

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Kalle Kekkonen

Rajoittavan vahvistimen integrointi 60 GHz radiovastaanottimeen

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 5.5.2008

Työn valvoja

Professori Kari Halonen

Työn ohjaaja

TkL Ville Saari

Tekijä: Kalle Kekkonen

Työn nimi: Rajoittavan vahvistimen integrointi 60 GHz radiovastaanottoon

Päivämäärä: 1.4.2008

Sivumäärä: 52

Osasto: Elektroniikan, tietoliikenteen ja automaation tiedekunta

Professuuri: S-87 Mikro- ja nanotekniikan laitos

Työn valvoja: Professori Kari Halonen

Työn ohjaaja: TkL Ville Saari

Matalammilla alle 10 GHz taajuuksilla käydään kovaa kilpailua radiotaajuusalueista. Korkeammalla 60 GHz taajuusalueella on edelleen tilaa järjestelmille, joilla tavoitellaan suuria tiedonsiirtonopeuksia. Viime vuosien aikana on aktiivisesti tutkittu 60 GHz radiopiirejä. Pienillä etäisyyksillä laajakaistainen langaton lähiverkko (WLAN) on hyvin mahdollinen sovelluskohde. Korkeilla taajuuksilla on aikaisemmin ollut ongelmana tekniikoiden kalleus massatuotteita ajatellen. Viivanleveyden pienentyessä on tullut mahdolliseksi toteuttaa myös 60 GHz piirejä CMOS-teknologialla, joka mahdollistaa koko radion integroinnin yhdelle puolijohdepalalle.

Tässä diplomityössä suunniteltiin ja toteutettiin laajakaistainen rajoittava vahvistin osaksi yhdelle mikrosirulle integroidun 60 GHz radiovastaanottimen kantataajuusosia modernilla 65 nm CMOS-teknologialla. Rajoittavan vahvistimen tehtävänä on toimia yksibittisenä analogia-digitaalimuuntimena. Vastaanotinta on tarkoitus hyödyntää sellaisissa laajakaistaisissa tiedonsiirtojärjestelmissä, joissa käytetään vakioverhokäyräisiä modulaatiomenetelmiä. Suunnitellussa vastaanottimessa tavoitteena oli saavuttaa 2 GHz signaalikaistanleveys, joka tarkoittaa 1 GHz kaistanleveysvaatimusta I- ja Q-haaran kantataajuusosille.

Työssä haastavinta oli löytää sopiva kompromissi rajoittavan vahvistimen vahvistuksen ja kaistanleveyden välille. Rajoittavalle vahvistimelle saatiin vahvistusta 32 dB ja sen kaistanleveydeksi simuloitiin 1,1 GHz. Simulointituloksien perusteella tavoitteissa onnistuttiin hyvin.

Avainsanat: Rajoittava vahvistin, kantataajuus, CMOS-teknologia,
radiovastaanotin, integroidut piirit

Author: Kalle Kekkonen

Name of the Thesis: Integrated Limiting Amplifier for a 60 GHz Radio Receiver

Date: 1 April 2008

Number of pages: 52

Department: Faculty of Electronics, Communications and Automation

Professorship: S-87 Department of micro- and nanotechnologies

Supervisor: Professor Kari Halonen

Instructor: Lic.Sc.(Tech.) Ville Saari

There already coexist several wireless communications systems at frequencies lower than 10 GHz. At a higher 60-GHz frequency range, there is an unlicensed band offering the possibility of data communication at high data rates. During recent years, 60-GHz radio circuits have raised extensive research interest in academia. In small distances, 60-GHz radios can be utilized, for example, in wireless local area network (WLAN) applications. Formerly, high frequency circuits could be integrated only in expensive processes unsuitable for mass production. With the diminishing channels lengths of transistors, it has become possible to implement also 60-GHz circuits in a CMOS technology, which enables the integration of a whole radio transceiver on a single chip.

In this Master's Thesis, a wideband limiting amplifier was designed and implemented as a part of the baseband circuit of a single-chip 60-GHz radio receiver in a modern 65-nm CMOS technology. In the receiver, the limiting amplifier operates as a 1-bit analog-to-digital converter (ADC). The implemented receiver is aimed at wideband wireless communications systems in which constant-envelope modulation techniques are utilized. The target was to achieve a 2-GHz signal bandwidth leading to a 1-GHz bandwidth requirement for the I/Q baseband channels of the receiver.

In this thesis, it was challenging to compromise with the required gain and the bandwidth of the limiting amplifier. The simulated gain and the bandwidth of the designed limiting amplifier are 32 dB and 1.1 GHz, respectively. According to the simulation results, the targeted performance of the limiting amplifier was achieved.

Keywords: Limiting amplifier, baseband, CMOS technology, radio receiver, integrated circuits

Alkulause

Tämä työ on tehty Teknillisen korkeakoulun Piiritekniikan laboratoriossa. Haluan kiittää TkL Ville Saarta työni ohjauksesta sekä kannustuksesta työni aikana. Työni valvojaa professori Kari Halosta ja Jussi Ryytästä kiitän mahdollisuudesta työskennellä haastavan ja mielenkiintoisen projektin parissa. Kiitän työkavereitani ja erityisesti huonetovereitani virkeästä työilmapiiristä.

Kiitos kuuluu myös Olli Viitalle ja Mikko Kaltiokalliolle, jotka ovat auttaneet paljon suunnittelussa ja erityisesti ohjelmien käytössä.

Tahdon myös kiittää opiskelukavereitani ja erityisesti Matti Sillantakaa, jolta olen saanut opiskelujen aikana paljon apua.

Suurin kiitos kuuluu vanhemmilleni Markulle ja Ritvalle, jotka ovat kehoittaneet opiskelemaan ja mahdollistaneet täysipäiväisen opiskelun taloudellisella tuellaan.

Avopuolisoani Liselottaa haluan kiittää kannustuksesta ja kärsivällisyydestä kotona, kun päivät ovat venyneet välillä illanpuolelle.

Espoossa 1.4.2008

Kalle Kekkonen

Sisällysluettelo

ALKULAUSE	IV
SISÄLLYSLUETTELO.....	V
SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO.....	VII
1 JOHDANTO.....	1
2 RADIOJÄRJESTELMÄT	3
2.1 SUPERHETERODYNEVASTAANOTIN	3
2.2 VAIHEMODULAATIOMENETELMÄT	4
2.3 60 GHz:N RADIOVASTAANOTIN	7
3 RAJOITTAVAT VAHVISTIMET.....	8
3.1 EPÄLINEAARINEN VAHVISTIN.....	8
3.2 RAJOITTAVA VAHVISTIN	10
3.3 AM-AM- JA AM-PM-KONVERSIO	11
3.4 KOHINA.....	13
3.5 DYNAAMINEN ALUE	13
3.6 KAISTANLEVEYS	14
3.7 YKSIKÖVAHVISTUKSEN TAAJUUS.....	16
3.8 VIRRANMUUTOSSUHTEEHIN HAJONTA.....	17
3.9 PSEUDO-DIFFERENTIAALINEN RAKENNE	18
3.10 YHTEISMUOTOISEN SIGNAALIN MYÖTÄKYTKENTÄ	20
3.11 YHTEISMUOTOISEN SIGNAALIN VAIMENNUSUHDE.....	21
4 RAJOITTAVIEN VAHVISTIMIEN TOPOLOGIOIDEN ESITTELY.....	22
4.1 VASTUS KUORMA	22
4.2 DIFFERENTIAALINEN NMOS-TULOPARI DIODIKYTKETYLLÄ KUORMALLA	23
4.3 TAITETTU DODIKUORMA	24
4.4 AKTIIVINEN KELA	25
5 RAJOITTAVAN VAHVISTIMEN TOTEUTUS.....	28
5.1 TOTEUTETUN RAJOITTAVAN VAHVISTIMEN RAKENNE	28
5.2 VAHVISTUS JA KAISTANLEVEYS	28
5.2.1 Prosessikulmien vaikutus suorituskykyyn	35
5.2.2 Simuloitu ja teoreettinen AM/PM-konversio.....	36

5.3	KOHINA.....	36
5.4	BIASOINTI	37
5.5	DYNAAMINEN ALUE	38
5.6	YHTEISMUOTOISEN SIGNAALIN MYÖTÄKYTKENTÄ	38
5.7	TULONSIIRROSJÄNNITTEEN KOMPENSOINTI.....	39
5.8	TULONSIIRROSJÄNNITE	42
5.9	PUSKURI.....	43
5.10	PIIRIKUVION PIIRTO.....	45
6	JOHTOPÄÄTÖKSET JA POHDINNAT	47
	KIRJALLISUUSVIITTEET	48
	LIITE 1: RAJOITTAVAN VAHVISTIMEN PIIRIKUVIO KONDENSAATTOREILLA.....	51
	LIITE 2: RAJOITTAVAN VAHVISTIMEN PIIRIKUVIO ILMAN KONDENSAATTOREITA.	52

Symboli- ja lyhenneluettelo

$\Delta\varphi$	Vaihevirhe
a	Signaalin amplitudi
A_v	Jännitevahvistus
A_β	Prosessista riippuvainen vakio
A_{CM}	Yhteismuotoinen vahvistus
A_d	Eromuotoinen vahvistus
A_{VTH}	Prosessista riippuvainen vakio
AM	Amplitude modulation, amplitudimodulaatio
B	Bulkki
B	Kanavanleveys
BW	Kaistanleveys
C	Kapasitanssi
C_{bd}	Bulkin ja nielun välinen kapasitanssi
C_{bs}	Bulkin ja lähteen välinen kapasitanssi
C_{gd}	Hilan ja nielun välinen kapasitanssi
C_{gs}	Hilan ja lähteen välinen kapasitanssi
C_{gg}	Hilalta näkyvä kokonaiskapasitanssi
C_{dd}	Nielulta näkyvä kokonaiskapasitanssi

C_{tot}	Kokonaiskapasitanssi
CMFF	Common-mode feed forward, yhteismuotoinen myötäkkykentä
CMFB	Common-mode feedback, yhteismuotoinen takaisinkykentä
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor, prosessi, jossa on mahdollisuus käyttää n- ja p-kanavaisia transistoreja
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio, yhteismuotoinen vaimennussuhde
D	Drain, nielu
dB	desibeli
DC	Tasajännitekomponentti
f	Taajuus
f_{in}	Tulosignaalin taajuus
FD	Fully Differential, täysin differentiaalinen
G	Gate, hila
GBW	Gain BandWidth product, Vahvistuksen ja kaistanleveyden tulo
g_m	Siirtokonduktanssi
g_{ds}	Nielun ja lähteen välinen konduktanssi
Hz	Hertzi, taajuuden yksikkö
I_{di}	Nielulla kulkeva virta, $i=1,2,3\dots$
ICP	Input Compression Point, sisäänmenon -1dB:n kompressiopiste
IF	Intermediate Frequency, välitaajuus
k	Boltzmannin vakio, $1.3807 \times 10^{-23} \text{ J / K}$
L	Transistorin pituus

LO	Local Oscillator, paikallisoskillaattori
MNi	Nmos-transistori, $i=1,2,3\dots$
MPi	Pmos-transistori, $i=1,2,3\dots$
NF	Noise Figure, kohina luku
ω_{unity}	Yksikkökulmataajuus
OCP	Output Compression Point, lähdön -1dB:n kompressiopiste
OQPSK	Offset Quadrature Amplitude Modulation, monitasoinen vaihetta ja amplitudia muokkaava modulaatio, jossa esiintyy ainoastaan 90 asteen vaihesiirtoja
P	Teho
$P_{in,min}$	Kohinalattiataso
PD	Pseudo-Differential, pseudo-differentiaalinen
PM	Phase Modulation, vaihemodulaatio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation, monitasoinen vaihetta ja amplitudia muokkaava modulaatio
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying, nelivaiheinen modulaatio
R	Vastuksen resistanssi
R_{ext}	Ulkoinen vastus
R_{out}	Lähtöresistanssi
R_{tot}	Kokonaisresistanssi
RF	Radio Frequency, radiotaajuus
S	Source, lähde
T	Lämpötila
V	Jännite

V_{bias}	Biasointijännite
V_{dd}	Käyttöjännite
$V_{in,max}$	Tulon jännitesignaalin suurin arvo
$V_{in,min}$	Tulon jännitesignaalin pienin arvo
V_{inn}	Tulon negatiivinen tasajännite
V_{inp}	Tulon positiivinen tasajännite
V_{outn}	Lähdön negatiivinen tasajännite
V_{outp}	Lähdön positiivinen tasajännite
V_{GS}	Transistorin hilan ja lähteen välinen jännite
V_{TH}	Kynnysjännite
V_{CM}	Yhteismuotoinen jännite
W	Transistorin leveys
WLAN	Wireless Local Area Network, langaton lähiverkko

1 Johdanto

Alle 10 GHz radiotaajuuksilla käydään kovaa kilpailua pienistä radiotaajuusalueista ja markkinoilla on jo paljon sovelluksia näille taajuuksille. Suuremmilla taajuuksilla on edelleen tilaa järjestelmille, joilla tavoitellaan suuria tiedonsiirtonopeuksia. Neljännen ja viidennen sukupolven matkaviestinjärjestelmät tulevat tarjoamaan puheen ja internetin lisäksi nopeaa videon siirtämistä langattomasti. Viime vuosien aikana on aktiivisesti tutkittu 60 GHz radiopiirejä. Tällä taajuusalueella ilman hapen vaimennus on merkittävää, mutta muutaman kymmenen metrien matkalla ilmakehän vaimennus on vielä kohtuullista. Näillä etäisyyksillä laajakaistainen langaton lähiverkko (WLAN) on hyvin mahdollinen sovelluskohde.

Korkeilla taajuuksilla aikaisemmin on ollut ongelmana tekniikoiden kalleus massatuotteita ajatellen. Tällä hetkellä on kuitenkin mahdollista toteuttaa mikropiirejä CMOS-tekniikalla myös millimetrialtoalueen sovelluksiin. Kun 60 GHz radiovastaanotin suunnitellaan CMOS-tekniikalla, piirin kaikki osat voidaan integroida yhdelle mikrosirulle ja näin pystytään pitämään massatuotannon kustannukset alhaalla.

Tässä diplomityössä suunniteltiin ja prosessoitiin rajoittava vahvistin 60 GHz radiovastaanottimeen käyttämällä 65 nm CMOS-prosessia. 60 GHz radiovastaanottimessa käytettiin superheterodynevastaanotintopologiaa, jossa radiotaajuinen signaali alassekoitetaan 5 GHz välitaajuudelle ja sen jälkeen kantataajuudelle. Tässä vastaanottimessa rajoittava vahvistin toimii yksibittisenä analogia-digitaalimuuntimena kantataajuussuodattimen perässä. Vastaanotinta on tarkoitus hyödyntää sellaisissa laajakaistaisissa tiedonsiirtojärjestelmissä, joissa käytetään vakioverhokäyräisiä modulaatiomenetelmiä. Tavoitteena on saavuttaa 2 GHz signaalikaistanleveys, joka tarkoittaa 1 GHz kaistanleveysvaatimusta I- ja Q-haaran kantataajuusosille. Työssä oli haastavinta suunnitella rajoittava vahvistin, jolla on yli 30 dB vahvistusta ja samaan aikaan yli 1 GHz kaistanleveys. Tämä oli haastavaa, koska vahvistus ja kaistanleveys ovat

vahvasti sidoksissa toisiinsa. Suunnittelussa piti ottaa huomioon myös, että signaali pitää puskuroida ulos piiriltä, jottei sen kaistanleveys rajoittuisi. Tämän vuoksi piirille suunniteltiin virtasäädettävä puskuri, joka ajaa signaalin ulos piiriltä.

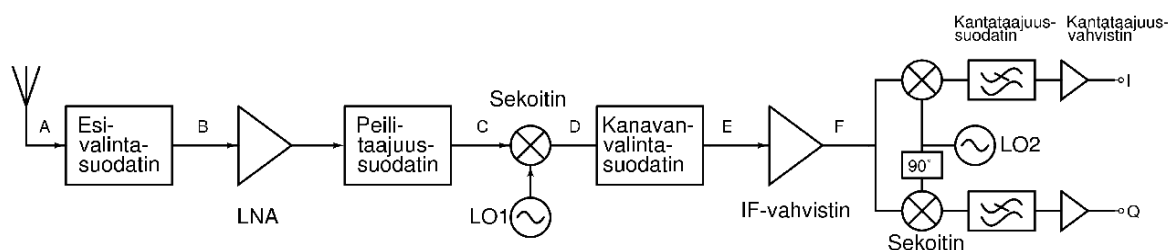
2 Radiojärjestelmät

Tässä kappaleessa keskitytään tämän työn kannalta olennaisiin radiojärjestelmiin. Aluksi käsitellään superheterodynevastaanotinta. Sen jälkeen käydään läpi vaihemodulaatiota. Lopuksi käydään läpi periaatetasolla 60 GHz:in radiovastaanotin. Tällaiseen radiovastaanottiin suunniteltu rajoittava vahvistin integroidaan.

2.1 Superheterodynevastaanotin

Vastaanottimissa on paljon käytetty supervastaanottimia eli superheterodynevastaanottimia. Supervastaanottimen etuja on, että signaali saadaan vahvistettua helpommin, saadaan aikaan lisää selektiivisyyttä eli voidaan valita tarkemmin, mikä kaista päästetään ilmaisimelle, sekä sensitiivisyys eli voidaan helpommin erottaa heikkoja signaaleja [1].

Kuvan 1 vastaanottimessa antennista tulevaa signaalia suodatetaan ensin esivalintasuolettimella.



Kuva 1. Superheterodynevastaanotin.

Tämän jälkeen signaalia vahvistetaan herkällä suurtaajuusvahvistimella 10-20 dB [2]. Ennen sekoitinta olevalla suodattimella estetään peilitaajuudella olevien signaalien pääsy sekoittimelle [3]. Sekoittimella signaali siirretään halutulle välitaajuudelle. Tarkka paikallisoskillaattorisignaali voidaan kehittää vaihelukitulla oskillaattorilla tai taajuussyntetisaattorilla [4]. Välitaajuussuodattimen kaistanleveys valitaan signaalin

vaatiman kaistan suuruiseksi. Välitaajuusvahvistimien kokonaisvahvistus voi olla 70-100 dB. Mikäli vastaanotettavan signaalin voimakkuus voi vaihdella paljon, vahvistuksen tulee olla säätävä, jotta vastaanotin ei kyllästyisi. Välitaajuussignaali jaetaan lopuksi I- ja Q-haaroihin.

Yksinkertaisessa superheterodynevastaanottimessa käytetään vain yhtä välitaajuutta, tällöin täytyy tehdä kompromissi herkkyyden ja selektiivisyyden välillä: jos välitaajuus on korkea, niin peilitaajuus voidaan vaimentaa, mutta täydellinen kanavan valinta on vaikeaa ja toisinpäin. Tämä ongelma voidaan ratkaista käyttämällä superheterodynevastaanotinta, jossa käytetään kahta välitaajuutta.

