

Analyse og måling av RFID-merking på plastkasser til matvareindustrien

Morten Jordheim

Master i elektronikk Oppgaven levert: Juni 2007 Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet Institutt for elektronikk og telekommunikasjon

Oppgavetekst

Denne oppgaven er gitt delvis sammen med Nortura BA og SINTEF IKT, innenfor temaet RFID. Nortura BA (Gilde) har begynt å teste ut RFID-merking av produksjonskasser for pølser og kjøtt. De har funnet frem til ett sett med brikker, som i testoppsett i produksjon virker brukbart. RFIDteknologien skal erstatte bruk av klistremerker med strekkoder. Brikken skal inneholde data som serienummer, produksjonsdato etc. for å spore produktene gjennom produksjon og ut til butikk.

Det er ønskelig å undersøke mer teoretisk bruken av disse brikkene, med hensyn til plassering på kasser og strålingsegenskaper, med og uten innhold i kassene.

Oppgaven vil i hovedtrekk bestå av å se hvilke muligheter teknologien vil gi og gi en teoretisk gjennomgang av RFID-teknologien. Ut fra valgene av brikke og teknologi som Nortura BA har gjort, vil det bli laget en kopi av antennen til RFID-brikken, for å kunne måle strålingsegenskaper når antennen er montert på kassen med forskjellig innhold. Det vil også bli utført målinger med RFID-brikker og leser, for å måle reelle rekkevidder. RFID-brikkene og leser er utlånt av Nortura BA og SINTEF IKT. Til slutt vil det også kort bli vurdert RFID-systemets robusthet mot støy fra WLAN.

Oppgaven gitt: 26. januar 2007 Hovedveileder: Morten Olavsbråten, IET

Forord

Denne masteroppgaven er utført ved hovedprofilen Radiosystemer ved Institutt for elektronikk og telekommunikasjon (IET), Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet (NTNU), vårsemesteret 2007.

Oppgaven tar for seg temaet radiofrekvens identifikasjon (RFID). I tillegg er det utført målinger på en spesiell type RFID-brikke som Nortura BA skal benytte i merking av plastkasser.

I denne sammenheng vil jeg gjerne gi en stor takk til min veileder Morten Olavsbråten som alltid har stilt opp ved spørsmål og problemer. Videre vil jeg takke Geir Vevle ved Nortura BA som stilte opp med kjøttvarer til målingene, samt hans behjelpelighet ved spørsmål. Til slutt vil jeg også takke Bård Myhre ved SINTEF IKT som skaffet RFID-utstyr til de praktiske målingene.

Morten Jordheim 14. juni 2007 ii

Sammendrag

RFID-teknologien har mange potensielle bruksområder og Nortura BA har ønske om å benytte denne teknologien i merking av plastkasser. For å ha god leserate på plastkassene når de transporteres rundt på rullebånd eller gjennom portaler, er det viktig at RFID-brikken og leseren er plassert optimalt i forhold til hverandre. Ved å lage en antenne av antennestrukturen plassert i brikken kan en få strålingsdiagrammet til antennen. Strålingsdiagrammet viser hvordan antennen stråler som funksjon av vinkelen. Sammen med dette gjøres det målinger på den reelle rekkevidde på plastkassen med og uten innhold. Testene utføres også med WLAN i nærheten for å sjekke mulig interferens mellom systemene.

Oppgaven tar først for seg teorien rundt RFID der koblingsmetodene beskrives mer inngående. Dette for å få en oversikt over teknologien som Nortura BA ønsker å benytte. Målingene utføres i en antennehall ved NTNU. Hallen sørger for minst mulig refleksjoner fra nærliggende objekt og dermed mer pålitelige resultater. Videre beskrives måleoppsettene før resultatene presenteres. Resultatene viser at rekkevidden er svært avhengig av innholdet i plastkassene. Med økende kjøttmengde reduseres leseavstanden fra 4,25 m for tom kasse til 1,5 m for grillpølser. For best rekkevidde burde brikke og leser plasseres med en orientering på 0° i E- og H-plan, med andre ord at enhetene ligger parallelt på samme akse.

For å se om rekkevidden kunne forbedres ble det på slutten av oppgaven testet med substrat og absorpsjonsmateriale mellom brikke og plastkasse. Absorpsjonsmaterialet gav forbedring i rekkevidde og vil være en interessant vinkling å følge videre dersom rekkevidden blir et problem for Nortura BA. iv

Innhold

1	Innledning 1						
2	Radiofrekvens identifikasjon (RFID)						
	2.1	RFID-	historikk	3			
	2.2	Elektro	omagnetiske bølger	4			
		2.2.1	Nærfelt/Fjernfelt	5			
		2.2.2	Permeabilitet og permittivitet	7			
		2.2.3	Strålingstetthet og feltstyrke	8			
	2.3	Frekve	nser	8			
		2.3.1	Lav frekvens (LF)	9			
		2.3.2	Høy frekvens (HF)	9			
		2.3.3	Ultra høy frekvens (UHF)	9			
		2.3.4	Mikrobølge (MW)	10			
	2.4	Kompo	onenter i et RFID-system	10			
		2.4.1	Transponder 1	10			
		2.4.2	Leser	15			
		2.4.3	Skriver	16			
		2.4.4	Antenner	17			
	2.5	Koblin	gsmetoder for RFID-system	21			
		2.5.1	Full/halv dupleks og sekvensielle systemer	21			
		2.5.2	Induktiv kobling	23			
		2.5.3	Elektromagnetisk tilbakekobling	33			
3	RFI	D utvi	akling hos Nortura BA 4	13			
	3.1	Nortur	a BA	43			
	3.2	RFID	på plastkasser	13			
4 Målemetoder		der 4	17				
	4.1	Oppset	tt for måling av strålingsdiagram	18			
	4.2	Oppset	tt for måling av rekkevidde ved forskjellige vinkler	19			
5	Resultat			61			
	5.1	Strålin	gsdiagram	51			

INNHOLD

		5.1.1 Antenne alene
		5.1.2 Antenne på plastkasse
		5.1.3 Antenne på plastkasse med innhold
		5.1.4 Antenne med substrat eller absorpsjonsmateriale
	5.2	Rekkevidde med RFID-leser
		5.2.1 Plastkasse uten innhold
		5.2.2 Plastkasse med kjøttvarer
6	Dis	kusjon 63
	6.1	Strålingsdiagram
	6.2	Rekkevidde
	6.3	$Strålingsdiagram/Rekkevidde \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ $
7	Kor	nklusjon 67
\mathbf{R}	efera	nser 70
\mathbf{A}	Dat	ablad for transponder A.1
	A.1	Påklistret transponder
	A.2	Innstøpt transponder
В	RF	ID-leser (IF4) B.1
\mathbf{C}	\mathbf{RF}	ID-antenne C.1
D	Stra	ålingsdiagram D.1
	D 1	Absorpsjonsmateriale rundt balun
	D.1	
	D.2	Substrat og absorpsjonsmateriale D.3
	D.2	Substrat og absorpsjonsmaterialeD.3D.2.1E-planD.3
	D.2	Substrat og absorpsjonsmateriale D.3 D.2.1 E-plan D.3 D.2.2 H-plan D.4

Kapittel 1

Innledning

RFID er en teknologi som benyttes for identifisering av objekter og består alltid av en brikke/transponder og leser som kommuniserer trådløst ved hjelp av elektrisk, magnetisk eller elektromagnetisk energi. Transponderen inneholder et unikt identifikasjonsnummer som avleses når brikken kommer innenfor strålingssonen til en leser. Dette gjør at teknologien kan benyttes i system for adgangskontroll, varehandel, varebehandling og butikkalarmer for å nevne noen. RFID har i de siste årene fått mye oppmerksomhet, og det er stadig nye aktører som ønsker å se nærmere på denne løsningen. En av disse er Nortura BA. De har et ønske om å innføre RFID-merking på plastkassene som benyttes i produksjon og leveranse. Teknologien kan bidra til å effektivisere vareleveransen og gjøre det mer kostnadseffektivt og sikkert.

Nortura BA har i samarbeid med Intermec og SINTEF IKT et prøveprosjekt på dette som løper frem til 2009. For å ta i bruk denne teknologien må de finne en løsning som er pålitelig og sikrer god avlesningsrate av plastkassene. Nortura BA har utført mange tester på fabrikken i Tønsberg og kommet frem til en brikke som de ønsker å gå videre med.

I denne oppgaven er det ønskelig å se nærmere på strålingsdiagrammet til antennen som sitter i brikken, og den reelle leseavstanden til systemet. Dette vurderes når brikken er montert alene på plastkassen, samt med innhold av forskjellig type kjøttvarer. En vil med dette kunne gjøre en vurdering på optimal plassering av enheten som skal registrere brikken. Systemet blir også testet med WLAN i nærheten for å se om systemene kan interferere og forårsake problemer for hverandre.

For å få et grunnlag og god forståelse for RFID-teknologien blir det i første del av rapporten gitt en oversikt over teori og grunnleggende prinsipper. Videre blir Nortura BA omtalt i forhold til RFID-satsingen og valgene de har gjort i forbindelse med dette prosjektet. Måleoppsettene for strålingsdiagram og rekkevidde omtales før resultatene presenteres og diskuteres.

På grunn av begrensninger i utstyr fylles ikke kassene fullt opp med kjøttvarer, men

det legges en stabel ved siden av brikken for å få mest mulig kjøttvarer mellom det elektromagnetiske feltet som utstråles fra leserenheten og brikken. En vil allikevel få et godt inntrykk av hvordan strålingsegenskapene til antennen i brikken forandres med forskjellig innhold, og dermed komme med forslag til optimal plassering av brikke og leserenhet.

