vastaanottimen eri lohkojen käyttöjännitteiden reitityksessä hyödynnettiin käyttöjänniteverkkoa, joka mahdollistaa käyttöjännitteiden tukevan kytkemisen liitäntäringiltä eri lohkoihin ja estää samalla paluuvirtareittien muodostumista. Vastaanottimen toiminnan kannalta kriittisissä kohdissa, kuten virtapeileissä, komponenttien näkemän ympäristön symmetrisyyttä parannettiin aputransistoreilla ja -vastuksilla. Piirikuvion suunnittelun vastaavuus transistoritason simulaatioihin on esitetty vastaanottimen simulaatiotulosten yhteydessä.

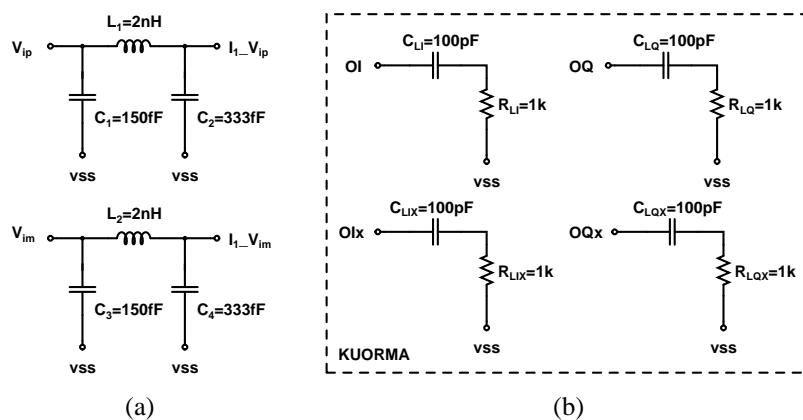
Luku 5

Laajakaistaisen vastaanottimen simulaatiotulokset

Vastaanottimen suunnittelussa eri lohkojen suorituskyky ja komponenttiarvot mitoitettiin käyttäen transistoritason simulaatioita. Eri lohkojen simulaatioita hyödynnettiin koko vastaanottimen suorituskyvyn mitoitukseen, jonka päätavoitteena oli hyvän lineaarisuuden saavuttaminen LTE-taajuuskaistalla. Tässä kappaleessa esitetään vastaanottimen suorituskyvyn simulaatiotulokset sekä eri simulaatioissa käytettyjen signaalilähteiden arvot.

5.1 Simulaatiokytkentä

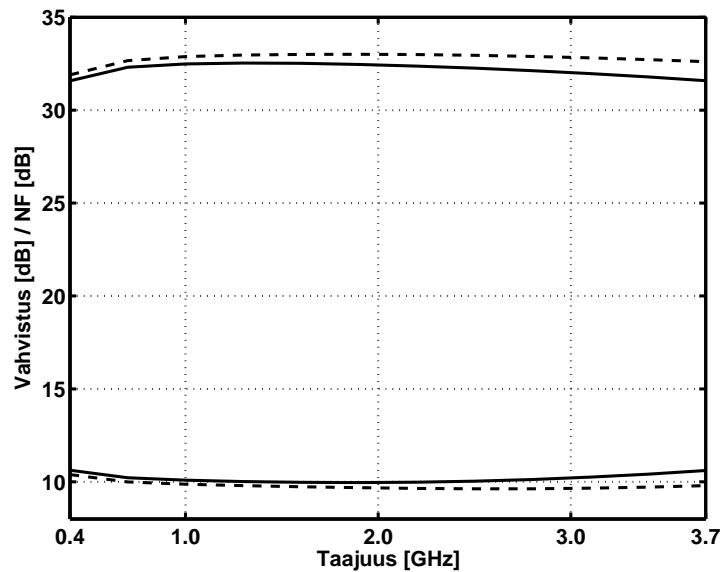
Vastaanottimen simulaatioissa LQFP32-pakettimallia varten lisättiin LNA:n tuloon kuvassa 5.1 esitetty bondauslankamalli. Vastaanottimen kuormana käytettiin 100 pF kondensattorista ja 1 k Ω sarjavastuksesta koostuvaa kuormaa, joka kytkettiin kantataajuusosan I- ja Q-haarojen lähtösolmuihin (kuva 5.1). Eri simulaatioissa käytettyjen signaalilähteiden arvot on esitetty liitteessä B.