2.2 Vaihemodulaatiomenetelmät

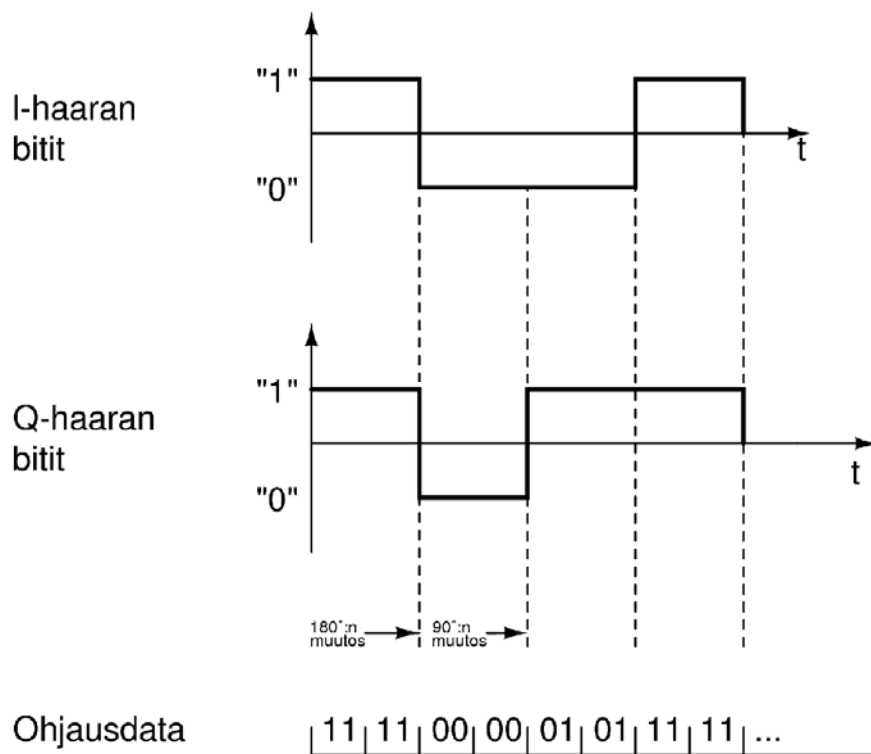
Rajoittava vahvistin integroidaan 60 GHz radiovastaanottimeen. Vastaanotin on tarkoitettu sellaisiin järjestelmiin, joissa käytetään vaihemodulaatiota. Rajoittava vahvistin tekee signaalille 1-bittisen AD-muunnoksen. Tässä kappaleessa käsitellään vaihemodulaatiomenetelmiä.

Radioliikenteessä modulaatio eli informaation liittäminen kantaaltoon on keskeinen asia [1]. Lähetettävä informaatio, kantataajuussignaali, liitetään signaaliin modulaattorilla moduloimalla kantaallon amplitudia, taajuutta tai vaihetta joko analogisesti tai digitaalisesti. Informaatiosignaalia ei kannata lähettää suoraan radiokanavaan, koska kantataajuussignaali sisältää myös matalataajuuksisia signaaleja ja näillä taajuuksilla radiokanavan kapasiteetti on mitätön. Tämän vuoksi pitää valita kulloisellekin kerralle sopiva modulaatiomenetelmä. Modulaatiomenetelmällä kantataajuussignaali siirretään radiokanavaan korkeammalle taajuudelle ja näin saadaan nostettua siirtokapasiteettia.

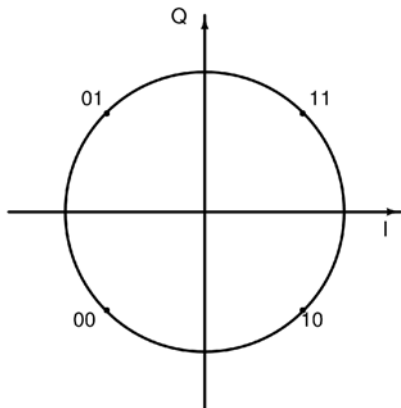


Kuva 2. Vaihemodulaatio.

Kuvassa 2 on esitetty vaihemoduloitua aaltomuotoa. Kuvasta näkee, että ykköstä ja nollaa vastaavien signaalien välillä on 180 asteen vaihe-ero. Vaihemoduloidun signaalin amplitudi ja taajuus ovat vakioita. Informaatio on koodattu signaalin vaiheeseen. Kaksitilaisessa vaihemodulaatiossa signaalin vaihekulma on joko 0° tai 180° . Digitaalinen vaihemodulaatio (PSK, phase shift keying) on yksinkertaisimmillaan kaksitilaista. Tästä edistyneempi modulaatiomenetelmä on QPSK (quadrature phase shift keying), jossa on neljä mahdollista tilaa (kuva 3).

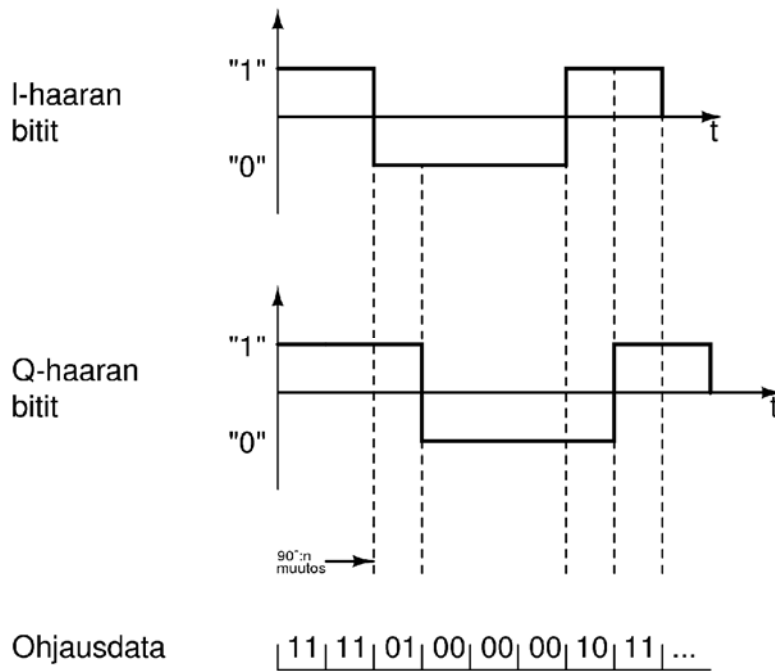


Kuva 3. QPSK-modulaatio: I- ja Q-haarojen ohjaussignaalit ja ohjausdata.



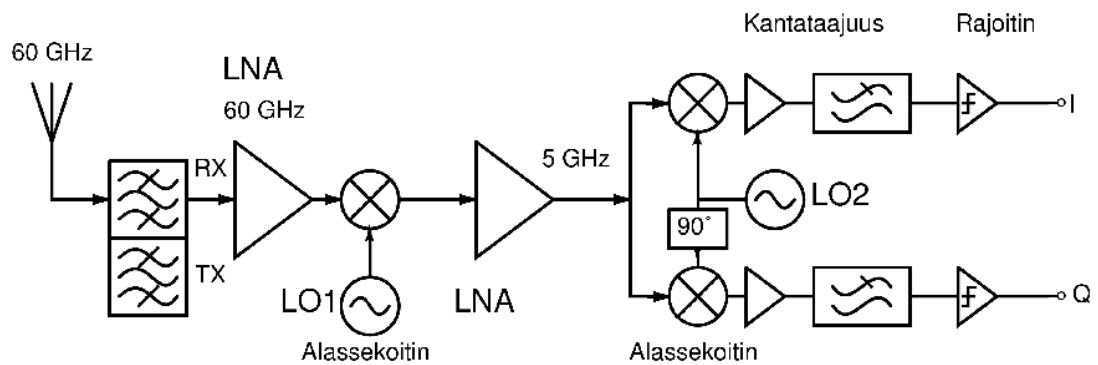
Kuva 4. QPSK konstellatiokuva.

Kuvassa 4 on esitetty QPSK:n konstellatiokuva. Kuvasta näkee että signaalilla on neljä mahdollista tilaa. Signaalissa voi olla 90° tai 180° suuruisia vaihehyppyjä (kuva 3). Kun signaali tekee 180° suuruisen vaikehypyn, niin se joutuu menemään origon kautta ja tällöin sen amplitudi tippuu maksimiarvostaan nolnaan ja palaa taas maksimiarvoonsa. Tämä voidaan estää viivästämällä toista haaraa 90° verran, jolloin signaali voi tehdä ainoastaan 90° vaihesiirtoja (kuva 5). Tämä menetelmä on nimeltään OQPSK.



Kuva 5. OQPKS.

2.3 60 GHz:n radiovastaanotin



Kuva 6. 60 GHz radiovastaanotin.

Kuvassa 6 on esitetty 60 GHz radiovastaanotin. Toteutetussa 60 GHz radiovastaanottimessa on ensimmäisenä vähäkohinainen vahvistin [2]. 60 GHz:in signaali tiputetaan ensin välitaajuudelle alassekoittimella [4]. Välitaajuus on suunnitellussa radiovastaanottimessa 5 GHz. Tämän jälkeen signaalia vahvistetaan vähäkohinaisella vahvistimella ja sen taajuus tiputetaan kantataajuudelle [2]. Kantataajuus on 0-1 GHz. Kantataajuudella signaalia suodatetaan ensin alipäästösuodattimella [5]. Tällä on myös vahvistusta noin 20 dB. Signaali saapuu näin rajoittimelle, jolla signaalille tehdään 1-bittinen AD-muunnos.

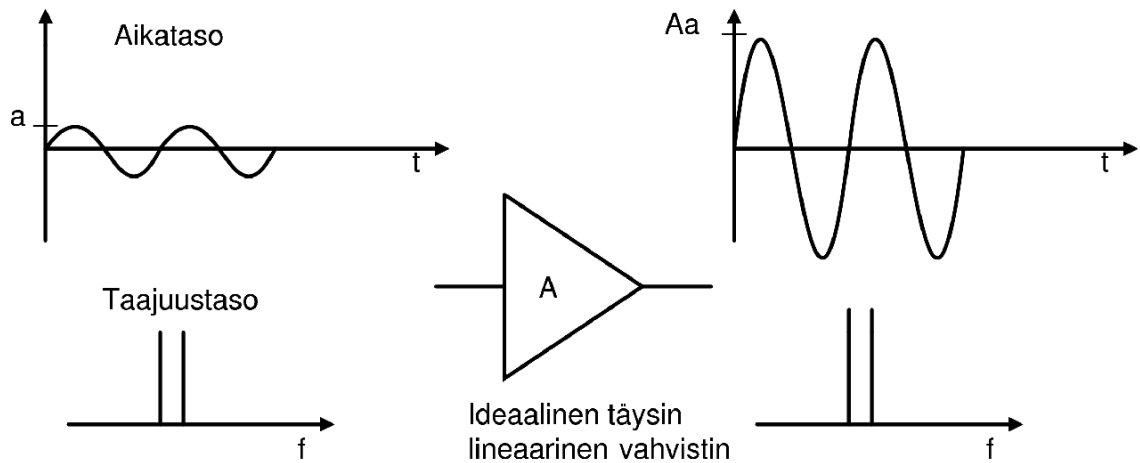
3 Rajoittavat vahvistimet

Rajoittavia vahvistimia voidaan käyttää vastaanottimissa silloin, kun informaatio on koodattu vaiheeseen. Rajoittava vahvistin koostuu yleensä vahvistinketjusta, jossa tulosignaali saturoidaan vakiotasolle. Samalla, kun signaalin amplitudi rajoitetaan vakiotasolle, vaimennetaan myös amplitudimodulaatiota. Ideaalisesti rajoittava vahvistin vaikuttaa vain signaalin amplitudiin ja on läpikuultava signaalin vaiheinformaatiolle [6]. Käytännössä rajoittavissa vahvistimissa kuitenkin esiintyy AM-PM-konversiota, joka häiritsee vaiheinformaatiota. Rajoittavilla vahvistimilla on yleensä yksinkertaisempi rakenne kuin automaattisilla vahvistuksensäätöyksiköillä (AGC, automatic gain control) ja siksi ne voivat samalla tehonkulutuksella käsitellä laajemman dynaamisen alueen. Näistä syistä johtuen rajoittavia vahvistimia käytetään vastaanottimien kantataajuusosissa mieluummin kuin automaattisia vahvistuksen säätöyksiköitä [7].

Tässä luvussa käsitellään rajoittaviin vahvistimiin liittyviä ominaisuuksia ja tarkastellaan epäideaalisuuksia.

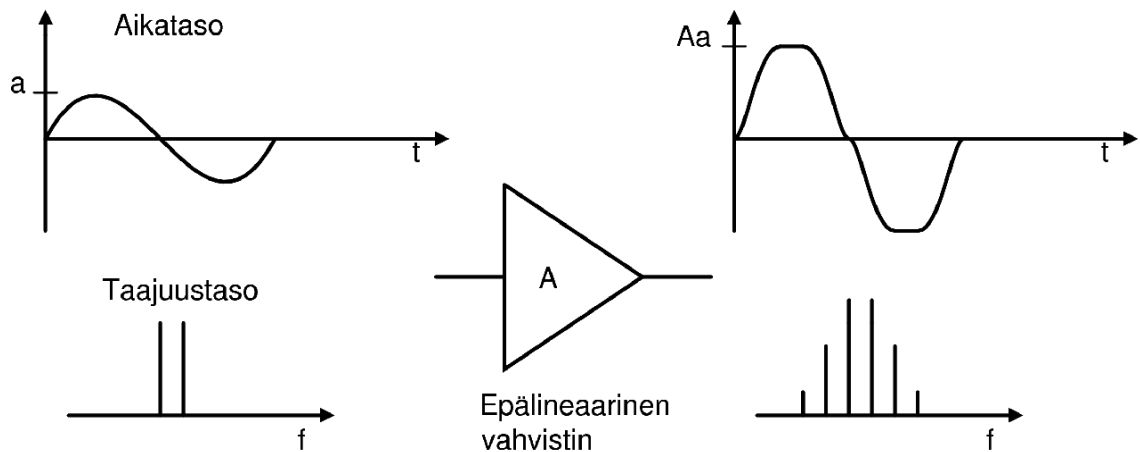
3.1 Epälineaarinen vahvistin

Mikäli vahvistin on täysin lineaarinen, aikatasossa lähtösignaali on identtinen kopio tulosignaalista, ainoastaan lähtösignaalin amplitudi muuttuu vahvistuksen mukaan (kuva 7). Kun täysin lineaarisen vahvistimen tulo- ja lähtösignaaleja tarkastellaan taajuustasossa, spektrillä on samat taajuuskomponentit, ainoastaan spektrikomponenttien itseisarvot ovat vahvistuneet.



Kuva 7. Täysin lineaarisen vahvistimen tulo- ja lähtösignaali.

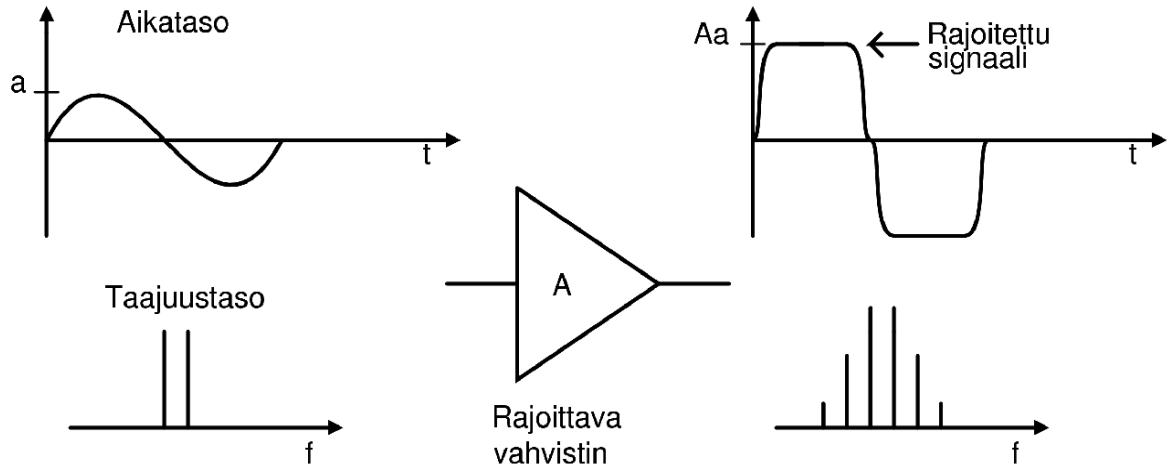
Epälineaarisisessa vahvistimessa signaali käyttäytyy nimensä mukaan epälineaarisesti (kuva 8). Epälineaarisen vahvistimen lähtösignaalin muoto poikkeaa aikatasossa tulosignaalista ja vastaavasti taajuustasossa lähtösignaalin spektriin syntyy uusia taajuuskomponentteja, harmonisia komponentteja ja keskinäismodulaatiotuloksia.



Kuva 8. Epälineaarisen vahvistimen tulo- ja lähtösignaali.

3.2 Rajoittava vahvistin

Rajoittavan vahvistimen on tarkoitus vahvistaa kaikki signaalit tiettyyn tasoon (kuva 9). Tämä taso ei välttämättä ole käyttöjännite. Rajoittimen tarkoituksena on saada kaikki halutun tasoiset signaalit kattoon. Yleensä rajoittavaa vahvistinta käytetään silloin, kun halutaan saada riittävä vaiheinformaatio.

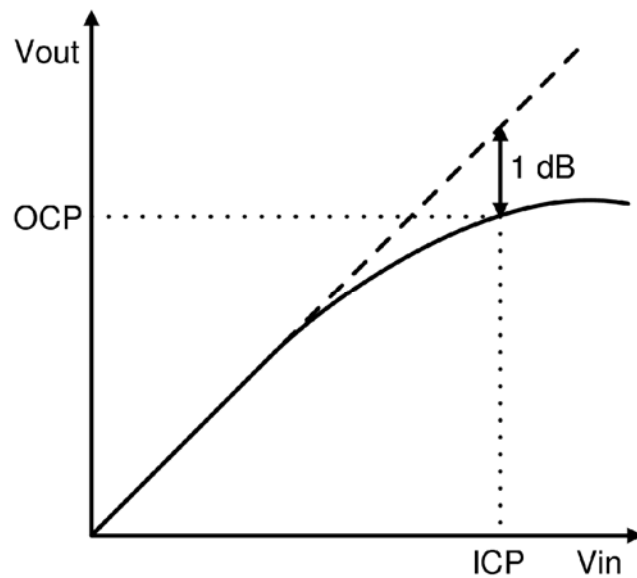


Kuva 9. Rajoittavan vahvistimen tulo- ja lähtösignaali.

Rajoittava vahvistin on epälineaarinen vahvistin. Rajoittava vahvistin vahvistaa lineaarisesti amplituditasoltaan pienet tulosignaali. Vahvistus ei kuitenkaan onnistu amplituditasoltaan suurimmilla signaaleilla, koska signaalin kasvua alkaa rajoittaa rajoittavan vahvistimen käyttöjännite. Jos esimerkiksi vahvistimen käyttöjännite on 1,2 V ja sen piensignaali vahvistus on 20 dB, niin vahvistimen lähtösignaali vahvistuu 10-kertaiseksi tulosignaaliin verrattuna. Näin tapahtuu pienemmällä tulojännitteellä kuin 0,12 V. Tämän jälkeen vahvistin alkaa rajoittaa lähtösignaalia.