2

Kapittel 2

Radiofrekvens identifikasjon (RFID)

Dette kapittelet vil ta for seg en del av teorien om RFID. Det blir først gitt en kort historisk introduksjon som etterfølges av litt teori rundt elektromagnetiske bølger og frekvensinndelingen til RFID. Videre omtales de ulike komponentene i et RFID-system før kapittelet avsluttes med en litt mer teoretisk gjennomgang av koblingsmetodene som benyttes mellom leser og transponder.

2.1 RFID-historikk

Elektromagnetisk energi er hovedelementet i mange kommunikasjonssystem og det har lenge vært forsket mye på dette fenomenet. I 1896 fullførte Guglielmo Marconi fra Italia en radiotransmisjon over Atlanteren og dette var et stort steg på veien mot trådløs kommunikasjon. Tidlig på 1900-tallet, nærmere bestemt 1922, kom radaren til verden. En klarte da å sende en retningsbestemt radiobølge og få en målbar refleksjon tilbake [1].

Innenfor fagmiljøet mener mange at RFID har sitt opphav fra radaren selv om det tok nesten 30 år før RFID ble presentert. Harry Stockman gav i 1948 ut en avhandling om RFID med tittelen "Communication by Means of Reflected Power"[1]. Han konkluderte med at det fortsatt gjenstod mye forskning og utvikling før de grunnleggende problemene innenfor reflektert effekt kunne løses. Først på 1960- og 1970-tallet tok RFID-teknologien en ny retning. Da hadde transistoren, integrerte kretser, mikroprosessoren og kommunikasjonsnettverk blitt utviklet. Teknologien ble nå benyttet i industrielle applikasjoner, sikkerhetssystemer, registrering av dyr, bomstasjoner og heiskort i alpinbakker m.m [1, 2].

Utviklingen har fortsatt og RFID blir stadig benyttet i flere og nye sammenhenger. Flere større bedrifter innenfor sluttbrukermarkedet (Wal-Mart og Marks & Spencer) har varslet at de vil kreve RFID-merking av alle varer som selges gjennom butikkene. I tillegg til det store massemarkedet vil RFID-teknologien også bli mer ettertraktet ettersom teknologien i de senere år har blitt mer standardisert [2].

2.2 Elektromagnetiske bølger

Det teoretiske grunnlaget for spredning av elektromagnetiske bølger ble først beskrevet i 1873 av James Clerk Maxwell. Maxwell klarte å beskrive teorien om elektrisitet, magnetisme og lys til en teori. Han påviste at de elektromagnetiske bølgene utbrer seg gjennom verdensrommet med lysets hastighet c, der $c = \lambda \cdot f, \lambda[m]$ og f[Hz]. Maxwell kom med en komplett beskrivelse av elektromagnetiske problem, kjent som Maxwells ligninger. Elektromagnetiske bølger med makroskopisk bølgelengde ble først utviklet av den tyske fysikeren Heinrich Rudolf Hertz i 1887. Han foretok flere eksperiment og kunne bekrefte at Maxwells ligninger stemte i praksis. Det blir ikke gått videre inn på Maxwells ligninger i denne oppgaven [3, 4].

Elektromagnetiske bølger, også kalt transversale elektromagnetiske bølger (TEM), oppstår når elektrisk ladde partikler blir akselerert og er sammensatt av et elektrisk felt (E-felt) og magnetisk felt (H-felt). I et lite område i fjernfeltsonen ser bølgen ut som en plan bølge der det elektriske og magnetiske feltet står ortogonalt på hverandre og normalt på stråleretningen. Se figur 2.1. [3, 5, 6]



Figur 2.1: Utbredelse av elektromagnetiske bølger langs x-aksen med lysfarten c. Den elektriske feltvektoren og den magnetiske feltvektoren står ortogonalt på hverandre og normalt på bølgens bevegelsesretning [3].

Elektromagnetisk stråling har forskjellige egenskaper og bruksområder avhengig av frekvensen. Den strålingen vi kjenner best til er lys og har en bølgelengde fra ca. 400 nm til 700 nm. Andre typer stråling er gammastråler, røntgenstråler, ultrafiolett lys, infrarødt lys og radiobølger. En felles benevnelse som omfavner all elektromagnetisk stråling er det elektromagnetiske spekteret. Spekteret strekker seg fra meget energirik gammastråling til veldig langbølget stråling med liten energi. Fordelingen av feltet i forhold til frekvens og bølgelengde kan sees i figur 2.2 [3].



Figur 2.2: Det elektromagnetiske spekteret [3].

Radiobølger er elektromagnetiske bølger med en frekvens mellom 30 Hz og 300 GHz og brukes i svært mange applikasjoner. RFID benytter seg av radiobølger og opererer på frekvenser fra 30 kHz til 30 GHz. I kapittel 2.3 blir det gått gjennom de spesifikke frekvensene som benyttes for RFID [7].

2.2.1 Nærfelt/Fjernfelt

Ved elektromagnetisk stråling deler en strålingsrommet inn i nærfelt og fjernfelt. For en dipol skjer overgangen i området $R = \lambda/2\pi$, der R[m] er avstanden fra strålingskilden [7]. Fra dette punktet skiller det elektromagnetiske feltet seg fra antennen og forplanter seg som en elektromagnetisk bølge. Området etter overgangen benevnes som fjernfeltet, mens området fra antennen og frem til dette punktet omtales som nærfeltet. I figur 2.3 er det illustrert hvordan det elektriske feltet forplanter seg fra en dipol. Når feltet har separert

seg fra antennen har det magnetiske feltet mistet sin evne til å kunne virke tilbake på antennen som genererte signalet. Induktive system som baserer seg på magnetisk kobling kan derfor ikke operere i fjernfeltet [7].



Figur 2.3: Illustrerer når den elektromagnetiske bølgen skiller seg fra en dipol [7].

Som vist i figur 2.4 vil feltstyrken til en antenne dempes ulikt avhengig av avstanden til strålingskilden. I nærfeltet når avstanden fra strålingskilden er $R \ll \lambda/2\pi$ faller feltet av proporsjonalt med $1/R^3$, noe som tilsvarer -60 dB/dekade. I fjernfeltet når avstanden fra strålingskilden er $R \gg \lambda/2\pi$, faller feltet av proporsjonalt med 1/R, noe som tilsvarer -20 dB/dekade. I overgangen nærfelt/fjernfelt faller feltet av proporsjonalt med $1/R^2$ [7].

Den sterke dempningen i nærfeltet vil begrense rekkevidden til induktivt koblede systemer. I induktivt koblede systemer hvor overgangen nærfelt/fjernfelt skal ligge en avstand utenfor systemet benyttes frekvensbåndene LF og HF, da lave frekvenser gir større avstand R til overgangen. For å øke rekkevidden i et RFID-system benyttes det en høyere frekvens, noe som fører til at overgangen nærfelt/fjernfelt kommer nærmere strålingskilden. Objektet som skal identifiseres ligger nå utenfor overgangen mellom nærfeltet og fjernfeltet og det må benyttes elektromagnetisk tilbakekobling. Det utstedte feltet utsettes dermed for en mindre dempning og rekkevidden vil øke. Induktiv og elek-



Figur 2.4: Magnetisk feltstyrke for overgangen nærfelt til fjernfelt ved 13.56 MHz [7].

tromagnetisk kobling omtales nærmere i kapittel 2.5.2 og 2.5.3. Tabell 2.1 viser en oversikt over hvordan avstanden mellom overgangen nærfelt/fjernfelt øker som funksjon av frekvensen.

Frekvens	λ	Overgang $(\lambda/2\pi)$
125KHz	2400m	382m
$13.56\mathrm{MHz}$	22m	$3.5\mathrm{m}$
$27.235 \mathrm{Mhz}$	11m	$1.75\mathrm{m}$
868MHz	0.35m	0.06m
$2.4 \mathrm{GHz}$	0.12m	0.02m

Tabell 2.1: Tabell for overgang fjernfelt og nærfelt for en dipol.

2.2.2 Permeabilitet og permittivitet

Magnetisk permeabilitet μ sier noe om hvordan magnetfeltet forplaneter seg gjennom et gitt materiale og er gitt som $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$. Konstanten μ_0 beskriver permeabiliteten i fritt rom, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$, mens μ_r gir den relative permeabiliteten til materialet i forhold til μ_0 . En høy permeabilitet betyr at magnetfeltet går lettere gjennom materialet [6].

Permittiviteten ϵ sier noe om et materials egenskaper for å overføre et elektrisk felt og

består av permittiviteten i fritt rom, $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \cdot 10^{-9} F/m$, og den relative permittiviteten ϵ_r til materialet den elektromagnetiske bølgen forplantes gjennom. Permittiviteten skrives da som $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ [6].