Kuva 5.1: a) Simulaatioissa käytetty bondauslankamalli ja b) vastaanottimen kuorma.

eroaa keskimäärin vain 1 dB:n transistoritason simulaatiotuloksesta. Simulaatiossa käytettyjen LO- ja RF-signaalilähteiden arvot on esitetty liitteessä B.

Kohinasimulaatiota varten vastaanottimen differentiaalisten tulosolmujen väliin kytkettiin kohinajännitelähde $V_{n,RF}$. Vastaanottimen kohina simuloitiin 0,4 - 3,7 GHz taajuuskaistalla määrittämällä vastaanottimen pistekohinaluku (SNF, Spot Noise Figure) eri taajuuspisteissä. Simulaatiossa RF-signaali alassekoitettiin 4 MHz:n IF-taajuudelle ja pistekohinaluku mitattiin kahdelta 6 - 7 MHz:n sivukaistalta. Kuvan 5.3 simulaatiotuloksesta nähdään, että piirikuvion ja transistoritason kohinaluku on keskimäärin 10 dB LTE-taajuuskaistalla, joten simulaatiotulokset vastaavat hyvin toisiaan.



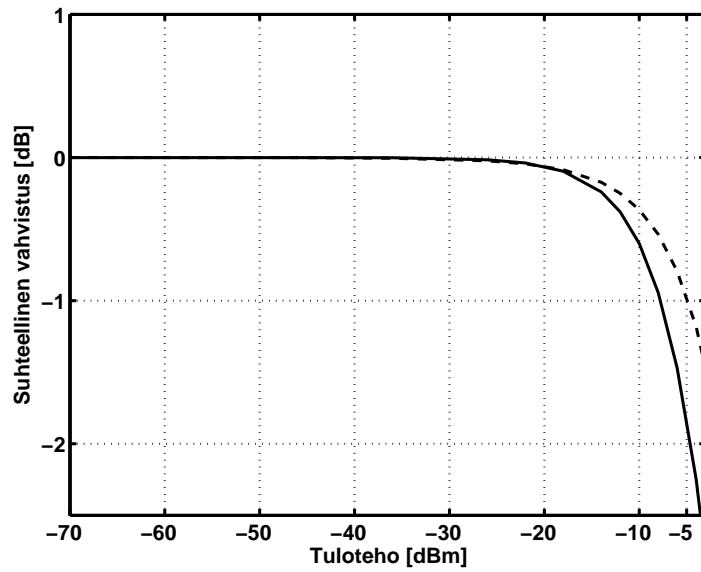
Kuva 5.3: Simuloitu vastaanottimen vahvistus ja kohina. Katkoviiva on transistoritason ja yhtenäisen viiva on piirikuvion simulaatiotulos.

5.4 Vahvistuksen kompressoituminen

Vastaanottimen kyky sietää suuria häiriösignaaleita simuloitiin vahvistuksen kompressiotestillä. Simulaatiossa vastaanottimen tuloon syötetyn RF-signaalin tehoa kasvatettiin -70 dBm ja 0 dBm välillä, jolloin vahvistus putosi yhden desibelin. Vahvistuksen kompressoitumisen simuloitiin liitteen 5.6 mukaisilla arvoilla. Vahvistuksen kompressoituminen on esitetty kuvassa 5.4 katkoviivalla. Sen arvoksi arvoksi saatiin $ICP = -5$ dBm.