3.3 AM-AM- ja AM-PM-konversio

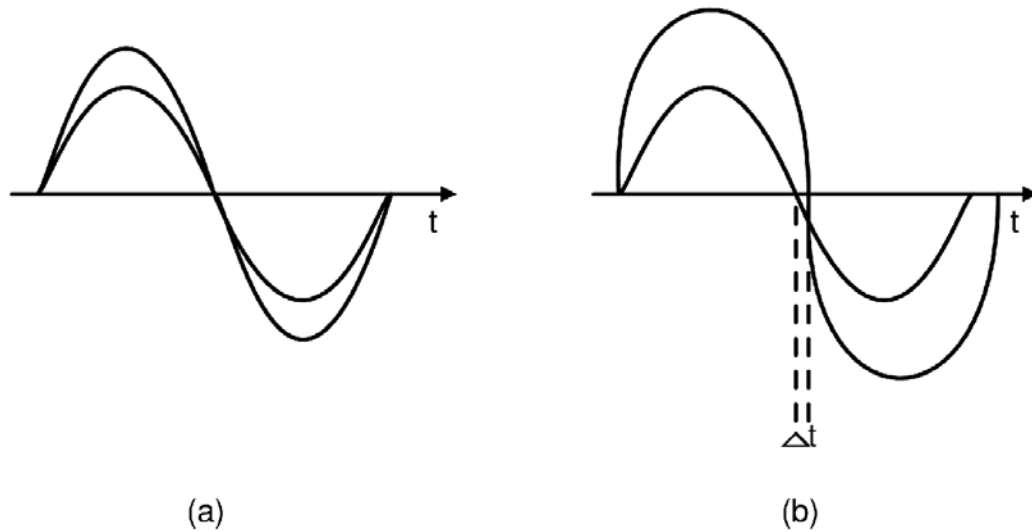
Jännitevahvistus tarkoittaa vahvistimen lähtöjännitteen ja tulojännitteen suhdetta. Tulosignaalin jännitteen kasvaessa tarpeeksi suureksi vahvistimen vahvistus alkaa pienentyä eli kompressoitua. Tämä vahvistuksen pienentyminen on AM-AM-konversiota (kuva 10). Vahvistuksen kompressoitumisen mittana käytetään yleisesti 1 dB:n kompressiopistettä (OCP, Output Compression Point). 1 dB:n kompressiopiste määritellään pisteessä, jossa vahvistus on pienentynyt 1 dB:n verran piensignaaliarvostaan. 1 dB:n kompressiopiste voidaan ilmoittaa myös tulojännitetasona, jolla jännitevahvistin kompressoituu. Tästä käytetään merkintää ICP (Input Compression Point).



Kuva 10. Periaatekuva AM-AM-konversiosta.

Koska rajoittavan vahvistimen siirtofunktio on epälineaarinen, niin lähtösignaali eroaa tulosignaalista. Muutos on riippuvainen tulosignaalin amplitudista. Tästä epälineaarisuudesta ja kaistanrajoituksesta johtuen ilmenee nollanylityksen viivepoikkeama, jota kutsutaan myös AM-PM-konversioksi [6]. Tämä on esitetty kuvassa

11. AM-PM-konversio voi vaikuttaa informaatioon, kun käytetään vaihemodulaatiomenetelmiä. Mikäli vaihevirhe on tarpeeksi suuri, tapahtuu bittivirheitä.



Kuva 11. Lähtösignaali pienen (a) ja suuren (b) tulosignaalin tapauksessa

Ilman AM-PM-konversiota, kuva 11(a), vain lähtösignaalin amplitudi kasvaa. Kuvassa 11(b) esiintyy AM-PM-konversiota. Tätä voidaan kuvata Δt avulla aikatasossa ja taajuustasossa [6]

$$\Delta\varphi \approx \frac{f_{in}}{BW} 17.6^\circ, \quad (1)$$

jossa $\Delta\varphi$ on vaihevirhe, f_{in} on tulosignaalin taajuus ja BW on rajoittimen kaistanleveys.

$\Delta\varphi$ kuvaa vaihevirhettä, joka tulee pienen sinisignaalin, ja jo voimakkaasti kantittuneen signaalin välille. Kaavasta (1) nähdään, että vaihepoikkeama riippuu tulosignaalin taajuudesta ja rajoittimen kaistanleveydestä. Mitä suurempi kaistanleveys, sitä vähemmän tulee samalla tulosignaalilla vaihevirhettä. Kaava (1) antaa pahimman mahdollisen tilanteen vaihevirheelle.

3.4 Kohina

Kaikkialla tietoliikenteessä ja elektronisissa piireissä esiintyy kohinaa, joka on hyötysignaaliin kuulumatonta signaalia. Sitä ei kukaan lähetä, vaan se syntyy itsestään laitteissa ja sitä esiintyy aina myös luonnossa. Radioyhteyttä suunniteltaessa ei riitä, että päästään tiettyyn signaalitasoon kunnolliseen vastaanottoon pyrittäessä. Lisäksi on otettava huomioon, että signaali pitää erottaa kohinan seasta eli yleensä tutkittavan signaalin amplituditason on oltava kohinan yläpuolella. Luonnossa esiintyvä häiriökenttä sekä vastaanottimessa syntyvä kohina aiheuttavat yhdessä kohinasignaalin, joka kilpailee vastaanotettavan signaalin kanssa. Kohina voidaan jakaa lähteensä perusteella seuraavasti:

Vastaanottimessa syntyvä kohina, ilmakehästä ja maasta syntyvä lämpökohina, salamapurkausten aiheuttamat häiriöt, avaruudesta tuleva kohina ja sähkölaitteiden aiheuttama kohina.

Vastaanottimen oma kohina syntyy käytännössä RF-etupäässä [8]. Lasketaan radiovastaanottimen RF-etupään kohinalattiataso. Laskemiseen tarvitaan vastaanottimen kohinaluku NF (Noise figure) ja yleinen taustakohinan pohjataso, joka on huoneenlämmössä -174 dBm/Hz [3]. Lisäksi laskussa täytyy ottaa huomioon vastaanottimen kanavanleveys (B) kantataajuudella. RF-etupäähän tuleva kohinataso voidaan laskea kaavalla:

$$P_{in,min} = -174dBm / Hz + NF + 10 \log B . \quad (2)$$

Kaavalla (2) voidaan laskea minimisignaali, joka on tunnistettavissa. Tätä pienemmät signaalit hukkuvat kohinan sekaan.

3.5 Dynaaminen alue

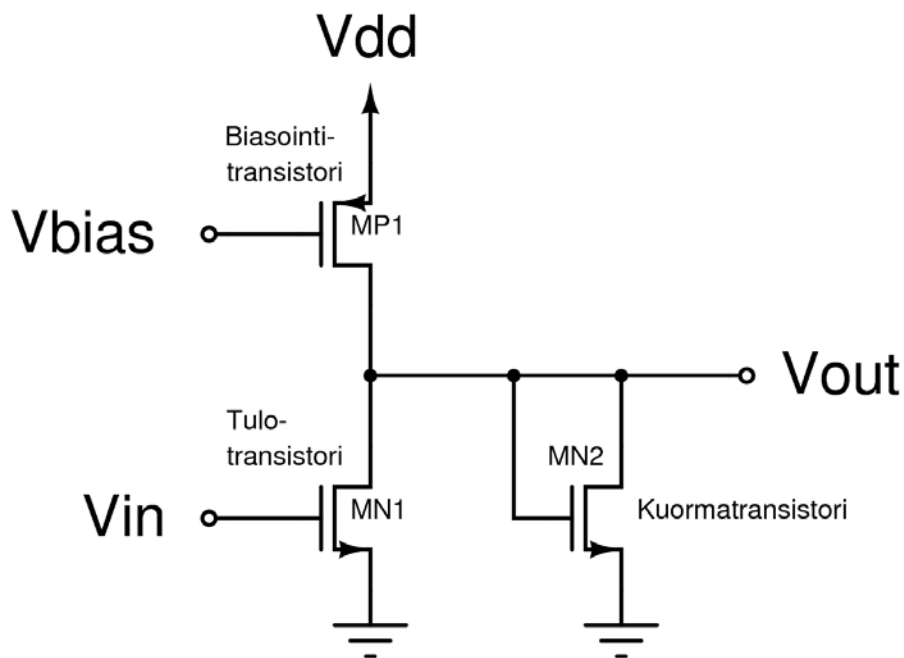
Dynaaminen alue kuvaa vahvimman ja heikoimman signaalin suhdetta. Vahvistimissa dynaaminen alue määritellään suurimman ja pienimmän mahdollisen tulosignaalin suhteena. Vahvistimen dynaaminen alue voidaan laskea seuraavasti:

$$Dyn.alue = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{in,max}}{V_{in,min}}\right), \quad (3)$$

missä $V_{in,max}$ on tulosignaalin suurin ja $V_{in,min}$ tulosignaalin pienin arvo.

3.6 Kaistanleveys

Tarkastellaan rajoittavan vahvistimen kaistanleveyttä lähtien liikkeelle yksiasteisen rajoittavan vahvistimen piirikaaviosta (kuva 12).



Kuva 12. Yksiasteinen rajoittava vahvistin.

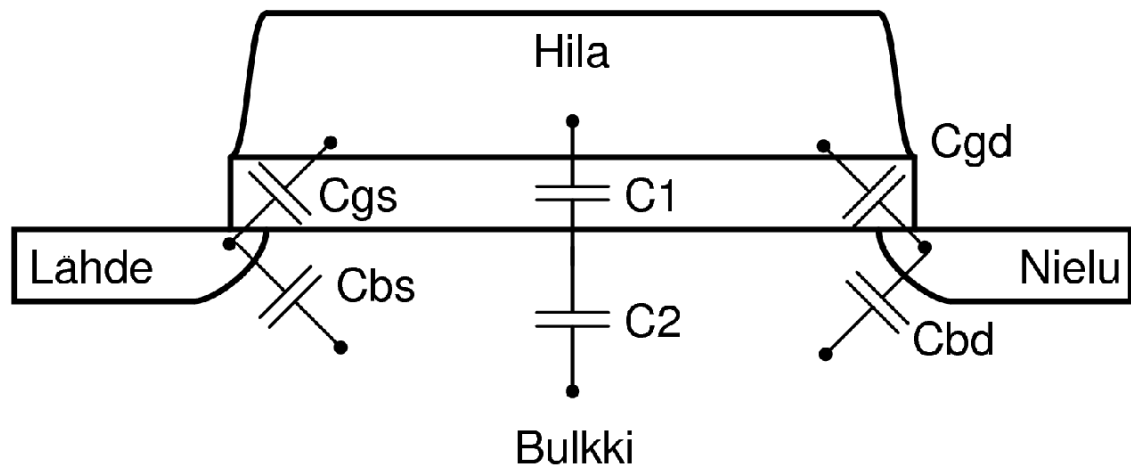
Yksiasteisen rajoittimen kaistanleveys määräytyy rajoittimen lähdössä olevasta resistiivisestä ja kapasitiivisesta kuormasta seuraavan kaavan mukaan:

$$f = \frac{1}{2\pi \times R_{tot} C_{tot}}, \quad (4)$$

missä R_{tot} on kokonaisresistanssi ja C_{tot} on kokonaiskapasitanssi. C_{tot} koostuu kaikista niistä kapasitansseista, jotka ovat lähtösolmussa. R_{tot} koostuu vastaavasti kaikista niistä resistansseista, jotka ovat lähtösolmussa.

Useampi asteisen rajoittavan vahvistimen kaistanleveys määräytyy jokaisen asteen lähtöresistansseista ja kapasitansseista ja tämän lisäksi kaistanleveyteen vaikuttaa seuraavan asteen tulokapasitanssit.

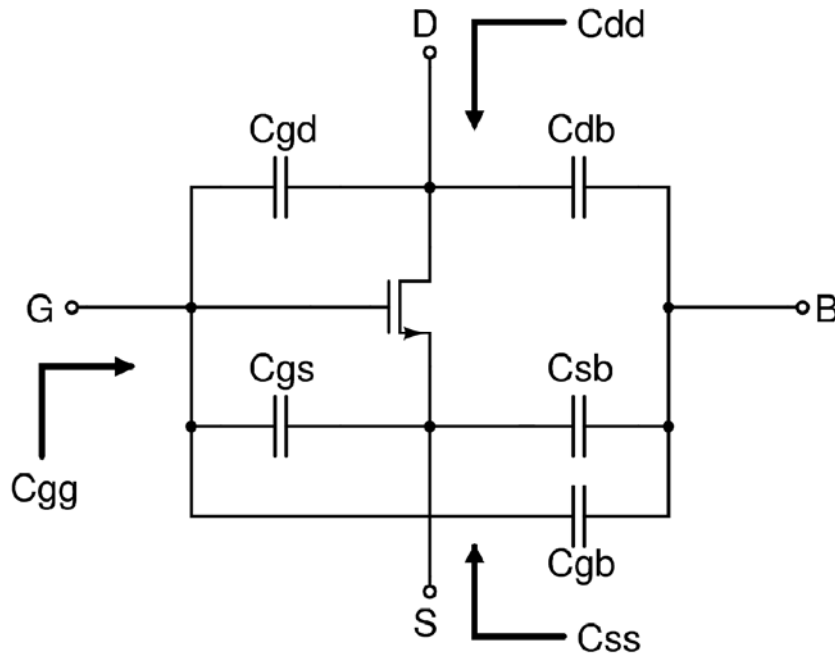
Tarkastellaan seuraavaksi rajoittavan vahvistimen kaistanleveyttä yksittäisessä MOS-transistorissa esiintyvistä parasiittisista kapasitansseista. Nämä on esitetty MOS-transistorin poikkileikkauksessa kuvassa 13.



Kuva 13. MOS-transistorin kapasitanssit.

Kuvasta 13 nähdään, että transistorissa itsessään on parasiittista kapasitanssia, joka johtuu esimerkiksi siitä, että lähde ja nielu ovat limikkäin hilan kanssa ja väliin jää eristettä. Näin niiden väliin syntyy kapasitanssia. Hilan ja nielu/lähteen väliin syntyy kapasitanssia myös transistorin sivuilla olevien eristeiden johdosta. Bulkin ja nielu/lähteen väliin syntyy myös kapasitiivisia varauksia. Nämä kaikki ilmiöt aiheuttavat ylimääräistä kapasitanssia jokaiseen transistoriin ja pudottavat rajoittimen kaistanleveyttä [9].

Kuvassa 13 esitetyt parasitiittiset kapasitanssit voidaan esittää piirikaaviona (kuva 14).



Kuva 14. Transistorissa esiintyvät kapasitanssit.

Transistorin hilalta (G, gate) on kapasitanssia lähteeseen (S, source), nieluun (D, drain) sekä bulkille. Hilalta näkyvää kokonaiskapasitanssia voidaan merkitä C_{gg} :llä. Nielusta näkyvää kokonaiskapasitanssia voidaan merkitä C_{dd} :llä.

3.7 Yksikkövahvistuksen taajuus

Vahvistinsuunnittelussa on olennaista löytää kompromissi kaistanleveyden ja jännitevahvistuksen välille. GBW:tä (Gain Bandwidth product) [10] käytetään kuvaamaan vahvistuksen ja kaistanleveyden suhdetta toisiinsa. Vahvistuksen ja kaistanleveyden tulo (GBW) saadaan, kun kerrotaan jännitevahvistus A_v dominoivan navan taajuudella f_d :

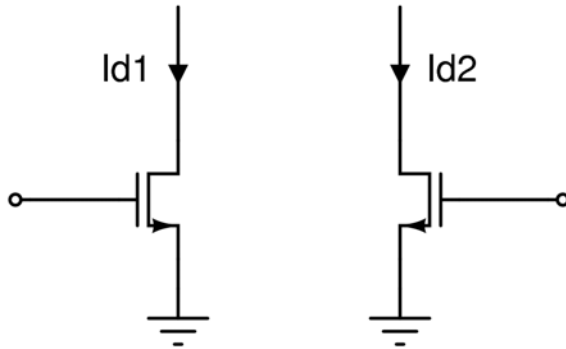
$$\omega_{\text{unity-gain}} \approx GBW = A_v \cdot 2\pi \cdot f_d \approx \frac{g_m}{C_{\text{tot,out}}}, \quad (5)$$

missä g_m on siirtokonduktassi ja $C_{tot,out}$ on lähtökapasitanssi.

Kaavasta (5) nähdään, että yksikkövahvistuksen taajuus kasvaa, kun siirtokonduktanssia kasvatetaan ja kokonaislähtökapasitanssia pienennetään. Tästä johtuen tulotransistorin g_m :ää pyritään saamaan mahdollisimman suureksi ja toisaalta $C_{tot,out}$ mahdollisimman pieneksi.

3.8 Virran hajonta differentiaaliparissa

CMOS-piirit tehdään pii-kiekkolle. Tässä kiekkossa seostus riippuu satunnaisesti koordinaatista eli eri kohdassa kiekkoa piin johtavuus saattaa muuttua. Kun transistori valmistetaan piille, kahden identtisen transistorin välille syntyy hajontaa prosessoinnin epätarkkuuksista johtuen. Hajontaa tulee ainakin siitä, että transistorin mitat eivät koskaan ole täysin identtiset, seostus voi olla erilainen valmistusolosuhteiden muuttumisesta (lämpötila, kosteus) johtuen sekä kiekon paksuus voi vaihdella. Tästä johtuen differentiaalisen piirin virtahaaroissa (kuva 15) kulkee erisuuret virrat. Näistä seikoista johtuen differentiaalisessa vahvistimissa esiintyy tulonsiirrosjännitettä (DC-offset), joka voidaan laskea tilastollisesti. Johdetaan virranmuutosuhteen hajonnalle kaava alkaen rajoittimen eri virtahaaroissa (kuva 15) kulkevista virroista:



Kuva 15. Eri virtahaaroissa kulkevat virrat.

$$I_{d1} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_{TH})^2, \quad (6)$$

missä $\beta = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$, V_{GS} on hilan ja lähteen välinen jännite ja V_{TH} on kynnyksjännite.

