

Analyse og konstruksjon av passive bølgeprober og direksjonelle koblere i GaAs MMIC

Paal Brokka Rike

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2009

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Oppgavetekst

GaAs MMIC-teknologi benyttes i stadig større grad i komponenter som ligger nær antenna i en radioenhet - både i infrastruktur-utstyr og på brukersiden. Dette fordi GaAs-teknologien har god ytelse både i lavstøy- og effekt-forsterkere og i antenne-switcher (høy isolasjon). Etter hvert som stadig flere tar i bruk høyere frekvenser i nye trådløse tjenester vil bruken av GaAs teknologi å øke, og kunnskaper om design av utstyrsspesifikke komponenter vil bli etterspurt. Oppgaven vil i hovedsak gå ut på å analysere og konstruere passive bølgeprober. Oppgaven vil også ta for seg analyse av koblingseffekter som oppstår i spolene i en direksjonell kobler.

Opgaven vil derfor gå ut på å:

- Sette seg inn i verktøy for simulering og optimalisering (ADS og Momentum)
- Sette seg inn i Triquint's MMIC prosess, for HBT og p-HEMT.
- Sette seg inn i teori for bølgeprober.
- Analysere og konstruere nye varianter av bølgeprober.
- Måle produserte bølgeprober og sammenligne disse med analysen.
- Analysere koblingseffekter i spoler og mellom spoler i en direksjonell kobler.
- Lage forslag til utlegg av nye prober for produksjon hos Triquint.

Foreløpig spesifisering (bølgeprober):

Båndbredde: 1-20GHz

Refleksjonstap i bølgeledene struktur(Verdi på S11): 10dB

Opgaven gitt: 21. april 2009

Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Forord

Denne diplomoppgaven er skrevet for masterstudiumprogrammet i elektronikk ved Institutt for Elektronikk og Telekommunikasjon, NTNU våren 2009.

Denne diplomoppgaven tar hovedsakelig for seg analyse og konstruksjon av bølgeprober i Galiumarsenid (GaAs) ved bruk av *Monolithic Microwave Integrated Circuits* (MMIC). Hovedfokuset har vært å optimalisere allerede produserte bølgeprober og konstruksjon av nye bølgeprober. Diplomoppgaven har også tatt for seg den direksjonelle kobleren som ble designet i prosjektoppgaven før jul for å se på koblingseffekter i og mellom spoler.

Denne diplomoppgaven er skrevet med tanke på at andre som holder på med design av passive komponenter i GaAs og bruk av MMIC-teknologi skal få en god innsikt i analyse og konstruksjon av bølgeprober og direksjonelle koblere. Det er derfor tatt med en fyldig teoridel i tillegg til den praktiske delen, som er måling på laboratorium og simuleringer, for å gi god bakgrunnkunnskap om teknologien.

Det er både viktig og nødvendig for å benytte riktig designteknikk. Oppgaven går ikke dypt inn på design av direksjonelle koblere siden dette ble tatt for seg i prosjektoppgaven. Men det vil bli sett på koblingseffekter relatert til spoler, og deres påvirkning på resten av en krets når de f.eks brukes i en direksjonell kobler.

Det har blitt lagt stor vekt på å sette seg inn i aktuelt simuleringsverktøy som er blitt benyttet i denne diplomoppgaven, og er selve basisen for gjennomføringen. Det er også lagt vekt på å sette seg inn i bruk av måleutstyr og software benyttet på laboratorium.

Det skal også nevnes at det er brukt en generell HBT-prosess. Siden forfatteren av diplomoppgaven har skrevet under en såkalt *non-disclosure agreement* oppgis ikke hva slags prosess som brukes eller hva slags prosesshus/foundry som benyttes for evt. produksjon. Dermed er det heller ikke oppgitt parameter- eller substratverdier i diplomoppgaven, som er gitt i designmanualen for den aktuelle prosessen.

Det ble benyttet en generell p-HEMT-prosess før jul for den direksjonelle kobleren. Siden prosjektoppgaven ikke ble publisert, ble det oppgitt hvilken spesifikk designmanual som ble brukt. For å få tilgang til referansene for de to generelle prosessene må det henvendes seg til instituttet og faglærer, som er ansvarlig for denne diplomoppgaven, og skrives under på en *non-disclosure agreement*.

Gjennomføringen på laboratorium ble gjort sammen med to medstudenter, der

alle skriver individuelle masteroppgaver. Dermed kan noen av laboratoriumsresultatene, som er tatt med i denne oppgaven, være like noen av resultatene i de to andre masteroppgavene.

Forfatteren av oppgaven vil rette en stor takk til faglærer Morten Olavsbråten som har veiledet gjennom hele diplomoppgaven. Han har hjulpet til med både bruk av simuleringsverktøy og gitt gode designtips. Takker også stipendiat Marius Ubostad og avdelingsingeniør Terje Mathiesen for å ha bistått med hjelp på laboratorium.

Trondheim, juni 2009

Paal Brokka Rike/paalbrok/MTEL

Sammendrag

Bølgeprober og direksjonelle koblere er rene passive kretser. Dette betyr at de bruker passive komponenter, og dermed ikke har evne til å forsterke signaler. Eksempler på passive komponenter er lyspærer, lysdioder, motstander, motorer, batterier, spoler og kondensatorer. I tillegg kommer for eksempel brytere, vendere, koblingsklemmer, ledninger, transmisjonslinjer og viahull for sammenkobling av de ulike kretselementene avhengig av hva slags teknologi som benyttes. For bølgeproben og den direksjonelle kobleren er det bare viahull, transmisjonslinjer, spoler og kondensatorer som er aktuelle komponenter.

Denne diplomoppgaven tar hovedsaklig for seg bølgeprober. Disse konstrueres i GaAs ved bruk av MMIC-teknologi. Ved å plassere en bølgeprobe i nærheten av en bølgeledene struktur (Som i denne oppgaven er en transmisjonslinje i metall to) vil det elektriske feltet (E-feltet) og magnetiske feltet (H-feltet) til den bølgeledene strukturen sette opp strømmer i bølgeproben. Direktivitet og effekt på utgangsportene er de viktigste faktorene for bølgeprobene. Direktivitet er differansen mellom de to utgangsportene.

Opgaven ser også på den direksjonelle kobleren som ble designet i prosjektoppgaven før jul. Denne benytter seg av samme teknologi og har en senterfrekvens på 5.8 GHz. Den direksjonelle kobleren har fire porter; én inngangsport, én isolert port og to utgangsporter. Signalet deles likt mellom de to utgangsportene, men det ene signalet er forskyvet 90° i forhold til det andre.

For bølgeprobene er hovedfokuset å optimalisere de som allerede er produsert. Det er i alt åtte bølgeprober; en type som går inn i metall null og opp i metall én (type1) og en type som går inn i metall én og ned i metall null (type2). De har bredde på 10 um, 20 um, 50 um og 100 um. Optimaliseringen gir bølgeprobene mer gunstige signalverdier på utgangene.

Spolene i den direksjonelle kobleren tas også for seg i denne oppgaven. Dette er for å se på kapasitiv kobling mellom spolesegmenter i en spole og på kobling mellom flere spoler. Resultatene brukes for beskrive hvordan spolene bør plasseres når det lages utlegg for blant annet en koblerkrets. Kondensatorene har ingen koblingseffekter som påvirker resten av kretsen, siden disse oppfører seg som idelle komponenter ved 5.8 GHz for den gitte teknologien. De blir dermed ikke analysert videre.

I instrumenteringsdelen tas for seg måling på laboratorium med bruk av måleprobestasjon og VNA. Det måles også på de allerede produserte bølgeprobene for å kartlegge signalverdiene ved utgangene, og for å sammenligne med de simulerte verdiene fra *Advanced Design System* (ADS). Det måles også på ulike

spoler for å se på kapasitiv kobling i spoler, og for å analysere kobling mellom spoler. Disse sammenlignes med simulerte resultater fra ADS. Det viser seg at de målte og simulerte verdiene avviker litt fra hverandre. Dette kommer av unøyaktigheter i kalibreringen av måleprobene, og ulike parasittiske effekter knyttet til blant annet kanteffekter på paddene der måleprobene plasseres.

De produserte bølgeprobene blir tatt for seg videre i metodedelen for optimalisering. Ved å justere posisjonen til bølgeproben i forhold til den bølgeledene strukturen finnes en posisjon som gir de mest gunstige signalerverdiene på utgangsportene til bølgeprobene. Det viser seg at det er best å plassere sløyfen til bølgeprobene nær kanten av den bølgeledene strukturen. Dette gjelder for alle de produserte bølgeprobene. Det viser seg også at type1-bølgeprobene jevnt over er de beste bølgeprobene. Derfor legges det hovedvekt på disse videre i optimaliseringsprosessen.

Resultatene fra simuleringene viser også at de smale bølgeprobene (10 μm og 20 μm) er de med best direktivitet, mens de brede bølgeprobene (50 μm og 100 μm) er de med mest gunstig effekt på utgangsportene. Det er ønskelig at effekten ligger opp mot -20dB på port tre på bølgeproben. Effekten på port fire bør være uendelig liten for å gi best mulig direktivitet.

Videre optimaliseres noen av bølgeprobene ved å forandre på sløyfebredden og ved å forkorte lederene, som forbinder bølgeprobens sløyfe med utgangsportene. Dette gir enda bedre resultat med tanke på direktivitet og effekt på utgangsportene for noen av bølgeprobene. De optimaliserte bølgeprobene er fullverdige for bruk i for eksempel ulike tilbakekoblingssystemer eller for å lage nøyaktige transistor-modeller på en enkel måte.

Innhold

1	Innledning	1
2	Teori	3
2.1	MMIC	3
2.1.1	Introduksjon til MMIC-teknologi	3
2.1.2	Egenskaper til GaAs for bruk i MMIC-teknologi	4
2.1.3	Pris, MMIC	5
2.1.4	Ytelse	5
2.1.5	Pålitelighet	6
2.1.6	Størrelse og masse	6
2.1.7	HBT mikrostripe MMIC	6
2.2	S-parametere	6
2.3	Transmisjonslinjer	8
2.3.1	Generelt om transmisjonslinjer	8
2.3.2	Transmisjonstap i GaAs-substrat	9
2.4	Viahull	9
2.5	Bølgeprober	10
2.5.1	Introduksjon til bølgeprober	10
2.5.2	Bruksområder for bølgeprober	12
2.5.3	Konstruksjon av bølgeprober ved bruk av dataverktøy	14
2.6	Direksjonell kobler	16
2.6.1	Motivasjon for prosjektoppgaven	16
2.6.2	Fakta om den designede direksjonelle kobleren	16
2.6.3	Kobling mellom spoler og spolesegmenter	17
2.7	Kalibrering av måleprobestasjon	18
3	Instrumentering	19
3.1	Måling på laboratorium	19
3.2	Spoler	20
3.3	Kobling mellom spoler	22
3.4	Bølgeprober	23
4	Metode	25
4.1	Simulering av bølgeprobene i Momentum.	25
4.2	Optimalisering av bølgeprobene.	25
4.2.1	Valg av antall masker	25
4.2.2	Optimalisering av direktivitet og utgangseffekt.	26
4.2.3	Endring av sløyfe	29
4.2.4	Justering av lengden på lederene til bølgeproben	30

4.3	Kobling mellom spolesegmenter i en spole	33
4.4	Spole i direksjonell kobler.	33
4.5	Kobling mellom spoler i den direksjonelle kobleren.	33
5	Resultater	35
5.1	Målinger foretatt på laboratorium	35
5.2	Simuleringer foretatt i ADS	35
6	Diskusjon	37
6.1	Bølgeprober	37
6.2	Direksjonell kobler	41
6.3	Videre arbeid	43
7	Konklusjon	45
H	Bølgeprober.	47
I	Direksjonell kobler.	56
J	Måleresultat fra laboratorium.	57
K	Koblede spoler.	59

Figurer

1	HBT mikrostripe MMIC	7
2	Transmisjonslinje med lengde Δz	8
3	Linje bestående av diskrete komponenter.	8
4	Viahull på GaAs substrat.	10
5	Sløyfe på bølgeprobe.	11
6	Prinsipp for bølgeprobe.	11
7	Klassisk oppsett for loadpull.	12
8	Moderne oppsett for loadpull.	13
9	Vindu for å sette antall masker og andre parametere.	14
10	Vindu for å kjøre S-parameter simulering.	15
11	Resultat for den direksjonelle kobleren.	17
12	Måleprobekobling	19
13	Resultat for enkel spole med seks vinnings.	21
14	Resultat for enkel spole med 38 vinnings.	21
15	Måleresultat for enkel spole med 14 segmenter.	22
16	Utlegg for koblede spoler.	22
17	Måleresultat for bølgeledene struktur, type1-bølgeprobe med bredde 10 um.	23
18	Måleresultat for bølgeprobe, type1-bølgeprobe med 10 um bredde.	24
19	Simuleringsresultat for bølgeprobe, type1-bølgeprobe med 10 um bredde.	25
20	Direktivitet ved forskjellig maskeantall.	26
21	Type1-bølgeprobe med 10 um bredde.	27
22	Type1-bølgeprobe med 100 um bredde.	28
23	Type2-bølgeprobe med 10 um bredde.	28
24	Type2-bølgeprobe med 100 um bredde.	29
25	Type1-bølgeprobe med 10 um bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen.	30
26	Type2-bølgeprobe med 10 um bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen.	31
27	Type1-bølgeprobe med 100 um bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen.	31
28	Type1-bølgeprobe med 100 um bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen og forkortede ledere.	32
29	Simuleringsresultat for enkel spole med 14 segmenter.	33
30	Type1-bølgeprobe med 20 um bredde.	47
31	Type1-bølgeprobe med 50 um bredde.	48
32	Type2-bølgeprobe med 20 um bredde.	48
33	Type2-bølgeprobe med 50 um bredde.	49

34	Layout til type1-bølgeprobe med 10 um bredde.	49
35	Layout til type2-bølgeprobe med 10 um bredde.	50
36	Layout til type1-bølgeprobe med 100 um bredde og bred sløyfe. . .	50
37	Layout til type1-bølgeprobe med 100 um bredde og bred sløyfe og forkortede ledere.	51
38	Layout til type1-bølgeprobe med 20 um bredde.	52
39	Bølgeprober på GaAs-substrat.	52
40	Simuleringsresultat for bølgeprobe, type1 og bredde 100 um.	53
41	Simuleringsresultat for bølgeprobe, type2 og bredde 10 um.	54
42	Simuleringsresultat for bølgeprobe, type2 og bredde 100 um.	55
43	Avstand mellom spoler i den direksjonelle kobleren.	56
44	Måleresultat for spole i direksjonell kobler, 173 um.	56
45	Måleresultat for bølgeledene struktur og type1-bølgeprobe med bredde 100 um.	57
46	Måleresultat for bølgeledene struktur og type2-bølgeprobe med bredde 10 um.	57
47	Måleresultat for bølgeledene struktur og type2-bølgeprobe med bredde 100 um.	57
48	Måleresultat for type1-bølgeprobe med 100 um bredde.	58
49	Måleresultat for type2-bølgeprobe med 10 um bredde.	58
50	Måleresultat for type2-bølgeprobe med 100 um bredde.	59
51	Kobling mellom spoler, avstand 20 um.	60
52	Kobling mellom spoler, avstand 40 um.	60
53	Kobling mellom spoler, avstand 913 um.	61
54	Enkel spole med 14 vinninger.	62
55	Utlegg for spoler med seks og 38 vinninger.	62
56	Kobling mellom spoler i den direksjonelle kobleren.	63

Tabeller

1	Fakta om ulike halvledene materialer for bruk i MMIC.	4
2	Fakta om pris i forhold til størrelsen av masseproduksjon av MESFET. .	5
3	Måleresultat fra laboratorium for bølgeprobene i dB	35
4	Simuleringsresultat for de optimaliserte bølgeprobene i dB	35

Forkortelser

mm Millimeter

DC Likestrøm

RF Radiofrequency

GaAs Galiumarsenid

Si Silisium

IC Integrated Circuits

MMIC Monolithic Microwave Integrated Circuits

GHz Gigahertz

EM Electromagnetic

ADS Advanced Design System

dB Decibel

um Mikrometer

InP Indium Phosphide

SiGe Silisium Germanium

PA Power Amplifier

LNA Low Noise Amplifier

NF Noise figure

DUT Device-Under-Test

VNA Vector Network Analyzer

LRRM Line-Reflect-Reflect-Match

ISS Impedance-Standard-Substrate

1 Innledning

I senere tid har elektroniske applikasjoner som opererer på mikrobølgefrequenser, det vil si frekvensbånd i GHz-området, blitt mer og mer dominerende. Samtidig har det vært et behov for å kunne forenkle karakteriseringen av ulike komponenter som opererer på nettopp disse frekvensene for å designe applikasjonene mer optimalt med tanke på kvalitet, størrelse, effektivitet, pris etc. Dette kan for eksempel være karakterisering av effekttransistorer, noe som er en stor og ikke minst prismessig utfordring med dagens teknologi. En metode som er svært mye brukt i dag til dette formålet er såkalt *loadpull*.

Da vil ulike impedanser benyttes på utgangen av transistoren sammen med en storsignalanalyse. Det kan da måles forskjellige utgangskarakteristikker som bl.a utgangseffekt og forsterkning. Dette benyttes for å finne det optimale arbeidspunktet for den bestemte applikasjonen der transistoren skal brukes. Loadpullmåling brukes også for å tegne storsignal-transistormodeller.

I en typisk loadpullmåling vil en last- og kildetuner plasseres så nær som mulig enheten under test (DUT). Denne enheten er som nevnt f.eks en effekttransistor. Ved å justere på tunerene kan et utall utgangskarakteristikker måles. Dette er et viktig steg i designprosedyren av elektroniske applikasjoner og systemer. I den tradisjonelle metoden for loadpullmålinger trengs mye utstyr. For å lage et inngangssignal trengs en frekvenssynthesizer. For å måle signalet trengs en vektor nettverksanalysator (VNA) og et effektmeter. I tillegg trengs last- og kildeimpedanser.

Denne metoden kan forenkles betraktelig ved å bruke såkalte bølgeprober. Dette er på grunn av at den har høy effektivitet, enkelt design og potensiale for enkelt å kunne karakterisere ulike komponenter. Bølgeproben er en ren passiv komponent med to utgangsporter. Den har en sløyfe som setter opp en strøm når den påvirkes av et H-felt. Dette gjør den for å motvirke de magnetiske kreftene.

Hvis bølgeproben påvirkes av et E-felt vil den også sette opp strømmen i de to utgangsportene. Disse strømmene settes opp i viahullene mellom sløyfen og lederene som forbinder sløyfen med utgangsportene. Resultatet av dette er at det i den ene porten oppstår konstruktiv interferens (port tre) mellom strømmene satt opp av E-feltet og H-feltet, mens i den andre porten oppstår destruktiv interferens (port fire).

Dette skjer når bølgeproben plasseres nær en bølgeleders struktur eller transmisjonslinje som både setter opp et E-felt og et H-felt. Det mest fordelaktige er at direktiviteten mellom de to utgangene er størst mulig. Det er også en fordel at effekten er opp mot -20 dB på den porten der det oppstår konstruktiv interferens. Dette vil gi mest mulig nøyaktige målinger på utgangen.

Det er ikke gjort betydningsfull forskning på bølgeprober produsert i GaAs og bruk av MMIC-teknologi. Dette vil i fremtiden ha mange nyttige bruksområder

siden bruk av GaAs er en voksende industri. Det vil bl.a være nødvendig å ha enkle metoder for å karakterisere komponenter og systemer. Fordelen med bølgeproben kommer inn her ved at signalet kan måles direkte fra DUT i et system uten å gå om tilpassningsnettverk o.l. Dette gjøres ved at bølgeproben plasseres mellom DUT og resten av systemet, noe som kan gjøres både på inngang og utgang av DUT. Denne kunnskapen er selve grunnlaget for motivasjonen i diplomoppgaven.

Motivasjonen for oppgaven er å konstruere ulike varianter for å finne den strukturen som gir best direktivitet og mest gunstig effektverdi på utgangsportene. Selve bredden på bølgeproben og bølgeprobens sløyfe er også av betydning. Det er ønskelig med et kompakt design. Dette er også et spørsmål om pris siden prisen øker med størrelsen. Ved eventuell masseproduksjon av bølgeprober vil størrelsen være av stor betydning for den totale produksjonskostnaden.

For produksjon av en wafer for bruk til instrumenteringsformål på laboratorium har det derimot ikke særlig betydning. En ide er å bruke bølgeprobene on-chip for å måle på f.eks ulike transistorer. Det vil da kunne utføres små- og storsignalanalyse på en veldig enkel og nøyaktig måte. Siden det ikke er gjort mye forskning på dette feltet er det både en nyttig og innovativ oppgave.

Det er oppgitt en spesifisering med krav for bølgeprobene. Oppgaven vil ta for seg de bølgeprobene som allerede er produsert og analysere disse. Ut fra dette kan probene optimaliseres og redesignes i henhold til kravene i spesifikasjonen. En del av problemstillingen for oppgaven er også å se på den direksjonelle kobleren som ble designet før jul. Det vil bli sett på spolene i denne og analysert deres egenskaper. Det vil særlig bli sett på kapasitiv kobling mellom spolesegmenter og kobling mellom spoler.

Første del av diplomoppgaven er en teoridel. Dette gir leseren nødvendig forståelse av hvordan teknologien som benyttes fungerer og hvordan bølgeprobene og den direksjonelle kobleren er oppbygd. Andre del er en instrumenteringsdel fra laboratorium. Her vil måleprobetasjon benyttes for å bl.a kartlegge direktiviteten til bølgeprobene og koblingseffekter i ulike spoler. Tredje del tar for seg selve designprosessen av de nye bølgeprobene i Momentum, både optimalisering av de allerede produserte bølgeprobene og konstruksjon av nye prober. Grafer, tallverdier og utlegg er tatt med for ulike bølgeprober og spoler.

2 Teori

2.1 MMIC

2.1.1 Introduksjon til MMIC-teknologi

MMIC en spesiell type integrert krets som benyttes i applikasjoner som opererer i båndet for mikrobølgefrequenser. Dette er et frekvensbånd som strekker seg fra \approx 1 GHz og opp til rundt 300 GHz. Ideen med MMIC er å benytte en flerlagsprosess, der både aktive og passive komponenter blir utformet på overflaten og i bulken på et halvledene substrat [5]. Det er vanlig å tilpasse inngangen og utgangen på MMIC kretser til en karakteristisk impedans. Denne impedansen er vanligvis 50 Ohm. Dette gjør det lettere å benytte ulike kaskadekoblinger siden det dermed ikke trengs tilpassningsnettverk mellom koblingene. En annen ting er at testutstyr som brukes på mikrobølgelaboratorium oftes er designet for å operere i et 50 Ohms miljø.

MMIC benyttes ofte bl.a i mikserer, lavstøyforsterkere (LNA) og effektforsterkere (PA). GaAs har blitt brukt mye i produksjonen og utviklingen av MMIC, fordi det er passende for både passive komponenter med lite tap og for aktive komponenter som f.eks transistorer, som opererer på høye frekvenser. På 60- og 70-tallet ble det gjort forskning på mikrobølgetransistorer med høy effekt realisert i GaAs. Konseptet ved å integrere halvledene komponenter med kretser, som hadde mikrostripelinjer, var allerede da under utvikling.

De første MMIC-kretsene konstruert i GaAs var enkle kretser bestående av dioder og mikrostripelinjer. Disse ble først satt i produksjon av Texas Instruments i 1968. Det ble bl.a konstruert en single-ended mikser på 94 GHz som brukte Schottky barrier dioder. Det ble også beskrevet et design for en monolithisk oscillator med en spesiell type diode (Gunn-diode), men det ble ikke foretatt noen realisering av denne. Det ble også gjort en rekke andre eksperimenter med MMIC og GaAs på denne tiden, noe oppgaven ikke skal gå videre inn på her.

Etter disse tidlige positive erfaringene med teknologien ble interessen stor rundt om i verden. Etter at IEEE etablerte et symposium dedikert til utvikling av GaAs integrerte kretser (IC) har tusenvis av papirer blitt publisert. MMIC utviklingen tok virkelig av på begynnelsen av 1980-tallet. Denne utviklingen kan leses mer om i Robertson [5].

På slutten av 1990-tallet ble kommersielle elektromagnetiske simulatorer (EM-simulatorer) tilgjengelig for de fleste. Dette har gjort det mye lettere for designeren å modellere og simulere kretser med stor nøyaktighet. Utfordringen og trenden har alltid vært å lage mest mulig kompakte kretser i MMIC. Det betyr at optimalisering går ut på å lage en applikasjon med minst mulig og med færrest mulig komponenter, samt at komponentene plasseres så nær hverandre som designreglene tillater.