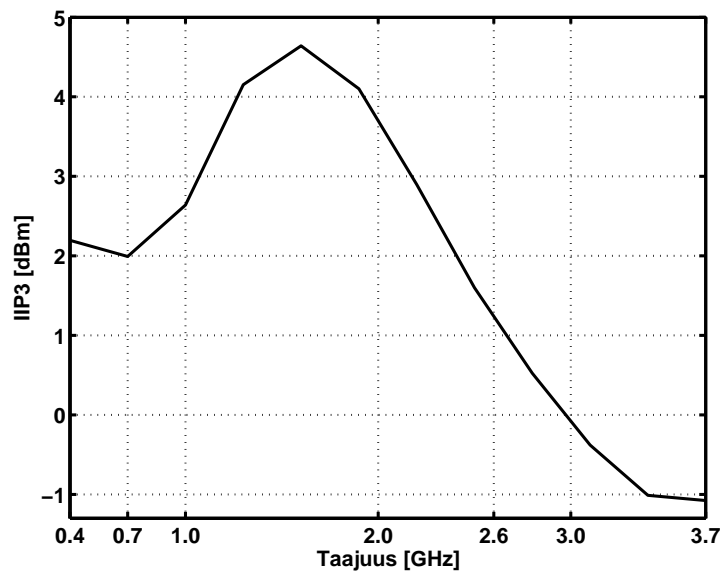
Vastaanotettavan signaalikaistan ulkopuolisen häiriön aiheuttama vahvistuksen kompressoituminen simuloitiin RF-kaistalla olevalla häiriösignaalilla, joka alassekoittuu IF-kaistan ulkopuolelle. Kuvassa 5.4 on esitetty 400 MHz:n taajuudella olevan häiriösignaalin aiheuttama vahvistuksen kompressoituminen. Se eroaa perinteisestä vahvistuksen kompressoitumisesta vain 3 dBm. Se on siten yhtä merkittävässä roolissa, vaikka häiriösignaali alassekoittuu

IF-taajuuskaistan ulkopuolelle.



Kuva 5.4: Vastaanottimen suhteellinen vahvistus tulotehon funktiona. Perinteinen vahvistuksen kompressoituminen on esitetty katkoviivalla ja 400 MHz:n päässä olevan estosignaalin aiheuttama vahvistuksen kompressoituminen yhtenäisellä viivalla.

5.5 Lineaarisuus



Kuva 5.5: Vastaanottimen simuloitu lineaarisuus 0,4 - 3,7 GHz taajuuskaistalla.

Lineaarisuuden simulaatiolla selvitettiin vastaanottimen kyky erottaa haluttu signaali häi-

riöiden seasta. Sen simulaatiota varten vastaanottimen tuloon syötettiin kaksi testitaajuutta f_1 ja f_2 . Testitaajuudet valittiin RF-taajuuskaistalta ja riittävän kaukaa IF-taajuuskaistasta siten, että niiden kolmannen kertaluokan epälineaarisuudesta aiheutuva keskinäismodulaatiokomponentti alassekoitettuu IF-taajuuskaistalle. Testitaajuuksien arvot määritettiin yhtälöiden $f_1 = f_{LO} + f_{IF}$ ja $f_2 = f_{LO} + 2f_{\Delta f} - f_{IF}$ mukaisesti, missä f_{LO} on paikallisoskillaattorin taajuus, f_{IF} on haluttu kantataajuus ja Δf on matalamman RF-testitaajuuden sekä paikallisoskillaattoritaajuuden välinen etäisyys. Simulaatiossa käytetyillä signaalilähteiden arvoilla (liite B) IMD3-komponentti alassekoituu 4 MHz IF-taajuudelle. Lineaarisuuden simulaatiota varten määritettiin ensin testitaajuuksien tuloteho, jonka arvoksi saatiin -50 dB. Vastaanottimen lineaarisuuden simulaatiotulokset on esitetty kuvassa 5.5. LTE-taajuuskaistalla vastaanottimella saavutetaan 1,2 - 4,6 dBm lineaarisuus.