Toisessa tulohaarassa kulkee eri suuri virta, jota voidaan merkitä seuraavalla kaavalla:

$$I_{d2} = \frac{1}{2}(\beta + \Delta\beta)(V_{GS} - V_{TH})^2, \quad (7)$$

missä $\Delta\beta$ on pieni poikkeama ideaalisesta β . Lasketaan seuraavaksi virtojen I_{d2} ja I_{d1} erotus:

$$\Delta I_d = I_{d2} - I_{d1} = \frac{1}{2}\Delta\beta(V_{GS} - V_{TH}) \quad (8)$$

Tehdään vastaavanlainen tarkastelu V_{TH} :lle kuin tehtiin β :lle.

$$I_{d1} = \frac{1}{2}\beta(V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (9)$$

$$I_{d2} = \frac{1}{2}\beta(V_{GS} - (V_{TH} + \Delta V_{TH}))^2 \quad (10)$$

$$\Delta I_d = I_{d2} - I_{d1} = \beta(V_{GS} - V_{TH})\Delta V_{TH}, \text{ kun } \Delta V_{TH}^2 \ll (V_{GS} - V_{TH})\Delta V_{TH} \quad (11)$$

Yhtälöiden (6), (8) ja (11) avulla virranmuutossuhteen hajonnalle saadaan kaava [11]

$$\sigma\left(\frac{\Delta I_d}{I_d}\right) = \sqrt{\sigma^2\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right) + \frac{4\sigma^2(\Delta V_{TH})}{(V_{GS} - V_{TH})^2}}. \quad (12)$$

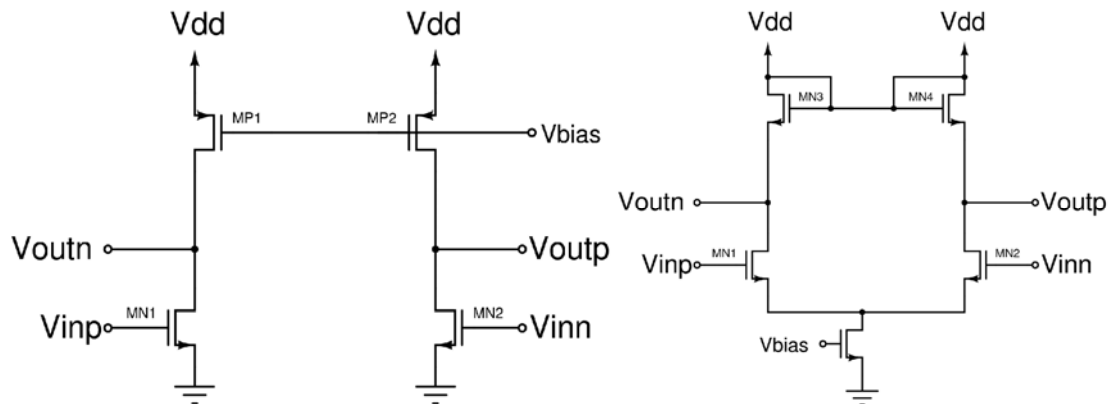
3.9 Pseudo-differentiaalinen rakenne

Kuvassa 16a) on esitetty pseudo-differentiaalinen rakenne. Tässä rakenteessa ei ole tuloparin alla virtalähdettä, jonka yli on tyypillisesti 500-600 mV jännitepudotus. Pseudo-differentiaalisessa rakenteessa piirin biasointi pitää järjestää eri tavalla kuin rakenteessa, jossa on tuloparin alla virtalähde. Tämä piiri toimii myös matalilla käyttöjännitteillä. Pseudo-differentiaalisessa rakenteessa piirin yhteismuotoinen jännitevahvistus on yhtäsuuri

kuin differentiaalisen signaalin jännitevahvistus. Näin ollen piirin yhteismuotoinen vaimennussuhde on

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{CM}} \right| = 1. \quad (13)$$

Alhainen CMRR (Common Mode Rejection Ratio) on pseudo-differentiaalisen rakenteen heikkous. Alhaista CMRR:ää voidaan kasvattaa käyttämällä CMFF (Common-mode feed-forward) kytkentää.

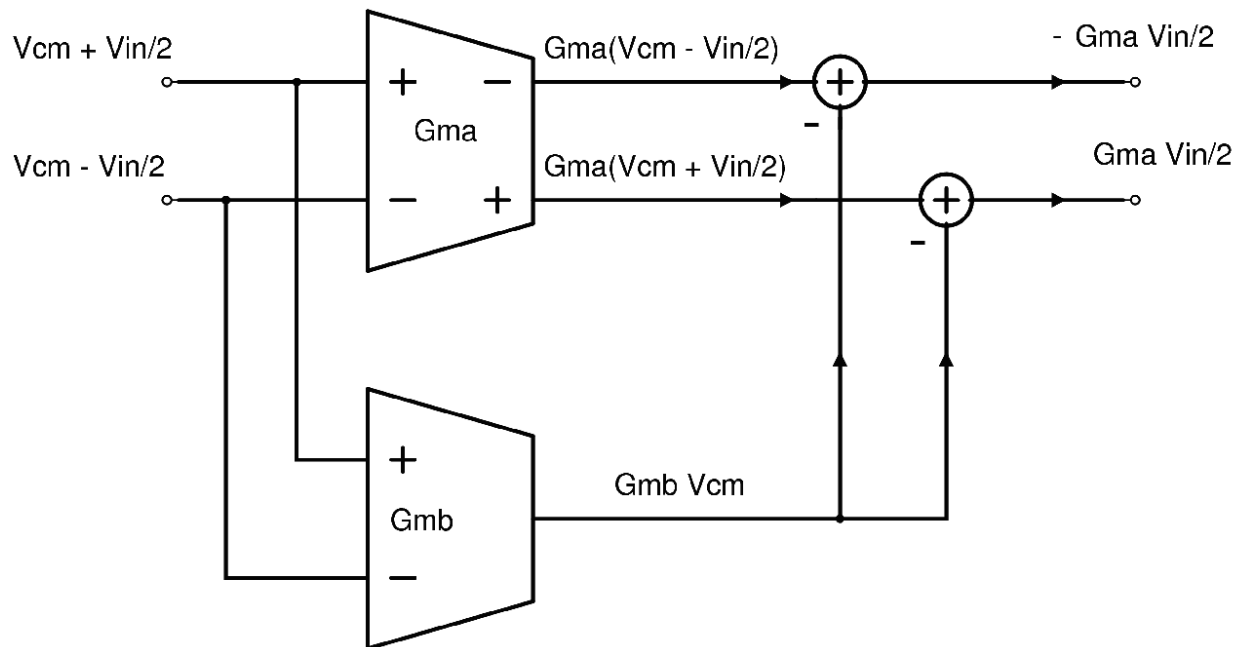


Kuva 16. a) Pseudo-differentiaalinen rakenne ja b) differentiaalinen rakenne.

Kuvassa 16 on esitetty pseudo-differentiaalinen rakenne (PD, pseudo-differential) ja täysin differentiaalinen rakenne (FD, fully differential). Täysin differentiaalinen rakenne perustuu yleensä differentiaaliseen pariin, jossa on virtalähde alhaalla. Pseudo-differentiaalinen rakenne perustuu kahteen itsenäiseen invertteriin ilman virtalähdettä alhaalla. Kuvasta näkee sen, että pseudo-differentiaalisessa rakenteessa on kolmen päällekkäisen transistorin sijasta vain kaksi transistoria päällekkäin, sen vuoksi se pystyy toimimaan matalammalla käyttöjännitteellä [12].

3.10 Yhteismuotoisen signaalin myötäkkytkentä

Differentiaalisissa vahvistimissa pyritään kumoamaan tulon yhteismuotoinen signaali. Pseudo-differentiaalisessa rakenteessa voidaan käyttää yhteismuotoisen signaalin myötäkkytkentää (CMFF), joka kumoaa yhteismuotoisen signaalin. Yhteismuotoinen myötäkkytkentä on esitetty kuvassa 17. Tällainen kytkentä lisää suunnittelun kompleksisuutta, tehonkulutusta ja käytettyä piin pinta-alaa.



Kuva 17. Yhteismuotoisen signaalin myötäkkytkennän periaate [13].

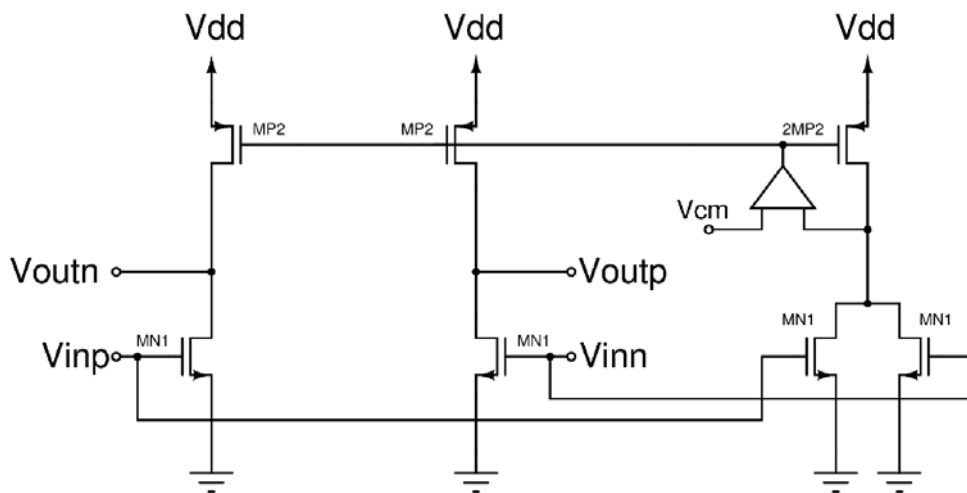
Perinteiseen yhteismuotoiseen takaisinkytkentään (CMFB, common-mode feedback) verrattuna yhteismuotoinen myötäkkytkentä kykenee ainostaan vaimentamaan yhteismuotoista signaalia. Yhteismuotoinen myötäkkytkentä on kykenemätön korjaamaan yhteismuotoisen tasajännitteen lähdössä. Tähän käytetään perinteisesti yhteismuotoista takaisinkytkentää [14].

3.11 Yhteismuotoisen signaalin vaimennussuhde

Pseudo-differentiaalisessa rakenteessa voidaan käyttää yhteismuotoisen signaalin myötäkytkentää (CMFF) [15]. Tällainen myötäkytkentä rakenne kumoo yhteismuotoisen signaalin. Kuvassa 18 esitetään pseudo-differentiaalinen rakenne jossa on mukana CMFF. Tällaisessa kytkennässä tulokapasitanssi kasvaa, koska tuloasteen transistoreiden lukumäärä tuplaantuu. Käyttämällä yhteismuotoista myötäkytkentää, kuva 16, saadaan pienillä taajuuksilla seuraavanlainen yhtälö yhteismuotoiselle vahvistukselle

$$\begin{aligned}
 A_{CM} \Big|_{\omega=0} &= \frac{V_{OCM}}{V_{ICM}} \Big|_{\omega=0} & (14) \\
 &= \frac{g_{m1} - (g_{m1} \cdot g_{m2}) / (g_{m2} + g_{01} + g_{02})}{g_{01} + g_{02}} \\
 &= \frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{01} + g_{02}} \\
 &\cong \frac{g_{m1}}{g_{m2}}.
 \end{aligned}$$

Vertaamalla kaavaa (13) ja (14) nähdään, että yhteismuotoista vaimennussuhdetta voidaan kasvattaa käyttämällä yhteismuotoista myötäkytkentää.



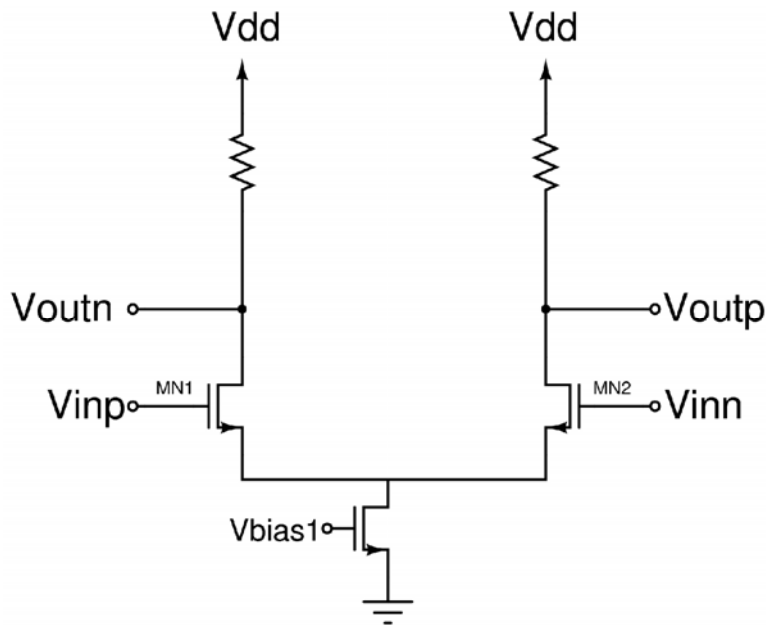
Kuva 18. Periaatekuva yhteismuotoisesta myötäkytkennästä.

4 Rajoittavien vahvistimien topologioiden esittely

Tässä luvussa käsitellään erilaisia rajoitinrakenteita. Käydään läpi niiden etuja ja huonoja puolia. Lopuksi pohditaan, mikä rakenne olisi paras suunniteltavaan rajoittimeen. Kuvissa olevat topologiat on esitetty siten, että niissä biasointi tapahtuu alhaalla olevan virtalähteen avulla. Kytkennän voitaisiin biasoida myös muuten, kuten kuvassa 16 on esitetty.

4.1 Vastus kuorma

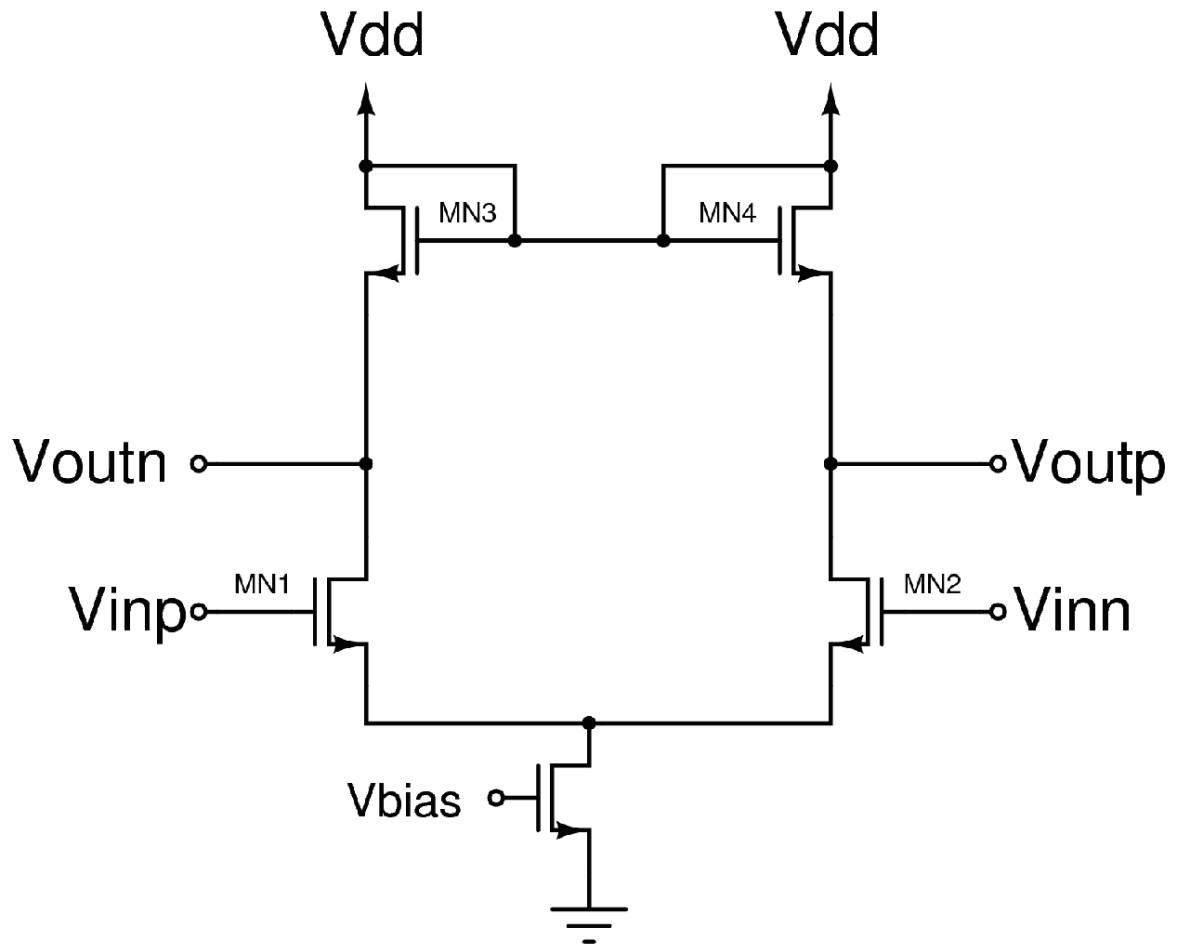
Yksinkertainen tapa toteuttaa rajoittava vahvistin on tehdä differentiaalinen pari, jolla on resistiivinen kuorma, kuva 19 [16]. Toteutuksen huono puoli on se, että vastus vie enemmän pinta-alaa kuin transistori. Lisäksi vastuksen resistanssi vaihtelee johtuen prosessoinnin epätarkkuudesta. Näin ollen vahvistimen tarkkaa vahvistusta on vaikea ennustaa.



Kuva 19. Differentiaalinen pari vastuskuormalla.

4.2 Differentiaalinen nmos-tulopari diodikytketyllä kuormalla

Rajoittavien vahvistimien suunnittelu perustuu yleensä yksinkertaiseen differentiaaliseen vahvistinasteeseen. Tässä esitellään rakennetta, jossa on nmos-tulopari ja nmos-kuorma, joka on kytketty diodiksi [17].



Kuva 20. Lähdekytketty pari kaskadidiodikuormalla.

Yksi mahdollisuus tehdä rajoittava vahvistin on käyttää tavanomaista lähdekytkettyä paria, jolla on diodi kuorma, kuva 20. Kuitenkin tätä kytkentää on vaikea saada toimimaan kunnolla käytettäessä alle 2 V käyttöjännitettä johtuen n-tyyppisen MOS transistorin mahdollisista runkovaikutuksista (body effect). Yksinkertaiseen vastuskuorma rakenteeseen, kuva 19, verrattuna kuvan 20 vahvistimen tarkka vahvistus voidaan laskea.

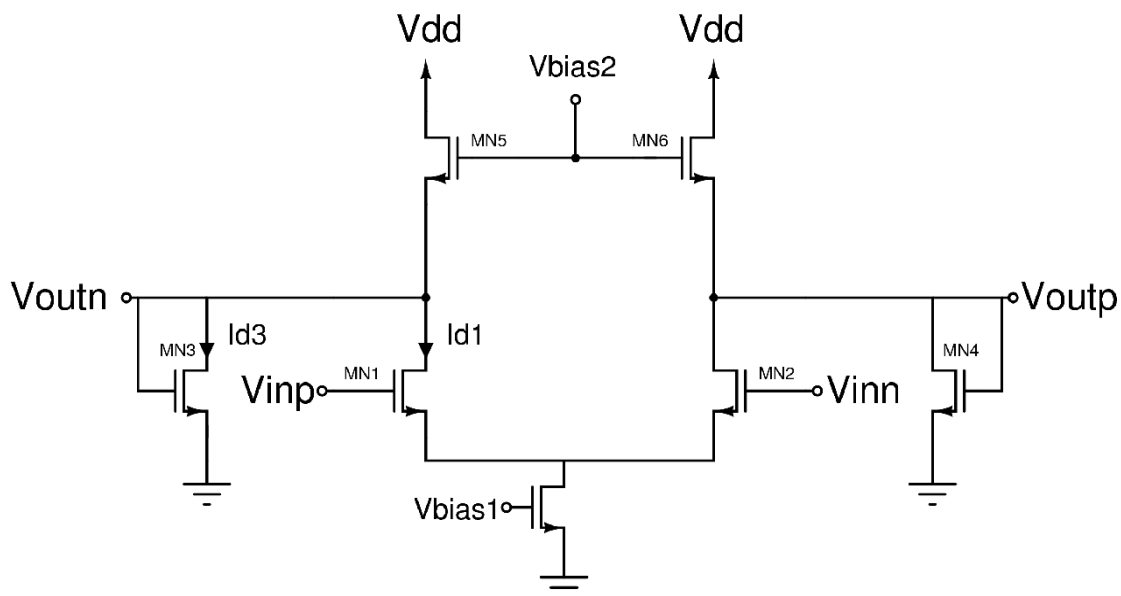
Tämä johtuu siitä, että valmistusprosessihajonta on erilainen transistoreille kuin vastuksille. Vastuksilla on ainoastaan resistanssin arvo, mikä vaihtuu ja sen valmistuksesta johtuva hajonta on erilaista kuin transistorin parametrien vaihtelu. Kun kuormakin tehdään transistorilla, niin vahvistus voidaan laskea, koska se tulee g_m :ien suhteista.