Dette fører til at komponentene påvirker hverandre i større grad pga. koblingseffekter. Det er dermed viktig å foreta gode EM-simuleringer siden komponentene vil ligge tett sammen på kretsen. En annen utfordring er at utviklingen av mer avanserte EM-simulatorer har ført til høye krav til maskinkraft. Dagens datamaskiner er ikke kraftige nok til å foreta tunge simuleringer på en rask og effektiv måte.

Derfor er det viktig i starten av en optimaliseringsprosess å forenkle simuleringene mest mulig uten at det går ut over resultatene. Fullstendig analyse foretas på slutten når det er funnet et tilfredsstillende resultat. Det skal nevnes at i kommunikasjonsapplikasjoner er trenden nå at både analoge og digitale funksjoner og enheter integreres i samme applikasjon. Dette har ført til at silisiumteknologien igjen har blomstret, fordi mange av de trådløse systemene opererer i det lave GHz området. De trådløse systemene som i dag er veldig aktuelle og ofte dominerende i mange sammenhenger, benytter seg av blandet design. Men GaAs er det mest aktuelle å bruke for applikasjoner som opererer på høye mikrobølgefrequenser.

2.1.2 Egenskaper til GaAs for bruk i MMIC-teknologi

I dette prosjektet har ulike bølgeprober og spoler blitt designet i GaAs ved hjelp av ADS og Momentum. GaAs er ikke det eneste alternativet som kan brukes i MMIC-teknologi. Andre halvledene materialer som Indium Phosphide (InP) og Silisium Germanium (SiGe) blir benyttet avhengig av egenskapene. Dette er listet i tabell 1.

Tabell 1: Fakta om ulike halvledene materialer for bruk i MMIC. Tabell fra [5].

Egenskaper	Si	Si på Safir	GaAs	InP
Semi- isolator	Nei	Ja	Ja	Ja
Resistivitet($\Omega - cm$)	$10^3 - 10^5$	$\geq 10^3$	$10^7 - 10^9$	10^7
Dieletrisk konstant(ϵ_r)	11.7	11.6	12.9	14
Mobilitet($cm^2/V - s$)	700	700	4300	3000
Metningshastighet(cm/s)	9×10^6	9×10^6	1.3×10^7	1.9×10^7
Strålingsstyrke	Svak	Svak	Veldig good	Good
Tetthet(g/cm^3)	2.3	3.9	5.3	4.8
Termisk konduktivitet($W/cm - ^\circ C$)	1.5	0.46	0.46	0.68
Operating Temperature($^\circ C$)	250	250	350	300

Tabellen viser at det er smart å benytte GaAs for MMIC-teknologi. Dette er særlig på grunn av mobiliteten, noe som er gunstig ved høye frekvenser. En annen fordel med GaAs er at det er robust mot stråling, noe som er nødvendig i for eksempel satellitt- og romapplikasjoner. Ulempen med GaAs er prisen. Prisen på en wafer i GaAs er mye dyrere enn bl.a en silisiumwafer.

2.1.3 Pris, MMIC

Prisen på MMIC er relativ lav siden man kan produsere opptil 1000 fungerende forsterkere på en wafer. Disse vil ha veldig lik ytelse og krever ingen manuell tuning. Det er også minimalt med monteringsarbeid. Dette gjelder for kretser som er rimelig kompliserte og krever mange komponenter. De dyreste komponentene på en MMIC-krets er transistorer. Passive kretser som filtre og tilpassningsnettverk koster nesten ingenting i forhold.

Det er mulig å montere en pakke med en transistor direkte på substratet. Dette er en grei operasjon å utføre. For kretser med noen få transistorer og en stor mengde passive komponenter eller kretskoblinger vil det være vanskelig å redusere kostnaden på kretsen ved å bruke MMIC. Dette er på grunn av at transistorer i utgangspunktet er veldig dyre [5].

Tabell 2 viser prisene på produksjonen av kretsene i forhold til størrelsen av masseproduksjon av MESFET, en prosess som bruker ioneimplantasjon. Det skal nevnes at disse prisene gjelder for masseproduksjon med 6" wafere i år 2000. Prisene har forandret seg en del de siste ni årene, men det gir en god pekepin på forholdet mellom de forskjellige størrelse. Det er viktig å merke seg at når størrelsen på kretsene blir større fås færre kretser fra samme waferen og det oppnås lavere yield. Pris per krets blir også betraktelig høyere. Så kompakt design er helt vitalt økonomisk sett.

Tabell 2: Fakta om pris i forhold til størrelsen av masseproduksjon av MESFET. Tabell fra [5].

Kretsstørrelse (mm^2)	Yield (%)	Fungerende kretser per 6" wafer	Pris per krets(\$) ved \$5k per wafer
1 × 1	80	12800	0.4
2 × 2	70	2800	1.8
5 × 5	45	288	17
7 × 7	30	98	51
10 × 10	20	32	156

2.1.4 Ytelse

De fleste MMIC-applikasjonene er som regel skreddersydd produksjon og har en tendens til å ikke ha "state-of-the-art" ytelse. Dette kan være et stort problem for LNA og PA. For å få best mulig noise figure (NF) er det ofte nødvendig å bruke diskrete transistorer før og etter MMIC-applikasjonen. For hybride MIC-kretser kan designeren velge den beste transistoren for jobben. Diskrete transistorer kan bruke den korteste gatelengden og en optimal lagstruktur for den applikasjonen de benyttes i uavhengig av andre krav, siden yield er av mye mindre betydning. Ved å bruke de samme teknikkene for en kompleks MMIC-applikasjon ville det resultert

i dårlig yield. Dette er på grunn av alle faktorene som gir dårligere yield til enkle transistorer på samme kretsen.

2.1.5 Pålitelighet

MMIC er mer pålitelig en hybride kretser så lenge produksjonen blir utført på en tilfredsstillende måte. Det krever mye kontroll, testing og kvalifisering. For hybride kretser blir derimot de mekaniske begrensningene for å montere på koblinger eller ledninger et problem. Dessuten vil drifting i temperatur og vibrasjoner påvirke kretsene i større grad [5].

2.1.6 Størrelse og masse

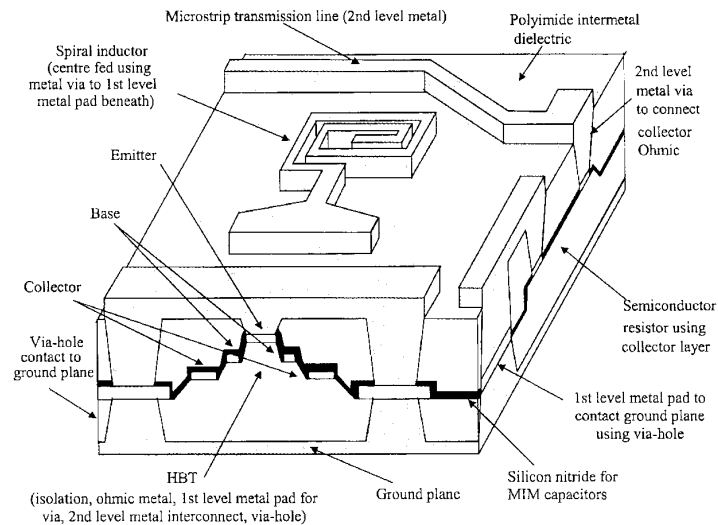
MMIC er veldig kompakt noe som kan være en stor fordel i mange applikasjoner. I de fleste kommersielle applikasjoner er det et økende behov for å minimalisere mikrobølge- og radiofrekvenskretser (RF). I for eksempel arrayantenner kan hver enkelt array ha et hundretalls moduler. Derfor er MMIC essensielt for å minimalisere størrelsen og massen til denne type antenner.

2.1.7 HBT mikrostripe MMIC

Proessen for mikrostripe MMIC-teknologi kan være komplisert. Det kreves at waferen gjøres tynnere. Dette utføres på forskjellige måter, noe oppgaven ikke skal gå inn på her. Det må også foretas prosesser på baksiden av waferen for å kunne lage viahull og for å jorde de passive og aktive komponentene, som er realisert på framsiden av waferen. I figur 1 på neste side er det vist et tverrsnitt av en HBT mikrostripe MMIC. Denne type HBT-teknologi krever opptil 15 forskjellige steg i produksjonsprosessen. Dette skal heller ikke oppgaven gå noe videre inn på her, men det kan leses mer om i Robertson [5]. Det skal nevnes at mikrostripeteknologi alltid har vært den dominerende MMIC-teknologien. En grunn til dette er historiske årsaker; en stor del av passive og aktive komponenter og modeller ble først designet for hybride mikrostripekretser. Disse lar seg igjen lett skalere for MMIC-design.

2.2 S-parametere

S-parametere er definert ved å bruke innfallende og reflekterte bølger på transmisjonslinjer som kobler en mikrobølgekrets til en ekstern krets [2]. S-parametre benyttes ofte for å karakterisere kretser ved høye frekvenser siden det er problematisk å få til gode kortslutninger og åpne kretser. For å foreta S-parametermålinger på en krets må det tilkobles en tilpasset last. Tas det utgangspunkt i en to-port



Figur 1: HBT mikrostripe MMIC. Figur fra [5].

vil S_{11} angi refleksjonen på inngangen fra inngangssignalet. Dette er et mål på tilpassningen på inngangen.

God tilpassning gir en lav verdi på S_{11} . S_{12} angir hvor mye av signalet som går fra utgang til inngang. S_{21} angir hvor mye av signalet som går fra inngang til utgang og er i mange sammenhenger interessant bl.a for direksjonelle koblere som ble tatt for seg i prosjektoppgaven før jul. S_{22} angir refleksjonen på utgangen fra utgangssignalet. For å få mest mulig av signalet fra inngang til utgang må inngangs- og utgangsportene være tilpasset systemimpedansen. Dersom inngangen er godt tilpasset oppnås altså en lav verdi på S_{11} og er utgangen godt tilpasset oppnås lav verdi på S_{22} .

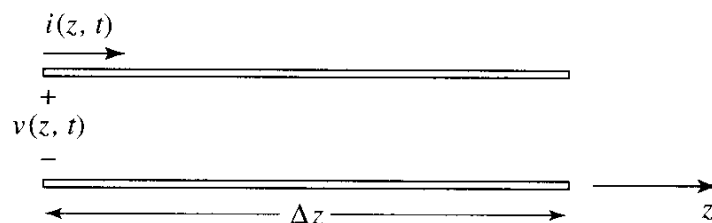
En annen viktig ting er at S-parameterne kan tolkes både som strøm- og spenningsrefleksjoner. Forfatteren av oppgaven synes det er enklest å tenke på det som strømrefleksjoner for denne oppgaven, siden det i bølgeproben blir satt opp strømmer når oppstår kobling mellom bølgeproben og en evt. transmisjonslinje. Eneste forskjellen er at refleksjonskoeffisienten for strøm har motsatt fortegn av spenningsrefleksjonskoeffisienten. I Kinayman gås det mer detaljert inn på de matematiske utledningene for S-parametere [2].

2.3 Transmisjonslinjer

2.3.1 Generelt om transmisjonslinjer

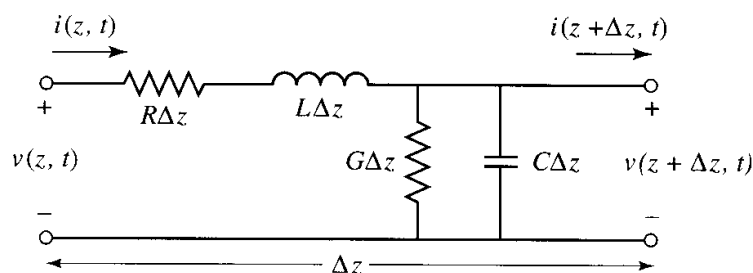
Komponenter som er ansvarlige for transmisjon av signal kalles transmisjonslinjer [2]. For mikrobølgekreter og antenner spiller karakteriseringen av transmisjonslinjene en mye større rolle enn i lavfrekvente kretser. Dette er fordi transmisjonslinjene er veldig korte i bølgelengde for lavfrekvente kretser. Dette gjelder altså ikke for mikrobølge- og antenneapplikasjoner, hvor høyfrekvente signal brukes. Det er derfor nødvendig å ta de med i beregningene. Dette kan for eksempel være beregninger for tap.

For karakterisering av transmisjonslinjer i høyfrekvente applikasjoner trengs en spesiell metode som kalles transmisjonslinjeteori. Denne går ikke inn på her siden den er ganske komplisert. En reell transmisjonslinje kan sees på som en diskret kretsmodell som i figur 2.



Figur 2: Transmisjonslinje med lengde Δz . Figur fra [6].

Som det vises ut fra figur 2 blir transmisjonslinjer representert som en linje med to ledninger. Videre kan et segment Δz til en transmisjonslinje framstilles som en krets bestående av diskrete komponenter som vist i figur 3



Figur 3: Linje bestående av diskrete komponenter. Figur fra [6].

, der R er definert som seireresistansen, L er serieinduktansen, G er parallelkonduktansen og C er parallellkapasitansen. Alle er definert per lengdeenhet. L

representerer den totale selvinduktansen til de to lederne og C representerer kapasitansen mellom de to lederne. R representerer resistansen i lederne og G representerer dielektrisk tap i materialet. Med andre ord er resistansen R og konduktansen G tapet i linjene [6]. Ut fra dette kan bølgeligningene utledes. Oppgaven går ikke inn på utledningene her, det kan studeres i Pozar [6]. Dette er den grunnleggende teori for transmisjonslinjer.

I denne diplomoppgaven vil det som sagt bl.a gjøres forsøk med ulikt dimensjonerte bølgeprober. Det vil tilsammen være fire porter; port én og to på transmisjonslinjen og port tre og fire på selve bølgeproben.

2.3.2 Transmisjonstap i GaAs-substrat

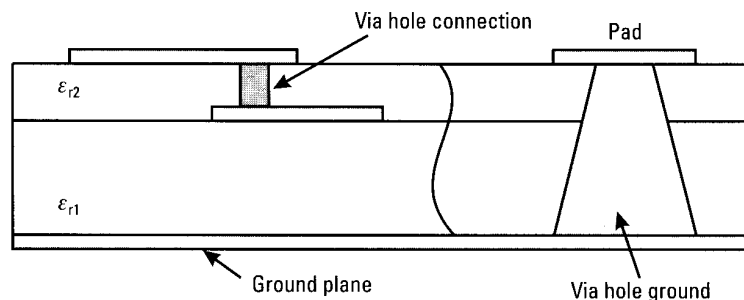
Det totale tapet til en mikrostripelinje er gitt av ledningstapet, dieletriske tapet i substratet og strålingstap. I GaAs-substrat er ledningstapet det dominerende. Ved høye frekvenser vil mesteparten av ladningene som går i lederen være konsentrert nær overflaten av lederen. Dette fenomenet kalles strømfortrengning. Konduktiviteten til typiske metall som brukes i MMIC er høy. For disse metallene er strømfortrengningen ved mikrobølgefrekvenser svært liten. De fleste GaAs og InP prosesshus/foundries bruker to forskjellige tykkelser på metallagene. Metall brukt i det øverste laget bruker lavohmige linjer med lite tap. De har en tykkelse på 3 μm , mens metall brukt i det nederste laget har en tykkelse på 0.5 μm [5] og dermed større resistans. For bølgeprobene har dette stor betydning, siden de blir realisert i ulike metallag. Dette kommer oppgaven inn på senere.

2.4 Viahull

I MMIC må jordplanet kobles slik at det er minst mulig induktans til det øverste laget på substratet ved å ha punkter som står i tilkobling mellom de to planene. Dette kalles for viahull. Det finnes to typer viahull; en type som brukes til å koble sammen ulike metallag i et flerlagssystem og en annen type som brukes for å lage tilkoblinger til jordplanet. Viahull koblinger er viktige i for eksempel sammenkoblingen av spoler og kondensatorer. Viahull har en liten induktiv virkning som påvirker kretsen til en hvis grad. Men dette kan neglisjeres ved de laveste RF-frekvensene.

Uten viahull måtte anordninger blitt plassert svært nær kanten til kretsen og jordet med båndetråder eller metall bøyd på kanten av kretsen. Dette hadde satt strenge krav til kretstopologi og ville vært lite effektivt. I figur 4 på neste side vises de to typene av viahull som brukes. For viahulltilkoblinger mellom ulike metallag benyttes datastyrte steg for å slå ut hull med høy presisjon. Drilling med laser benyttes også i denne prosessen. For viahull til jord benyttes våt- eller tørretsing.

For MMIC-design i millimeterbølgeområdet (mm-bølgemområdet) kan dog jordingseffekter relatert til viahull bli synlige når frekvensen øker. Dette kan f.eks være gjensidig kobling mellom viahull plassert nær hverandre. I denne situasjonen er induktansen mye høyere enn forventet siden ladninger samler seg ned langs en side av de to viahullene. Disse jordingseffektene må tas med i betraktning når det skal lages utlegg. Forfatteren av oppgaven kan verifisere dette etter å ha jobbet med direksjonelle koblere i GaAs i prosjektoppgaven før jul. Induktansen kunne her både være en fordel eller en ulempe avhengig av situasjonen.



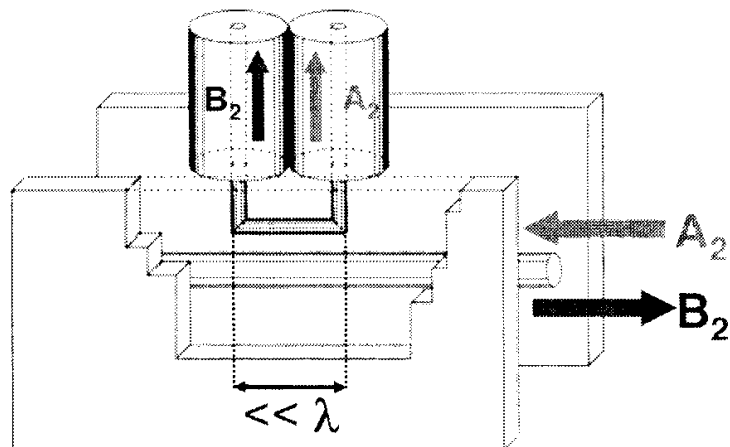
Figur 4: Viahull på GaAs substrat. Figur fra [3].

2.5 Bølgeprober

2.5.1 Introduksjon til bølgeprober

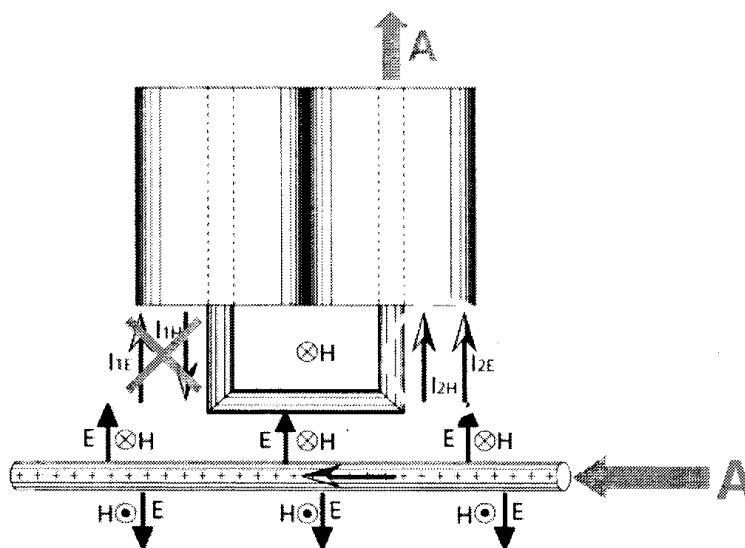
Bølgeprober er en type kobler som består av en veldig liten sløyfe i tillegg til viahull og ledere tilknyttet utgangsportene. Dette er vist i figur 5 på neste side. Sløyfen må være betydelig mindre enn en kvartbølge til den høyeste frekvensen som måles. Prinsippet ble faktisk publisert for mer enn 60 år siden, men forskningen på bølgeproben har ikke vært utbredt før i nyere tid. Selve prinsippet for bølgeproben sees ut fra figur 6 på neste side. Når et signal kommer inn fra høyre i sentrum av lederen til en bølgeledene struktur vil det settes opp både et E- og H-felt i lederen. Lederen kan for eksempel være en koaxialkabel og signalet, som kommer inn fra høyre, kan være en strømførende bølge. H-feltet vil være parallelt med sentrum av lederen og E-feltet vil stå normalt på H-feltet. Da vil sløyfen på bølgeproben motsette seg den ytre påvirkningen ved å sette opp en strøm. Dette er gitt som I_{1H} og I_{2H} i figur 6 på neste side.

Når strømmene satt opp av E- og H-feltet interfererer med hverandre vil det gi destruktiv interferens på den ene porten, mens det på den andre porten vil gi konstruktiv interferens. Dette er tatt i betraktning av at strømmene satt opp av E-feltet og H-feltet er like store. En annen ting som er viktig å nevne er at dette gjelder når den bølgeledene strukturen er perfekt tilpasset systemimpedansen. I denne



Figur 5: Sløyfe på bølgeprobe. Figur fra [4].

diplomoppgaven vil det benyttes transmisjonslinjer på 50 Ohm som bølgeledene struktur. Dette er gunstig med tanke på at måleutstyr på laboratorium er konstruert og kalibert for å operere i et 50 Ohms miljø.



Figur 6: Prinsipp for bølgeprobe. Figur fra [4].

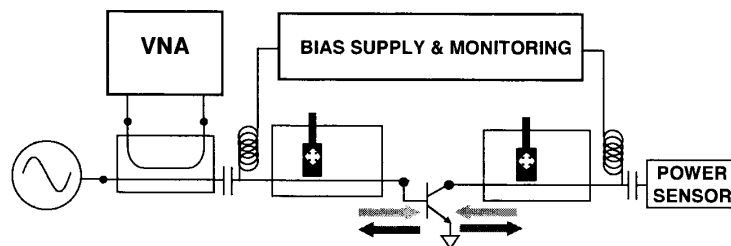
Direktivitet er den viktigste karakteristikken av en bølgeprobe. Direktiviteten til en koblingsstruktur er evnen den har til å separere to bølger eller signal som forflytter seg i en transmisjonslinje. Direktiviteten forklares også som differansen mellom de to utgangsportene til bølgeproben. I en bølgeledene struktur vil det både være en innfallende bølge og en reflektert bølge hvis strukturen ikke er perfekt

tilpasset systemimpedansen. Begge disse to bølgeene kan altså detekteres på utgangene av bølgeproben. Dette gjør det enkelt å bestemme bl.a refleksjonskoeffisienten og karakterisering av komponenter kan gjøres enkelt on-chip med bølgeprober. I denne oppgaven er direktiviteten gitt som differansen mellom effekten målt på de to utgangsportene til bølgeproben i dB.

2.5.2 Bruksområder for bølgeprober

Effektivitet, enkelt design og potensiale for å forenkle karakteriseringen av komponenter og systemer gjør at bølgeproben i fremtiden kan ha mange nyttige bruksområder. Karakterisering av mikrobølgeeffekttransistorer har for eksempel alltid vært en utfordring. Vanligvis brukes to metoder. En metode bruker pulsede biasmålinger ofte kombinert med småsignal S-parametermålinger, noe oppgaven ikke skal gå inn på her.

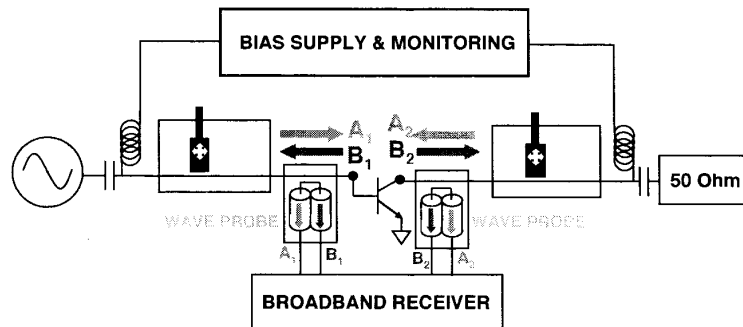
En annen metode er såkalt *loadpull*, hvor en rekke utgangsimpedanser blir benyttet på utgangen av effekttransistoren sammen med storsignalanalyse. Storsignalet blir satt på inngangen av systemet. Da kan mange forskjellige utgangskarakteristikker for effekttransistoren som f.eks utgangseffekt og forsterkning måles. Loadpullmålinger brukes for å finne det optimale arbeidspunktet for en transistor for å imøtekomme kravene til den spesifikke forsterkeren. Det brukes også for å verifisere storsignal transistormodeller [4].