5.6 Vastaanottimen suorituskyky

Tässä työssä toteutetun vastaanottimen ja sen eri lohkojen simulaatiotulokset on koottu taulukkoon 5.1. Tarkastelemalla eri lohkojen suorituskykyä voidaan havaita, että suurin osa vastaanottimen vahvistuksesta on toteutettu kantataajuudella. Suunnittelussa toteutetun vahvistusjaon voidaan havaita parantavan koko vastaanottimen lineaarisuutta kohinasuorituskyvyn kustannuksella. Vertaamalla vastaanottimen simulaatiotuloksia kognitiivisen radion spektrisensorille arvioituun suorituskykyyn (taulukko 2.1) voidaan havaita, että toteutettu vastaanotin soveltuu hyvin LTE-taajuuskaistalla toimivaan kognitiivisen radion spektrisensoriin.

Taulukko 5.1: Vastaanottimen ja sen eri lohkojen simuloitujen suorituskykyarvot.

	Taajuus	Vahvistus	NF	IIP3	Teho	Pinta-ala
[Yksikkö]	[GHz]	[dB]	[dB]	[dBm]	[mW]	[mm ²]
LNA	0.7-2.6	7.2	5.3	6.1	24.4	0.023
Sekoitin + kantataajuus	0.7-2.6	24.8	13.1	9.7	48.2	0.500
Vastaanotin	0.7-2.6	32.0	10.0	2.7	72.6	0.774

Yhteenveto

Tässä työssä suunniteltiin ja toteutettiin laajakaistainen erittäin lineaarinen RF-etupää kognitiivisen radion spektrisensoriin. Toteutettu vastaanotin kattaa LTE-taajuuskaistan ja saavuttaa kognitiivisen radion spektrisensorissa tarvittavan lineaarisuuden. Piiri toteutettiin 65 nm CMOS-prosessilla. Laajakaistaisen RF-etupään hyvän lineaarisuuden ja häiriösignaalien sietokyvyn saavuttamiseksi työssä tutkittiin eri tekniikoita RF-etupään lineaarisuuden parantamiseksi. Erityisesti tarkasteltiin kohinaa kumoavia ja lineaarisuutta parantavia LNA-rakenteita. LNA:n toteutuksen lisäksi vastaanottimen muiden lohkojen suunnittelua hyödynnettiin koko vastaanottimen hyvän lineaarisuuden saavuttamiseen. Työn haasteellisin osuus oli toteuttaa LNA, jolla saavutetaan samanaikaisesti hyvä lineaarisuus, laajakaistainen tulon sovitin, riittävä vahvistus ja alhainen kohinaluku pienellä tehonkulutuksella.

Vastaanottimen piirikuvion toteutuksella saavutettiin hyvä vastaavuus transistoritason simulaatioihin nähden. Sen suunnittelussa kiinnitettiin erityisesti huomiota RF-signaalien reititykseen, jolla pyrittiin estämään häiriösignaalien kytkeytymistä signaalipolulle. Tästä johtuen RF-polun pituus minimoitiin ja symmetristä rakennetta hyödynnettiin hyvän toisen kertaluokan lineaarisuuden saavuttamiseksi. Piirin toiminnan kannalta tärkeiden komponenttien näkemän ympäristön symmetrisyyden parantamisella pyrittiin minimoimaan prosessivaihteluiden vaikutusta piirin toimintapisteeseen, jonka epätarkkuus voi heikentää saavutettavaa lineaarisuutta.

Passiivisen sekoittimen lineaarisuus osoittautui vastaanottimen kokonaislineaarisuutta rajoittavaksi tekijäksi. Sen parantamiseksi RF-etupäässä on mahdollista hyödyntää myös aktiiviseen häiriön kumoamiseen perustuvia tekniikoita. Ne kumoavat suuren häiriön LNA:n lähdössä, jonka ansiosta passiivisen sekoittimen lineaarisuusvaatimus helpottuu. Jatkossa voidaan myös tutkia esimerkiksi IM2-injektiotekniikan soveltuvuutta sekoittimen lineaarisuuden parantamiseen. Mikäli vastaanottimen kohinalukuvaatimus olisi tiukempi, voitaisiin kohinaa pienentää LNA:n korkeamman vahvistuksen suunnittelulla tai toteuttamalla CS-asteen skaalaus käyttäen suurempaa skaalauskerrointa sekä transkonduktanssin ja kuormavastuksen samanaikaista skaalausta.

