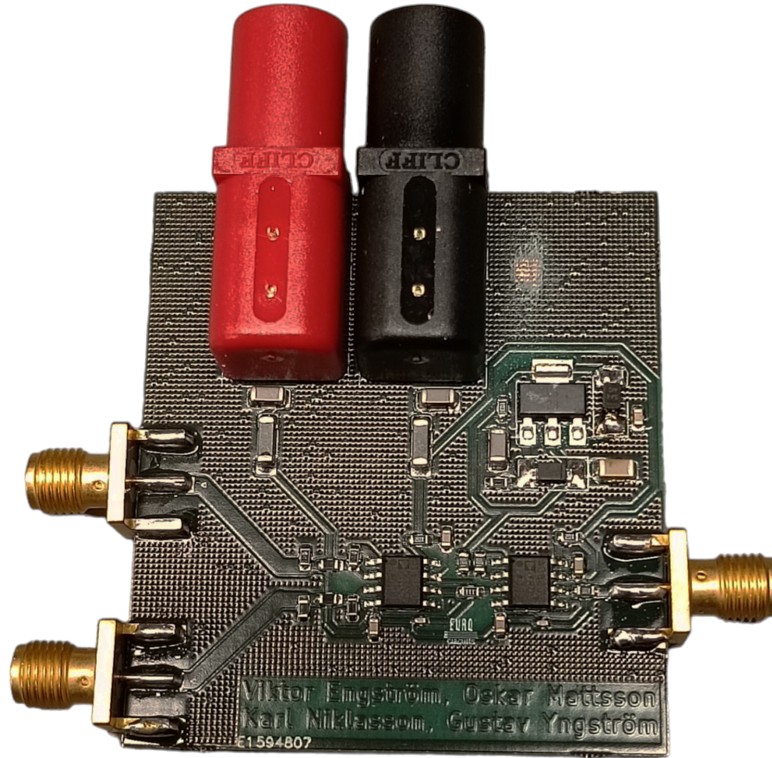




CHALMERS



# Design av en dynamisk gatemodulator till en MMIC-effektförstärkare

En iterativ prototypframtagningsprocess genom simulering och mätning

Elektroteknik och Teknisk fysik

Viktor Engström, Oskar Mattsson, Gustav Yngström

INSTITUTIONEN FÖR MIKROTEKNOLOGI OCH NANOVETENSKAP

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA  
Göteborg, Sverige 2024  
[www.chalmers.se](http://www.chalmers.se)



KANDIDATUPPSATS 2024

# Design av en dynamisk gatemodulator till en MMIC-effektförstärkare

En iterativ prototypframtagningsprocess genom simulering och  
mätning

Viktor Engström, Oskar Mattsson, Gustav Yngström



**CHALMERS**

Institutionen för mikroteknologi och nanovetenskap

*Mikrovågselektronik*

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA

Göteborg, Sverige 2024

---

© Viktor Engström, Oskar Mattsson, Gustav Yngström, 2024.

Handledare: Gregor Lasser, Göksu Kaval och Rob Vissers, mikrovågselektronik

Examinator: Per Lundgren, elektronikmaterial

Kandidatuppsats 2024

Institutionen för mikroteknologi och nanovetenskap

Mikrovågselektronik

Chalmers tekniska högskola

SE-412 96 Göteborg

Telefon +46 31 772 1000

Framsida: Bilden visar det kretskort som togs fram i projektet.

Skrivet i L<sup>A</sup>T<sub>E</sub>X

Göteborg, Sverige 2024

## Sammandrag

Projektet omfattar design av en gatemodulator på ett kretskort för att öka effektiviteten för en MMIC-effektförstärkare. Gatemodulatorens ska kunna driva en kapacitiv last där insignalerna är radiofrekvenser och agera som en dynamisk spänningsförsörjning till gaten på effektförstärkaren. Projektet är en designprocess i iterativ form mellan simulering och realisering. Kretskortet testas och förbättras ett flertal gånger under projektets gång med en slutgiltig krets som det utförs ytterligare tester på för att avgöra dess prestanda. Den slutgiltiga kretsen uppnår 460 MHz bandbredd för småsignal när den driver en last på 10 pF. Med en kapacitiv belastning på 57 pF har kretsen en bandbredd på 240 MHz men då med en topp på 15,2 dB vid 180 MHz. Resultatet visar på att kretsen klarar av ett utspänningsintervall på  $[-5;1]$  V vid ett inspänningsintervall på  $[-0,5;0,5]$  V. Slutligen diskuteras möjliga anledningar till varför kretsen inte nådde till de specifikationer som var efterfrågade och möjliga förbättringar.

## Abstract

The project involves designing a gate modulator on a PCB to enhance the efficiency of an MMIC power amplifier. The gate modulator is responsible for driving a capacitive load with RF signals and acting as a dynamic voltage supply for a power amplifier's gate. The project follows an iterative design process, alternating between simulation and realization. Consequently, the PCB undergoes evaluations and improvements throughout the project, with a final version undergoing further performance testing. The bandwidth for the final version reaches 460 MHz for small signals while driving a 10 pF load. With a capacitive loading of 57 pF the circuit has a bandwidth of 240 MHz but with a peak of 15.2 dB at 180 MHz. The result shows that the circuit can handle an output signal in the interval between  $[-5;1]$  V with an input voltage in the interval between  $[-0,5;0,5]$  V. Finally, the report presents discussions about why the specified bandwidth requirements were not met and how to improve it further.

## Acknowledgements

We would like to extend our sincere gratitude to our supervisors, Gregor Lasser, Göksu Kaval och Rob Vissers, for their guidance and support. Their expertise, constructive feedback and dedication to help us move forward in the project have been invaluable for the outcome of this report.

We are especially thankful to the supervisors for their consistent weekly meetings, which were planned in advance. These meetings helped to facilitate the progress of the project and also provided guidance whenever the group encountered hurdles that we had trouble overcoming on our own. Also, we are grateful to Rob Vissers for his endless practical support, including circuit design, soldering and testing of the PCB.

Lastly, we want to thank Adam Berger for his constructive feedback on the report.

Viktor Engström, Oskar Mattsson, Gustav Yngström, Gothenburg, May 2024

# Innehåll

<b>1</b>	<b>Introduktion</b>	<b>1</b>
1.1	Bakgrund . . . . .	1
1.2	Syfte och avgränsningar . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Teori</b>	<b>3</b>
2.1	Signalreflektioner och shunt-resistorer . . . . .	3
2.2	Parasitiska effekter vid AC-signaler . . . . .	4
2.3	Avkopplingskondensatorer och ferritpärlor . . . . .	5
2.4	Strömåterkopplad operationsförstärkare . . . . .	5
2.5	Teori för projektets kretsupsättning . . . . .	6
2.6	Stabilitet för negativ återkoppling och kapacitiv last . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Designprocess</b>	<b>8</b>
3.1	Jämförelser av olika operationsförstärkare . . . . .	8
3.2	Simulering av kretsen i LTspice . . . . .	8
3.2.1	Simulering av differential- och offsetsteget . . . . .	9
3.2.2	Uträkning och simulering av shunt-resistorer . . . . .	9
3.3	Design av mönsterkort i KiCad . . . . .	9
3.3.1	Framtagning av ritning i KiCad . . . . .	10
3.3.2	Placering av komponenter på mönsterkort i KiCad . . . . .	11
3.4	Praktiskt utförande i laboratoriet . . . . .	12
3.4.1	Montering av komponenter på mönsterkort . . . . .	12
3.4.2	Mätutrustning och mätupsättning för testbänk . . . . .	13
3.4.3	Utvärdering av första kretskort . . . . .	15
3.4.4	Felsökning i labbet . . . . .	15
3.4.5	Test av andra resistorvärden samt med last . . . . .	16
<b>4</b>	<b>Resultat</b>	<b>18</b>
<b>5</b>	<b>Diskussion</b>	<b>20</b>
5.1	Redogörelse för slutgiltigt resultat . . . . .	20
5.2	Redogörelse av designprocess . . . . .	21
5.3	Förbättringar för vidareutveckling . . . . .	23
<b>6</b>	<b>Slutsats</b>	<b>25</b>
<b>A</b>	<b>Appendix 1: Lista av de beställda komponenterna, värden från ursprungliga kretsen.</b>	<b>I</b>

# 1

## Introduktion

Detta kapitel börjar med att introducera projektämnet, sedan beskrivs dess syfte för att till sist presentera avgränsningarna.

### 1.1 Bakgrund

Samhället rör sig mot att vara mer elektrifierat, vilket innebär högre krav på energieffektivisering. I detta projekt undersöks ett verktyg för effektivisering av effektförstärkare (PA, eng. Power Amplifier). En PA med hög effektivitet innebär minimering av energiförluster i form av värme. Idag har effektförstärkare en viktig roll inom många tekniska tillämpningar, exempelvis telekommunikation [1] där de spelar en stor roll i att förstärka signaler som skickas och tas emot. Inom just telekommunikation är effektförstärkare den dominerande effektförbrukaren [2].

I effektförstärkare finns ett samband mellan linjäritet och energieffektivitet [3]. Krav på linjäritet leder till lägre energieffektivitet och vice versa vilket betyder att det är en avvägning av vad som krävs för applikationen. Vid önskad ökning av energieffektiviteten på effektförstärkare ställer det krav på optimeringstekniker för att bibehålla linjäriteten, vilket är extra viktigt för högre frekvenser. För minskad värmeutveckling och energiförlust så ska majoriteten av DC-försörjningen konverteras till den förstärkta utsignalen. För att uppnå detta finns en teknik som implementerar modulering av gatespänningen [4] genom att konstruera en signal som följer konturen hos radiofrekvensernas (RF) vågpaket. Denna teknik kallas envelope tracking (ET) vilket är en vanligt förekommande teknik för optimering av effektförstärkare. Den dynamiska spänningskällan varierar då i amplitud beroende på hur RF-signalen ser ut [5]. Effektförluster kan således minskas genom att justera skillnaden mellan gate- och sourcespänningen och därmed ändra arbetspunkten [6]. Med hjälp av en dynamisk gatespänning kan därmed arbetspunkten justeras dynamiskt vilket minskar energiförlusten samt bibehåller linjäritet. Denna metod kallas för gatemodulering vilket är vad projektet ämnas åt.

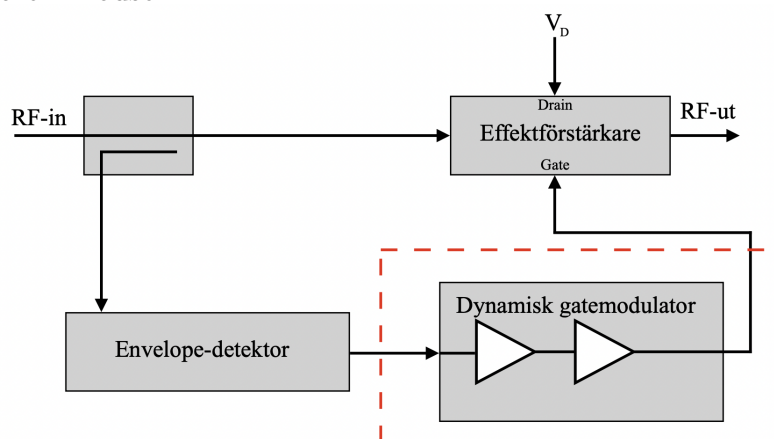
Vid förstärkning av RF-signaler krävs det en PA som klarar detta frekvensintervall [7] som sträcker sig från 20 kHz till 300 GHz beroende på tillämpning. Det är vanligt att använda HEMT (eng. High Electron Mobility Transistor) för dessa ändamål. HEMT fungerar likt den mer förekommande metall-oxid-fälteffekttransistorn MOSFET.