Figur 7: Klassisk oppsett for loadpull. Figur fra [4].

Et eksempel på klassisk loadpull er vist i figur 7. En last- og kildetuner er plassert så nærme som mulig DUT, som i dette tilfellet er en effekttransistor. De to tunerene kan gi et stort antall forskjellige inngangs- og utgangsimpedanser, og inngangssignalet blir laget av en frekvenssynthesizer. VNA og et effektmeter brukes for å måle RF-signalet. Ytelsen til transistoren blir bestemt ved å bruke et effektmeter, VNA, den målte biasverdien og S-parameterene til tunerene under storsignaleksitasjon med bruk av realistisk last- og kildeimpedans. S-parameterene vil være funksjoner av hvordan tunerene er satt. De er med andre ord forskjellige for ulike inngangs- og utgangsimpedanser [4].

I figur 8 er det vist en moderne metode for å foreta loadpullmåling ved hjelp av bølgeprober. Hovedforskjellen fra klassiske loadpullteknikker er at RF-signalet blir målt mellom DUT og tunerene i motsetning til at tunerene er plassert mellom DUT og RF-signalsensorene. Denne moderne metoden benytter seg altså av bølgeprober med minimalt tap. Utgangen til bølgeproben kobles til en bredbåndig mikrobølgeomottaker som måler fasen og amplitude til den fundamentale frekvensen og til de overharmoniske komponentene [4].



Figur 8: Moderne oppsett for loadpull. Figur fra [4].

Fordelen med den sistnevnte metoden er at RF-signal måles mellom DUT og tuner. Dette betyr at RF-signalet kan bestemmes direkte på terminalene til DUT. Det er altså ikke nødvendig å vite S-parameterene til tunerene. Informasjon om impedansene til tunerene kan beregnes fra RF-signalmålingene. Dette kan gjøres siden både innfallende og reflektert signalbølge detekteres på utgangsportene til bølgeprobene. Det er dermed ikke behov for å kalibrere tunerene.

En annen fordel er at oppsettet tillater å fastsette amplitudene og fasene til den fundamentale, samt de overharmoniske til RF-signalet. Dette gjøres ved å koble bølgeproben til for eksempel en nettverksanalysator. Dermed kan data lett bli overført til tidsdomenet. Ved å for eksempel merke av drainstrømmen som funksjon av drainspenningen i tidsdomenet fås en representasjon av den dynamiske lastlinjen, noe som er svært viktig i forsterkerdesign [4]. Med bølgeproben kan det altså utføres små- og storsignalanalyse på enkel og effektiv måte.

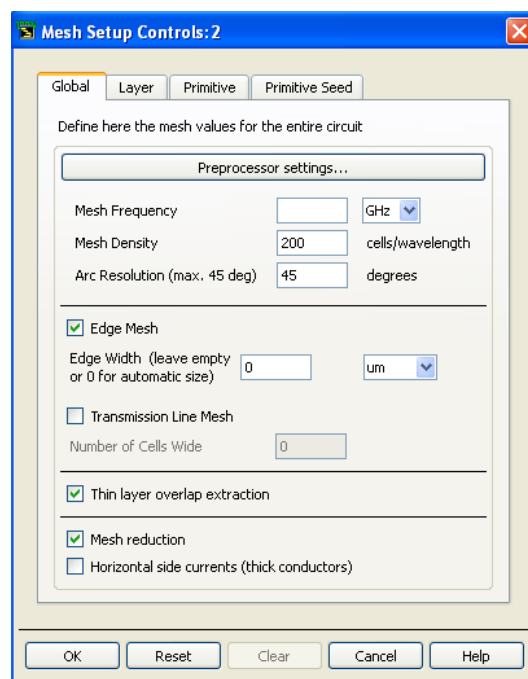
Moderne loadpullmåling kan sammenlignes med å ha de beste setene på en fotballstadion. Ved å sitte nærme banen fås bedre oversikt over hva som skjer. Det er på banen det som er av interesse skjer. Gressmatten kan altså sammenlignes med DUT. Bølgeprober vil uten tvil bli mye mer aktuelt i fremtiden, og vil ha et stort bruksområde i mange forskjellige applikasjoner og system. Muligheten for on-chip måling direkte på DUT kan åpne for en meget enkel metode å lage gode transistormodeller.

Dessuten kan det tenkes at bølgeprober kan brukes ved tilbakekobling i kretser. Dette kan både være for å kompensere for drifting i systemer over tid eller for å

slå av systemer som blir utsatt for instantan overbelastning som kan gjøre skade på elektronikk. Justering av biaspunktet (dynamisk bias) til transistorer eller inngangsspenningen til operasjonsforsterkere kan være noe en bølgeprobe kan brukes til i et tilbakekoblingssystem. Det er altså mange potensielle bruksområder for en bølgeprobe i GaAs.

2.5.3 Konstruksjon av bølgeprober ved bruk av dataverktøy

I figur 34 på side 49 vises utlegg til en av det konstruerte bølgeprobene. Som det sees ut fra figuren er det en ren passiv komponent med to utgangsporter (port 3 og 4). Bølgeproben står plassert nær en bølgeledene struktur som i dette tilfellet er en 50 Ohms linje i metall to. Bølgeproben kan konstrueres på veldig mange forskjellige måter og designeren har mange frihetsgrader. Dette kan f.eks være bredde på bølgeproben, lengde på lederene som forbinder sløyfen og de to utgangsportene på bølgeproben eller design av selve sløyfen. Det kan også være valg av ulike metallag. Bølgeproben kan realiseres i tre forskjellige metallag i GaAs-substrat.



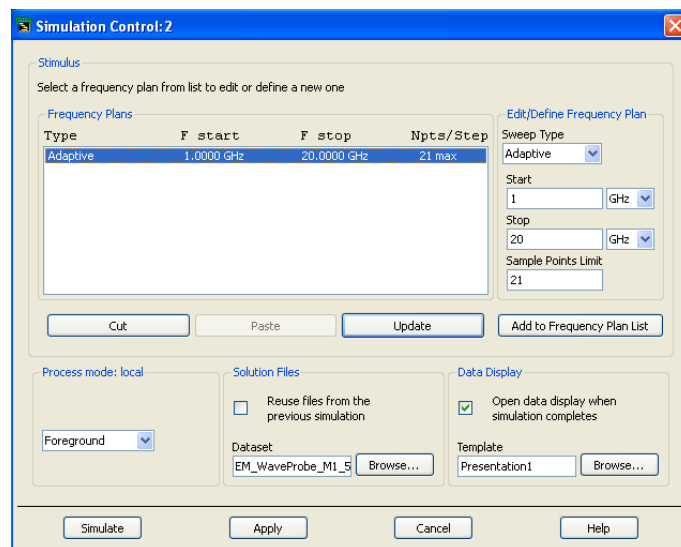
Figur 9: Vindu for å sette antall masker og andre parametere.

Designeren står altså fritt til å velge dimensjoner og plassering av bølgeproben i forhold til transmisjonslinjen/bølgelederen. Bølgeproben må selvsagt ikke være i kontakt med den bølgeledene strukturen da dette gir kortslutning og dermed ingen kobling. Dette betyr ikke at bølgeproben ikke kan plasseres under bølgelederen.

Dette går bra så lenge den er realisert i et annet metallag enn den bølgeledene strukturen. ADS brukes både til design av bølgeprober og til EM-simulering for å beregne direktivitet og utgangseffekt.

For å gjøre tilfredsstillende simuleringer må designet deles opp i et bestemt antall masker. Dette vises som et rutenett over designet i Momentum. Når simuleringen kjøres vil EM-interaksjonen mellom maskene eller rutene bli beregnet numerisk for hver av maskene. Dess flere masker, dess lengre tid tar beregningen. Designeren må selv velge en fornuftig verdi for antall masker uten at det tar for lang tid, men samtidig gir korrekte verdier for effekt og direktivitet til bølgeproben.

Dagens datamaskiner er ikke kraftige nok for å foreta beregningene hurtigt. Vinduet der de ulike parameterene for maskenettet settes, er vist i figur 9 på forrige side. Disse verdiene er brukt i diplomoppgaven. Merk at *Horizontal size currents* ikke er haket av. Dette er fordi den ikke har noe påvirkning på bølgeproben siden mesteparten av strømmen vil gå på undersiden av lederen. Denne er mer aktuelt for blant annet spoler der kapasitiv kobling mellom segmentene er av stor betydning. Det spares dermed en del tid på simuleringene ved å utelate dette punktet.



Figur 10: Vindu for å kjøre S-parameter simulering.

I figur 10 vises vinduet for S-parametersimuleringer. Her settes rekkevidden på frekvensbåndet. I denne diplomoppgaven er det satt til å være fra 1 til 20 GHz i henhold til spesifikasjonen. Det velges et maksimalt antall punktprøver som Momentum foretar seg. Det blir også valgt hva slags type simulering som brukes.

I denne diplomoppgaven er det valgt *adaptiv* simulering. Dette er fordi det er den raskeste metoden, men også veldig nøyaktig siden Momentum selv avgjør hvor mange punktprøver som trengs for å få mest mulig nøyaktig simulering. Momentum

avgjør også hvor det er best å foreta punktprøvene.

2.6 Direksjonell kobler

2.6.1 Motivasjon for prosjektoppgaven

Motivasjonen for prosjektet før jul var å designe ulike direksjonelle koblere realisert ved hjelp av lavpass- og høypassfilter. Siden senterfrekvensen var 5.8 GHz kunne ikke kobleren konstrueres bare ved bruk av linjer siden linjelengden ville bli altfor stor. Bruk av linjer vil ikke lønne seg før senterfrekvensen er over 30 GHz. I kobleren blir altså linjene erstattet av filter som består av spoler og kondensatorer (I tillegg kommer korte linjer som kobler komponentene sammen når det lages utlegg). Den er altså en ren passiv krets.

Det ble lagt hovedvekt på å gjøre designet så kompakt som mulig for å bruke minst mulig areal, siden dette er mye billigere å sette i produksjon hvis det skal masseproduseres. Det ble benyttet ulike teknikker for å gjøre designet så kompakt som mulig og for å oppnå god ytelse. Dette kan leses mer om i prosjektoppgaven [7]. Men som nevnt i forordet må det skrives under en såkalt *non-disclosure agreement* for å få tilgang til prosjektoppgaven.

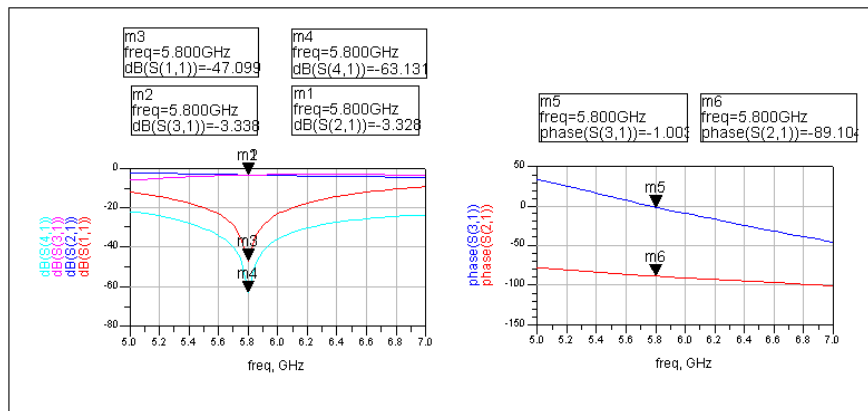
2.6.2 Fakta om den designede direksjonelle kobleren

Den direksjonelle kobleren, som ble tatt for seg før jul, har fire porter med tilpassede impedanser ved alle porter og en isolert utgangsport. Den isolerte porten skal håndtere refleksjoner fra utgangsportene. At den er isolert betyr at ikke noe signal kommer ut av denne for en gitt frekvens eller et frekvensbånd. Kobleren har også lik effektdeling på de to resterende utgangsportene. Det skal også være en faseforskjell mellom utgangene på 90° . Enkel forklart blir et signal, som blir sendt inn på inngangsporten, delt i to signal som hver er halvparten eller -3 dB av det opprinnelige signalet. I tillegg har de en faseforskjell på $\Delta 90^\circ$ på utgangene.

Det viste seg at den beste metoden er å designe en direksjonell kobler som består av en kombinasjon av høypass- og lavpassfilter. I denne kobleren vil de høyimpedante linjene byttes ut med høypassfilter og de lavimpedante linjene byttes ut med lavpassfilter. Da fås en kondensator og en spole i parallell, og disse kan slås sammen til en kondensator. Dette har blitt gjort på alle de fire spolene og kondensatorene som var i parallell. Sammenslåingen resulterte i fire kondensatorer. Dette ga en reduksjon på to spoler i kretsen totalt i forhold til de direksjonelle koblerne bygd opp av bare høypassfilter eller bare lavpassfilter. Utlegg for denne kobleren er gitt i appendiks i figur 43 på side 56.

Det er mer gunstig med kondensatorer enn spoler siden disse er mindre i utstrekning og ikke har noe tap ved 5.8 GHz. Simuleringsresultatene fra ADS er gitt

i figur 11. Det går fram at tapet ved 5.8 GHz på utgangsportene er veldig lite.



Figur 11: Resultat for den direksjonelle kobleren.

2.6.3 Kobling mellom spoler og spolesegmenter

Når to eller flere spoler er plassert i nærheten av hverandre oppstår det kobling mellom spolenes EM-felt. Dette er uønsket parasittisk kobling. Denne koblingen fører til tap og gir kretsen dårligere egenskaper, noe designeren må ha i hodet særlig når det lages utlegg. Minste avstand for spoler i GaAs er gitt i designmanualen for den generelle HBT- eller p-HEMT-prosessen [1]. Kobling mellom spoler behandles mer detaljert i Bahl [3]. Oppgaven kommer tilbake til kobling mellom spoler i instrumenteringsdelen når det foretas målinger.

Det oppstår også kobling mellom linjesegmentene innad i en spiralspole. I den direksjonelle kobleren benyttes rektangulære spoler. Det vil da oppstå kapasitiv kobling mellom linjesegmentene, fordi to segmenter oppfører seg som en parallellplatekondensator. Mindre avstand mellom segmentene vil forsterke dette. Det vil dermed gå mer strøm på siden av spolesegmentene, og ikke bare på undersiden av dem som i enkle transmisjonslinjer i GaAs-substrat (Kommer av E-feltet som står vinkelrett på transmisjonslinjen og jordplanet), noe som gir mer kapasitiv (parasittisk) kobling mellom segmentene.

Dette vil igjen føre til at resonansfrekvensen til spolen blir lavere. Spolen og eventuelt kretsen er dermed mer utsatt for oscillerende og verdien for induktansen blir mer usikker i området rundt resonansfrekvensen. Dette kan løses med større spacing mellom linjesegmentene, men prisen for dette er større areal på spolen. Kobling mellom segmenter blir også sett på i instrumenteringsdelen.

2.7 Kalibrering av måleprobestasjon

Det første som må gjøres før målinger kan foretas på ulike komponenter ved hjelp av VNA og måleprobestasjon er kalibrering av måleprobene. Dette utføres på ulike måter avhengig av hva som skal måles på og hvor referansepunktet for målingen ligger. Ved Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) kalibrering velges referansepunktet ytterst på linjene som er tilkoblet DUT, altså er referansepunktet plassert helt inntil DUT. Dette er brukt både for de enkelte spolene og for bølgeprobene i denne oppgaven.

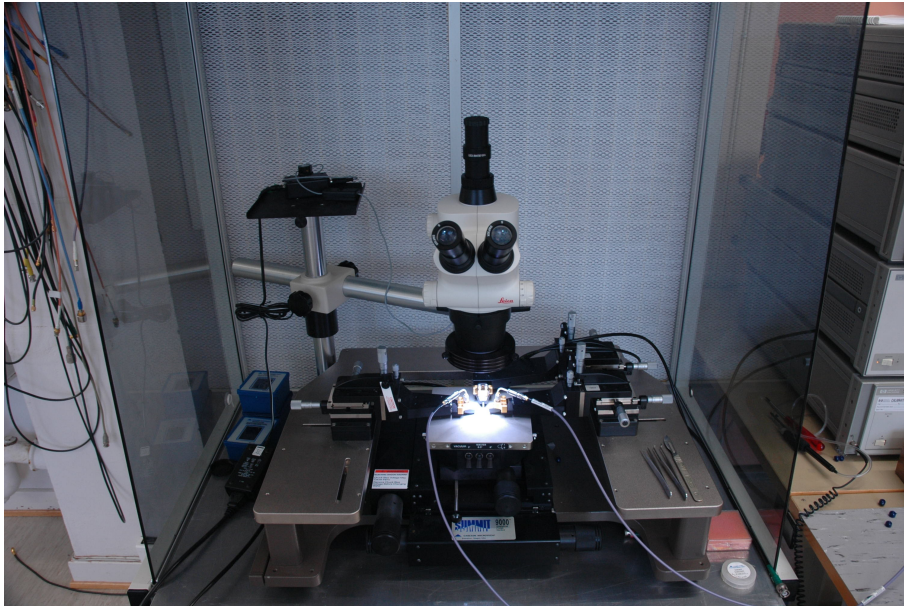
For de koblede spolene er det benyttet Impedance-Standard-Substrate (ISS) kalibrering. Med denne metoden settes referansepunktet der måleprobene plasseres. Dette betyr at for å simulere resultatene i ADS må det legges til de linjene som kobler sammen paddene for selve måleproben og DUT. Dette gjøres ved å legge inn linjene i skjema i ADS og definere en *MSUB*-blokk med substratverdier gitt av den generelle HBT-prosessen. Prosedyren med å kalibrere er tilnærmet lik for de to metodene. Det eneste er at for LRRM må alle forsinkelser settes lik null i kalibreringsprogrammet.

Kalibreringen blir utført ved at det måles på ulike linjer. Dette er kortsluttet linje, åpen linje, tilpasset linje og kortsluttet linje. I dette prosjektet har det blitt benyttet ISS kun for de koblede spolene. For bølgeprobene og de enkle spolene er det benyttet LRRM.

3 Instrumentering

3.1 Måling på laboratorium

Det ble gjort målinger på ulike produserte spoler og bølgeprober i GaAs på laboratorium. Det ble benyttet VNA og måleprobetasjon for å utføre målingene. Måleprobetasjonen er vist i figur 12.



Figur 12: Måleprobetasjon

Cascade Microtech WinCal XE VNA Calibration and Measurements ble benyttet både for å tegne resultatene i ulike diagrammer og for kalibrering av måleprobene. Resultatene ble lagret som SP2-filer, og deretter importert og tegnet i ADS. Målingene som ble foretatt kan deles i tre bolker; først ble det målt på enkle spoler som er produsert, deretter ble det målt på kobling mellom spoler og til slutt ble det målt på bølgeprobene. Målingene på spolene er aktuelle for den direksjonelle kobleren som er tatt for seg seg i punkt 2.6. Målingene på bølgeprobene er gjort for å sammenligne med de simulerte resultatene fra ADS.

Utstysrliste:

- Hewlett Packard 8510C Network Analyzer
- Hewlett Packard 83651B Synthesized Sweeper

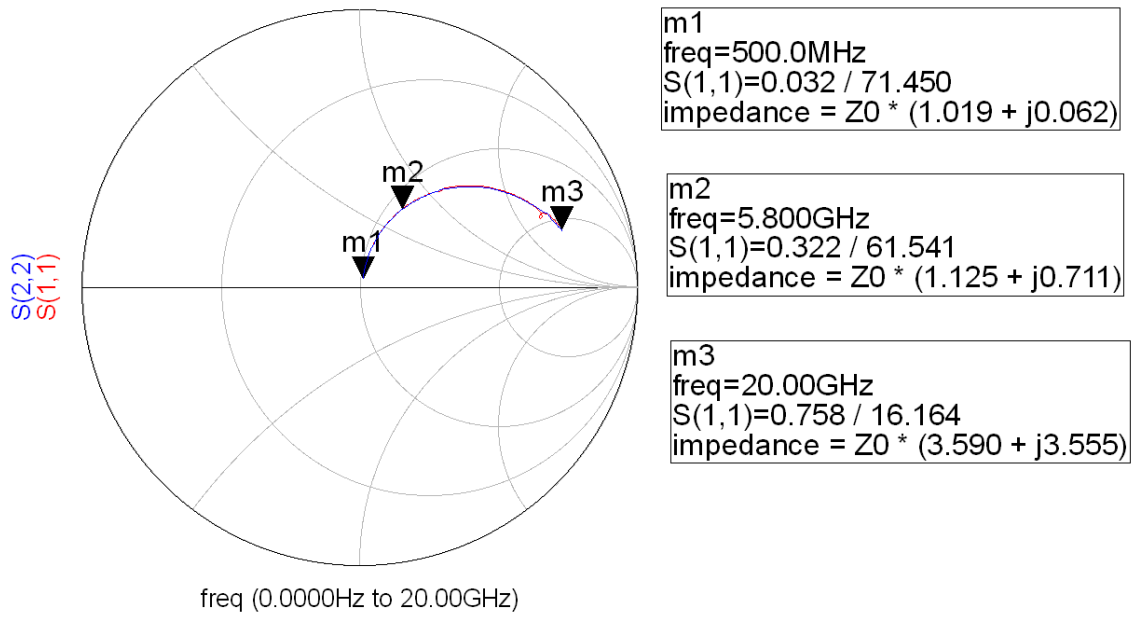
- Hewlett Packard 8517B S-parameter test set
- Cascade Microtech W.LGORE 3GW40 2.4 mm coaxkabel
- Cascade Microtech Summit 9000 probestasjon
- Cascade Microtech Air Coplanar Probe ACP50-D 722G5 GSSG 200
- Cascade Microtech Air Coplanar Probe ACP50 50 1791 GSG 200
- Cascade Microtech WinCal XE VNA Calibration and Measurements
- Cascade Microtech Impedance Standard Substrate 101-190
- Leica S6D mikroskop
- $ntnuC_M1$ (spoler)
- NTNU107A (bølgeprober)
- NTNU105B (koblede spoler)

3.2 Spoler

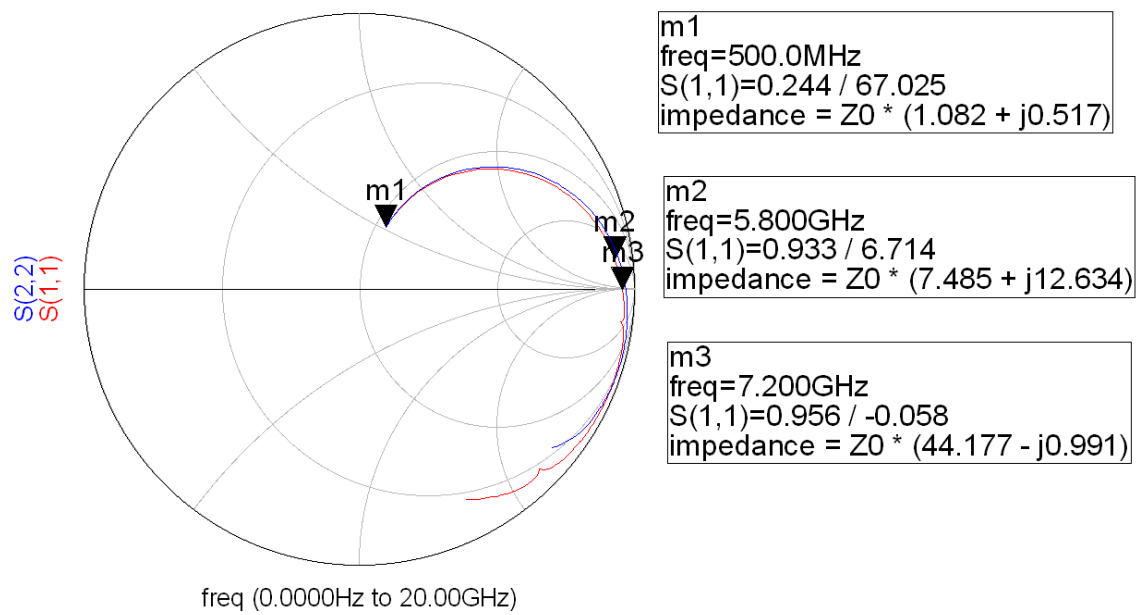
Det ble først målt på spoler med samme dimensjoner. Dette betyr at spolene har samme lengde og bredde i tillegg til at de har samme spacing og bredde på segmentene. Det som varierte var antall segmenter. Resultatene for spolen med seks vinninger er gitt i figur 13 på neste side og resultatene for spolen med 38 segmenter er gitt i figur 14 på neste side .

