

HOVEDPROSJEKT:

WRAPAROUND S-BÅND
ANTENNE FOR RAKETT

FORFATTERE:

JUNE LIAKLEV
UMESH THAPA
LARS ERIK ENGEN

Dato:

19. mai 2004

SAMMENDRAG AV HOVEDPROSJEKT

Tittel:	<u>Wraparound S-bånd antenne for rakett</u>	Nr. : 2
		Dato : 19/5-04
Deltaker(e):	<u>June Liaklev</u>	
	<u>Umesh Thapa</u>	
	<u>Lars Erik Engen</u>	
Veileder(e):	<u>Ole Johnny Berg</u>	
Oppdragsgiver:	<u>Forsvarets forskningsinstitutt</u>	
Kontaktperson:	<u>Terje Angeltveit (terje.angeltveit@ffi.no)</u>	
Stikkord (4 stk)	<u>Telemetri, Høyfrekvens, Strålingsegenskaper og Impedanstransformering</u>	
Antall sider:55	Antall bilag: 0	Tilgjengelighet (åpen/konfidensiell):Åpen
<p>Kort beskrivelse av hovedprosjektet:</p> <p>Forsvarets forskningsinstitutt benytter i dag dyre, kommersielle antenner til bruk på testraketter. De har derfor et ønske om å kunne utvikle slike antenner selv for å spare store kostnader.</p> <p>Vår prosjektgruppe har i denne anledning fått i oppdrag fra FFI å sette seg grundig inn i antennteknologi, for så å utvikle en wraparound antenne for S-båndet. Antennen skal fortrinnsvis ha en diameter på ca. 14 tommer, og en tilpasning på 50Ω. Det er videre ønskelig å finne generelle teoretiske beregninger for forskjellige diametre på antennen, hvis en slik generell sammenheng eksisterer.</p> <p>Prosjektet har resultert i en prototyp som trenger noe videreutvikling før den sendes opp i atmosfæren. Generelle teoretiske beregninger er på plass.</p>		

Forord

Hovedprosjektet er en obligatorisk og avsluttende del i den treårige ingeniørutdanningen her ved Høgskolen i Gjøvik. Prosjektet går over det siste vår-semesteret, og utgjør 15 studiepoeng.

Vi vil gjerne få takke oppdragsgiver FFI og kontaktperson Terje Angeltveit for denne oppgaven, og god oppfølging underveis.

Vi ønsker videre å takke vår veileder Ole Johnny Berg, samt faglærere Erling Bakke og Arne Wold for god hjelp under hele prosjektet.

En spesiell takk rettes til lab.ingeniør Arne Myhre, for mange gode innspill vedrørende den praktiske delen av prosjektet.

Gjøvik, 19. mai 2004

Lars Erik Engen

Umesh Thapa

June Liaklev

INNHold

1.0	INNLEDNING	side	1	
1.1	Definisjon av oppgaven	side	1	
1.2	Mål	side	1	
1.3	Mottakergruppe	side	2	
1.4	Arbeidsform	side	2	
2.0	TEORI	side	3	
2.1	Elektromagnetiske bølger	side	3	
2.2	Mikrostrip teknologi	side	4	
2.3	Polarisasjon	side	5	
2.4	Stråling fra en mikrostriplinje	side	6	
2.5	Impedanstilpasning	side	8	
	2.5.1 Refleksjonsfaktor	side	8	
	2.5.2 Standbølgeforhold	side	8	
	2.5.3 Kwartbølgetransformator	side	9	
3.0	APPARATUR OG UTSTYR	side	10	
4.0	UTVIKLING AV ANTENNEN	side	11	
4.1	Tekniske spesifikasjoner	side	11	
4.2	Mulige løsninger	side	12	
	4.2.1 Sylindrisk Sliss-antenne	side	13	
	4.2.2 Lapp-basert mikrostrip antenne	side	15	
	4.2.3 Likeformet mikrostrip antenne	side	16	
4.3	Valg av løsning	side	17	
4.4	Generelt beregningsgrunnlag for wraparound	side	18	
	4.4.1 Generelt utgangspunkt	side	18	
	4.4.2 Høyden til radiatoren	side	19	
	4.4.3 Lengden til radiatoren	side	19	
	4.4.4 Antall matepunkter	side	19	
	4.4.5 Radiatorens inngangsimpedans	side	20	
	4.4.6 Kwartbølgetransformering	side	20	
	4.4.7 Spesielle utforminger	side	21	
4.5	Realisering av ønsket antenne	side	22	
	4.5.1 Parameter-bestemmelser	side	22	
		4.5.1.1 Materialvalg	side	22
		4.5.1.2 Parameter-oppsummering	side	23
	4.5.2 Beregninger	side	24	
		4.5.2.1 Høyden til radiatoren	side	24
		4.5.2.2 Lengden til radiatoren	side	25
		4.5.2.3 Antall matepunkter	side	25
		4.5.2.4 Radiatorens inngangsimpedans	side	25
		4.5.2.5 Kwartbølgetransformering	side	26
		4.5.2.6 Lengder og bredder	side	27
	4.5.3 Kabelføring	side	28	
	4.5.4 Etsing	side	29	

5.0	MÅLINGER	side 30
5.1	Måling av feltstyrke	side 30
5.2	Måling av inngangsimpedans	side 32
6.0	DISKUSJON AV RESULTATER	side 36
6.1	Strålingsdiagrammet	side 36
6.2	Standbølgeforholdet	side 36
6.3	Teoretisk beregningsgrunnlag	side 37
6.4	Muligheter for forbedringer	side 37
7.0	KONKLUSJON	side 38
8.0	LITTERATURLISTE	side 39

***** VEDLEGG *****

VEDLEGG A	Realisering av forskjellige polarisasjoner	side 40
VEDLEGG B	Utledning av formel for kvartbølgetransformator	side 49
VEDLEGG C	Refleksjonsfaktor ved parallellkoplinger	side 50
VEDLEGG D	Datablad for antennemateriale	side 51
VEDLEGG E	Data for antennekabler	side 53
VEDLEGG F	Matlab program (lesdata.m)	side 54



1.0 INNLEDNING

1.1 Definisjon av oppgaven

Elektronikk-avdelingen ved Forsvarets forskningsinstitutt (FFI) på Kjeller har gitt oss følgende oppgave:

Opgaven går ut på å sette seg grundig inn i antennteknologi for så å utvikle en wraparound antenne for S-båndet (2.2 – 2.3 GHz) til bruk på testraketter brukt til klimaforskning. Denne skal erstatte de dyre antennene som brukes i dag. Det er videre ønskelig å finne generelle teoretiske beregninger for forskjellige diametre på antennen, hvis en slik generell sammenheng eksisterer.

Se kapittel 4.1 for tekniske spesifikasjoner.

1.2 Mål

Hovedmål med oppgaven:

Målet er å få god innsikt i og forståelse av høyfrekvens antennteknologi, og med dette kunne konstruere en wraparound antenne for s-båndet.

Opgaven kan deles inn i følgende delmål:

- Vurdere ulike løsninger for konstruksjon av antennen
- Realisere den antatt beste løsningen
- Utvikle et teoretisk beregningsgrunnlag for forskjellige antennediametre



1.3 Mottakergruppe

Denne rapporten er beregnet for personer med bakgrunn innen teleteknikk/høyfrekvensteknikk på ingeniør nivå.

1.4 Arbeidsform

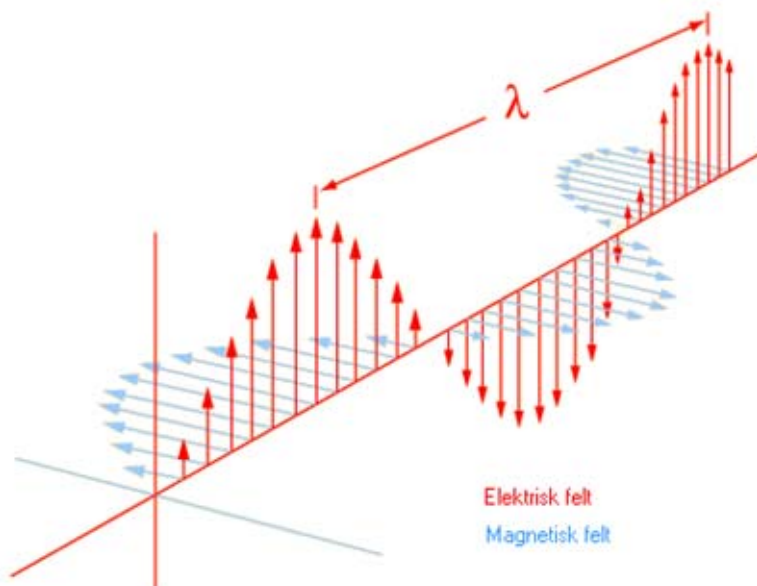
Det hele begynte med et besøk inne hos FFI på Kjeller for å definere oppgaven noe tydeligere. Vi besøkte også FFI ved senere anledninger, blant annet for å foreta feltstyrke-målinger i deres refleksjonsfrie rom. Resten av tiden foregikk arbeidet stort sett på elektrolaben ved høgskolen i Gjøvik (HiG).