4.3 Taitettu diodikuorma

Suunniteltaessa laajakaistaisia matalan käyttöjännitteen piirejä pyritään suosimaan yksinkertaisia piirirakenteita. Kuvassa 21 on esitelty rakenne, jossa käytetään taitettua diodikuormaa (folded diode load). Siinä diodiksi kytketyt transistorit M3 ja M4 on taitettu maata vasten lähdekytkettyjen tulotransistorien kanssa rinnalle. Taitetulla diodikuormarakenteella pystytään pienentämään tarvittavaa käyttöjännitettä. Tälle kytkennälle voidaan laskea jännitevahvistus

$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{m3}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1 I_{D1}}{\left(\frac{W}{L}\right)_3 I_{D3}}} . \quad (15)$$

Kaavasta (15) nähdään, että jännitevahvistus on riippuvainen tuloasteen transistorin siirtokonduktanssista ja diodiksi kytketyn transistorin siirtokonduktanssista.

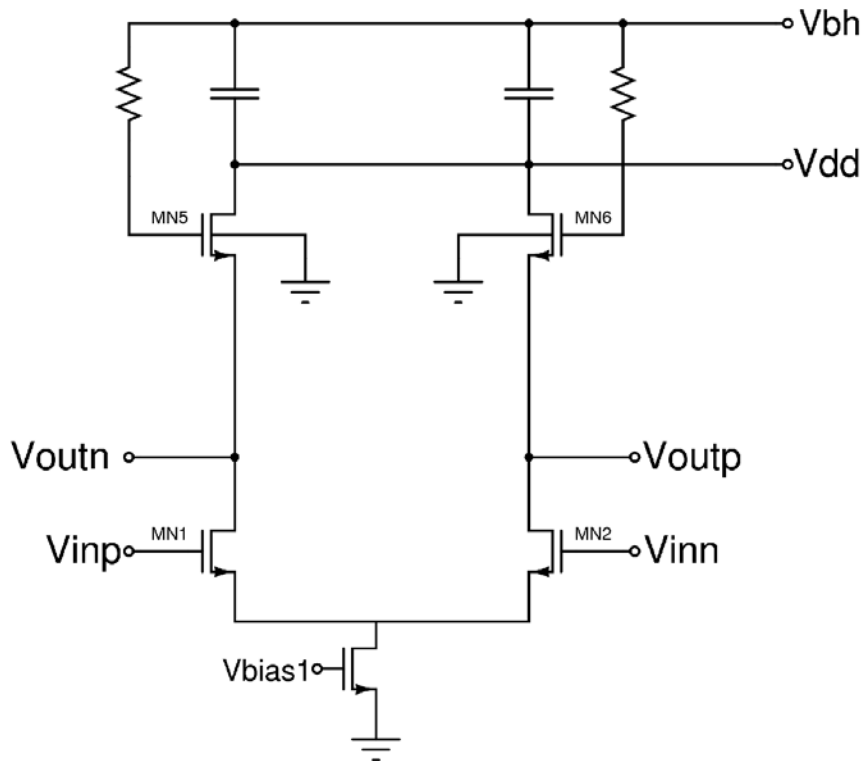


Kuva 21. Taitettu diodikuorma.

Kytkenän käyttöjännite voi olla jopa alle 2 V [18]. Taitettu diodikuorma kuluttaa vähän lisävirtaa. Se on merkityksetöntä, kun ottaa huomioon sen hyödyn, mikä saavutetaan matalasta käyttöjännitteestä [18].

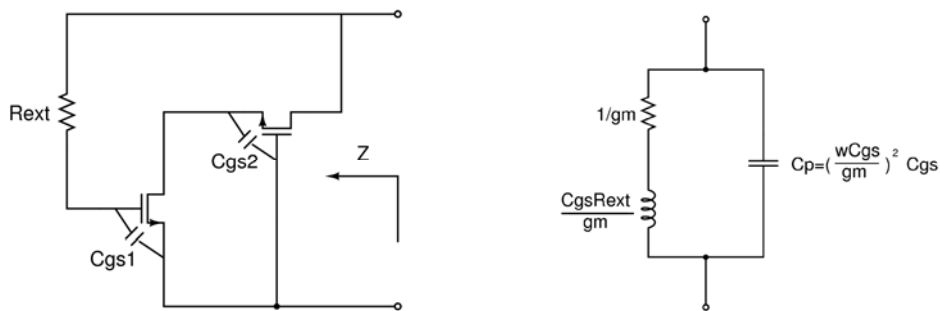
4.4 Aktiivinen kela

Rajoittavan vahvistimen kaistanleveyttä voidaan kasvattaa käyttämällä passiivista tai aktiivista induktiivista kuormaa. Tämä tekniikka siirtää jokaisen asteen napaa korkeammalle taajuudelle. Lisäämällä vahvistimeen aktiivinen kela, kaistanleveyttä voidaan kasvattaa jopa 70 % [19]. Kaistaa kasvatetaan käyttöjännitteen ja pinta-alan kasvun kustannuksella. Kuvassa 22 on esitetty esimerkkikytkentä rajoittavasta vahvistimesta, jossa on mukana induktiivinen kuorma [19, 20].



Kuva 22. Rajoittava vahvistin aktiivisella kelalla.

Kuvassa 23 on esitetty, miten kuvassa 22 oleva induktiivinen kuorma syntyy.



Kuva 23. a) Aktiivisen kelan piirikuva. b) Aktiivisen kelan ekvivalenttipiiri.

Aktiivinen kela tarvitsee korkeamman käyttöjännitteen, koska kytkennässä on yksi ylimääräinen transistori. Laajakaistainen aktiivinen kela voidaan tehdä tukahduttamalla hajakapasitanssit. Kun ajatellaan, että transistorin impedanssi syntyy siirtokonduktanssista ja hila-lähde kapasitansseista, niin se voidaan kirjoittaa seuraavaan muotoon:

$$Z = \frac{1 + j\omega C_{gs1} R_{ext}}{g_{m1} + j\omega [C_{gs1} - C_{gs2} + \omega^2 C_{gs2} (C_{gs1} C_{gs2} / g_{m1} g_{m2})]} \quad (16)$$

Kun kaskodimuodossa olevilla transistoreilla on sama g_m ja C_{gs} , niin silloin C_{gs1} ja C_{gs2} kumoavat toisensa. Tällöin yhtälö 16 voidaan kirjoittaa muotoon:

$$Z = \frac{1 + j\omega C_{gs} R_{ext}}{g_m + j\omega C_{gs} (\omega C_{gs} / g_m)^2}. \quad (17)$$

Tyypillinen tällaisen aktiivisen kelan ekvivalenttipiiri on esitetty kuvassa 24(b). Koska termi $\omega C_{gs} (\omega C_{gs} / g_m)^2$ on tarpeeksi paljon pienempi kuin g_m , niin päästään yli 1 GHz alueelle [21].

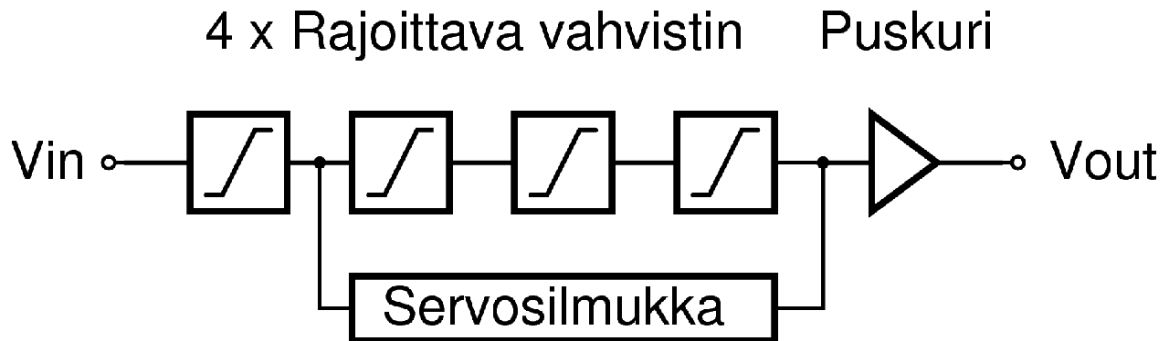
Näistä yllä luetelluista rakenteista valitaan 1.2 V käyttöjännitteelle sopiva taitettu diodikuorma. Passiivista induktiivista kuormaa ei voida käyttää, koska se vie pinta-alaa niin paljon. Aktiivisen kelan käytön estää matala käyttöjännite. Näin valitaan käytettäväksi pseudo-differentiaalinen rakenne taitetulla diodikuormalla.

5 Rajoittavan vahvistimen toteutus

Tässä luvussa käsitellään rajoittavan vahvistimen toteutusta. Pohditaan mm. millaisia kompromisseja pitää tehdä rajoittavan vahvistimen vahvistuksen ja kaistanleveyden välillä. Käydään myös läpi suunnitteluprosessia. Kappaleessa näytetään myös suunnittelun kannalta olennaisia simulointituloksia.

5.1 Toteutetun rajoittavan vahvistimen rakenne

Työssä suunnitellussa rajoittavassa vahvistimessa päädyttiin käyttämään neljää identtistä astetta. Tällöin saadaan sopiva kompromissi vahvistuksen ja kaistanleveyden välillä. Rajoitinpiirissä on myös tulonsiirrosjännitteen kompensointipiiri (servosilmukka) sekä lähtöpuskuri. Kuvassa 24 on esitetty lohkokaaviona toteutettu rakenne. Toteutettu piiri on differentiaalinen.



Kuva 24. Lohkokaavio toteutetusta rajoittavasta vahvistimesta.

5.2 Vahvistus ja kaistanleveys

Mitoitettaessa rajoittavan vahvistimen vahvistusta pitää laskea ensin rajoittimelle tuleva pienin mahdollinen signaali. Tässä suunnittelussa lähdettiin liikkeelle siitä, että rajoitin pystyy vahvistamaan maksimiarvoonsa kaikki vähintään kohinalattiatasoiset tulosaalut. Toteutettavassa radiovastaanottimessa (kappale 2.3) RF-etupään kohinaluvuksi on

simuloitu $NF = 8 \text{ dB}$ ja signaalikaistaksi $B = 2\text{GHz}$. Yhtälön (16) mukaan tämän vastaanottimen kohinalattiataso on:

$$P_{in,min} = -73\text{dBm} \Rightarrow 10^{\frac{-73}{10}} / 1000 = 5 \times 10^{-11} \text{W} \quad (18)$$

Lasketaan, kuinka suurta jännitesignaalia kohinalattiason suuruinen signaali vastaanottimen tulossa vastaa

$$U_{in,rf} = \sqrt{PR} \approx 50,06 \mu\text{V}_{rms} . \quad (19)$$

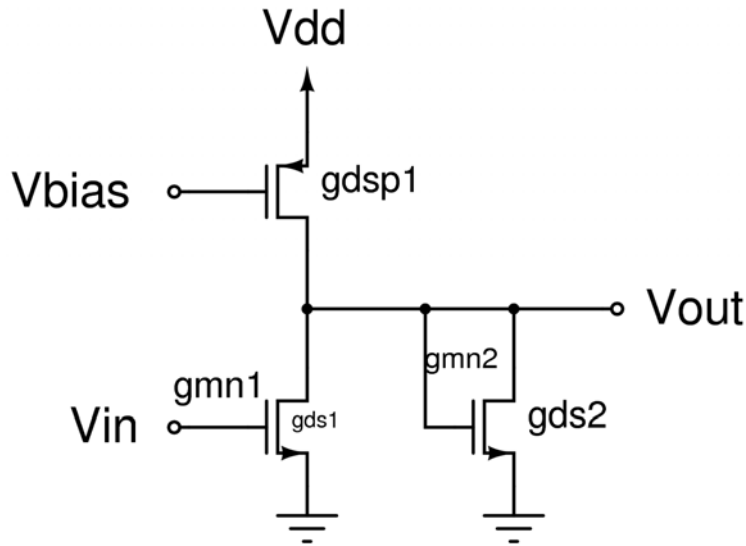
Radiovastaanottimen etupään kokonaisvahvistus koostuu 60 GHz:in RF-etupäästä, jolla on 10 dB:iä vahvistusta [2], välitaajuusasteesta, jolla on 26 dB:iä vahvistusta [4] ja kantataajuussuodattimen vahvistuksesta, joka on 20 dB [5]. Näistä saadaan kokonaisvahvistukseksi ennen rajoitinta:

$$A_{rf} = A_{v,60\text{GHz}} + A_{v,5\text{GHz}} + A_{v,BB} = 56\text{dB} . \quad (20)$$

Rajoittimelle tuleva pienin mahdollinen jännitesignaali on:

$$V_{in,min,rajoitin} = U_{in,rf} \cdot A_{rf} \cdot \sqrt{2} = 50,06 \mu\text{V}_{rms} \cdot 630 \cdot \sqrt{2} \approx 45\text{mV} . \quad (21)$$

Rajoittimen vahvistusta mitoitettaessa pitää ottaa huomioon samalla myös rajoittimen kaistanleveys. Näiden kahden parametrin välillä pitää tehdä sopiva kompromissi. Kantataajuusosien kaistanleveysvaatimuksesta johtuen rajoittimella pitää olla vähintään 1 GHz kaista. Vahvistuksen suunnittelussa on lähdetty yksiasteisen rajoittimen tutkimisesta.



Kuva 25. Rajoittavan vahvistimen konduktanssit.

Yksittäisen rajoittimen vahvistus voidaan laskea, kun tiedetään transistoreiden konduktanssien arvot, jotka on esitetty kuvassa 25. Seuraavasta kaavasta saadaan laskettua yksiasteisen rajoittimen jännitevahvistus:

$$A_v = g_{mn1} \times R_{out}, \quad (22)$$

missä g_{mn1} on tulotransistorin siirtokonduktanssi ja R_{out} on lähtösolmun resistanssi.

Yhtälö (22) voidaan esittää konduktanssien avulla:

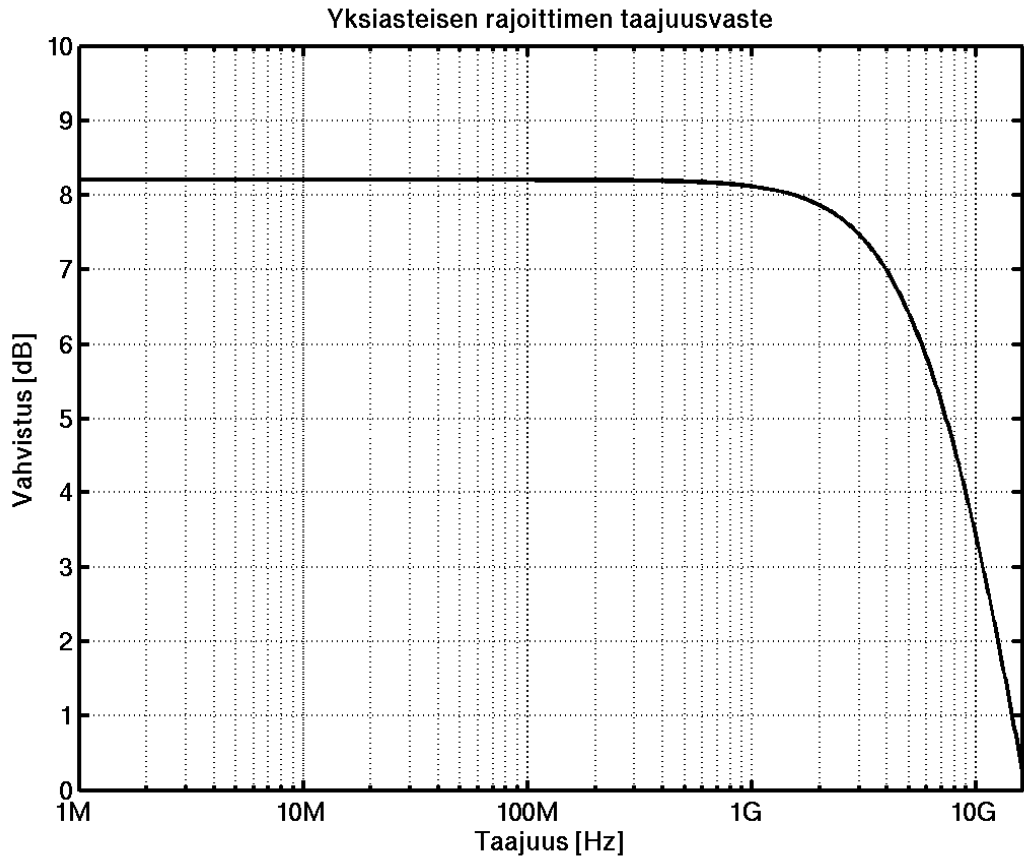
$$A_v = g_{mn1} \times \left(\frac{1}{g_{ds1} + g_{dsp1} + g_{mn2} + g_{ds2}} \right) \quad (23)$$

Kaavasta (21) nähdään, että mitä suurempi vahvistimen tuloasteen siirtokonduktanssi on, sitä suurempi vahvistus saadaan. Lasketaan kuvan 25 rajoittimen vahvistus:

$$A_v = 3,3mS \times \left(\frac{1}{0,17mS + 0,25mS + 0,82mS + 0,042mS} \right) \approx \frac{3,3mS}{1,28mS} = 2,57 \quad (24)$$

$$A_v \approx 20 \cdot \log(2,57) = 8,2dB.$$

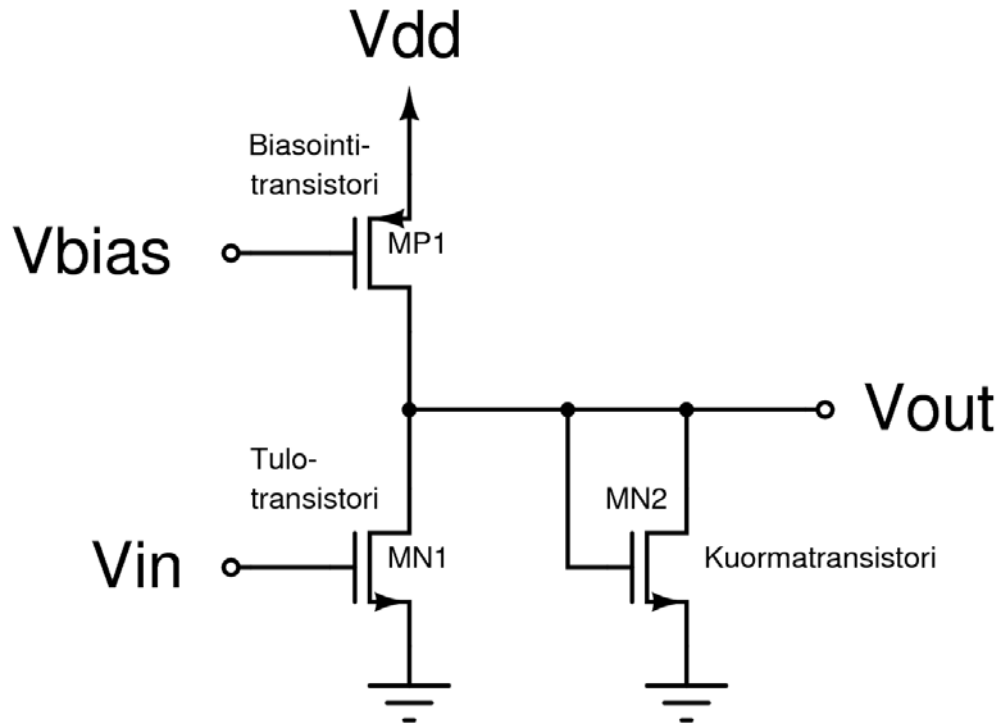
Kuvasta 26 nähdään, että simuloitu yksiasteisen rajoittimen vahvistus on 8,2 dB. Tämä vastaa hyvin laskemalla saatua vahvistusta.