HEMTs kan förekomma både som diskreta komponenter och i integrerade kretsar (eng. integrated circuit). En monolitisk mikrovågsintegrerad krets (MMIC, eng. Monolithic Microwave Integrated Circuit) är uppbyggd som en enkristallstruktur (ofta av III-V halvledarmaterial eller kisel). Integrerade kretsar kan tillverkas genom att etsa eller bygga komponenter direkt på skivan, vanligtvis en kiselskiva [8]. HEMTs är uppbyggda av en heteroövergång vilket är en typ av gränsskikt mellan två olika halvledarmaterial [9]. HEMTs i MMICs är designade för mikrovågstillämpningar och vanligtvis gjorda av GaN, GaAs eller InP. MMIC-applikationer används ofta för specifika högfrekventa ändamål på grund av lågt brus, bra prestanda och låg distorsion. För att öka effektiviteten i en PA kan som tidigare nämnts dynamisk gatemodulering tillämpas, vilket även gäller för MMIC-effektförstärkare [5].

## 1.2 Syfte och avgränsningar

Projektets syfte omfattar konstruktion, testning och utvärdering av en gatemodulator som ska användas till en HEMT-baserad MMIC-PA med ET RF-insignal. Projektet omfattning visas i figur 1.1.

Designmål för gatemodulatorens funktion är att kunna hantera ingångsspänningar vid  $V_{in} \in [-0,5; 0,5]$  V med utspänningar vid  $V_{ut} \in [-5, 1]$  V. Kretsen ska klara av att driva en kapacitiv last mellan 15 pF och 70 pF, med målet 2 GHz för last på 15 pF. Samtidigt får inte ett uppsving i bodeploten förekomma med en topp över 2 dB. Målet med  $V_{in}$  sätts då det är den maximala inspänningen som den inkopplade funktionsgenerator (FG) kommer kunna generera när den agerar som en fiktiv ET-signal vid testning.  $V_{ut}$  är anpassat för att kunna driva effektförstärkaren i de olika materialerna GaAs och GaN, vilka kräver olika specifikationer inom detta intervall. Målet med bandbredd 2 GHz vid 15 pF last är satt då det är den minsta last som gatemodulatorens funktion kommer driva. Målet av att klara en last på 70 pF, är då den största lasten som kretsen kommer kopplas till. Projektet avgränsas till att gatemodulatorens funktion ska konstrueras med diskreta komponenter och operationsförstärkare på ett kretskort med två lager. Val av komponenter begränsas till vad som finns tillgängligt att köpa från leverantören Mouser.



Figur 1.1: Övergripande blockschema över gatemodulatorens funktion. Projektets omfattning är inringat med streckade linjer.

# 2

## Teori

Detta kapitel omfattar både generell teori som berör kretsdesign samt specifik teori vilket kommer användas för projektets kretskonstruktion.

### 2.1 Signalreflektioner och shunt-resistorer

Transmissionsteori används i de fall då våglängder är avsevärt mindre än avstånd på ledare [10]. En transmissionsledning har både resistiva och reaktiva effekter och det går att finna två kopplade differentialekvationer, de så kallade "Telegrapher's Equations". Dessa kan sedan lösas i frekvensdomänen för att ge vågekvationer för spänning och ström med lösning som ges av en superposition av positivt och negativt propagerande vågor enligt

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.1)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.2)$$

där  $\gamma$  är den komplexa propageringskonstanten.  $e^{-\gamma z}$ -komponenten indikerar positiv rörelseriktning i z-led för vågen och  $e^{\gamma z}$ -komponenten negativ rörelseriktning. Den karaktäristiska impedansen i övergången mellan två impedanser för två olika ledningar kan relateras med ekvationerna 2.1 och 2.2 enligt

$$Z_1(0) = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0, \quad (2.3)$$

där  $Z_0$  är impedansen som vågen propagerar från och  $Z_1$  är impedansen den propagerar till vid punkten  $z=0$ . Omskrivning av denna ekvation ger reflektionskoefficienten  $\Gamma$  som definieras enligt

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}. \quad (2.4)$$

För att eliminera reflektioner mellan olika impedanser kan shunt-resistorer  $R_{shunt}$  användas, exempel på dessa är  $R_1$  och  $R_2$  i figur 2.4. Om  $Z_{in}$  (innan  $R_{shunt}$  är inkopplade) är högre än den impedans  $Z_0$  som vågen propagerar från kan  $R_{shunt}$  dimensioneras sådan att  $\Gamma = 0$  genom att  $Z_{in} = Z_0$  enligt

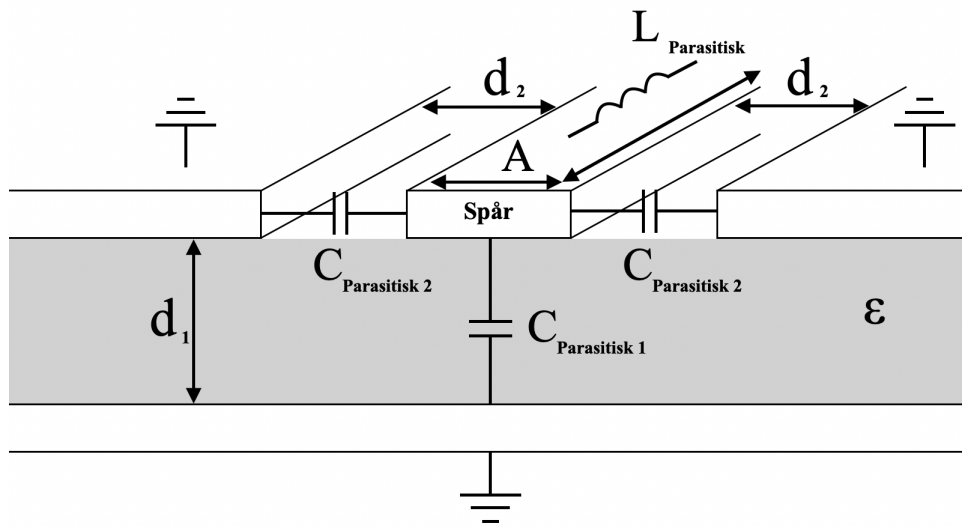
$$R_{shunt} = \frac{Z_{in} Z_{in,ny}}{Z_{in} - Z_{in,ny}}, \quad (2.5)$$

där  $Z_{in}$  och  $Z_{in,ny}$  är inimpedansen innan och efter att shunt-resistorerna är inkopplade och kan betraktas som  $Z_{in,ny} = R_{shunt} || Z_{in}$ .

För vågledare på kretskort finns två dominerande tekniker; vilka är eng. 'microstrip' och eng. 'coplanar waveguide' (CPW) [11],[12]. En microstrip är ett ledande spår som appliceras på ovansidan av ett dielektrikum med ett jordplan på undersidan. Det finns olika typer av CPW, där en variant är eng. 'grounded coplanar waveguide' (GCPW). En GCPW har ett spår omgivet av jordplan på översidan samt ett jordplan på undersidan av kretsen som kopplas samman. GCPW har fördelen av att vara lättare att tillverka, har lägre strålningsförluster och integreras lättare med komponenterna på kretskortet jämfört med microstrip.

## 2.2 Parasitiska effekter vid AC-signaler

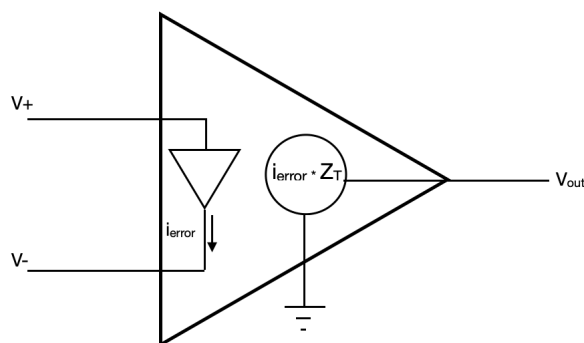
Vid frekvenser över 100 MHz kan parasitiska effekter i spår och höljen skapa resonanser på kretskort [13]. Storleken på komponenternas kapslar kommer att medföra olika effekter och påverka kretsens prestanda. Den geometriska uppbyggnaden av spår och avstånd mellan komponenter påverkar även dessa effekter [14],[15] vilket för spår illustreras i figur 2.1. Induktansen  $L_{Parasitisk}$  beror på ledarens längd vilket innebär att vid minimering av spårlängden minimeras den parasitiska induktansen som spåret ger upphov till [10]. De kapacitiva effekterna  $C_{Parasitisk1}$  och  $C_{Parasitisk2}$  beror av arean på spåret och med en given spårbredd kan således dessa parametrar minimeras genom att minimera spårlängden.



Figur 2.1: Grafisk modell för induktiva och kapacitiva effekter för en GCPW mellan spår och jord på ett kretskort. Där  $d_1$  är avståndet mellan spår och undersidans jordplan,  $d_2$  är avståndet mellan spår och ovansidans jordplan,  $A$  är arean av spåret och  $\epsilon$  är permittiviteten för kretskortet.



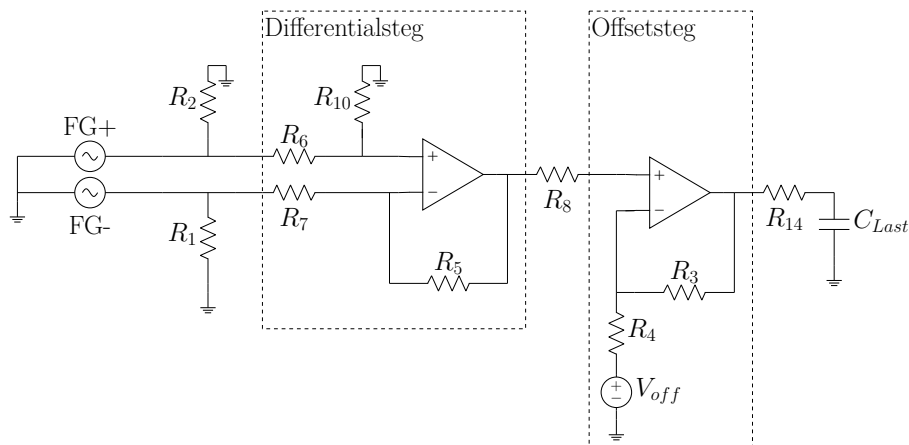
En mycket förenklad modell av en CFA ses i figur 2.3. Något som skiljer en CFA mot den mer förekommande spänningsåterkopplade förstärkaren (VFA, eng. voltage-feedback amplifier) är att den inverterande ingången har låg impedans, idealt noll. Den icke-inverterande ingången har (precis som VFA) hög impedans, idealt oändlig. Detta är på grund av ett buffer-steg som är placerat mellan ingångarna enligt figur 2.3. I en CFA flyter en liten ström mellan ingångarna vilket är vad som förstärks på utgången enligt  $V_{ut} = Z_T(s) \cdot i_{error}$ , där  $Z_T(s)$  är transimpedansförstärkningen. Med transimpedans menas den faktor en ström förstärks till en spänning och för en ideal CFA är den oändlig.



Figur 2.3: Förenklad modell av en ideal CFA. Triangeln som strömmen  $I_{error}$  går genom är ett buffersteg.

## 2.5 Teori för projektets kretsuppsättning

Gatemodulatorens består av två seriekopplade operationsförstärkare. Det första steget har en differentialkonfiguration och den andra kopplas icke-inverterat enligt figur 2.4.



Figur 2.4: Schematisk skiss över gatemodulatorens.