2.2.3 Strålingstetthet og feltstyrke

Energien som transporteres av de elektromagnetiske bølgene er lagret i det elektriske og magnetiske feltene. Når bølgen forplanter seg sfærisk gjennom rommet fordeler energien seg utover en økende kuleflate. Vi snakker da om utstrålt effekt per enhetsareal, også kalt strålingstetthet S. Ved en isotropisk sender stråler energien uniformt i alle retninger. Ved en avstand r[m] fra kilden er strålingstettheten gitt av energien utstrålt fra sender (P_{eirp}) ¹ og overflatearealet til kulebølgen ($4\pi r^2$). Strålingstettheten S er gitt som

$$S = \frac{P_{erip}}{4\pi r^2} \tag{2.1}$$

Strålingstettheten kan også utledes fra det elektriske og magnetiske feltet. Vi ser da på Poyntings vektor S (ligning 2.2) som er vektor produktet av de to feltene E og H. Poyntings vektor peker alltid i samme retning som forplantingen og er gitt som

$$S = E \times H \tag{2.2}$$

Forholdet mellom feltene E og H er definert av permittiviteten ϵ og permeabiliteten μ til mediumet der bølgen forplantes. I vakuum og luft kan en foreta tilnærmelsen

$$E = H \cdot \sqrt{\mu_o \epsilon_o} = H \cdot Z_F \tag{2.3}$$

 Z_F er den karakteristiske bølgeimpedansen og er gitt som $Z_F = 120\pi = 377 \ \Omega$. Videre har en sammenhengen $E = \sqrt{S \cdot Z_F}$ og feltstyrken E kan dermed beregnes ved en avstand r[m] fra kilden ved hjelp av ligning 2.1 [7].

$$E = \sqrt{\frac{P_{erip} \cdot Z_F}{4\pi r^2}} \tag{2.4}$$

2.3 Frekvenser

Kommunikasjonen mellom leser og transponder kan foregå ved ulike frekvenser. De forskjellige frekvensene har ulike egenskaper i forhold til rekkevidde, overføringshastighet

¹Se delkapittel 2.5.3.1 Forsterkning og retningsbestemt effekt

2.3. FREKVENSER

og evne til å trenge gjennom fysiske hindringer. Hvert frekvensbånd har også en begrensning i maksimal utstrålt effekt i de forskjellige frekvensbåndene. Begrensningene gjøres både nasjonalt og internasjonalt. RFID har fire primære frekvensbånd representert ved lav frekvens (LF), høy frekvens (HF), ultra høy frekvens (UHF) og mikrobølge (MW). Nedenfor er det gitt en kort introduksjon til de forskjellige frekvensene.

2.3.1 Lav frekvens (LF)

Frekvensområdet til LF er definert som alle frekvenser mellom 30 - 300 kHz og frekvensen som benyttes for RFID i dette båndet ligger på 125 - 135 kHz. Det positive ved så lave frekvenser er at det oppstår veldig lite refleksjoner av radiobølgene, samt at transpondere kan leses gjennom de fleste materialer. Prisen øker med økende frekvens så LF er en billig løsning. På den negative siden så har LF en begrenset rekkevidde (ca. 0.5m) og overføringshastigheten av data er langsom, mindre enn 1 kbit/s. Den maksimale utstrålte effekt for LF i Norge er på 72 $dB\mu A/m$. Frekvensene i dette båndet bruker induktiv kobling og benyttes ofte ved merking av dyr [8, 9].

2.3.2 Høy frekvens (HF)

HF er det etterfølgende frekvensområdet til LF og strekker seg fra 3 - 30 MHz og typisk RFID-frekvens er 13.56 MHz. Leseavstanden er høyere enn LF (ca. 1.5m) og transpondere kan leses gjennom metall og væsker. Verken leseavstand eller overføringshastigheten (ca. 25 kbit/s) ved HF er spesielt gode selv om den overstiger LF. Den maksimale utstrålte effekt for HF i Norge er på 42 $dB\mu A/m$. Frekvensbåndet benyttes ofte ved adgangs- og sikkerhets løsninger og på denne frekvensen er induktiv kobling mest brukt [8, 9].

2.3.3 Ultra høy frekvens (UHF)

UHF området går fra 300 MHz - 3 GHz med typisk RFID-frekvenser fra 865 - 956 MHz. Positive egenskaper ved UHF er muligheten til å avlese flere objekter samtidig, leseavstanden har økt til ca. 5 m og overføringshastigheten har økt til ca. 30 kbit/s. På den negative siden så er utstyret noe dyrere, samt at det blir vanskeligere å registrere transponderne gjennom metall og væsker. I UHF benyttes elektromagnetisk tilbakekobling og frekvensen brukes ofte ved logistikk på palle-nivå. Maksimal utstrålt effekt i Norge er på 0.5 W ERP ², men den maksimale utstrålte effekten i UHF og MW området vil høyst sikkert økes til 2W om kort tid i Norge [8, 9].

²Se delkapittel 2.5.3.1 Forsterkning og retningsbestemt effekt

2.3.4 Mikrobølge (MW)

Mikrobølge er siste og øverste inndelingen som strekker seg fra 2 - 30 GHz. RFIDfrekvensen finner vi på 2.45 GHz. Leseavstanden (ca. 10m) og overføringshastigheten (ca. 100kbit/s) har økt betydelig, men MW har samme problem som UHF med at den ikke kan leses gjennom metall eller væsker. MW benytter også elektromagnetisk tilbakekobling og brukes blant annet i betalingssystem på motorvei, bedre kjent som autopass. MW har samme maksimale utstrålte effekt som UHF, altså 0,5 W ERP [8, 9].

2.4 Komponenter i et RFID-system

Det er tidligere nevnt at et RFID-system består av en transponder og leser. I tillegg må systemet bestå av antenner og en applikasjon der de leste dataene kan bearbeides. Enheten som mottar dataene er ofte en datamaskin eller server, alt avhengig av hvordan dataene skal benyttes. Videre i kapittelet blir de ulike komponentene i et RFID-system beskrevet, før koblingsmetodene induktiv kobling og elektromagnetisk tilbakespredning blir omtalt i kapittel 2.5

2.4.1 Transponder

RFID-transponderen er enheten som festes på objektet som skal identifiseres og kan lagre og overføre data trådløst ved hjelp av radiobølger. Transponderen benevnes ofte som brikke eller "tag" og består av en antenne og mikrobrikke, omtalt nærmere i kapittel 2.4.4.2 og 2.4.1.4. Noen transpondere er også utstyrt med sensorer og ekstra elektronikk som gjør det mulig å overvåke og registrere temperatur, støt og fuktighet til objektet og omgivelsene. Dette gir brukeren bedre informasjon om objektet og kan være svært nyttig ved kontroll av matvarer, elektronikk og støtfølsomme artikler. Transponderne kommer i mange varianter avhengig av minnebruk, hastighet på avlesning og utforming, men de deles ofte inn i passive, semi-passive og aktive transpondere. Dette avhengig om de har inkludert intern strømkilde. I figur 2.5 vises forskjellig typer transpondere.

2.4.1.1 Passiv transponder

Passive transpondere er ikke utstyrt med intern strømforsyning og bruker energien utsendt fra leseren til å drive transponderens mikrobrikke og overføre data tilbake til leseren. Siden transponderen bruker feltet emittert fra leseren er det alltid leseren som må ta initiativ for at kommunikasjon skal etableres. Et eksempel på dette er adgangskontroll. Der må transponderen, ofte implementert i et smartkort, nærme seg leseren slik at feltet fra leseren er sterkt nok til at transponderen klarer å svare. Dette gjør at rekkevidden ofte er begrenset ved bruk av passive transpondere. Selv om rekkevidden er liten er de passive

2.4. KOMPONENTER I ET RFID-SYSTEM



Figur 2.5: Forskjellig typer transpondere [10].

transponderne populære på grunn av størrelse, liten kompleksitet og dermed lave priser. I figur 2.6 vises en passiv transponder [7, 11, 12].



Figur 2.6: Passiv transponder med mikrobrikke. Antenner formet med flere viklinger er typisk for passive transpondere som opererer med induktiv kobling. Bildet er hentet fra internett.

2.4.1.2 Semi-passiv transponder

Semi-passive transpondere har intern strømkilde og benytter denne til å drive mikrobrikken, men ikke til sending av data. For å sende data tilbake til leser benytter semipassive transpondere seg av leserens utstrålte effekt på samme måte som passive transpondere. Dette medfører at transponderen kan bruke all energi fra leserens felt på overføringen og dermed øke rekkevidden i forhold til den passive transponderen. Siden den semi-passive transponderen har egen strømforsyning bruker den mindre tid på å sende data, noe som igjen fører til at transponderen kan være en kortere tid i strålingssonen til leseren. Semi-passive transpondere er derfor nyttig når objekt forflytter seg hurtig [11, 12].

2.4.1.3 Aktiv transponder

Aktive transpondere er også utstyrt med intern strømkilde og transponderen bruker strømforsyningen til å forsyne mikrobikken og sende data til leseren. Dette medfører en betraktelig lenger rekkevidde, da de i tillegg kan bruke all indusert effekt til sending. I figur 2.7 er det vist en aktiv transponder.



Figur 2.7: Aktiv transponder med to batterier [7].

Noen aktive transpondere sender ut informasjon kontinuerlig og trenger ikke en leser i nærheten for å være aktiv. Ulempen med dette er at levetiden reduseres. En annen utgave av aktive transpondere er de som går inn i hvilemodus. De går først inn i vanlig operativ tilstand når det kommer en leser i strålingssonen. Dette medfører lengre levetid for transponderen samt at RF-støy reduseres [11, 12].

Oversikt over rekkevidden til de forskjellige transpondertypene er oppsummert i tabell 2.2.

Transponder	Kommunikasjon	Rekkevidde	Bruksområde
Passiv	Passiv tilbake-	< ca. 9m	Stort volum, lav kostnad, liten
	spredning eller		rekkevidde. Benyttes i vare-
	induktiv kobling		merking.
Semi-passiv	Passiv tilbake-	< ca. 30m	Innebygget energikilde forsyn-
	spredning eller		er prosessor og sensorer.
	induktiv kobling		Benyttes i sporing av objek-
			ter.
Aktiv	Sender og mottar	> ca. 30m	Store kostnader og mu-
	RF signaler		ligheter. Benyttes innen
			sporing ved større distanser
			av objekter i bevegelse.

Tabell 2.2: Egenskaper ved forskjellige transponderformater [11].