Kuva 26. Yksiasteisen rajoittimen simuloitu vahvistus.

Aluksi suunniteltiin tehdä kolmeasteinen vahvistin. Siitä ei saatu kuitenkaan tarpeeksi vahvistusta, joten asteita lisättiin viiteen. Viisiasteisessa rajoittavassa vahvistimessa vahvistusta oli tarpeeksi, mutta kaistanleveys tippui alle yhden gigahertzin. Ottaen huomioon kaistanleveyden ja vahvistuksen vaatimukset lopullisessa rajoittimessa on neljä astetta. Neljäasteisen rajoittimen vahvistus saadaan kertomalla asteiden lukumäärä yksikkövahvistuksella:

$$A_{Aastetta} = 4 \times 8,21dB \approx 32,8dB . \quad (25)$$



Kuva 27. Yksiasteinen rajoitin.

Kuvassa 27 on esitetty yksiasteinen rajoittava vahvistin. Piirin lähtöön Vout näkyvät resistanssit ovat tulotransistorin MN1 lähtöresistanssi r_{ds1} , biasointitransistorin MP1 r_{ds2} , sekä diodikuormana olevan MN2 r_{ds3} ja $1/g_m$. Vastaavaan pisteeseen näkyvät kapasitanssit ovat tulotransistorin lähtöön näkyvä kapasitanssi C_{dd1} (kuva 14). Lähtöön vaikuttaa myös biasointitransistorin kapasitanssi C_{dd2} , sekä kuormatransistorin kapasitanssit C_{gg3} ja C_{dd3} . Näistä osaresistansseista ja osakapasitansseista voidaan laskea kokonaisresistanssit ja -kapasitanssit, jotka vaikuttavat rajoittimen kaistanleveyteen.

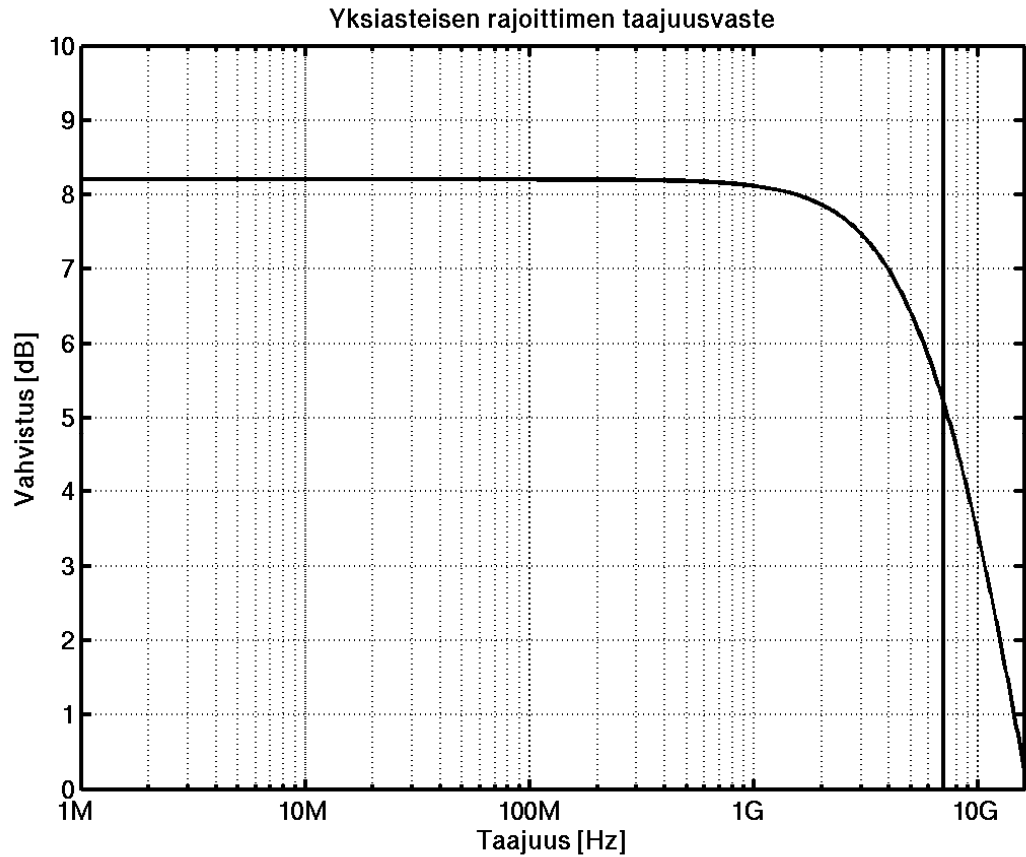
$$R_{tot} = \frac{1}{g_{ds1} + g_{dsp1} + g_{mn2} + g_{ds2}}. \quad (26)$$

$$C_{tot} = C_{dd1} + C_{dd2} + C_{gg3} + C_{dd3}. \quad (27)$$

Lasketaan seuraavaksi yksiasteisen rajoittimen kaistanleveys.

$$B = \frac{1}{2\pi R_{tot} C_{tot}} \approx 6,71GHz, \quad (28)$$

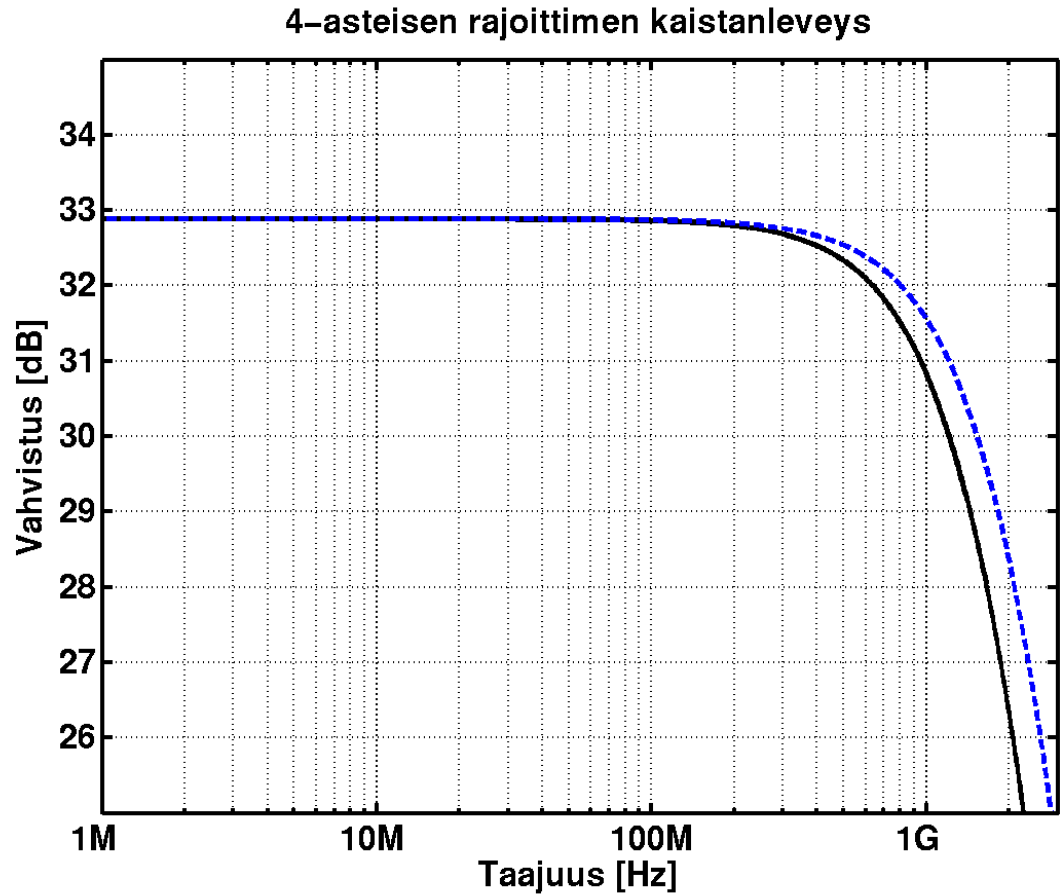
missä $R_{tot} = 785\Omega$ ja $C_{tot} = 30,2 fF$.



Kuva 28. Yksiasteisen rajoittimen simuloitu kaistanleveys.

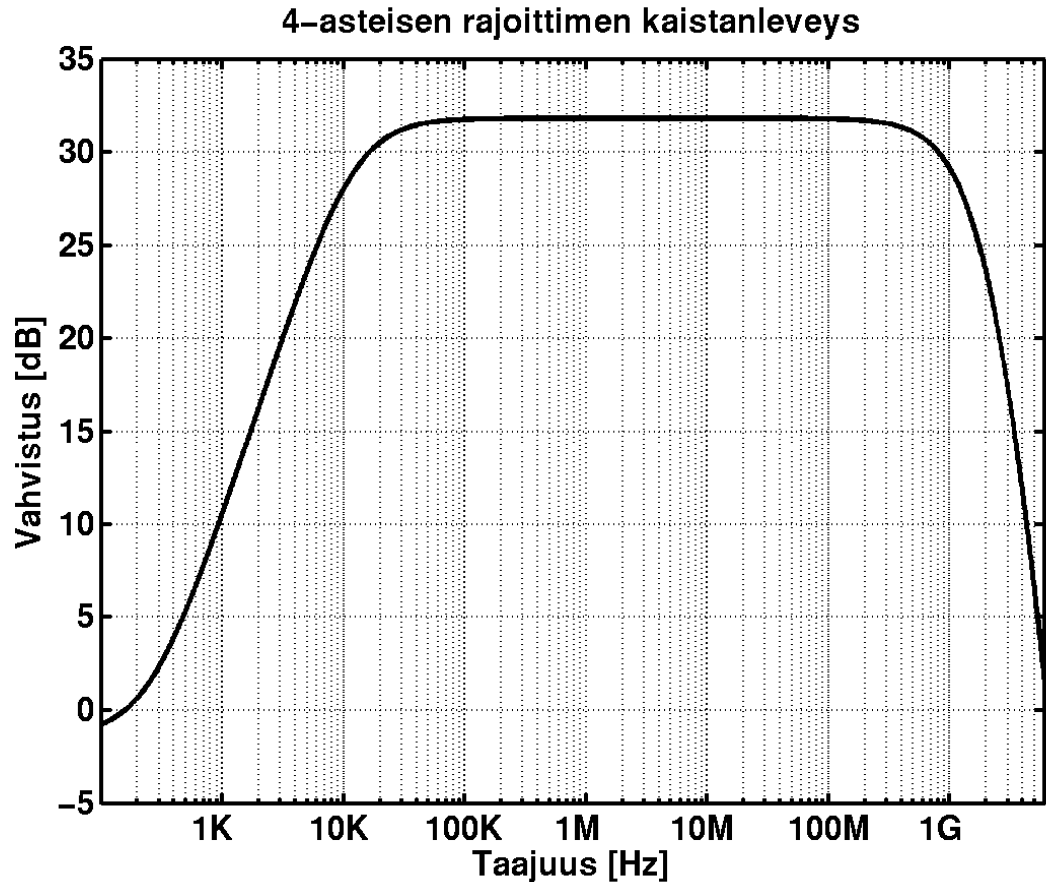
Yksiasteisen rajoittimen teoreettinen kaistanleveys on 6,7 GHz. Kuvasta 28 nähdään yksiasteisen rajoittimen simuloitu kaistanleveys 7,0 GHz.

Kun asteita laitetaan tarvittavat neljä peräkkäin, niin kaistanleveys tippuu 1,6 GHz:iin, kuva 29. Samassa kuvassa on myös esitetty kaistanleveys, kun otetaan huomioon piirikuviosta ekstraktoidut parasiittiset kapasitanssit.



Kuva 29. Neljäasteisen rajoittimen kaistanleveys ekstraktoiduilla parasiiittisilla kapasitansseilla ja ilman niitä.

Neljäasteisen rajoittimen kaistanleveys tippuu ideaalisesta arvostaan 1,2 GHz:iin, kuva 29, kun simulointiin otetaan mukaan piirikuviosta ekstraktoidut parasiiittiset kapasitanssit. Kaistanleveys tippuu vielä 1,2 GHz:istä, koska piiriin joudutaan lisäämään tulonsiirrosjännitteen kompensointipiiri sekä lähtöpuskuri.



Kuva 30. Neljäasteisen rajoittimen taajuusvaste. Mukana tulonsiirrosjännitteen kompensointipiiri sekä lähtöpuskuri.

Lopullisen rajoittimen kaistanleveydeksi, kuva 30, saatiin parasiittisten kapasitanssien ja puskurin lisäämisen jälkeen 1,1 GHz.

5.2.1 Prosessikulmien vaikutus suorituskykyyn

Taulukossa 2 on esitetty, miten prosessikulmien ja lämpötilan vaihtelu vaikuttaa rajoittimen suorituskykyyn. Tyypillisessä kulmassa 27°C lämpötilassa kaistanleveys pysyy yli 1 GHz ja vahvistusta on 32 dB. Heikossa kulmassa 100°C lämpötilassa kaistanleveys laskee 800 MHz:iin ja vahvistus tippuu 31 dB:iin.

Taulukko 2. Prosessikulmien ja lämpötilan vaikutus suorituskykyyn.

4-asteisen rajoittimen simuloitu suorituskyky		
Kulma	Kaistanleveys [GHz]	Vahvistus [dB]
Tyypillinen 27°C	1,07	31,8
Heikko 27°C	0,904	33,2
Heikko 100°C	0,795	31,0

5.2.2 Simuloitu ja teoreettinen AM/PM-konversio

Taulukko 3. Simuloitu ja teoreettinen AM/PM-konversio.

AM/PM-konversio		
Taajuus [MHz]	Simuloitu AM/PM-konversio	Teoreettinen AM/PM-konversio
100	1,5°	1,6°
200	4,0°	3,3°
400	10,8°	6,6°
800	19,3°	13,3°
1000	19,1°	16,4°

Taulukossa 3 on esitetty simuloitua ja teoreettista AM/PM-konversioarvoa.

5.3 Kohina

Rajoittavan vahvistimen tulon redusoiduksi kohinaksi on simuloitu $360 \mu V$. Tulon redusoitu kohina on pienempää kuin tulon tuleva pienin signaali, jolloin signaali voidaan tulkita. Kohina on integroitu välillä 1 Hz – 2 GHz. Lasketaan rajoittavan vahvistimen kohinan vaikutus koko vastaanottimen kohinalukuun:

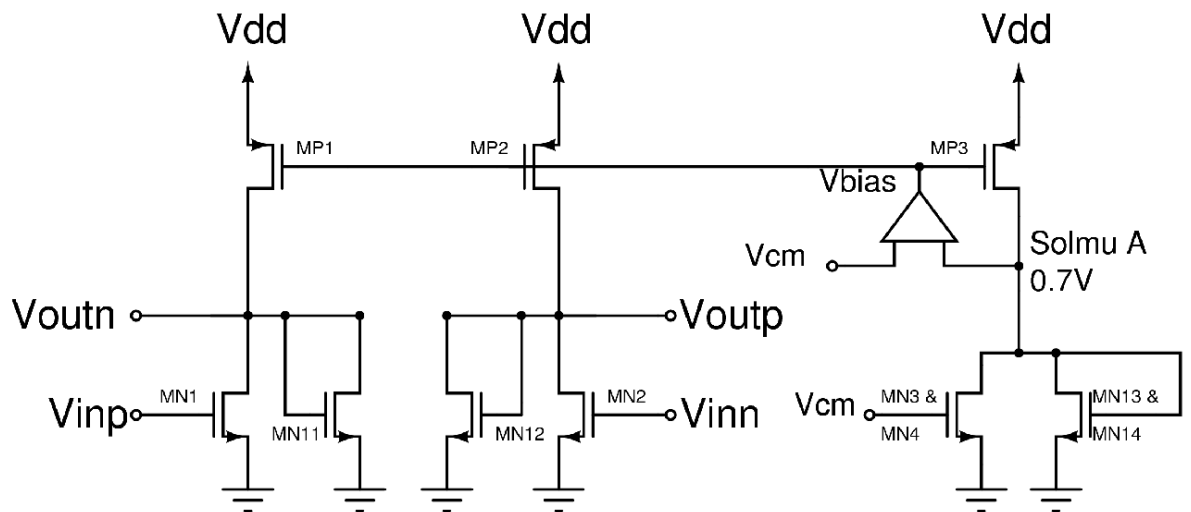
$$NF_{RX} = 10 \cdot \log \left[10^{NF_{RX}/10} + \frac{v_{rajoitin,kohina,tulo}^2}{(10^{56/20})^2 kTRB} \right] \quad (29)$$
$$= 10 \cdot \log \left[10^{8dB/10} + \frac{(1,40 \cdot 10^{-2} V / (10^{31,8dB/20}))^2}{(10^{56/20})^2 kTRB} \right],$$

missä $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$, $T = 290K$, $R = 50\Omega$ ja $B = 2GHz$.

Kaavasta (27) saadaan $NF_{RX} = 8,00056dB$. Laskelman perusteella rajoittava vahvistin heikentää koko vastaanottimen kohinalukua 0,0006 dB eli mitättömän vähän.