Utleget for spolene er gitt i figur 55 på side 62 i appendiks. Her går det fram av de to smithdiagrammene at resonansfrekvensen for spolen med seks segmenter er høyere enn 20 GHz, mens den for spolen med 38 segmenter er ved ca sju GHz. Resonansfrekvensen oppstår når spolen blir like mye kapasitiv som induktiv. Dette skjer når grafen treffer den horisontale linjen i smithdiagrammet.

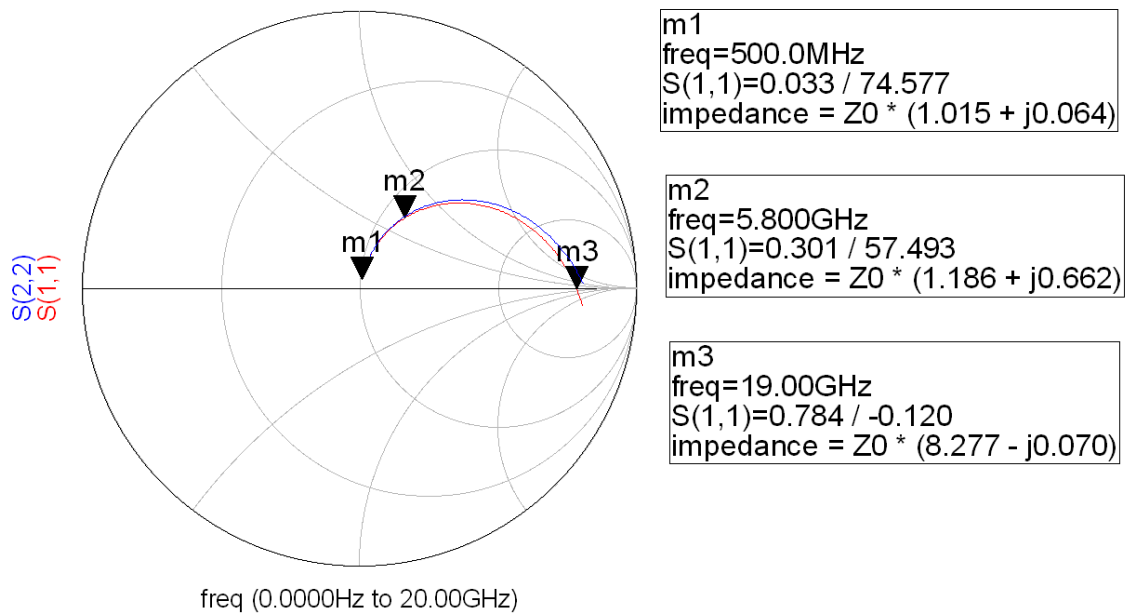
Det ble deretter målt på en spole som er ganske lik den som ble brukt i den direksjonelle kobleren. Spolen som ble foretatt målinger på har 14 segmenter, spacing på fem um og linjebredde på 20 um. Spolen som er brukt i den direksjonelle kobleren har ni segmenter, spacing på fem um og linjebredde på 15 um. Spolen i kobleren er kvadratisk og har bredde/lengde på 173 um. De to spolene benyttet i kobleren er altså like. Spolen som ble foretatt målinger på er vist i figur 54 i appendiks. Resultatet for spolen er gitt av smithdiagrammet i figur 15 på side 22.



Figur 13: Resultat for enkel spole med seks vinninger.



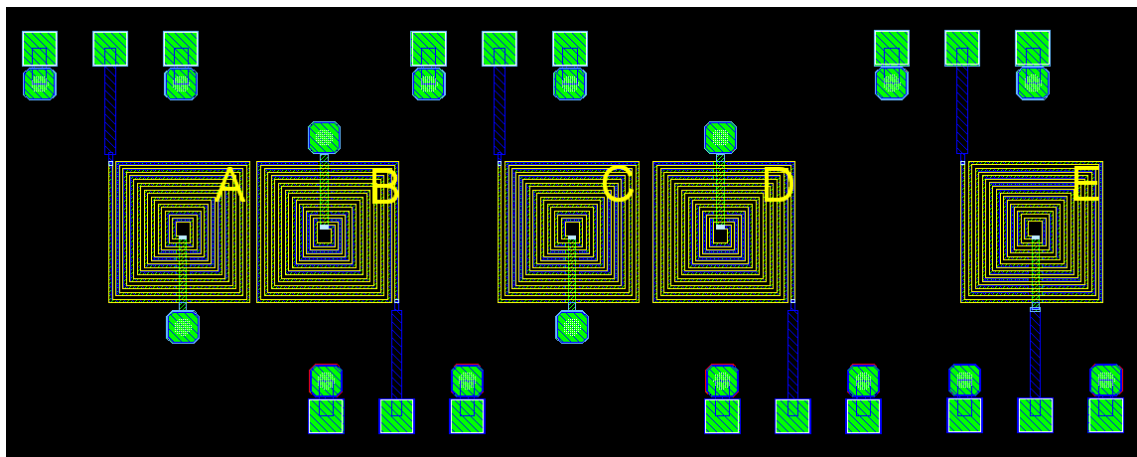
Figur 14: Resultat for enkel spole med 38 vinninger.



Figur 15: Måleresultat for enkel spole med 14 segmenter.

3.3 Kobling mellom spoler

Det ble også målt på kobling mellom spoler. Disse spolene er gitt i figur 16. Det ble først målt kobling mellom spole A og B, som er plassert 20 um fra hverandre. Deretter ble det målt på spole C og D. Disse er plassert 40 um fra hverandre. Til slutt ble det målt på spole A og D som er 913 um fra hverandre.



Figur 16: Utlegg for koblede spoler.

Resultatene for disse er henholdsvis gitt av grafene i figur 51, figur 52 og figur

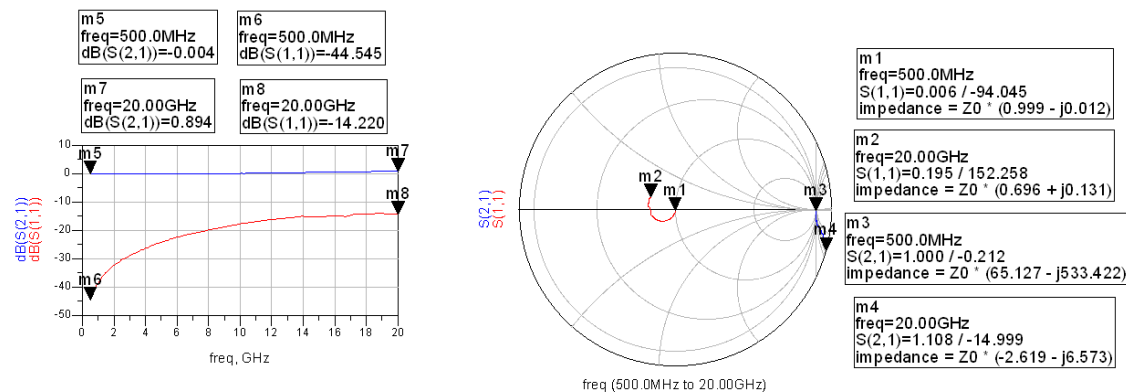
53 i appendiks.

3.4 Bølgeprober

Det ble målt på tilsammen åtte bølgeprober med probestasjon. Dette var en litt komplisert prosedyre siden tilgjengelig VNA kun har to porter. For å måle på bølgeprober er det behov for å måle fire porter samtidig. Dette løses ved å måle de ulike S-parameterene hver for seg og montere på tilpassede 50 Ohms laster på de andre portene. Dette er en litt tungvint metode, og fører til at målingene tar mye lengre tid å gjennomføre enn om det hadde vært tilgang på en VNA med fire porter.

Det ble utført målinger på de to ulike bølgeprobevariantene, dvs. type1- og type2-bølgeprober. Hver av de to variantene har fire ulike dimensjoner; de er 10 um, 20 um, 50 um og 100 um brede eller har sløyfe med tilsvarende lengde for å si det på en annen måte. GaAs-substratet til disse bølgeprobene er gitt i figur 39 på side 52 i appendiks. Sløyfene til bølgeprobene er plassert rett under den bølgeledene strukturen, noe som kan være litt vanskelig å se ut fra denne figuren.

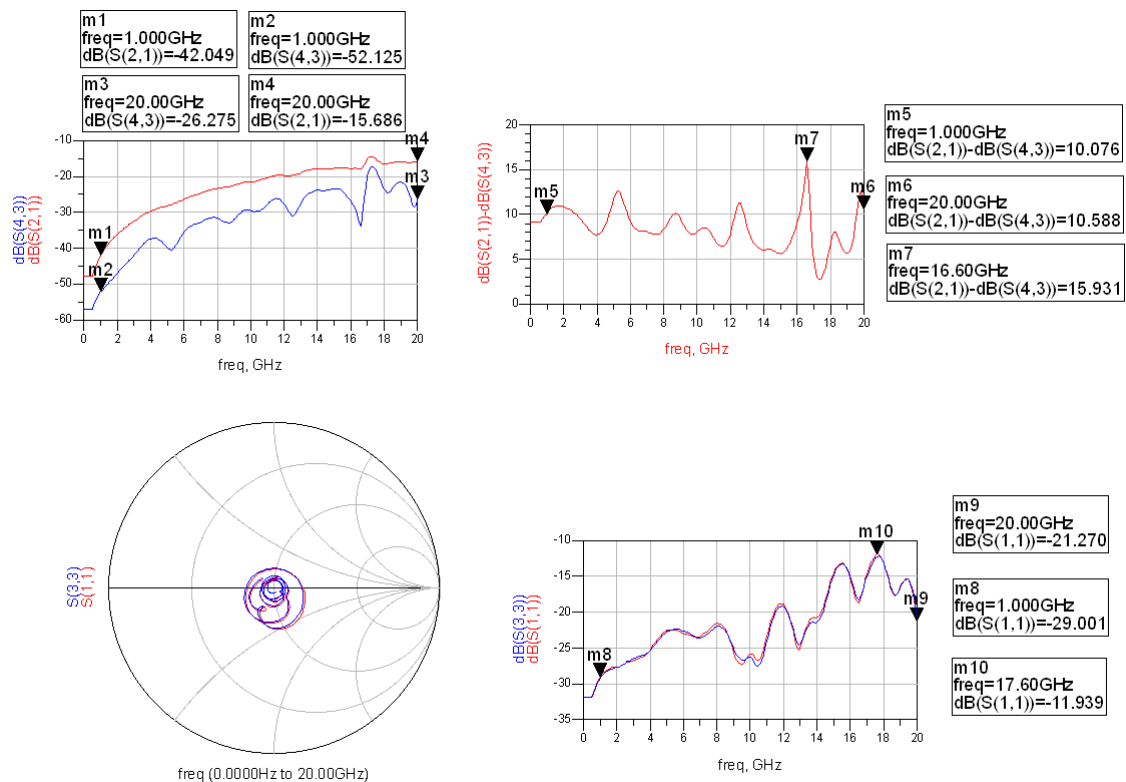
Det ble først målt på S-parameterene til den bølgeledene strukturen for å beregne koblingen mellom den og bølgeproben for type1-bølgeproben med bredde på 10 um. Måleresultatene for S_{11} og S_{21} er gitt i figur 17. Resultatene er ganske like for alle de bølgeledene strukturene. I denne oppgaven er resultatene for kobling tatt med for fire bølgeprober. Dette er de to forskjellige typene, og med bredde på 10 um og 100 um. Resultatene for de tre andre bølgeprobene er gitt i figur 45 på side 57, figur 46 på side 57 og figur 47 på side 57 i appendiks.



Figur 17: Måleresultat for bølgeledene struktur, type1-bølgeprobe med bredde 10 um.

Det ble deretter målt på portene på selve bølgeproben for å regne ut direktiviteten. Av figur 18 på neste side er direktiviteten gitt av grafen oppe til høyre

for type1-bølgeprobe, 10 um bred. Grunnen til at S-parameterene er gitt som S_{21} og S_{43} er fordi målingene fra laboratorium ble tegnet i skjemavinduet i ADS. Det betyr at S_{21} i virkeligheten er S_{31} og S_{43} er S_{41} . Resultatene for direktiviteten og kobling er tatt med for fire av nevnte bølgeprobene. De tre resterende resultatene er gitt av grafene i figur 48 på side 58, figur 49 på side 58 og figur 50 på side 59 også i appendiks.

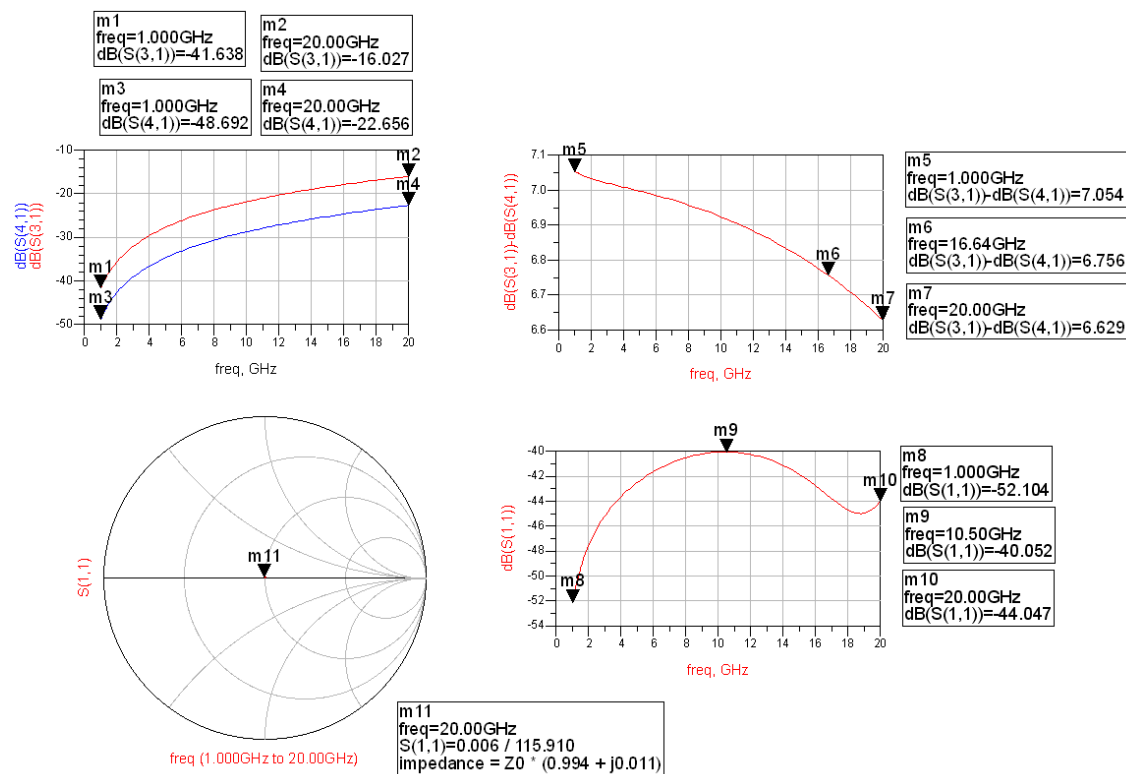


Figur 18: Måleresultat for bølgeprobe, type1-bølgeprobe med 10 um bredde.

4 Metode

4.1 Simulering av bølgeprobene i Momentum.

Etterpå ble bølgeprobene simulert i Momentum for å sammenligne de med måleresultatene fra laboratorium. I figur 19 vises type1-bølgeproben som har en bredde på 10 um. Resultatet for de tre andre bølgeprobene er gitt i figur 40 på side 53, figur 41 på side 54 og figur 42 på side 55 i appendiks.



Figur 19: Simuleringsresultat for bølgeprobe, type1-bølgeprobe med 10 um bredde.

4.2 Optimalisering av bølgeprobene.

4.2.1 Valg av antall masker

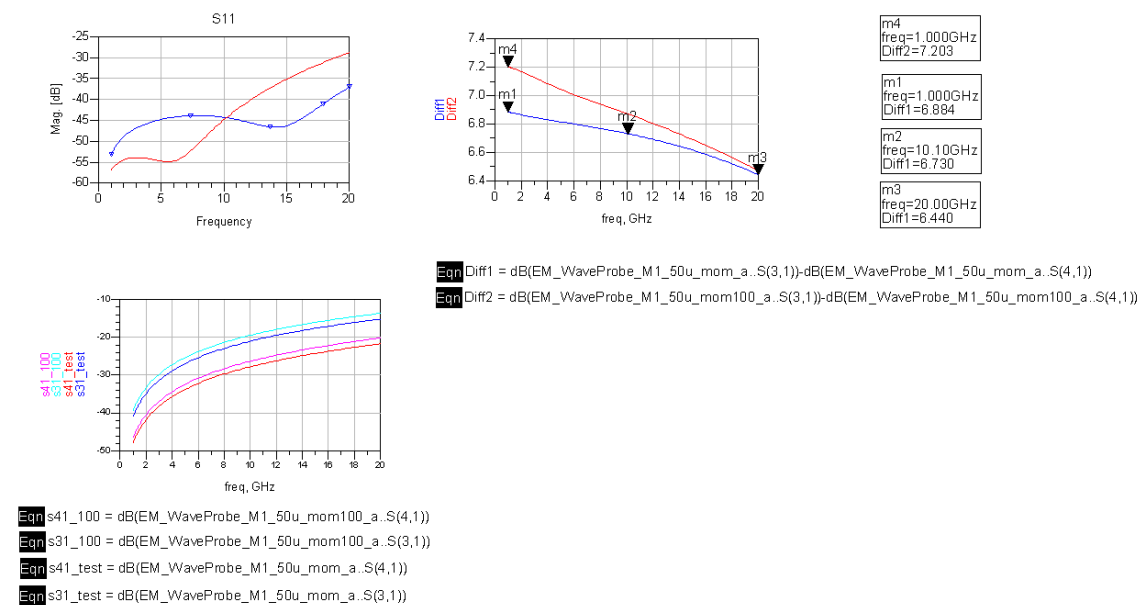
Som eksempel for å valg av antall masker er resultatene fra Momentum til en av de produserte bølgeprobene tatt med i figur 20 på neste side. Resultatene er direktiviteten og effekten. Det første som ble gjort var å bestemme detaljnivå på maskenettet i Momentum. Dette ble kjørt simuleringer for ulike verdier av maskenettet. Det ble startet med defaultverdien til Momentum som er 20 masker,

og ved å øke verdien på antall masker i maskenettet kunne det observeres om direktiviteten konvergente mot en fast verdi. Det ble antatt at flere masker gir høyere detaljnivå på beregningene og dermed normalt mer pålitelige tall. Det viste seg at dette ikke helt stemte i praksis, men etter grundige vurderinger ble det satt 200 masker som en pålitelig verdi for simuleringene.

Ved bruk av 200 masker tar ikke simuleringene altfor lang tid. Bølgeproben som er brukt for å bestemme maskenettet, er en type1-bølgeprobe. I figur 20 er den blå grafen for 200 masker og den røde grafen for 100 masker. Det er tydelig at de avviker fra hverandre. Designeren må dermed bruke tid på for å finne det mest gunstige antallet masker.

4.2.2 Optimalisering av direktivitet og utgangseffekt.

Som nevnt i 3.4 var alle bølgeprobene i utgangspunktet konstruert slik at selve sløyfen var plassert rett under den bølgeledene strukturen. Det ble deretter justert på bølgeprobenes posisjon for å finne den mest idelle posisjonen i forhold til den bølgeledene strukturen. Den ideelle posisjonen er den posisjonen som gir høyest direktivitet og en verdi så nærme så mulig -20 dB på S_{31} . Dette er ønskelig for hele frekvensbandet. Verdien på S_{41} er som tidligere nevnt ønskelig å ha uendelig liten, noe som i praksis ikke er mulig å oppnå.

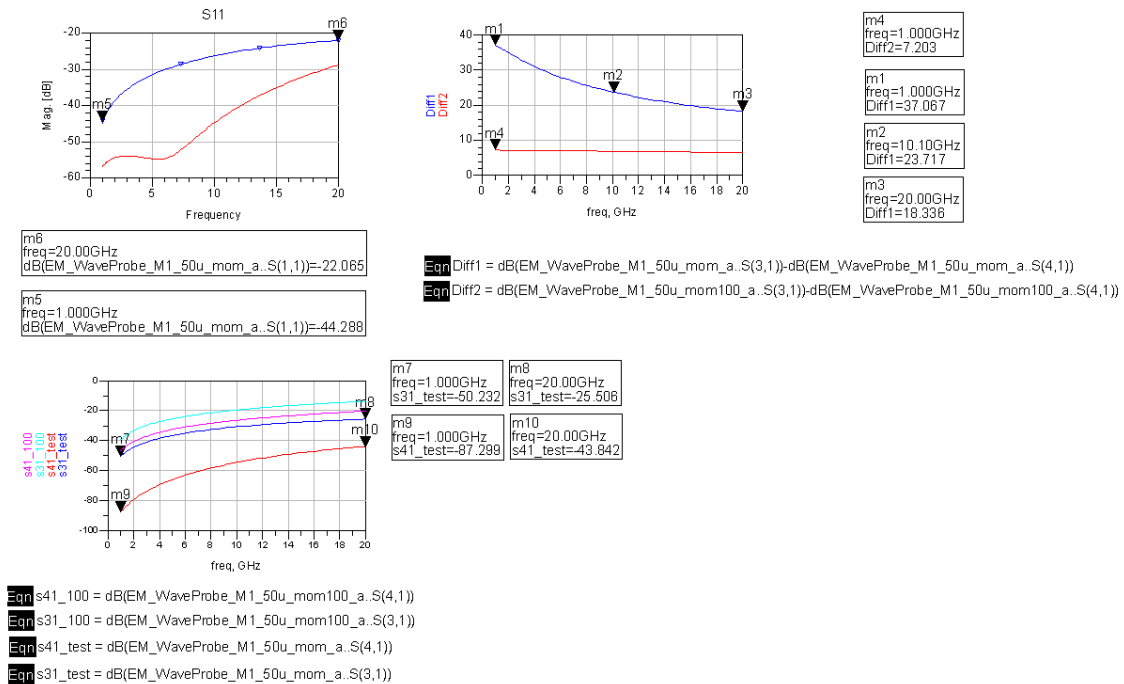


Figur 20: Direktivitet ved forskjellig maskeantall.

Alle de åtte forskjellige bølgeprobene ble forsøkt optimalisert. De mest interessante resultatene er tatt med videre i optimaliseringsprosessen. I figur 21 og

figur 22 på neste side er grafene gitt for type1-bølgeprobene. Grafene til type2-bølgeprobene er gitt i figur 23 på neste side og figur 24 på side 29.

Grafene for bølgeprobene på 20 um og 50 um er gitt i figur 30 på side 47, figur 31 på side 48, figur 32 på side 48 og figur 33 på side 49 i appendiks.

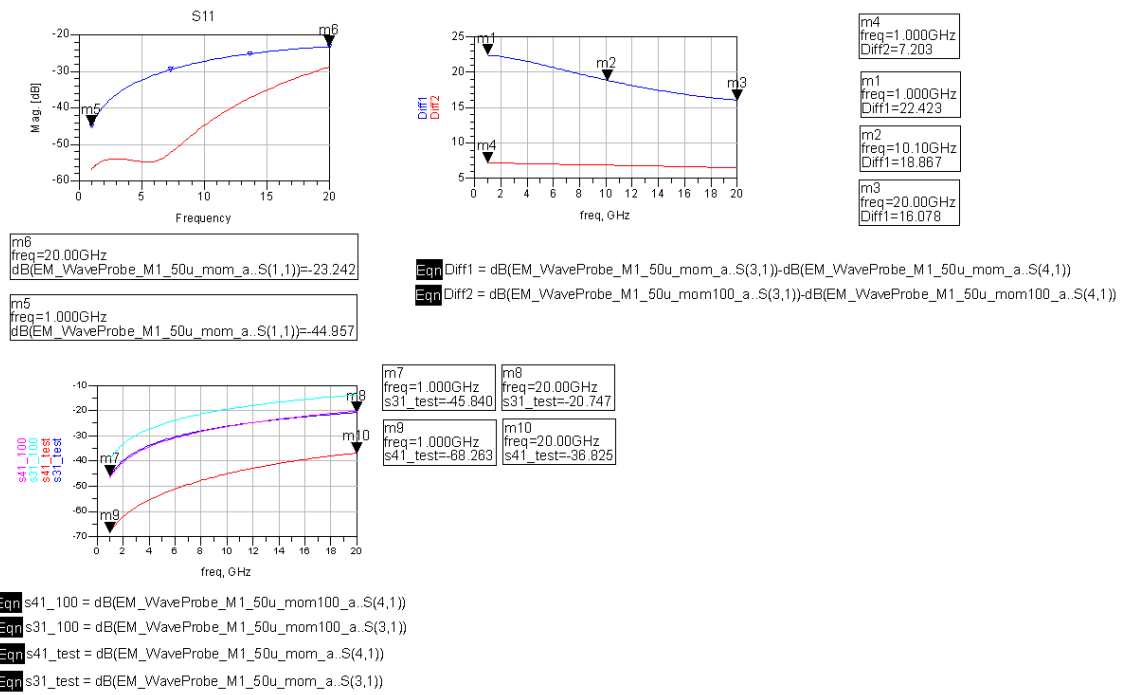


Figur 21: Type1-bølgeprobe med 10 um bredde.