Gruppen har en gang iblant holdt uoffisielle morgenmøter for å planlegge videre fremdrift. Ved eventuelle problemer har vi konsultert vår veileder og andre faglærere med godt resultat. Relevant litteratur og informasjon har vi hentet hovedsaklig fra internett og bøker lånt på biblioteket. Vi har videre forsøkt å forholde oss til fremdriftsplanen definert i forprosjektet der dette har vært naturlig.

2.0 TEORI

2.1 Elektromagnetiske bølger

En elektromagnetisk bølge skapes av hurtige ladningsforflytninger. Bølgen består av et elektrisk felt og et magnetisk felt som begge varierer med tiden. Disse feltene står 90° på hverandre, og begge står igjen 90° på bølgens retning (Poyntings vektor). Når denne bølgen slippes løs i det frie rom vil feltene gjenskape hverandre gjensidig etter induksjonsprinsippet. Nær antennen har vi i tillegg det som gjerne kalles kildefelter. Strømmen i antennen danner et magnetfelt, og ladningsfordelingen langs antennen (spenningen) danner et elektrisk ladningsfelt (Coulombfelt). Disse kildefeltene har kort rekkevidde, og finnes bare like ved antennen. Det er disse feltene som inducerer de feltene som er den egentlige strålingen, dvs den elektromagnetisk bølgen som sprer seg i rommet.



Figur 1: En elektromagnetisk bølge

Bølgen beveger seg med lysest hastighet (300 000 000 m/s) i det frie rom (vakuu), men med en lavere hastighet i andre overføringsmedier pga av en høyere optisk tetthet.

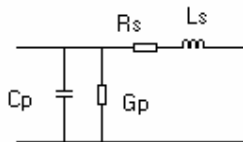
2.2 Mikrostrip teknologi

En mikrostrip transmisjonslinje består av et ledende kobberlag og et jordlag, adskilt av et dielektrikum hvor bølgene vandrer. Dielektrikumet er vanligvis laget av epoxy glassfiber ved relativt lave frekvenser og PTFE (polytetrafluoroethylene) for frekvenser i GHz-området. Den karakteristiske impedansen til en slik linje avhenger av bredden og tykkelsen til lederlaget, samt dielektrisitetetskonstanten. Denne formen for signaltransmisjon oppsto i sin tid som et resultat av den stadige forminskningen av elektroniske komponenter, man fikk et behov for en transmisjonsstruktur som var kompatibel med disse.



Figur 2: En mikrostrip transmisjonslinje

En mikrostrip transmisjonslinje fungerer i prinsipp som en vanlig to-tråds transmisjonslinje. Den kan tenkes sammensatt av et uendelig antall elementer med infinitesimale elementer som vist på figur 3:



Figur 3: Ekvivalentskjema for en del av en mikrostrip transmisjonsline.

R_s = vekselstrømmotstand i ledningene pr. lengdeenhet

L_s = Selvinduktans pr. lengdeenhet

C_p = Kapasitans pr. lengdeenhet

G_p = vekselstrømsavledning mellom lederne pr. lengdeenhet

Ved innkopling av en bølgepuls skjer det en oppladning av linjens kapasitet ved at strøm går igjennom ohmsk motstand og induktiv reaktans samtidig som det er avledning gjennom isolasjonen.



2.3 Polarisasjon

Et viktig aspekt ved radiobølge-overføring er polarisasjon. Polarisasjonen til en elektromagnetisk bølge er definert som retningen til den elektriske feltvektoren i forhold til jord. Det finnes en rekke ulike polarisasjoner, men man kan skille mellom 3 hovedtyper: *elliptisk*, *sirkulær* og *lineær*. Noen ganger kan det også være greit å betrakte sirkulær og lineær som spesialtilfeller av elliptisk polarisasjon.

Elliptisk

En elliptisk polarisert bølge består av 2 bølger med faseforskjell 90° og *ulik* amplitude. Hvis du forestiller deg at en slik bølge kommer mot deg, vil den elektriske feltvektoren danne en ellipse, derav navnet. Hvis feltvektoren roterer *med* klokken er det snakk om såkalt “høyre-elliptisk polarisasjon”. Hvis feltvektoren derimot roterer *mot* klokken er det snakk om “venstre-elliptisk polarisasjon”. Ellipseformen er avhengig av amplitudeforholdet.

Sirkulær

En sirkulær polarisert bølge består av 2 bølger med faseforskjell 90° og *lik* amplitude. Hvis du forestiller deg at en slik bølge kommer mot deg, vil den elektriske feltvektoren danne en sirkel, derav navnet. Hvis feltvektoren roterer *med* klokken er det snakk om såkalt “høyre-sirkulær polarisasjon”. Hvis feltvektoren derimot roterer *mot* klokken er det snakk om “venstre-sirkulær polarisasjon”. Sirkelens omkrets er avhengig av de 2 bølgenes amplitude.

Lineær

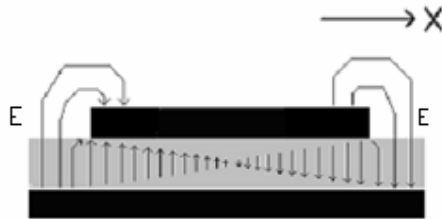
Kalles også noen ganger for ”plan-polarisert bølge”. Her er det bare en plan bølge som *ikke* roterer. Hvis du forestiller deg at en slik bølge kommer mot deg, vil den elektriske feltvektoren danne en linje. Linjens vinkel i forhold til jordplanet kan være hvilken som helst. Hvis linjen er parallell med jordplanet har vi *horisontal* polarisasjon. Hvis den derimot står vinkelrett på har vi *vertikal*.

Det er av avgjørende betydning at sender- og mottager antenne opererer med samme polarisasjon, ellers vil man kunne få relativt stor dempning i overføringen. Hvis man f.eks bruker en senderantenne med vertikal polarisasjon og en mottagerantenne med horisontal, vil man typisk oppleve en dempning på ca 20 dB.

Se vedlegg A for mer inngående om de forskjellige polarisasjoner.

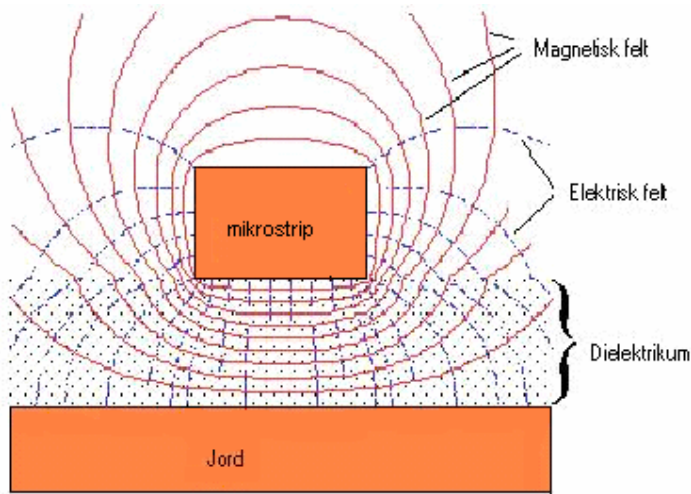
2.4 Stråling fra en mikrostriplinje

En modell for en mikrostriplinje er vist på figuren under:



Figur 4: De elektriske feltlinjene i en mikrostriplinje

Bølgen vandrer igjennom dielektriket i retningen x . Når den kommer til enden av signallederen stråler den ut i det frie rom med lysets hastighet. Hvis noe av signalet reflekteres ved enden dannes det en stående bølge langs linjen. Hvis det derimot er perfekt tilpasning vil all energi i bølgen absorberes, dvs stråle ut. Se for øvrig avsnitt 2.5 for mer om impedanstilpasning. Pilene på figur 4 viser de elektriske feltlinjene til bølgen, og hvordan de forandrer både polaritet og amplitude. En stående bølge med lengde lik en halv bølgelengde fører til elektriske felter som er 180° faseforskjøvet i forhold til hverandre og som har lik amplitude. I ytterkantene av det øverste lederlaget kan man se hvordan feltlinjene bøyer av og danner grunnlaget for vår antennes strålingsdiagram.



Figur 5: elektriske og magnetiske feltlinjer rundt en mikrostrip

På figuren over kan du tenke deg at den elektromagnetiske bølgen kommer *rett mot deg*. En ser at det elektriske feltet i ethvert punkt står 90° på det magnetiske feltet.



Figur 6: De elektriske feltlinjenes x-komponenter.