Kirjallisuutta

- [1] S. Haykin and L. Fellow, "Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, ss. 201-220, Feb. 2005.
- [2] M. Matinmikko, M. Höyhty, M. Mustonen, H. Sarvanko, A. Hekkala, M. Katz, A. Mämmelä, M. Kiviranta, and A. Kautio, "Cognitive radio: An intelligent wireless communication system," *Tutkimusraportti, VTT-R-02219-08*, ss. 1-155, 2008.
- [3] O. Grøndalen, F. Bøhagen, V. Hassel, M. Lähteenoja, B. Olsen, I. Tardy, A. Hayar, B. Mercier, and C. L. Martret, "D2.1 Scenario descriptions and system requirements," *SENDORA project*, ss. 1-62, Jan. 2008.
- [4] J. Yang, R. W. Brodersen, and D. Tse, "Addressing the Dynamic Range Problem in Cognitive Radios," *IEEE International Conference on Communications*, ss. 5183-5188, 2007.
- [5] M. Wellens, J. Wu, and P. Mähönen, "Evaluation of Spectrum Occupancy in Indoor and Outdoor Scenario in the Context of Cognitive Radio," *2nd International Conference on CrownCom*, ss. 420-427, 2007.
- [6] J. Kaukokuori, "CMOS Radio Frequency Circuits for Short-Range Direct-Conversion Receivers," *Väitöskirja, Teknillinen Korkeakoulu, Espoo*, 201 s., 2008.
- [7] M. Kaltiokallio, "Integroidun laajakaistaisen suoramuunnosvastaanottimen systeemi-suunnittelu ja mallinnus," *Diplomityö, Teknillinen Korkeakoulu, Espoo*, 82 s., 2006.
- [8] K. Kansanen, V. Fodor, A. Hayar, F. L. Presti, J. Ryyänen, K. Stadius, and L. Vijayandran, "D4.1 Interference Model based on scenarios and system requirements," *SENDORA project*, ss. 28-46, January 2009.
- [9] J. Ryyänen, "Low-Noise Amplifiers for Integrated Multi-Mode Direct-Conversion Receivers," *Väitöskirja, Teknillinen Korkeakoulu, Espoo*, 138 s., 2004.
- [10] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, 2nd ed. Cambridge University Press, 2004, ISBN 0 521 83539 9.

- [11] R. Gharpurey, "T9: Managing Linearity in Radio Front-Ends," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, ss. 1-68, 2009.
- [12] B. G. Perumana, J.-H. Zhan, S. Taylor, B. R. Carlton, and J. Laskar, "Resistive-Feedback CMOS Low-Noise Amplifiers for Multiband Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 5, ss. 1218-1225, 2008.
- [13] J.-H. C. Zhan and S. S. Taylor, "A 5GHz Resistive-Feedback CMOS LNA for Low-Cost Multi-Standard Applications," *IEEE Solid-State Circuits Conference*, ss. 721-730, 2006.
- [14] G. Cusmai, M. Brandolini, P. Rossi, and F. Svelto, "A 0.18- μm CMOS Selective Receiver Front-End for UWB Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 8, ss. 1764-1771, 2006.
- [15] A. Bevilacqua, A. Vallese, S. Christoph, M. Tiebout, A. Gerosa, and A. Neviani, "A 0.13 μm CMOS LNA with Integrated Balun and Notch Filter for 3-to-5GHz UWB Receivers," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, ss. 420-421, 2007.
- [16] B. Tenbroek, J. Strange, D. Nalbantis, C. Jones, P. Fowers, S. Brett, C. Beghein, and F. Beffa, "Single-Chip Tri-Band WCDMA/HSDPA Tranceiver without External SAW Filters and with Integrated TX Power Control," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, ss. 202-203, 2008.
- [17] W. B. Kuhn, N. K. Yanduru, and A. S. Wyszynski, "Q-Enhanced LC Bandpass Filters for Integrated Wireless Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 12, ss. 2577-2586, 1998.
- [18] R. Gharpurey and S. Ayazin, "Feedforward Interference Cancellation in Narrow-Band Receiver," *IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software*, ss. 67-70, 2006.
- [19] S. Ayazin and R. Gharpurey, "Feedforward Interference Cancellation in Radio Receiver Front-Ends," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 10, ss. 902-906, 2007.
- [20] H. Darabi, "A Blocker Filtering Technique for Wireless Receivers," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, ss. 84-85, 2007.
- [21] A. Safarin, A. Shameli, A. Rofougaran, M. Rofouragan, and F. D. Flaviis, "Integrated Blocker Filtering RF Front Ends," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, ss. 13-16, 2007.
- [22] X. Wang and R. Gharpurey, "Interference Cancellation in Broadband Wireless Systems Utilizing Phase-Aligned Injection-Locked Oscillators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, no. 9, Sept. ss. 872-876, 2008.