Differentialförstärkare syftar till att förstärka spänningsskillnaden ( $V_+ - V_-$ ). Signaler som förekommer på båda ingångarna kallas eng. ”common-mode”-signaler och betraktas som stör signaler. Det går att visa [21] att en symmetrisk struktur på resistorerna minimerar ”common-mode”-förstärkningen och därmed väljs  $R_{10} = R_5$ ,  $R_6 = R_7$ . För en ideal CFA ges överföringsfunktionen  $A(s)$  för differentialsteget till

$$A(s) = \frac{R_5}{R_7}. \quad (2.7)$$

För en icke-inverterande CFA-koppling enligt offsetsteget i figur 2.4, där ut-impedansen från buffern antas vara 0, ser den ideala överföringsfunktionen  $B(s)$  ut enligt följande ekvation.

$$B(s) = \lim_{Z_T(s) \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \frac{1}{1 + \frac{R_3}{Z_T(s)}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right). \quad (2.8)$$

Den totala överföringsfunktionen  $H(s)$  för kretsen blir således produkten  $A(s) \cdot B(s)$  enligt

$$H(s) = \frac{V_{ut}}{(V_+ - V_-)} = \frac{R_5}{R_7} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right). \quad (2.9)$$

## 2.6 Stabilitet för negativ återkoppling och kapacitiv last

Den generella ekvationen för ett negativt återkopplat system ges av

$$A_{cl} = \frac{A_o}{1 + \beta A_o}, \quad (2.10)$$

där  $A_{cl}$  är den resulterande förstärkningen (eng. closed-loop gain),  $A_o$  är råförstärkningen (eng. open-loop gain),  $\beta$  är återkopplingsfaktorn och  $\beta A_o$  är slingförstärkningen (eng. loop gain). På offsetsteget är råförstärkningen transimpedansen  $Z_T(s)$  och slingförstärkningen blir följaktligen  $\frac{Z_T(s)}{R_3}$ . Denna term är viktig för stabiliteten för ett system såtillvida att problem uppstår då nämnaren blir 0. Detta sker då  $|\frac{Z_T(s)}{R_3}| = 1$  samt  $\text{Arg}\{\frac{Z_T(s)}{R_3}\} = 180^\circ$ . Därmed är återkopplings-resistorn  $R_3$  variabeln som avgör prestandan för en operationsförstärkare. På decibel-skalan blir bandbredden därmed skärningspunkten mellan  $Z_T$  och  $R_3$ . Genom att sänka värdet på  $R_3$  ökas på så vis bandbredden vilket även medför minskad stabilitet.

Lasten som gatemodulatorens kommer att driva är kapacitiv och detta medför att en extra pol i kretsens överföringsfunktion introduceras [22]. Detta för att den kapacitiva lasten tillsammans med operationsförstärkarens ut-resistans bildar ett RC-filter i förstärkarens slingförstärkning med brytfrekvens  $f = \frac{1}{2\pi R_{ut} C_{last}}$  och kommer därmed ha en påverkan på stabiliteten [23]. Det finns olika tekniker för att kompensera för denna pol och det som kommer att användas i detta projekt är en resistor vilken kopplas i serie med den kapacitiva lasten. Detta innebär att ett nollställe skapas som kan eliminera polen.

# 3

## Designprocess

Detta kapitel består företrädesvis av två delar. I den första delen beskrivs det hur kretsen togs fram i kretssimuleringsprogrammet LTspice och i CAD-programmet KiCad. Den andra delen beskriver hur mätningar och felsökningar utfördes på kretsen. Dessa delar itereras för att försöka uppnå specifikationerna givna i syftet. Detta innebär att delresultat presenteras i detta kapitel. De slutgiltiga resultaten presenteras i kapitel 4.

### 3.1 Jämförelser av olika operationsförstärkare

Givet de krav som ställdes i syftet undersöktes möjliga val av operationsförstärkare som fanns tillgängliga på marknaden. De mest lämpade kandidaterna utifrån de parametrar från datablad som undersöktes, presenteras i tabell 3.1. Sedan jämfördes dessa också i simulering vilket beskrivs i sektion 3.2. De två tomma cellerna i tabell 3.1 beror på att THS4302 är en så kallad 'fixed-gain amplifier' på 5 ggr. De två cellerna för AD8000 och THS3202 är tomma på grund av att databladerna saknar dessa specifikationer.

Tabell 3.1: Jämförelse av viktiga parametrar hämtade från respektive förstärkares datablad givet en matningsspänning på  $\pm 5V$ .

Parameter	AD8000 [24]	THS3202 [25]	THS4302 [26]
Typ	CFA	CFA	VFA
Utspänningsomfång	$\pm 3,9V$	$\pm 3,45 V$	$\pm 3,9 V$
SR	4100 V/ $\mu s$	9000 V/ $\mu s$	5500 V/ $\mu s$
Differentialspänning	$\pm 2,5V$	$\pm 3V$	$\pm 4V$
Bandbredd (Förstärkning 1 ggr)	1,5 GHz	2 GHz	-
Bandbredd (Förstärkning 2 ggr)	650 MHz	975 MHz	-
Bandbredd (Förstärkning 5 ggr)	-	-	2,4 GHz

### 3.2 Simulering av kretsen i LTspice

Kretsen i figur 2.4 simulerades i LTspice. De två stegen (differentialsteget och offsetsteget) i kretsen justerades i turordning för de olika valen av operationsförstärkare från tabell 3.1. Sedan simulerades kretsen där FG-ingångarna hade  $50 \Omega$  i utgångsimpedans. För att bli av med reflektionerna beräknades värden på shunt-resistorer enligt ekvation 2.5 och simulerades i kretsen. Samtliga tester gjordes med en last på 15 pF. Småsignals-bandbredd testades med frekvenssvar och storsignals-bandbredd testades med transient-analys för olika frekvenser.

### 3.2.1 Simulering av differential- och offsetsteget

Först byggdes differentialsteget upp enligt figur 2.4 där offsetsteget var uppbyggt med resistorvärden valda ur datablad. Samtliga tester gjordes med plusingångens resistiva och kapacitiva inimpedans på AD8000 som belastning till steg 1.  $R_7$  valdes som en faktor av  $R_5$  sådan att differentialsteget hade en förstärkning på 1,5 ggr enligt ekvation 2.7. Dessa två resistorvärden valdes ut genom att minska resistorvärdena successivt från databladsvärdena sådant att kvoten behölls till 1,5 för att öka bandbredden enligt stycke 2.5. De resistorvärden som valdes visade högst bandbredd (-3dB) utan att ett uppsving på över 2 dB i bodeplotten. De olika operationsförstärkarna simulerades och AD8000 tycktes uppfylla kriterierna bäst med avseende på bandbredd och transientanalys, det vill säga för små- respektive storsignal. Därmed valdes den som differentialsteg. Olika resistorvärden testades för  $R_8$  sådan att toppen minskade till 0,25 dB.

Enligt samma tillvägagångsätt som i differentialsteget, valdes resistorvärdena  $R_4$  och  $R_3$  med en förstärkning på 2 ggr utifrån offsetsteget i ekvation 2.8. För att minska toppen placerades en isoleringsresistans i serie med lasten på  $2 \Omega$ . Därefter kopplades  $V_{off}=2$  V till  $R_4$  för att en offsetspänning på -2 V över lasten skulle erhållas. Detta gjordes för operationsförstärkare enligt tabell 3.1. Även här tycktes AD8000 uppfylla kriterierna bäst med avseende på bandbredd och transientanalys. Därefter justerades värdena i simuleringen utefter komponenter som kunde beställas från Mouser.

### 3.2.2 Uträkning och simulering av shunt-resistorer

FG-ingångarna simulerades nu med  $50 \Omega$  utgångsimpedans. Spänningen vid ingången till differentialsteget sjönk på grund av reflektioner som är beskrivet i stycke 2.1. Shunt-resistorer  $R_1$  och  $R_2$  placerades in i kretsen enligt figur 2.4 beräknat med ekvation 2.5. Även här justerades värdena i simuleringen utefter komponenter som kunde beställas från Mouser.

## 3.3 Design av mönsterkort i KiCad

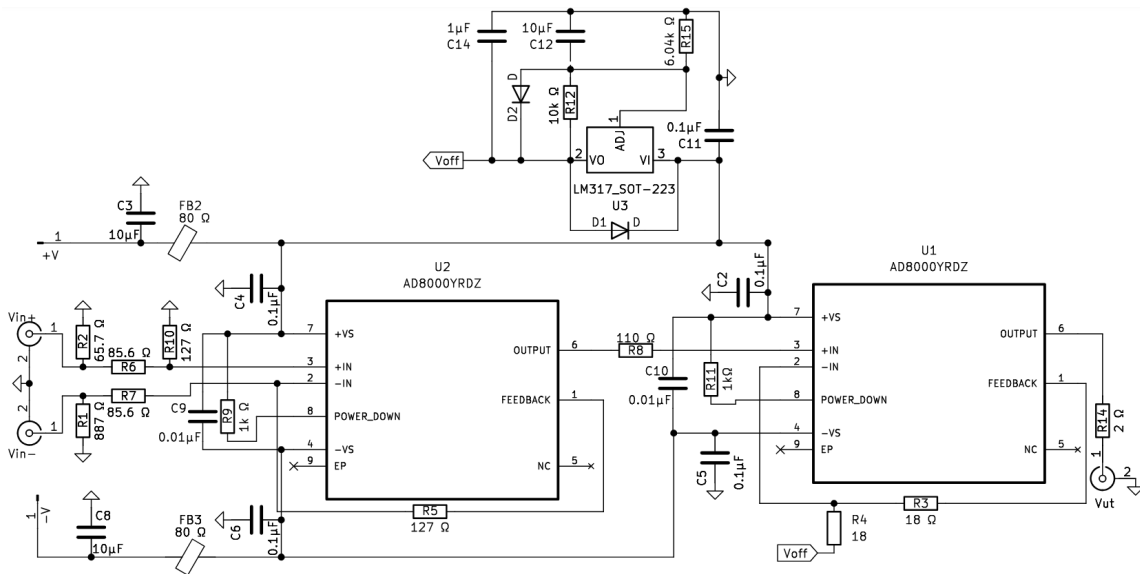
I denna sektion beskrivs hur en modell av mönsterkortet (kretskort utan utplacerade komponenter) togs fram i KiCad. Två designparametrar som beaktades var jordplan på båda sidor av mönsterkortet [27] samt inget jordplan under operationsförstärkarnas kontakter. Detta för att minimera kapacitanser som påverkar kontakterna. Kortet beställdes från Eurocircuits med hänsyn till deras tillverkningsparametrar vilket visas i tabell 3.2. En komponentlista för den ursprungliga designen visas i appendix 1.

Tabell 3.2: Mönsterkortets tillverkningsparamterar utifrån Eurocircuits designregler.

Parameter	Värde
Minsta spårbredd	0,25 mm
Minsta diameterstorlek mikroviör	0,15 mm
Minsta avstånd mellan mikroviör	0,15 mm
Minsta avstånd mellan jordplan och spår	0,3 mm
Antal lager	2
Materialtyp	FR-4
Permittivitetstal	4,4
Mönsterkort tjocklek	1,55 mm
Spårtjocklek och jordplanstjocklek	35 $\mu\text{m}$

### 3.3.1 Framtagning av ritning i KiCad

För att skapa av en modell av det fysiska mönsterkortet användes som tidigare nämnt KiCad. Komponenterna  $R_1$ - $R_8$ ,  $R_{10}$  och  $R_{14}$  placerades ut i KiCad-kretsschemat utifrån de valda värdena i LTspice vilket visas i figur 3.1.



