

Fraktalantenner

868/915MHz Kretskortantenner for kortholdskommunikasjon

Kristian Flakk

Master i elektronikk

Oppgaven levert: Juni 2006

Hovedveileder: Jon Anders Langen Aas, IET

Biveileder(e): Endre Rindalsholt, Nordic Semiconductors ASA

Oppgavetekst

Denne oppgaven er en studie av små, billige 868/915 MHz antenner for kortholdskommunikasjon, som kan lages på standard FR-4 kretskort. Antennene må være kompatible med eksisterende 868/915 MHz RF transceivere fra Nordic Semiconductor ASA. Oppgaven bygger på en prosjektoppgave.

Oppgaven består av følgende:

- teoretisk studie av ubalanserte fraktale antenner, med vekt på Hilbertfraktalantenner og Minkowskifraktalantenner.
- design av Hilbertfraktalantenne.
- implementering av Hilbertfraktalantenne og Minkowskifraktalantenne fra prosjektoppgaven på FR-4 substrat.
- praktisk karakterisering av antennene, både med impedansmålinger og strålingsegenskaper.

Oppgaven gitt: 16. januar 2006

Hovedveileder: Jon Anders Langen Aas, IET

Forord

Min masteroppgave ved Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet (NTNU) handler om små kretskortantenner for bruk i ISM-båndene (lisensfrie lav-effekt frekvensbånd) ved 868/915 MHz sammen med radiomoduler fra Nordic Semiconductor ASA. Antennene er laget med fraktale strukturer. Masteroppgaven er gitt av Nordic Semiconductor ASA og bygger på et prosjekt ved NTNU som jeg utførte i samarbeid med Per-Anders Krogstad høsten 2005. Mine veiledere har vært førsteamanuensis Jon Anders Aas ved NTNU og Endre Rindalsholt ved Nordic Semiconductor ASA.

Jeg vil gjerne få takke begge to for all hjelp og veiledning jeg har fått i arbeidet med masteroppgaven. I tillegg vil jeg takke Siri Lima og Olav Ådne Aas for korrekturlesning.

Trondheim, 28. juni 2006

Kristian Flakk

Sammendrag

Ved å bruke fraktale strukturer i antennedesign kan det lages antenner med interessante egenskaper, det kan være miniatyranter eller multi/bred-bands-antennene. I masteroppgaven er Hilbertfraktalen brukt til å lage en ubalansert miniatyranter. Antennen er laget som en integrert invertert F-antenne. Hilbertfraktalantennen er sammenlignet med en antenne laget med en modifisert Minkowskifraktal. Minkowskifraktalantennen er laget som en integrert invertert L-antenne. Begge antennene er ubalanserte og referert til 50Ω kildeimpedans. ADS Momentum er brukt som simuleringsverktøy, og endelig struktur er funnet igjennom simuleringer. Antennene er blitt produsert, og det er målt impedanseegenskaper på en automatisk nettverksanalysator og strålingsdiagram i antennehallen ved NTNU. Begge antennene har strålingsdiagram som ligner strålingsdiagrammet for en elektrisk liten dipol med gain tilnærmet $-2,5$ dBi for Minkowskifraktalantennen og $-5,6$ dBi for Hilbertfraktalantennen. Det er brukt en monopole som referanseantenne. Hilbertfraktalantennen har båndbredde på 34 MHz og resonansfrekvens ved 943 MHz, mens Minkowskifraktalantennen har båndbredde på 79 MHz og resonansfrekvens ved 950 MHz. Arealet til antennene er $0,962 \text{ cm}^2$ for Hilbertfraktalantennen og $1,15 \text{ cm}^2$ for Minkowskifraktalantennen. Resultatene er interessante med hensyn på arealbruk og antenneprestasjoner, og det anbefales videre arbeid med fraktaler som basis for miniatyranter.

Innhold

1	Innledning	1
1.1	Beskrivelse av oppgaven	1
1.2	Motivasjon	1
1.3	Relevans og forventning	1
1.4	Masteroppgavens oppbygning	2
2	Innføring i fraktalteori	5
2.1	Fraktal	5
2.2	Dimensjon til fraktaler	6
2.3	Fraktaler som antenner	7
2.3.1	Enkle elementer	7
2.3.2	Array Bredbåndsantenner	7
2.3.3	Historisk utvikling av fraktale antenner	8
3	Fraktale typer	9
3.1	Minkowskifraktal	9
3.2	Hilbertfraktal	10
4	Antenne teori	13
4.1	Generelt	13
4.2	ELA	15
4.2.1	Små resonante antenner	15
4.2.2	IIFA	16
4.3	Bølgeutbredelse i substrat	16
4.4	S-parametere	19
5	ADS Momentum	21
5.1	Generelt	21
5.2	Problemløsning med ADS Momentum	22
5.2.1	Maskenettverk	22
5.2.2	Kalibrering av S-parametere	22
5.2.3	Adaptiv frekvenssampling	24
5.2.4	Simulering av tap i metall	24
5.2.5	Simulering med endelig jord	25
5.2.6	Begrensninger og spesielt for Momentum	25

6	Design av fraktalantenne	27
6.1	Generelt	27
6.2	Substrat og oppsett av simulator	28
6.3	Hilbertfraktalantenne	30
6.4	Tilkoblingslinje	31
6.5	Parametere	33
6.5.1	Areal	33
6.5.2	Smith diagram	33
6.5.3	Standbølgeforhold	33
6.5.4	Resonansfrekvens	34
6.5.5	Impedans	34
6.5.6	Båndbredde	34
6.5.7	Strålingsdiagram	34
6.5.8	Gain	35
7	Målemetode	37
7.1	Generelt	37
7.2	Impedansmålinger	37
7.2.1	Metode	37
7.2.2	Feilanalyse	39
7.3	Strålingsdiagram	39
7.3.1	Metode	39
7.3.2	Montering av antenne for målinger	42
7.3.3	Feilanalyse	43
8	Resultater	45
8.1	Impedanseegenskaper	45
8.1.1	Minkowskifraktalantenne	45
8.1.2	Hilbertfraktalantenne	45
8.2	Strålingsegenskaper	47
8.2.1	Minkowskifraktalantenne	47
8.2.2	Hilbertfraktalantenne	50
8.2.3	Måling av gain	50
9	Konklusjon	53
9.1	Viktige resultater	53
9.2	Anbefalinger for videre arbeid	55

Figurer

2.1	Venn diagram over sammenhengen mellom selv-similære og symmetriske antenner [19].	8
3.1	Minkowskifraktal.	9
3.2	Minkowskifraktal.	10
3.3	Hilbertfraktal for $n=1$ og $n=2$	11
3.4	Definering av størrelser for Hilbertfraktal.	11
3.5	Hilbertfraktal for $n=3$	12
4.1	Sirkel som omkranser en elektrisk liten antenne.	13
4.2	Integret inverter F-antenne.	17
4.3	Koplanar bølgeleder og koplanar striplinje.	17
4.4	Definering av substratmål.	17
6.1	Portplassering i simulator.	29
6.2	Substrat med de forskjellige planene.	29
6.3	Sammenligning av Hilbertfraktal og modellert, for $n=3$ og 200 μm som både lederbredde og minste lederlengde (d) i modellen.	31
6.4	Designet antenne.	32
6.5	Akser i ADS Momentum [28].	35
7.1	SMA-konnektor.	37
7.2	Kobling av antenne for måling på ANA.	38
7.3	Målte standbølgeforhold med forskjellig plassering av ferrittkjerne.	38
7.4	Prinsippskisse for måleoppsett i ekkofrittrom.	40
7.5	xz-planet.	41
7.6	xy-planet.	41
7.7	Log-periodisk dipolantenne.	41
7.8	Referanseantenner.	42
7.9	Testantenne montert for måling i antennehall.	42
7.10	Strålingsdiagram for dipol med flyttet antennenetårn.	44
8.1	Simulert og målt for Minkowskiantenne.	46
8.2	Stort substrat og ideell jord.	46
8.3	Sammenligning av Minkowskifraktalantenner med vanlig substrat, stort substrat, stort jordplan og simulerte verdier.	47

8.4	Simulert og målt for Hilbertantenne.	48
8.5	Strålingsdiagram for Minkowskifraktalantenne.	49
8.6	Strålingsdiagram for Hilbertfraktalantenne.	51

Tabeller

4.1	Reflektert og utsendt effekt for forskjellige standbølgeforhold [2].	20
5.1	Porter i Momentum.	23
8.1	Maksimal S_{12} for referanseantennene, $-180^\circ < \theta < 180^\circ$	50
8.2	Maksimal S_{12} for testantennene i tre plan.	50
9.1	Parametere for Minkowskifraktalantenne.	53
9.2	Parametere for Hilbertfraktalantenne.	54
9.3	Målt båndbredde med 10 % avvik.	54
9.4	Målt gain med 10 % avvik.	54

I kapittel en blir oppgaven presentert og konkretisert. Oppgavens oppbygning blir vist, og i tillegg blir det gitt noen av motivasjonsfaktorene for valg av masteroppgave.

1.1 Beskrivelse av oppgaven

Masteroppgaven er en fortsettelse av et prosjekt utført høsten 2005 ved NTNU av P-A. Krogstad og K. Flakk [1]. I prosjektoppgaven ble det blant annet designet en ubalansert Minkowskifraktalantenne som var både liten og hadde interessante impedanseegenskaper. Det er mange andre interessante fraktale strukturer for bruk i antennesammenhenger. I masteroppgaven blir Minkowskifraktalen fra prosjektoppgaven produsert og antenneegenskapene blir sammenlignet med en ubalansert antenne laget på basis av en Hilbertfraktal.

1.2 Motivasjon

Antenner er fascinerende! Det er en av de tingene jeg har funnet ut i løpet av mine fem år ved NTNU. Jeg har valgt å fordype meg i antenneteknologi for å lære mer om hvordan antenne fungerer og hvordan de kan lages. Masteroppgaven handler om kretskortantenner, hvor antennestrukturen er på et dielektrisk støttesubstrat. Kretskortantenner er interessante ut i fra at de kan være enkle og billige å produsere, slik at de er egnet for forbrukerelektronikk og masseproduksjon. Design av kretskortantenner er ofte prøving og feiling. Som det ble sagt en gang i vår: “Kretskortantenner er nesten magisk, plutselig fungerer det.”

Jeg ville gjerne se om Minkowskifraktalantennen som ble simulert i prosjektoppgaven fungerte. Ved å bruke fraktale strukturer kan det lages antenner som er svært små eller som er bredbåndet, og jeg ville gjerne måle antenneegenskapene til den simulerte antennen fra prosjektet og til en ny antenne med en annen og enda mer lovende struktur. Fraktaler fascinerer meg, og valget av masteroppgave var lett.

1.3 Relevans og forventning

Etterspørselen etter forbrukerelektronikk med radiomoduler er økende. Lav-effekts radiomoduler kan fritt bruke de lisensfrie ISM-bånd til radiokommu-

nikasjon. I masteroppgaven er det designet en antenne for bruk i 915 MHz-båndet. I forbrukerelektronikk er størrelse ofte den viktigste faktoren for valg av radiomodul. Samtidig er lav pris og lav kompleksitet også viktig for å kunne masseprodusere et billig produkt. Det vil si at dersom 915 MHz-båndet skal brukes så må det gjøres grep for å få til en antenne som er liten nok til at den totale radiomodulen blir minst mulig. Bølgelengden i friluft for 915 MHz er 33 cm, noe som er stor i forhold til at den ferdige brikken kan ha et areal på ned mot fem kvadratcentimeter. En vanlig tilnærming til å redusere antennessørrelsen er å bruke en elektrisk liten antenne som impedanstilpasses for å brukes ved ønsket frekvens. Det er stort prispress i markedssegmentet hvor Nordic Semiconductor ASA leverer radiomoduler og alle måter eller teknikker som reduserer behovet for diskrete komponenter i radiomodulen er interessant for å øke fortjenesten på produktet. I masteroppgaven er det brukt fraktale strukturer til å lage resonante monopoler som ikke er avhengig av eksterne tilpassningskomponenter. Fraktale monopoler er eksempler på at det er mulig å lage små og billige kretskortantennener. Selv om både fraktal antenner og elektrisk små antenner har relativt dårlig strålingseffektivitet, er gain ikke en kritisk parameter i system hvor radiomodulen er tenkt brukt. Det antas at det er en kraftig “basestasjon” som har stor nok gain og sender ut nok effekt at problemet med lavt antennegain på kretskortantennen blir eliminert. Dominant polarisasjon for kretskortantennen er heller ikke et krav, da antennen ikke kan forventes å ha en statisk posisjon i forhold til “basestasjonen”, samt at flerveistransmisjon vil degradere polarisasjonsrenheten [11].

Fraktale antenner er et forholdsvis nytt felt innen antenedesign, og det har vært en utfordring å finne gode kilder og relevant teori. Ofte rapporteres det om antenneegenskapene til en struktur, men en analytisk tilnærming til fraktaler som antenner er vanskelig å finne. Det har lyktes å finne noe teori. Også å finne bølgeutbredelsesparameterne for en antenne som er plassert på et dielektrisk substrat uten jord på undersiden av antennestrukturen har vært vanskelig. I masteroppgaven er det vist en måte som gir et anslag på bølgelengden, hvor det tas utgangspunkt i at antennen er bygd opp av mange koplanare striplinjer.

Det er beskrevet mange forskjellige varianter av små antenner hvor det er brukt fraktale strukturer som antenner. Den tilnærmingen som er valgt i masteroppgaven, ved å lage en integrert invertert F-antenne med Hilbertfraktal som struktur, er også brukt av andre [16]. Resultatene fra [16] og fra andre tilsier at det kan forventes en antenne som har strålingsdiagram som en elektrisk liten dipol og som har moderat gain i størrelsesorden mindre enn to dBi. Impedanseegenskapene forventes å være gode med det designet som er brukt i masteroppgaven.

1.4 Masteroppgavens oppbygning

Oppbygningen av masteroppgaven er slik at leseren i kapittel to og tre får en innføring i fraktaler og da spesielt i Minkowskifraktalen og Hilbertfraktalen. Det

er lagt vekt på å gi leseren bakgrunnsteori om fraktaler og definere de viktigste størrelsene, samt å beskrive de brukte fraktalstrukturene best mulig. Kapittel fire består av generell antenneteori, med vekt på teori som er spesifikk for små antenner. Det blir også vist en måte å beregne bølgelengden i et substrat. I arbeidet med masteroppgaven er det blitt brukt ADS Momentum som simuleringsverktøy, og i kapittel fem blir ADS Momentum beskrevet. Virkemåten til programmet blir enkelt forklart og spesielle hensyn blir nevnt. Design av Hilbertfraktalantennen blir gjort i kapittel seks. Her blir tankegangen bak antennen beskrevet og det blir vist hvordan antennen er modellert. De forskjellige parameterne som brukes til å beskrive antennen blir også gitt. I kapittel sju er metodene for måling av antenneprestasjonene vist, og det er utført feilanalyse av målemetodene. Resultatene fra både simulering og målinger er vist i kapittel åtte. Her blir også kvaliteten på resultatene diskutert. I kapittel ni er konklusjonen, og det blir anslått feilmargin. I tillegg blir det gitt anbefalinger for videre arbeid.

Innføring i fraktalteori

2

I dette kapittelet blir begrepet fraktal definert. Kort blir det gitt en historisk utledning av fraktaler og viktige begrep for å forstå fraktaler blir presentert.

2.1 Fraktal

Fraktaler finnes i mange sammenhenger. Både innen kunst, geografi, geologi og matematikk brukes fraktaler. I noen sammenhenger er det fraktalenes matematiske egenskaper som er interessante, mens det i andre er selve strukturens form som brukes. Etter at PC-ene ble tilgjengelig på 80-tallet, ble det mulig å visualisere fraktalene slik at vanlige mennesker også kunne se dem, og dermed fikk fraktalene mer allmenn oppmerksomhet. Fraktaler ble interessant og hipt. Begrepet fraktal ble lansert av Benoit Mandelbrot i 1975. Han gav ut en bok, “Les Objets Fractals: Forme, Hasard, et Dimension”, hvor begrepet fraktal ble introdusert og forsøkt definert. Selv om begrepet fraktal er tilskrevet Mandelbrot, er mange av geometriene som nå blir regnet som fraktal, beskrevet og studert tidligere. Strukturene har fått navn etter sine oppdagere, eksempler er Kochs snøflak (1904) og Peanos monsterkurve (1890). Fraktale strukturer også er kjent fra Sanskrittekster og fra Albrecht Durers “The Painter’s Manual” fra 1525 [9, 13, 14].

Mandelbrot forente tankene om “rekursivt selvsimilære strukturer” og strukturer uten en klar dimensjon. Ideen om “rekursivt selvsimilære” ble lansert av filosofen Leiniz og er videreutviklet av mange, blant annet Karl Weierstrass, Helge von Koch og Paul Pierre Lévy. Weierstrass fant i 1872 en funksjon som har egenskapen at den er kontinuerlig overalt, men ikke deriverbar. Koch fant en lignende struktur (Koch snøflaket) og han gav en mer geometrisk definisjon enn det som tidligere var gjort.

Den allmenne definisjonen på fraktal er en figur som er bygd opp av kopier av seg selv, slik at den ved alle skaleringer ser ut som en kopi av seg selv. Dette refereres ofte til som uendelig kompleksitet. Det er ingen entydig matematisk definisjon på fraktaler, men egenskapene som en fraktal vanligvis har er beskrevet. I [26] gjengir G A Hjelle disse. En mengde E i et euklidisk rom betegnes som fraktal dersom den har de fleste av følgende egenskaper [9, 26]:

- i. E har en fin struktur, det vil si irregulære detaljer på vilkårlige små skalaer.

- ii. E er for irregulær til å bli beskrevet ved tradisjonell geometri, enten lokalt eller globalt.
- iii. Ofte har E en form for selvsimilaritet, kanskje på en statistisk eller tilnærmet måte.
- iv. Vanligvis er Hausdorffdimensjonen til E større enn den topologiske dimensjonen.
- v. E opptrer ofte på en “naturlig” måte.

Fraktalene som er brukt i denne oppgaven er selvsimilære. Selvsimilære fraktaler kan deles inn i tre grupper: eksakt selvsimilære, kvasi selvsimilære og statistisk selvsimilære. Forskjellen mellom de forskjellige formene ligger i hvor nøyaktig fraktalen er en kopi av seg selv ved forskjellige skaleringer. Statistisk selvsimilær er den svakeste formen for selvsimilaritet. Da har fraktalen numeriske eller statistiske mål som går igjen ved skalering [14].

2.2 Dimensjon til fraktaler

Topologisk dimensjon er den klassiske måten å regne dimensjon på. Det vil si at linjer har dimensjon en, plan har dimensjon to og rom har dimensjon tre. Den topologiske dimensjonen kan defineres slik:

Gitt en mengde A . Dimensjonen til A er den minste $n \in \mathbb{N}$ slik at A kan settes til en-til-en korrespondanse med en mengde $X \in \mathbb{R}^n$.

Denne definisjonen er ikke gyldig i alle sammenhenger. Det som kalles Peanos monsterkurve er en kurve som kan fylle en hel flate, og ut i fra definisjonen på klassisk dimensjon vil da flaten ha dimensjon en, selv om det virker som om den fyller planet. Peanos kurve er en fraktal struktur, og er et eksempel på at det for fraktale strukturer må være mulig å ha en ikke heltallig dimensjon. Hausdorffdimensjonen er den måten å regne dimensjon på som beskriver dimensjonen til fraktalen, men er ofte vanskelig å beregne. Dersom “åpne mengde” betingelsen er oppfylt, er Hausdorffdimensjonen lik similaritetsdimensjonen s [9, 14, 26]. Similaritetsdimensjonen kan regnes ut slik:

$$s = \frac{\log N}{\log \left(\frac{1}{f}\right)} > 0 \tag{2.1}$$

N er antallet identiske nedskalerte kopier av originalen, skalert med en faktor f [9, 14, 20, 31]. Hver skalering kalles en iterasjon, n .