- [23] H. Tien-Ling, P. Kinget, and R. Gharpurey, "A Rapid Interference Detector for Ultra Wideband Radio Systems in $0.13\mu\text{m}$ CMOS," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, ss. 347-350, 2008.
- [24] V. Aparin, G. Brown, and L. E. Larson, "Linearization of CMOS LNA's via optimum gate biasing," *Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 4, ss. IV-748-51, 2004.
- [25] V. Aparin and L. E. Larson, "Modified Derivative Superposition Method for Linearization FET Low Noise Amplifiers," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, ss. 105-108, 2004.
- [26] S. Ganesan, E. Sanchez-Sinencio, and J. Silva-Martinez, "A Highly Linear Low-Noise Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, ss. 4079-4085, 2006.
- [27] T. W. Kim, B. Kim, and K. Lee, "Highly Linear Receiver Front-End Adopting MOS-FET Transconductance Linearization by Multiple Gated Transistors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 1, ss. 223-229, 2004.
- [28] Y.-S. Youn, J.-H. Chang, K.-J. Koh, Y.-J. Lee, and H.-K. Yu, "A 2GHz 16dBm IIP3 Low Noise Amplifier in $0.25\mu\text{m}$ CMOS Technology," *IEEE Solid-State Circuits Conference*, vol. 1, ss. 452-507, 2003.
- [29] C.-W. Park and J. Jeong, "Consideration of Linearity in Cascode Low Noise Amplifiers using Double Derivative Superposition Method with a Tuned Inductor," *Korea-Japan Microwave Conference*, ss. 21-24, 2007.
- [30] T.-S. Kim and B.-S. Kim, "Post-Linearization of Cascode CMOS Low Noise Amplifier Using Folded PMOS IMD Sinkers," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no. 4, ss. 182-184, 2006.
- [31] N. Kim, V. Aparin, K. Barnett, and C. Persico, "A Cellular-Band CDMA $0.25\mu\text{m}$ CMOS LNA Linearized Using Active Post-Distortion," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 7, ss. 1530-1534, 2006.
- [32] D. Yongwang and R. Harjani, "A +18 dBm IIP3 LNA in $0.35\mu\text{m}$ CMOS," *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, ss. 162-163, 2001.
- [33] S. C. Blaakmeer, E. A. M. Klumperink, D. M. W. Leenaerts, and B. Nauta, "Wideband Balun-LNA With Simultaneous Output Balancing, Noise-Canceling and Distortion-Canceling," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 6, ss. 1341-1350, 2008.
- [34] J. Jussila and P. Sivonen, "A 1.2-V Highly Linear Balanced Noise-Cancelling LNA in $0.13\mu\text{m}$ CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 3, ss. 579-587, 2008.