Figur 3.1: Figur över kretsschemat som togs fram i KiCad. Notera att noderna  $V_{off}$  är sammankopplade i verklig krets. [28], licens CC-BY-SA 4.0

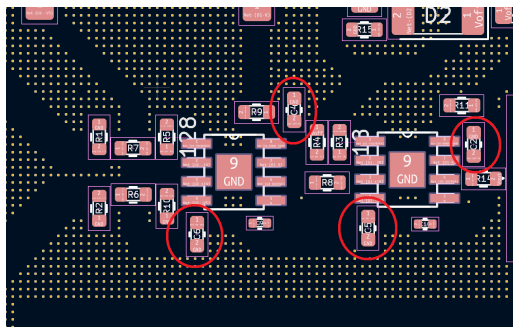
Värden på de shunt-kopplade avkopplingskondensatorerna  $C_2$ - $C_6$  och  $C_8$  valdes utifrån databladet för AD8000 [24] och placerades ut i KiCad-kretsschemat. Tillsammans med  $C_3$  och  $C_8$  tillades två stycken lågimpedans ferritpärlor  $FB_2$  och  $FB_3$  då de skapar ett lågpasfilter för likspänningsförsörjningen. För ytterligare minimering av störningar lades de två lågkapacitiva spår-till-spår avkopplingskondensatorerna  $C_9$  och  $C_{10}$  till kretsen. Enligt databladet för AD8000 krävdes det att POWER\_DOWN-kontakterna ska vara aktiva. Detta innebär att en spänning behöver läggas på och därmed krävdes resistorerna  $R_9$  och  $R_{11}$ . Därefter placerades ingångarna  $V_{in+}$ ,  $V_{in-}$ ,  $V_+$  och  $V_-$  ut i KiCad-kretsschemat.

Den sista delen av kretsen, det vill säga den linjära spänningsregulatorn LM317 som i figur 2.4 motsvarar  $V_{off}$  och i figur 3.1  $U_3$ , designades efter applikationsförlaga från dess datablad [29]. Värdena för komponenterna  $C_{12}$ ,  $R_{12}$  och  $R_{15}$  valdes efter att spänningsregulatorn simulerades enskilt i LTspice sådana att  $V_{off}=2$  V erhålls enligt figur 2.4. Kondensatorerna  $C_{11}$  och  $C_{14}$  samt dioderna  $D_1$  och  $D_2$  valdes från databladet för spänningsregulatorn.

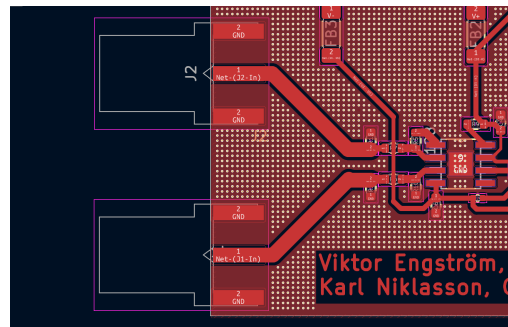
Fotavtrycken på passiva komponenter och dioder valdes sådana att de skulle vara så små som möjligt men att handlödning skulle var genomförbar. Dessa hämtades utifrån vilka komponenter som fanns tillgängliga att köpa på Mouser. De resterande aktiva komponenternas AD8000 och LM137 fotavtryck, som inte fanns i KiCad, laddades ner från snapEDA [30],[31]. Storleken på kontakterna  $V_{in+}$  och  $V_{in-}$  valdes i KiCad och därefter hittades respektive komponent på Mouser. Fotavtrycken för  $V_-$  och  $V_+$  skapades manuellt för att kunna fästa en banankontakt med vertikal anslutning.

### 3.3.2 Placering av komponenter på mönsterkort i KiCad

Operationsförstärkare och avkopplingskondensatorer placerades ut först för att minimera parasitiska effekter beskrivet i stycke 2.2. De fyra avkopplingskondensatorerna  $C_2$  och  $C_4$ - $C_6$  och placerades med minsta möjliga avstånd från ingångarna till operationsförstärkaren vilket visas i figur 3.2a. Samma princip användes vid utplacering av avkopplingskondensatorerna  $C_2$  och  $C_3$  samt ferritpärlor  $FB_2$  och  $FB_3$  för strömförsörjningen.



(a) Avkopplingskondensatorsers utplacering omkring operationsförstärkarna i kretsen. Kondensatorerna är i ordningen  $C_6$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  och  $C_2$  sett från vänster.



(b) Symmetriska spår vid ingången.

Figur 3.2: Utplacering av (a) avkopplingskondensatorer och (b) symmetriska spår vid ingången. [28], licens CC-BY-SA 4.0

Ingångarna  $J_1$  och  $J_2$  placerades symmetriskt i förhållande till varandra på ett avstånd av 18 mm för att möjliggöra inkoppling till en FG vilket kan ses i figur 3.2b. Resterande komponenter placerades för att minimera avståndet mellan dem. Sedan placerades ett jordplan ut på ovan- och undersidan av mönsterkortet med undantag för kontakterna till operationsförstärkarna. Dessa jordplan kopplades sedan samman med mikroviör, vilket är en ihålig ledare som kopplar samman det övre och undre planet för att leda bort värme från komponenterna på ovansidan. Detta designval, med jordplan på båda sidor, föranledde att GCPW användes som signalledare på mönsterkortet. Ledningarna som är dragna från  $J_1$  och  $J_2$  kan ses i figur 3.2b.

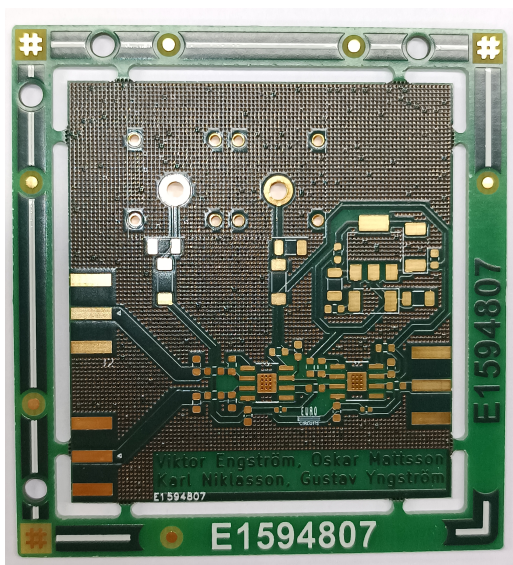
Beräkningen av spårbredden för RF-signalledaren gjordes med programmet Keysight ADS. I programmet lades de tillverknings specifika parametrarna in, det vill säga permittivitetstalet för mönsterkortsmaterialet, bredden av avståndet mellan ledaren och jordplan, ledarens höjd, längden på ledare och vilken typ av signalledare som användes, i detta fall GCPW. Värderna på tillverkningsparametrarna visas i tabell 3.2, längden på ledaren i programmet valdes till 90 mm. Den eftersökta karaktäristiska impedansen på  $50 \Omega$  lades sedan till och dessa beräkningar gav en spårbredd på 1,48 mm. Denna spårbredd användes i den mån den fick plats, annars användes en spårbredd så nära 1,48 mm som möjligt. För att hantera likströmmarna in i operationsförstärkarna valdes likströmsledningarnas bredd till 0,5 mm. Till sist testades designen på mönsterkorttillverkaren Eurocircuits hemsida för att se till att den uppfyllde deras tillverkningskrav för dimensioner.

## 3.4 Praktiskt utförande i laboratoriet

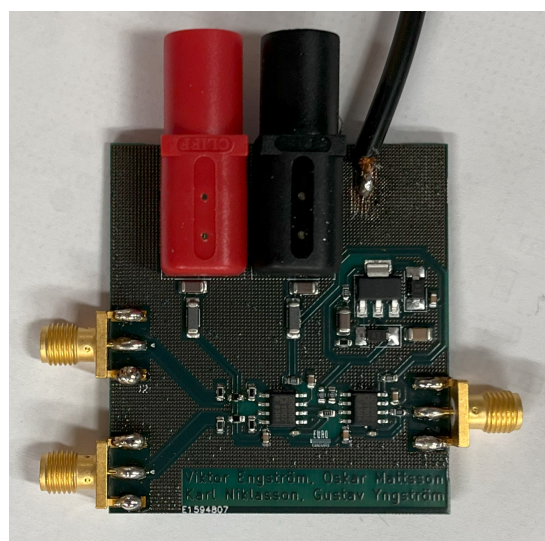
Denna sektion beskriver hur kretskortet realiserades. Det redogörs för hur mätningar av oscillation, strömkonsumtion och frekvenssvar utfördes. Det framgår även hur olika varianter av kretskortet för olika resistorvärden togs fram. Småsignal för mätningar i detta projekt avser en signal med amplitud i storleksordningen 1 mV, detta till skillnad mot storsignal vilket har en amplitud i storleksordningen 1 V.

### 3.4.1 Montering av komponenter på mönsterkort

De beställda komponenterna monterades på mönsterkortet genom att applicera lödpasta på kontakterna till mönsterkortet förutom på SMA-kontakterna och likströmskontakterna. Sedan placerades respektive komponenter, förutom SMA- och banankontakter, ut på respektive position. Kortet placerades sedan i en lödugn för att fästa komponenterna. Kvarstående kontakter monterades sedan på plats genom handlödning. Till sist monterades en jordkontakt i form av en kabel direkt på jordplanet. Mönsterkortet respektive kretskortet kan ses i figur 3.3



(a) Bild på det fysiska mönsterkortet där kontakterna i guld syns tydligt.



(b) Bild på kretskortet med komponenter samt monterade likströmskontakter i röd och svart samt SMA-kontakter i guld. Den svarta kabeln är jordkontakt.

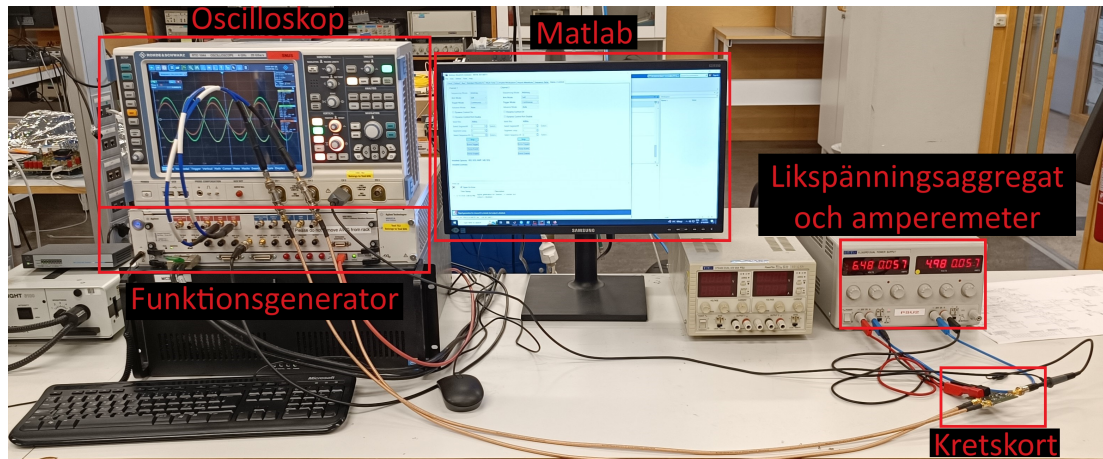
Figur 3.3: Bilder på mönsterkort (a) samt kretskort (b).