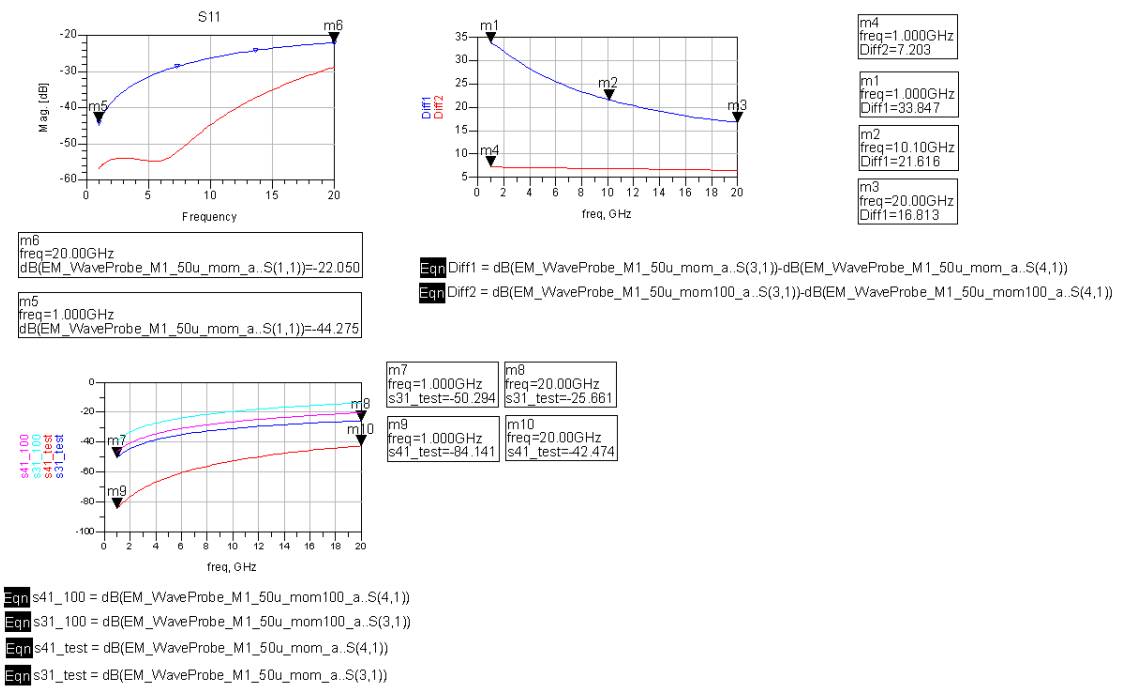
Ser av grafene i figur 21 og figur 30 på side 47 at dette er de beste bølgeprobene med størst direktivitet jevnt over hele båndet. Dette er gunstig med tanke på bølgeprobens virkemåte som er forklart i punkt 2.5.1. Utlegg til den ene av disse er gitt i figur 34 på side 49 i appendiks. Dette er type1-bølgeproben med bredde på 10 um. Ut fra grafene til de optimaliserte bølgeprobene er det tydelig at når bredden på probene blir større, vil utgangssignalet på port tre ha større effekt. Dette er viktig med tanke på deteksjon av signalet.

Ved lave RF-frekvenser vil signalet på utgangen av port tre være veldig svakt og kan være vanskelig å detektere nøyaktig med måleutstyr. Dette gjelder for alle bølgeprobene. Derfor er det viktig å optimalisere slik at effekten ut på port tre ligger så tett som mulig opp mot -20 dB over hele frekvensbåndet. Dette inntreffer nesten ved 20 GHz for type1- og type2-bølgeprobene som er 100 um brede. Direktiviteten er altså best for de smale bølgeprobene, mens utgangseffekten på port tre er best for de brede bølgeprobene.

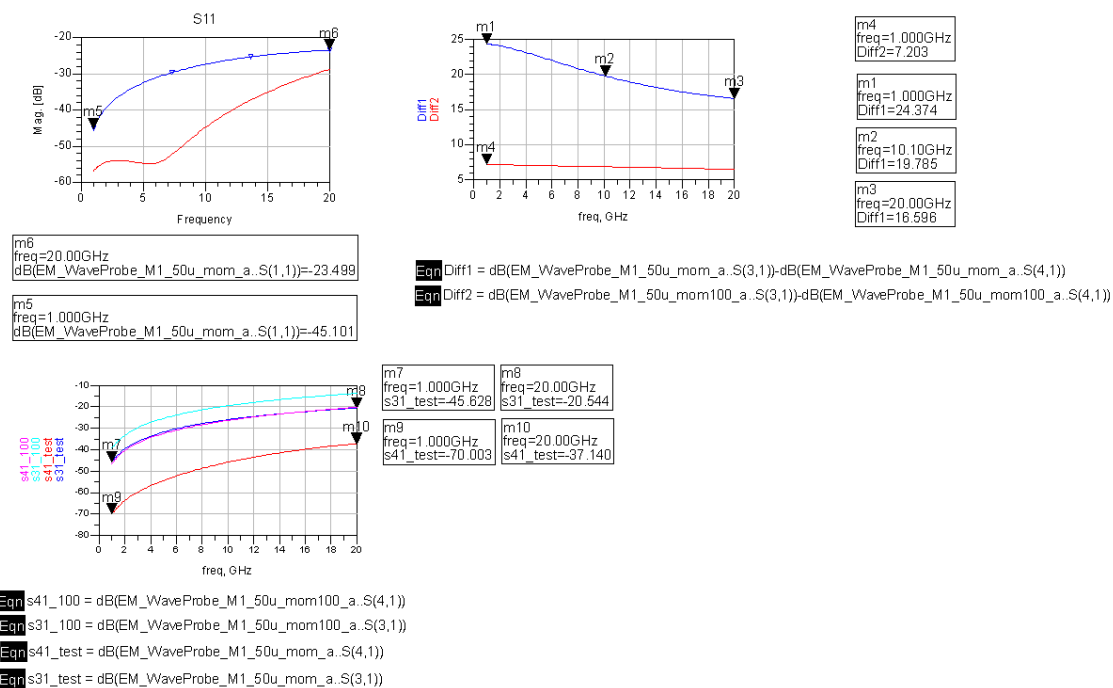
Ser at type1 jevnt over har bedre direktivitet enn type2. Dette gjelder særlig for



Figur 22: Type1-bølgeprobe med 100 um bredde.



Figur 23: Type2-bølgeprobe med 10 um bredde.



Figur 24: Type2-bølgeprobe med 100 um bredde.

de smale bølgeprobene. Unntaket er bølgeprobene som er 100 μm. Disse er ganske like. Type1-bølgeprobene ble derfor lagt vekt på videre i optimaliseringsprosessen, noe oppgaven ser på i neste punkt. Det er likevel tatt med en type2-bølgeprobe i neste punkt som viste seg å gi bra resultat.

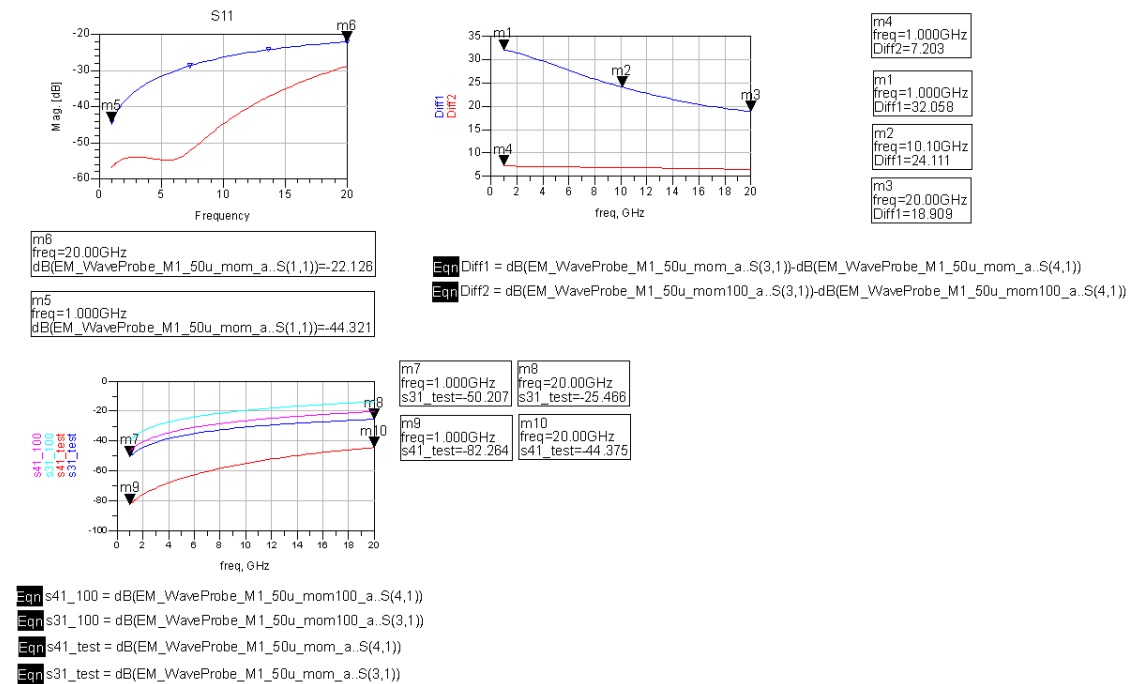
4.2.3 Endring av sløyfe

Etter å ha optimalisert bølgeprobene ved å justere på posisjonen, ble det forsøkt å optimalisere ytterligere ved å dimensjonere sløyfen på ulike måter. I utgangspunktet var bredden på sløyfen 10 μm. Denne ble justert opp til 20 μm på tre av bølgeprobene. Disse er listet opp under:

- Bølgeprobe(10 μm), type1
- Bølgeprobe(100 μm), type1
- Bølgeprobe(10 μm), type2

For bølgeprobene som er 10 μm brede kommer det fra av grafene i figur 25 på neste side og figur 26 på side 31 at direktiviteten er best for type2-bølgeprobene

ved lave frekvenser, mens den er best for type1-bølgeproben ved høye frekvenser. Det viser altså at type1 ikke alltid trenger å være bedre en type2 bl.a når sløyfen forandres. Det ble prøvd andre varianter med bred sløyfe og det viste seg at type1-bølgeprobe med bredde 100 um ga både god direktivitet og gunstig effekt på utgangen av port tre. Resultatene for denne bølgeproben er gitt i figur 27 på neste side og utlegg er gitt i figur 36 på side 50 i appendiks.

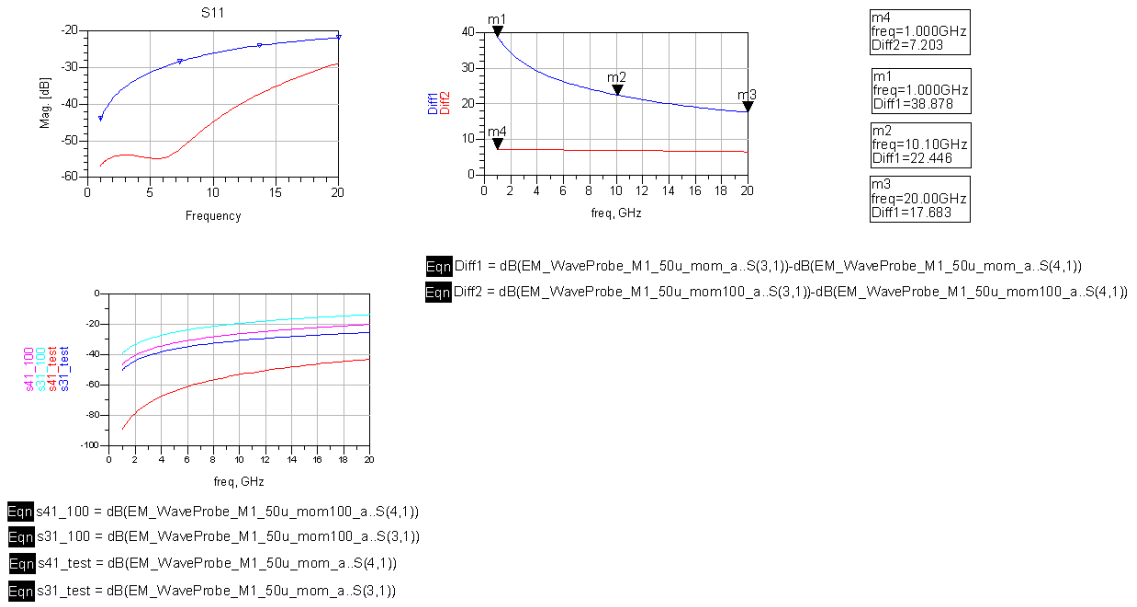


Figur 25: Type1-bølgeprobe med 10 um bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen.

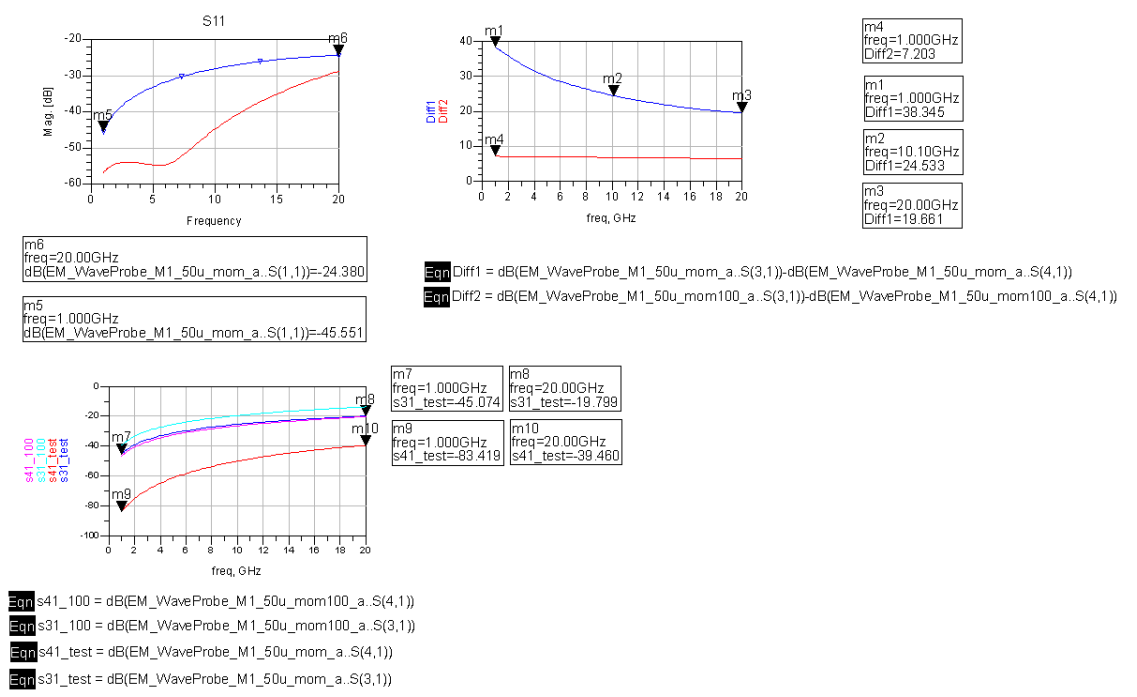
Deretter ble det forsøkt å designe bølgeproben til å gå gjennom to metallag, men som det viste seg at det ga dårlige resultater. Det ble også gjort et forsøk på å designe bølgeprober med to sløyfer; en i metall èn og en i metall to. Tanken var at dette ville sette opp mer strøm i bølgeproben siden H-feltet påvirker et større samlet areal. Det ble også forsøkt å lage en bølgeprobe som bare går i et metallag. De to sistnevnte forsøkene ga også dårlige resultater og er dermed ikke tatt med her.

4.2.4 Justering av lengden på lederene til bølgeproben

Til slutt ble det forsøkt å justere lengden på lederene som forbinder bølgeprobens utgangsporter til sløyfen. Dette ble oppnådd ved å forkorte lederene i metall èn



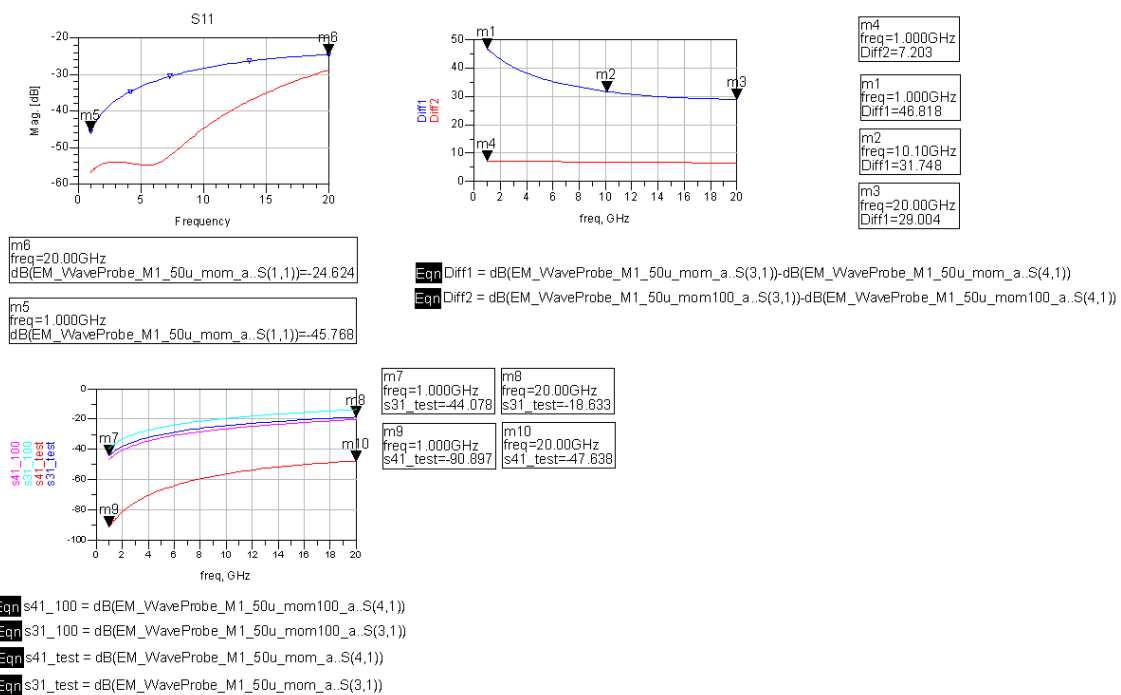
Figur 26: Type2-bølgeprobe med 10 um bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen.



Figur 27: Type1-bølgeprobe med 100 um bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen.

med 60 μm , noe som ble gjort med bølgeproben gitt i figur 36 på side 50. Resultatene av dette er gitt av grafene i figur 28. Utleget er gitt i appendiks i figur 37 på side 51. Denne bølgeproben har best direktivitet av alle probene over hele frekvensbåndet. Direktiviteten er også bra over hele frekvensbåndet. Problemet er at utgangseffekten er -18.6 dB på port tre ved 20 GHz, altså litt mer enn -20 dB. Det er nå designet i alt fem bølgeprober med veldig bra egenskaper:

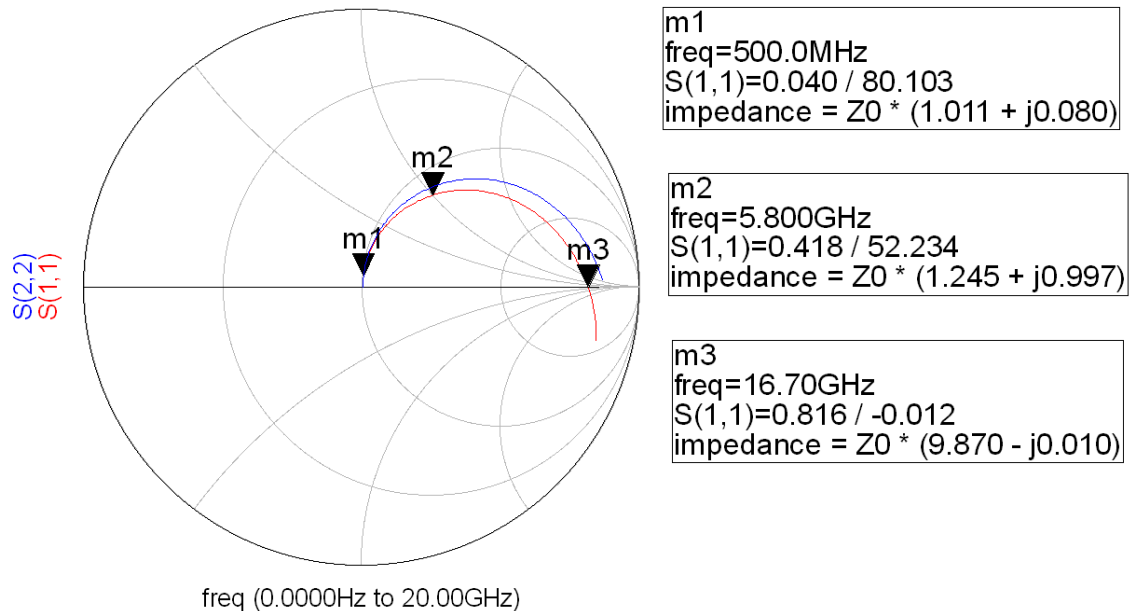
- Bølgeprobe(10 μm), type1, 10 μm bred sløyfe.
- Bølgeprobe(10 μm), type2, 20 μm bred sløyfe.
- Bølgeprobe(20 μm), type1, 10 μm bred sløyfe.
- Bølgeprobe(100 μm), type1, 20 μm bred sløyfe.
- Bølgeprobe(100 μm), type1, 20 μm bred sløyfe og forkortede ledere.



Figur 28: Type1-bølgeprobe med 100 μm bredde og bred sløyfe parallell med transmisjonslinjen og forkortede ledere.

4.3 Kobling mellom spolesegmenter i en spole

Denne spolen ble også simulert i ADS. Resultatene for denne er gitt av smithdiagrammet i figur 29. Det går fram av resultatene at resonansfrekvensen er høyere for den målte spolen enn for den simulerte, som er gitt i figur 15 på side 22.



Figur 29: Simuleringsresultat for enkel spole med 14 segmenter.

4.4 Spole i direksjonell kobler.

Deretter ble det simulert i ADS på spolen brukt i den direksjonelle kobleren gitt av figur 43 i appendiks. Resultatet er gitt av smithdiagrammet i figur 44 på side 56 også i appendiks. Det går fram av resultatene at spolen har en resonansfrekvens som er høyere enn 20 GHz. Det er ikke mulig å måle resonansfrekvensen vha. VNA siden denne spolen ikke er produsert.

4.5 Kobling mellom spoler i den direksjonelle kobleren.

Det ble også foretatt simulering på spolene i den direksjonelle kobleren i Momentum for å finne ut verdien på koblingen mellom de. Simuleringen ble foretatt kun på spolene uten å ta hensyn til andre kretselementene i kobleren. Dette er gitt i figur 56 på side 63 i appendiks.

5 Resultater

Måleresultatet for de fire ulike bølgeprobene, som ble tatt for seg i 3.4, er gitt i tabell 3. Simuleringsresultatene for de optimaliserte bølgeprobene er gitt i tabell 4.