2.3 Fraktaler som antenner

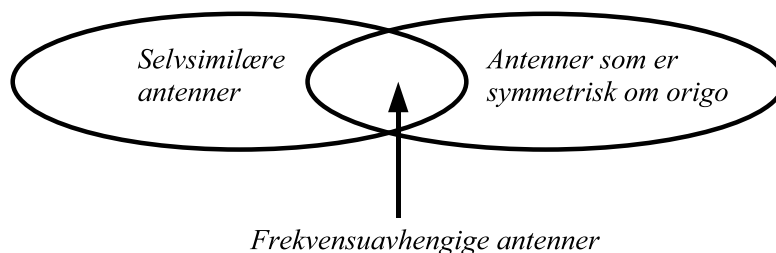
Design av antenner er en avveining mellom de forskjellige egenskapene som en antenne kan ha. Fraktale strukturer er en mulighet for å lage antenner med egenskaper som er bedre eller annerledes enn tradisjonelle antenner basert på Euklidsk geometri. Det er i hovedsak to egenskaper ved fraktaler som er interessante, nemlig muligheten for å lage miniatyranter og muligheten for å bruke selvsimilaritetssegenskapene til fraktalene for å lage bredbåndsentenner og/eller multibandantenner [9, 19].

2.3.1 Enkle elementer

Miniatyrisering av antenneelementer ved å bruke fraktale strukturer muliggjør betydelige arealbesparelser, noe som er spesielt interessant for produsenter av masseproduserte forbrukerprodukter med trådløst grensesnitt. Det er mulig å lage de fleste kjente enkle antennekonfigurasjoner med fraktale geometrier. Monopoler, dipoler, Yagi-antenner, bow-tie-antenner og så videre er laget med fraktale strukturer.

2.3.2 Array Bredbåndsentenner

Egenskapene til en standard antenne array er i hovedsak bestemt av elementenes innbyrdes plassering [9]. Den innbyrdes avstanden er frekvensavhengig, og standard antenne arrays har dermed en begrenset båndbredde. Fraktale geometrier kan brukes til å lage antenner med større båndbredde og/eller multibandantenner. Forskjellige fraktale dimensjoner i antenneelementfordelingen virker inn på strålingsegenskapene. Tilfeldige fraktaler (strukturer som ikke er selvsimilære, men har en kompleks form og Hausdorffdimensjon større enn den topologiske dimensjonen) kan redusere fraktaldimensjonen, og det er da vist at man får bedre kontroll med sidelobnivået [9]. Mange fraktaler er selvsimilære. Betingelsen for å oppnå frekvensinvarians over et frekvensområde, enten kontinuerlig eller diskret, er Holdfeld-Cohen-Rumseys (HCR) prinsipp [18, 19, 21]. HCR betyr at dersom en strålende struktur skal være frekvensuavhengig, må strukturen være selvsimilær og symmetrisk om origo, hvor origo er et symmetripunkt for strømfordelingen. Origo er derfor egnet som matepunkt for antennen. HCR er en utvidelse av Rumseys prinsipp og ble oppdaget i 1999 [21]. Rumseys prinsipp for frekvensinvarianser er at antenner må designes slik at de er vinkelavhengige og ikke lengdeavhengige i utforming [2]. Fraktaler som oppfyller HCR, er en delmengde av de fraktale antennene, og de kan brukes til å lage antenner med svært gode bredbåndsegenskaper. Andre antenner som oppfyller HCR, er blant annet log-periodiske antenner, spiral-antenner, sinus-antenner [18, 19, 21]. Ved å bruke fraktaler til å lage bredbåndsentenner, kan avhengigheten av form for å oppnå en bestemt funksjonalitet reduseres. Dermed kan det innenfor det samme volumet realiseres mange forskjellige konfigurasjoner [19].



Figur 2.1: Venndiagram over sammenhengen mellom selv-similære og symmetriske antenner [19].

2.3.3 Historisk utvikling av fraktale antenner

Fraktale antenner er et nytt område innen antenndesign. En av pionerene er N. Cohen, som i 1988 laget en antenne med selvsimilær struktur [25]. Han grunnla i 1995 Fractal Antennas Inc, som er en viktig utvikler av fraktal antenner. Et annet viktig firma for utvikling av fraktale antenner, spesielt monopoler, er Fractus, hvor C. Puente er en grunnleggerne. Mange av de kjente fraktale geometriene er blitt forsøkt brukt som antenner, det være seg blant annet Koch-kurver, Sierpinski-teppet, Minkowski-kurver og Hilbert-kurver [9, 25, 29]. De to siste er brukt senere i oppgaven.

Forskjellige fraktaler har forskjellige egenskaper som antenner. For en best mulig effektiv utnyttelse av deres egenskaper, kan det som Cohen sier, være nyttig å vite hvilke antenneegenskaper fraktalen skal forbedre. Er det strålingsegenskaper eller miniaturisering som er viktigst i den gitte applikasjonen [19, 29].

Fraktale typer

De fraktale strukturene som er brukt, blir beskrevet. Minkowskifraktalen er brukt i prosjektoppgaven for å designe en antenne, mens Hilbertfraktalen blir brukt som utgangspunkt i denne oppgaven. Egenenskapene til kurvene blir vist.

3.1 Minkowskifraktal

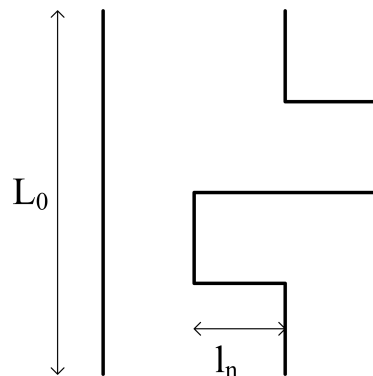
Det finnes mange forskjellige fraktaler som er selvsimilære kurver i et plan. I prosjektoppgaven ble Minkowskifraktalen brukt som antenne, fordi strukturen er enkel å beskrive matematisk og enkel å implementere. En Minkowskifraktal er ikke den mest arealeffektive fraktale strukturen, men den er et godt utgangspunkt for å studere hvordan størrelsen på den overordnede geometriske strukturen forandres når en linje erstattes med en fraktal struktur.

Minkowskifraktalen lages ved å dele en initiallengde L_0 inn i fire like deler, og deretter erstatte L_0 med fraktalen, som vist i figur 3.1, slik at hvert linjestykke i strukturen har en lengde $L_0/4$. Den totale fysiske lengden målt langs linjestykkene vil dermed dobles, samtidig som den totale høyden til strukturen forblir den samme [1].

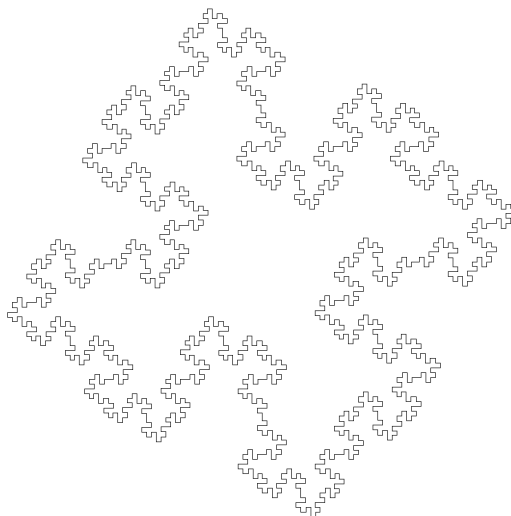
Lengden målt langs linjestykkene vil da etter n iterasjoner være $L_n = 2^n \cdot L_0$. En Minkowskifraktal med fysisk lengde L_n har høyde

$$L_0 = \frac{L_n}{2^n} \quad (3.1)$$

Lengden på de minste linjestykkene l_n vil være gitt av



Figur 3.1: Minkowskifraktal.



Figur 3.2: Minkowskifraktal.

$$l_n = \frac{L_0}{4^n} \quad (3.2)$$

slik at total lengde vil bli [1]

$$L_n = 8^n \cdot l_n \quad (3.3)$$

Fraktaldimensjonen til Minkowskikurven beregnes ved hjelp av (2.1). Her er N antall kopier og f skaleringsfaktoren for påfølgende iterasjoner. Minkowskifraktalen har N lik åtte og f er $\frac{1}{4}$, slik at for store n blir similaritetsdimensjonen:

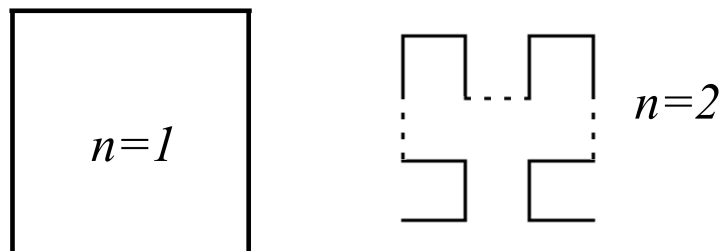
$$s = \frac{\log 8}{\log \left(\frac{1}{1/4}\right)} = 1,5 \quad (3.4)$$

3.2 Hilbertfraktal

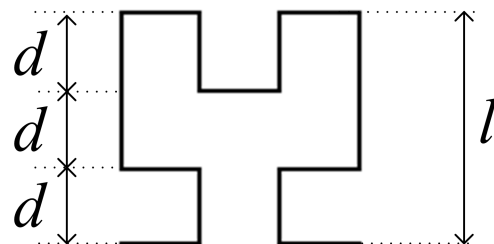
En interessant selvsimilær fraktal er Hilbertfraktalen. Hilbertfraktalen har gode planegenskaper, men den er ikke eksakt selvsimilær, mer kvasi selvsimilær.. Den fyller ut planet mer og mer for hver iterasjon. Figur 3.3 viser hvordan Hilbertfraktalen blir generert. De stiplede linjene er tilkoblingslinjer som må være med for å koble sammen de skalerte versjonene av versjonen av fraktalen som skales. Hilbertfraktalen er kvadratisk og vil for et gitt areal avgrenset av kurven for $n=1$, fyller dette arealet mer og mer [9].

De korteste lengdene d i figur 3.4 er gitt av (3.5) [9]:

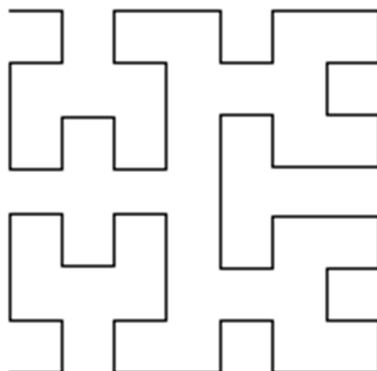
$$d = \frac{l}{2^n - 1} \quad (3.5)$$



Figur 3.3: Hilbertfraktal for $n=1$ og $n=2$.



Figur 3.4: Definerings af størrelser for Hilbertfraktal.

Figur 3.5: Hilbertfraktal for $n=3$.

Den totale lengden til fraktalen er [17]:

$$L_n = \frac{4^n - 1}{2^n - 1} \cdot l, \quad n > 0 \quad (3.6)$$

Her er l lengden til den ene siden av kvadratet som omskriver fraktalen. Similaritetsdimensjonen til Hilbertfraktalen er gitt av (2.1). Innsatt for antall kopier og skaleringsfaktor blir s [9]:

$$s = \frac{\log\left(\frac{4^n - 1}{4^{n-1} - 1}\right)}{\log\left(\frac{2^n - 1}{2^{n-1} - 1}\right)} \quad (3.7)$$

n er her antall iterasjoner fraktalen har. Dersom n blir stor, vil s bli:

$$s \approx \frac{\log\left(\frac{4^n}{4^{n-1}}\right)}{\log\left(\frac{2^n}{2^{n-1}}\right)} = \frac{\log 4}{\log 2} = 2 \quad (3.8)$$

Hilbertfraktalen vil fylle et plan ved tilstrekkelig stort (uendelig) antall iterasjoner.

Antenne teori

I dette kapitlet blir generell antenne teori og teori spesielt for elektrisk små antenner gitt. Det blir også vist et uttrykk for å anslå bølgelengden i substratet.

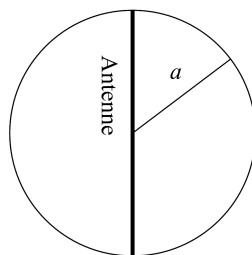
4.1 Generelt

Det tilgjengelige volumet for en antenne i et system kan ofte være begrenset eller på andre måter tilfeldig tildelt. I de fleste sammenhenger er det viktig med en mest mulig effektiv utnyttelse av det tilgjengelige volumet for en antenne, slik at det ferdige produktet inkludert radiosystemet er kompakt og gjerne lite. Det er blitt mer og mer populært med trådløse produkter, det kan være mobiltelefoner, spillkonsoller, høytalere, hodetelefoner og så videre, og denne utviklingen fører til at antennestørrelsen blir mer og mer viktig. Tilgjengelig areal/volum er ofte så lite at det er nødvendig å bruke en elektrisk liten antenne. En elektrisk liten antenne (ELA) er en antenne som omkranses av en sirkel med en radius mindre enn $\lambda/2\pi$ [6,27], dette kalles ofte Wheelers radius, og kan uttrykkes slik:

$$k \cdot a < 1 \quad (4.1)$$

Her $k = 2\pi/\lambda$, hvor λ er frittromsbølgelengden og a radiusen til en kule som omkranser den største utstrekningen til antennen (meter).

Hovedutfordringen ved å bruke en ELA er impedanstilpassning mot matenettverk. ELA har ofte liten reell inngangsimpedans og stor imaginær inngangsimpedans, noe som gjør at det kan bli store refleksjoner ved inngangsterminalen, siden mange antenner mates med et 50Ω matenettverk. Den imaginære impedansen bidrar til induksjonsfeltene i nærfeltet, mens den reelle delen av impedansen bidrar til tapene i antennen. Det er mange tap i en antenne, det



Figur 4.1: Sirkel som omkranser en elektrisk liten antenne.

er tap i antennestrukturen på grunn av endelig ledeevne i lederne, kobling med omgivelser, kobling med jordplanet og strålingstap. Alle disse tapene bidrar til inngangsmotstanden [9, 27]. Effektiviteten til en antenne er gitt av tapene i antennestrukturen og strålingsmotstanden [3, 9].

$$\eta_a = \frac{R_r}{R_r + R_m} \quad (4.2)$$

Her er η_a effektiviteten til antennen, R_r strålingsmotstand og R_m tap i antennestrukturen. Denne sammenhengen kan også uttrykkes med effekt [2]:

$$\eta_a = \frac{P_r}{P_{in}} \quad (4.3)$$

I (4.3) er P_r utstrålt effekt fra antennen, mens P_{in} er den effekten som antennen blir tilført. Utstrålt effekt kan beregnes fra Poyntings vektor. Poyntings vektor er gitt av de elektromagnetiske feltene. \vec{E} - og \vec{H} -feltene kan finnes dersom strømfordelingen til antennen er kjent.

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (4.4)$$

Realdelen av Poyntings vektor i radiell retning er effekttettheten S , og utstrålt effekt vil da være:

$$P_r = \int \int \left(\text{Re} \left(\vec{S} \right) \cdot \hat{r} \right) ds \quad (4.5)$$

Her er \hat{r} enhetsvektor i radiell retning. Strålingsintensiteten til en antenne er også gitt av effekttettheten:

$$U(\theta, \phi) = S(\theta, \phi) \cdot r^2 \quad (4.6)$$

I (4.6) er r radiell avstand fra antennen. Antennens gain er en systemparameter. Gain er et mål på hvor effektivt antennen er i en gitt retning referert til tilført effekt [3].

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (4.7)$$

Innsatt for effektiviteten i (4.3), er gain:

$$G(\theta, \phi) = \eta_a \cdot \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_r} = \eta_a \cdot D(\theta, \phi) \quad (4.8)$$

Dette viser at gain er lik direktiviteten til antennen justert for hvor effektivt tilført effekt blir utstrålt. Direktiviteten til en antenne bestemmes av strålingsdiagrammet og (4.8) viser at gain i en gitt retninger er avhengig av strålingsdiagrammet.

4.2 ELA

Små antenner kan være praktiske sett ut ifra at de kan ta liten plass og at det komplette systemet da kan lages mindre. Selv om ELA er praktisk med henhold på volumutnyttelse, så er det viktige egenskaper ved ELA som virker begrensende på den overordnede systemprestasjonen. ELA har ofte høy Q-verdi og har liten strålingseffektivitet. Små antenner innenfor et volum har en teoretisk grense for minste Q-verdi antennen kan ha dersom man har en tapsfri antenne [6]. Q-verdi er et mål på impedansbåndbredden (inngangsimpedans), og høy Q betyr liten impedansbåndbredde. Det vil si at det er en grense på oppnåelig impedansbåndbredde for en gitt ELA. Impedansbåndbredden kan økes ved å innføre tap i antennestrukturen, men strålingseffektiviteten til antennen vil da bli redusert. For en liten lineær antenne i fritt rom er minste oppnåelige Q-verdi (en ideell dipol har den minste oppnåelige Q-verdi [6]) [11, 27]:

$$Q_L = \frac{1}{k^3 \cdot a^3} + \frac{1}{k \cdot a} \quad (4.9)$$

Denne ligningen forutsetter tapsfri antenne og tapsfritt matchnettverk. I ligningen er k bølgetallet og a er radius til en omkransende sirkel. I [2] justeres denne grenseverdien ved å inkludere antennens effektivitet i ligningen:

$$Q_L = \left[\frac{1}{k^3 \cdot a^3} + \frac{1}{k \cdot a} \right] \cdot \eta_a \quad (4.10)$$

Den teoretiske Q-verdien er for en antenne i fritt rom. I de aller fleste praktiske sammenhenger er antennen i nærheten av et jordplan eller andre ledende strukturer. Minste Q-verdi for en antenne nær et jordplan er gitt av Sten et. al. [24]. Tilnærmet båndbredde for en antenne som kan ekvivaleres som en RLC krets, kan uttrykkes med Q-verdi:

$$BW = \frac{S - 1}{Q \cdot \sqrt{S}} \quad (4.11)$$

BW er normalisert båndbredde, og S er standbølgefórhóldet som brukes for å uttrykke båndbredden [4, 6].

Det er flere forskjellige måter å måle strålingseffektiviteten til ELA. En måte er å bruke en “Wheeler Cap”. For en ELA er det vist at nærfeltet er innenfor radius $a = \lambda/2\pi$ [2, 27], og plassering av en “Wheeler Cap” med radius lik a vil medfóre minimal forstyrning av feltene. Når “capen” dekker antennen vil verken den reaktive eller den utstrålte effekten komme igjennom, men dersom lokket ikke er tilstede, vil effekt stråle ut i fjernfeltet. Ved å bruke målte S-parametere kan strukturtap skilles fra strålingsmotstand [27].