5.4 Biasointi

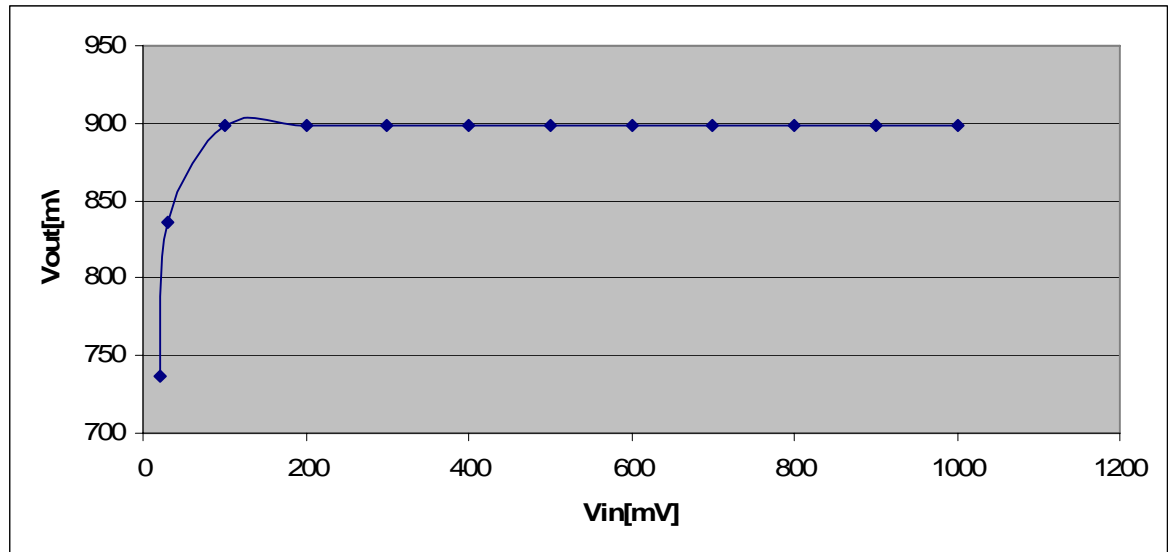
Rajoittavassa vahvistimessa käytetään pseudo-differentiaalista rakennetta. Lisäksi käytössä on 1.2 V käyttöjännite. Tämän vuoksi piiri on biasoitu käyttämällä pseudo-differentiaalisen rakenteen rinnalla biasointipiiriä. Rajoittavaa vahvistinta ennen vastaanotinketjussa on kantataajuussuodatin, jonka lähdön DC-taso on 700 mV. Tämän vuoksi rajoittavan vahvistimen tulon DC-taso on 700 mV. Tämä on myös lähdön DC-taso, koska vahvistinasteet ovat samanlaisia ja ne kytetään sarjaan. Kuvassa 31 on esitetty, miten piiri biasoidaan.



Kuva 31. Rajoittavan vahvistimen biasointi.

Piirin rinnalla on toinen piiri, jonka biasointitransistorin, MP3, hilan ja nielun väliin asetetaan differentiaalinen vahvistin. Tällä differentiaalisella vahvistimella pakotetaan biasointipiirin solmu A 700 mV:iin. Transistori MP3 on kaksi kertaa suurempi kuin MP1 ja MP2. Transistoreiden MN1-4 täytyy olla myös yhtäsuuria, jotta biasointi onnistuu. Tämän vuoksi myös transistoreiden MP1 ja MP2 nielut asettuvat 700 mV:in jännitteisiin. Näin rajoittavan vahvistimen lähtöön saadaan 700 mV. Myös diodikuormien MN11-14 täytyy olla yhtäsuuria.

5.5 Dynaaminen alue



Kuva 32. Rajoittimen simuloitu lähtösignaali tulosignaalin funktiona.

Kuvasta 32 nähdään suunnitellun rajoittavan vahvistimen toiminta. Signaalit eivät enää vahvistu piensignaali vahvistuksen mukaan, kun tulosignaalin amplitudi ylittää 30 mV. Tulosignaalit ovat lähdössä maksimissaan, kun ne ylittävät amplituditasoltaan 100 mV. Rajoittimen tuloon voi laittaa suurimmillaan 1000 mV signaalin. Näin ollen rajoittimen dynaaminen alue voidaan laskea kaavan (3) avulla

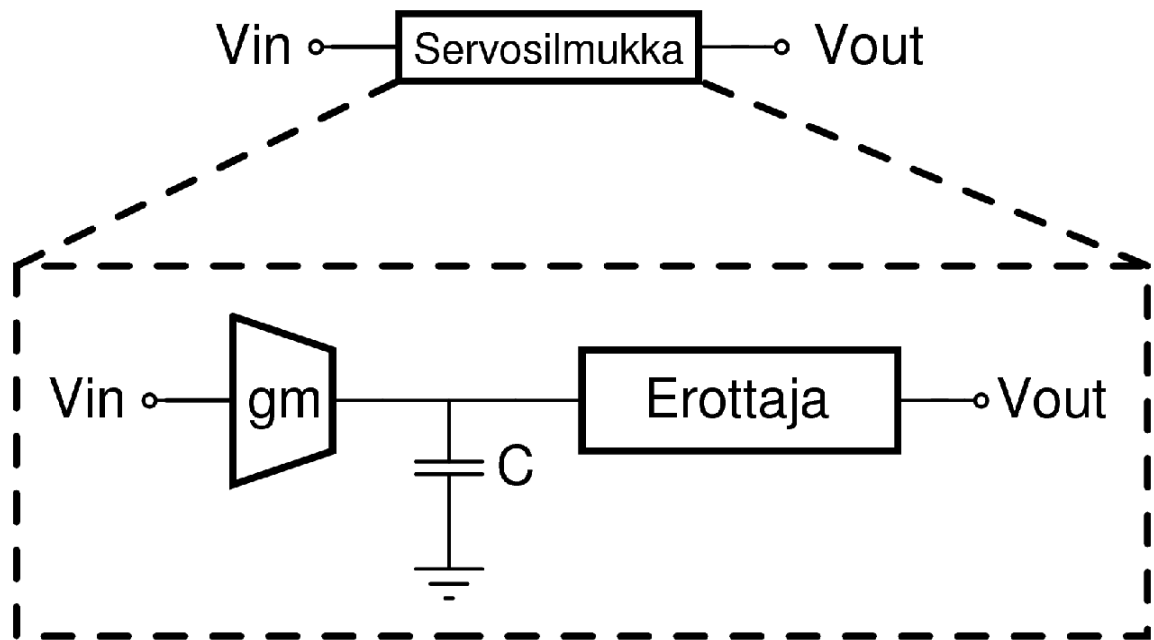
$$20 \cdot \log\left(\frac{1000mV}{30mV}\right) \approx 30dB .$$

5.6 Yhteismuotoisen signaalin myötäkkykentä

CMFF-kytkennässä tulokapasitanssi kasvaa. Tämän vuoksi rajoittimessa ei käytetä myötäkkykentää, koska se tiputtaisi kaistanleveyttä. Suunnittelun lähtökohta oli se, että suodattimelta tulevassa signaalissa ei ole yhteismuotoista häiriösignaalia. Näin ollen työssä suunnitellussa rajoittimessa ei käytetä yhteismuotoisen signaalin myötäkkykentää.

5.7 Tulonsiirrosjännitteen kompensointi

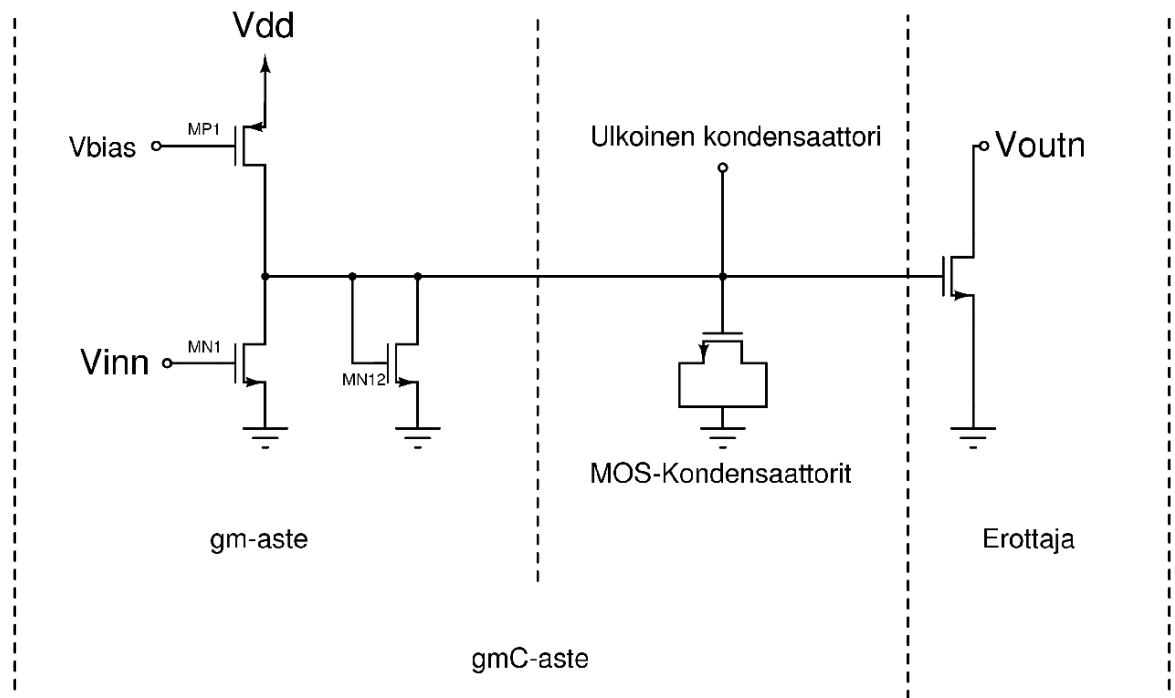
Differentiaalisessa vahvistimessa tarvitaan tulonsiirrosjännitteen (kappale 3.7) kompensointipiiri, jottei lähtöön tule erojännitettä lähtösolmujen välille. Pseudo-differentiaalisessa kytkennässä biasoinnin järjestämisestä täytyy pitää huolta, koska siirtokonduktanssi on V_{GS} :n funktio. Tämän vuoksi rajoittimessa täytyy olla mukana myös tulonsiirrosjännitteen kompensointipiiri, kuva 33, jotta biasointijännite pysyy jokaisessa asteessa vakiona.



Kuva 33. Servosilmukan lohkokaavio.

Tulonsiirrosjännitteen kompensointipiiri koostuu g_mC -integraattorista ja erottajan kaskadikytkennästä. Avoimen servosilmukan siirtofunktio on alipäästötyyppinen. Kun servosilmukka kytketään kiinni rajoittavaan vahvistimeen, niin sen siirtofunktio näkyy ylipäästötyyppisenä vasteena rajoittavan vahvistimen siirtofunktiossa. Rajallisesta kaistanleveydestä johtuen rajoittimen kokonaisvaste on kaistanpäästötyyppinen. Tämän vuoksi servosilmukan kaistanleveys täytyy olla tarpeeksi pieni, jotta rajoittimen estokaista ei tule liian suureksi (kuva 27). Servosilmukan transistoritason kuvaus on esitetty kuvassa 34. Piirille integroidun MOS-kondensaattorin kapasitanssi 50 pF on pieni, vaikka

kondensaattori vie jo nyt valta osan piirin pinta-alasta (Liite 1). Tämän vuoksi servosilmukka tarvitsee myös ulkoisen kondensaattorin, joka on simuloinneissa ollut 100 nF suuruinen. Tällöin kuvan 27 vasteessa päästökaista alkaa noin 12 kHz kohdalla ja jatkuu noin 1 GHz:iin saakka. Ilman ulkoista kondensaattoria päästökaista kutistuu olemattoman pieneksi ja myös rajataajuus tippuu 1,1 GHz alaspäin. Ulkoista kapasitanssia on lisättävä noin 100 pF, jottei estokaista ala vaikuttaa myös päästökaistan reunalle. Tällöin estokaista alkaa 12 MHz:stä. Servosilmukalla on itsessään vahvistusta noin 8 dB.

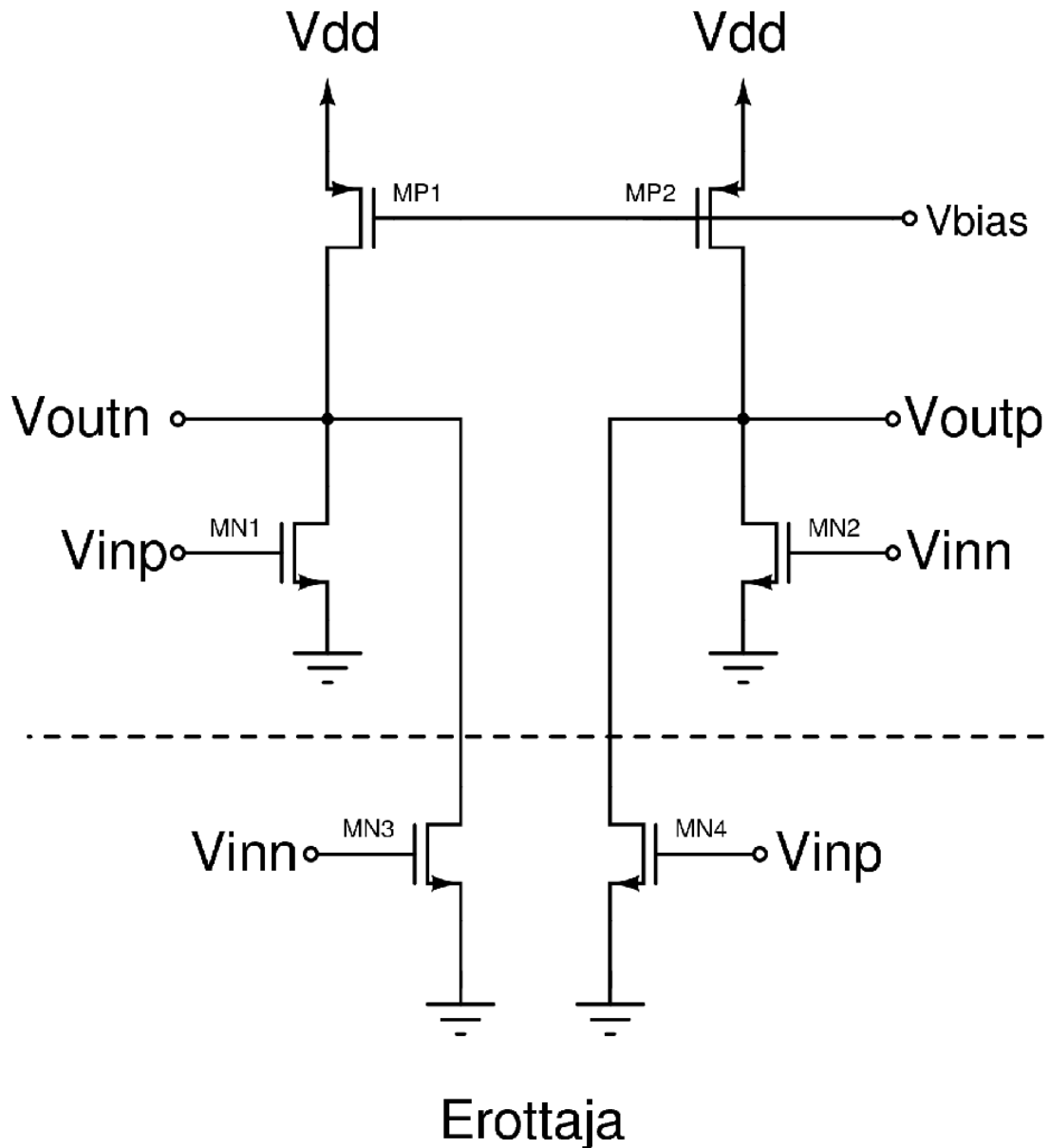


Kuva 34. Servosilmukan piirikaavio.

Viimeisenä asteena on erottajapiiri, joka koostuu yhdestä transistorista. Kaikki kytkennässä olevat transistorit on pyritty pitämään isoina, jotta kompensointipiirissä itsessään ei syntyisi tulonsiirrosjännitettä.

Kuvassa 35 esitetään erottajapiirin kytkentä ensimmäiseen asteeseen [22]. Kuvasta nähdään, että erottajapiirin negatiivinen lähtö kytketään ensimmäisen asteen positiiviseen lähtöön ja erottajapiirin positiivinen lähtö kytketään vastaavasti ensimmäisen asteen

negatiiviseen lähtöön. Erottajapiirin transistorit MN3 ja MN4 on pyritty pitämään isoina, jotta niistä ei aiheutuisi lisätulonsiirrosjännitettä. Erottajapiiri on lisäksi mitoitettu siten, että sillä on noin 0 dB vahvistusta. Ensimmäisen asteen biasointipiirissä pitää lisäksi huomioida erottajapiirin transistorit eli sinne pitää kytkeä kuormaksi samankokoiset transistorit, jotta biasointi onnistuu.



Kuva 35. Erottajapiirin kytkentä ensimmäiseen asteeseen.

5.8 Tulonsiirrosjännite

Rajoittimessa käytetylle pseudo-differentiaaliselle kytkennälle voidaan laskea kaavalla (12) virran keskimääräinen hajonta:

$$\begin{aligned}\sigma\left(\frac{\Delta I_d}{I_d}\right) &= \sqrt{\sigma^2\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right) + \frac{4\sigma^2(\Delta V_{TH})}{(V_{GS} - V_{TH})^2}} \\ &= \sqrt{\frac{A_\beta^2}{WL} + \frac{4A_{V_{TH}}^2}{WL(V_{GS} - V_{TH})^2}} \approx 0,022, \quad (30)\end{aligned}$$

missä A_β ja $A_{V_{TH}}$ ovat prosessiriippuvia vakioita.

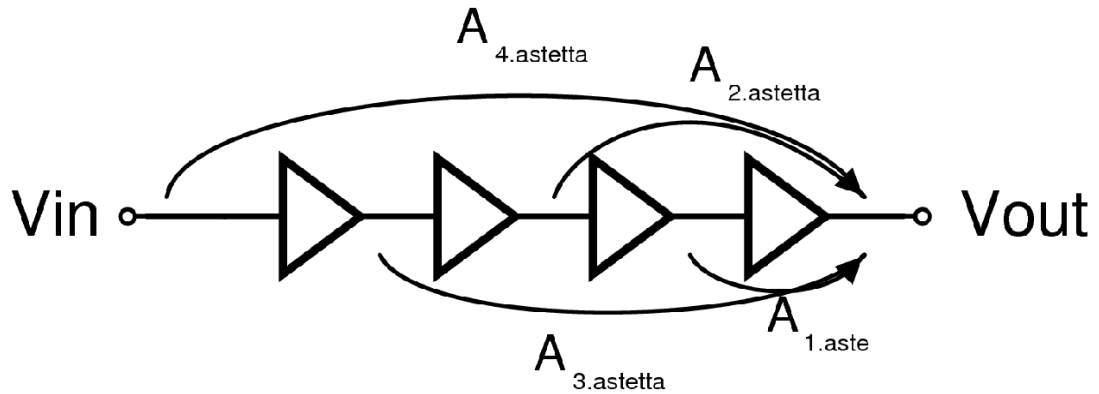
Kaavasta (30) lasketun arvon avulla saadaan laskettua yhden vahvistinasteen tulonsiirrosjännite:

$$V_{offset,input,1aste} = \frac{\Delta I_d}{g_m} = \frac{0,022 \times 0,576mA}{3,28mS} \approx 3,86mV. \quad (31)$$

Jokainen aste tuottaa itsenäisesti 3,86mV:ia tulonsiirrosjännitettä. Lasketaan seuraavaksi, paljonko neljäasteisen (kuva 36) rajoittimen lähtöön tulee siirrosjännitettä:

$$\begin{aligned}V_{offset,output}^2 &= A_{4.aste}^2 V_{offset,input,1aste}^2 + A_{3.aste}^2 V_{offset,input,1aste}^2 \\ &\quad + A_{2.aste}^2 V_{offset,input,1aste}^2 + A_{1.aste}^2 V_{offset,input,1aste}^2 \quad (32)\end{aligned}$$

$$V_{offset,output} = 0,167V$$



Kuva 36. Tulonsiirrosjännitteen siirtyminen lähtöön.