2.4. KOMPONENTER I ET RFID-SYSTEM

2.4.1.4 Mikrobrikken

I figur 2.8 vises de grunnleggende komponentene i en mikrobrikke.

- Likeretteren konverterer vekselstrømmen fra leserantennen til likestrøm og forsyner minnet og mikrobrikken med likestrøm.
- Klokken forsyner logikken med klokkesignal utvunnet fra antennesignalet.
- Modulatoren modulerer det mottatte signalet og modulerer inn transponderens respons før det sendes tilbake til leseren.
- Den logiske enheten har som oppgave å kontrollere kommunikasjonsprotokollene mellom leser og transponder.
- I minnet lagres dataene som skal overføres. Dette kan for eksempel bare være identifikasjonsnummeret eller mer avanserte måledata dersom transponderen er intelligent nok til å foreta dette.



Figur 2.8: Hovedkomponenter i en transponder [11].

2.4.1.5 Minne

Minnekapasiteten til RFID-transpondere kan variere fra noen få byte til mange kilobyte. Ett unntak er 1-bits transponderne som bare kan signalisere "0" og "1". Disse er ikke utstyrt med mikrobrikke og er svært billig i produksjon. De benyttes derfor mye til elektronisk tyverialarm i butikker, bedre kjent som "Electronic Article Surveillance" (EAS). Transpondere med større minnekapasitet kan skrives til ved hjelp av en leser og hovedprosedyrene for lagring av data deles opp i "Electrically Erasable Programmable ReadOnly Memory" (EEPROM), "Ferromagnetic Random Access Memory" (FRAM) og "Static Random Access Memory" (SRAM) [7].

- EEPROM benyttes mest i induktivt koblede system. Denne lagringsmetoden krever mye strøm og kan omprogrammeres 100 000 til 1 000 000 ganger. Dette er som regel tilstrekkelig for de fleste bruksområder.
- FRAM benyttes bare i enkelte prosjekter og produksjonsproblemer har hindret utviklingen. Strømforbruket til FRAM er en faktor 100 mindre enn EEPROM og har en skrivetid som er 1000 ganger lavere. Tester har vist at det er tilnærmet ingen begrensning i antall ganger enheten kan programmeres.
- SRAM er spesielt populært i mikrobølgesystemer. Fordelen er at brikken utfører hurtige skrivesykluser, men ulempen er at den trenger en konstant strømtilførsel. SRAM har tilnærmet ingen begrensninger i antall ganger enheten kan programmeres.

2.4.1.6 EPC-klasser

Standardiseringsorganet EPCglobal Incorporated jobber med å utvikle standarder for "Electronic Product Code" (EPS) for å videreutvikle og hjelpe bruken av RFID i dagens marked. EPCglobal deler transponderne inn i ulike EPC-klasser som vist i tabell 2.3.

EPC klasse	Definisjon	Programmering
Klasse 0	Read Only passive transpon-	Programmert av fabrikk
	dere	
Klasse 1	Write-once, read many passive	Programmeres av bruk-
	transpondere	er en gang for så å bli
		låst
Klasse 2	Omprgrammerbare passive	Omprogrammerbar
	transpondere	
Klasse 3	Semi-passive transpondere	Omprogrammerbar
Klasse 4	Aktive transpondere	Omprogrammerbar
Klasse 5	Lesere	Omprogrammerbar

Tabell 2.3: EPC klasser [12].

I desember 2004 kom EPCglobal med Klasse 1 Gen 2 som har flere fordeler i forhold til den gamle standarden. Nedenfor er det listet opp noen fordeler [13]:

- Hurtigere og mer fleksibel lese og skrive hastighet.
- Høyere pålitelighet ved telling av transpondere.
- Mer robust mot støy fra andre nærliggende lesere.

- Forbedret sikkerhet.
- Utvidningsmuligheter til mer avanserte transpondere og system.

2.4.2 Leser

En RFID-leser muliggjør kommunikasjon med transpondere ved hjelp av radiobølger. Den kan komme i ulike former og kompleksitet, og en kan dele de inn i stasjonære og håndholdte lesere. Hovedkomponentene i en leser er en mikrobrikke, transceiver og minne. Mikroprosessoren er ansvarlig for å sette opp kommunikasjonsprotokollene for å kommunisere med kompatible transpondere. Den utfører også dekoding og feilsjekking av de analoge signalene fra mottakeren. Noen mikroprosessorer foretar også lavnivå filtrering og dataprosessering. Sender og mottaker, som er en del av transceiverenheten, sender og mottar analoge signaler og er koblingsleddet mellom antennene og mikroprosessoren. Minnet brukes til å lagre leserens konfigurasjonsinnstillinger og en liste over de siste leste transponderne. Dette for å sikre at data ikke går tapt dersom det oppstår feil med applikasjonen. Antallet leste transpondere som kan lagres er avhengig av minnebrikkens størrelse [11].

2.4.2.1 Stasjonær leser

De stasjonære leserne kan plasseres på vegger, tak eller en annen fast opphenging som befinner seg i lesesonen. Leserne kan også plasseres på ikke statiske plasser slik som gaffeltrucker eller lastebiler. I motsetning til mange av transponderne er ikke leserne like robuste og benyttes de i ikke statiske miljø må de beskyttes godt. De fleste stasjonære lesere har eksterne antenner og en kan koble flere antenner til leseren for å bedre kommunikasjonen med transponderne. I figur 2.9 er det vist noen stasjonære lesere.



Figur 2.9: To typer stajsonære lesere som leveres av Intermec [10].

2.4.2.2 Håndholdt leser

Håndholdte lesere er mobile lesere som brukeren kan benytte som en mobil enhet. De har innebygde antenner, noe som gjør den mer brukervennlig. På grunn av at det kreves liten størrelse på de håndholdte leserne er de dyrere enn de stasjonære leserne og det finnes i dag derfor et begrenset antall modeller på markedet. Figur 2.10 viser en håndholdt leser.



Figur 2.10: Håndholdt leser levert av Intermec [10].

2.4.3 Skriver

En stasjonær leser kan også operere som en RFID-skriver. Med dette menes at skriveren kan skrive strekkoder og annen informasjon på papir i tillegg til vanlig lesing og skriving til transpondere. I figur 2.11 vises det noen forskjellige RFID-skrivere.



Figur 2.11: To typer skrivere som leveres av Intermec [10].

Antenner består hovedsaklig i dag av tynne metallstriper, av for eksempel kopper, sølv

eller aluminium. Forskning har ført frem til at en kan lage antenner ved å benytte seg av strømførende blekk som inneholder kopper, karbon eller nikkel. En kan da skrive antenner direkte på merkelapper slik en skriver ut strekkoder i dag. Fremtiden vil vise om det også lar seg gjøre å skrive ut mikrobrikker på denne måten [11].

2.4.4 Antenner

En antenne omformerer tilført effekt (strøm og spenning) til utstrålt effekt i rommet. Denne omformingen kan utføres begge veier og en antenne kan benyttes både som sender og mottakerantenne. Antennekonstruksjonen kan være alt fra en enkel metalltråd til mange sammensatte og kompliserte strukturer. Egenskapene og størrelsen til antennen er avhengig av bølgelengden (frekvensen).

Når en jobber med antenner er det flere viktige begrep som benyttes. Alle antenner har i en generell retning en viss midlere utstrålt effekt per romvinkelenhet. Denne størrelsen kalles for antennens strålingsintensitet $U(\theta, \phi)$, der θ og ϕ er de sfæriske vinkelkoordinatene fiksert til antennen på en hensiktsmessig måte. En antennes direktivitet D er et mål for hvor godt den utstrålte effekten konsentreres i en bestemt retning. Direktiviteten er definert som forholdet mellom en antennes strålingsintensitet og antennens midlere strålingsintensitet i en gitt retning [5]. Siden en hel kuleflate spenner ut en romvinkel på 4π blir den midlere strålingsintensiteten

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \tag{2.5}$$

Direktiviteten kan da uttrykkes som

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}}$$
(2.6)

En beslektet parameter er antennevinningen G. Den er definert på samme måte som direktiviteten, men refererer til den tilførte effekt i stedet for utstrålt effekt. Dette på grunn av at alle antenner har ohmske tap. Dette gjør at den utstrålte effekten P_{rad} alltid er mindre enn effekten P_{in} som tilføres antennen via inngangsporten. Vinningen G er gitt som

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}}$$
(2.7)

Ligning 2.5 - 2.7 er hentet fra Aas [5].

2.4.4.1 Polarisasjon

For å oppnå optimale leseforhold mellom leser og transponder er det viktig at antennene er likt polarisert i forhold til hverandre. Polarisasjonen er bestemt av retningen til det elektriske feltet i bølgen og en skiller mellom lineær (horisontal eller vertikal) og sirkulær polarisasjon. Forflytter det elektriske feltet seg vinkelrett i forhold til jordoverflaten har vi vertikal polarisasjon. Dersom det elektriske feltet forplanter seg parallelt med jordoverflaten snakker vi om horisontal polarisasjon, se figur 2.12. Optimal polarisering forekommer sjelden i RFID-system og når polariseringen mellom to antenner er 90° eller 270° i forhold til hverandre snakker vi om et tap på ca. 20 dB. Leselengden blir derfor svært varierende og uforutsigbar ved bruk av lineær polariserte antenner. Løsningen på dette problemet er å benytte seg av sirkulær polariserte antenner. Her er to dipoler arrangert som et kryss, hvor en av dipolene er matet gjennom en 90° forsinkelseslinje. På denne måten roterer polarisasjonen på det elektromagnetiske feltet 360° for hver bølgelengde som feltet beveger seg fremover. Ulempen med denne metoden er at det må medberegnes et tap på 3 dB i forhold til lineær polariserte antenne system [7].