Figur 6 viser mikrostriplinja sett *ovenfra*. De elektriske feltenes x-komponenter i randsonene er *i fase*, noe som fører til et bredsidet strålmønster. Strålingen vil dermed få sitt maksimum rett opp av linjen (opp av arket). Legg merke til at det kun er de 2 sidene som står vinkelrett på bølgeretningen som står for strålingen.



2.5 Impedanstilpasning

Når man skal sende effekt ut til en antenne, er det viktig at alle ledd i overføringen er impedanstilpasset hverandre. Hvis dette ikke er tilfelle vil en del av effekten reflekteres, og man vil dermed få et svekket signal ut til antennen. Hvor mye av effekten som reflekteres er avhengig av *refleksjonsfaktoren* ved stedet der refleksjonen inntreffer.

2.5.1 Refleksjonsfaktor

Refleksjonsfaktoren er definert som forholdet mellom spenningen i reflektert bølge og spenningen i fremadgående bølge ved et og samme sted, dvs hvor stor del av tilført effekt som vil bli reflektert.

Refleksjonsfaktor på et sted x :

$$r = \frac{U_{rx}}{U_{fx}} = \frac{Z - z_0}{Z + z_0}$$

hvor: U_{rx} = spenningen i reflektert bølge ved x
 U_{fx} = spenningen i fremadgående bølge ved x
 Z = impedansen ved x
 z_0 = linjens karakteristiske impedans

Med en refleksjonsfaktor på 1 vil altså *all* effekten reflekteres.

2.5.2 Standbølgeforhold (VSWR)

Voltage standing wave ratio er et mål på hvor god tilpasningen er. Den kan dermed også brukes som et mål på båndbredde ved å måle den ved forskjellige frekvenser. En standbølge er en bølge hvor nullpunktene hele tiden befinner seg på samme stedet langs linjen, mens maksimal-punktene (som befinner seg en kvart bølgelengde unna nullpunktene) står og svinger med vekslende polaritet. En slik stående bølge dannes når man ikke har tilpasning ved et punkt, slik at noe av den fremadgående bølgen reflekteres tilbake.

$$S = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

Ideelt har S verdien 1, hvilket betyr at man ikke har noen refleksjoner (all energi absorberes). Dette er tilnærmet umulig i praksis da man alltid vil få noe refleksjon.



2.5.3 Kwartbølgetransformator

Når en last med impedans Z_b skal drives med en transmisjonslinje med karakteristisk impedans Z_0 får man (uønskede) refleksjoner når $Z_b \neq Z_0$. Dette kan unngås ved å sette inn en kvartbølgetransformator mellom transmisjonslinja og lasten. En kvartbølgetransformator er en annen transmisjonslinje med karakteristisk impedans $Z = \sqrt{Z_0 \cdot Z_b}$ og lengde $\lambda_d/4$, der λ_d er bølgelengden i dielektrikum og ikke i vakuum.

Se for øvrig vedlegg B for utledning av formelen $Z = \sqrt{Z_0 \cdot Z_b}$



3.0 APPARATUR OG UTSTYR

Måleutstyr:

- [1] Signal Generator modell 952, 1 GHz – 4 GHz
WAVETEK
- [2] Vector Network Analyzer ZVCE, 20kHz – 8 GHz
ROHDE & SCHWARTZ
- [3] EMI Test Reciever ESI, 20 Hz – 40 GHz
ROHDE & SCHWARTZ
- [4] Spectrum analyzer R3273, 100 Hz – 26.5 GHz
ADVANTEST

Datautstyr:

Vi har brukt subprogrammet *Ares* i programpakken *Proteus* til tegning av antennen.

For å beregne tykkelser på mikrostriplinjler brukte vi *Elnikk*, et subprogram av *Matlab* utviklet av I. Amanuensis Arne Wold ved HiG.



4.0 UTVIKLING AV ANTENNEN

De neste avsnittene omhandler veien fra ønsket til faktisk resultat. Det gjøres oppmerksom på at noen av de tekniske spesifikasjonene nedenfor opprinnelig var annerledes, noe som gjorde at man ble tvunget til å foreta vurderinger og gjøre forandringer underveis.

4.1 Tekniske spesifikasjoner

Prosjektet skal resultere i en prototyp antenne som er vesentlig billigere enn de som brukes i dag. Videre spesifikasjoner:

- Sendefrekvens: 2.2 – 2.3 GHz
- Fysisk størrelse: raketts ytre diameter er på 14 tommer
Det er ikke spesifisert noen øvre høyde på antennen.
- Tilpasning: 50 Ω
- Polarisasjon: lineær
- Det er ikke stilt spesifikke krav med tanke på hva antennen skal kunne tåle av fysiske påkjenninger (temperatur, trykk, osv)



4.2 Mulige løsninger

Vi vurderer her ulike løsninger opp mot hverandre. Disse vurderingene ble gjort relativt overfladisk, da vi hadde som hovedprioritet å komme raskt i gang med realiseringen.

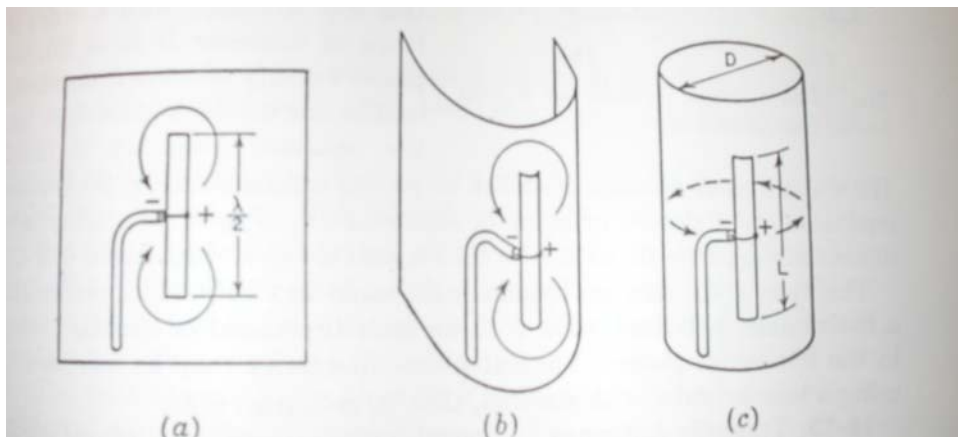
3 mulige løsninger ble vurdert:

- Sylindrisk Sliss-antenne (eng. "Slotted cylinder antenna")
- Lapp-basert mikrostrip antenne (eng. "Patch microstrip antenna")
- Likeformet mikrostrip antenne (eng. "Conformal microstrip antenna")

4.2.1 Sylindrisk Sliss-antenne

Hovedsakelig fungerer en slik antenne som følger:

Man skjærer ut luftslisser i en tynn metallplate og bøyer så denne platen til en sylindrisk form. Slissene bør ha en lengde som tilsvarer $\frac{1}{2}$ -bølge eller mer, hvis ikke vil man tape effekt. Strålingen fra en slik antenne spres fra begge sider av metallplaten, og er meget effektiv sammenlignet med en del andre antenner.



Figur 7: Tilbøying av sliss-antenne

Figur 7 viser hvordan en kan realisere en sylindrisk sliss-antenne ved tilbøying av metallplaten. I (a) ser man en slisse med størrelse lik $\frac{1}{2}$ -bølgelengde. Denne mates med en koaksialkabel på midten slik at man får 2 halvdeler med $\frac{1}{4}$ -bølgelengde. I (b) bøyes metallplaten til en U-form, og i (c) har man fått en sylindrisk sliss-antenne.



Ulemper:

- Raketten skal kunne lande i vann, og man må dermed finne en løsning for å unngå lekkasje
- Vanskelig å mate med koaksialkabel
- Må beskyttes mot gnist og overspenninger høyt oppe i atmosfæren

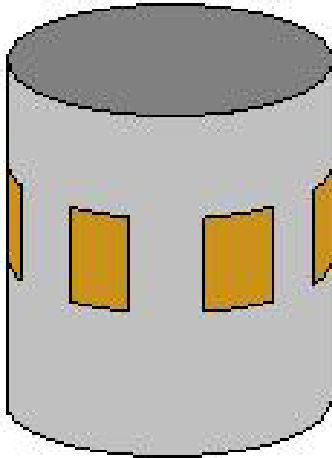
Fordeler:

- Lav profil
- Lave kostnader
- Ingen ekstra materialer da rakettkroppen kan brukes som metallplate

4.2.2 Lapp-basert mikrostrip antenne

En slik antenne er oppbygd på følgende måte:

Man fordeler et visst antall mikrostrip-lapper rundt om på rakettkroppen med innbyrdes lik avstand, og mater disse i fase. Hver av disse lappene vil da danne sitt eget strålingsmønster, og samspillet mellom disse vil dermed gi antennens effektive strålingsdiagram. Se for øvrig kapittel 2.2 for teori om mikrostripteknologi.