Tulonsiirrosjännitteeksi saadaan:

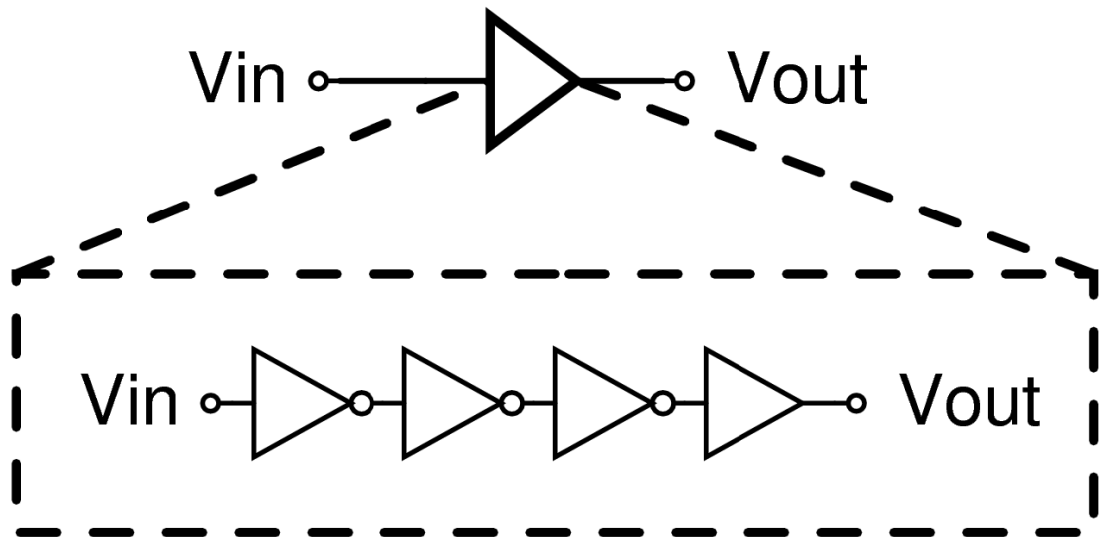
$$V_{\text{offset,input}} \approx 4,2\text{mV} . \quad (33)$$

Jos rajoittimessa ei ole minkäänlaista tulonsiirrosjännitteen kompensointia, niin erojännite differentiaalisten lähtösolmujen välillä on melkein 200 mV, mikä on merkittävä osa biasointijännitteestä. Tämä tulonsiirrosjännite on ongelmallinen erityisesti pseudo-differentiaalisessa rakenteessa, koska siirtokonduktanssi on riippuvainen V_{GS} jännitteestä. Piiri ei toimi oikein, jos tätä ylimääräistä tulonsiirrosjännitettä ei poisteta.

5.9 Puskuri

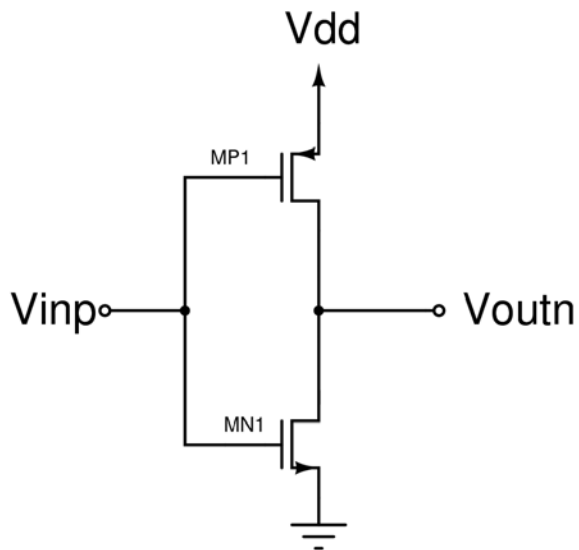
Mikropiirillä olevien liityntäalustojen (bonding pad) kapasitanssi on noin 200 fF. Mikäli rajoittavan vahvistimen lähtö kytketään suoraan liityntäalustalle, vahvistimen kaistanleveys tippuu olennaisesti. Tämän vuoksi rajoittava vahvistin tarvitsee viimeisen asteen jälkeen lähtöpuskurin [23, 24]. Puskuri, kuva 37, toimii siten, että rajoittava vahvistin näkee vain lähtöpuskurin pienen tulokapasitanssin. Tämä kapasitanssi on noin 10 fF ja siksi se ei tiputa kaistanleveyttä ratkaisevasti. Puskurin lähtö on suunniteltu siten, että se jaksaa ajaa liityntäalustan suurta kapasitanssia.

Puskuri



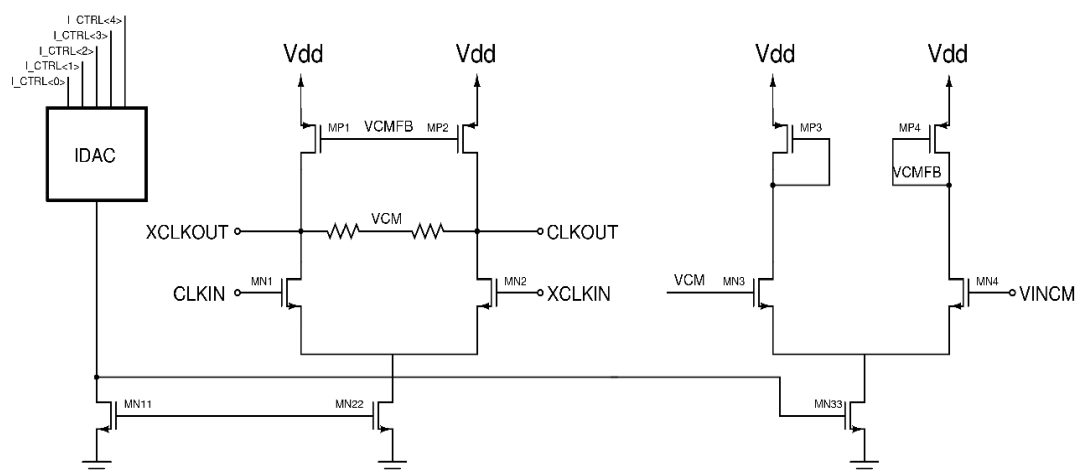
Kuva 37. Puskurin lohkokkaavio.

Lohkokkaaviossa näkyvät invertterit ovat kaikki rakenteeltaan samanlaisia, kuva 38. Niissä käytettyjen transistoreiden koko kasvaa aina edelliseen verrattuna.



Kuva 38. Invertterin piirikaavio.

Puskurissa on vielä invertteriketjun jälkeen yksi puskuri, kuva 39. Tämä puskuri tarvitaan, jotta lähtösignaali saadaan ajettua lähtönastaan. Tässä puskurissa on säädettävä virtalähde (IDAC), jotta rajoittavaa vahvistinta voidaan mitata sekä logiikka-analysaattorilla että oskilloskoopilla.

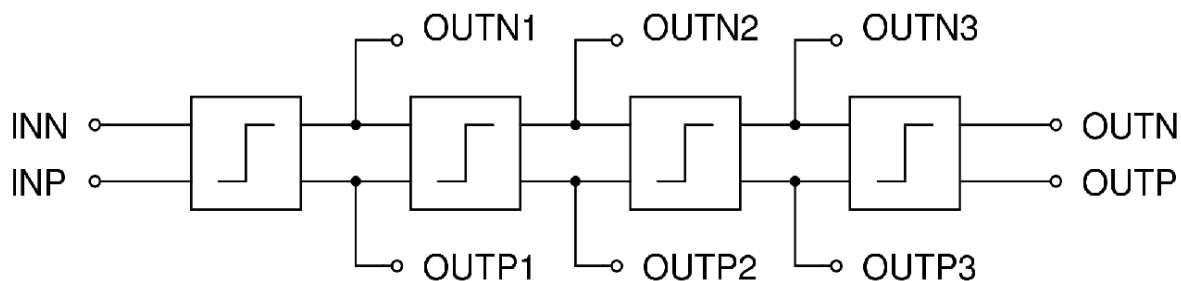


Kuva 39. Lähtöpuskurin piirikaavio.

5.10 Piirikuvion piirto

Piirikuvion piirtämisessä on kiinnitetty erityistä huomiota siihen, että johdotuksista tulisi mahdollisimman vähän parasiittista kapasitanssia. Piirtämisessä on pyritty minimoimaan parasiittiset kapasitanssit kaikissa signaalijohdotuksissa. Erityistä huomiota kiinnitettiin tulo- ja lähtövetojen risteämiskohtiin, jotta pystytään minimoimaan haitallinen Miller-ilmiö ja ylikuuluminen. Toisella piirikuvioversiolla parasiittisia kapasitansseja saatiin alennettua (taulukko 1) noin 30 % alaspäin (liite 2).

Ensimmäinen piirikuvio suunniteltiin ja piirrettiin jo varhaisessa vaiheessa ja ekstraktoidut parasiittiset kapasitanssit otettiin mukaan piirin sähköiseen suunnitteluun. Taulukossa 1 (kuva 40) on esitetty ensimmäisen version ekstraktoidut kapasitanssit ja lopullisen version vastaavat.



Kuva 40. Solmut, joista parasittiset kapasitanssit on ekstraktoitu.

Taulukko 1. Ekstraktoidut parasittiset kapasitanssit.

Solmu	Kokonaiskap.[fF], versio 1.	Kokonaiskap.[fF], versio 2.
OUTN1	13,6	9,1
OUTP1	13,5	8,9
OUTN2	10,5	7,3
OUTP2	11,5	7,4
OUTN3	12,7	7,8
OUTP3	13	7,7
OUTN	12	10,7
OUTP	11	10,3

Taulukosta nähdään, että toisen version ekstraktoidut kapasitanssit ovat selvästi pienemmät. Uuden piirikuvion piirtäminen kannatti, koska se suurensi koko piirin kaistanleveyttä viisi prosenttia.

6 Johtopäätökset ja pohdinnat

Tässä työssä suunniteltiin ja toteutettiin rajoittava vahvistin 65 nm CMOS teknologialla laajakaistaiseen 60 GHz radiovastaanottimeen. Mittaamista varten rajoittavalle vahvistimelle suunniteltiin myös lähtöpuskurointi käsittäen kolme peräkkäistä invertteriä ja virtasäädettävän lähtöpuskurin. Lähtöpuskurin avulla piiriä voidaan mitata sekä logiikka-analysaattorilla että oskilloskoopilla. Tämän lisäksi työssä on käyty läpi erilaisia rajoittavia vahvistintopologia.

Työn haastavin osuus oli löytää sopiva kompromissi kaistanleveyden ja vahvistuksen välille. Työssä lähdettiin liikkeelle kolmeasteisesta vahvistimesta. Asteita nostettiin vähäisen vahvistuksen myötä viiteen. Lopulta päädyttiin käyttämään neljäasteista rajoittavaa vahvistinta, jotta kaistanleveysvaatimus toteutuisi.

Laajakaistaisen rajoittavan vahvistimen piirikuvion suunnittelu vaati suurta huolellisuutta johtuen parasiittisista kapasitansseista. Piirikuvion suunnittelu ja parasiittisten kapasitanssien mallintaminen on tärkeää ja tämä pitäisi tehdä mahdollisimman aikaisessa vaiheessa. Myös puskurin suunnitteluun on varattava aikaa, ettei piirin suorituskyky laske huonon puskuri suunnittelun takia.

Mikäli käytettävissä olisi ollut enemmän pinta-alaa, niin kaistanleveyttä olisi voinut kasvattaa käyttämällä passiivista kela. Toisaalta kaistanleveyttä olisi voinut kasvattaa myös käyttämällä aktiivista kela, mutta silloin olisi tarvittu korkeampi käyttöjännite kuin 1.2 V.

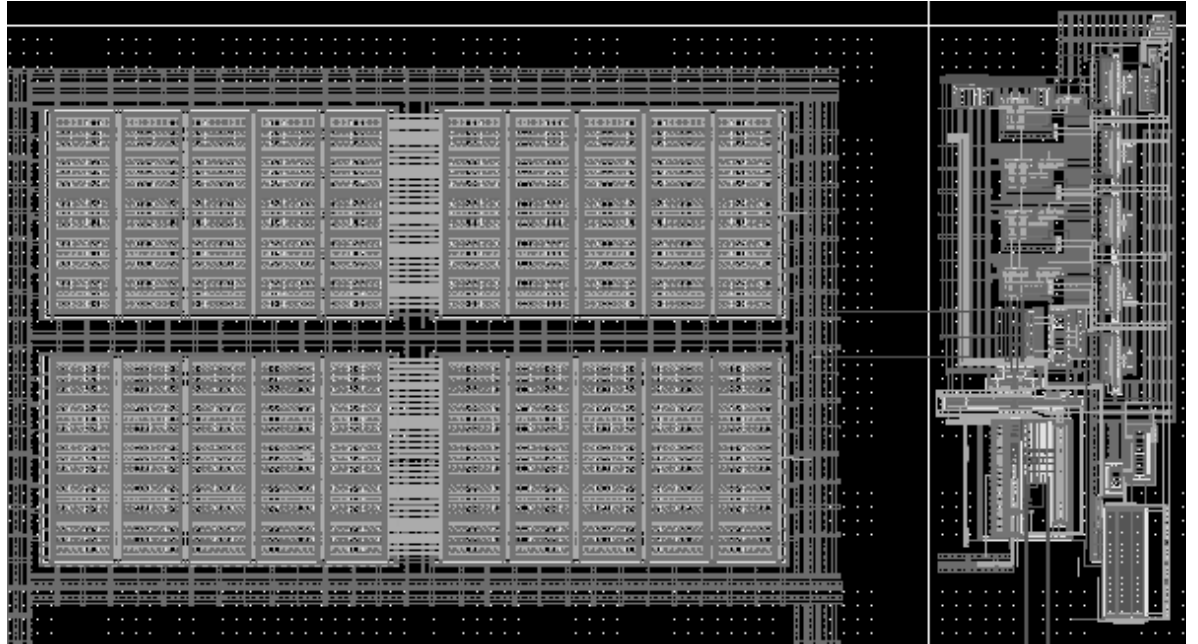
Kirjallisuusviitteet

- [1] A. Räisänen, A. Lehto, *Radiotekniikan perusteet*, 11.painos, Helsinki 2003, Hakapaino Oy, s. 208.
- [2] M. Varonen, M. Kärkkäinen, K. Halonen, "Millimeter-Wave Amplifiers in 65-nm CMOS", Proceedings of the IEEE European Solid-State Circuit Conference (ESSCIRC), s. 280-283, syyskuu 2007.
- [3] B. Razafı, *RF Microelectronics*, New Jersey 1998, Prentice Hall PTR, s. 333.
- [4] J. Kaukokuori, J. Rynänen, ja K. Halonen, "A Dual-Band Direct-Conversion RF Front-End for WiMedia UWB Receiver", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, s.211-214, 2007.
- [5] V.Saari, M. Kaltiokallio, S. Lindfors, J. Rynänen, K. Halonen, "A 1.2V 240MHz CMOS Continuous-Time Low-Pass Filter for a UWB Radio Receiver", Proceedings of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, s. 122-123, helmikuu 2007.
- [6] E. Klumperink, C. Klein, B. Rugeberg, ja E. Tuijl, "AM suppression with low am-pm conversion with the aid of a variable-gain amplifier", IEEE Journal of Solid-State Circuit, s. 625-626, toukokuu 1996.
- [7] P. Huang, Y. Chen, ja C. Wang, "A 2-v 10.7-MHz CMOS Limiting Amplifier/RSSI", IEEE Journal of Solid-State Circuit, s. 1474-1475, lokakuu 2000.
- [8] I. Lindell, *Radioaaltojen eteneminen*, Helsinki 1996, Hakapaino Oy, s. 247.
- [9] P. Allen, D. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*, New York 2002, Oxford University Press, s. 83.
- [10] K. R. Laker, W. M. C. Sansen, *Design of analog Integrated circuit and system*, New York 1994, McGraw-Hill Book Co., s. 898.
- [11] M. J. M. Pelgrom, C. J. Duinmaijer, A. P. G. Welbers, "Matching Properties of MOS Transistors", IEEE Journal of Solid-state Circuit, s. 1433-1439, lokakuu 1989

- [12] A. N. Mohieldin, E. Sanchez-Sinencio, ja J. Silva-Martinez, "A Fully Balanced Pseudo-Differential OTA With Common-Mode Feedforward and Inherent Common-Mode Feedback Detector", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, s. 663-668, huhtikuu 2003.
- [13] F. Rezzi, A. Baschiroto, "A 3 V 12-55 MHz BiCMOS Pseudo-Differential Continuous-Time Filter", *IEEE Transactions on Circuit and Systems: Fundamental Theory and Applications*, s.896-903, marraskuu 1995.
- [14] P. Kallam, IEEE, E. Sánchez-Sinencio, ja A. I. Kilayan, Member, "An Enhanced Adaptive Q-Tuning Scheme for a 100-MHz Fully Symmetric OTA-Based Bandpass Filter", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 4, huhtikuu 2003
- [15] A. N. Mohieldin, E. Sanchez-Sinencio, ja J. Silva-Martinez, "Nonlinear Effects in Pseudo Differential OTAs With CMFB", *IEEE Transaction on Circuit and Systems: Analog and Digital Signal Processing* vol. 50, no. 10, s. 762-770, lokakuu 2003.
- [16] Huei-Yan Huang, Jun-Chau Chien, ja Liang-Hung Lu, "A 10-Gb/s Inductorless CMOS Limiting Amplifier With Third-Order Interleaving Active Feedback", *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 42, no. 5, s.1111-1120, toukokuu 2007.
- [17] K. Koli, K. Halonen, "A 2.5V temperature compensated CMOS logarithmic amplifier", *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, s.79-82, 1997.
- [18] Po-Chiun Huang, Yi-Huei Chen, ja Chorng-Kuang Wang, "A 2-v 10.7-MHz CMOS Limiting Amplifier/RSSI", *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 35, no. 10, s. 1474-1480, lokakuu 2000.
- [19] E. Säckinger ja W. C. Fischer, "A 3-GHz 32dB CMOS Limiting Amplifier for SONET OC-48 Receivers", *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 35, no. 12, s. 1884-1888, joulukuu 2000.
- [20] L. Henrickson, D. Shen, U. Nellore, A. Ellis, J. Oh, H. Wang, G. Capriglione, A. Atesoglu, A. Yang, P. Wu, S. Quadri, ja D. Crosbie, "Low-Power Fully Integrated 10-Gb/s SONET/SDH Transceiver in 0.13- μ m CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuit*, vol. 38, no. 10, s. 1595-1601, lokakuu 2003.

- [21] S. Hara, T. Tokumitsu, T. Tanaka, M. Aikawa, "Broad-Band Monolithic Microwave Active Inductor and Its Application to Miniaturized Wide-Band Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no 12, joulukuu 1988
- [22] Po-Chiun Huang, Yi-Huei Chen, ja Chorng-Kuang Wang, "A 2-V CMOS 455-kHz FM/FSK Demodulator Using Feedforward Offset Cancellation Limiting Amplifier", IEEE Journal of Solid-State Circuit, vol. 36, no. 1, s. 135-138, tammikuu 2001
- [23] O. Viitala, *5-bittinen analogy-digitaalimuunnin 1-GS/s näytenopeudella*, diplomityö, Teknillinen korkeakoulu, 2007, s.62.
- [24] M. Chen et al., "Low-Voltage Low-Power LVDS Drivers", IEEE Journal of Solid-State Circuit, vol. 40, s. 472-479, helmikuu 2005.

Liite 1: Rajoittavan vahvistimen piirikuviokondensaattoreilla



Liite 2: Rajoittavan vahvistimen piirikuviio ilman kondensaattoreita.