Figur 2.12: Polarisering av elektromagnetiske bølger [7].

2.4.4.2 Transponderantenne

Antennegeometrien er svært viktig for funksjonaliteten til en transponder, og det benyttes ulike strukturer for de forskjellige koblingsmetodene til RFID. For induktivt koblet system er antennen som regel laget av viklet kobbertråd, se figur 2.6. Fra kapittel 2.5.2.1 kan en se at den optimale antennestørrelsen er avhengig av leseavstanden. For elektromagnetisk kobling er antennelengden direkte proporsjonal med bølgelengden som transponderen opererer på. En veldig enkel og mye brukt antenne av dette slaget er dipolen. Den består av en rettlinjet elektrisk leder, for eksempel kopper, som er matet på midten. Lengden på dipolen er gitt av halve bølgelengden til den benyttede frekvens, dette for å optimalisere energioverføringen fra leserantennen til transponderen. En annen utgave av dipolen er en dobbel dipol som er orientert som et kryss. Denne konstruksjonen er med

2.4. KOMPONENTER I ET RFID-SYSTEM

på å redusere orienteringssensitiviteten til transponderen. Dersom en ønsker en høyere strålingsresistans kan dipolen designes med flere dipoler i parallell, såkalt foldet dipol. En "2 -wire folded dipole" har ca. 4 ganger så stor strålingsresistans som en vanlig dipol. De forskjellige utgavene av dipolen er vist i figur 2.13 [7, 11].



Figur 2.13: Forskjellige utgaver av dipolen [11].

Alle antenner har et gitt strålingsdiagram og i figur 2.14 kan en se hvordan dipolen stråler i E- og H-planet når den henger i fritt rom. Måling av strålingsdiagram i de to planene er beskrevet i kapittel 2.4.4.3.



Figur 2.14: Strålingsdiagram for en dipol hengende i fritt rom. Illustrasjonen er typisk for en dipol og er hentet fra Internett.

Når det skal designes antenner er det mange faktorer å ta hensyn til. De viktigste er listet opp nedenfor [7, 11]:

- Leseavstand fra transponder til leser.
- Orienteringen mellom transponder- og leser antenne.
- Koblingsmetode og frekvens.
- Hastighet på objekt.
- Spesielle miljø eller operasjonsforhold.
- Inngangsimpedans.

2.4.4.3 Leserantenne

Leseren kommuniserer med transponderne ved hjelp av en tilkoblet ekstern antenne. Siden det er selve antennen og ikke leseren som kringkaster og mottar RF-signaler, er antennens plassering viktig. På grunn av omgivelsene rundt antennen vil det oppstå refleksjon, dempning og andre faktorer som forandrer antennens dekningsområde. For å bedre leseraten kan det kobles totalt fire eksterne antenner til en leser og i figur 2.15 er det vist et par utgaver av slike antenner.



Figur 2.15: Leserantenner. Til venstre en sirkulær antenne, til høyre en lineær antenne [10].

Alle antenner har en strålingsintensitet $U(\theta, \phi)$ som varierer med retningen. For å kartlegge strålingsintensiteten til en antenne kan den grafisk fremstilles i et strålingsdiagram, der strålingsintensiteten er en funksjon av retningen i rommet. Strålingsdiagrammer er en generell grafisk framstilling av den romlige fordelingen av en parameter som karakteriserer det utstrålte feltet fra en antenne. Dersom vi har en lineærpolarisert antenne benyttes ofte betegnelsene E-plan og H-plan strålingsdiagram. For å måle et E-plan diagram måler vi i E-planet som er det planet som går gjennom retningen til strålingsmaksimum og inneholder den elektriske feltvektoren. Dersom en vil måle et H-plan diagram må en måle på tilsvarende måte, men nå gjennom retningen til strålingsmaksimum som inneholder den magnetiske feltvektoren. Feltene står da vinkelrett på hverandre slik det er illustrert i figur 2.16 [5].



Figur 2.16: Definisjon av E- og H-plan [5].

2.5 Koblingsmetoder for RFID-system

For å kunne lese eller skrive til den databærende enheten må det være mulig å overføre data mellom transponder og leser. Denne overføringen deler en opp i kommunikasjonsprosedyrene full dupleks (FDX)/halv dupleks (HDX) og sekvensielle systemer (SEQ) for n-bits transpondere. RFID-system deles også opp i koblingsmetodene induktiv koblet system og elektromagnetisk tilbakespredning. Videre i dette kapittelet blir det gjort en sammenligning av kommunikasjonsprosedyrene før en teoretisk fremstilling av koblingsmetodene blir gitt.

2.5.1 Full/halv dupleks og sekvensielle systemer

Figur 2.17 gir en oversikt over dataoverføringen der "downlink" er kommunikasjonen fra leser til transponder, mens "uplink" er overføringen fra transponder til leser.

For FDX- og HDX-prosedyren sender leseren kontinuerlig energi til transponderen. Det som skiller prosedyrene fra hverandre er sendingen av data. Ved FDX-prosedyren sender transponder og leser data samtidig, og vi har dermed en toveis kommunikasjon. For HDXprosedyren har vi enveis kommunikasjon, og dataoverføringen fra transponder og leser



Figur 2.17: Viser energi overføringen for FDX, HDX og SEQ over tid [t] [7].

foregår til ulike tider. SEQ-prosedyren opererer på samme måte som HDX, men slår av energioverføringen når dataene fra leser til transponder er fullført [7].

2.5.1.1 Sammenlikning av full/halv dupleks og sekvensielle systemer

For sammenlikning av kommunikasjonsprosedyrene er figur 2.18 et godt utgangspunkt. Den viser transponderens effekt og spenning for full dupleks og sekvensielt system.

I full dupleks system foregår energioverføringen fra leser til transponder samtidig som data overføres i begge retninger. En sier at mikrobrikken er kontinuerlig i operasjonsmodus. For å overføre energien optimalt mellom transponderantennen og mikrobrikken ønsker vi effekt tilpasning. Fra figur 2.18 ser en at dette forekommer når transponderens effekt er på ca. 2mW og last impedansen er middels for et FDX system. Ved denne tilpasningen er også den maksimale spenningen til full dupleks systemet halvparten i forhold til SEQ-systemet. Den eneste muligheten for å øke spenningen er å øke last impedansen til mikrobrikken. Dette er det samme som å redusere effektforbruket. Når en skal designe et system som benytter seg av full dupleks er en derfor nødt til å gjøre et kompromiss mellom effektforbruk og spenningsforsyning.

For sekvensielle systemer er situasjonen annerledes. I oppladningsprosessen er mikrobrikken i hvilemodus eller effektsparemodus, noe som betyr at nesten ingen effekt forbrukes i mikrobrikken. Fra figur 2.18 ser en at oppladningskondensatoren i SEQ-systemet er helt utladet og representerer dermed en veldig lav ohmsk last for spenningskilden. Ved denne tilstanden vil det totale strømforbruket gå til oppladning av kondensatoren. Når kondensatoren begynner å bli fulladet, avtar ladestrømmen eksponentielt og går mot null



Figur 2.18: Transponderens effekt og spenning i ulike systemer [7].

når kondensatoren er fulladet. Leseren slår seg av og transponderen kan bruke energien lagret i kondensatoren til å sende melding til leseren.

Med dette grunnlaget kan en trekke noen fordeler for det sekvensielle systemet sammenliknet med full/halv dupleks systemet. I SEQ-systemer er hele spenningskilden tilgjengelig for å drifte mikrobrikken. Dette gjør at spenningen kan være dobbelt så høy i forhold til full/halv dupleks system. Energien tilgjengelig for mikrobrikken i et SEQ-system er bare bestemt av kapasitansen til ladningskondensatoren og dens oppladningsperiode, men teoretisk kan begge verdiene bestemmes ut fra det som er nødvendig. Til tross for SEQsystemet sine fordeler vil ikke FDX/HDX-systemer være avhengige av ekstra energikilde [7].

2.5.2 Induktiv kobling

Alle ledere som fører en strøm I danner et magnetfelt med flukslinjer. I figur 2.19 er det vist en rett leder og strømførende sløyfe. Styrken til det magnetiske feltet beskrives av den magnetiske feltstyrken H, målt i ampere per meter (A/m). Generelt kan en si at linjeintegralet til den magnetiske feltstyrken H rundt en lukket kurve er lik summen av strøm inne i kurven, ligning 2.8. Teori og formler under kapittel 2.5.2 er hentet fra Finkenzeller [7].

$$\sum I = \oint \vec{H} \cdot \vec{ds} \tag{2.8}$$

Induktivt koblede RFID-system benytter elektrisk ledende spoler som magnetiske antenner for å generere alternerende magnetiske felt. Feltstyrken H langs x-aksen til en rund



Figur 2.19: Magnetiske flukslinjer rundt strømførende ledere [7].

spole kan uttrykkes som

$$H = \frac{I \cdot N \cdot R^2}{2\sqrt{(R^2 + x^2)^3}}$$
(2.9)

der N er antall viklinger, R er spolens radius r og x er avstanden fra sentrum til spolen i x-retningen. Betingelsene for ligningen er at $d \ll R$, der d er bredden til spolens viklinger, og at $x < \lambda/2\pi$, som gir at x må være i nærfeltet. Se figur 2.20.



Figur 2.20: Magnetiske flukslinjer rundt en spole [7].

I figur 2.21 er det beregnet feltstyrken H(x) for tre forskjellige antenner som funksjon av avstanden $x[\mathbf{m}]$. Det er kun radiusen R som forandres.



Figur 2.21: Feltstyrke H til en sylinderspole som funksjon av avstanden x[m] ved forskellig antenneradius [7].