4.2.1 Små resonante antenner

I mange sammenhenger er det ónskelig at antennen ved operasjonsfrekvensen er i resonans slik at den da har god tilpassning til matenettverket. Dipolantenner

og monopoler over et perfekt jordplan er resonante når lengden til antenner er henholdsvis $\lambda/2$ og $\lambda/4$, hvor λ er bølgelengden i friluft eller i et dielektrikum, alt avhengig av hvordan antennen er montert. En annen måte for å få god impedanstilpassning er å bruke et impedanstransformeringsnettverk sammen med ELA slik at nettverket oppveier reaktansen til antennen. Det er også mulig å lage antenner som er fysisk lange, men som er innenfor et volumet, med en radius mindre eller lik grensen for ELA. Dette kan gjøres med meanderende antenner, zigzag antenner eller med fraktale antenner. Disse antennetyperne er eksempler på at hjørner og bøyer kan ekvivaleres med serieinduktanser slik at inngangsimpedansen til antennen får mindre imaginærdel uten at realdelen endres nevneverdig [19].

En fraktal antenne kan sees på som en strålende LC-krets [19, 21]. Økes antallet iterasjoner, blir kretsen mer og mer kompleks slik at virkningen av LC-elementene som fraktalen kan ekvivaleres med, øker. Dette fører til flere resonanser og frekvensskift mot lavere frekvenser. En av egenskapene til fraktalene er at de har større dimensjon enn euklidske geometrier. Dette muliggjør en effektiv utnyttelse av det tilgjengelig volumet, slik at antennene kan lages med resonansfrekvens på og under grensen for elektrisk liten antenne [19, 20, 23]. Grensefrekvensen for elektrisk små antenner er gitt av Wheelers radius. Deres fraktalantenner lages veldig små, elektrisk sett, er det stor sannsynlighet for at de har dårlig strålingseffektivitet [19, 25].

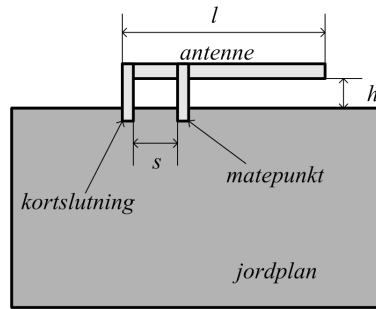
En fraktal antenne innenfor et elektrisk lite område muliggjør å ha flere enn ett strømfordelingsmaksimum, dermed kan antennestrukturen sees på som et array. Arrayelementene vil være nærmere enn vanlig, men avstanden er for stor til at det kan sees på som en enkelt liten antenne [19, 21].

4.2.2 IIFA

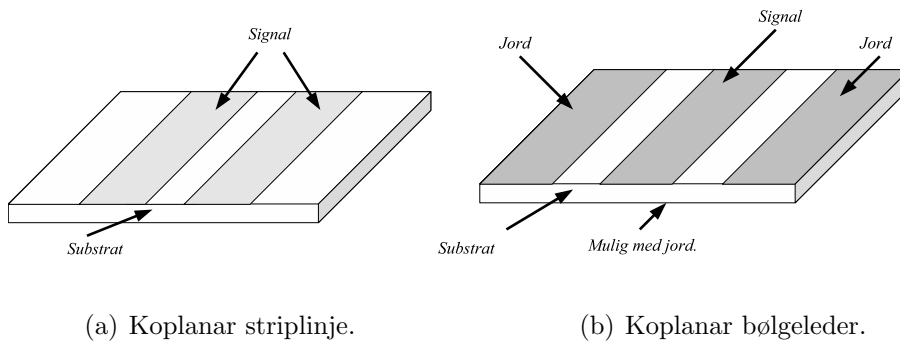
En integrert invertert F-antenne (IIFA) (kalles også printed IFA), er en strip monopol på et substrat. Utformingen er lik en IFA, men antennen er orientert parallelt med jordplanet som i figur 4.2. Jordplanet og antenneplanet er på hver sin side av et substrat. Antennen har en senterfrekvens som i hovedsak er gitt av lengden l . Avstanden mellom kortslutningen til jord og matepunktet, s , og avstanden ut i fra jordplanet varieres for å finne best mulig impedanstilpassning mot matenettverket [8, 10]. I figur 4.2 er en standard IIFA vist. Koblingen til jord er induktiv, mens antenneelementet parallelt med jordplanet er kapasitivt. IIFA er forventet å ha relativ moderat båndbredde.

4.3 Bølgeutbredelse i substrat

Antennene er på et substrat som er elektrisk tynt. I kapittel 3.2 er det vist at Hilbertfraktalen er laget slik at det er mange parallelle ledere i strukturen, og for å anslå bølgelengden i substratet kan teori for koplanare strip linjer (CPS) brukes [9]. En koplanar striplinje er to parallelle ledere på et substrat, som



Figur 4.2: Integret invertert F-antenne.

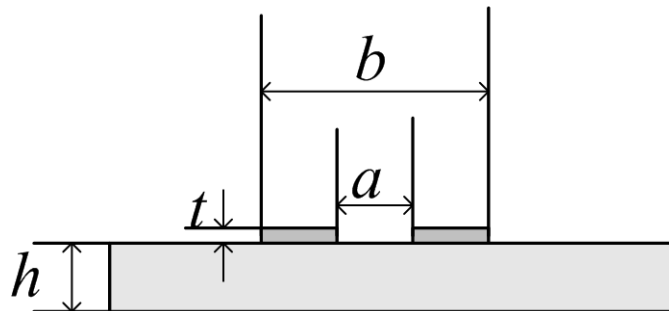


(a) Koplanar striplinje.

(b) Koplanar bølgeleder.

Figur 4.3: Koplanar bølgeleder og koplanar striplinje.

vist i figur 4.3a. Koplanare striplinjener er komplementære med koplanare bølgeledere [4]. En koplanar bølgeleder er vist i figur 4.3b. Koplanare bølgeledere på et substrat kan ha jord på undersiden av substratet i tillegg til på begge sider av signallederen. Det må beregnes en effektiv dielektrisitetskonstant ϵ_{eff} for å anslå bølgelengden i substratet. ϵ_{eff} kan regnes ut ved å anta at de korteste parallelle lederne i fraktalen (se figur 3.5) kan brukes som grunnlag for å anslå dielektrisitetskonstanten. To parallelle ledere som tilsvarer de korteste parallelle lederne i Hilbertfraktalen er vist i figur 4.4. Substrattykkelsen h i figur 4.4 er ikke proporsjonal med de størrelser som brukes i designet av Hilbertfaktalantennen i kapittel 6.



Figur 4.4: Definerings av substratmå.

Figur 4.4 viser to parallelle ledere med inneravstand a og ytteravstand b , hvor lengden til lederne er inn i planet. Ledertykkelsen t er ubetydelig i forhold til bølgelengden. Substratet har tykkelse h og dielektrisk konstant ϵ_r . Det er ikke jord på undersiden av substratet. De to parallelle lederne er en koplanar strip linje.

Den effektive dielektrisitetskonstanten for CPS er lik den effektive dielektrisitetskonstanten for en koplanar bølgeleder:

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r + 1) \quad (4.12)$$

Her forutsettes det at $h/b > 1$ [4]. q er gitt som:

$$q = \frac{1}{2} \frac{K(k_1) K(k')}{K(k'_1) K(k)} \quad (4.13)$$

q er definert for en koplanar bølgeleder uten jord med endelig substrat-tykkelse, men gyldig for koplanar strip linje dersom $h/b > 1$ siden en koplanar strip linje er komplementær med koplanar bølgeleder [4]. $K(k)$ og $K(k')$ er elliptiske integral av første grad [4]. Et elliptisk integral av første grad er definert slik:

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \quad (4.14)$$

k -parameterne bestemmes av oppbygningen til CPS:

$$k = \frac{a}{b} \quad (4.15)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (4.16)$$

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{4h}\right)} \quad (4.17)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (4.18)$$

Parameterne a og b er gitt i figur 4.4. Bølgelengden er gitt av :

$$v_p = \lambda \cdot f \quad (4.19)$$

Her er v_p fasefarten i striplinjen, f er frekvensen som bølgelengden λ tilsvarer. Fasefarten er gitt av:

$$v_p = c / \sqrt{\epsilon_{eff}(f)} \quad (4.20)$$

Hvor c er lysfarten. Dermed er den effektive bølgelengden:

$$\lambda_{eff} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (4.21)$$

Den frekvensavhengige effektive dielektrisitetskonstanten er [4]:

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + P(f)} \quad (4.22)$$

Her er $P(f)$ gitt som:

$$P(f) = P_1 P_2 \{(0,1844 + P_3 P_4) f_n\}^{1,5763} \quad (4.23)$$

$$P_1 = 0,27488 + u \left(0,6315 + \frac{0,525}{(1 + 0,0157 \cdot f_n)^{20}} \right) - 0,065683 e^{(-8,7513u)} \quad (4.24)$$

$$P_2 = 0,3362 \{1 - e^{(-0,03442\epsilon_r)}\} \quad (4.25)$$

$$P_3 = 0,0363 e^{(-4,6u)} \{1 - e^{[-(f_n/38,7)^{4,97}]} \} \quad (4.26)$$

$$P_4 = 1 + 2,751 \{1 - e^{[-(\epsilon_r/15,916)^8]} \} \quad (4.27)$$

$$f_n = f \cdot h \quad (4.28)$$

$$u = W/h \quad (4.29)$$

f er i gigahertz. h er tykkelsen til substratet i millimeter. u er normalisert lederbredde og i (4.29) er W og h i meter [4].

4.4 S-parametere

Antenner som kretselement karakteriseres med at S_{11} måles. S_{11} beskriver refleksjonen ved inngangen til antennen når inngangen eksiteres. Refleksjonen, Γ , er gitt ved [2, 5]

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (4.30)$$

Maksimalt overført effekt fra en linje med reell karakteristisk impedans Z_0 til last med impedans Z_A er når Γ er null, det vil si når linjeimpedans er lik lastimpedans (antenneimpedans). Både refleksjonen Γ og Z_A er frekvensavhengige. S_{11} og Γ er sammenkoblet gjennom [2]:

$$\begin{aligned} |S_{11}|[\text{dB}] &= 20 \log (|\Gamma|) = 20 \log \left(\left| \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \right| \right) \\ &= 20 \log \left(\frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \right) \end{aligned} \quad (4.31)$$

Båndbredde kan vanligvis beskrives som at kravet om at standbølgeforholdet, VSWR, skal være mindre enn 2 innenfor det ønskede frekvensområdet. Dette representerer at 88,9 % av effekten blir overført til antennen som vist i tabell 4.1.

Tabell 4.1: Reflektert og utsendt effekt for forskjellige standbølgeforhold [2].

VSWR:	Reflektert effekt $ \Gamma ^2 \cdot 100\%$:	Utsendt effekt $(1 - \Gamma ^2) \cdot 100\%$:
1,0	0,0	100,0
1,1	0,2	99,8
1,2	0,8	99,2
1,5	4,0	96,0
2,0	11,1	88,9
3,0	25,0	75,0
4,0	36,0	64,0
5,0	44,4	55,6
5,8	50,0	50,0
10,0	66,9	33,1

Simuleringsprogrammet ADS Momentum har blitt brukt i både prosjektoppgaven og hovedoppgaven. Dette kapittelet viser viktige egenskaper ved Momentum og begrensningene til Momentum nevnes. Dokumentasjonen til ADS Momentum er kilde i dette kapittelet.

5.1 Generelt

I denne oppgaven er ADS Momentum blitt brukt som simuleringsverktøy. ADS Momentum bruker momentmetoden (MoM) for å løse elektromagnetiske problem for plane strukturer på/i dielektriske substrat, hvor substratet har uendelig utstrekning i forhold til strukturen. Det er mulig å bruke ADS Momentum i to modi, enten som “full-bølge” feltløser eller som kvasi-statisk feltløser. “Full-bølge” modus må brukes for strukturer som stråler, og bruker generelle og frekvensavhengige Green-funksjoner. Kvasi-statisk modus betyr at Green-funksjonene forenkles og gjøres reelle og frekvensuavhengige. Simuleringene blir da raskere, men kan ikke løse strålingsproblem. Antall ukjente i problemet kan reduseres ved å bruke en maske-reduksjonsalgoritme. Maske-reduksjonsalgoritmen er blitt brukt i denne oppgaven.

Momentmetoden bygger på R.F. Harringtons arbeider om hvordan løse elektromagnetiske problem numerisk. Det brukes blandet potensial integral ligninger (MPIE). Med MPIE blir feltene uttrykt som en kombinasjon av skalarpotensial og vektorpotensial. De ukjente i det elektromagnetiske problemet er overflatestrømmene i den plane strukturen.

MPIE kan skrives som en generell lineær operatorligning:

$$\int \int dS \bar{\bar{G}}(r, r') \cdot \vec{J}(\vec{r}) = \vec{E}(\vec{r}) \quad (5.1)$$

Den ukjente i ligningen er $\vec{J}(\vec{r})$, og den er de ukjente overflatestrømmene. $\vec{E}(\vec{r})$ er eksitasjonen av problemet, som er kjent. Integralkjernen er dyaden til Green-funksjonen for det lagdelte mediet. Overflatestrømmene kan tilnærmes til en diskret sum av en endelig rekke av basisfunksjoner, når metallstrukturen blir inndelt i celler av maskeprosessen. I plane elektromagnetiske feltløsere er standard basisfunksjoner definert som gruppevisse “hustakfunksjoner” over cellene i masken. Hver “taktopp” hører sammen med en kant av masken og representerer en konstant strømtetthet igjennom kanten. Integralligningen kan tilnærmes ved å erstatte strømtettheten med den tilnærmede rekkeutviklingen

av strømtettheten. Den kontinuerlige integralligningen blir da transformert til en diskret matriseligning.

$$[Z] \bullet [I] = [V] \quad (5.2)$$

Matrisen $[Z]$ betegnes som interaksjonsmatrisen, og hvert element i matrisen beskriver den elektromagnetiske samhandlingen mellom to “hustak” funksjoner. Dimensjonen til $[Z]$, N , er lik antall basisfunksjoner. $[V]$ er port-eksitasjonen til kretsen. Matriseligningen løses med hensyn på strømfordelingen. De elektromagnetiske feltene kan beregnes dersom strømfordelingen er kjent.

5.2 Problemløsning med ADS Momentum

Greens substratfunksjoner er de romlige impulsresponsene til substratet når substratet blir eksitert med Dirac-pulser. Substratfunksjonene blir beregnet for alle lederlag. Det er ikke nødvendig å vite mønsteret til lederlaget, bare at laget brukes.

Høyfrekvente elektromagnetiske Green-funksjoner er avhengige av radiell distanse og frekvens. ADS Momentum beregner funksjonene med stor radiell distanse, over frekvensbåndet som skal simuleres. Det brukes en adaptiv algoritme for å finne adekvate frekvenspunkter, slik at det blir en korrekt frekvensinterpolering. Når ADS Momentum brukes i kvasi-statisk modus, blir det brukt Green-funksjoner som baseres på en lavfrekvente tilnærminger, og for høye frekvenser blir disse funksjonene skalert opp.

5.2.1 Maskenettverk

Metallstrukturer på lederlag blir omgjort til rektangler og triangulære celler i maskeprosessen når ADS Momentum brukes i full-bølgemodus. Invarians mellom celler i masken kan brukes for å forenkle interaksjonsmatrisen. For å få dette til maksimerer maskealgoritmen antallet uniforme rektangulære celler i masken. ADS Momentum forsøker å forenkle masken, igjennom å kombinere rektangulære og triangulære celler til polygonale celler. Små rektangler og triangler som ikke er avgjørende for simuleringsnøyaktigheten blir også fjernet i denne prosessen. Brukeren kan sette mange forskjellige parametere for maskealgoritmen, det er mulig å bestemme antall celler per bølgelengde, antall celler per bredde og kant masking, slik at det kan oppnåes forskjellig masketetthet. Forvalgte maskeparametere gir den mest optimale avveiningen mellom nøyaktighet og effektivitet i simuleringene.

5.2.2 Kalibrering av S-parametere

I ADS Momentum er det mulig å definere seks forskjellige porter. De kalles singel (forvalgt), intern, differensiel, koplanar, common mode og jordreferanse. Portenes egenskaper er oppsummert i tabell 5.1.

Tabell 5.1: Porter i Momentum.

Type:	Beskrivelse:	Kobles til:	Objekt på:
Singel.	Porten kalibreres for å fjerne dårlig tilpassning i porttilkoblingen. Single porter på et slotlag har polaritet.	Kanten av et objekt.	Strip eller slotlag.
Intern.	Denne porten er ikke kalibrert. Brukes for å koble mot diskrete komponenter eller andre koblinger i kretsen.	Kanten eller overflaten til et objekt.	Striplag.
Differensiel.	To porter med motsatt polaritet. Simuleres som en enkel port.	Kanten av et objekt.	Striplag.
Koplanar.	To porter med motsatt polaritet. Simuleres som en enkel port.	Kanten av et objekt.	Slotlag.
Common mode.	To eller flere porter eksiteres med samme absolutt potensial og samme polaritet. Simuleres som en enkel port.	Kanten av et objekt.	Striplag.
Jordreferanse.	Brukes som eksplisitt jordreferanse for en singel, intern eller common mode port.	Kanten eller overflaten til et objekt.	Striplag.

Single porter kalibreres for å unngå at kildene som kobles til transmisjonssportene påvirker S-parametrene. Transmisjonssportene blir tilkoblet matelinjer med endelig lengde (ofte en halvbølglengde), som igjen blir tilkoblet diskrete kilder. Kildene eksiterer med egenmodiene til transmisjonslinjene, uten å forstyrre kretsen. Effekten av matelinjene fjernes ved å kalibrere dem vekk, gjennom standard kalibrering for S-parameter. ADS Momentum beregner karakteristisk impedans og bølgeutbredelseskoeffisient for transmisjonslinjen, noe som muliggjør forskyvning av referanseplanet for S-parametrene. Kalibreringsprosessen fjerner lavere-ordens modi mistilpassning ved portovergangen, høyere-ordens modi og port-eksitasjonsparasitter.

Interne porter er i ADS Momentum definert som direkte eksitasjon av kretsen. Portene kan plasseres som line- eller punkt-mating på alle punkter av en plan metallstruktur. S-parametrene beregnes som om eksitasjonen er en diskret kilde tilkoblet en ekvivalent nettverkmodell ved den interne porten. Parasitiske elementer blir ikke kalibrert bort fra S-parameter resultatene.

5.2.3 Adaptiv frekvenssamling

Adaptiv frekvenssamling (AFS) brukes av ADS Momentum for å minimalisere regnekraftforbruket til simulatoren. Ved simulering over et stort frekvensområde kan oversampling og rettlinje interpolering brukes til å få jevne resultater for S-parametrene. ADS Momentum interpolerer frekvenssamplene med en “reduert-orden” modelleringsteknikk, og det blir laget en rasjonell pol/nullpunkt modell for S-parametrene. AFS velger automatisk ut frekvenssamplere og interpolerer dataene med den adaptive pol/nullpunkt modellen. Dette gjør at simulatoren simulerer mange punkter når S-parametrene forandres markant, men med færre når det er små forandringer i S-parametrene. AFS reduserer simuleringstiden for ADS Momentum.