- [35] S. Lou and H. C. Luong, "A Linearization Technique for RF Receiver Front-End Using Second-Order-Intermodulation Injection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 11, ss. 2404-2412, 2008.
- [36] X. Li, S. Shekhar, and D. J. Allstot, " G_m -Boosted Common-Gate LNA and Differential Colpitts VCO/QVCO in $0.18\mu\text{m}$ -CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 12, ss. 2609-2619, 2005.
- [37] W. Zhuo, X. Li, S. Shekhar, S. H. K. Embabi, J. P. de Gyvez, D. J. Allstot, and E. Sanchez-Sinencio, "A Capacitor Cross-Coupled Common-Gate Low-Noise Amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 52, no. 12, ss. 875-879, 2005.
- [38] X. Fan, H. Zhang, and E. Sanchez-Sinencio, "A Noise Reduction and Linearity Improvement Technique for a Differential Cascode LNA," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 3, ss. 588-599, 2008.
- [39] L. Shuzuo and H. C. Luong, "A 0.8GHz-10.6GHz SDR Low-Noise Amplifier in $0.13\mu\text{m}$ CMOS," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, ss. 65-68, 2008.
- [40] W. Zhuo, S. Embabi, J. P. de Gyvez, and E. Sanchez-Sinencio, "Using Capacitive Cross-Coupling Technique in RF Low Noise Amplifiers and Down-Conversion Mixer Design," *Proceedings of the 26th European Solid-State Circuits Conference*, ss. 77-80, 2000.
- [41] W.-H. Chen, G. Liu, B. Zdravko, and A. M. Niknejad, "A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 5, ss. 1164-1176, 2008.
- [42] J. Ollikainen, M. Kaltiokallio, K. Stadius, V. Saari, and J. Ryyänen, "A Wideband Interference Tolerant RF Receiver for Cognitive Radio Sensor Unit," *Norchip 2009*, ss. 1-4, 2009.
- [43] E. Sacchi, I. Bietti, S. Erba, L. Tee, P. Vilmercati, and R. Castello, "A 15 mW, 70 kHz $1/f$ Corner Direct Conversion CMOS Receiver," *Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference*, ss. 459-462, 2003.
- [44] W. Redman-White and D. M. W. Leenaerts, " $1/f$ Noise in Passive CMOS Mixers for Low and Zero IF Integrated Receivers," *Proceedings of the 27th European Solid-State Circuits Conference*, ss. 41-44, 2001.
- [45] F. Tillman and H. Sjöland, "A Polyphase Filter based on CMOS Inverters," *NORCHIP Conference*, ss. 12-15, 2005.

- [46] F. Bruccoleri, E. A. M. Klumperink, and B. Nauta, "Wide-band CMOS Low-Noise Amplifier Exploiting Thermal Noise Canceling," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 2, ss. 275-282, 2004.
- [47] S. C. Blaakmeer, E. A. Klumperink, D. M. Leenaerts, and B. Nauta, "A wideband Noise-Canceling CMOS LNA exploiting a transformer," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2006.

Taulukko 2: Linearisuutta parantavien LNA-rakenteiden vertailutaulukko.