5.1 Målinger foretatt på laboratorium

Tabell 3: Måleresultat fra laboratorium for bølgeprobene i dB

Bølgeprobe	Figur 18 på side 24	Figur 48 på side 58	Figur 49 på side 58	Figur 50 på side 59
Direktivitet ved 1 GHz	10.1	7.7	7.9	9.6
Direktivitet ved 20 GHz	10.6	8.3	8.0	10.2
Effekt, port tre ved 1 GHz	-42	-36.6	-40.6	-37.7
Effekt, port fire ved 1 GHz	-52.1	-44.2	-48.5	-47.3
Effekt, port tre ved 20 GHz	-15.7	-10.6	-14.1	-11.6
Effekt, port fire ved 20 GHz	-26.3	-18.9	-22.1	-21.8

5.2 Simuleringer foretatt i ADS

Tabell 4: Simuleringsresultat for de optimaliserte bølgeprobene i dB

Bølgeprobe	Figur 34 på side 49	Figur 35 på side 50	Figur 36 på side 50	Figur 37 på side 51	Figur 38 på side 52
Direktivitet ved 1 GHz	33.8	37.1	38.3	46.8	40.6
Direktivitet ved 20 GHz	21.6	18.3	19.7	29.0	18.2
Effekt, port tre ved 1 GHz	-50.3	-50.2	-45.1	-44.1	-49.6
Effekt, port fire ved 1 GHz	-84.1	-87.3	-83.4	-90.9	-90.2
Effekt, port tre ved 20 GHz	-25.7	-25.5	-19.8	-18.6	-24.8
Effekt, port fire ved 20 GHz	-42.5	-43.8	-39.5	-47.6	-43.0

6 Diskusjon

6.1 Bølgeprober

I denne diplomoppgaven er det altså tatt for seg ulike bølgeprober i GaAs og bruk av MMIC-teknologi. Bølgeprobene er allerede blitt produsert og finnes på substrat som er tilgjengelig på laboratorium. Det er i alt produsert åtte bølgeprober, der fire av probene går inn i metall null og opp i metall èn (type1) og de resterende fire går inn i metall èn og ned i metall null (type2). Bredden på bølgeproben eller lengden på bølgeprobenes sløyfer er 10 um, 20 um, 50 um og 100 um.

Bølgeprober er som nevnt tidligere en ren passiv komponent med to utganger. Den setter opp strømmer på utgangene når den plasseres i nærheten av en bølgeledene struktur på grunn av bølgelederens E- og H-felt. På den ene porten vil det oppstå konstruktiv interferens mellom størmene, mens på den andre porten vil oppstå destruktiv interferens. Bølgeprobene har blitt realisert i ulike metallag. Alle bølgeprobene som er tatt med i denne diplomoppgaven er konstruert i to metallag.

Oppgaven ble startet med å finne detaljnivå på maskenettet jfr. punkt 2.5.3. Det ble konkludert med at 200 masker er god nok oppløsning for bølgeprobene. Dette stemmer bra med teorien om at typiske koblingskretser krever flere masker en det som er gitt av defaultverdien til Momentum (20 masker). Det ble i starten testet ulike maskeverdier mellom 20 og 1300 masker. Det viste seg at verdien for direktivitet for bølgeprobene varierte mye gjennom hele dette intervallet. Forfatteren av diplomoppgaven forventet at verdien vil konvergere mot en fast verdi når maskeverdien økte, men dette skjedde altså ikke.

Ut fra disse resultatene ble det bestemt å bruke 200 masker, noe som er en fornuftig verdi med tanke på detaljnivå og hvor lang tid simuleringen tar. Dette ble også avklart med faglærer, som også mente at det var en fornuftig verdi å bruke. Ved å benytte 200 masker i simuleringene tar de ikke lang tid. Grunnen til at resultatene ikke kovergerer mot en fast verdi når maskeantallet økes er at Momentum gjør numeriske beregninger, og hele tiden vil runde av til en verdi med færre desimaler. Dette betyr at dess flere masker som brukes, dess flere ligninger er med i beregningene. Dette fører til at flere verdier blir rundet av, noe som igjen fører til mer unøyaktige beregninger.

De andre parameterene i *mesh*-vinduet ble satt etter at maskeantallet var bestemt. Det ble foretatt simuleringer for en bølgeprobe med og uten *Horizontal size currents*. Det viste seg at denne parameteren ikke hadde noen påvirkning på resultatene uansett hva slags bølgeprobe som ble simulert. Selv bølgeprober som går inn eller opp i metall to, altså i samme lag som den bølgeledene strukturen, hadde samme resultat for simuleringene uavhengig av at *Horizontal size currents* var aktivert eller deaktivert.

Det er mest nærliggende å tenke at bølgeprober i samme metallag som den bølgeledene strukturen vil bli påvirket, i alle fall når sløyfen er plassert veldig nær kanten av den bølgeledene strukturen pga. parasittisk kobling. Men dette var ikke tilfellet etter å ha undersøkt det i Momentum. Dette er fordi at i GaAs vil E-feltet hovedsaklig peke fra undersiden av den bølgeledene strukturen og ned på jordplanet. Dette betyr at mesteparten av ladningene også flyter på undersiden av lederen. Bare en liten brøkdel av ladningene vil gå på sidekantene. Det vil altså ikke være nok interaksjon mellom de vertikale sidene på den bølgeledene strukturen og bølgeproben til å påvirke resultatene.

Dette står i stor kontrast til spoler der ladninger vil gå på siden av lederene. Dette er på grunn av at spolene har elektrisk kobling mellom segmentene som betyr at det står et E-felt vinkelrett mellom to nabosegmenter (Som også blir bøyd av på kanten av segmentene). To nabosegmenter i en spole kan dermed sees på som en kondensator. Som kjent er de kapasitive virkningene i en spole av betydning når frekvensen økes. Ved et punkt vil det oppstå parallellresonans.

For bølgeprobene har den eventuelle strømmen, som går på sidekantene av lederen, altså ingen betydning siden den er så liten at den ikke engang påvirker simuleringresultatene. Ved å ta med parameterene *Edge Mesh*, *Thin layer overlap extraction* og *Mesh reduction* var bølgeprobene klare for å bli simulert og optimalisert på en effektiv og nøyaktig måte. De tre sistnevnte punktene gir mer nøyaktige resultat uten at det går nevneverdig på bekostning av simuleringstiden. Det var nå klargjort for å utføre simuleringer.

Først ble det tatt for seg kobling mellom den bølgeledene strukturen og de produserte bølgeprobene. Det går fram av grafen i figur 17 på side 23 at det oppstår kobling mellom de. Dette er for en type1-bølgeprobe med bredde på 10 um. Ved 20 GHz er S_{11} for den bølgeledene strukturen -14.2 dB, noe som er for mye. Verdien bør ikke overstige -20 dB, fordi da vil hovedsignalet i bølgeledene strukturen/transmisjonslinjen "forstyrres" for mye. Dette vil være veldig uheldig i f.eks en forsterkerkrets eller en moderne loadpullkonfigurasjon basert på bølgeprober.

Fra åtte GHz og oppover er koblingen mer en -20 dB for bølgeproben nevnt over. Det er dermed begrensninger for bølgeprobene når det gjelder hvilket frekvensbånd de kan brukes for. Det går også fram av grafen gitt i figur 17 på side 23 at det er økende forsterkning i kretsen ved økende frekvens. Ved 20 GHz er S_{21} 0.89 dB, noe som er umulig siden dette er en ren passiv krets. Dette betyr at måleresultatene fra laboratorim ikke er helt nøyaktige.

Det ble deretter målt på portene på selve bølgeproben for å beregne direktiviteten. Dette er vist i figur 18 på side 24 for type1-bølgeproben som er 10 um bred. Det går fram av denne grafen at direktiviteten varierer mye over hele frekvensbåndet med en del topp- og bunnpunkt på bestemte frekvenser. Spesielt mellom 16.5 og 17.2 GHz varierer direktiviteten mye. Direktiviteten for de andre

bølgeprobene, som er gitt i figur 48 på side 58, figur 49 på side 58 og figur 49 på side 58 i appendiks, varierer også mye over hele frekvensbåndet. De har topp- og bunnpunktene på de samme frekvensene som bølgeproben nevnt over.

Den store variasjonen i direktivitet mellom 16.5 og 17.2 GHz kommer av små resonanser som oppstår i den bølgeledene strukturen ved disse frekvensene. Dette kan ses ut fra smithdiagrammet i figur 17 på side 23. Det kan også ses ut fra smithdiagrammene i figur 45 på side 57, figur 46 på side 57 og figur 47 på side 57 i appendiks. Grafene ser ut til å ha et lite brudd rundt disse frekvensene, noe som er et sikkert tegn på små resonanseffekter. Det er tydelig ut fra figurene at kurvene er jevne, for så å få et brudd rundt 17 GHz.

Sammenlignet med de simulerte bølgeprobene i Momentum gitt i bl.a figur 19 på side 25 er det tydelig at det oppstår mange småresonanser i den produserte bølgeproben. I motsetning til den simulerte bølgeproben, som har en jevn kurve for direktivitet, har den målte bølgeproben en kurve som varierer mye med mange topp- og bunnpunkt. Grunnen til disse resonansene er ujevnheter i sløyfen, lederene og spesielt viahullene, som har oppstått da de ble produsert av det aktuelle prosesshuset.

Ujevnheter gir mer uønskede parasittiske effekter. Kanteffekter fra målepaddene og kalibrering kan også være faktorer som har stor innvirkning på måleresultatene. Bortsett fra det er de simulerte og målte verdiene ganske like over hele frekvensbåndet. De målte verdiene ligger hovedsaklig mellom 6 og 10 dB, mens de simulerte ligger mellom 6.5 og 7.5 dB. Dette viser at det samsvarer rimelig bra.

På grunn av resonanser og dårlig direktivitet ble det foretatt optimalisering av bølgeprobene. Dette ble gjort ved å flytte de i horisontalretning i forhold til den bølgeledene strukturen som er "fast" montert i vertikal retning jfr. utleggene som er tatt med i appendiks. Det ble kjørt simuleringer for ulike posisjoner for alle bølgeprobene, og det ble funnet ut at det beste er å plassere sløyfen til bølgeprobene nær kanten av den bølgeledene strukturen. Utlegg for den beste bølgeproben for de smaleste probene (10 um bred) er vist i figur 34 på side 49.

Dette er som tidligere nevnt en type1-bølgeprobe. En tilsvarende bølgeprobe er vist i figur 35 på side 50, men dette er en type2-bølgeprobe. Av resultatene går det fram at direktiviteten er en del bedre for førstnevnte. Type1-bølgeprobene har jevnt over bedre direktivitet en type2-bølgeprobene. Unntaket er som tidligere nevnt bølgeprobene som er 100 um brede. Hvorfor det er slik er vanskelig å si, men det har nok med hvordan strømmen settes opp i sløyfen på grunn av E- og H-feltet.

En annen ting er variasjonen i resistivitet i de ulike metallagene. Konduktiviteten i metall null er lavere enn for metall en og to. Metall en og to har samme konduktivitet. Dessuten er tykkelsen på metall null 0.4 um, mens den for metall en og to er henholdsvis to og fire um . Dette betyr at resistansen er størst for

metall null og minst for metall to. Resistiviteten i sløyfen er en avgjørende faktor hvor stor strøm som settes opp i den. Dette fører nok til at type1-bølgeprobene har best direktivitet, siden sløyfen befinner seg i et mindre resistivt metallag en for type2-bølgeprobene.

Det viste seg altså at de beste bølgeprobene med tanke på direktivitet er type1-bølgeprobene som er 10 μm og 20 μm brede. Disse har best direktivitet over hele frekvensbåndet. Det viser seg derimot at utgangseffekten på bølgeprobene øker når bredden på de øker eller sagt på en annen måte; lengden på sløyfen blir større, noe som er gunstig med tanke på deteksjon. Effekten på utgangen der det oppstår konstruktiv interferens, i dette tilfellet port tre, bør likevel ikke overstige -20 dB. Utleget til en av de beste bølgeprobene, som ikke er redesignet, er vist i figur 34 på side 49. Dette er bølgeproben som er 10 μm bred. Avstanden mellom siden på sløyfen, som er nærmest den bølgeledene strukturen, og selve den bølgeledene strukturen er 5 μm .

Dette viser seg å være den mest ideelle posisjonen å plassere alle de åtte produserte bølgeprobene. Grunnen til dette er at E- og H-feltet påvirker sterkest her. Dessuten er verdien på strømmene satt opp av de to feltene mest lik hverandre i denne posisjonen, noe som gir den beste direktiviteten. Rent intuitivt tenkes det at direktiviteten vil bli best ved å plassere bølgeprobens sløyfe rett under den bølgeledene strukturen. Her er både E- og H-feltet sterkest. E-feltet er hovedsaklig grunnen til at det ikke gir best resultat i denne posisjonen.

E-feltet vil som nevnt peke fra undersiden av den bølgeledene strukturen og ned på jordplanet. På kanten av den bølgeledene strukturen vil dette feltet bøyes av. Dette betyr at en del av E-feltet vil falle inn på skrå på lederene, som forbinder sløyfen med utgangsportene i bølgeproben. Disse er jo enten i metall null eller metall ∞ og dermed langt over jordplanet hvor E-feltet står vinkelrett. Dermed setter ikke bare E-feltet opp strøm i vertikalretning i viahullene, men også i horisontalretning siden feltlinjene faller inn på skrå i de ulike metallagene. Dermed blir strømmen satt opp av E-feltet dominerende. Dette gir ubalanse mellom strømmene satt opp av de to feltene og resultatet er dårlig direktivitet.

Grunnen til at bølgeprobene med bredde på 10 μm 20 μm har størst direktivitet kommer av dimensjonsforhold i bølgeproben. I disse vil tykkelsen på de to metallagene tilsammen bare være på et par μm (Eksakt verdi oppgis ikke for den valgte HBT-prosessen). I tillegg kommer det dieletriske laget mellom de to metallagene som også er veldig tynt. E-feltet vil som sagt hovedsaklig sette opp en strøm i viahullene mellom sløyfen og lederene, mens H-feltet vil sette opp strøm i selve sløyfen. Arealmessig er dermed størrelsen på flaten der E-feltet setter opp en strøm omtrent like stor som flaten der H-feltet setter opp en strøm.

Strømmene blir som sagt satt opp jfr. figur 6 på side 11. Siden størrelsen på strømmene satt opp av de to feltene er mer lik hverandre, fører dette til bedre

direktivitet for de bølgeprobene med bredde på 10 um og 20 um. For de brede bølgeprobene er direktiviteten dårligere, fordi størrelsen på den samlede flaten der H-feltet setter opp en strøm er mye større enn den samlede flaten der E-feltet setter opp en strøm. Utgangseffekten til de brede bølgeprobene er derimot større siden H-feltet har et mye større tilgjengelig areal for å sette opp en strøm.

Siden type1-bølgeprober ser ut til å være de beste probene, ble disse lagt hovedvekt på videre i redesigningsprosessen. Det første som ble gjort var å justere opp bredden på sløyfen fra 10 um til 20 um (Det ble kommet fram til 20 um som en gunstig verdi etter grundig prøving). Det viste seg likevel at direktiviteten var best ved lave frekvenser for type2-bølgeproben som er 10 um bred. Direktiviteten er derimot best for type1-bølgeproben med samme dimensjon ved høye frekvenser.

Det var ikke mulig å forbedre de resterende bølgeprobene som er 10 um, 20 um og 50 um brede ved å redesigne sløyfene. For de bredeste bølgeprobene (100 um brede) var det derimot gode muligheter for å bedre direktiviteten uten at det gikk på bekostning av effektivitet. Den første redesignede bølgeproben er vist i figur 36 på side 50. Denne bølgeproben er 100 um bred og har en sløyfe som er 20 um bred. Denne har både god direktivitet og bra effekt ut på port tre. Ved 20 GHz er effekten ut fra denne porten -20 dB, noe som er gunstig med tanke på deteksjon uten å ha for stor kobling mellom bølgeproben og den bølgeledene strukturen.

Denne bølgeproben ble optimalisert ytterligere ved å forkorte lederene som forbinder sløyfen og utgangsportene til bølgeproben. Dette ga en direktivitet på hele 46.8 dB ved 1 GHz og 29.0 dB ved 20 GHz, noe som er veldig bra. Effekten ut på port tre er -18.6 dB ved 20 GHz. Dette er over grensen av hva effekten ut på porten bør være. Dette gjør at bølgeproben fungerer dårlig ved høyere frekvenser enn 20 GHz siden koblingen mellom bølgeproben og den bølgeledene strukturen blir for stor, men det går nok greit for frekvensbandet som er tatt utgangspunkt i her. Verdier større enn -20 dB er i grunnen for stort siden dette vil påvirke signalet i den bølgeledene strukturen for mye. Tommelfingerregelen er -20 dB.

Alt i alt har det blitt konstruert fem bølgeprober med langt bedre egenskaper enn det de hadde opprinnelig. Ved å forenkle simuleringene mest mulig kan simuleringene utføres raskt og effektivt, samtidig som resultatene er nøyaktige. De fem bølgeprobene er alle konstruert med de samme simuleringsparameterene som ble bestemt i starten.

6.2 Direksjonell kobler

Det er også tatt for seg den direksjonelle kobleren som ble konstruert før jul i prosjektoppgaven. Det ble også da benyttet GaAs og bruk av MMIC-teknologi. Dette er gjort for å se på kobling internt i spoler og for å analysere kobling mellom spoler, og deretter sammenligne simulerte og målte resultater. Først ble det sett på kobling i spoler og hvordan dette påvirker spolens oppførsel. Det ble tatt

utgangspunkt i spoler med like dimensjoner, men med ulikt antall segmenter. Det ble først målt på to spoler med seks og 38 segmenter hver.

Det interessante her er at spolen med seks segmenter hadde mye høyere resonansfrekvens enn spolen med 38 segmenter. Dette stemmer bra med at dess flere segmenter en spole har, dess mer kapazitiv kobling blir det i spolen pga flere segmenter, som oppfører seg som parallellplatekondensatorer. Resultatet av dette er at resonansfrekvensen for spolen blir mindre.

Det ble deretter målt på en spole som var ganske lik den som er benyttet i den direksjonelle kobleren. Utlegg til denne spolen er vist i figur 54 på side 62 i appendiks. Det interessante her var å observere fenomenet med kapazitiv kobling mellom linjesegmentene. Det gikk fram av smithdiagrammet at spolen blir mer kapazitiv enn induktiv ved ca 19 GHz. Det betyr at den ikke bør brukes i applikasjoner som opererer på frekvenser høyere en 9.5 GHz. Det gunstige er at en spole operer på frekvenser som minst er halvparten så lav som spolens resonansfrekvens.

Denne spolen ble også simulert i ADS. Det viste seg at resonansfrekvensen da ble lavere en for den målte. Den var faktisk ca 16.7 GHz i motsetning til den målte verdien som var ca 19.0 GHz. Hva dette kommer av kan være for eksempel unøyaktig kalibrering eller kanteffekter på målepaddene på substratet. Det kan også være unøyaktigheter i produksjonen i likhet med bølgeprobene.

Etter dette ble det simulert i ADS på spolen som ble brukt i den direksjonelle kobleren. Den viste seg å ha en resonansfrekvens høyere enn 20 GHz. Hvis det antas at måleresultatene også for denne spolen vil ligge høyere en simuleringsresultatene akkurat som for spolen i figur 43 på side 56, vil dermed resonansfrekvensen ligge mye høyere enn 20 GHz. Dette er mye mer enn nødvendig i og med at kobleren er konstruert for en senterfrekvens på 5.8 GHz. Dette betyr ikke at resonansfrekvensen nødvendigvis ligger mye høyere en 20 GHz. Her spiller også de nevnte feilkildene inn.

Det ble også sett på kobling mellom spoler. Det ble gjort ved å se på kobling mellom to spoler med ulike avstander mellom hverandre. Det kommer tydelig fram av resultatene i figur 51 på side 60, figur 52 på side 60 og figur 53 på side 61 i appendiks at koblingen mellom spolene avtar når avstanden mellom de øker. Dette er på grunn av at feltene rundt spolene blir mye svakere når avstanden fra spolen øker. Ved 20 um avstand mellom spolene er maksimal verdi for S_{21} -1.1 dB, ved 40 um -10.9 dB og ved 913 um -48.8 dB.

Det er tydelig at koblingseffekten mellom spoler avtar mye når avstanden øker. Dette er viktig å tenke på for designeren, ikke bare for direksjonelle koblere, men også andre applikasjoner som benytter seg av spoler. Spoler lager støy og skaper ofte problem spesielt i RF-kretser siden disse effektene blir mer synlige ved høye frekvenser. En ting som også er viktig å nevne er at koblingen mellom spole A og

D i figur 16 på side 22 blir påvirket av spole B og C, selv om disse ikke er tilkoblet kretsen. Signalet som kommer inn på spole A eller D vil påvirke disse spolene, noe som kan gi andre koblingsverdier. Det samme vil skje i den direksjonelle kobleren. Der ligger kretselementer som linjer og kondensatorer mellom spolene, noe som også vil påvirke koblingseffekten.

Til slutt ble det simulert på spolene i kobleren i Momentum for å se om det var kobling mellom de. Det viste seg at kobling ikke var et problem her. Dette kommer av at avstanden mellom de er så stor at det ikke skaper problem. Selv ved 20 GHz er S_{21} bare -32.5 dB. At spolene har så høy resonansfrekvens er nok også en påvirkende faktor til at det er neglisjerbar kobling mellom de. De skal nevnes at dette ble gjort uten resten av kretselementene, som linjer og kondensatorer, i den direksjonelle kobleren. Dette ville tatt uhorvelig lang tid og krevd ekstrem prosessorkraft.

6.3 Videre arbeid

Forslag til videre arbeid er å prøve å konstruere bølgeprober som ikke varierer så mye i direktivitet over hele frekvensbandet. Det kan også konstrueres bølgeprober som har større båndbredde en 20 GHz. Hvor stor båndbredde som er mulig å oppnå er vanskelig å si. Bølgeprober i GaAs, som kan benyttes i applikasjoner opererende på frekvenser opp mot 100 GHz, er nok fullt mulig.

Det kan også sees på nye måter å konstruere selve bølgeproben på. Det finnes nok andre strukturer som gir både bedre direktivitet og riktig effektverdi på utgangene. Men her tror forfatteren av diplomoppgaven at det er best å uansett ta utgangspunkt i type1-bølgeprober siden erfaringene med disse har vært mest positivt.

En annen ting er at det i noen applikasjoner kan være begrensning på hvor mange metallag som er tilgjengelig. Utfordringen er da å kunne designe gode bølgeprober ut fra de metallagene som er tilgjengelige. Dette er noe som kan jobbes mer med og lages en god oversikt over. De bølgeprobene som er designet her er tenkt å ha on-chip for å bl.a lage transistormodeller. De vil altså være en del av hele kretsen. Det kan da tenkes at portene til bølgeprobene må plasseres et stykke unna selve DUT. Dette gjøres kan ved å forlenge selve lederene til bølgeprobene. Det viser seg at direktiviteten blir mye dårligere når dette gjøres, særlig for bølgeprobene som er smale. Dette er noe som kan jobbes med videre og prøve å finne en god løsning på.

7 Konklusjon

E- og H-feltet til en bølgeledene struktur kan sette opp strømmer i en bølgeprobe. Dette kan detekteres på utgangsportene til bølgeproben ved hjelp av måleutstyr. På den ene porten (port tre) vil det oppstå konstruktiv interferens mellom strømmene satt opp av de to feltene, mens på den andre porten oppstår destruktiv interferens (port fire).

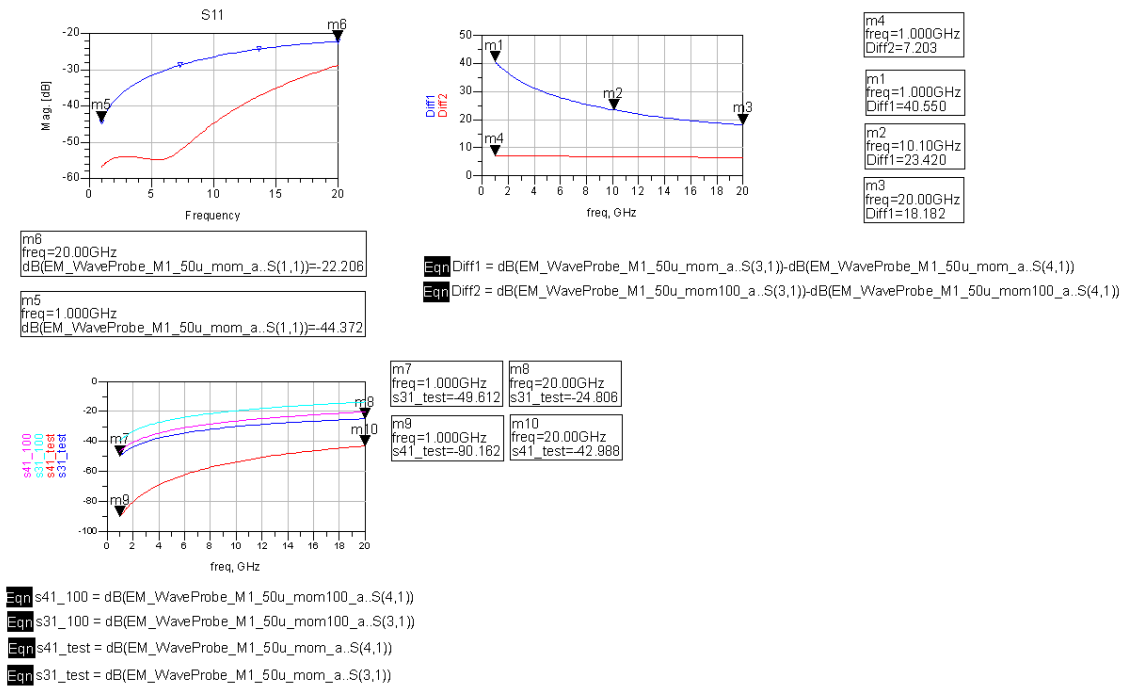
Direktiviteten til bølgeproben er gitt av differansen mellom de to portene og er den mest interessante parameteren. I tillegg er effekten på utgangsportene viktig med tanke på deteksjon. Det er ønskelig at direktiviteten er størst mulig og at effekten på port tre ligger opp mot -20dB, mens den er uendelig liten på port fire.