Figur 8: Modell av lapper ("patcher") montert på rakettkropp. Matenettverk er ikke vist.

Ulemper:

- Relativt store krav til nøyaktighet m.t.p. avstander mellom patchene
- Stiller høye krav til etseprosessen slik at matenettverket gir god tilpasning
- Relativt mye tegnearbeid

Fordeler:

- Lav profil
- Lave kostnader

4.2.3 Likeformet mikrostrip antenne

Denne antennen er veldig lik den lapp-baserte antennen med én vesentlig forskjell: Elementet som sørger for strålingen er ikke delt opp i lapper, men består derimot av en eneste lang radiator.



Figur 9: En likeformet mikrostrip antenne med kontinuert radiator.

Figuren viser hvordan matenettverket deler opp signaleffekten og fører den frem til radiatoren ved 8 inntak med innbyrdes lik avstand. Impedanstilpasningen foregår også i dette matenettverket v.h.a. forskjellige bredder på de enkelte linjene.

Ulemper:

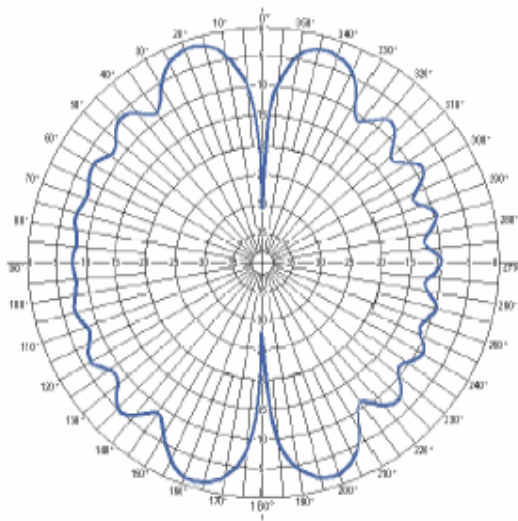
- Stiller høye krav til etseprosessen slik at matenettverket gir god tilpasning
- Relativt mye tegnearbeid

Fordeler:

- Lav profil
- Lave kostnader
- Effektiv stråling

4.3 Valg av løsning

Det viktigste med antennen er strålingsdiagrammet. Siden den ideelt skal kunne sende til bakkestasjonen kontinuerlig fra oppskytning til landing, er det ønskelig at den er så rundtstrålende som mulig (raketten vil rotere i mange forskjellige vinkler underveis). Det nærmeste vi kommer dette er med alternativ 3, den likeformede mikrostrip antennen. Figuren under viser et typisk strålingsdiagram for en slik antenne. Jo større diameter, jo mindre blir glippene ved 0° og 180° , og dermed et bedre strålingsdiagram.



Figur 10: Typisk strålingsdiagram for en likeformet mikrostrip antennen i vertikalplanet.

Ellers har alle de 3 alternativene noen felles fordeler:

- Lav profil (ingen utstikkende deler)
- Lave kostnader

Disse utgjør dermed ingen videre vurderinger for valg av løsning.

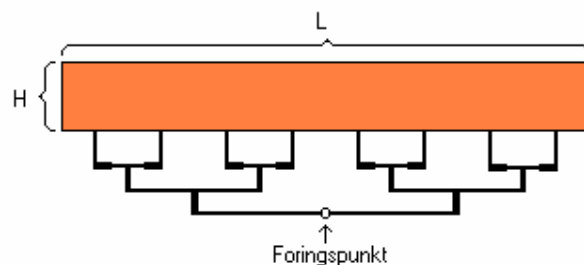
Ut i fra disse vurderingene velger vi dermed å realisere den *likeformede mikrostrip antennen*. Det gjøres oppmerksom på at det også finnes andre muligheter for å lage en wraparound antenne som ikke har blitt vurdert her.

4.4 Generelt beregningsgrunnlag for wraparound

Her følger generelle formler for hvordan komme frem til designen av en likeformet mikrostrip wraparound antenne. Disse formlene kan brukes så snart man har bestemt seg for ønsket diameter og senterfrekvens. I tillegg må man vite verdien på dielektrisitetetskonstanten og tykkelsen for valgt mikrostripmateriale.

4.4.1 Generelt utgangspunkt

Med utgangspunkt i vår valgte løsning, vil det trykte kretskortet se generelt ut som på figur 11:



Figur 11: Kretskort-tegning for generell mikrostrip wraparound antenne.

Figuren kan deles inn i 2 hoveddeler: *radiatoren* og *matenettverket*.

Radiatoren er arealet $H \cdot L$ og er den delen som står for selve strålingen (se kapittel 2.4).

Matenettverket er resten av linjene, som forøvrig har 2 oppgaver:

- 1) Å fordele tilført effekt jevnt utover hele radiatoren
- 2) Å sørge for impedanstilpasning mellom radiator og matepunkt

Det er viktig å merke seg at matenettverket hverken forstyrrer strålingsmønsteret eller impedansen til radiatoren. Matelinjene står vinkelrett på det elektriske feltet som stråler fra radiatoren, slik at denne ikke kan produsere strømmer i matenettverket.

4.4.2 Høyden til radiatoren

Høyden til radiatoren er den mest kritiske parameteren og bestemmes av:

$$H \approx 0.49 \cdot \lambda d = 0.49 \cdot \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon r}}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

hvor: ϵr = relativ dielektrisitetetskonstant til materialet
 λ_0 = fritt-roms bølgelengde
 λd = bølgelengden i dielektrikum
 c = lysfarten (300.000.000 m/s)
 f = valgt senterfrekvens

De elektriske feltene i ytterkantene av en mikrostriplinje bidrar til å forlenge den effektive lengden til linjen. Derfor regner man lengden (dvs *høyden* i vårt tilfelle) til en halvbølge-linje å være litt *mindre* enn en halv bølgelengde, nemlig ca 0.49.

4.4.3 Lengden til radiatoren

Radiatorens lengde, og dermed antennens, bestemmes av:

$$L = \pi \cdot D$$

hvor: D = diameteren til antennen

4.4.4 Antall matepunkter

Antall matinger inn på radiatoren er ikke alltid 8 som på figur 11, men bestemmes derimot av følgende formel:

$$Nf = \frac{L \cdot \sqrt{\epsilon r}}{\lambda_0}$$

Antall matepunkter som kreves er *minst* 1 per λd , og må også være en potens av tallet 2. Dvs hvis $F = 7.5$ så må du ha $2^3 = 8$ matepunkter.



4.4.5 Radiatorens inngangsimpedans

Inngangsimpedansen til radiatoren ved hvert matepunkt er lik den totale impedansen til radiatoren multiplisert med antall matepunkt:

$$R_{inn} = Nf \cdot \frac{60 \cdot \lambda_0}{L}$$

4.4.6 Kvartbølgetransformering

Siste ledd i designen av antennen er å sørge for tilpasning mellom matepunktene inn på radiatoren og antennens inngangsimpedans. Dette gjøres ved hjelp av kvartbølgetransformatorer. Minimum antall trafoer bestemmes av antall matepunkter, men det finnes ingen fasit på hvor mange man kan ha (jo færre man har, jo mindre er naturligvis muligheten for mistilpasning).

Impedansen til en 1/4-bølgetrafo bestemmes av:

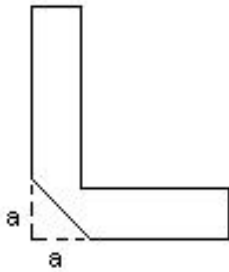
$$Z = \sqrt{Z_0 \cdot Z_b}$$

I kapittel 4.5 vises utregningen for vår antenne, studér dette kapitlet for forståelse av bl.a. kvartbølgetransformering.

Se også kapittel 2.5.3 for teori rundt 1/4-bølgetrafoer, samt vedlegg C for generell transmisjonslinje-teori.

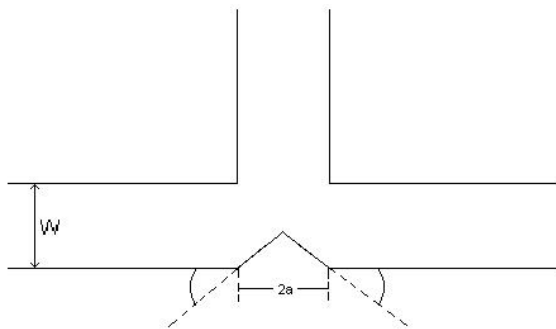
4.4.7 Spesielle utforminger

En 90° knekk lager minst forstyrrelser hvis den utformes som vist på figuren:



Figur 12: Ideell utforming av en mikrostrip-knekk.