Fra figuren kan en observere at antennen med minst radius, R = 1cm, har høyest feltstyrke ved senter av antennen (x=0), men at feltstyrken avtar hurtig når avstanden xøker. Den største antennen med radius R = 55cm har en lavere feltstyrke, men feltstyrken beholdes en lengre avstand x fra senter. Dette er en viktig effekt det bør tas hensyn til ved design av induktivt koblet RFID-system, og viser at det for enhver leserekkevidde til et RFID-system er en optimal antenneradius R.

2.5.2.1 Optimal antennediameter

For en gitt leseavstand x kan den optimale antennediameteren finnes ved å derivere ligning 2.9 med hensyn på R, og sette den deriverte lik 0 som vist i ligning 2.10.

$$H'(R) = \frac{d}{dR}H(R) = \frac{2 \cdot I \cdot N \cdot R}{\sqrt{(R^2 + x^2)^3}} - \frac{3 \cdot I \cdot N \cdot R^3}{(R^2 + x^2) \cdot \sqrt{(R^2 + x^2)^3}}$$
(2.10)

Maksimalverdiene til funksjonen H(R) finnes ved nullpunktene for H'(R):

$$R_1 = x \cdot \sqrt{2}; R_2 = -x \cdot \sqrt{2} \tag{2.11}$$

Den teoretisk beregnede antennediameteren for en induktiv transmisjonsantenne er dermed gitt som $\sqrt{2}$ ganger større enn den ønskede maksimale leseavstanden. Det andre punktet er negativt på grunn av det magnetiske feltet utbrer seg i begge retninger på x-aksen.

For å beregne mer eksakt på systemets maksimale leserekkevidde er det behov for kjennskap til feltstyrken H_{min} , som er ved avstanden x fra leserantennen der det er nok energi for transponderen og operere. Før en finner H_{min} og dermed rekkevidden for systemet er det nødvendig å ta for seg flere grunnleggende begreper og prinsipp innenfor induktiv kobling.

2.5.2.2 Magnetisk fluks og magnetisk flukstetthet

I figur 2.19 kan en se et felt H som består av flukslinjer. Det totale antall flukslinjer som passerer gjennom innsiden av for eksempel en spole benevnes magnetisk fluks Φ . En annen størrelse er den magnetiske flukstettheten B som viser til magnetisk fluks per arealenhet. Magnetisk fluks uttrykkes som

$$\Phi = B \cdot A \tag{2.12}$$

Sammenhengen mellom flukstet
theten ${\cal B}$ og feltstyrken ${\cal H}$ kan uttrykkes som

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu H \tag{2.13}$$

2.5.2.3 Selvinduktans og gjensidig induktans

Et magnetisk felt og dermed magnetisk flux Φ dannes rundt alle ledere. Når lederen er formet som en spole der hver vikling N har et like stort areal A og en like stor strøm I, vil hver sløyfe bidra med like stor magnetisk fluks. En får da den totale fluksen Ψ gitt som

$$\Psi = \sum_{N} \Phi_{N} = N \cdot \Phi = N \cdot \mu \cdot H \cdot A \tag{2.14}$$

Et magnetfelt som oppstår på grunn av strømmen i lederen vil indusere en ny strøm i den samme lederen. Dette fenomenet kalles for selvinduktans og kan beregnes ut fra ligning 2.15.

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N \cdot \Phi}{I} = \frac{N \cdot \mu \cdot H \cdot A}{I}$$
(2.15)

I figur 2.22 vil det dannes en strøm i sløyfe A_2 når den plasseres i nærheten av den strømførende sløyfen A_1 . Denne type kobling kalles gjensidig induktans og benyttes som
kobling mellom leser og transponder i induktivt koblede RFID-system. Størrelsen på koblingsfluksen Ψ_{21} avhenger av begge sløyfenes geometriske dimensjoner, posisjonen i forhold til hverandre og mediets magnetiske egenskaper. Den gjensidige induktansen M_{21} mellom sløyfe A_2 i forhold til sløyfe A_1 er definert som forholdet av delfluks Ψ_{21} som omslutter overflaten til sløyfe A_2 , mot strømmen I_1 i sløyfe A_1 og er gitt i ligning 2.16.



Figur 2.22: Definisjonen på gjensidig induktans M_{21} [7].

$$M_{21} = \frac{\Psi_{21}(I_1)}{I_1} = \oint_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} \cdot dA_2$$
(2.16)

Det vil i tillegg også forekomme en gjensidig induktans M_{12} . Denne koblingen kommer av strømmen I_2 som dannes i sløyfe A_2 og gir en kobling tilbake til sløyfe A_1 . Forholdet mellom disse to koblingene er gitt som

$$M = M_{12} = M_{21} \tag{2.17}$$

2.5.2.4 Koblingsfaktor k

Gjensidig induktans er en kvantitativ beskrivelse på flukskoblingen mellom to ledende spoler og koblingsfaktoren k gir en beskrivelse uavhengig av spolenes geometriske dimensjoner. Koblingsfaktoren kan ha verdier mellom $0 \le k \le 1$, der 0 beskriver ingen kobling, mens 1 er full kobling mellom sløyfene.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \tag{2.18}$$

Analytiske beregninger er bare mulig for veldig enkle antennestrukturer. For to parallelle sløyfer sentrert på samme x-akse kan koblingsfaktoren tilnærmes ved hjelp av ligning 2.19.

KAPITTEL 2. RADIOFREKVENS IDENTIFIKASJON (RFID)

$$k(x) \approx \frac{r_{Transp}^2 \cdot r_{Reader}^2}{\sqrt{r_{Transp} \cdot r_{Reader}} \cdot (\sqrt{x^2 + r_{Reader}^2})^3}$$
(2.19)

Betingelsen for at ligning 2.19 skal være gyldig er at $r_{Transp} \leq r_{Reader}$. Avstanden mellom sløyfene på x-aksen benevnes som x. Figur 2.23 viser koblingsfaktor som funksjon av avstand ved forskjellig antenne radius.



Figur 2.23: Koblingsfaktor for forskjellige sløyfe strørrelser som funksjon av avstanden x[m]. r_{Transp} er satt til 2 cm. r_{Reader} er satt til $r_1 = 10cm$, $r_2 = 7, 5cm$ og $r_3 = 1cm$ [7].

2.5.2.5 Faradays lov

En forandring av den magnetiske fluksen Φ genererer en elektrisk feltstyrke E_i . Denne karakteristikken til det magnetiske feltet beskrives av Faradays lov og kan i sin generelle form uttrykkes som

$$u_i = \oint E_i \cdot ds = -\frac{d\Psi(t)}{dt} \tag{2.20}$$

For en spole med N viklinger kan u_i uttrykkes som $u_i = N \cdot d\Psi/dt$

I figur 2.24 a) er det vist to parallelle sløyfer som ligger på samme akse og i figur 2.24 b) vises det tilhørende ekvivalente kretsdiagrammet. Ved å benytte seg av kretsdiagrammet



Figur 2.24: Magnetisk koblet spoler i figur a, og et ekvivalent kretsdiagram for de magnetisk koblede spolene i figur b [7].

og Faradays lov i ligning 2.20 kan en komme frem til spenningen u_2 til mikrobrikken. I et induktivt koblet RFID-system er L_1 leserantennen, L_2 er transponderantennen, R_2 er spole motstanden til transponderantennen og R_L representerer strømforbruket til brikken.

$$u_2 = +\frac{d\Psi_2}{dt} = M\frac{di_1}{dt} - L_2\frac{di_2}{dt} - i_2R_2$$
(2.21)

Siden i_1 og i_2 er sinusformet kan ligning 2.21 skrives på kompleksform som

$$u_2 = j\omega M \cdot i_1 - j\omega L_2 \cdot i_2 - i_2 R_2 \tag{2.22}$$

der ω er vinkelfrekvensen og gitt som $2\pi f$.

Dersom i_2 erstattes med u_2/R_L i ligning 2.22 kan ligningen omskrives til

$$u_2 = \frac{j\omega M \cdot i_1}{1 + \frac{j\omega L_2 + R_2}{R_L}}$$
(2.23)

Når $R_L \longrightarrow 0$ vil spenningen $u_2 \longrightarrow 0$. Dersom $R_L \longrightarrow \infty$ vil spenningen $u_2 = j\omega M \cdot i_1$.

2.5.2.6 Resonans

For å effektivisere kretsen i figur 2.24 kan det settes inn en kondensator C_2 i parallell med transponder spolen L_2 . Dette for å danne en parallellresonanskrets med resonansfrekvens som tilsvarer RFID-systemets operasjonsfrekvens. Resonansfrekvensen f[Hz] til kretsen i transponderen kan finnes ved bruk av Thomsons ligning:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C_2}}\tag{2.24}$$

I praksis består C_2 av en parallell kondensator C_2^{i} og en parasittisk kapasitans C_p fra den reelle krets $C_2 = C_2^{i} + C_p$, se figur 2.25. R_2 representerer motstanden til transponder spolen L_2 , mens lastmotstanden R_L representerer strømforbruket til mikrobrikken. Dersom en spenning $u_{Q2} = u_i$ induseres i spole L_2 kan spenningen u_2 måles ved lastmotstanden R_L :

$$u_2 = \frac{u_{Q2}}{1 + (j\omega L_2 + R_2) \cdot (\frac{1}{R_L} + j\omega C_2)}$$
(2.25)



Figur 2.25: Ekvivalent kretsdiagram for magnetisk koblede sløyfer med parallell kondensator C_2 [7].

 u_{Q2} kan videre erstattes med $u_{Q2} = u_i = j\omega M \cdot i_1 = \omega \cdot k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \cdot i_1$ for å få forholdet mellom spenningen u_2 og den magnetiske koblingen mellom leser og transponder spolen. u_2 kan skrives som

$$u_{2} = \frac{j\omega \cdot k \cdot \sqrt{L_{1} \cdot L_{2}} \cdot i_{1}}{1 + (j\omega L_{2} + R_{2}) \cdot (\frac{1}{R_{L}} + j\omega C_{2})}$$
(2.26)

I figur 2.26 er det vist et eksempel med og uten en parallell kondensator i kretsen, og en kan tydelig se at det forekommer en stor forbedring i indusert spenning u_2 ved frekvensen 13.56 MHz. Alle andre faktorer som i_1, L_2, M, R_2 og R_L er holdt konstante.