Det viser seg at de beste bølgeprobene i GaAs jevnt over er type1-bølgeprober. Bølgeprober med korte sløyfer (10um og 20um) gir best direktivitet, mens bølgeprober med lange sløyfer (50 um og 100 um) gir best effektverdi på port tre, men til gjengjeld er direktiviteten dårligere. Dette kan løses med å ha bredere sløyfe (20um).

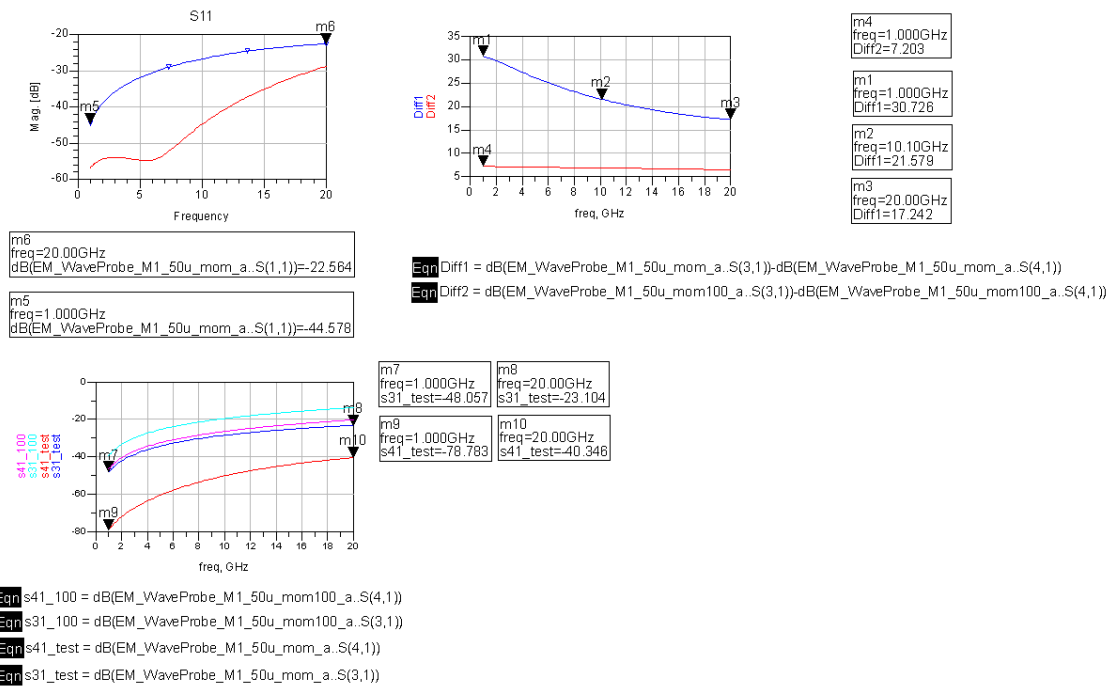
Probene kan optimaliseres ytterligere ved å forkorte armene til bølgeprobene. Siden de simulerte og målte resultatene for allerede produserte bølgeprobene samsvarer ganske bra, er det nærliggende å tro at de optimaliserte og simulerte bølgeprobene vil kunne ha de samme egenskapene og kvalitetene når de produseres av prosesshus. Den gitte spesifikasjonen er også oppfylt for de optimaliserte bølgeprobene.

I den direkte kobleren som ble konstruert før jul er ikke koblingseffekter i spolene noe problem. Det viser seg gjennom simulering at disse har en resonansfrekvens som er høyere en 20 GHz. Senterfrekvensen for kobleren er 5.8 GHz, så her er det mye å gå på. Det er heller ikke problem med kobling mellom de to spolene som benyttes i kobleren. Det går fram av simuleringer foretatt i Momentum.

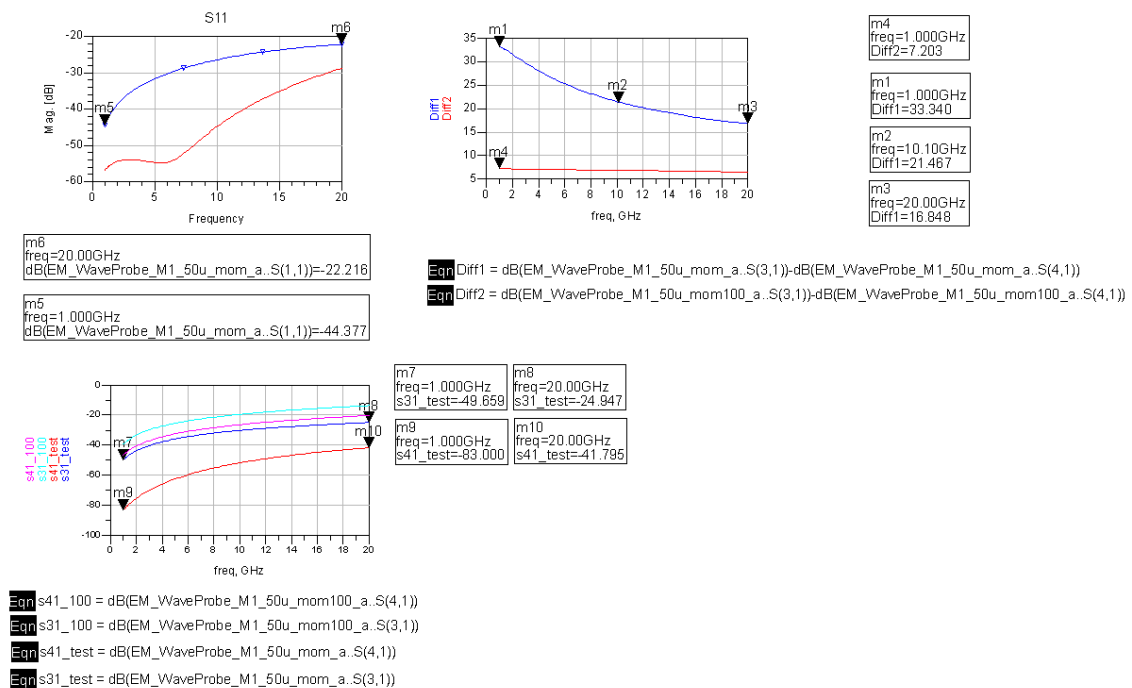
H Bølgeprober.



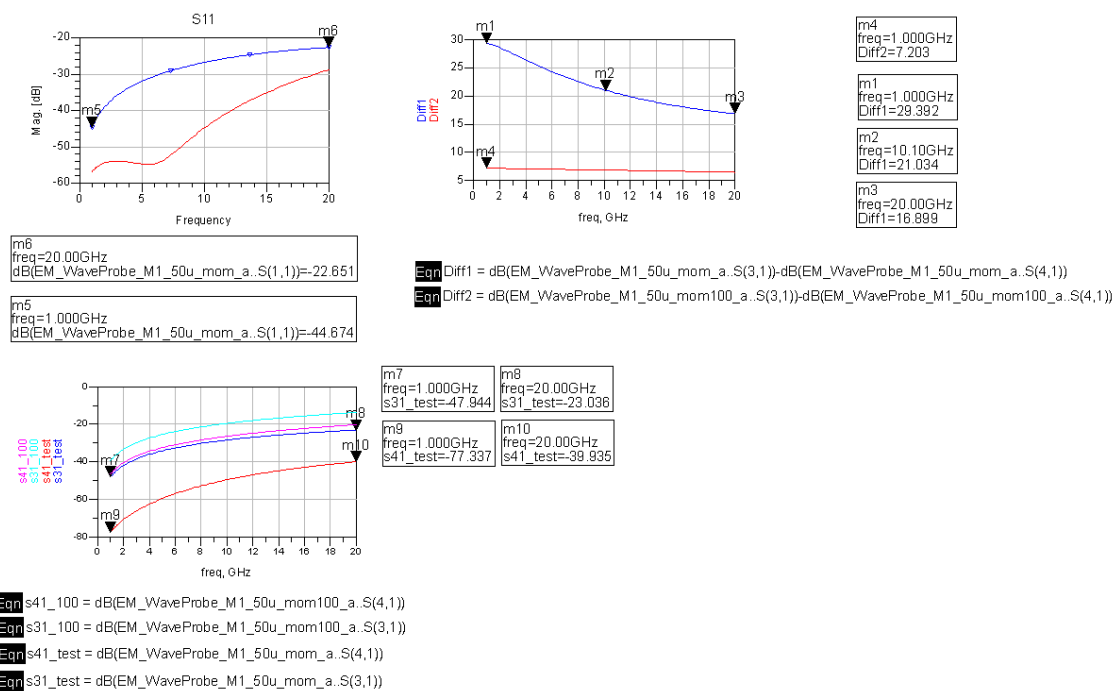
Figur 30: Type1-bølgeprobe med 20 um bredde.



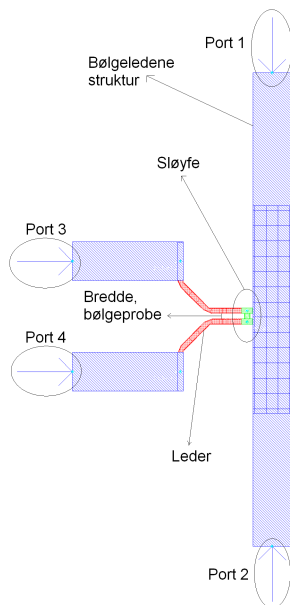
Figur 31: Type1-bølgeprobe med 50 um bredde.



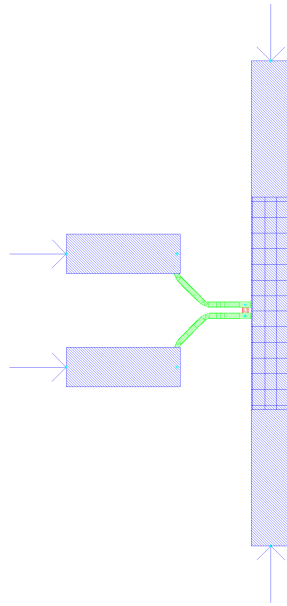
Figur 32: Type2-bølgeprobe med 20 um bredde.



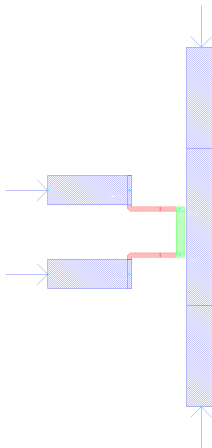
Figur 33: Type2-bølgeprobe med 50 um bredde.



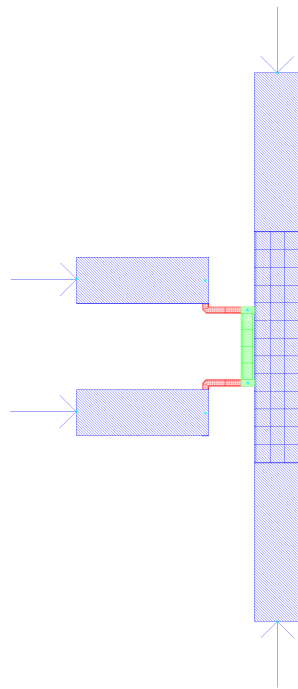
Figur 34: Layout til type1-bølgeprobe med 10 um bredde.



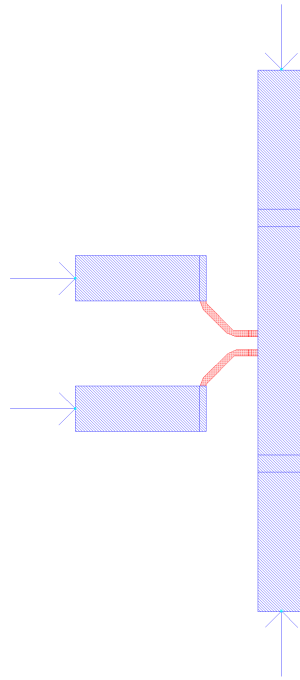
Figur 35: Layout til type2-bølgeprobe med 10 um bredde.



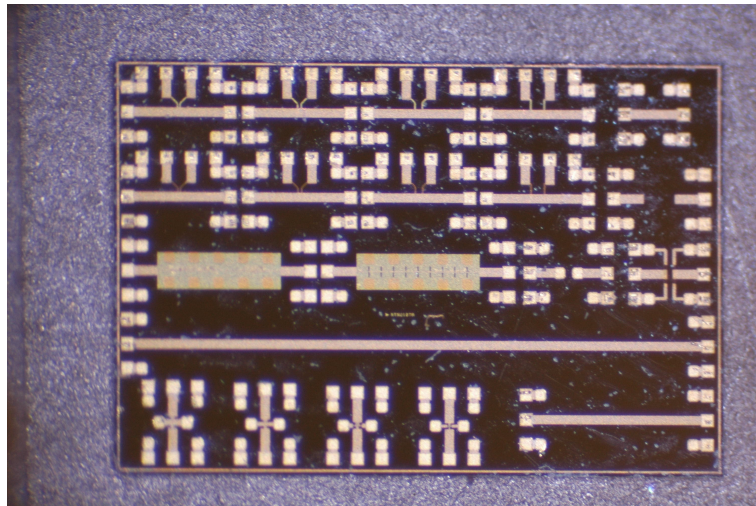
Figur 36: Layout til type1-bølgeprobe med 100 um bredde og bred sløkke.



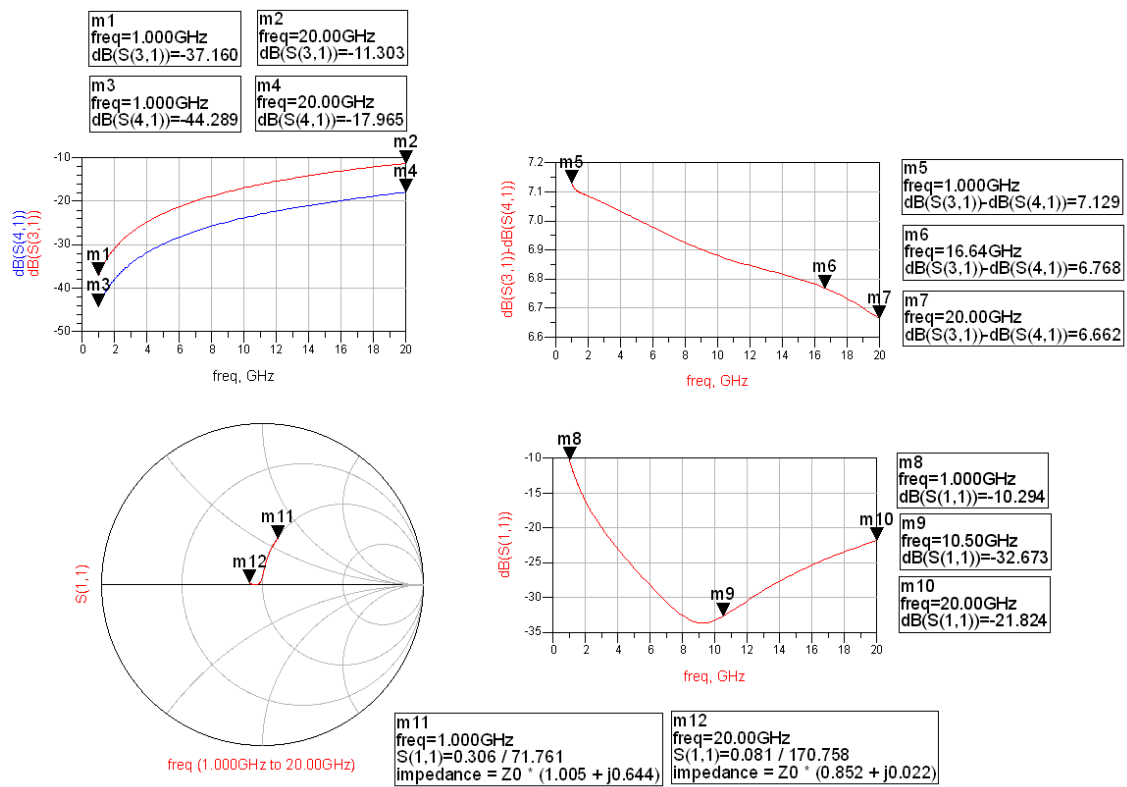
Figur 37: Layout til type1-bølgeprobe med 100 um bredde og bred sløyfe og forkortede ledere.



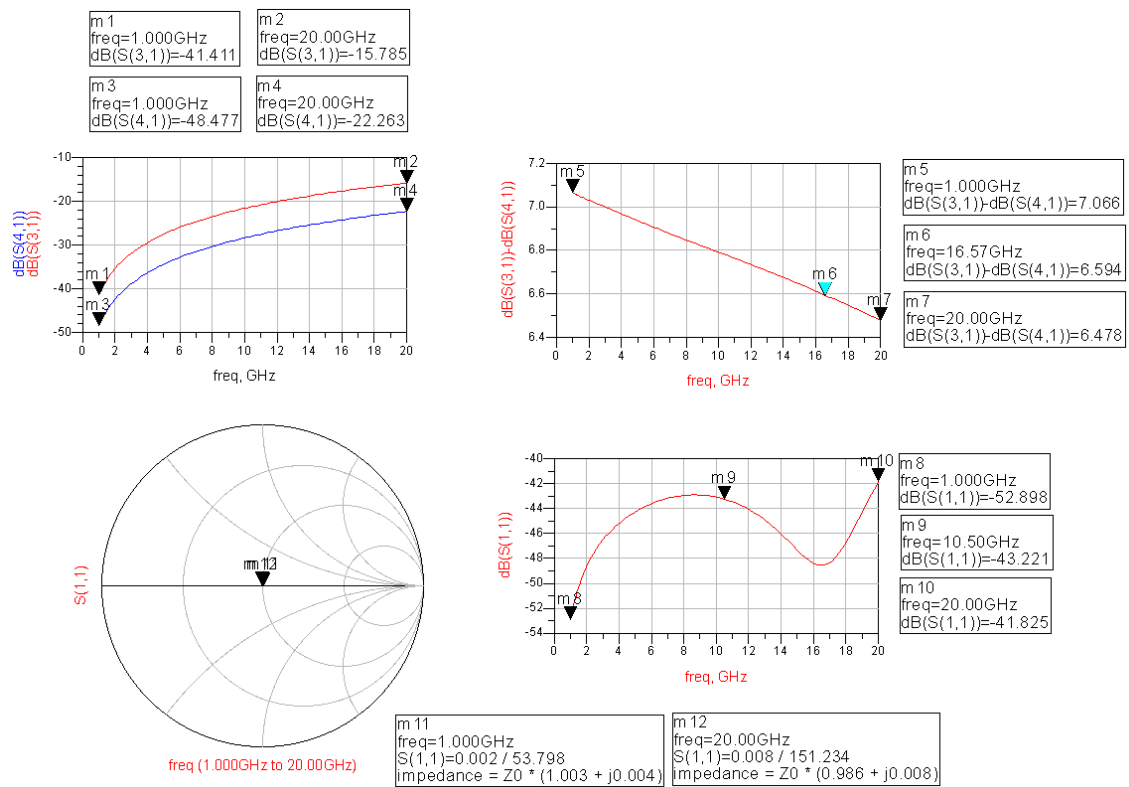
Figur 38: Layout til type1-bølgeprobe med 20 um bredde.



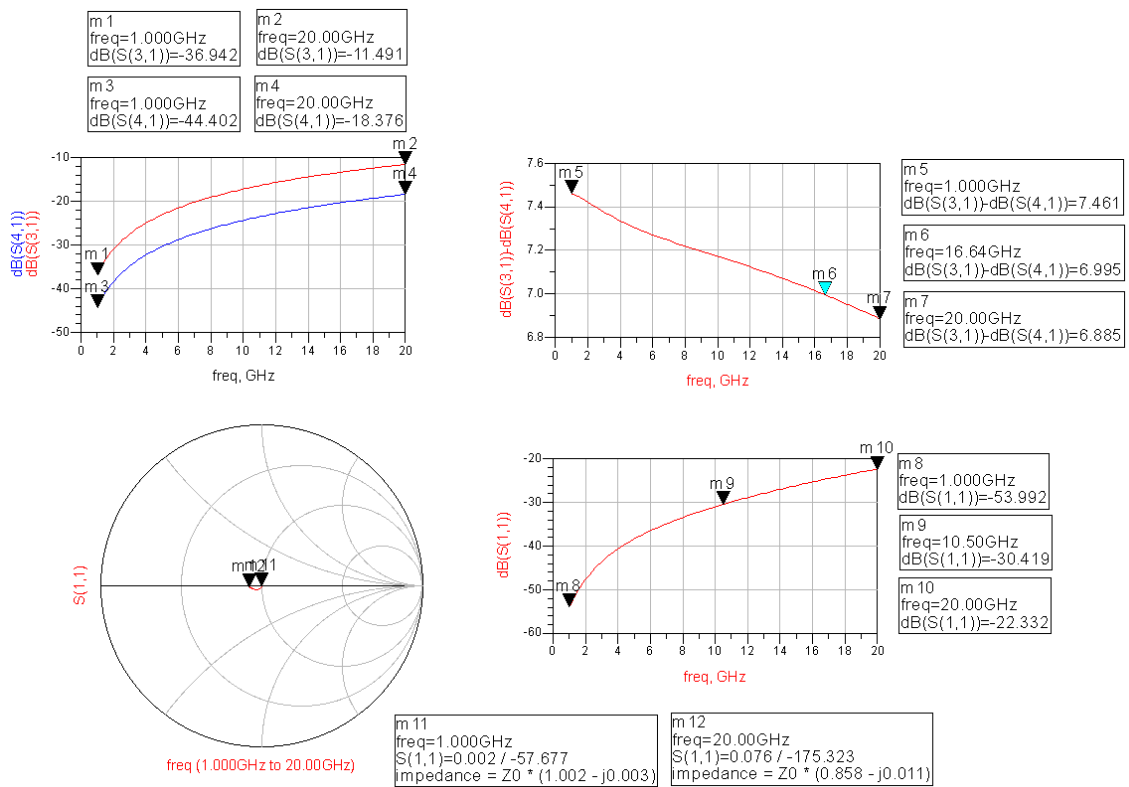
Figur 39: Bølgeprober på GaAs-substrat.



Figur 40: Simuleringsresultat for bølgeprobe, type1 og bredde 100 um.

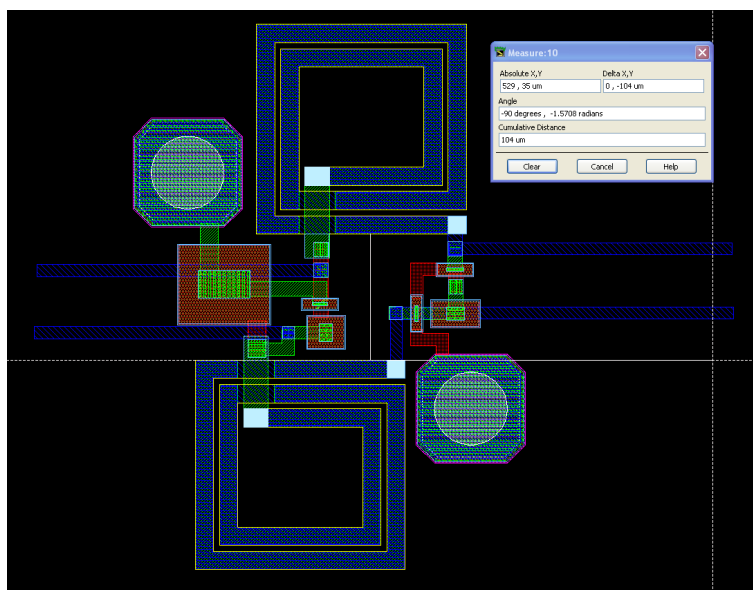


Figur 41: Simuleringsresultat for bølgeprobe, type2 og bredde 10 um.