En T-formet mikrostrip lager minst forstyrrelser hvis den utformes som vist på figuren:



Figur 13: Ideell utforming av en T-formet mikrostrip.

hvor:

$$a = w(1.04 + 1.3 \cdot e^{-\frac{w}{T}})$$

og:

w = linjebredden

T = materialets tykkelse



4.5 Realisering av ønsket antenne

Dette kapitlet omhandler vår realisering av ønsket antenne basert på de oppgitte tekniske spesifikasjoner. Det gjøres oppmerksom på at noen av disse spesifikasjonene hadde opprinnelig andre data, noe som førte til dårligere tidsrammer for den endelige løsning.

4.5.1 Parameter-bestemmelser

Det er oppgitt i spesifikasjonene til antennen at den skal kunne dekke et frekvensområde fra 2.2 – 2.3 GHz, mens senterfrekvensen er valgfri. Vi valgte dermed denne til 2.25 GHz som befinner seg midt i nevnte område.

Det er videre oppgitt at raketten skal ha en ytre diameter på 14 tommer. Utenpå antennen skal det monteres et beskyttelseslag med tykkelse 2.3 mm. Dette beskyttelseslaget skal ligge jevnt med raketten overflate, slik at antennen ikke utgjør noen ujevnheter på raketten og dermed ikke forstyrrer oppskytningsbanen.

Antennens diameter blir derfor:

$$d = 35.56 - (2 \cdot 0.23) = \underline{35.1cm}$$

4.5.1.1 Materialvalg

Siden antennen skal tilformes en rakettkropp må den være laget av et bøyelig og fleksibelt materiale. Vi har benyttet oss av et slikt materiale som var tilgjengelig på HiG's elektrolab. Dette er av typen PTFE/Woven fiberglass, og har en dielektrisitetskonstant $\epsilon_r = 2.55$.

Tykkelsen er 0.8 mm, med en tilhørende kobbertykkelse på 35 μm .

Se for øvrig vedlegg D for materialets datablad.

Som sagt har antennen en diameter på 35.1 cm. Dette gir en total lengde på:

$$l = 35.1 \cdot \pi = \underline{110.27cm}$$



Så store lengder av materialet hadde vi ikke tilgjengelig. Opprinnelig ønsket diameter var da også på 7 tommer, og ikke 14. Da var ikke lengden noen faktor, men nå hadde vi ikke tid til å bestille nytt materiale da det er en viss leveringstid på slike produkter. Vi bestemte oss dermed for å dele antennen opp i 2 *identiske antenner som dekker hver sin halvdel*. Diameteren til disse antennene blir dermed på 7 tommer hver.

En slik løsning kunne realiseres på 2 måter:

- 1) Antennene skjøtes sammen
- 2) Antennene skjøtes *ikke* sammen, men skrues fast med separate festeskruer

Alternativ 1 anbefales ikke da en skjøt ville innebære en vesentlig svakhet i antennen. Konsekvensene av alternativ 2 regnes for neglisjerbare for antennens strålingsdiagram, og vi velger derfor å gjøre det på denne måten.

4.5.1.2 Parameter-oppsummering

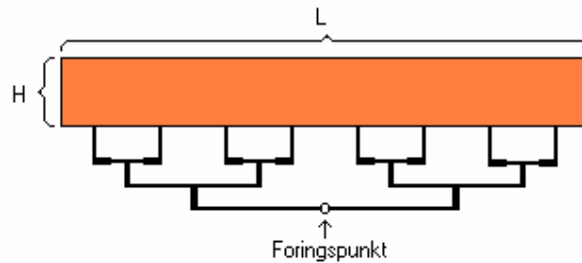
Vi har dermed følgende parametre:

- senterfrekvens: 2.25 GHz
- total diameter: 35.1 cm
- diameter for hver antenne: 17.55 cm
- dielektrisitetskonstant: 2.55
- materialtykkelse: 0.8 mm

Som det går frem av kapittel 4.4 er dette alt som trengs for å utføre de nødvendige beregninger.

4.5.2 Beregninger

Her følger samtlige beregninger for vår realisering av en antenne som vist på figur 14:



Figur 14: Kretskort tegning for mikrostrip wraparound antenne

Det henvises til kapittel 4.4 for oppskriften på slike beregninger.

4.5.2.1 Høyden til radiatoren

Vi beregner først bølgelengden i det frie rom:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2.25 \cdot 10^9} = \underline{0.1333m}$$

Og dermed høyden:

$$H \approx 0.49 \cdot \lambda_d = 0.49 \cdot \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} = 0.49 \cdot \frac{0.1333}{\sqrt{2.55}} = \underline{4.091304cm}$$

Vi beregner også dielektrikets bølgelengde for oversiktens skyld:

$$\lambda_d = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{2.55} \cdot 2.25 \cdot 10^9} = \underline{8.3496cm}$$



4.5.2.2 Lengden til radiatoren

Lengden til hver antenne blir:

$$L = \pi \cdot d = \pi \cdot (17.78 - 0.23) = \underline{55.1349cm}$$

Dessverre er lengden på vårt materiale kun 54 cm. Vi får dermed en liten glippe på hver side av raketten som ikke dekkes av antennen. Dette antas likevel å ha mindre innvirkning på antennens egenskaper.

Altså: $L = \underline{54cm}$

4.5.2.3 Antall matepunkter

$$Nf = \frac{L \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} = \frac{54 \cdot \sqrt{2.55}}{0.1333} \approx \underline{6.47}$$

Antall matepunkter blir dermed 8

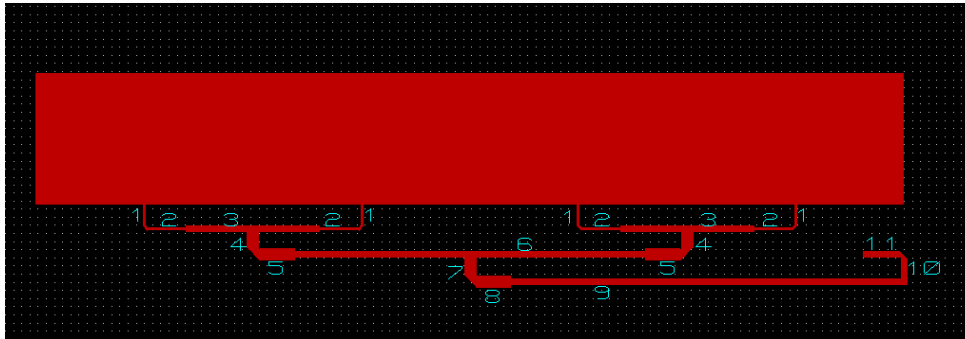
4.5.2.4 Radiatorens inngangsimpedans

Inngangsimpedansen til radiatoren ved hvert matepunkt:

$$R_{in} = Nf \cdot \frac{60 \cdot \lambda_0}{L} = 8 \cdot \frac{60 \cdot 13.333}{54} = \underline{118.5185\Omega}$$

4.5.2.5 Kvarthølgetransformering

Neste skritt er å designe matenettverket.



Figur 15: Oversikt over matenettverk, nummerert.

De forskjellige linjers impedanser:

Linje 1: Inngangsimpedansen til radiatoren:

$$\text{Transformator: } \sqrt{R_{in} \cdot 50} = \sqrt{118.52 \cdot 50} = \underline{76.98\Omega}.$$

Linje 2: Samme som linje 1, 76.98Ω

Linje 3: 50Ω. Linje 4 ser dermed 2 50 Ω's linjer i parallell, dvs 25Ω.

Linje 4: Transformator: $\sqrt{50 \cdot 25} = \underline{35.35\Omega}$

Linje 5: Samme som linje 4, 35.35Ω

Linje 6: Samme situasjon som ved linje 3, 50Ω.

Linje 7: Samme som linje 4, 35.35Ω.

Linje 8: Samme som linje 4, 35.35Ω.

Linje 9: Samme som linje 3, 50Ω

Linje 10: Transformator: $\sqrt{25 \cdot 100} = \underline{50\Omega}$

Linje 11: Samme som linje 3, 50Ω

4.5.2.6 Lengder og bredder

Tykkelsen på de enkelte linjene ble regnet ut v.h.a. Matlab-programmet *Elnikk*:

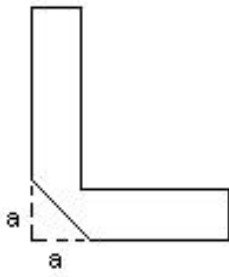
$$76.98\Omega = \underline{1.0338mm}$$

$$50\Omega = \underline{2.1754mm}$$

$$35.35\Omega = \underline{3.5932mm}$$

For å begrense antennens høyde har vi valgt de vertikale linjene til 0.8 cm. En god tommelfingerregel er at man skal ha minst 3 linjebredder mellom radiatoren og parallelle linjer.