5.2.4 Simulering av tap i metall

Det er mulig å inkludere tap i metall i simuleringer med ADS Momentum. For en leder med endelig tykkelse, bruker ADS Momentum en overflateimpedansmodell som er en funksjon av ledertykkelse, konduktivitet og frekvens. Ved lave frekvenser, tilnærmes strømfordelingen til en uniform strømfordeling over tykkelsen til metallaget. Dette gir minimums resistans til overflaten. Samme med en tilnærmet modell for selvinduktans (intern induktans), får en da en tilnærmet overflateimpedans. I ADS 2005A er det også mulig å modellere horisontale strømmer på sidene til metallagene med endelig tykkelse. Overflateimpedansmodellen for en “tykk” leder inkluderer gjensidig kobling mellom oversiden og undersiden av lederen. Masketettheten kan påvirke simuleringresultatet. Høy tetthet muliggjør bedre modellering av strømmene, noe som øke tapet i lederen marginalt. Dette fordi en mer uniform fordeling av strøm for en maske med lav tetthet betyr lavere resistans. Jordplan av uendelig utstrekning

ing kan modelleres med tap på samme måte som metalledere, igjennom en overflateimpedans tilnærming. Bare høyfrekvente tap blir inkludert effektivt i simuleringen, da jordplanet har uendelig utstrekning. Dersom det defineres et endelig jordplan, kan DC tap også inkluderes i simuleringen.

5.2.5 Simulering med endelig jord

I ADS Momentum er det definert et lag som har uendelig utstrekning som er jordreferanse for S-parametrene. Det er mulig å definere et endelig jordplan. Da må eksplisitte jordreferanser settes for alle porter som er koblet til kretsen. Det brukes interne porter dersom det er definert et endelig jordplan. For hver interne port må det defineres en jordreferanse, og denne referansen må settes i en elektrisk liten avstand fra den interne porten. Feil ved jordreferansen eller mangel på jordreferanse vil medføre at simuleringen blir feil.

5.2.6 Begrensninger og spesielt for Momentum

Substratlagene i Momentum har uendelig utstrekning i forhold til metallstrukturene. Dette gjør at kanteffekter ikke blir simulert og det i fjernefeltet er uendelig demping for alle ϕ i planet $\theta = 90^\circ$.

Design av fraktalantenne

Designmetodikk og tankegang bak utformingen av Hilbertfraktalantennen vises her. Erfaringer fra prosjektoppgaven blir nevnt.

6.1 Generelt

I prosjektoppgaven ble det designet en fraktalantenne. Fraktalantennen ble laget med lederbredde på $100\ \mu\text{m}$ og minste lederlengder på $100\ \mu\text{m}$, og det ble brukt en modifisert Minkowskifraktal som antennestruktur [1]. $100\ \mu\text{m}$ var den minste lederbredden som det var mulig å få produsert antennen hos ELprint [30]. Impedanstilpassningen mot Minkowskifraktalantennen ble gjort ved å flytte antennen lenger ut på substratet, vekk fra jordplanet (se kapittel 6.2 for definisjon av jordplan). Valg av impedanstilpassningsmetode og valg av lederbredde ble gjort for å forsøke å oppnå designspesifikasjonene fra Nordic Semiconductor. Nordic Semiconductor ville at antennen skulle ha et areal ned mot $1\ \text{cm}^2$ og at det skulle unngås eksterne komponenter i impedanstilpassningen. Antall iterasjoner og lederbredden er avgjørende for hvor liten fraktalantennen kan gjøres med disse strukturene.

Den ferdige Minkowskifraktalantennen ble ikke helt som den var modellert. Antennen var modellert med rette hjørner, mens den produserte antennen hadde avrundede hjørner. Dette fordi etseprosessen ikke klarte å lage så små detaljer som rette hjørner med lederbredde på $100\ \mu\text{m}$. I tillegg er Minkowskifraktalantennen plassert langt vekk fra jordplanet, slik at selv om antennen er liten i seg selv, tar hele konfigurasjonen mye areal. Det er dermed ønskelig at Hilbertfraktalantenne designes slik at den tar høyde for avrundede hjørner og gjerne designes med tykkere lederbredde for bedre å få produsert detaljene i designet. I tillegg bør Hilbertfraktalantennen designes slik at den ikke tar så mye ekstra plass ut over jordplanet som Minkowskifraktalantennen.

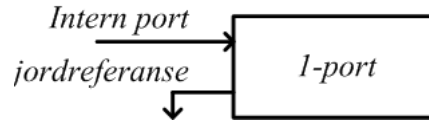
Begge kurvene, er når de brukes som antenner, multi-resonante. De resonerer ved flere frekvensbånd, og for de laveste resonansene kan man anta at det er en kvadratisk sammenheng mellom resonansene. Resonansene ligger ved cirka dobbel frekvens av hverandre. Valget av resonans som skal være den ønskede resonansen til antennen, ble valgt slik at antenne skulle bli minst mulig. Uten ekstra tilpassning eller matearrangement, er det ikke noen nødvendighet at den laveste resonansfrekvensen er den med best standbølgeforhold [9]. Dette er viktig i forbindelse med fraktale antenner. Både Minkowskifraktalen og Hilbertfraktalen i oppgaven, er laget slik at den laveste resonansfrekvensen blir brukt. Hilbertfraktalen som antenne, er veldig interessant fordi den har gode plan-

fyllende egenskaper, sammenlignet med Minkowskifraktalen. Den er den mest interessant strukturen av disse to fraktalene når det er viktig å miniaturisere antennen mest mulig. Hilbertfraktalen som monopol er forventet å være rundstrålende når den er liten i forhold til bølgelengden. I konfigurasjoner hvor Hilbertfraktalen brukes som dipol eller monopol har den imidlertid lav inngangsmotstand og det er nødvendig med å gjøre noe for å bedre tilpassningen [15]. Det er verdt å merke seg at det er uenighet i om Hilbertfraktalen er egnet som antenne. Den kan virke som sitt eget Faradays bur [29].

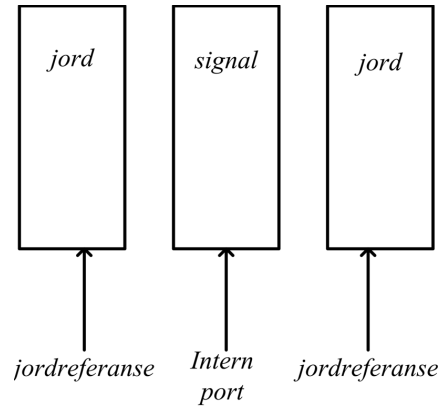
6.2 Substrat og oppsett av simulator

Det skal designes en kretskortantenne med ubalansert mating, som skal brukes mot et 50Ω matenettverk. Antennen er en metallede som ligger på et substrat, men luft på over- og under-siden. I dette designet er det blitt bruket et FR-4 substrat. FR-4 er et billig og dermed vanlig substrat for masseprodusert elektronikk. Det har relativ ϵ på 4,4 og tapstangent på 0,019 ved 1 GHz (verdiene kan brukes med god tilnærming for frekvenser ved 900 MHz), og er her 1,55 mm tykt. I figur 6.2 er substratet og de to lederlagene vist, i tillegg er det et lag som ikke er vist som brukes til viahull. Her er det definert et referanse jordplan på undersiden av substratet som er $25 \times 30 \text{ mm}^2$ stort. Jordplanet ligger parallelt med antenneplanet. Antennen er på den ene kortsiden av substratet. På undersiden av antenneplanet er det ikke jordplan. Det som refereres til som jordplan er det metallaget på undersiden av substratet, parallelt med antenneplanet. Det er tre lederlag, jord og viahull er simulert som ideell leder, mens strukturen i antennene er simulert som kobber med konduktivitet, $5,7 \cdot 10^7$ Siemens/m. Jord og viahull simuleres som ideelle ledere, for å redusere kompleksiteten i simuleringene. Substratet og viahullene er 1,55 mm tykke. Portene som trengs i simulatoren er vist i figur 6.1. Med utgangspunkt i figur 6.1a ble den interne porten med impedans 50Ω som skal eksiterer antennen, plassert ved matepunktet i figur 6.4. Jordreferansen ble plassert nær inntil den interne porten på jordlaget. Begge portene ble plassert slik at de peker mot antennen. I simulatoren ble det satt parametere for masketthet og frekvensområde. Oppløsningen til masken ble justert for effektiv, men samtidig grundig simulering. For stor oppløsning medfører at simuleringen enten tar veldig lang tid (flere døgn) eller at det ikke er mer minne igjen på PC-en, noe som gjør at simuleringen stopper opp. Det er brukt adaptivt frekvenssweep. Frekvensområdet er fra 500 MHz til 2 GHz.

Sammenlignet med i friluft, vil det være et frekvensskift siden det i et dielektrisk substrat vil være forskjellig fasefart i forhold til friluft og dermed bølgelengde. Bølgelengden i substratet beregnes ved å bruke formlene for CPS fra kapittel 4.3. Effektiv ϵ for CPS omgitt av luft på over og undersiden av substratet vil ut fra (4.22), innsatt for $a = 200 \mu\text{m}$, $b = 600 \mu\text{m}$, $h = 1,55 \text{ mm}$, $W = 600 \mu\text{m}$, t er $35 \mu\text{m}$ og frekvens 900 MHz, være 2,65. Det antas at $\epsilon_{eff}(f)$ er konstant rundt et lite frekvensområde ved 900 MHz. Pa-



(a) Antenne.



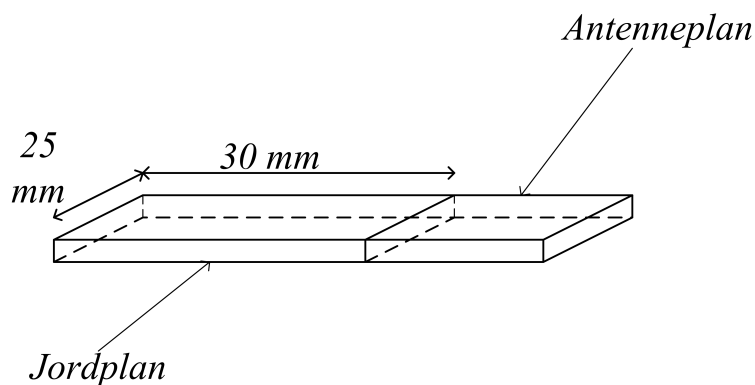
(b) Koplanar tilkoblingslinje.

Figur 6.1: Portplassering i simulator.

rameterne a og b finnes i kapittel 6.3. Den effektive bølgelengden innsatt for ønsket frekvens 900 MHz er:

$$\lambda_{eff} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \Bigg|_{\epsilon_{eff}=2,65, f=900MHz} = 0,21 \text{ m} \quad (6.1)$$

Bølgelengden i friluft er $c/f = 0,33$ m. Innsatt i (4.1), finnes det at i friluft er en antenne innenfor en kule med radius $\lambda/2\pi = 0,33/2\pi = 5,3$ cm, er en ELA. Gitt bølgelengden i (6.1), kan en anta at antenner innefor en radius på 3,98 cm er små antenner.



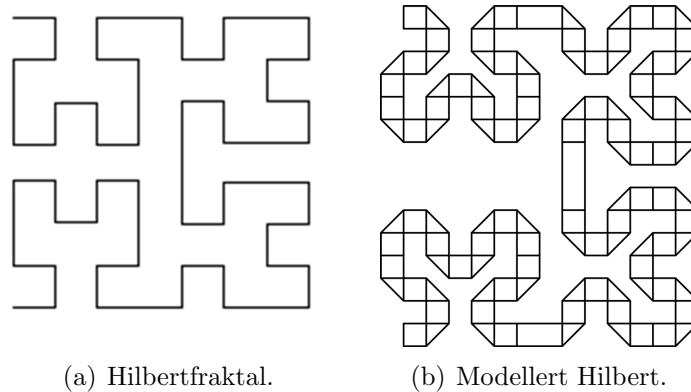
Figur 6.2: Substrat med de forskjellige planene.

6.3 Hilbertfraktalantenne

Utgangspunktet for å designe antennen er at det skal være en ubalansert antenne og den skal være minst mulig arealkrevende. Hilbertfraktalantennen er laget som en monopol. En vanlig tilnærming til å designe en resonant monopol er å anta at man kan bruke speilingsteori og dermed la lengden til monopolen være $\lambda/4$. Denne tilnærmingen fordrer at jordplanet som antennen speiles over kan tilnærmes til et ideelt jordplan. Her er jordplanet begrenset og parallelt med antennen (se kapittel 6.2). Dermed er en analytisk tilnærming til å finne resonanslengden til monopolen vanskelig. Selv om det har vært mulig å beregne en tilnærmet bølgelengde (6.1), må lengden til antennen justeres i simulatoren for å finne riktig resonanslengde. Dette skyldes et ikke-ideelt jordplan.

For at antennen skal bli minst mulig, og samtidig være produserbar, er det begrenset hvor små detaljer det kan være på antennen. Det betyr at fraktalen må tilnæres fra å ha uendelig kompleksitet, til å ha en endelig kompleksitet, hvor minste produserbare lederbredde og isoleringsavstand er grensegivende. Her tas det utgangspunkt i designregler fra Elprint [30], hvor minste lederbredde og isoleringsavstand er $100 \mu\text{m}$. I kapittel 6.1 ble noen erfaringer fra den ferdige Minkowskifraktalantennen oppsummert. Det viste seg at med lederbredde og minste lengde på lederne i fraktalen på $100 \mu\text{m}$, var detaljoppløsningen ikke som forventet. Ved å velge en større lederbredde og lengre minste lederlengder, er det mulig at modelleringen i simulatoren stemmer bedre med det ferdige resultatet. Dermed ble minste lederbredde satt til $200 \mu\text{m}$. For å ta høyde for at hjørnene ble avrundet i etseprosessen, ble det for Hilbertfraktalantennen brukt avskrådde hjørner med 45° vinkel.

Oppbygningen av fraktalen kan gjøres på to måter, enten kan ytre omkrets settes og så øke antall iterasjoner og dermed minske minste lederlengde for å finne rett resonansfrekvens, eller så kan minste lederlengde settes og så bygge fraktalen opp fra disse. Den siste muligheten er å foretrekke, da den gir større frihet til å fin justere resonansfrekvensen. Med den siste måten legges det til flere kopier av de minste lederlengdene på en slik måte at fraktalmønsteret blir overholdt. Selvfølgelig er det mulig å ta utgangspunkt i den første metoden og så skalere strukturen opp og ned for fininnstilling, men denne metoden ble ikke brukt. Med utgangspunkt i at antennen skulle bli minst mulig, ble flere forskjellige minste lederlengder forsøkt. Det ble oppnådd resonante antenner med både minste lederlengde på $1000 \mu\text{m}$ og $200 \mu\text{m}$, for både 868 MHz-båndet og 915 MHz-båndet. Antennen med minste lederlengde $200 \mu\text{m}$ og resonans ved 915 MHz-båndet ble valgt for videre bruk. En $\lambda/4$ monopol vil ha lengde $L_n = 0,21/4 \text{ m} = 0,0525 \text{ m}$ på et substrat med ϵ_{eff} lik 2,65. Her er det antatt speilingsteori. Antall iterasjoner som Hilbertfraktalen må ha når lengden er



Figur 6.3: Sammenligning av Hilbertfraktal og modellert, for $n=3$ og $200 \mu\text{m}$ som både lederbredde og minste lederlengde (d) i modellen.

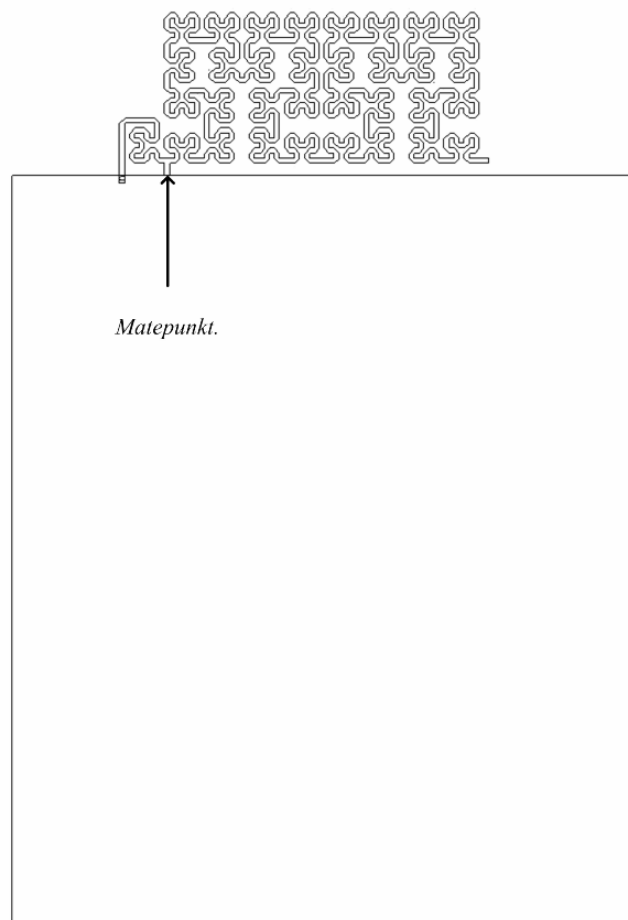
0,0625 m med minste lederlengder på $200 \mu\text{m}$ blir:

$$\begin{aligned}
 L_n &= \frac{4^n - 1}{2^n - 1} \cdot l = \frac{4^n - 1}{2^n - 1} \cdot d \cdot (2^n - 1) & (6.2) \\
 \frac{0,0525 \text{ m}}{200 \mu\text{m}} + 1 &= 4^n \\
 n &= \frac{\log 262,5}{\log 4} \approx 4
 \end{aligned}$$

Ligning (6.2) kan forstås som at med en gitt minste lederlengde og et gitt antall iterasjoner, kan den minste totale lengden til en fraktal monopol over et ideelt jordplan finnes. Den endelige lengden på antennen vil bli lengre på grunn av det ikke-ideelle jordplanet. Med lederbredde på $200 \mu\text{m}$ og minste lederlengde på $200 \mu\text{m}$ blir fraktalen modellert som i figur 6.3. I [16] ble det foreslått å bruke Hilbertfraktalen som en IIFA. IIFA muliggjør enkel forbedring av impedanseegenskapene til en monopol. Fraktalantennen lages med den modellerte Hilbertfraktalen fra figur 6.3. Antennen ble bøyd slik at den ligger parallelt med jordplankanten. Resonanslengden til antennen ble funnet ved å legge til ekstra lengde i henhold til fraktalstrukturen. Figur 6.4 viser hvordan den ferdige antennen ser ut. Den består av to fraktaler med $n=4$ samt litt ekstra lengde for å få rett resonansfrekvens. Det store rektangelet i figuren er jordplanet. God impedanstilpassning finnes ved å justere lengden på kortslutningen til jord. Kortslutningen er relativt lang, slik at den ble laget med fraktalstruktur for å gjøre den mindre arealkrevende. Avstanden mellom antennen og jordplankanten ble satt til å være 0,5 mm.

6.4 Tilkoblingslinje

Både Minkowskifraktalantennen som ble designet i prosjektoppgaven og Hilbertfraktalantennen designet i kapittel 6.3, er simulert med eksitasjon av antennens



Figur 6.4: Designet antenne.

matepunkt. En slik direkte tilkobling er vanskelig å få til når de produserte antennene skal måles. Det må derfor lages en tilkoblingslinje, slik at det kan monteres en SMA-konnektor på kretskortet. Konnektoren er tenkt plassert på den andre siden av kretskortet i forhold til antennen, og slik at midtlederen er parallell med kretskortet. Da antennen skal brukes mot et ubalansert 50Ω matenettverk, må tilkoblingslinjen lages slik at det er impedanstilpassning mellom konnektoren og matelinjen. Matelinjen må også være slik at det er 50Ω kildeimpedans ved antennen. Som matelinje kan både en enkel mikrostriplinje og en koplanar bølgeleder brukes, men en mikrostriplinje blir unødvendig bred for frekvenser rundt 900 MHz. En koplanar bølgeleder med jord på undersiden ble derfor brukt som matelinje. Med utgangspunkt i kravene til linjen, ble den laget ved å ta utgangspunkt i verdier fra ADS Linecalc og så simulere linjen i ADS Momentum med den plasseringen den er tenkt å ha i forhold til plasseringen av antennen. Linjen ble laget slik at det på den siden hvor SMA-konnektoren skal loddes på, er plass til å lodde midtlederen fast. På den siden av linjen hvor antennen skal være, ble linjen avskrådd med 45° inn mot antenneporten. S_{11} og S_{22} ble simulert og midtlederbredden til den koplanare linjen og avstanden mellom jord på hver side av midtlederen ble justert til refleksjonen i de to portene var tilfredsstillendes.