Figur 2.26: Plot av spenningen ved en transponderspole i frekvensområdet 1 til 100 MHz [7].

2.5.2.7 Feltstyrke og rekkevidde

Fra teorien presentert i kapittel 2.5.2 kan en nå komme frem til H_{min} som er den minste feltstyrken som fortsatt gjør spenningen u_2 høy nok til å drifte databærebølgen. u_2 er nå HF inngangsspenningen ved antennespolens terminaler før likeretting.

Dersom vi antar et homogent sinusformet magnetisk felt i luft, permeabilitetkonstant = μ_0 , kan den induserte spenning $u_{Q2} = u_i$ til en transponderspole beregnes fra ligning 2.20 og skrives som

$$u_i = \mu_0 \cdot A \cdot N_T \cdot \omega \cdot H_{eff} \tag{2.27}$$

der H_{eff} er effektiv feltstyrke til et sinusformet magnetisk felt, ω er vinkelfrekvensen til det magnetiske feltet, N_T er antall viklinger til transponderspolen L_2 og A er radartverrsnittet til transponderspolen. Erstatter vi $u_{Q2} = u_i = j\omega M \cdot i_1$ fra ligning 2.26 med ligning 2.27 får vi ligning 2.28 etter at nevneren er multiplisert.

$$u_{2} = \frac{j\omega \cdot \mu_{0} \cdot H_{eff} \cdot A \cdot N_{T}}{j\omega(\frac{L_{2}}{R_{L}} + R_{2}C_{2}) + (1 - \omega^{2}L_{2}C_{2} + \frac{R_{2}}{R_{L}})}$$
(2.28)

Løser vi ligning 2.28 med hensyn på ${\cal H}_{eff}$ får vi

$$H_{min} = \frac{u_2 \cdot \sqrt{(\frac{\omega L_2}{R_L} + \omega R_2 C_2)^2 + (1 - \omega^2 L_2 C_2 + \frac{R_2}{R_L})^2}}{\omega \cdot \mu_0 \cdot A \cdot N_T}$$
(2.29)

For å optimalisere rekkevidden til et induktivt koblet RFID-system bør resonansfrekvensen til transponderen tilpasses nøyaktig transmisjonsfrekvensen til leseren. Ved å forandre ligning 2.24 til

$$L_2 C_2 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} = \frac{1}{\omega_0^2} \tag{2.30}$$

og sette ligning 2.30 inn i ligning 2.29 får vi en funksjon hvor avhengigheten til avhørsfeltstyrken H_{min} blir klart uttrykt ved hjelp av forholdet mellom leserens transmisjonsfrekvens ω og resonansfrekvensen til transponderen ω_0 . Dette baserer seg på antagelsen at en forandring i resonansfrekvensen til transponderen er forårsaket av en forandring i kapasitansen C_2 , mens induktansen L_2 til spolen forblir konstant. Dette kommer frem ved at C_2 i ligning 2.29 erstattes med $C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2}$

$$H_{min} = \frac{u_2 \cdot \sqrt{\omega^2 (\frac{L_2}{R_L} + \frac{R_2}{\omega_0^2 L_2})^2 + (\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0^2} + \frac{R_2}{R_L})^2}}{\omega \cdot \mu_0 \cdot A \cdot N_T}$$
(2.31)

Et avvik i transponder-resonansfrekvensen i forhold til transmisjonsfrekvensen til leseren vil føre til en høyere avhørselsfeltstyrke og dermed senke rekkevidden. Rekkevidden til systemet kan nå uttrykkes ved å sette inn uttrykket for H_{min} i ligning 2.32 som er utledet fra ligning 2.9. N_L er antall viklinger til leserantennen.

$$x = \sqrt{\sqrt[3]{(\frac{I \cdot N_L \cdot R^2}{2 \cdot H_{min}})^2} - R^2}$$
(2.32)

Det fullstendige uttrykket for rekkevidden x for induktivt koblet system blir

$$x = \sqrt{\sqrt[3]{\frac{(\omega \cdot \mu_0 \cdot A \cdot N_T \cdot I \cdot N_L \cdot R^2)^2}{4 \cdot u_2^2 \cdot (\omega^2 (\frac{L_2}{R_L} + \frac{R_2}{\omega_0^2 L_2})^2 + (\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0^2} + \frac{R_2}{R_L})^2)}} - R^2$$
(2.33)

2.5.2.8 Dataoverføring fra transponder til leser

Induktivt koblede system er basert på en transformator liknende kobling mellom en primærspole og sekundærspole. Dette er tilfelle dersom avstanden mellom spolene ikke er større enn $\lambda/2\pi$, slik at transponderen er lokalisert i nærfeltet til senderantenne. En liten del av leserens emitterte felt går gjennom antennespolen i transponderen og induserer en spenning U i transponderantennen. Denne spenningen rettes av dioden og kondensator C_2 , og fungerer nå som spenningskilde for mikrobrikken. Antennespolen og kondensator C_1 danner en resonanskrets som er justert til overføringsfrekvensen til leseren. Dette fører til at spenningen U når maksimum verdi som følge av resonanstoppen i parallellresonanskretsen. Den resulterende tilbakekoblingen fra transponderen på leserantennen kan representeres som en transformert impedans Z_T i leserens antennespole. Ved svitsjing av lastmotstanden av og på ved transponderantennen, fører dette til en forandring i impedansen Z_T . Dermed forandres også spenningen ved leserantennen. Dersom timingen for svitsjing av lastmotstanden av og på er kontrollert av data, vil dataene bli overført fra transponderen til leseren. Denne type overføring kalles for last modulasjon. Se figur 2.27.



Figur 2.27: Dataoverføring for induktivt koblet RFID-system [14].

2.5.3 Elektromagnetisk tilbakekobling

Elektromagnetiske bølger treffer mange ulike objekt når det stråler utover i rommet. Objektetenes refleksjonstverrsnitt beskriver hvor effektivt objektet reflekterer de elektromagnetiske bølgene. Objekt som er i resonans med innfallende bølge, noe som forekommer for antenner som blir bestrålt med sin resonansfrekvens, vil ha et stort refleksjonstverrsnitt. Dette utnyttes i RFID-system med tilbakekobling. Metoden går ut på at leserantennen utstråler elektromagnetiske bølger som transponderen mottar og reflekterer tilbake til leseren. Vi vil videre se nærmere på teori om tilbakespredning, rekkevidde for system med tilbakekobling og selve datatransmisjonen fra transponder til leser.

2.5.3.1 Forsterkning og retningsbestemt effekt

I kapittel 2.2.3 ble det omtalt hvordan den utstrålte effekten P_{eirp} fra en isotropisk sender fordeler seg uniformt utover en sfærisk overflate. Dersom en integrerer strålingstettheten S til den elektromagnetiske bølgen over hele dens flate får vi igjen P_{eirp} [7].

$$P_{eirp} = \int_{A_{sphere}} S \cdot dA \tag{2.34}$$

Ligning 2.34 kan brukes for alle antenner med noen betingelser. Dersom antennen utstråler effekten med varierende intensitet i ulike retninger kan ligning 2.34 bare benyttes dersom strålingsintensiteten S er større i den ønskede retningen for antennen i forhold til en isotropisk antenne. Figur 2.28 viser strålingskurvene til en dipol i forhold til en isotropisk antenne. Lengden på vektoren $G(\Theta)$ viser den relative strålingstettheten i en gitt retning. Ved hovedstrålen G_i kan strålingstettheten beregnes som

$$S = \frac{P_1 \cdot G_i}{4\pi r^2} \tag{2.35}$$

 P_1 er effekten tilført antennen og G_i er forsterkningen til antennen [7].



Figur 2.28: Strålingsdiagram til en isotropisk emitter og dipol [7].

En viktig sammenheng innenfor radio er "Effective Isotropic Radiated Power" (EIRP).

$$P_{eirp} = P_1 \cdot G_i \tag{2.36}$$

2.5. KOBLINGSMETODER FOR RFID-SYSTEM

 P_{eirp} finnes ofte i radioregulering og indikerer transmisjonseffekten som en isotropisk sender må tilføres for å generere en bestemt strålingseffekt ved en avstand r. En antenne med forsterkning G_i kan derfor bare forsynes med en transmisjonseffekt P_1 som er lavere en denne faktoren slik at den bestemte begrensningen ikke overstiges [7].

$$P_1 = \frac{P_{eirp}}{G_i} \tag{2.37}$$

Effekten en antenne utstråler måles også som "Effective radiated power" (ERP). Forskjellen mellom benevningene ligger i antenneforsterkningen, benevnt som G og G_i i figur 2.28. ERP relaterer til en dipolantenne, mens EIRP relaterer til en isotropisk antenne. Forholdet mellom antennetypene er kjent og en kan dermed konvertere mellom benevningene med ligning 2.38 [7].

$$P_{eirp} = P_{erp} \cdot 1.64 \tag{2.38}$$

2.5.3.2 Impedans

Den mest fundamentale impedansstørrelsen til en antenne er inngangsimpedansen Z_A som er satt sammen av en resistans og reaktans.

$$Z_A = R_A + jX_A = R_r + R_V + jX_A (2.39)$$

Inngangsresistansen R_A representerer en dissipasjon, her presentert ved R_r og R_V . R_r er den effekten som forlater antennen gjennom utstråling, mens effekten som utvikles i tapsmotstanden R_V er tap internt i antennen. Dette tapet kan skyldes tap i lederne og dielektrikumet. Ved resonansfrekvensen til antennen vil den komplekse reaktansen X_A gå mot null. For en tapsfri ($R_V=0$) antenne vil inngangsimpedansen bli lik strålingsresistansen $Z_{A(fres)} = R_r$ [5, 7].