Videre har vi spesielle utforminger på 90° knekker:



Figur 16: Ideell utforming av en mikrostrip-knekk.

a for 78.98 Ω :

$$a = 1.0338(1.04 + 1.3 \cdot e^{\frac{-1.0338}{0.8}}) = \underline{1.444mm}$$

a for 50 Ω :

$$a = 2.1754(1.04 + 1.3 \cdot e^{\frac{-2.1754}{0.8}}) = \underline{2.449mm}$$

a for 35.35 Ω :

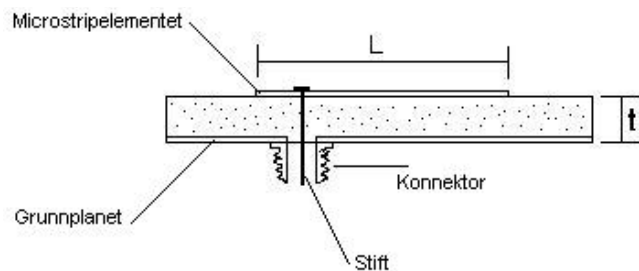
$$a = 3.5932(1.04 + 1.3 \cdot e^{\frac{-3.5932}{0.8}}) = \underline{3.7893mm}$$

Siden hele kortet er basert på symmetri er det ikke vanskelig å regne ut lengden på de horisontale lengdene. En deler figur 15 i 8 like store deler, og videre nedover i matenettverket plasserer man de vertikale linjene midt på de horisontale. De eksakte tall er avhengig av antennens lengde og vises ikke her.

4.5.3 Kabelføring

Med 2 antenner trenger vi 3 antennekabler. Matenettverket er designet slik at inngangsimpedansen til hver antenne er 100Ω . Dermed trenger vi 2 100Ω 's koaksialkabler. Vi kopler disse sammen med et T-ledd, og får dermed 100Ω i parallell med 100Ω , dvs 50Ω 's koaks som mating fra sender til T-ledd. Dermed er kravet om 50Ω 's tilpasning oppnådd.

Det er for øvrig viktig at senterlederen loddes skikkelig fast til kretskortet. Dette er faktisk det største problemet ved mikrostrip antenner som ikke fungerer som de skal.

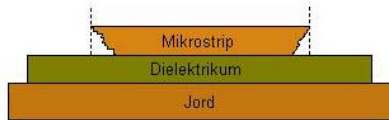


Figur 17: Tilkopling av koaksialkabel

Se vedlegg E for data på koaksialkablene med tilbehør.

4.5.4 Etsing

Etsing av printkort er et problem når linjene blir særlig tynnere enn 100Ω . Et printkort blir ikke etset likt overalt, og vi får unøyaktige linjebredder. Ved tynne linjer oppstår muligheten for brudd, selv om det ikke kan sees med det blotte øye. Etsingen virker nemlig sterkere ned mot dielektriket enn det gjør på toppen, se figur 18. Dette gjør det umulig å fastslå hvor tynne linjer du i realiteten har.



Figur 18: Et problem ved etsing.

Et ekstra problem oppstår når printkortet ikke er dekket med fotoresist. Dette er tilfellet med vårt materiale, og vi ble derfor tvunget til å legge på fotoresisten selv. Det er vanskelig å gjøre dette bra for hånd, da det må legges på med samme tykkelse over hele antennen. Hvis en har punkter med litt tynnere fotoresistlag, vil etsingen ta sterkere her og vi får mistilpasning.

Det største praktiske problemet med dette prosjektet var helt klart etseprosessen.

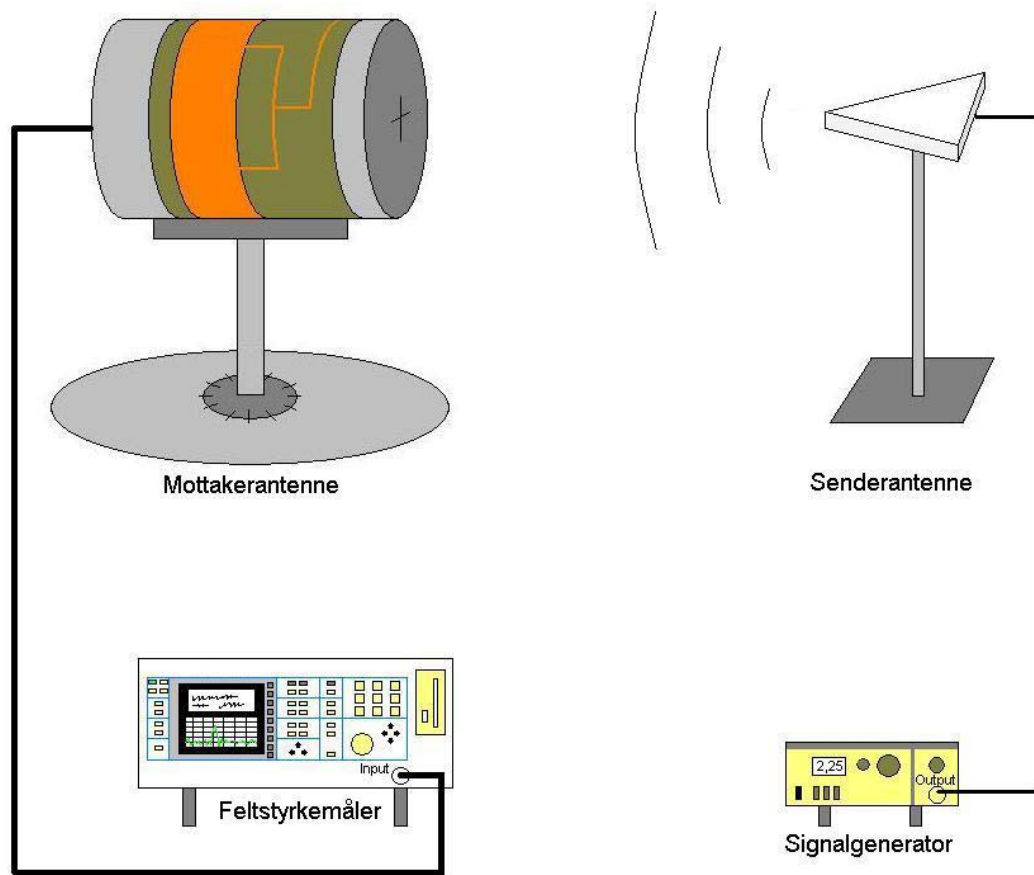
5.0 MÅLINGER

Vi ønsket å finne 2 parametre:

- 1) *Strålingsdiagrammet* (gjøres ved å måle feltstyrke)
- 2) *Standbølgeforholdet* (gjøres ved å måle antennens inngangsimpedans)

5.1 Måling av feltstyrke

Vi har ikke troverdige feltstyrkemålinger grunnet både feilmålinger og tidsnød, men viser her hvordan en kan foreta slike målinger.



Figur 19: Måleoppstilling for feltstyrkemåling

Feltstyrkemålinger må utføres i et *refleksjonsfritt rom*, slik at refleksjoner fra omverdenen ikke påvirker måleresultatene. Ved å bruke wraparound-antennen som mottager og dreie denne 360° , kan en lage seg et strålingsdiagram i vertikalplanet. Det er viktig at sender-antennen stilles inn mot sentrum på mottager-antennen, ellers vil rakettkroppen skjerme for signalene. Husk også at sender- og mottager-antennen må ha samme polarisasjon.



Figur 20: Måleoppstilling inne i FFI's refleksjonsfrie rom.

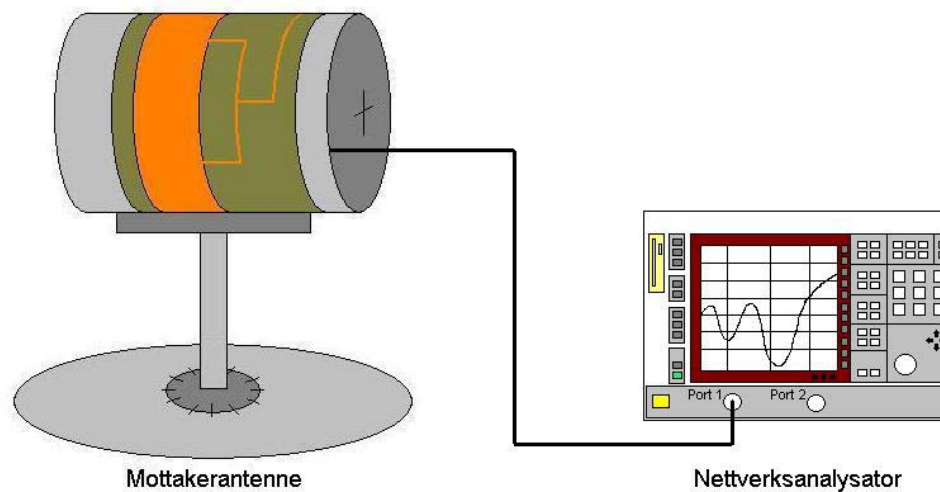
Figuren ovenfor viser hvordan et refleksjonsfritt rom ser ut. Det er designet slik at signaler som spres fra en kilde ikke reflekteres fra veggene, men derimot dør ut. Dette gjør at det kun er de direkte bølgene som får innvirkning på en antenne.