Julkaisu	CMOS [nm]	Taajuus [GHz]	Vahvistus [dB]	NF [dB]	IIP3 [dBm]	Käyttöjännite [V]	Teho [mW]	Pinta-ala [mm^2]	Tekniikka
[46]	250	0.002-1.6	13.7	2.0-2.4	0	2.5	35.0	0.075	Myötäkytk. / lämpökohinan kumoaminen
[47]	90	2.5-4.0	19	4.0-5.4	-8	-	8.0	0.200	Myötäkytk. / hyödyntäen muuntajaa
[33]	65	0.2-5.2	13 - 15.6	< 3.5	> 0	1.2	21.0	0.009	CG-CS
[34]	130	2.1	5.2	3.0	10.5	1.2	12.6	-	CG-CS
[41]	130	0.8-2.1	14.5	2.6	16	1.5	17.4	-	CG-CS-kaskodi + invertt. kaltainen PMOS-NMOS
[24]	250	0.869-0.894	14.6	1.8	10.5	2.7	5.4	-	Optimaalinen hilan esijännitys
[38]	350	2.2	8.6	1.92	-2.55	1.8	16.2	-	CCC + säädettävä kela
[40]	500	0.9	12.2	3.0	6.7	2.7	27.0	0.200	CCC
[37]	180	6.0	7.1	3.0	11.4	1.8	6.48	0.951	CCC-CG-LNA
[36]	180	5.8	9.4	2.5	7.6	1.8	3.42	0.610	Muuntajakytketty CG-LNA
[27]	350 SiGe	0.9	10	2.85	15.6	2.7	21.06	0.200	MTGR
[28]	250	2.0-2.4	13.4-15.2	2.8-3.1	16	2.5	23.5	0.810	DS
[26]	350	0.9	11.5	2.95	21	2.5	22.5	-	Muokattu DS
[25]	250 Si	0.9	15.5	1.6	17.2	2.6	23.4	-	Muokattu DS
[32]	350	0.9	15.5	2.8	18	3.0	45.0	-	Ulkoisen LNA
[39]	130	0.8-10.6	16	3.4-5.6	1.6	1.5	14.4	0.845	CCC + IM2-injektio
[29]	180	5.25	10.5	2.4	15	1.5	9.0	0.900	Kaksinkertainen DS säädettävällä kelalla
[30]	180	2	12.8	1.4	13.3	1.8	3.6	-	Taitettu PMOS IMD upotin
[35]	180	0.9	17.5	4.1	14.3	1.5	15.6	-	IM2-injektio
[13]	90	0.5-8.2	25	1.9-2.6	< -5	2.7	42.0	-	Resistiivinen takaisinkytk.
[31]	250	0.869-0.894	16.2	1.2	8	2.6	31.2	-	APD

Taulukko 3: Vastaanottimen simulaatioissa käytettyjen signaalilähteiden arvot.

Signaalilähde	Solmupiste	R_s :	Pulssimuoto:	Ampl. / Teho:	Taajuus:	Hyötyjakso:	Vaihe:
V_{LOi}	LOi	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 0,400 - 3,700$ GHz	50 %	0°
V_{LOix}	LOix	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 0,400 - 3,700$ GHz	50 %	90°
V_{LOq}	LOq	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 0,400 - 3,700$ GHz	50 %	45°
V_{LOqx}	LOqx	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 0,400 - 3,700$ GHz	50 %	125°
Sovitus, vahvistus							
V_{RF}	Vip, Vim	100 Ω	Siniaalto	-70 dB	$f_1 = 0,404 - 3,704$ GHz	-	0°
V_{LO}	LOip, LOim	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 0,800 - 7,400$ GHz	50 %	0°
ICP							
V_{RF}	Vip, Vim	100 Ω	Siniaalto	-70 - 0 dBm	$f_1 = 2,400$ GHz	-	0°
V_{LO}	LOip, LOim	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 4,000$ GHz	50 %	0°
Vastaanotettavan signaalikaistan ulkopuolisen häiriösignaalin aiheuttama ICP							
V_{RF}	Vip, Vim	100 Ω	Siniaalto	-70 dBm -70 - 0 dBm	$f_1 = 2,202$ GHz $f_2 = 2,400$ GHz	-	0°
V_{LO}	LOip, LOim	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 4,000$ GHz	50 %	0°
Kohina							
$V_{n,RF}$	Vip, Vim	100 Ω	Siniaalto	-70 dB	$f_1 = 0,404 - 3,704$ GHz	-	0°
V_{LO}	LOip, LOim	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 0,800 - 7,400$ GHz	50 %	0°
IIP3							
V_{RF}	Vip, Vim	100 Ω	Siniaalto	-50 dB	$f_1 = 0,701 - 4,001$ GHz $f_2 = 0,998 - 4,298$ GHz	-	0°
V_{LO}	LOip, LOim	100 Ω	Neliöpulssi	0,6 V	$f_{LO} = 0,800 - 7,400$ GHz	50 %	0°