#### 3.4.2 Mätutrustning och mätuppsättning för testbänk

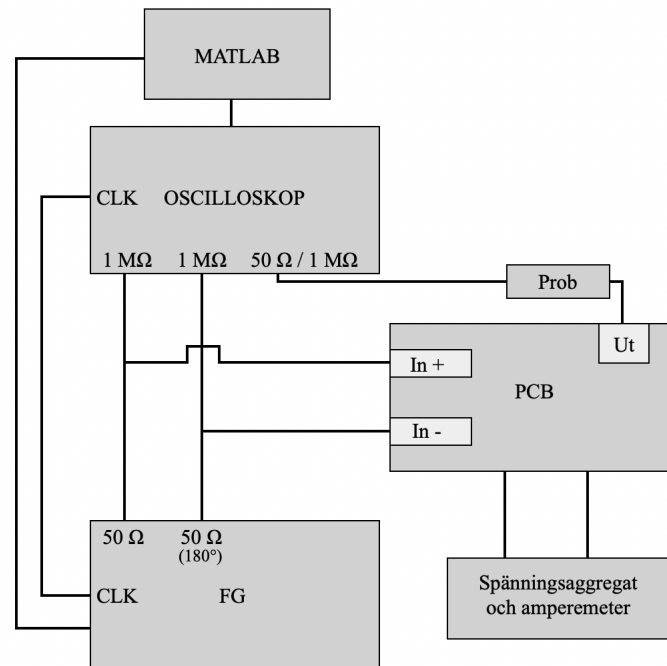
Utrustningen för mätning av kretsen sattes upp enligt figur 3.4 och kopplades enligt figur 3.5. Alla kablar som användes för att koppla samman mätinstrumenten hade en karakteristisk impedans på  $50 \Omega$ . Funktionsgeneratoren hade två kanaler där endast kanal 1 användes. Kanal 1 bestod av två utgångar där utgång 2 är 180 grader fasvriden i förhållande till utgång 1. Vardera utgång hade en impedans på  $50 \Omega$ . Dessa utgångar parallellkopplades vidare med koaxialkablar till kanal 1 och kanal 2 på oscilloskopet. Kanalerna på oscilloskopet valdes till  $1 M\Omega$  vardera. Denna parallellkoppling blir  $50 \Omega$  på grund av funktionsgeneratorns impedans vilket kopplades in i kretskortets ingångar.

Utgången till kretsen kopplas tillbaka in på kanal 3 på oscilloskopet med en 1:10 prob som kalibrerades till en ingångskapacitans på  $10 \text{ pF}$ . Proben används för att minska brus i mätningarna som uppstår av kablarna. Oscilloskopets klocka kopplades även till funktionsgeneratorns som var inställd på  $10 \text{ MHz}$  för att synkronisera mätinstrumenten. Likströmsaggregatet kopplades sedan in i respektive DC-ingång på kretskortet.

### 3. Designprocess



Figur 3.4: Bild på mätuppsättningen i laboratoriet som användes för att utföra mätningar på kretskortet.



Figur 3.5: Blockschema över mätuppsättningen.

Ett externt MATLAB-program användes för att styra funktionsgeneratorn samt samla in data som oscilloskopet visade. Denna data sparades i en fil som sedan kunde plottas i MATLAB. MATLAB-programmet kunde ändra inställningarna på oscilloskopet och funktionsgeneratorn och kunde därmed t.ex. svepa förstärkning över ett frekvensintervall.

### 3.4.3 Utvärdering av första kretskort

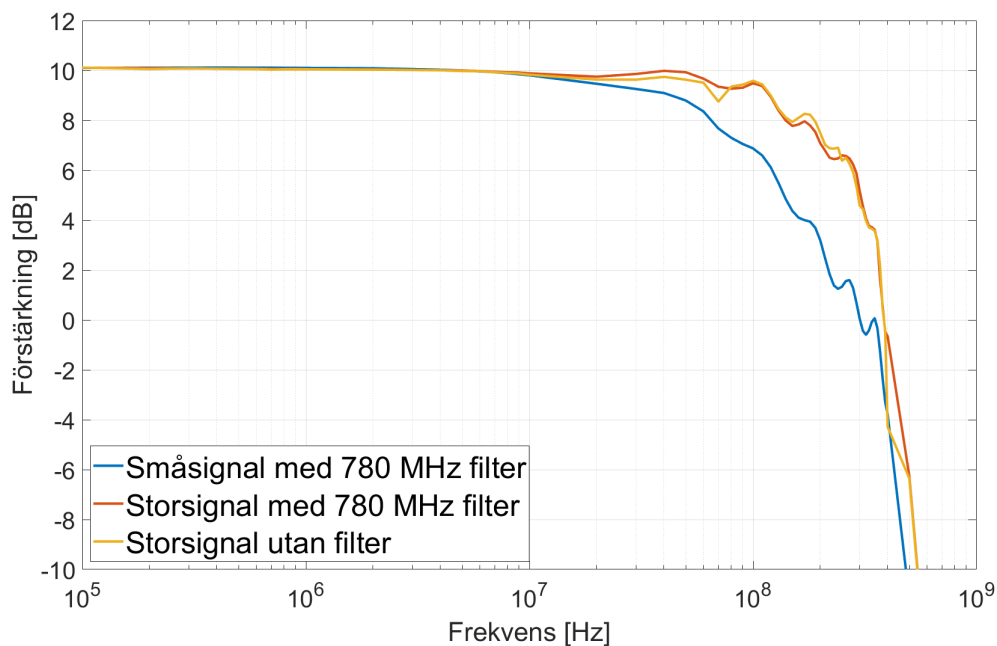
Som en första mätning undersöktes likströmsförsörjningen till kretsen vilket endast krävde att oscilloskopet och likspänningsaggregatet var påslagna. Spänningsaggregatet ställdes in på  $-6,5$  V respektive  $+5$  V. Det uppmättes direkt en hög ström i förhållande till det maximala värdet på  $13,5$  mA per operationsförstärke enligt datablad. Vid endast likspänningsförsörjning uppkom oscillering vilket ledde till att kretsen felsöktes. Denna oscillering skedde kring offset på  $-2$  V vilket visades på oscilloskopet.

### 3.4.4 Felsökning i labbet

För felsökning av kretsen undersöktes först simuleringen i LTspice för att se var de höga strömmarna härstammade från. Den simulerade strömmen var större än det maximala värdet för förstärkaren. När offsetspänningen ställdes in till  $0$  V sjönk strömmen till ett godtagbart värde enligt datablad ( $34$  mA totalt per kanal för positiv och negativ spänningsförsörjning). Detta testades sedan i labbet genom att ledaren för  $V_{off}$ -noden vid  $R_4$  i figur 3.1 skrapades av med en skalpell och  $R_4$  koplades till jord. Mätningar visade att strömmen sjönk till godtagbara värden men att oscillering kvarstod. Ferritpärlorna plockades sedan bort från kretskortet och ledningen kortslöts men oscilleringen försvann ej.

Då kretsen påvisade oscillation vid mätning beslutades det att vissa resistorvärden skulle ändras. För att försöka få en icke-oscillerande krets ändrades  $R_5$ - $R_7$  och  $R_{10}$  i figur 3.1. Resistorerna ändrades till databladets rekommenderade värden för AD8000 utan att ändra förstärkningen. För differentialsteget ändrades återkopplingsresistorerna  $R_5$ ,  $R_{10}$  till  $432 \Omega$ . Därav ändrades  $R_6$ ,  $R_7$  till  $288 \Omega$ . För offsetsteget ändrades återkopplings-resistorn  $R_4$  och offset-resistorn  $R_3$  båda till  $432 \Omega$ , samt  $R_8$  från  $110 \Omega$  till  $50 \Omega$ . De resistorerna som fanns att tillgå och sedan monterades på kretskortet i laboratoriet hade värdena  $430 \Omega$ ,  $270 \Omega$  och  $51 \Omega$ . På grund av dessa nya värden behövdes även shunt-resistorerna  $R_1$  och  $R_2$  beräknas på nytt enligt ekvation 2.5 vilket gav  $R_1 = 65,6 \Omega$  och  $R_2 = 53,73 \Omega$ . I laboratoriet valdes  $68 \Omega$  och  $56 \Omega$ .

Med de nya resistorvärdena samt inkopplad offsetspänning mättes kretsen på nytt utan att oscillering uppstod. Strömmen från likspänningsförsörjningen visade ett värde som inte överskred databladets specifikationer. MATLAB-programmet användes sedan för mätning på kretsen för både små-och storsignal vilket visas i figur 3.6. Plotten påvisade inga toppar. Vid denna mätning användes en prob som hade bandbredd på  $300$  MHz. Funktionsgeneratorns utgång hade även ett lågpasfilter på  $780$  MHz som testades för att se om högfrekvent brus från generatoren påverkade kretsen.



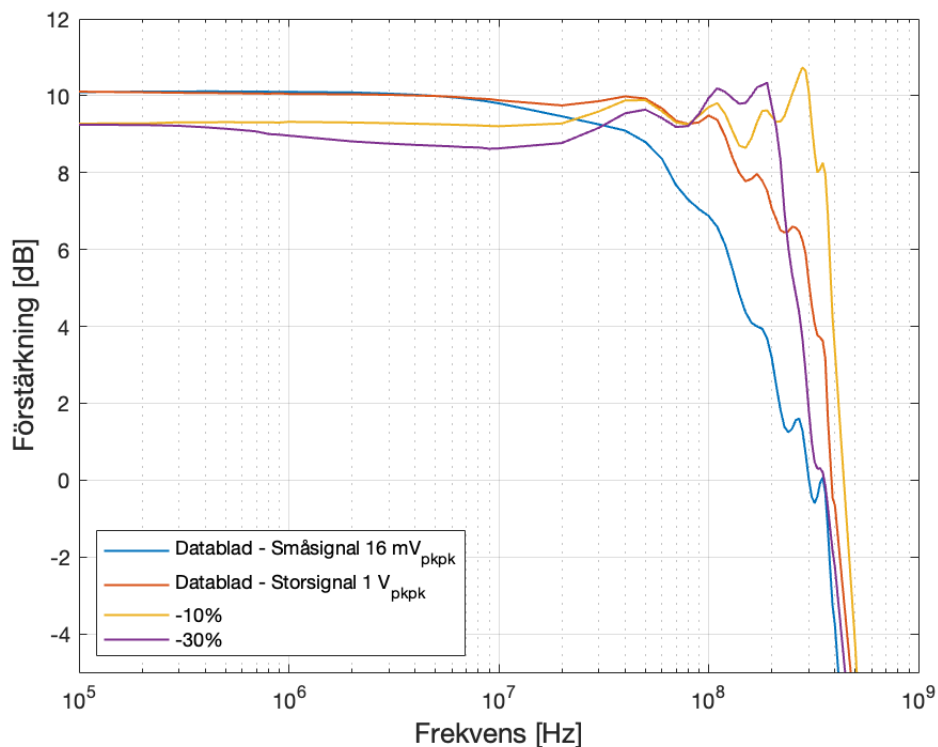
Figur 3.6: Utsignal uppmätt för små- ( $V_{pp}=16$  mV) och storsignal ( $V_{pp}=1$  V). Filtret på 780 MHz är på funktionsgeneratorns utgångar. Prob med 300 MHz bandbredd användes för mätningarna.

### 3.4.5 Test av andra resistorvärden samt med last

Två andra resistorkonfigurationer testades enligt samma steg som ovanstående process. Ett kretskort med 10% lägre resistorvärden på förstärkningsresistorerna jämfört med värdena givna i databladet för AD8000 och ett med 30% lägre. I tabell 3.3 visas de nya resistorvärdena och i figur 3.7 visas resultatet från dessa mätningar.

Tabell 3.3: Resistorvärden utgående från datablad samt verklig krets.  $R_1, R_2$  beräknas enligt ekvation 2.5 och  $R_8$  är isoleringsresistor enligt datablad.