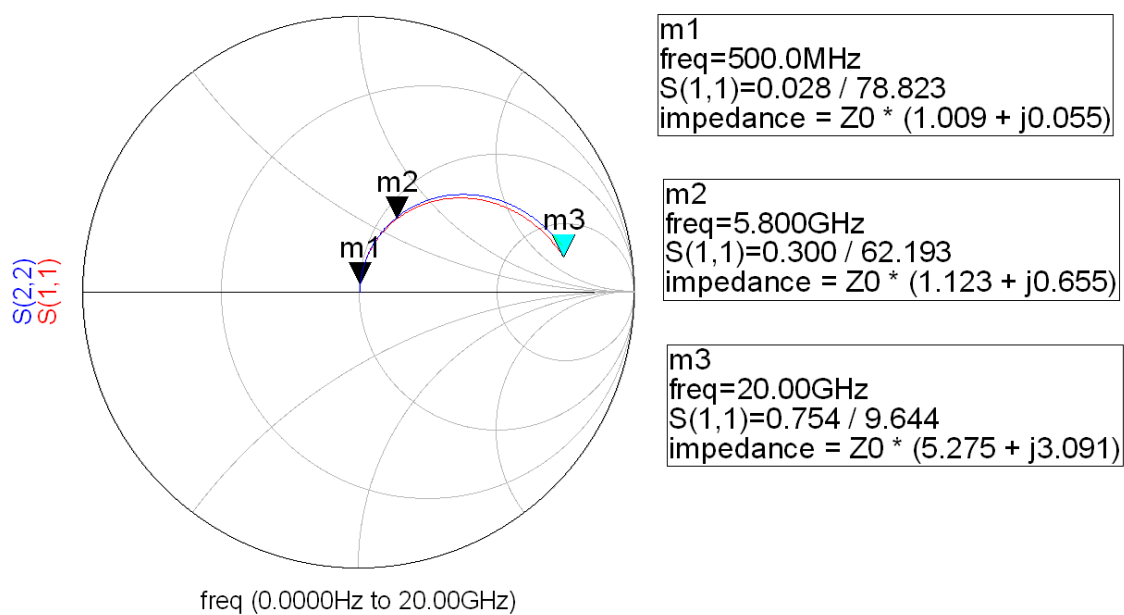


Figur 42: Simuleringsresultat for bølgeprobe, type2 og bredde 100 um.

I Direksjonell kobler.

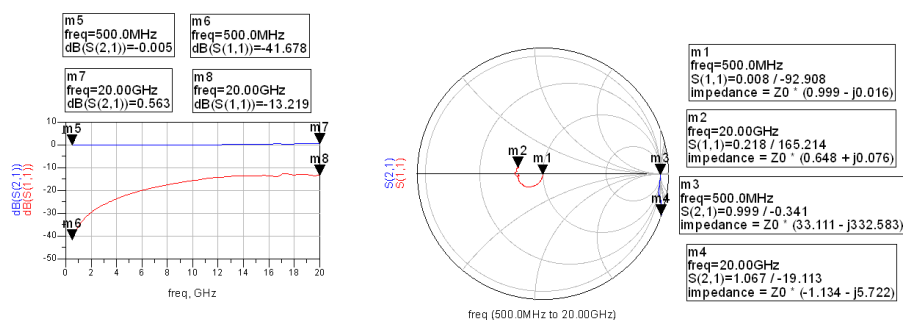


Figur 43: Avstand mellom spoler i den direksjonelle kobleren.

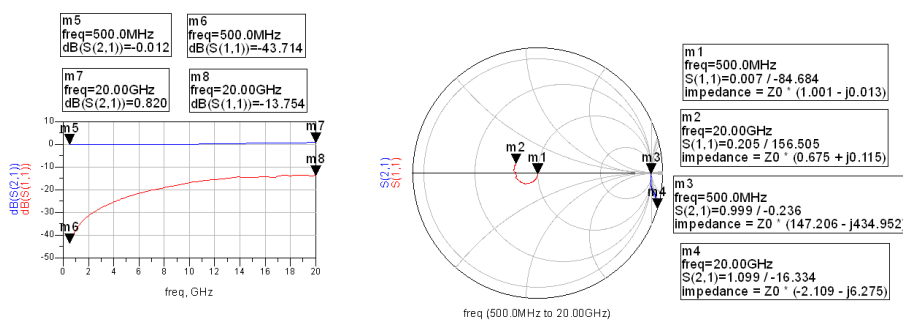


Figur 44: Måleresultat for spole i direksjonell kobler, 173 um.

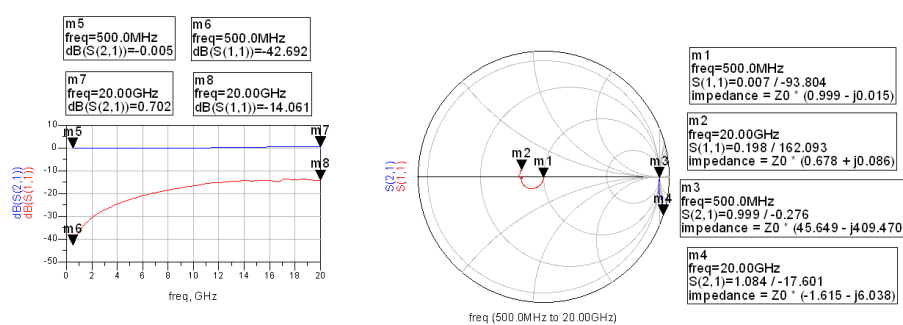
J Måleresultat fra laboratorium.



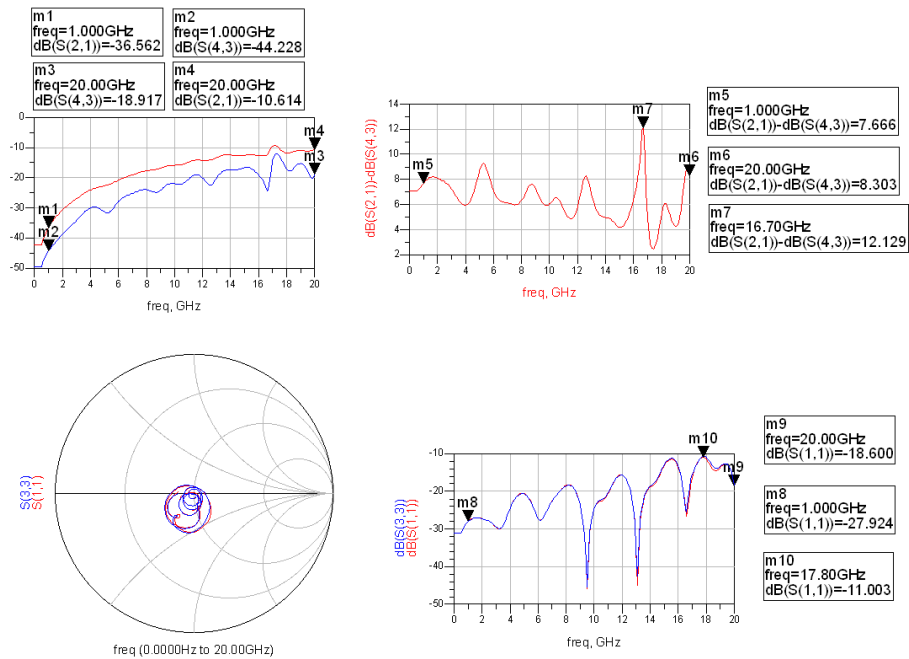
Figur 45: Måleresultat for bølgeledene struktur og type1-bølgeprobe med bredde 100 um.



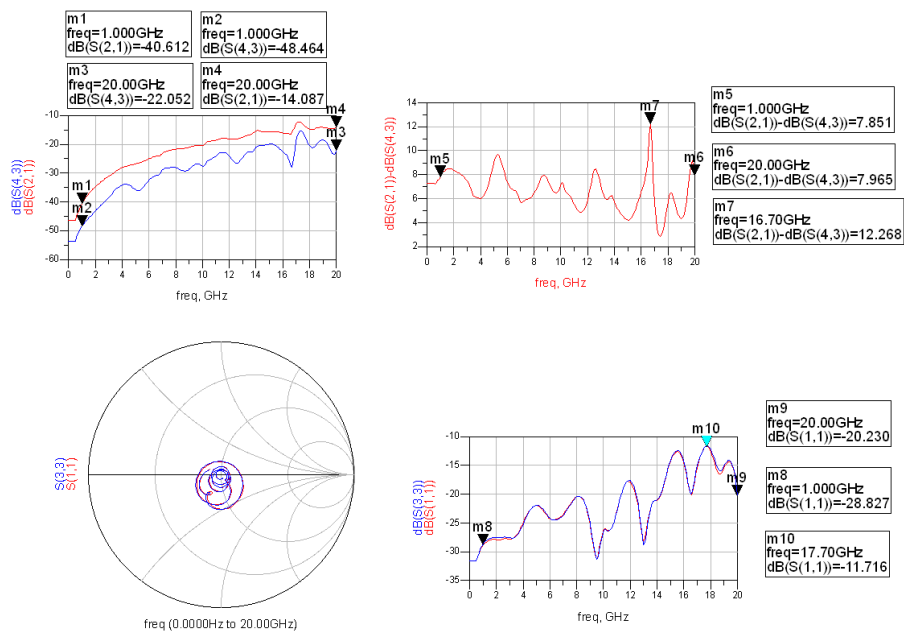
Figur 46: Måleresultat for bølgeledene struktur og type2-bølgeprobe med bredde 10 um.



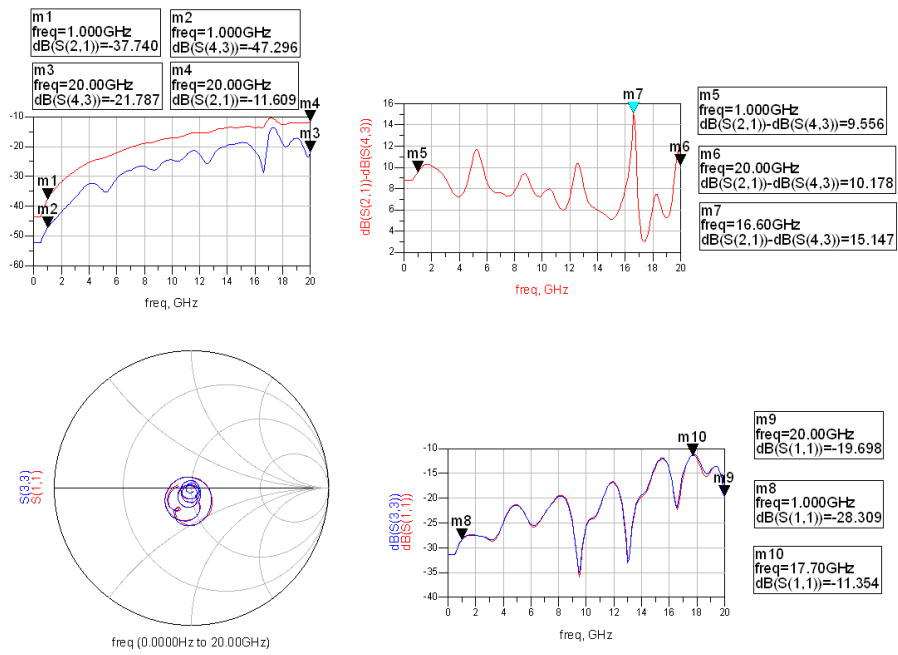
Figur 47: Måleresultat for bølgeledene struktur og type2-bølgeprobe med bredde 100 um.



Figur 48: Måleresultat for type1-bølgeprobe med 100 um bredde.

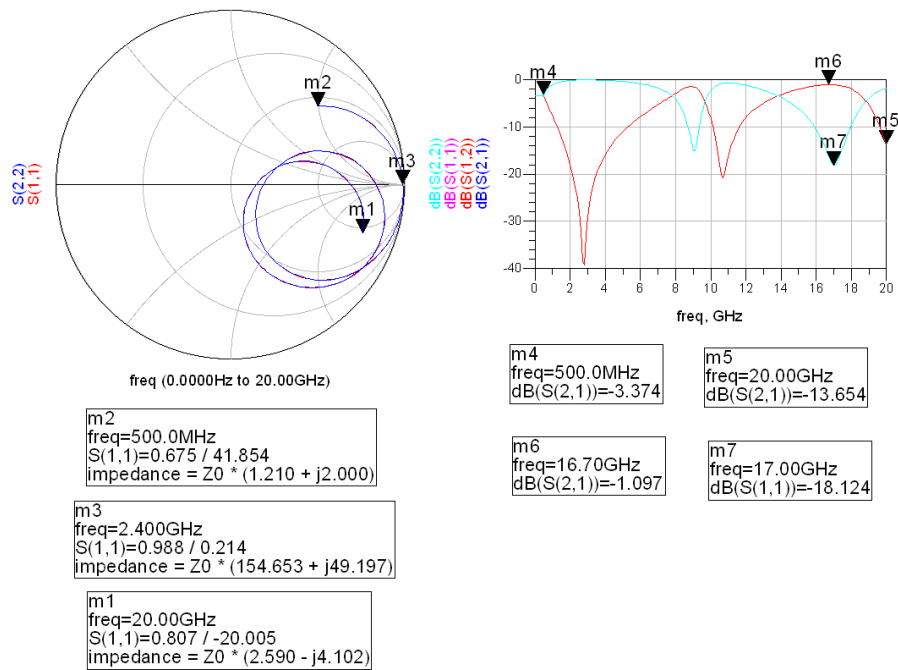


Figur 49: Måleresultat for type2-bølgeprobe med 10 um bredde.

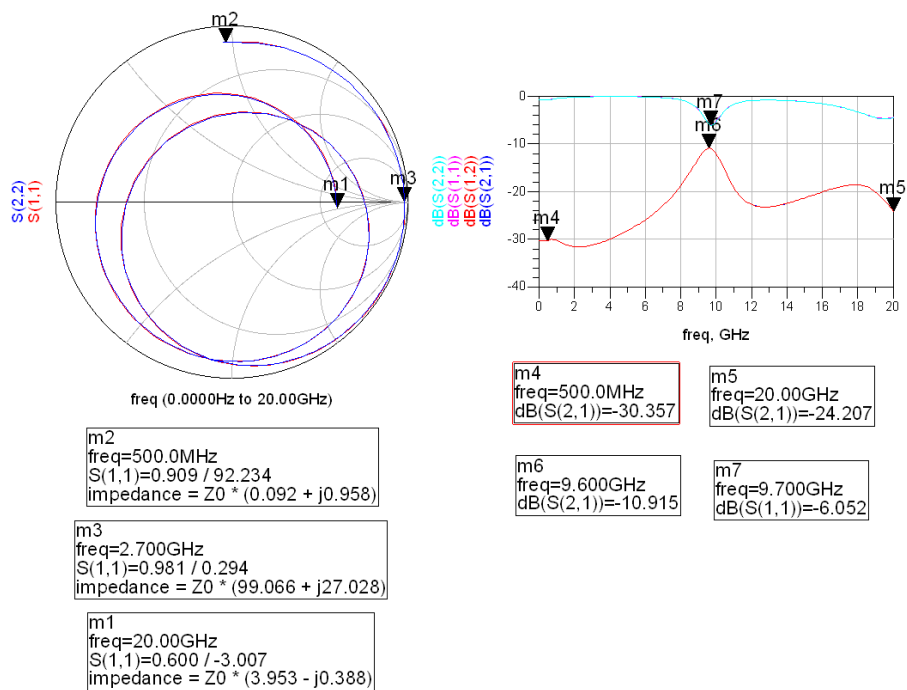


Figur 50: Måleresultat for type2-bølgeprobe med 100 μm bredde.

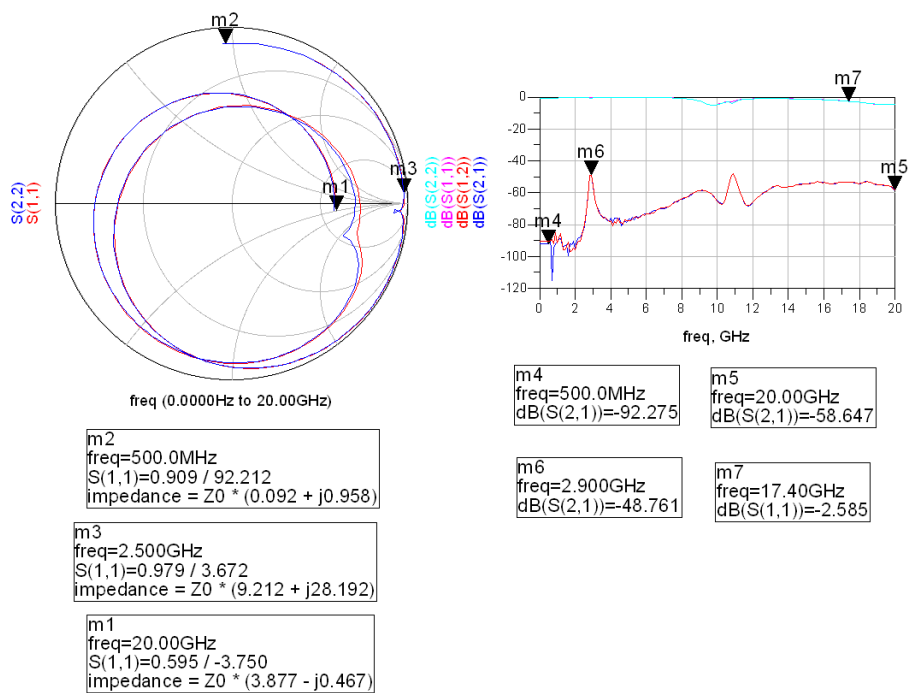
K Koblede spoler.



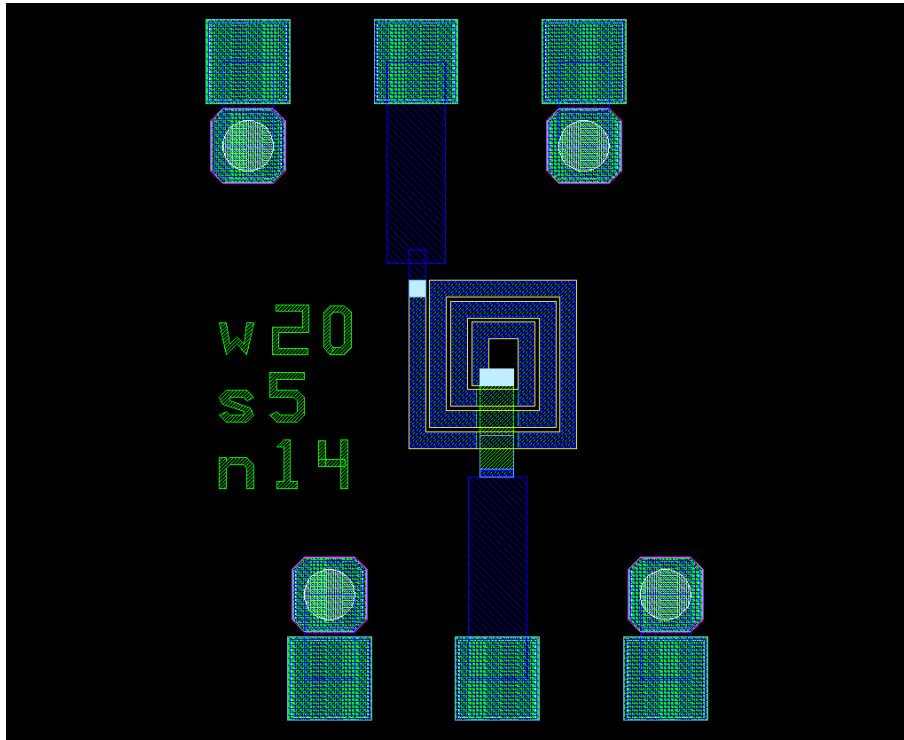
Figur 51: Kobling mellom spoler, avstand 20 um.



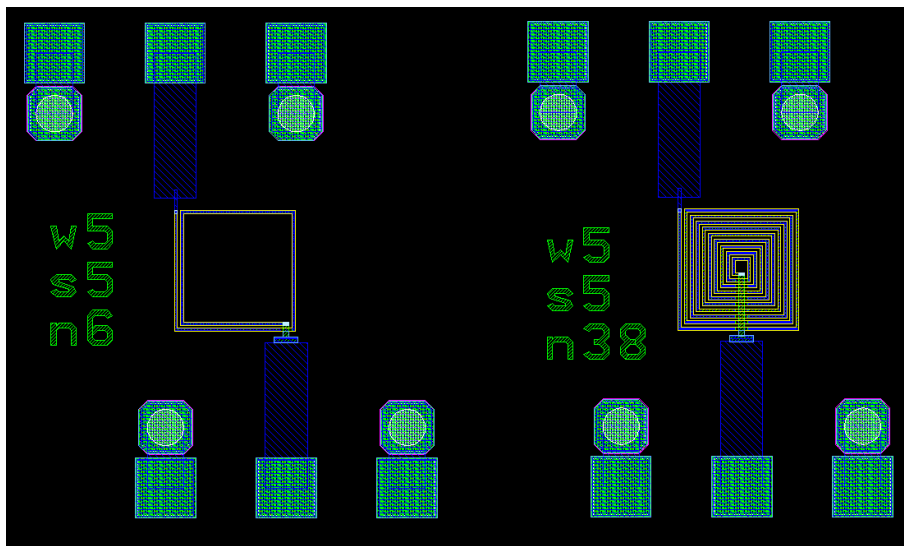
Figur 52: Kobling mellom spoler, avstand 40 um.



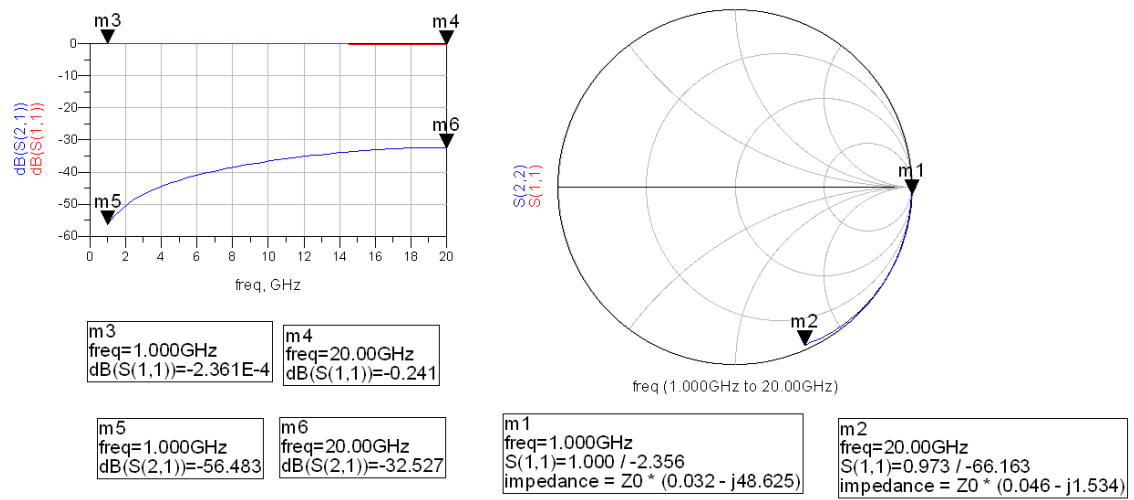
Figur 53: Kobling mellom spoler, avstand 913 μm .



Figur 54: Enkel spole med 14 vinninger.



Figur 55: Utlegg for spoler med seks og 38 vinninger.



Figur 56: Kobling mellom spoler i den direksjonelle kobleren.

Referanser

- [1] *Designmanual for generell HBT-prosess.*
- [2] Noyan Kinayman & M. I. Aksun. *Modern Microwave Circuits.* ARTECH HOUSE INC, BOSTON, 2005.
- [3] Indr Bahl. *Lumped Element for RF and Microwave Circuits.* ARTECH HOUSE INC, BOSTON, 2003.
- [4] Paul Tasker Jan Verspecht, Jan Verspecht bvba. *2007 IEEE Radio and Wireless Symposium.* WORKSHOP WS2 NOTES, RWS, 2007.
- [5] I. D. Robertson & S. Lucyszyn. *RFIC and MMIC design and technology.* IEE Circuits, Devices and Systems Series, 13, 1995.
- [6] David M. Pozar. *Microwave and RF Design of Wireless Systems.* John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [7] Paal Brokka Rike. *Design av direksjonelle koblere.* Prosjektoppgave, 2008.