6.5 Parametere

Antennene er beskrevet med Smith diagram, standbølgeforholdsplot, impedansplot, strålingsdiagram, areal, resonansfrekvens, båndbredde og gain. De simulerte parametrene har blitt beregnet og avlest i ADS Momentum. ADS Momentum er også blitt brukt til å sammenligne antennens målte og simulerte impedanseegenskaper.

6.5.1 Areal

Som et mål på arealet til antennen, er det tenkt at antennestrukturen blir omsluttet av et rektangel. Arealet til rektangelet brukes som antennens areal.

6.5.2 Smith diagram

Den simulerte refleksjonen S_{11} er plottet i et Smith diagram av ADS Datadisplay, og er referert til 50Ω kildeimpedans. Data fra ANA er importert til ADS Momentum, og simulert og målt refleksjon er plottet i samme Smith diagram.

6.5.3 Standbølgeforhold

Standbølgeforholdet (VSWR) er beregnet og plottet referert til kildens impedans. Det er brukt en innebygd funksjon i ADS Datadisplay. Standbølgeforholdet kan finnes fra (4.30). Både simulert og målt standbølgeforhold er plottet i samme

plot for et frekvensintervall rundt det første frekvensområdet hvor impedanstilpassningen er god.

6.5.4 Resonansfrekvens

Den laveste frekvens hvor impedanstilpassningen er nærmest et standbølgeforhold på en, er avlest av standbølgeplottet og regnes som operasjonsfrekvensen til antennen. Frekvensen blir også kalt første resonansfrekvens til antennen. Alle frekvenser som sammenlignet med frekvensintervallet rundt har et lavt standbølgeforhold, regnes som resonansfrekvenser.

6.5.5 Impedans

Ved å bruke innebygde funksjoner i ADS Datadisplay, kan målte S_{11} -verdier konverteres til impedans. Realdel og imaginærdel av den målte impedansen er plottet i samme plot.

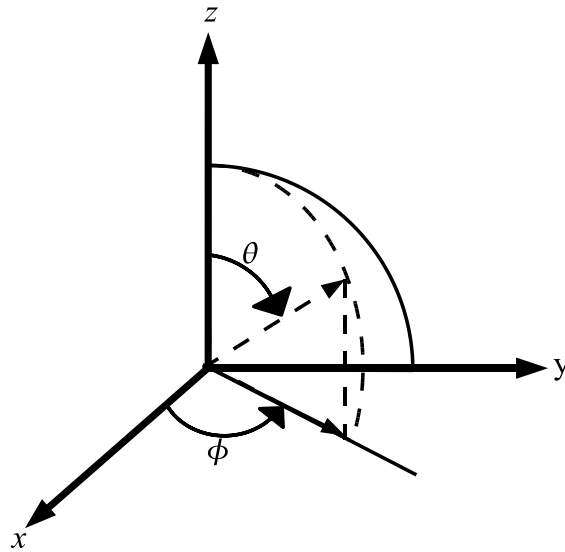
6.5.6 Båndbredde

Båndbredden til antennen er definert som det frekvensområdet hvor standbølgeforholdet (VSWR) er mindre enn to rundt resonansfrekvensen.

6.5.7 Strålingsdiagram

Simulerte strålingsdiagram er beregnet av ADS Momentum, ved hjelp av en funksjon som heter "Radiation Pattern". I ADS Momentum er koordinatsystem i layoutvinduet også gyldig for strålingsdiagrammene. Dataskjermen ligger i xy-planet, hvor x-aksen er horisontal og y-retningen vertikal. z-aksen er normalt på skjermen [1]. Se figur 6.5. I koordinatsystemet er antennen orientert slik at den ligger i xy-planet.

Strålingsdiagrammene er eksportert fra Momentum Viewer, og det er laget rutiner i Matlab for å plote simulerte verdier i samme plott som målte verdier (se vedlegg for eksempelkode). Det er plottet strålingsdiagram for ϕ lik 0° og ϕ lik 90° . I planet θ lik 90° er det plottet målte verdier for θ lik 90° , mens det er plottet simulerte verdier for θ lik 60° . θ lik 90° er i ADS Momentum det planet hvor substratet er, i dette planet er det overflatebølge modi og parallellplate modi i substratet som er dominerende, og er da ikke med i beregningene av strålingsdiagram [28]. Ved å plote simulerte verdier for θ lik 60° , vises det hvordan strålingsdiagrammet er orientert i planet θ lik 90° . Dette er mulig for rundstrålendes antenner. Plottene er normalisert mot maksimalt nivå og plottet med logaritmisk skala fra 0 dB til -20 dB.



Figur 6.5: Akser i ADS Momentum [28].

6.5.8 Gain

Simulert gain er avlest i Momentum Viewer og er maksimalverdier for den frekvensen som må velges for å kunne beregne strålingsdiagram. Det er derfor usikkerhet til disse verdiene siden den frekvensen som velges ikke nødvendigvis er den mest hensiktsmessige. De valgbare frekvensene er de frekvensene som Momentum har simulert. Målt gain finnes med “gain comparison” metoden.

Målemetode

Den målemetode som er brukt, samt feilanalyse av denne er beskrevet i dette kapittelet. De forskjellige usikkerhetsfaktorene blir vurdert.

7.1 Generelt

Antennene er karakterisert ved å måle impedanstilpassning, strålingsdiagram og antennegain. Karakterisering av fysisk små antenner beheftes med måletekniske problem, da måleoppsettet til testantenne kan påvirke resultatene [7, 11]. Det er derfor forsøkt å måle antennene på en slik måte at tilkobling og montering av antennene ikke påvirker måleresultatet. Antennene er etset på et kretskort med en 50Ω koplanar tilkoblingslinje med jord og det er montert en 3,5 mm SMA-konnektor (82 SMA 50-0-1) på kretskortet for å kunne måle antennekarakteristikkene. SMA-konnektoren er montert som i figur 7.1 slik at midtlederen til konnektoren er parallell med den koplanare linjen. Impedanseegenskapene til antennene er målt med en automatisk nettverksanalysator (ANA), mens strålingsegenskapene er målt i et RF/mikrobølge ekkofritt rom.

7.2 Impedansmålinger

7.2.1 Metode

Impedanseegenskapene til antennene ble målt på en automatisk nettverksanalysator (ANA), Agilent PNA E8364B, som en standard en-ports S-matrise. S_{11} uttrykker refleksjonene av eksitert energi ved et gitt referanseplan. Korrekt S-matrise fordrer at nettverksanalysatoren kalibreres med ønsket antall målepunkter og at referanseplanet for S-parametrene bestemmes. Referanseplanet er blitt

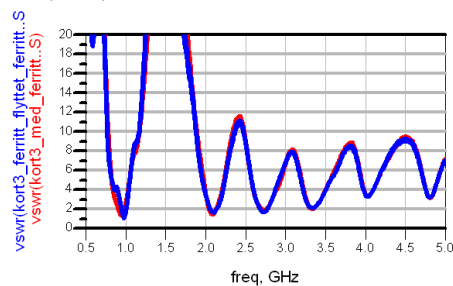


Figur 7.1: SMA-konnektor.



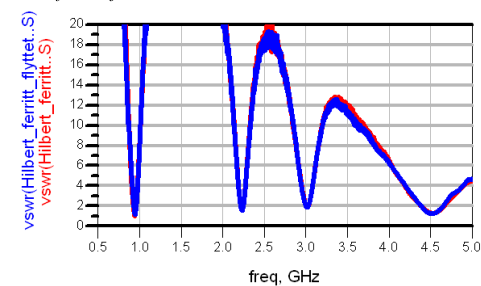
Figur 7.2: Kobling av antenne for måling på ANA.

Blå=ferrittkjerne nær ANA
 Rod=ferrittkjerne nær testantenne



(a) Minkowskifraktalantenne.

Blå=ferrittkjerne nær ANA
 Rod=ferrittkjerne nær testantenne



(b) Hilbertfraktalantenne.

Figur 7.3: Målte standbølgeforhold med forskjellig plassering av ferrittkjerne.

satt ved å justere den elektriske forsinkelsen når det er tilkoblet et referansekort som er kortsluttet ved porten til antennen. Den elektriske forsinkelsen er justert slik at S_{11} i størst mulig grad tilsvarer en ideell kortslutning, $\Gamma = -1$. Antennene ble målt fra 500 MHz til 5 GHz.

Små antenner påvirkes lett av omgivelsene på en uønsket måte, og for å redusere dette ble antennene plassert slik at kableen lå på skumgummi som figur 7.2 viser. Antennene ble plassert slik at de ikke var i fysisk kontakt med annet enn tilkoblingskableen. Tilkoblingskableen er en koaksialkabel. Det ble observert at målingene var lettpåvirkelige av bevegelser og kontakt med koaksialkableen, og dette ble tolket som om det var ubalanserte strømmer på utsiden av kableen [9]. Eksitasjonen av antennen medførte refleksjoner i tilkoblingen av SMA-konnektoren på kretskortet, slik at tilkoblingen ble ubalansert. For å redusere dette ble det plassert en ferrittkjerne rundt tilkoblingskableen. Flere plasseringer ble forsøkt, men å plassere den nærmest mulig kretskortet ble foretrukket. I figur 7.3 er det vist hvordan standbølgeforholdet forandres når ferrittkjernen flyttes fra en plassering nærmest mulig testantennen til nær den automatiske nettverksanalysatoren. Plassering ved testantennen er mest hensiktsmessig for å balansere matingen. Bruk av ferrittkjerne gjorde også

at bevegelse av og kontakt med kabelen mellom ferrittkjernen og nettverksanalysatoren ikke hadde betydning for måleresultatet.

7.2.2 Feilanalyse

Det er forsøkt å isolere antennene mest mulig fra påvirkning av omgivelsene. Isolering er gjort ved å bruke ferrittkjerne rundt koaksialkabelen og skumgummi som underlag for koaksialkabelen. Bevegelser i nærheten av testantennen er også unngått. Disse forhåndsreglene antas å være gode nok til at kvaliteten på målingene av antennene er god. Justeringen av referanseplanet er den enkeltfaktoren som er mest usikker. Den elektriske forsinkelsen er justert med et kalibreringskort, og det er forsøkt å få til en best mulig kortslutning nærmest mulig begynnelsen på antennestrukturen. Helt ideell plassering er ikke oppnådd, men målefeilen på grunn av dette er liten og kan sees på som ubetydelig for målingene av impedansbåndbredden, da den vil føre til en liten rotasjon av målingene i Smith diagrammet.

7.3 Strålingsdiagram

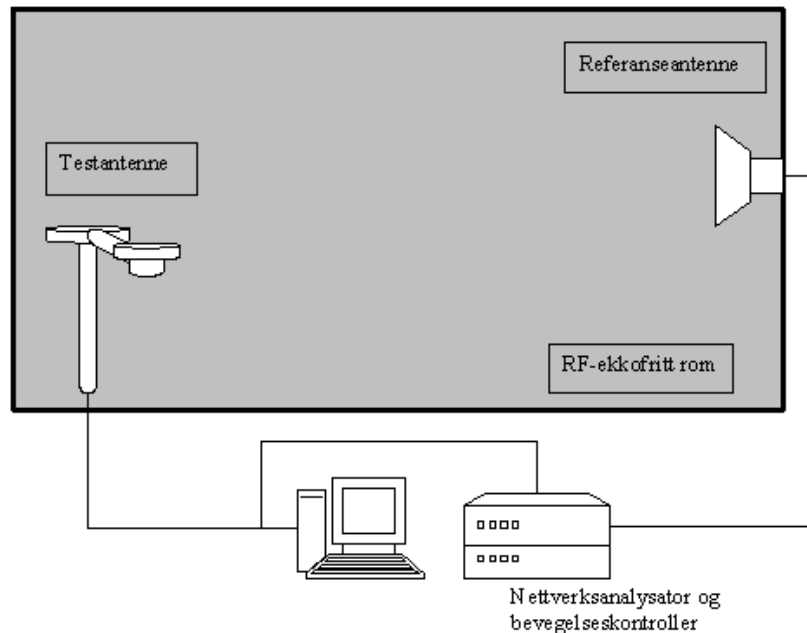
7.3.1 Metode

Strålingsdiagrammene ble målt i et RF og mikrobølgefritt rom, hvor testantennene (fraktalantennene) opererte som mottaker. I det ekkofrie rommet er det et dreiebord, slik at testantennen roteres. Det er brukt en log-periodisk dipolantenne (figur 7.7) som senderantenne, 8 meter i fra testantennen, hvilket er tilstrekkelig for måle fraktalantennene i fjernfeltet. Transmisjonen mellom testantennen og referanseantenne måles ved hjelp av en nettverksanalysator (HP8720C), og måleoppsettet kan sees på som en standard passiv to-port. S_{21} eller ekvivalent S_{12} måles på nettverksanalysatoren og beskriver mottatt effektnivå for en gitt vinkel. Mellom nettverksanalysatoren og senderantennen brukes en forsterker for å oppnå tilstrekkelig signalnivå. Målingene kontrolleres fra utsiden av det ekkofrie rommet ved hjelp av en PC med et Labview-program. Labview-programmet lagrer de målte dataene i en datafil som kan prosesseres i for eksempel Matlab. Strålingsdiagram kan måles ved å bruke dreietårnet til å rotere testantennen i et gitt plan. Målingene kan automatiseres med å bruke Labview-programmet. Det er også mulig å gjøre frekvenssveip.

Strålingsdiagram er blitt målt i tre plan; for ϕ lik 0 grader, ϕ lik 90 grader og θ lik 90 grader. For hvert plan er det målt med både vertikal og horisontal polarisering av senderantennen (referanseantennen). \vec{E} -feltet i de tre forskjellige planene i fjernfeltet er gitt av [2, 3]:

$$\vec{E}_{ff}(r, \theta, \phi) = \hat{\theta} \cdot E_{\theta}(r, \theta, \phi) + \hat{\phi} \cdot E_{\phi}(r, \theta, \phi) \quad (7.1)$$

Ved målinger i antennes xz-plan og yz-plan tilsvarende θ -retningen horisontal polarisasjon, mens ϕ -retningen tilsvarende vertikal polarisasjon. I figur 7.5 vises



Figur 7.4: Prinsippskisse for måleoppsett i ekkofrittrom.

xz-planet. Ved målinger i xy-planet vil ϕ -retningen være horisontal polarisasjon og θ -retningen vertikal polarisasjon som vist i figur 7.6. θ og ϕ komponentene er komplekse. Polariseringen til antennen bestemmes av den relative styrken til de to feltkomponentene. Absoluttverdien til det totale \vec{E} -feltet for en gitt vinkel i et gitt plan er [2]:

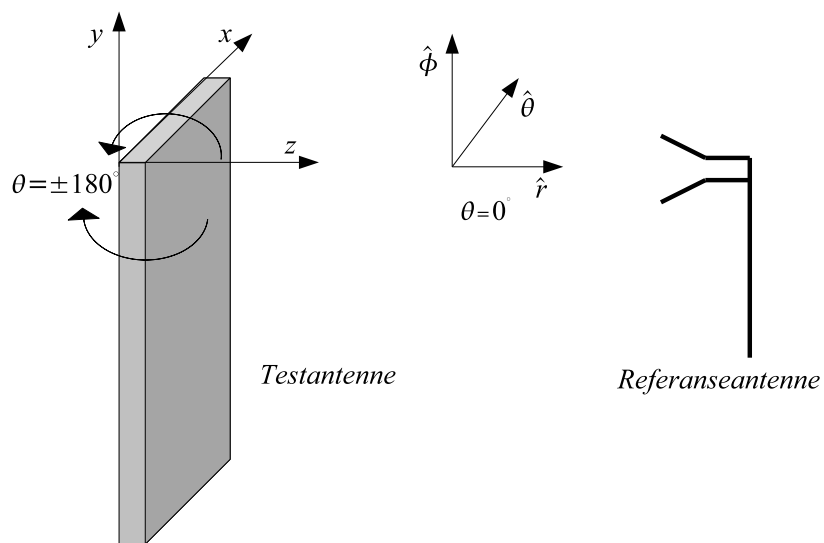
$$|\vec{E}_{ff}| = \sqrt{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2} \quad (7.2)$$

Det totale \vec{E} -feltet er plottet som forklart i kapittel 6.5.7. \vec{E} -feltet er plottet for fire frekvenser, for den første resonansfrekvensen med best impedanstilpassning, for frekvensene hvor standbølgeforholdet ved den første resonansfrekvensen er to. Det er også plottet for best impedanstilpassning ved den andre resonansfrekvensen.

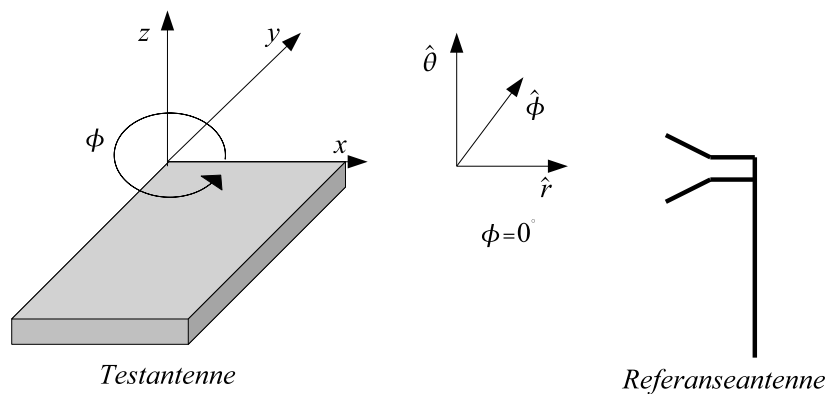
Relativ gain for testantennen ble målt ved å sammenligne transmisjonen (S_{12}) til testantennen med transmisjonen til en referanseantenne med kjent gain, den så kalte “gain comparison” metoden. I denne oppgaven er det brukt det maksimale nivået på det totale \vec{E} -feltet for både referanseantenne og testantenne, for å beregne relativt gain. For testantennen er det valgt å bruke maksimalverdien til \vec{E} -feltet for det planet som har størst maksimalverdi. Maksimal gain (G_T) til testantennen er da [2]:

$$G_T(dBi) = |S_{12_T}|(dB) - |S_{12_R}|(dB) + G_R(dBi) \quad (7.3)$$

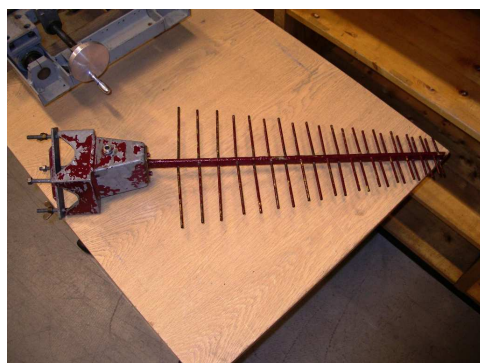
Spenningsamplitudene i dB til testantennen og referanseantennen trekkes fra hverandre og siden gain til referanseantennen er kjent, kan gain til tes-



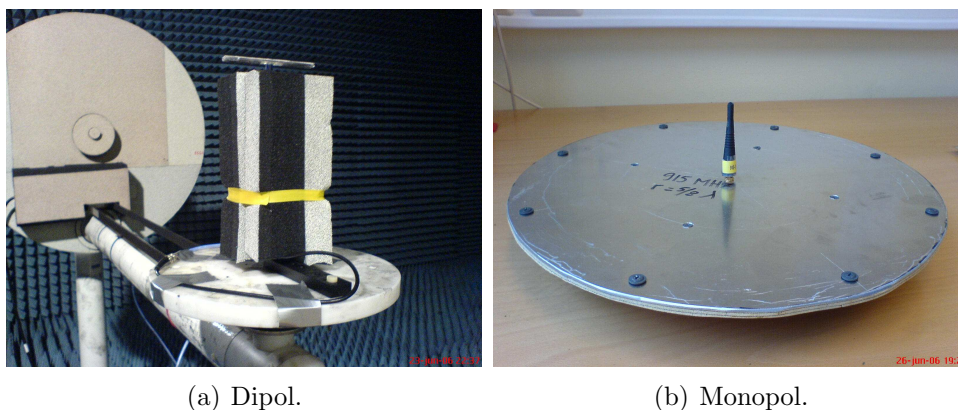
Figur 7.5: xz-planet.