Det gjøres oppmerksom på at en antennes egenskaper er uavhengig av om den blir brukt som sender- eller mottager-antenne.

5.2 Måling av inngangsimpedans

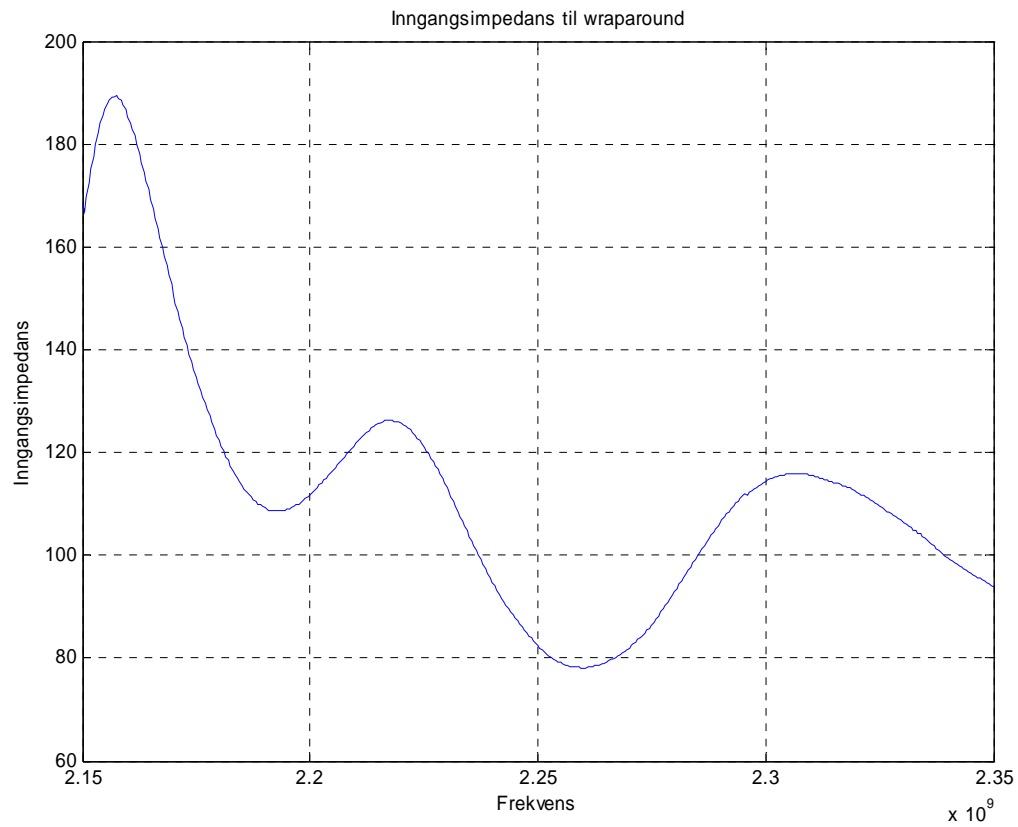
Ved å måle inngangsimpedansen over en viss båndbredde kan man finne den tilhørende refleksjonsfaktor. Denne kan så igjen brukes for å finne standbølgefórhóldet, se kapittel 2.5.

Vi utfórté slike målinger på elektrolaben ved HiG i mangel av et refleksjonsfritt rom. Dette gjør at målingene ikke representerer noe annet enn en *pekepinn* på hvor god tilpasning antennen har.



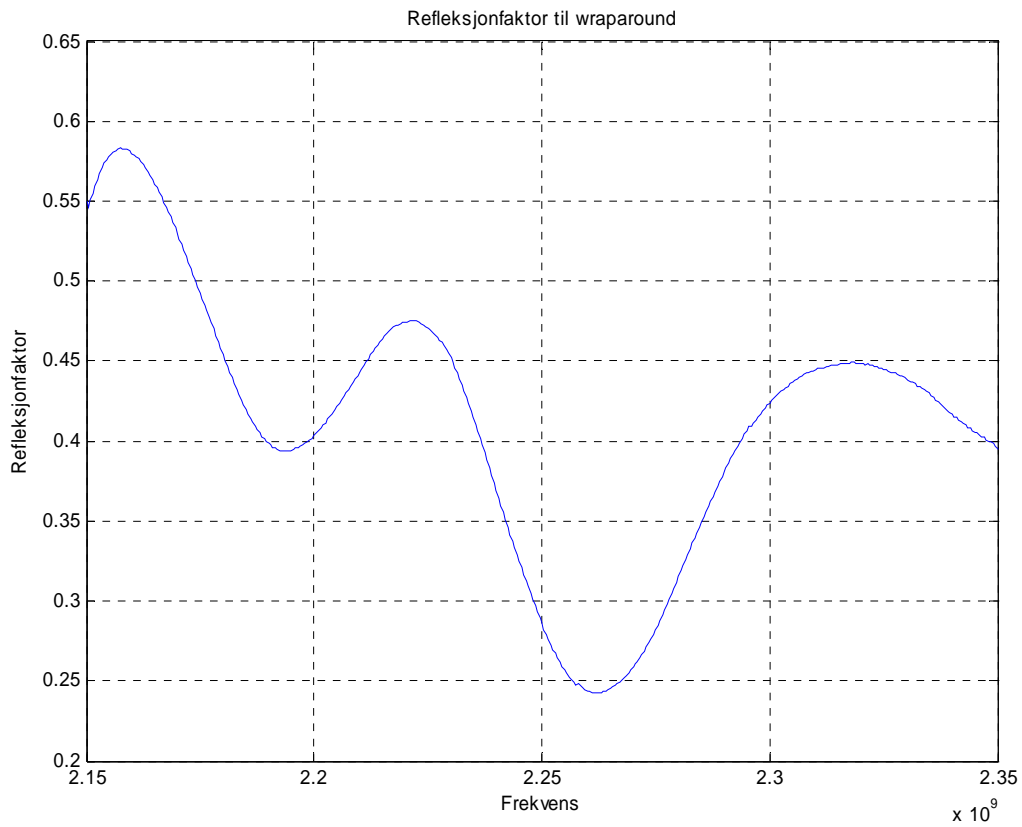
Figur 21: Måleoppstilling for standbølgemålinger.

Vi kóplet opp som figur 20 viser, og målte ca. 400 inngangsimpedanser i området 2.15 GHz – 2.35 GHz. Disse dataene lagret vi så på en diskett, og skrev et program i *Matlab* som regner ut tilhórende refleksjonsfaktorer og standbølgefórhóld. Programmet er å finne som vedlegg F.



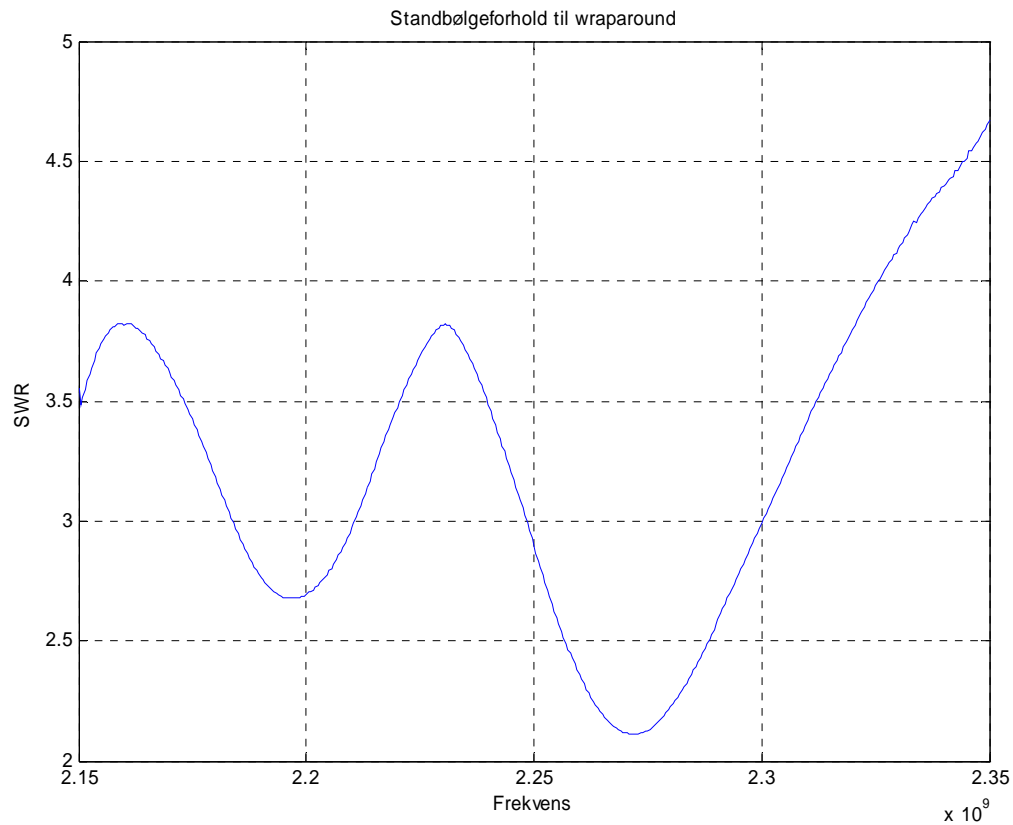
Figur 22: Inngangsimpedans til vår antenne.