Resistor	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	$R_3, R_4(\Omega)$	$R_6, R_7(\Omega)$	$R_8(\Omega)$	$R_5, R_{10}(\Omega)$
Datablad - 10%	54	72	389	259	50	389
Krets - 10%	56	75	390	270	51	390
Datablad -30%	82,9	55,5	303	202	50	303
Krets -30%	82	56	300	200	51	300



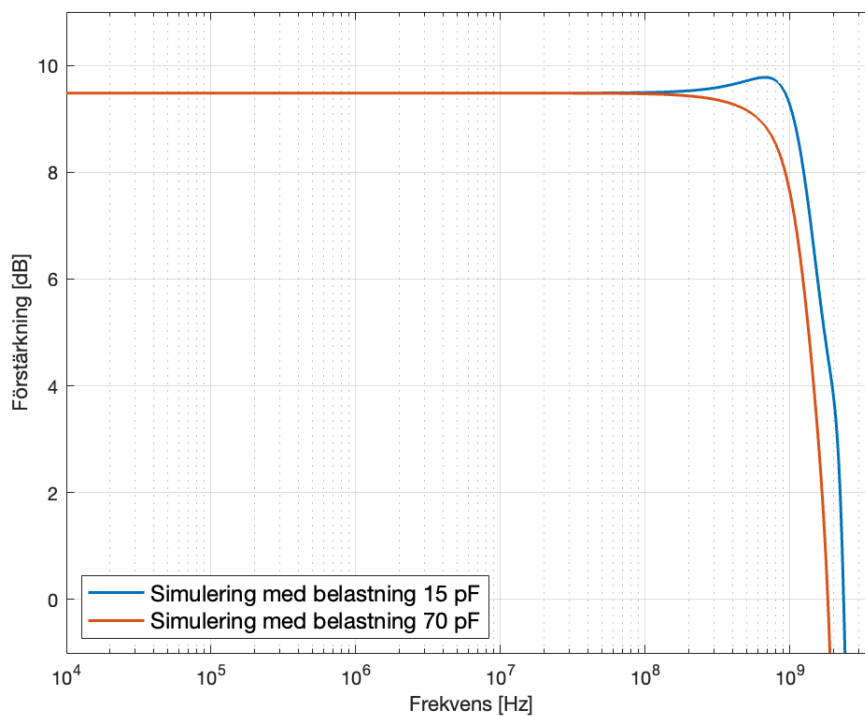
Figur 3.7: Uppmätta värden för tre varianter av kretskort. Små- och storsignal för databladvärden på resistorerna samt förminskning av dessa med -10 % och -30 %. Notera skillnaden i förstärkning mellan databladvärdena på resistorerna jämfört med -10 % och -30 %. Detta beror på att resistorvärdena i laboratoriet avviker från de uträknade värdena. Prob med 300 MHz bandbredd användes för mätningarna samt ett lågpasfilter med värdet 780 MHz på funktionsgeneratorns utgångar.

Det visade sig att -30 % inte hade en topp över 2 dB vilket visas i figur 3.7. Därav gjordes slutgiltiga mätningar på detta kretskortet då det antogs att denna kunde ge högst bandbredd. En kondensator mellan utgången på SMA-kontakten och jord på 47 pF monterades. Detta med probens kapacitans på 10 pF gav en total last på 57 pF vilket var närmst maxlasten från specifikationerna som kunde nås med komponenter i laboratoriet. Proben för denna mätning hade 500 MHz bandbredd jämfört med tidigare 300 MHz. Mätningar med denna kapacitiva last och probens kapacitans gjordes med 1 M $\Omega$  inställning på oscilloskopet, för små- och storsignal. Detta är det slutgiltiga testet för att avgöra prestandan på kretsen, som presenteras i kapitel 4.

# 4

## Resultat

Simulerade värden i LTspice för ursprungliga pressade värden på resistorerna visas i figur 4.1. En last på 15 pF gav en bandbredd på 1,48 GHz och en last på 70 pF gav en bandbredd på 1,17 GHz. Det går att notera att vid en last på 70 pF så sjunker bandbredden. Den verkliga kretsen fungerade ej då den oscillerade vid endast likspänningsförsörjning vilket beskrivs i stycke 3.4.3. Denna krets konsumerade högre ström än det maximala värdet på 13,5 mA enligt databladet.

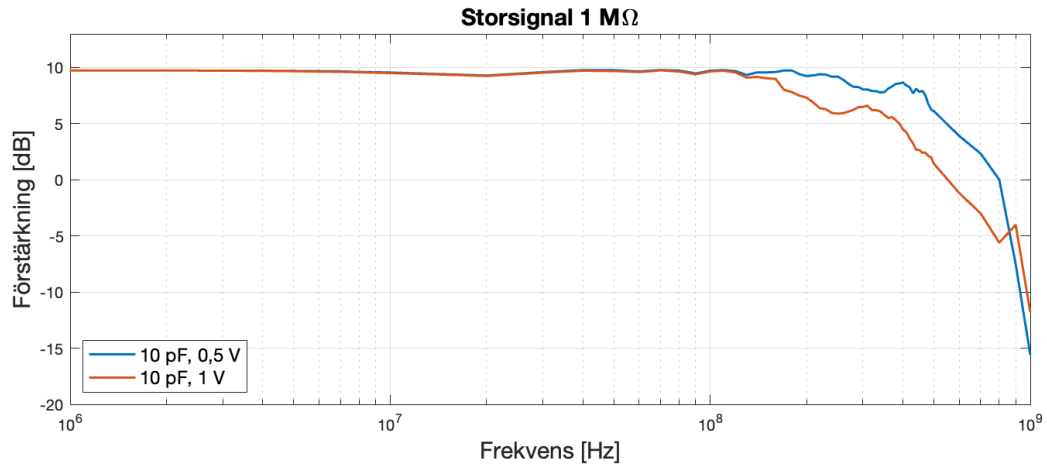


Figur 4.1: Simulerat Bodediagram för de pressade resistorvärdena med belastning på 15 pF och 70 pF.

Resultat från slutgiltiga kretsen, där de rekommenderade resistorvärdena från databladet hade minskats med 30 %, presenteras i figur 4.2 och 4.3. Samtliga mätningar visar en förstärkning på ca 9,5 dB, vilket motsvarar en förstärkning på ca 3 ggr. Med fungerande offsetspänning på -2 V och en inspänning på 1 V motsvarar det en utspänning på ca [-5,1] V.

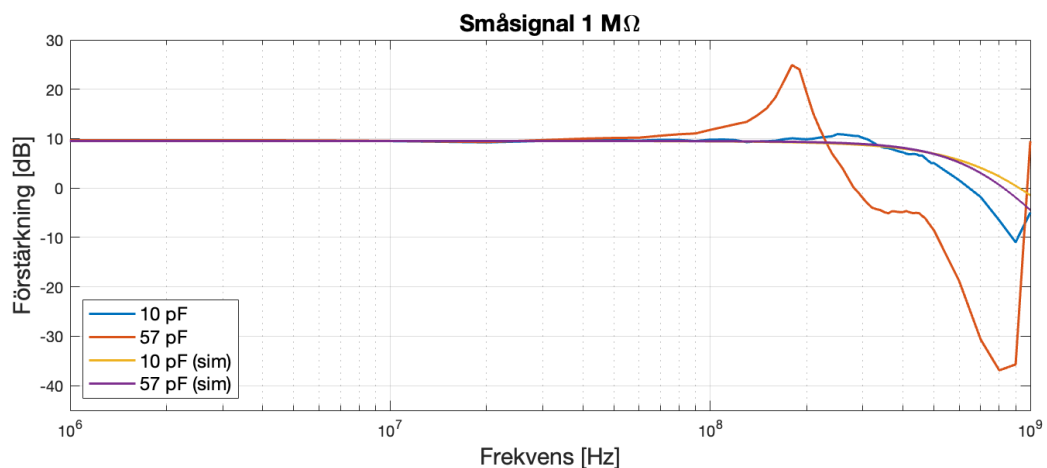
## 4. Resultat

Mätningar för storsignal med en last på 10 pF och med en impedans för oscilloskopet på 1 M $\Omega$  för inspänningar på 1 V och 0,5 V visas i figur 4.2. En bandbredd på ca 480 MHz för  $V_{pp}=0,5$  V och 210 MHz för  $V_{pp}=1$  V kan urskiljas.



Figur 4.2: Bodediagram för storsignal för två olika inspänningar på 0,5 V och 1 V från funktionsgeneratoren i blå och orange, med 10 pF belastning av proben. Proben har en bandbredd på 500 MHz och ett lågpasfilter på funktionsgeneratoren på 780 MHz användes.

Mätningar för småsignal med en last på 10 pF, samt fastmonterad kapacitans som ger totalt 57 pF och med 1 M $\Omega$  impedans för oscilloskopet, visas i figur 4.3. En bandbredd på ca 240 MHz för 57 pF last och 460 MHz för 10 pF last kan urskiljas för verklig krets. Notera en topp på ca 15,2 dB med last på 57 pF vid 180 MHz och 1,2 dB för 10 pF last vid 250 MHz. En bandbredd på ca 510 MHz för 57 pF last och 520 MHz för 10 pF belastning kan urskiljas för den simulerande kretsen.



Figur 4.3: Bodediagram för småsignal med 10 pF belastning av proben samt en kondensator placerad som belastning på kretskortet vilket ger en total belastning på 57 pF i blå och orange. Detta med simulerade (sim) resultat i lila och gul. En prob med 500 MHz bandbredd och ett lågpasfilter på funktionsgeneratoren på 780 MHz användes för mätningarna. Samtliga inspänningar  $V_{in,pp}=16$  mV i testerna.

# 5

## Diskussion

I detta kapitel presenteras diskussionen för projektet där redovisade resultat utvärderas.

### 5.1 Redogörelse för slutgiltigt resultat

Valet att göra den slutgiltiga kretsen med resistorvärden på -30% relativt databladets rekommendationer grundade sig i figur 3.7. Denna testmätning av kretsen indikerar på icke-oscillering då det inte förekommer några toppar i figuren. Det kan dock te sig märkligt att inte utgå från -10% värdena, trots att dessa uppvisar högre bandbredd. Förklaringen är att mätningarna utfördes med en 300 MHz prob. Det innebär att mätningar på frekvenser över 300 MHz saknar trovärdighet. Då både bandbredden -30% och -10% uppmättes till denna storleksordning drogs ej för stora slutsatser av denna testmätning. I sektion 2.5 beskrivs det hur återkopplingsresistorn är parametern som påverkar bandbredden. Därav valdes det lägre resistorvärdena trots att figur 3.7 visade på att -10% hade högre bandbredd. Detta visade sig vara en rimlig hypotes eftersom bandbredden uppmätt med 500 MHz prob visar högre bandbredd än 300 MHz prob, visat i figur 4.3.

Slew rate (SR) kan förklara skillnaden i bandbredd för de olika insignalerna i figur 4.2. Vid beräkningar för att se om SR-kriteriet är uppfyllt enligt ekvation 2.6, för de två inspänningarna i figur 4.2, går det att se att  $SR_{1V} = 2\pi \cdot f \frac{V_{ut,pp}}{2} = 2\pi \cdot 210 \cdot 10^6 \cdot \frac{6}{2} \approx 4000 \text{ V}/\mu\text{s}$  och  $SR_{0,5V} = 2\pi \cdot 480 \cdot 10^6 \cdot \frac{3}{2} \approx 4500 \text{ V}/\mu\text{s}$ . I databladet för AD8000 för en förstärkning på 2 ggr har operationsförstärkaren en SR på 3700 V/ $\mu\text{s}$  som sedan minskar för lägre förstärkning. Eftersom andra steget har en förstärkning på 1,5 ggr använder vi 3700 V/ $\mu\text{s}$  i resonemanget. Det visas i ekvation 2.6 att databladets  $SR < SR_{1V}$  och  $SR < SR_{0,5V}$ . Vid ett fixerat värde på SR, som är fallet med AD8000 samt ett bestämt topp-till-topp värde begränsar det hur höga frekvenser operationsförstärkaren kan operera på. Detta skulle således kunna förklara skillnaden i bandbredd mellan de olika insignalerna och varför en dubbling av signalen ger en halvering av bandbredden.