Figur 7.6: xy-planet.



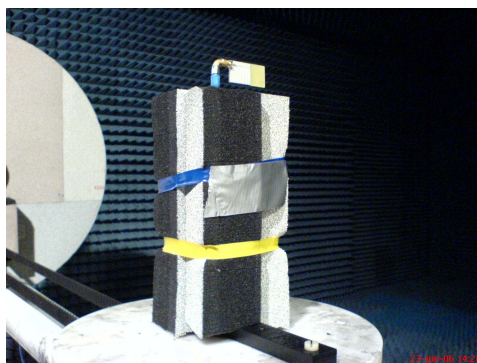
Figur 7.7: Log-periodisk dipolantenne.



(a) Dipol.

(b) Monopol.

Figur 7.8: Referanseantenner.



Figur 7.9: Testantenne montert for måling i antennehall.

tantennen beregnes. Det er viktig at både testantennen og referanseantennen monteres tilnærmet likt i forhold til senderantennen, og at det måles på samme frekvens og med samme utsendt signalnivå for begge antennene. En halvølgedipol og en kvartbølge-monopol med resonans ved 915 MHz og gain på henholdsvis 2,15 dBi og 4,1 dBi er brukt som referanseantenne.

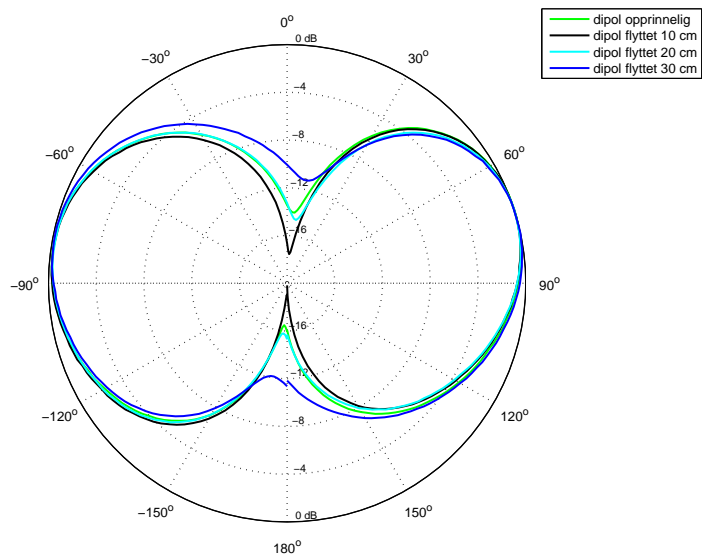
7.3.2 Montering av antenne for målinger

Testantennene ble montert som vis i figur 7.9. De ble montert på den roterende tallerkenen til dreietårnet. Det ble brukt en plastvinkel for å heve antennene opp over dreiebordet. For å isolere antennene fra ubalanserte strømmer i matekabelen og for å holde antennen fast i en gitt posisjon i forhold til dreiebordet, ble en ferrittkjerne plassert rundt enden av matekabelen. Sammen med masse tape gjorde dette at antennene ikke ble forskjøvet. I tillegg ble vinkelen kledd med absorberende material. For å måle i yz-planet og i xy-planet ble det brukt en SMA adapter med 90° bøy.

7.3.3 Feilanalyse

Antennehallen på NTNU er kalibret for frekvenser ned til 2 GHz. I denne oppgaven er det målt med frekvenser rundt 950 MHz. Det vil si at rommet har dårlig absorpsjons- og refleksjons-egenskaper, og ikke er et ekkofritt rom. Dermed er det mulig at refleksjoner fra veggene i antennehallen kan ødelegge målingene. Flerveistransmisjon kan gjøre at antennelobene blir målt med både feil nivå og retning. Strålingsdiagrammet for antenner med en kraftig hovedlobe og mange små sidelover kan bli betydelig degenerert av flerveistransmisjon. En dempet versjon av den innfallende bølgen (for en mottakerantenne) kan treffe hovedloben eller en sidelobe med bedre strålingsegenskaper enn den vinkelen som er tenkt målt og dermed gi konstruktiv eller destruktiv interferens med det mottatte signalet ved den målte vinkelen. Begge fraktalantennene er forventet å være rundstrålende. Ved måling av transmisjon for å finne antennens gain er flerveistransmisjon potensielt et større problem for rundstrålende antenner enn for antenner med smalere hovedlobe. Rundstrålende antenner har gode strålingsegenskaper for mange vinkler rundt den vinkelen som mottar maksimalt effektnivå, det vil si at reflekterte versjoner av det utsendte signalet kan adderes med større styrke til det mottatte signalet ved vinkelen for maksimal effektoverføring enn for antenner med smalere hovedlobe. Effektene av flerveistransmisjon for en halvbølgedipol med resonans ved 915 MHz ble studert ved å måle strålingsdiagram for dipolen flere ganger ved forskjellige posisjoner for dreietårnet. Tårnet ble flyttet på tvers av antennehallen, normalt på linjen mellom testantennen og senderantennen for dreietårnet i normalposisjon. Strålingsdiagram er i figur 7.10, og viser at strålingsdiagrammet blir degenerert ved å flytte måletårnet. I samråd med veileder, ble forandringene ansett som ubetydelige for måling av rundstrålende antenner.

Målingene av gain er tilnærmede målinger. Den målte maksimalverdien for testantennene er usikker, da det kan være unøyaktigheter i avstanden mellom testantennen og senderantennen for de forskjellige polarisasjonene, samt flerveistransmisjon. Det er målt transmisjon mellom testantenne og sendeantenne for 950 MHz og 943 MHz (første resonansfrekvens for henholdsvis Minkowski-fraktalantennen og Hilbertfraktalantennen). Impedansbåndbredden til monopolreferanseantennen ble målt. Monopolen har for de nevnte frekvensene er standbølgeforholdet bedre enn to. Dipolantennen er innkapslet i plastikk, slik at det ikke var mulig å justere referanseplanet for å måle impedansbåndbredden. Kvarbølgeomopolen har gain 4,1 dBi, mens teoretiske gain for dipolen er 2,15 dBi. Ut i fra strålingsdiagrammene, samt at det ikke var mulig å måle impedanseegenskapene til dipolen, kan det antas at denne verdien er usikker. Referanseantennene er utlånt fra Nordic Semiconductor ASA og egenskapene er oppgitt av dem.



Figur 7.10: Strålingsdiagram for dipol med flyttet antenneårn.

Resultater

Resultatene fra både simuleringer og målinger er vist i dette kapittelet. Avvik mellom simulerte verdier og målte verdier blir diskutert .

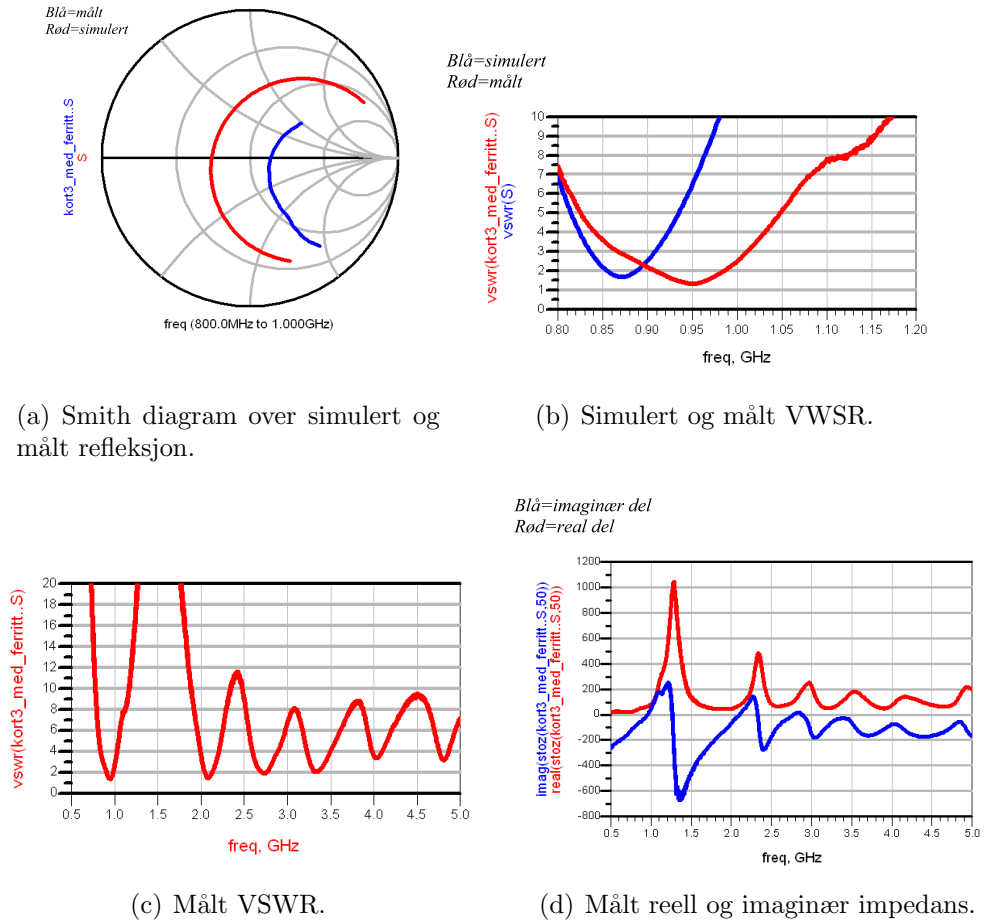
8.1 Impedanseegenskaper

8.1.1 Minkowskifraktalantenne

I figur 8.1 er både de simulerte og målte impedanseegenskapene til Minkowskifraktalantennen vist. Sammenlignet med simuleringene ser en at det for de målte verdiene er et frekvensavvik i forhold til simulerte verdier. Forskjellen kan forklares med at det i ADS Momentum ikke er mulig å avgrense substratet. Substratet i ADS Momentum er sammenlignet med metallagene, uendelig (se kapittel 5.2.6). Forklaringen om at det er simuleringen med et stort substrat som er årsaken til frekvensavviket, underbygges av hvordan impedanseegenskapene forandres dersom det måles med et stort substrat. Målte impedanseegenskaper med et stort substrat (figur 8.2a), et perfekt jordplan (stort nok til å anta ideell jord, se figur 8.2b) og simulerte verdier er vist i figur 8.3. Som vist i figur 8.3b flyttes resonansfrekvensen til antennen med et stort substrat mot den simulerte frekvensen og impedanstilpassningen reduseres marginalt. Målinger med et ideelt jordplan som Minkowskifraktalantennen kan speiles over, viser at det er lav inngangsresistans ved resonans, noe som er forventet for invertert L-antenner [2]. Med unntak av frekvensavviket er de målte impedanseegenskapene gode, det er målt større impedansbåndbredde og bedre tilpassning enn det som var simulert. Standbølgeplottet og impedansplottet viser at fraktalantennen er multi-resonant og har gode impedanseegenskaper ikke bare ved 950 MHz, men også ved 2,1 GHz. Sammenlignet med forventede multi-resonans impedanseegenskaper, har ikke resonansfrekvensene en kvadratisk sammenheng.

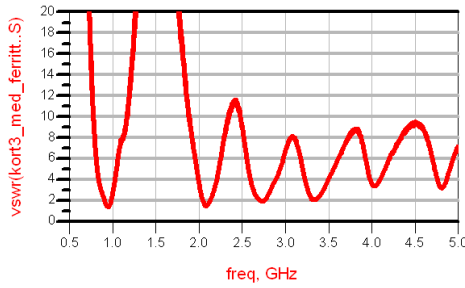
8.1.2 Hilbertfraktalantenne

Impedanseegenskapene til Hilbertfraktalantennen er vist i figur 8.4. Også her er det et frekvensskift i forhold til de simulerte resultatene. Frekvensskiftet til Hilbertfraktalantennen sammenlignet med frekvensskiftet for Minkowskifraktalantennen er lite. Det kan forklares med at impedanseegenskapene til en invertert F-antenne som Hilbertfraktalantennen bygger på, bestemmes i stor grad av impedanstilpassningen, det vil si kortslutningen til jord. Forskjellen

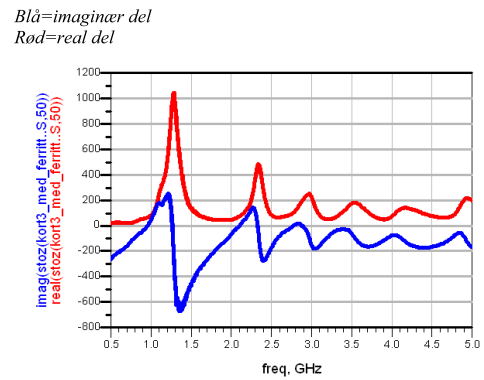


(a) Smith diagram over simulert og målt refleksjon.

(b) Simulert og målt VSWR.

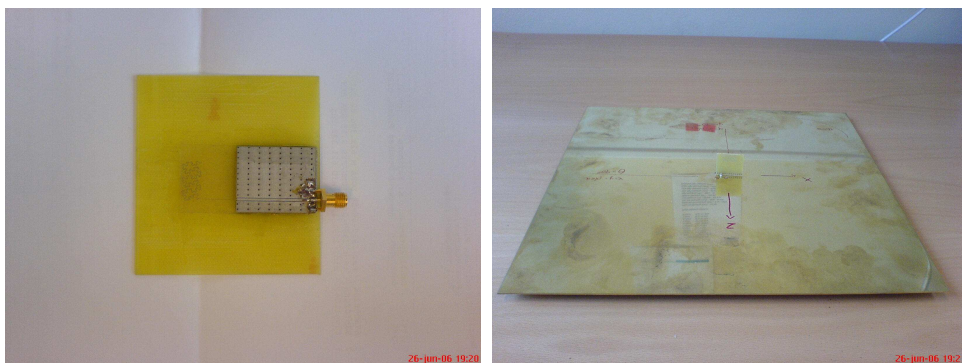


(c) Målt VSWR.



(d) Målt reell og imaginær impedans.

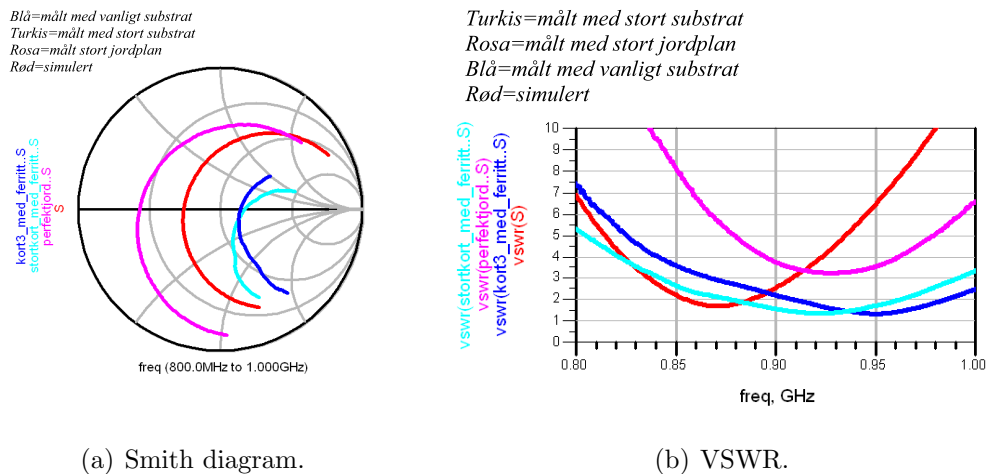
Figur 8.1: Simulert og målt for Minkowskiantenne.



(a) Stort substrat.

(b) Ideelt jordplan.

Figur 8.2: Stort substrat og ideell jord.



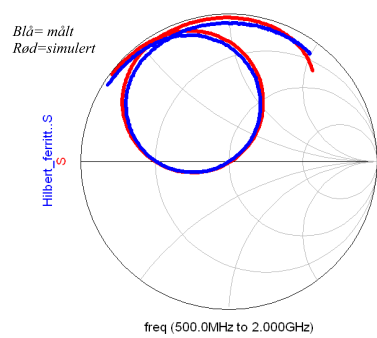
Figur 8.3: Sammenligning av Minkowskifraktalantenner med vanlig substrat, stort substrat, stort jordplan og simulerte verdier.

mellom målt og simulert resonansfrekvens er trolig på grunn av det uendelig substrat i ADS Momentum. Impedanseegenskapene er gode også ved 2,23 GHz og fra standbølgeforholdsplottet kan man se at også denne antennen er multi-resonant uten kvadratisk sammenheng mellom resonansfrekvensene. Hilbert-fraktalantennen har induktiv inngangsimpedans mellom resonansfrekvensene.

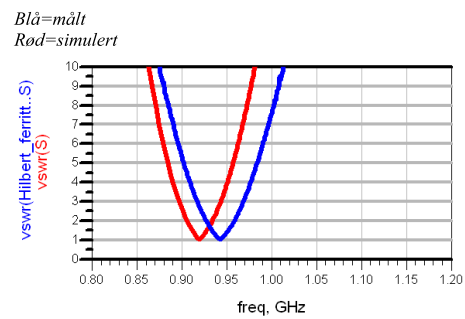
8.2 Strålingsegenskaper

8.2.1 Minkowskifraktalantenne

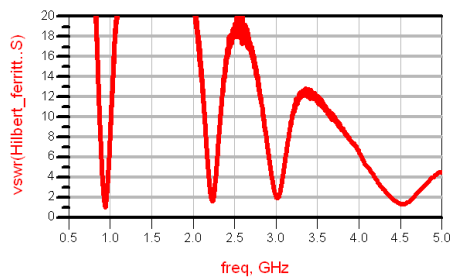
Strålingsdiagrammene for Minkowskifraktalantennen er i figur 8.5. De målte diagrammene ved 910 MHz, 950 MHz og 990 MHz viser at strålingsdiagrammet ved disse frekvensene ligner strålingsdiagrammet for en elektrisk liten dipol. Den har mindre transmisjon for $\theta = 0^\circ$ i både xz -planet og i yz -planet, samt for $\phi = 0^\circ$ i xy -planet enn forventet. Det vil si at når antennestrukturen er vendt med kobbersiden mot senderantennen mottar den dårligere enn når den er snudd slik at substratet vender mot senderantennen. Målte strålingsdiagram er veldig like det som er forventet ut i fra det simulerte strålingsdiagrammet. Unntaket er at i planet $\phi = 0^\circ$ er det for $\theta = 90^\circ$ veldig stor demping i det simulerte diagrammet. Dette skyldes at substratet er plassert her. I planet hvor $\phi = 90^\circ$ er det ekstra demping i de målte verdiene for $\theta = 90^\circ$ på grunn av at ved denne vinkelen er antennen skjermet av både substratet og SMA-konnektoren. Målinger ved 2,1 GHz viser at ved denne frekvensen er strålingsdiagrammet betydelig forandret, siden antennestørrelsen ikke lenger er liten i forhold til bølgelengden (bølgelengden med formler fra kapittel 4.3 er 8,75 cm).