Kommentar: Vi registrerer at inngangsimpedansen *ikke* er 50Ω ved 2.25 GHz, og at den heller *ikke* er lavest ved denne frekvensen.



Figur 23: Refleksjonsfaktor til vår antenne.

Kommentar: Vi registrerer at refleksjonsfaktoren *ikke* er tilnærmet null ved 2.25 GHz, og at den heller *ikke* er lavest ved denne frekvensen.



Figur 24: Standbølgeforhold til vår antenne.

Kommentar: Vi registrerer at standbølgeforholdet *ikke* er tilnærmet 1 ved 2.25 GHz, og at det heller *ikke* er lavest ved denne frekvensen. Båndbredden ved VSWR = 3:1 er på knappe 50 MHz i området 2.25 GHz – 2.30 GHz.

6.0 DISKUSJON AV RESULTATER

I dette kapitlet vurderer vi resultatene vi har oppnådd med prosjektet, og om de tekniske spesifikasjonene har blitt tilfredsstillt. Vi vil også vurdere hva vi eventuelt kunne gjort annerledes, og angi mulige grunner til at enkelte resultater ikke ble som forventet.

6.1 Strålingsdiagrammet

Vi hadde 2 besøk inne hos FFI angående feltstyrkemålingene. De er i besittelse av et refleksjonsfritt rom, noe som er nødvendig for nøyaktige målinger. Første besøk gikk med til å feste antennen til en sylinder med riktig diameter, samt å sette seg inn i EMI-mottageren. Dette ble mer tidkrevende enn først antatt. Det andre besøket ble brukt til selve feltstyrkemålingene, noe som ga heller dårlige resultater. I ettertid viste det seg at måleoppstillingen var delvis feil, og at resultatene dermed ikke var representative for vår antenne. Grunnet dårlig tid ble det ikke noe av et tredje besøk, og dermed sto vi igjen uten skikkelige måleresultater. Kapittel 5.1 viser hvordan målingene bør utføres.

Den dårlige tiden skyldes delvis at FFI underveis i prosjektets gang ønsket en 14 tommers antenne fremfor en 7 tommers som var det opprinnelige kravet. Dette førte til at vi måtte gjøre en del endringer, og dette tok da ekstra tid som det ikke var tatt høyde for.

6.2 Standbølgeforholdet

Som det går frem av kapittel 5.2 har vi en del avvik fra de ønskede verdier på dette punktet. VSWR er ikke lavest ved 2.25 GHz, men derimot ved ca. 2.27 GHz. Dette er ikke så ille, og vi sier oss fornøyd på dette punktet.

Videre fikk vi også at standbølgeforholdet lå overraskende høyt, på sitt laveste fikk vi $S \approx 2.14$. Dette betyr at i overkant av 10 % av effekten ved denne frekvensen reflekteres. Dette er også akseptabelt, men båndbredden var tilsynelatende veldig dårlig.

Disse avvikene fra de ønskede spesifikasjoner skyldes trolig en kombinasjon av følgende:

- [1] Målingene ble foretatt i et rom med masse refleksjoner
- [2] Etseprosessen fører til unøyaktigheter

6.3 Teoretisk beregningsgrunnlag

Vi fant frem til et generelt teoretisk beregningsgrunnlag som foreskrevet i kapittel 1.2. Dette delmålet ble med andre ord fullstendig oppnådd, og kan brukes i et eventuelt videre arbeid på antennen.

6.4 Muligheter for forbedringer

Etseprosessen er vanskelig å gjøre noe spesifikt med, det eneste som hjelper på dette området er praktisk erfaring. Hvis en har tilgang til bøyelig materiale som allerede har et fotoresistlag fra fabrikantens side, vil en sannsynligvis oppnå stor forbedring.

Hvis en kunne måle inngangsimpedansen i et refleksfritt rom ville dette også høyst sannsynlig føre til målbare forbedringer.

Av mer triviell karakter kan også nevnes utforming av T-formede mikrostrip-linjer. Hvis de utformes som vist i kapittel 4.4.7 vil de lage minst mulig ugang. Betydningen av en slik ideell utforming ble tatt for å være neglisjerbar under utviklingen av antennen, men i ettertid blir man jo nysgjerrig når resultatene ble som de ble. Vi avskriver ingen muligheter.

7.0 KONKLUSJON

Rent faglig har dette prosjektet resultert i en wraparound antenne for S-båndet. Det understrekes at det er snakk om en prototype, og at det ville være risikabelt å benytte den i en oppskytning da vi er usikre på hvor godt den egentlig fungerer. Det er naturligvis beklagelig at dette ikke kan slås fast med sikkerhet, men slik er altså realitetene. Vi føler oss uansett sikre på at med forbedringene foreslått i kapittel 6.3, vil antennen være klar til oppskytning. Det vil også være fort gjort å måle feltstyrken nå som vi er sikre på fremgangsmåten.

Det at resultatene fortsatt er usikre idet denne rapporten skrives, er av underordnet betydning for denne prosjektgruppen. Vi har rett og slett lært utrolig mye i løpet av prosjektets gang, både på det faglige og det personlige plan. For det første har vi fått muligheten til å sette oss inn i et fagområde ikke så mange har omfattende kunnskaper om. Ingen av oss hadde på forhånd hørt om wraparound-antenner, og det har vært en lang vei fra oppgavedefinisjon til denne konklusjonen. For det andre er det overgangen fra teoretiske studier til løsning av et praktisk problem. Det er både et gledelig og sørgelig faktum at det er først under dette prosjektets gang, at vi har innsett relevansen av en del pensum her på elektrolinja ved HiG.

Ved arbeid med et hovedprosjekt lærer en seg å jobbe både selvstendig og i gruppe. Det sistnevnte er kanskje den største utfordringen, da man gjerne stiller med forskjellige forutsetninger ved oppstarten av et slikt prosjekt. Det er viktig å lytte til andre, men samtidig være klar på sin egen mening hvis man mener man har rett. Ellers kan man fort havne i en situasjon hvor man finner ut at man tross alt hadde rett, men at man overga sin mening fordi motparten sto på sitt. I slike situasjoner er det alltid best å få en tredjepart med relevante kunnskaper til å løse konflikten.

Motgang er noe man alltid vil støte på ved løsning av et omfattende problem. Så også med et hovedprosjekt. Det fine er at en lærer en god del om seg selv som person, ved å måtte stå ansikt til ansikt med et tilsynelatende håpløst problem. Det at andre gruppemedlemmer forventer noe av deg, er også med på å motivere ytterligere til løsning av problemet.

Det er også fascinerende å se hvor mye man lærer ved selve rapportskrivningen. Det meste skal bevises, og man tvinges til å tenke igjennom, hvorvidt det man har gjort virkelig holder mål. Når man så setter seg ned og leser igjennom rapporten etterpå, synes man gjerne det er rart at man ikke så løsningene med en gang.

Til slutt kan nevnes hvor viktig det er å jobbe strukturert. Selv når man jobber med løsninger man ikke aner om fungerer, er det viktig å dokumentere det man gjør. Slik kan man spare seg mye hodebry ved senere anledninger. Dette fikk vi smertelig erfare ved et par anledninger, og det betviles at *det* er en feil noen av oss gjør igjen.



8.0 LITTERATURLISTE

- [1] Planar Antennas for Wireless Communication, Kin-Lu Wong;
kap. 7: Microstrip Antennas, Robert E. Munson
- [2] Lærebok i radiotransmisjon, Knut N. Stokke
- [3] Kompendie i Transmisjonsteknikk, Erling Bakke
- [4] Antennas, McGraw – Hill
ISBN: 07-035410-3
- [5] Antenna Engineering handbook 3. edition, Richard C. Johnson
ISBN: 0-07-032381-X
- [6] IEEE transactions on antennas and propagation, Jackson/Alexopoulos
(tidsskrift)
- [7] AP-S International Symposium
Long, S.A/Shen, L.C
(tidsskrift)
- [8] Nasjonalt senter for romrelatert opplæring, telemetri
www.romteknologi.no
- [9] Kompendium i Elektronikk konstruksjon, Håkon Solum