För småsignalfallet i figur 4.3 visas det att för en last på 10 pF är de simulerade och den uppmätta bandbredden relativt nära. Den verkliga kretsen har dock lägre bandbredd än de simulerade vilket ej förvånar, då det inte tagits hänsyn till de parasitiska effekterna i simuleringen som uppstår vid kretskortdesign för höga frekvenser. Utan att testa går det dock inte att säga exakt var dessa effekter som påverkar kretsen uppstår. Vid jämförelse mellan simulering och mätning för 57 pF last går det tydligt att se en skillnad i bandbredd. Dock är det toppen för den verkliga kretsen med denna last, det som är utmärkande i jämförelsen. Det finns även en topp för kretsen vid en last på 10 pF. En anledning till varför en så pass mycket högre topp uppstår vid hög last kan förklaras med den kompenserings teknik som används i kretsen för kapacitiv last. Som nämnt i 2.5 används en resistor på utgången på kretsen som kompenserings teknik för den extra polen som uppstår vid en kapacitiv last. Dess värde på  $2 \Omega$  skulle kunna vara anledning att toppen för 10 pF last hamnar på det acceptabla värdet 1,2 dB. Med en last på 57 pF kan det dock vara så att kompenserings tekniken inte räcker till för att få toppen till ett godtagbart värde på 2 dB.

Ovanstående resonemang förklarar dock inte varför toppar uppstår från första början. I figur 4.3 går det att urskilja att det ej uppstår någon topp för simuleringar. En anledning till att dessa uppstår skulle kunna vara reaktiva effekter som uppstår vid mätning av kretsen. Sträckan mellan utgången av kretsen till proben skulle kunna vara en källa som ger upphov till induktiva effekter då det agerar som en ledning. Denna ledning kommer således ha en självinduktans som skulle kunna påverka toppen. Detta är något som hade behövts ta i beaktning vid design, antingen genom att simulera det eller att använda en annan mätuppsättning som minimerar dessa effekter.

## 5.2 Redogörelse av designprocess

Hela metodiken är en process av flera tester i laboratoriet som sker parallellt med simuleringar. Därför är designprocessavsnittet presenterat med ett antal delresultat i form av grafer och beslut som togs under projektets gång. Detta för att kunna beskriva den kronologiska arbetsgången så att den slutgiltiga kretsen skulle kunna framtas, vilket presenterades i resultatkapitlet. Därmed presenteras grafer i designprocesskapitlet då de endast användes till att projektet skulle gå framåt. Att första simuleringsresultatet är i resultatkapitlet beror på att det är denna krets som utgicks ifrån vid beställning av kretskort.

Som beskrivs i kapitel 2 är återkopplingsresistorn en essentiell parameter för CFAs och genom att ha ett lågt värde på denna kan bandbredden ökas på bekostnad av stabiliteten i systemet. Då detta var första gången gruppen konstruerade ett kretskort, pressades värdena på återkopplings-resistorerna ned för att åstadkomma en hög bandbredd. Det fungerade bra i simulering då en bandbredd på 1,48 GHz uppmättes vid 15 pF last, vilket visas i resultatet. Däremot när kretsen byggdes upp i laboratoriet uppmättes oscillation vid likspänningsförsörjning. Detta hade eventuellt kunnat erfaras om en slingförstärkningsanalys hade gjorts i LTspice.

Då hade fas- och amplitudmarginal kunnat analyserats för olika värden på återkopplingsresistorerna (återkopplingsresistorns roll för stabilitet och bandbredd beskrivs i sektion 2.5). Om kretsen har väldigt låg fasmarginal så krävs det endast liten fasförändring för att kretsen ska bli instabil i den resulterande förstärkningen. Denna analys i samband med att inkludera en rak ledares självinduktans samt höljen på kretskortet hade eventuellt gett en bättre indikation över att kretsen skulle oscillera vid endast DC-försörjning. Figur 2.1 visar hur induktiva och kapacitiva effekter uppstår för en GCPW. Med andra ord så hade en bättre simulering av dessa parasitiska effekter i en slingförstärkningsanalys kunnat visa på väldigt låg fasmarginal eller eventuellt visat att 180° fasskift hade nåtts för en viss frekvens. Verifiering i efterhand i LTspice med slingförstärkningsanalys visar att fasmarginalen var närmre noll.

I samband med första mätningen på kretsen med de pressade resistorvärdena mättes en hög ström som drogs från spänningskällan. Strömkonsumtionen var inom rimliga värden (34 mA totalt per kanal för positiv och negativ spänningsförsörjning) då spänningsregulatorn kopplades bort, detta kan bero på den låga inimpedansen till den inverterade ingången på AD8000. Vid undersökning av det förenklade kretsschemat av en CFA i figur 2.2 kan det antydast att om strömmen in i inverterade ingången ( $I_{in-}$ ) ökar så kommer eng. collector-strömmen på bipolartransistorn Q2 öka enligt Kirchhoffs strömlag  $I_{C_{Q2}} = I_{C_{Q1}} + I_{in-}$ . De båda eng. base-strömmarna kan försummas i sammanhanget och  $I_{C_{Q2}}$  går till negativa spänningskällan via strömspeglingssteget. Anledningen att  $I_{in-}$  ökar vid låga resistorvärden beror på att utimpedansen från spänningsregulatorn är låg, samt att inimpedansen till inverterade ingången blir låg och med lågt värde på  $R_4$  kommer  $I_{in-}$  öka. En lösning på detta skulle kunna vara att ändra offsetsteget till att vara inverterande vilket hade gjort att det hade kunnat användas som en buffer med förstärkning 1 ggr. Offsetspänningen placeras således på icke-inverterande ingången. Detta hade troligtvis minskat den höga strömmen på grund av ingångens höga impedans. Dock kvarstår problemet med oscillering då återkopplingsresistorn fortsatt hade haft lågt värde.

Bortkoppling av spänningsregulatorn eliminerade höga strömmar från spänningsförsörjningen men löste inte problemet med oscillering. Detta indikerar att den höga strömmen och oscilleringen tycks vara oberoende parametrar som båda kan lösas genom att ändra resistorvärden. Oscilleringen försvann när resistorvärdena höjdes till rekommenderade värden från databladet, med priset av minskning av bandbredd. Detta påvisar att själva geometrin på kretskortet inte var den avgörande faktorn utan val av komponentvärden och att de faktorer som gruppen tagit hänsyn till vid design sedan bidrog till att få en icke-oscillerande krets. Däremot går det inte att utesluta att de finns förbättringar som skulle kunna göras med avseende på kretskortsdesign.

### 5.3 Förbättringar för vidareutveckling

För att kunna analysera hur kretskomponenter ändras vid höga frekvenser finns olika så kallade högfrekvensmodeller. Till exempel hade en resistor i simuleringen kunnat ersättas med en kondensator som parallellkopplas med resistorn, som i sin tur seriekopplas med en induktor. Detta kallas för en "lumped-element model" som även den innehåller idealiseringar. Detta hade kunnat ge en bättre uppfattning om vart problem uppstår. I vissa fall går det även att använda sig av EM-simuleringar för att förutse hur kretsen skulle bete sig i verkligheten. I detta fall hade det inte gått eftersom simuleringsprogram ej tar hänsyn till aktiva komponenter som finns i kretsen. Således hade detta inte gått att genomföra på denna krets.

Ett av de svårare delmomenten i projektet var att hitta lämpliga operationsförstärkare. För att göra detta filtrerades diverse hemsidor för de parametrar som visas enligt tabell 3.2. Att hitta operationsförstärkare som överhuvudtaget kan fungera på frekvenser i storleksordning GHz var en utmaning. Vid en förstärkning på 1 ggr uppnås i regel den högsta bandbredden, för att sedan avta med ökad förstärkning. Gruppen tänkte att det eventuellt skulle gå att uppnå denna höga bandbredd även för högre förstärkningar om man frångår de rekommenderade värden på återkopplingsresistorerna i databladet. Detta fungerade i de initiala simuleringarna, därför drogs slutsatsen att det bör fungera i verkligheten, men det visade sig att stabilitet för operationsförstärkarna ej kunde uppnås.

Det fanns ett överhängande fokus på en hög bandbredd i LTspice snarare än funderingar på hur instabilitet uppkommer i verkligheten. Några av operationsförstärkarna som sållades bort nådde hög bandbredd för små signaler men begränsades av dess SR för dessa höga spänningssvängningar. Hade istället endast bandbredden för småsignal i LTspice undersökts hade ett större utbud av operationsförstärkare troligen visat sig och då hade kanske en med högre prestanda hittats. Anledningen att AD8000 valdes som komponent var för att den simulering med pressade resistorvärden tycktes påvisa en ren sinusformad utsignal för höga frekvenser på storsignal, vilket inte gick med de andra operationsförstärkarna.

Ett sätt att förbättra projektets tillvägagångssätt hade varit att beställa några testvarianter av kretskortet i ett tidigare skede. Dessa varianter på kretskort hade kunnat bestå av olika operationsförstärkare och då hade det kunnat visas vilka av dem som hade bäst prestanda i verkligheten. Då hade simuleringarna kunnat justeras utefter uppmätt data på dessa och kompensering hade kunnat användas i simuleringen för att se vilka av operationsförstärkarna som presterade bäst när de var kompenserade. En andra variant av kretskortet hade kunnat beställas med dessa justeringar vilket troligen hade medfört bättre resultat. Att beställa en andra variant var planen från början men gruppen hade behövt beställa kortet tidigare för att detta skulle ske, med beaktning på att de olika korten kanske hade presterat lite sämre än vad de gjorde i resultatet som nu erhölls.

Även om dessa kretskort hade haft sämre prestanda så hade gruppen med hjälp av dem kunnat bygga upp en simulering för att sedan beräkna de induktiva och kapacitiva effekterna i spår och höljen. Detta för att försöka matcha simulering till verklig krets. Då hade det enklare gått att se var i kretsen som dessa parasitiska effekter är viktiga och påtagliga. På vissa ställen är kanske inte dessa effekter särskilt viktiga och då är det onödigt att lägga tid på att överkompensera dessa. Dock kan vissa andra delar av kretsen vara väldigt kritiska. Om exempelvis en ledning på kretskortet är väldigt lång så skapas både högre induktiva och kapacitiva effekter, vilket beskrivs i stycke 2.2 och om då felsökning i simulering visar att en viss induktans eller kapacitans sänker stabiliteten så kan dessa parametrar kompenseras i en andra variant av kretskortet. Då med antingen kompenstationstekniker (exempelvis justera  $R_{14}$  så att den kompenserar den höga kapacitiva lasten för en krets som är mer realistiskt modellerad) eller att ändra geometrin på ledningarna på sådant sätt att effekterna förändras. Detta är argument för ett mer effektivt tillvägagångssätt för att hitta exakt de kritiska delarna i kretsen som kan ge upphov till instabilitet.