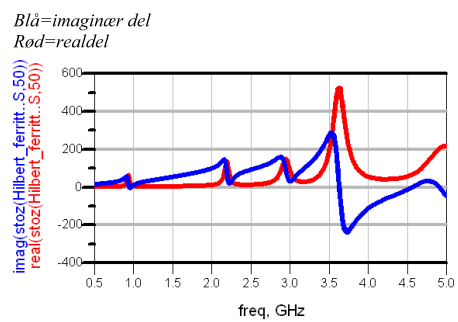
(a) Smith diagram over simulert og målt refleksjon.



(b) VSWR.



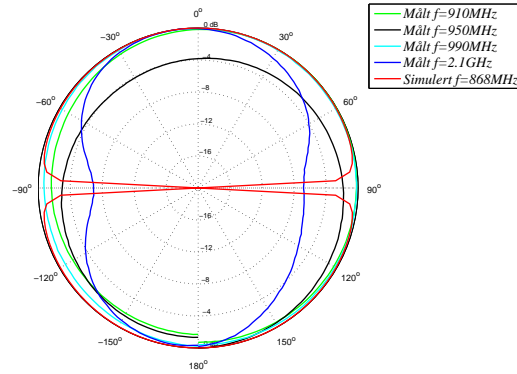
(c) Målt VSWR.



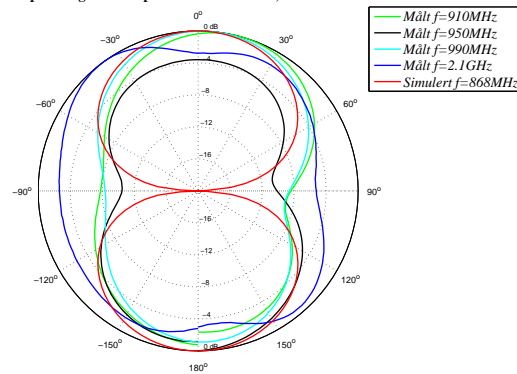
(d) Målt reell og imaginær impedans.

Figur 8.4: Simulert og målt for Hilbertantenne.

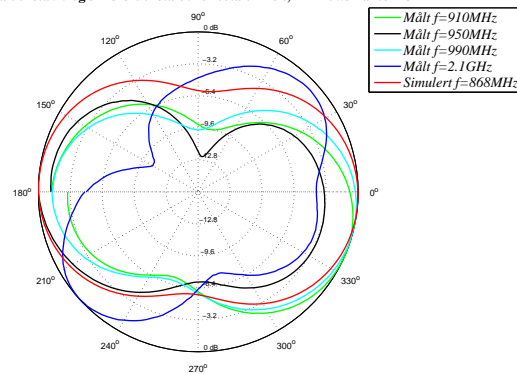
Målt phi 0 og simulert phi 0 for totalt E felt, Minkowskiantenne

(a) ϕ lik 0°

Målt phi 90 og simulert phi 90 for totalt E felt, Minkowskiantenne

(b) ϕ lik 90°

Målt theta 90 og simulert theta 60 for totalt E felt, Minkowskiantenne

(c) θ lik 90°

Figur 8.5: Strålingsdiagram for Minkowskifraktalantenne.

Tabell 8.1: Maksimal S_{12} for referanseantennene, $-180^\circ < \theta < 180^\circ$.

Frekvens:	Dipol:	Monopol:
943 MHz	-28,81 dB	-23,95 dB
950 MHz	-28,27 dB	-23,87 dB

Tabell 8.2: Maksimal S_{12} for testantennene i tre plan.

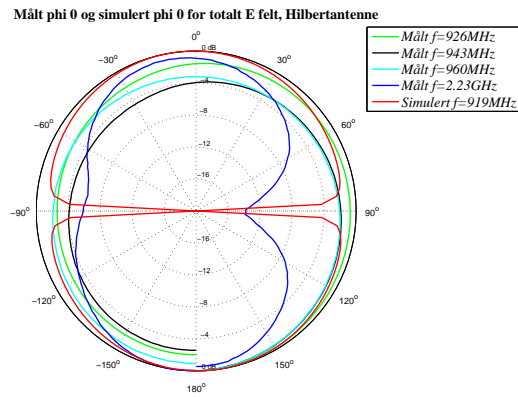
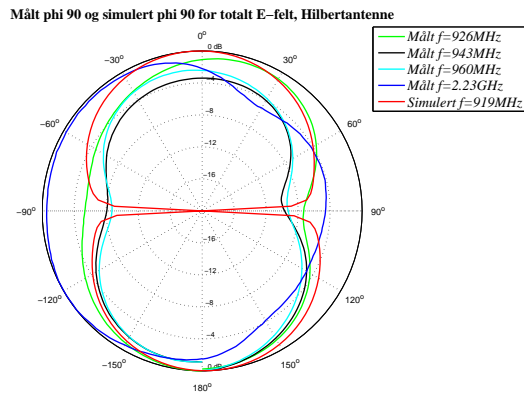
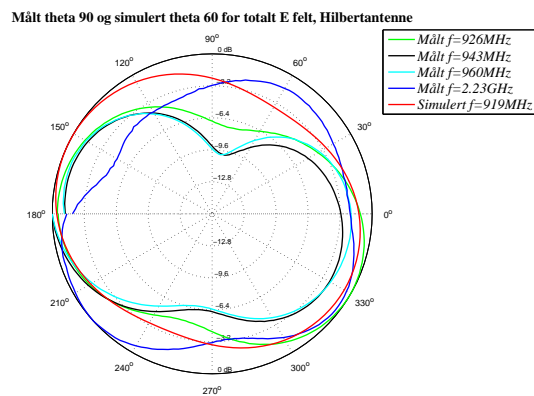
Plan/antenne:	$\phi = 0^\circ$:	$\phi = 90^\circ$:	$\theta = 90^\circ$:
Hilbertfraktal 943 MHz	-35,23 dB	-33,62 dB	-33,89 dB
Hilbertfraktal 2,23 GHz	-44,34 dB	-41,71 dB	-43,10 dB
Minkowskifraktal 950 MHz	-31,51 dB	-30,46 dB	-30,55 dB
Minkowskifraktal 2,1 GHz	-43,20 dB	-40,12 dB	-38,42 dB

8.2.2 Hilbertfraktalantenne

Figur 8.6 viser strålingsdiagrammet for Hilbertfraktalantennen. For frekvensene rundt den første resonansfrekvensen ser en at strålingsdiagrammet også for Hilbertfraktalantennen ligner diagrammet for en elektrisk liten dipol. Avviket mellom simulert og målt transmisjon i planet $\phi = 0^\circ$ skyldes også det uendelig substrat i ADS Momentum. Som for Minkowskifraktalantennen er det mindre transmisjon når metallstrukturen er vendt mot senderantennen, i tillegg er det ekstra demping i planet $\phi = 90^\circ$ for $\theta = 90^\circ$ på grunn av at SMA-konnektoren er i mellom antennen og senderantennen. Målte strålingsdiagram stemmer bra overens med det simulerte. Strålingsdiagrammet for 2,23 GHz er forandret i forhold til den første resonansfrekvensen på grunn av at antennen er større i forhold til bølgelengden enn ved første resonans.

8.2.3 Måling av gain

Gain er et mål på hvor bra en antenne overfører tilført effekt til utstrålt effekt. I masteroppgaven er “gain comparison” metoden brukt, det vil si at det blir målt relativt gain til testantennen i forhold til en referanseantenne med kjent gain ved frekvensen det blir målt ved. Med denne metoden er det viktig at måleoppsettet er mest mulig likt, slik at S_{12} for testantennen kan sammenlignes med S_{12} for referanseantennen. I tabell 8.1 er maksimal S_{12} for begge referanseantennene ved de to frekvensene hvor Minkowskifraktalantennen (950 MHz) og Hilbertfraktalantennen (943 MHz) har best tilpassning. Maksimal S_{12} i de tre planene som testantennene er målt i, er vist i tabell 8.2. I tillegg er også maksimal S_{12} for den andre resonansfrekvensen vist.

(a) ϕ lik 0° (b) ϕ lik 90° (c) θ lik 90°

Figur 8.6: Strålingsdiagram for Hilbertfraktalantenne.

Konklusjon

I dette kapittelet oppsummeres resultatene og det konkluderes med hvilken av de to fraktale strukturene som er mest egnet for å lage miniatyranntenner. Det blir også gitt anbefalinger for videre arbeid.

9.1 Viktige resultater

Parameterne som karakteriserer antennene er oppsummert i tabell 9.1 og 9.2. Minkowskifraktalantennen har mye bedre båndbredde enn Hilbertfraktalantennen, og dermed lavere Q-verdi. Både Minkowskifraktalantennen og Hilbertfraktalantennen er antenner med strålingsdiagram som ligner på en elektrisk lite dipol, med lav strålingseffektivitet. Gain til antennene er samtidig bedre enn forventet fra simuleringene. Til sammenligning kan det nevnes at en liten loopantenne som brukes av Nordic Semiconductor ASA har gain på -14 dBi. Sammenlignes arealet til antennene, ser en at Hilbertfraktalantennen er den som har minst areal¹. Hilbertfraktalantennen er også den antennen som krev-er minst areal til impedanstilpassning. Dermed kan antennen lages nærmere jordplanet enn Minkowskifraktalantennen, noe som er gunstig for den totale størrelsen til radiomodulen (inkludert antenne).

Det er usikkerhet i målingene. Usikkerhet kan tas høyde for ved å anslå en usikkerhet i målingene på 10 % for båndbredde og gain. I tabell 9.4 og 9.3 er båndbredde og gain vist for 10 % usikkerhet. 10 % er anslått som usikkerhet i målingene for å vise hva resultatet blir med noe avvik i målinger, og for å vise at det er mulig å få til gode resultater når antennene brukes sammen med en radiomodul som degraderer antenneprestasjonene. Usikkerhetsberegningene for gain er gjort på forholdet mellom mottatt S_{12} for testantennen og

¹Arealet til Minkowskifraktalen er funnet i prosjektet [1].

Tabell 9.1: Parametere for Minkowskifraktalantenne.

Parameter:	Målt:	Simulert:
Areal	1,15 cm ²	1,15 cm ²
Resonansfrekvens	950 MHz	867 MHz
Båndbredde	79 MHz	34 MHz
Gain _{max} (dipol/monopol)	-0,04 dBi/-2,49 dBi	-4,83 dBi
Q-verdi	8,5	18,0

Tabell 9.2: Parametere for Hilbertfraktalantenne.

Parameter:	Målt:	Simulert:
Areal	0,962 cm ²	0,962 cm ²
Resonansfrekvens	943 MHz	919 MHz
Båndbredde	34 MHz	30 MHz
Gain _{max} (dipol/monopol)	-2,66 dBi/-5,57 dBi	-9,35 dBi
Q-verdi	19,6	21,7

Tabell 9.3: Målt båndbredde med 10 % avvik.

Antenne:	Båndbredde:
Minkowskifraktalantenne _{min}	71,1 MHz
Minkowskifraktalantenne _{typ}	79,0 MHz
Minkowskifraktalantenne _{max}	86,9 MHz
Hilbertfraktalantenne _{min}	30,6 MHz
Hilbertfraktalantenne _{typ}	34,0 MHz
Hilbertfraktalantenne _{max}	37,4 MHz

Tabell 9.4: Målt gain med 10 % avvik.

Antenne:	Gain _{max} (dipol):	Gain _{max} (monopol):
Minkowskifraktalantenne _{min}	-0,95 dBi	-3,41 dBi
Minkowskifraktalantenne _{typ}	-0,04 dBi	-2,49 dBi
Minkowskifraktalantenne _{max}	0,79 dBi	-1,67 dBi
Hilbertfraktalantenne _{min}	-3,57 dBi	-6,48 dBi
Hilbertfraktalantenne _{typ}	-2,66 dBi	-5,57 dBi
Hilbertfraktalantenne _{max}	-1,82 dBi	-4,74 dBi

referanseantennen, gain til referanseantennen er holdt konstant.

Sammenligning av antenneprestasjonene viser klart at Hilbertfraktalantennen er den beste strukturen av disse to dersom det skal lages en minst mulig antenne. Hilbertfraktalantennen som er designet her kan skaleres videre ned uten at den blir mindre enn minste produserbare lederbredde hos Elprint. Samtidig er det klart at Minkowskifraktalantennen har mye bedre båndbredde og med korrekt skalering kan antennen lages slik at den kan dekke både 868 MHz-båndet og 915 MHz-båndet. Hilbertfraktalantennen må imidlertid ha en tilkobling til jord, enten ved et viahull eller en leder rundt substratet opp til jordingspunktet.

9.2 Anbefalinger for videre arbeid

De antenneløsningene som er funnet i masteroppgaven kan ikke brukes direkte. Antennene må skaleres og tilpasses riktig frekvensbånd (868/915 MHz-båndene). Designet som er gjort i masteroppgaven er et referansedesign med en gitt substratstørrelse og jordplanstørrelse. Det vil si at antenneprestasjonene kan forandres markant dersom størrelsene på jordplanet og substratet endres. I tillegg er det ikke sett på hvilken innvirkning plasseringen av matepunktet har. Forskyvning av matepunktet langs jordplankanten kan forandre impedanseegenskapene til antennen. I prosjektoppgaven ble det vist at forskyving av matepunktet for Minkowskifraktalantennen forandret impedanstilpassningen [1]. Selv om resultatene i masteroppgaven er lovende, er det ikke nødvendig at designet er en god løsning. De ukjente faktorene som her er nevnt bør utforskes før antenneløsningene kan brukes. For å kontrollere egenskapene til antennene bør de måles i et mer ekkofritt miljø eller i friluft. Det er også viktig å undersøke hvordan den andre resonansfrekvensen til antennen er i forhold til den andre harmoniske frekvensen til radiomodulen, slik at radiomodulen overholder standardene for kortholdskommunikasjon. Antennene er tenkt brukt sammen med transceivere fra Nordic Semiconductor ASA. Det bør måles strålingsegenskaper for antennene når de er på samme radiomodul som transceivere fra Nordic Semiconductor ASA. Ved å bruke transceivere med evalueringssett er det mulig å kontrollere utsendt effektnivå. Dermed kan antenneegenskapene måles bedre, ved å la radiomodulene med fraktalantennene operere som senderantenne. I tillegg bør det også utføres en test med antenneløsningene i et virkelig radiosystem, for å se hvordan de fungerer i brukssituasjon.

Antennene bør skaleres slik at de har resonansfrekvens ved enten 868 MHz eller 915 MHz. I forbindelse med videre simulering anbefales det at det velges en annen simulator. FDTD som metode for å løse de elektromagnetiske feltproblemene har blitt brukt med suksess i [9]. Hilbertfraktalen som struktur for en antenne bør også forsøkes i en dipolkonfigurasjon. Det er oppnådd gode antenneegenskaper med Hilbertfraktalen som dipol og det er interessant at impedanstilpassning kan gjøres ved å flytte matepunktet vekk fra symmetripunktet [15].

I masteroppgaven er det vist at både Minkowskifraktalen og Hilbertfraktalen kan brukes som basis for å lage små resonante miniatyrantenner for kortholdskommunikasjon. Begge har strålingsdiagram tilnærmet en elektrisk liten dipol med lav strålingseffektivitet, men antennesenes gain er god nok til bruk i et system med en kraftig "basestasjon". Antenneløsningene som er kommet fram til er laget slik at de er tilpasset et referansesubstrat. Skal løsningene brukes må antennen spesialdesignes til hver applikasjon med utgangspunkt i de løsninger som det er kommet fram til.

Bibliografi

- [1] P-A Krogstad & K Flakk, “868/915 MHz trykktretsantenne for kortholdskommunikasjon”, Prosjekt, NTNU (2005)
- [2] W L Stutzman & G A Thiele, “Antenna Theory and Design”, second edition, John Wiley & sons (1998)
- [3] J A Aas, “TTT4165 Radioteknikk, Antenneteknikk, en introduksjon”, NTNU (2005)
- [4] R Garg, P Bhartia, I Bahl & A Ittipiboon, “Microstrip Antenna Design Handbook”, Artech House (2001)
- [5] D Pozar, “Microwave and RF Design of Wireless Systems”, John Wiley & sons (2001)
- [6] K Fujimoto, A Henderson, K Hirasawa & J R James, “Small Antennas”, Research Studies Press (1987)
- [7] K Hirasawa & M Haneishi, “Analysis, Design, and Measurement of Small and Low-Profile Antennas”, Artech House (1992)
- [8] Kin-Lu Wong, “Planar Antennas for Wireless Communications”, John Wiley & sons (2003)
- [9] K J Vinoy, “Fractal Shaped Antenna Elements for Wide- and Multi-band Wireless Applications”, <http://etda.libraries.psu.edu/theses/approved/WorldWideIndex/ETD-190/index.html> , PhD Thesis, The Pennsylvania State University (2002)
- [10] A L Andersen, “Konstruksjon av RF system for trådløs kommunikasjon med prosjektør”, Hovedoppgave, NTNU (2005)
- [11] A K Skrivervik, J-F Zürcher, O Staub an J R Mosig, “PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 43, no. 4 (2001)
- [12] http://en.wikipedia.org/wiki/Hausdorff-Besicovitch_dimension, Hausdorff dimension

- [13] <http://no.wikipedia.org/wiki/Fraktal>, Fraktal
- [14] <http://en.wikipedia.org/wiki/Fractals>, Fractal
- [15] J Zhu, A Hoorfar & N Engheta, "Bandwidth, Cross-Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2 (2003)
- [16] M Z Azad & M Ali, "A Miniaturized Hilbert PIFA for Dual-Band Mobile wireless Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4 (2005)
- [17] J Anguera, C Puente & J Soler, "Miniature Monopole Antenna based on the Fractal Hilbert Curve", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4 (2002)
- [18] R G Hohlfeld & N Cohen, "Genetic optimization of Sparse, Frequency Invariant Arrays using the HCR Principle", *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology* (2003)
- [19] N Cohen, "Fractals' new era in military antenna design", *RF design*, august (2005)
- [20] J M González-Arbesú & J Romeu, "Experiences on monopoles with the same fractal dimension and different topology", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4 (2003)
- [21] N Cohen, R Hohlfeld, D Moschella & P Salkind, "Fractal Wideband Antennas for Software Defined Radio, UWB, and Multiple Platform Applications", *IEEE Radio and Wireless Conference, RAWCON'03. Proceedings* (2003)
- [22] K J Vinoy, K A Jose, V K Varadan & V V Varadan, "Resonant Frequency of Hilbert Curve Fractal Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3 (2001)
- [23] C Puente, J Romeu, R Pous, J Ramis and A Hijazo, "Small, but long Koch fractal monopole", *Electronics Letters*, vol. 34, no. 1 (1998)
- [24] J C-E Sten, A Hujanen, P K Koivisto, "Quality Factor of an Electrically Small Antenna Radiating Close to a Conducting Plane", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 5, mai (2001)
- [25] http://en.wikipedia.org/wiki/Fractal_antennas, Fractal antenna
- [26] G A Hjelle, "Selvsimilære Fraktaler", Prosjekt, NTNU (2001)
- [27] R Bancroft, "Fundamental Dimension Limits of Antennas", *Centurion Wireless Technologies*

- [28] Agilent, ADS Documentation 2005A
- [29] <http://www.fractenna.com/faq/faq.html>, Fractal Antennas FAQ
- [30] <http://elprint.no/index.php/pages/59>, Elprint designregler
- [31] E W Weisstein, “Self-Similarity”, <http://mathworld.wolfram.com/Self-similarity.html>

Vedlegg

Eksempelkode for plott av strålingsdiagram.