Ett annat förslag på hur stabiliteten hade kunnat förbättras är att placera en kondensator parallellt med återkopplings-resistorn i det icke-inverterande steget. Den parasitiska kapacitansen på den inverterande ingången (3,6 pF för AD8000) kan modelleras som en kondensator mellan inverterande ingången och jord. Båda dessa kondensatorer kommer därmed att påverka slingförstärkningen genom att en pol och nollställe introduceras i slingförstärkningsfaktorn [32]. Det går att visa att det exakta värdet på återkopplingskondensatorn för att eliminera polen uppnås enligt  $C_{\text{återkoppling}} = \frac{R_{ut}}{R_{\text{återkoppling}}} C_{\text{parasitisk}}$ . För att finna ett lämpligt värde på  $R_{ut}$  skulle databladet konsulteras alternativt simulering av ut-impedans i LTspice.

# 6

## Slutsats

Detta projekt har undersökt simuleringar och design av en gatemodulator för en HEMT-MMIC-effektförstärkare. Användningsområdet för kretskortet är att dynamiskt styra gatespänningen till effektförstärkaren med avseende på RF-insignalens envelope. Denna styrprocess kan användas för att öka effektivitet och linjäritet för effektförstärkaren. Specifikationer på bandbredd för småsignal var 2 GHz. För storsignal skulle kretsen ha ett spänningsomfång på  $[-5,1]$  V.

Kapitel 4 visar en krets som lyckas med att förstärka småsignal upp till 460 MHz med en belastning på 10 pF för att sedan med kapacitiv belastning på 57 pF uppmäta en bandbredd på 240 MHz samt en topp vid 180 MHz på 15,2 dB vilket är betydligt högre än 2 dB som specificeras i syftet. För storsignal uppmättes en bandbredd på 480 MHz för en last på 10 pF. För lägre frekvenser med inspänningsomfång på  $[-0,5; 0,5]$ , uppnåddes utspänningsomfånget på  $[-5,1]$  V utan klippning. Det redogörs i kapitel 5 för att kompenstationstekniker kan användas och hur simuleringstekniker kan utformas samt att andra CFAs kan testas för att i framtiden kunna erhålla en krets med högre prestanda. I kapitel 5 redogörs även för hur en annan designprocess kan användas för att mer effektivt felsöka instabilitet och parasitiska effekter från geometri på kretskortet.

Kretsen som togs fram i projektet uppnådde inte specifikationerna med avseende på bandbredd och drivande av den höga kapacitiva lasten. Därmed har projektet inte uppnått de specifikationer beskrivna i kapitel 1. Projektet kan dock vidareutvecklas med de förändringsidéer som är beskrivna i kapitel 5 och på sådantvis konstruera ett kretskort med bättre prestanda med avseende på bandbredd och drivande av kapacitiv last. Trots att projektet inte uppfyllt de givna specifikationer kan detta projekt användas som en bra utgångspunkt för vidareutveckling för framtida design av gatemodulatorer. Avslutningsvis visar projektet på att en simpel krets kan implementeras för att förstärka en högfrekvent signal vilket därmed kan användas till att styra gatespänningen på en MMIC-effektförstärkare.

# Litteratur

- [1] Kim Bumman, Moon Junghwan och Kim Ildu. “Efficiently Amplified”. I: *IEEE Microwave Magazine* 11.5 (2010), s. 87–100. DOI: 10.1109/MMM.2010.937099.
- [2] Allen Katz, John Wood och Daniel Chokola. “The Evolution of PA Linearization: From Classic Feedforward and Feedback Through Analog and Digital Predistortion”. I: *IEEE Microwave Magazine* 17.2 (2016), s. 32–40. DOI: 10.1109/MMM.2015.2498079.
- [3] Tian Qi och Songbai He. “Further Efficiency Improvement of Power Amplifiers Using Thermal Energy Harvesting”. I: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66.12 (2019), s. 9628–9631. DOI: 10.1109/TIE.2018.2885742.
- [4] Bumman Kim m. fl. “Push the Envelope: Design Concepts for Envelope-Tracking Power Amplifiers”. I: *IEEE Microwave Magazine* 14.3 (2013), s. 68–81. DOI: 10.1109/MMM.2013.2240851.
- [5] Gregor Lasser, Maxwell Robert Duffy och Zoya Popović. “Dynamic Dual-Gate Bias Modulation for Linearization of a High-Efficiency Multistage PA”. I: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67.7 (2019), s. 2483–2494. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2909878.
- [6] Earl McCune. “Motivations”. I: *Dynamic Power Supply Transmitters: Envelope Tracking, Direct Polar, and Hybrid Combinations*. The Cambridge RF and Microwave Engineering Series. Cambridge University Press, 2015, s. 3–11.
- [7] Donald A. Neamen. *Semiconductor Physics and Devices: Basic Principles*. 4th. New York, NY: McGraw-Hill, 2012. ISBN: 9780073529585.
- [8] Clive Poole och Izzat Darwazeh. “Chapter 12 - Microwave transistors and MMICs”. I: *Microwave Active Circuit Analysis and Design*. Utg. av Clive Poole och Izzat Darwazeh. Oxford: Academic Press, 2016, s. 395–437. ISBN: 978-0-12-407823-9. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-407823-9.00012-3>.
- [9] Aneesh M Joseph. “Fabrication and optimization of T -gate for high performance HEMT and MMIC devices”. I: *2022 IEEE International Conference on Emerging Electronics (ICEE)*. 2022, s. 1–6. DOI: 10.1109/ICEE56203.2022.10117759.
- [10] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. 4th. USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012, s. 48–57.
- [11] John Coonrod och Brian Rautio. “Comparing Microstrip and CPW Performance”. I: *MICROWAVE JOURNAL* 55.7 (juli 2012), s. 74+. ISSN: 0192-6225.

- 
- [12] Arghya Sain och Kathleen L. Melde. “Impact of Ground via Placement in Grounded Coplanar Waveguide Interconnects”. I: *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* 6.1 (2016), s. 136–144. DOI: 10.1109/TCPMT.2015.2507121.
- [13] Inc. Vishay Intertechnology. *Frequency Response of Thin Film Chip Resistors*. Technical Note. 2009.
- [14] Texas Instruments. *Effect of Parasitic Capacitance in Op Amp Circuits*. SLOA013A. September 2000.
- [15] Analog Devices. *Practical Analog Design Techniques*. Online. (hämtad: 2024-03-15). URL: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Practical-Analog-Design-Techniques/Section8.pdf>.
- [16] Tamara Schmitz och Mike Wong. *Choosing and Using Bypass Capacitors*. Application Note 1325. Intersil, Oktober 2011.
- [17] J. Ardizzoni. *A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout*. (hämtad: 2024-04-02). September 2005. URL: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/high-speed-printed-circuit-board-layout.html>.
- [18] Rohm Semiconductor. *Basic Characteristics of Ferrite Beads and Inductors and Noise Countermeasures Using Them*. (hämtad: 2024-04-19). 2019. URL: <https://techweb.rohm.com/know-how/nowisee/8138/>.
- [19] Wikipedia contributors. *Current-feedback operational amplifier — Wikipedia, The Free Encyclopedia*. (hämtad: 2024-04-18). 2022. URL: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Current-feedback\\_operational\\_amplifier&oldid=1111408766](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Current-feedback_operational_amplifier&oldid=1111408766).
- [20] Walt Kester, Walt Jung och James Bryant. “SECTION 1-4 - Op Amp Specifications”. I: *Op Amp Applications Handbook*. Utg. av Walt Jung. Burlington: Newnes, 2005, s. 51–88. ISBN: 978-0-7506-7844-5. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-075067844-5/50117-X>.
- [21] Wikipedia contributors. *Differential amplifier — Wikipedia, The Free Encyclopedia*. (hämtad: 2024-05-05). 2024. URL: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Differential\\_amplifier&oldid=1212590182](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Differential_amplifier&oldid=1212590182).
- [22] Analog devices. *Ask The Applications Engineer-25: Op Amps Driving Capacitive Loads*. (hämtad: 2024-05-05). 2024. URL: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/ask-the-applications-engineer-25.html>.
- [23] Bengt Molin. *Analog elektronik*. 3. utg. Lund: Studentlitteratur AB, 2022, s. 173–174.
- [24] Analog Devices Inc. *1.5 GHz, Ultrahigh Speed Op Amp*. AD8000. April 2024.
- [25] Texas Instruments. *Low Distorsion, Dual Current-Feedback Amplifiers*. THS3202. September 2002, rev. Januari 2010.

- [26] Texas Instruments. *Wide-Band Fixed Gain Amplifier*. THS4302. Oktober 2002, rev. Augusti 2006.
- [27] Texas Instruments. *High-Speed Amplifier PCB Layout Tips*. SLOA102. September 2002.
- [28] KiCad. *KiCad EDA*. (hämtad: 2024-04-26). 2024. URL: <https://www.kicad.org/>.
- [29] Texas Instruments. *LM317 3-Terminal Adjustable Regulator*. SLVS044Y. September 1997 rev. April 2020.
- [30] Snapeda. *AD8000YRDZ*. (hämtad: 2024-04-23). 2024. URL: <https://www.snapeda.com/parts/AD8000YRDZ/Analog%20Devices/view-part/?ref=search&t=ad8000>.
- [31] Snapeda. *LM317DCYG3*. (hämtad: 23-04-2024). 2024. URL: <https://www.snapeda.com/parts/LM317DCYG3/Texas%20Instruments/view-part/?ref=search&t=LM317>.
- [32] J. Pearson. *Compensating Current Feedback Amplifiers in Photocurrent Applications*. (hämtad: 2024-04-11). URL: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/compensating-current-feedback-amplifiers.html>.

# A

## Appendix 1: Lista av de beställda komponenterna, värden från ursprungliga kretsen.

#	KiCad referens	Antal	Typ/Värde	Fotavtryck	Tillverkningsnummer
1	$D_1, D_2$	2	DIOD		1N4002W-T
2	$J_1, J_2, J_3$	3	SMA		523-132289
3	$J_4$	1	BANAN		73099-0
4	$J_5$	1	BANAN		73099-2
5	$U_1, U_2$	2	AD8000YRDZ		AD8000YRDZ
6	$U_3$	1	LM317_SOT-223		595-LM317DCY
7	$FB_2, FB_3$	2	80 $\Omega$	1806_4516	MH4516-800Y
8	$C_2, C_4, C_5, C_6, C_{11}$	5	0.1 $\mu\text{F}$	0603_1608	C0603C104K8RAC
9	$C_3, C_8, C_{12}$	3	10 $\mu\text{F}$	1206_3216	C1206C106J8RACTU
10	$C_9, C_{10}$	2	0.01 $\mu\text{F}$	0402_1005	C0402C103J3RACTU
11	$C_{14}$	1	1 $\mu\text{F}$	1206_3216	C1206C105J8RACTU
12	$R_1$	1	887 $\Omega$	0603_1608	ERA-3AEB8870V
13	$R_2$	1	65.7 $\Omega$	0603_1608	RN73H1JTTD65R7C25
14	$R_3, R_4$	2	18 $\Omega$	0603_1608	RT0603BRD0718RL
15	$R_5, R_{10}$	2	127 $\Omega$	0603_1608	ERA-3AEB1270V
16	$R_6, R_7$	2	85.6 $\Omega$	0603_1608	RT0603BRD0785R6L
17	$R_8$	1	110 $\Omega$	0603_1608	ERA-3AEB111V
18	$R_9, R_{11}$	2	1K $\Omega$	0603_1608	ERA-3AEB102V
19	$R_{12}$	1	10K $\Omega$	0603_1608	ERA-3AEB103V
20	$R_{14}$	1	2 $\Omega$	0603_1608	RT0603DRE072RL
21	$R_{15}$	1	6.04 $\Omega$	0603_1608	ERA-3AEB6041V

INSTITUTIONEN FÖR MIKROTEKNOLOGI OCH NANOVETENSKAP  
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA

Göteborg, Sverige

[www.chalmers.se](http://www.chalmers.se)



**CHALMERS**