Krever polar180.m

```
clear all;
%Laget av Kristian Flakk
%Leser inn verdiene fra de forskjellige målingene
%leser inn filer i en vektor
%En fil for hver polarisasjon og for 4 frekvenser
fil1=fopen('phiOver926.ana','r');
fil2=fopen('phi0hor926.ana','r');
fil3=fopen('phiOver.ana','r');
fil4=fopen('phi0hor.ana','r');
fil5=fopen('phiOver960.ana','r');
fil6=fopen('phi0hor960.ana','r');
fil7=fopen('phiOver223.ana','r');
fil8=fopen('phi0hor223.ana','r');
rader=8;
n=1;
while n<=rader
if n==1
filvertikal =fil1;
filhorisontal =fil2;
elseif n==3
filvertikal =fil3;
filhorisontal =fil4;
elseif n==5
filvertikal =fil5;
filhorisontal =fil6;
elseif n==7
filvertikal =fil7;
filhorisontal =fil8;
end
%vertikal
overskrift=textscan(filvertikal, '%s', 4, 'delimiter', '\n');
intro=overskrift{1};
disp(intro);
vBlock=1;
while (~feof(filvertikal))
vinnstekst=textscan( filvertikal, '%s',1,'delimiter','\n');
vHeaderLines{vBlock,1}=vinnstekst{1};
vinnstekst=textscan( filvertikal, '%f%f');
set(0, 'format', 'long e');
vData{vBlock,1}=vinnstekst{1};
vData{vBlock,2}=vinnstekst{2};
[vNumRows,vNumCols]=size(vData{vBlock});
eob=textscan( filvertikal, '%n',1,'delimiter','\n');
vBlock=vBlock+1;
end
fclose(filvertikal);
vBlock=1;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
```

```

vvektor1=[vData{vBlock,1}];
set(0, 'format',user_format);
vBlock=2;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
vvektor2=[vData{vBlock,1},vData{vBlock,2}];
set(0, 'format',user_format);
vBlock=3;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
vvektor3=[vData{vBlock,1},vData{vBlock,2}];
set(0, 'format',user_format);
vBlock=4;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
vvektor4=[vData{vBlock,1},vData{vBlock,2}];
set(0, 'format',user_format);
vtotvektor=(vvektor2+vvektor3+vvektor4)/3;
vabsvektor=abs(vtotvektor(:,1)+i.*vtotvektor(:,2));
%horisontal
overskrift=textscan(filhorisontal, '%s', 4, 'delimiter', '\n');
intro=overskrift{1};
disp(intro);
Block=1;
while (~feof(filhorisontal))
innstekst=textscan(filhorisontal, '%s',1,'delimiter','\n');
HeaderLines{Block,1}=innstekst{1};
innstekst=textscan( filhorisontal,'%f%f','delimiter','\t');
set(0, 'format','long e');
Data{Block,1}=(innstekst{1});
Data{Block,2}=innstekst{2};
[NumRows,NumCols]=size(Data{Block});
eob=textscan( filhorisontal, '%n',1,'delimiter','\n');
Block=Block+1;
end
fclose(filhorisontal);
Block=1;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
vektor1=[Data{Block,1}];
set(0, 'format',user_format);
Block=2;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
vektor2=[Data{Block,1},Data{Block,2}];
set(0, 'format',user_format);
Block=3;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
vektor3=[Data{Block,1},Data{Block,2}];
set(0, 'format',user_format);
Block=4;
user_format=get(0, 'format');
format short e;
vektor4=[Data{Block,1},Data{Block,2}];
set(0, 'format',user_format);
totvektor=(vektor2+vektor3+vektor4)/3;
absvektor=abs(totvektor(:,1)+i.*totvektor(:,2));
%totalt felt
totfelt=sqrt(absvektor.^2+vabsvektor.^2);
normtot=totfelt./max(totfelt);
normtotdb=20*log10(normtot);
figure(1);
if n==1
hold off;
else
hold on;

```

```

end
%husk å bytte farge:-)
if n==1
farge='g';
elseif n==3
farge='k';
elseif n==5
farge='c';
else
farge='b';
end
polar180(vektor1,normtotdb,farge,[0 -20 5]);
maksfelt(n,1)=max(totfelt);
n=n+2;
end
%Simulerte verdier
%hentet fra Audun Andersen
Simulering = ('ffhilbertphi0.hfd');
%[AntallS, strS] = size(Simulering); %Finner antall filer
tekst =('for totalt E felt, Hilbertantenne'); %Brukes til å navngi plot
%utkommenter rett plan. Er overskrift
plan='Målt phi 0 og simulert phi 0';
%plan='Målt phi 90 og simulert phi 90';
%Leser inn verdier fra HFSS. Vinkel lagres i A, og felt i Sim
%for s=1:AntallS;
[A Sim(:,1)]= textread(Simulering(1,:),'%f %f','delimiter',' ','headerlines',13);
%normaliserer
Sim(:,1)=Sim(:,1)./max(Sim(:,1));
%dB skala
Sim(:,1)=20*log10(Sim(:,1));
for g=1:size(Sim)
if Sim(g,1)<-20
Sim(g,1)=-20;
end
end
%Plotter simulering
figure(1);
hold on;
polar180(A,Sim(:,1),'r');
legend('Målt f=926MHz','Målt f=943MHz','Målt f=960MHz','Målt f=2.23GHz','Simulert f=919MHz',
'Location','NorthEastOutside');
title([plan ' ' tekst]);% ' for ' fr]);
figure (2);
hold off;
polar180(A,Sim(:,1),'r');
legend('Simulert f=919MHz','Location','NorthEastOutside ');
title([plan ' ' tekst]);% ' for ' fr]);
%end

```

Polar180.m

```

function hpol = dirplot(theta,rho,line_style,params)
% DIRPLOT Polar directivity plot.
% A modification of The Mathworks POLAR function, DIRPLOT generates
% directivity plots in the style commonly used in acoustic and RF work.
% Features include:
% 1. Plots -90 to +90 or -180 to +180 degrees based on range of input
% THETA, with 0 degrees at top center.
% 2. Produces semicircular plots when plot range is -90 to +90 degrees.
% 3. RHO is assumed to be in decibels and may include negative
% values.
% 4. Default automatic rho-axis scaling in "scope knob" factors.
% 5. Optional PARAMS argument allows manual setting of rho-axis
% scaling.
%
% DIRPLOT(THETA, RHO) makes a plot using polar coordinates of the
% angle THETA versus the radius RHO. THETA must be in degrees, and
% must be within the range -180 to +180 degrees. If THETA is within
% the range -90 to +90 degrees, the plot will be semicircular. RHO is

```

```

% assumed to be in decibels and the values may be positive or negative or
% both. By default, with no PARAMS argument, rho-axis scaling will be determined
% automatically using scope knob factors of 1-2-5. By default, 10
% ticks will be plotted. Note: Like POLAR, DIRPLOT does not rescale the
% axes when a new plot is added to a held graph.
%
% DIRPLOT(THETA, RHO, LINE_STYLE, PARAMS) makes a plot as described above
% using the linestyle specified in string LINE_STYLE, and using the rho-axis
% scaling specified in vector PARAMS. Either of these optional arguments may be
% used alone. Vector PARAMS is a 3-element row vector defined as
% [RHOMAX RHOMIN RHOTICKS]. String LINE_STYLE is the standard MATLAB linestyle
% string. See PLOT for a description.
%
% HPOL = DIRPLOT(...) returns a handle to the LINE object generated by the PLOT
% function that actually generates the plot in DIRPLOT.
%
% See also POLAR, PLOT, LOGLOG, SEMILOGX, SEMILOGY.
%
% Rev 1.0, 17 January 2002
% Tested in MATLAB v. 6.0
%
% Adapted from The MathWorks POLAR function by
% Steve Rickman
% sar@surewest.net
if nargin <= 1
error('Requires 2, 3, or 4 input arguments.')
elseif nargin == 2
line_style = 'auto';
elseif nargin == 3
if isnumeric(line_style)
params = line_style;
line_style = 'auto';
end
end
if exist('params')
if length(params) ~= 3
error('Argument PARAMS must be a 3-element vector: [RHOMAX RHOMIN RHOTICKS].')
end
if params(1) <= params(2)
error('Error in PARAMS argument. RHOMAX must be greater than RHOMIN.')
end
if params(3) <= 0
params(3) = 1;
warning('Error in PARAMS argument. RTICKS set to 1.')
end
end
if isstr(theta) | isstr(rho)
error('THETA and RHO must be numeric.');
```

```

% Translate theta degrees to radians
theta = theta*pi/180;
cax = newplot;
next = lower(get(cax,'NextPlot'));
hold_state = ishold;
if hold_state & exist('params')
warning('Plot is held. New plot parameters ignored')
end
% get x-axis text color so grid is in same color
tc = get(cax,'xcolor');
ls = get(cax,'gridlinestyle');
% Hold on to current Text defaults, reset them to the
% Axes' font attributes so tick marks use them.
fAngle = get(cax, 'DefaultTextFontAngle');
fName = get(cax, 'DefaultTextFontName');
fSize = get(cax, 'DefaultTextFontSize');
fWeight = get(cax, 'DefaultTextFontWeight');
fUnits = get(cax, 'DefaultTextUnits');
set(cax, 'DefaultTextFontAngle', get(cax, 'FontAngle'), ...
'DefaultTextFontName', get(cax, 'FontName'), ...
'DefaultTextFontSize', get(cax, 'FontSize'), ...
'DefaultTextFontWeight', get(cax, 'FontWeight'), ...
'DefaultTextUnits','data')
% only do grids if hold is off
if ~hold_state
if ~hold_state
% make a radial grid
hold on;
if ~exist('params')
rticks = 10; % default ticks
lims = findscale(rho,rticks); % get click, rmax, rmin
click = lims(1); rmax = lims(2); rmin = lims(3);
rngdisp = rmax - rmin;
else
rmax = params(1); rmin = params(2); rticks = params(3);
rngdisp = rmax - rmin;
click = rngdisp/rticks;
end
set(cax,'userdata',[rngdisp rmax rmin]); % save variables for added plots
% define a circle
th = 0:pi/50:2*pi;
xunit = cos(th);
yunit = sin(th);
% now really force points on x/y axes to lie on them exactly
inds = 1:(length(th)-1)/4:length(th);
xunit(inds(2:2:4)) = zeros(2,1);
yunit(inds(1:2:5)) = zeros(3,1);
% plot background if necessary
if ~isstr(get(cax,'color')),
patch('xdata',xunit*rngdisp,'ydata',yunit*rngdisp, ...
'edgecolor',tc,'facecolor',get(gca,'color'),...
'handlevisibility','off');
end
% draw radial circles
% angles for text labels
c88 = cos(88*pi/180);
s88 = sin(88*pi/180);
c92 = -cos(92*pi/180);
s92 = -sin(92*pi/180);
for i=click:click:rngdisp
tickt = i+rmin;
if abs(tickt) < .001
tickt = 0;
end
ticktext = [num2str(tickt)];
hhh = plot(xunit*i,yunit*i,ls,'color',tc,'linewidth',1,...
'handlevisibility','off');
if i < rngdisp

```

```

text(i*c88,i*s88, ...
ticktext,'verticalalignment','bottom',...
'handlevisibility','off','fontsize',8)
else
text(i*c88,i*s88, ...
[ticktext,' dB'],'verticalalignment','bottom',...
'handlevisibility','off','fontsize',8)
end
if fullplot
if i < rngdisp
text(i*c92,i*s92, ...
ticktext,'verticalalignment','bottom',...
'handlevisibility','off','fontsize',8)
else
text(i*c92,i*s92, ...
[ticktext,' dB'],'verticalalignment','bottom',...
'handlevisibility','off','fontsize',8)
end
end
end
set(hhh,'linestyle','-') % Make outer circle solid
% plot spokes at 30 degree intervals
th = (0:3:18)*2*pi/36;
cst = cos(th); snt = sin(th);
cs = [-cst; cst];
sn = [-snt; snt];
plot(rngdisp*cs,rngdisp*sn,ls,'color',tc,'linewidth',1,...
'handlevisibility','off')
% label spokes in 30 degree intervals
rt = 1.1*rngdisp;
for i = 1:7
text(rt*cst(i),rt*snt(i),[int2str(90-(i-1)*30),'^o'],...
'horizontalalignment','center',...
'handlevisibility','off');
end
if fullplot
for i = 1:2
text(-rt*cst(i+1),-rt*snt(i+1),[int2str(-90-i*30),'^o'],...
'horizontalalignment','center',...
'handlevisibility','off');
end
for i = 3:5
text(-rt*cst(i+1),-rt*snt(i+1),[int2str(270-i*30),'^o'],...
'horizontalalignment','center',...
'handlevisibility','off');
end
end
% set view to 2-D
view(2);
% set axis limits
if fullplot
axis(rngdisp*[-1 1 -1.15 1.15]);
else
axis(rngdisp*[-1 1 0 1.15]);
end
end
if hold_state
v = get(cax,'userdata');
rngdisp = v(1);
rmax = v(2);
rmin = v(3);
end
% Reset defaults.
set(cax, 'DefaultTextFontAngle', fAngle , ...
'DefaultTextFontName', fName , ...
'DefaultTextFontSize', fSize, ...
'DefaultTextFontWeight', fWeight, ...

```



```

'DefaultTextUnits','fUnits ');
% transform data to Cartesian coordinates.
% Rotate by pi/2 to get 0 degrees at top. Use negative
% theta to have negative degrees on left.
xx = (rho+rngdisp-rmax).*cos(-theta+pi/2);
yy = (rho+rngdisp-rmax).*sin(-theta+pi/2);
% plot data on top of grid
if strcmp(line_style,'auto')
%q = plot(xx,yy);
q = plot(xx,yy,'LineWidth',1.5);
else
%q = plot(xx,yy,line_style);
q = plot(xx,yy,line_style,'LineWidth',1.5);
end
if nargin > 0
hpol = q;
end
set(gca,'dataaspectratio',[1 1 1]), axis off; set(cax,'NextPlot',next);
set(get(gca,'xlabel'),'visible','on')
set(get(gca,'ylabel'),'visible','on')
% Subfunction finds optimal scaling using "scope knob"
% factors of 1, 2, 5. Range is limited to practical
% decibel values.
function lims = findscale(rho, rticks)
clicks = [.001 .002 .005 .01 .02 .05 .1 ...
.2 .5 1 2 5 10 20 50 100 200 500 1000];
lenclicks = length(clicks);
rhi = max(rho);
rlo = min(rho);
rrng = rhi - rlo;
rawclick = rrng/rticks;
n = 1;
while clicks(n) < rawclick
n = n + 1;
if n > lenclicks
close;
error('Cannot autoscale; unrealistic decibel range.');
```

Register

- 868 MHz-båndet, 55
- 915 MHz-båndet, 55

- Adaptiv frekvenssamling, 24
- Adaptiv frekvenssampling, 24
- ADS Datadisply, 33
- ADS Momentum, 21
- Areal, 33

- Bølgelengde, 18
- Båndbredde, 15, 19, 34
- båndbredde, 53
- Blandet potensial integral ligninger, 21
- Bredbåndsantenne, 7
- Bredbåndsantennner, 7

- Cohen, 8

- Designregler, 30
- Dipol, 43
- Dreietårn, 42

- E-feltet, 39
- Effektiv bølgelengde, 18
- Effektiv dielektrisitetskonstant, 17, 18
- ELA, 13
- Elektrisk lite dipol, 53
- Elektrisk liten antenne, 13
- Elprint, 30
- Endelig jordplan, 25

- Fasefart, 18
- Fjernfelt, 39
- Flerveistransmisjon, 43
- FR-4, 28
- Fraktal, 5
- Fraktal antenne, 16
- Frekvensinvarians, 7

- Gain, 35, 43, 50, 53
- Gain comparision, 50
- Green-funksjone, 21

- Hilbertfraktal, 10, 30
- Hilbertfraktalantenne, 30, 31, 45, 53
- Holdfeld-Cohen-Rumseys prinsipp, 7
- Horisontal polarisasjon, 39
- Hovedlobe, 43

- IIFA, 16, 31
- Impedansbåndbredde, 15
- Impedanseegenskaper, 45
- Impedanstilpassning, 31
- Inngangsimpedans, 13
- Integrert invertert F-antenne, 2, 16
- Interaksjonsmatrise, 22
- Interferens, 43
- Intern port, 24
- Invertert F-antenne, 45

- Jordplan, 28, 53
- Jordreferanse, 22, 25, 28

- Karakteristisk impedans, 19
- Koaksialkabel, 38, 39
- Kochs snøflak, 5
- Koordinatsystem, 34
- Koplanar bølgeleder, 18, 33
- Koplanar strip linje, 16

- Lederbredde, 31
- Lederlag, 22
- Lederlengde, 31

- Mandelbrot, 5
- Maskenettverk, 22
- Masketethet, 24
- Matenettverk, 15

- Miniatyrantenner, 7
- Minkowskifraktal, 9
- Minkowskifraktalantenne, 31, 45, 53
- Momentmetode, 21
- Momentum Viewer, 35
- Monopol, 43
- Multibandantenne, 7

- Nærfelt, 13

- Peanos monsterkurve, 5
- PIFA, 31
- Port, 22
- Printed IFA, 16
- Puente, 8

- Q-verdi, 15, 53

- Referansedesign, 55
- Referanseplan, 37
- Refleksjon, 19
- Relativ gain, 40
- Resonansfrekvens, 31, 34
- Resonanslengde, 30
- Resonant monopol, 30
- Rundstrålende antenner, 43

- S-matrise, 37
- S-parameter, 19, 22, 24, 37
- S₁₁, 19, 33, 34, 38
- S₁₂, 39, 40, 50
- S₂₁, 39
- S₂₂, 33
- Selvsimilæ, 7
- Selvsimilære fraktaler, 6
- Sidelobe, 43
- Similaritetsdimensjon, 6, 10, 12
- SMA-konnektor, 33, 50
- Smith diagram, 33
- Standbølgeforhold, 33
- Strømfordelingsmaksimum, 16
- Strålingsdiagram, 34, 47, 50
- Strålingseffektivitet, 14, 15
- Strålingsmotstand, 14
- Substrat, 28

- Tapstangent, 28

- Tilkoblingslinje, 31
- Topologisk dimensjon, 6

- Usikkerhet, 53

- Vertikal polarisasjon, 39

- Wheeler Cap, 15
- Wheeler radius, 13

- xy-plan, 40, 42, 47
- xz-plan, 39, 40, 47

- yz-plan, 39, 42, 47