2.5.3.3 Refleksjon

Når en elektromagnetisk bølge forplanter seg i rommet treffer den objekt med ulik størrelse. Deler av energien absorberes av objektet og omformes til varme, mens resten reflekteres i ulike retninger med varierende styrke. En liten del av energien reflekteres tilbake til sender antennen. Ser vi på et RFID-system så sender leseren ut et elektromagnetisk felt med en gitt styrke P_{eirp} . Strålingstettheten S som når frem til transponderen kan regnes ut fra ligning 2.35. Transponderantennen reflekterer en effekt P_s som er proporsjonal med strålingstettheten S og radartverrsnittet σ , $P_s = \sigma \cdot S$. Radartverrsnittet er et mål på hvor godt objektet reflekterer elektromagnetiske bølger og er avhengig av faktorer som form, størrelse, material, struktur, bølgelengde og polarisasjon. Den reflekterte bølgen forplanter seg også sfærisk tilbake til leseren og strålingseffekten vil dermed avta proporsjonalt med kvadratet av avstanden (r^2) fra refleksjonspunktet. Effekttettheten hos leser kan da finnes som S_{back} [7].

$$S_{back} = \frac{P_s}{4\pi r^2} = S \cdot \frac{\sigma}{4\pi r^2} = \frac{P_{eirp}}{4\pi r^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi r^2} = \frac{P_{eirp} \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot r^4}$$
(2.40)

Av ligning 2.40 kan det observeres at den reflekterte effekten er proporsjonal med $1/r^4$. Dette innebærer at transmisjonseffekten må øke med 16 for å få en dobling av den reflekterte strålingstettheten S_{Back} .

Er størrelsen på objektet mindre enn 0.1λ , kan dets påvirkning neglisjeres, men hvis de er tilnærmet like kan det oppstå kraftige bølgerefleksjoner. Når bølgelengden er liten i forhold til objektets dimensjoner vil nesten all energi bli reflektert eller absorbert, avhengig av objektets materialtype, geometri og posisjon. Refleksjonsegenskapene til objektet øker som oftest med økende frekvens og RFID-system med tilbakekobling benytter seg derfor av de høyere frekvensene på 868 MHz og 2.45 GHz [7].

2.5.3.4 Effektiv apertur og spredeapertur

Maksimum mottatt effekt P_e som kan opptas i en antenne, gitt optimal oppstilling og korrekt polarisasjon, er proporsjonal med effekttettheten S til en innkommende plan bølge og den effektive aperturen A_e .

$$P_e = A_e \cdot S \tag{2.41}$$

En kan betrakte A_e som et areal som står vinkelrett på forplantningsretningen. Effekten som passerer gjennom den effektive aperturen blir absorbert og tilført last impedansen Z_T . Se figur 2.29. I tillegg til den effektive aperturen A_e har antennen også et radartverrsnitt/spredeaperture $\sigma = A_s$ som gir refleksjon av elektromagnetiske bølger [7].



Figur 2.29: Forhold mellom strålingstetthet S og mottatt effekt P_e fra antennen [7].

Når et elektromagnetisk felt med strålingstetthet S mottas ved transponderen induseres det en spenning U_0 i antennen. Dette forårsaker en strøm I gjennom antenneimpedansen Z_A og den terminerte impedansen Z_T , figur 2.30. Videre teori og formler i kapittel 2.5.3.4 og 2.5.3.6 er hentet fra Finkenzeller [7]. Strømmen I utledes da som:



Figur 2.30: Ekvivalent krets for antenne med en tilkoblet transponder [7].

$$I = \frac{U_0}{Z_T + Z_A} = \frac{U_0}{\sqrt{(R_r + R_V + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2}}$$
(2.42)

Den mottatte effekt P_e som er overført til Z_T er

$$P_e = I^2 \cdot R_T \tag{2.43}$$

Substituerer vi I^2 fra ligning 2.43 med I i ligning 2.42 får vi

$$P_e = \frac{U_0^2 \cdot R_T}{(R_r + R_V + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2}$$
(2.44)

Fra ligning 2.41 har vi at den effektive aperturen A_e er gitt som forholdet mellom mottatt effekt P_e og strålingsintensiteten S. Dette gir

$$A_e = \frac{P_e}{S} = \frac{U_0^2 \cdot R_T}{S \cdot [(R_r + R_V + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2]}$$
(2.45)

I følge Finkenzeller [7] kan ligning 2.45 forenkles til ligning 2.46 dersom antennen opererer under effekttilpasning slik at $R_T = R_V$ og $X_T = -X_A$. Denne tilnærmelsen er ikke mulig og det må være være en skrivefeil i Finkenzeller [7]. Ved effekttilpasning må $R_T =$ $R_r + R_V$, se figur 2.30, og antennen må være tapsfri slik at $R_V = 0$. Først da kan vi gjøre tilnærmelsen til ligning 2.46.

$$A_e = \frac{U_0^2}{4SR_r} \tag{2.46}$$

Fra figur 2.30 kan en se at strømmen I også går gjennom strålingsresistansen R_r til antennen. Antennen utstråler dermed effekten P_s uavhengig om strømmen I er forårsaket av et innkommende elektromagnetisk felt eller tilført av en sender. Effekten P_s utstrålt fra antennen kan dermed beregnes ved

$$P_S = I^2 \cdot R_r \tag{2.47}$$

Med samme fremgangsmåte som i ligning 2.45 finner en spredeaperturen A_S . Vi antar at antennen opererer under effekttilpasning og at den er tapsfri $(R_V = 0, R_T = R_r \text{ og} X_T = -X_A)$ og får:

$$\sigma = A_S = \frac{P_S}{S} = \frac{I^2 \cdot R_r}{S} = \frac{U_0^2 \cdot R_r}{S \cdot [(R_r + R_V + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2]} = \frac{U_0^2}{4SR_r}$$
(2.48)

Ved effekttilpasset antenne har vi dermed $\sigma = A_s = A_e$. Dette betyr at bare halvparten av den totale effekten fra det elektromagnetiske feltet tilføres den terminerende motstanden R_T . Resterende halvpart reflekteres ut i rommet fra antennen.

En interessant problemstilling er hvordan spredeaperturen forandres med varierende impedans Z_T . For RFID-system er det spennende å se på tilfellet for $Z_T = 0$. Dette representerer en kortsluttning ved terminalene til antennen. Fra ligning 2.48 finner vi følgende:

$$\sigma_{max} = A_{S-max} = \frac{U_0^2}{SR_r} = 4A_e \mid_{Z_T=0}$$
(2.49)

Dersom en uendelig høyohmsk motstand er koblet til antennen slik at $Z_T \to \infty$ får vi:

$$\sigma_{min} = A_{S-min} = 0 \mid_{Z_T \to \infty} \tag{2.50}$$

Spredeaperturen kan dermed ha alle verdiene fra 0 - $4A_e$ avhengig av verdien til den terminerende impedansen Z_T , se figur 2.31. Denne egenskapen til antenner benyttes for dataoverføring fra transponder til leser i RFID-system med tilbakekobling.

For å kunne beregne den reflekterte effekten P_s til en antenne trenger vi verdien til A_s . Den effektive aperturen A_e til en antenne er proporsjonal med forsterkningen G. Siden forsterkningen ofte er kjent for de fleste antenner er den effektive aperturen A_e , samt spredeaperturen A_S enkel å beregne når en har tilpasning $(Z_A = Z_T)$:



Figur 2.31: Graf for den relative effektive aperturen A_e og den relative spredeaperturen σ i forhold til forholdet mellom motstandene R_T og R_A . $R_T/R_A =$ 1 gir en effekttilpasset antenne og $R_T/R_A = 0$ representerer en kortslutning ved antennens terminaler [7].

$$\sigma = A_e = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} \cdot G \tag{2.51}$$

Fra ligning 2.41 finner en da den mottatte effekten P_e som

$$P_e = A_e \cdot S = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} \cdot G \cdot S \tag{2.52}$$

2.5.3.5 Frittromstap

For å kunne fastsette den energien som er tilgjengelig for transponderen må vi regne på frittromsdempningen aF (ligning 2.55) i forhold til avstanden r[m] mellom antennene, forsterkningen $G_t[dB]$ og $G_r[dB]$ til henholdsvis transponder og leser antenne, og overføringsfrekvensen f[Hz] til leseren. En tar utgangspunkt i Friis transmisjonsformel [5] som er svært nyttig for beregning av signalnivåer i alle radiokommunikasjonssystemer. Formelen tar ikke hensyn til mottakerantennes eventuelle mistilpasning i impedans og polarisasjon.

$$P_1' = P_1 \cdot Gt \cdot Gr\left(\frac{\lambda}{(4 \cdot \pi \cdot r)}\right)^2 \tag{2.53}$$

Frittromsdempningen er gitt som forholdet mellom utsendt og mottatt effekt.

$$\frac{P_1}{P_1'} = \left(\frac{(4 \cdot \pi \cdot r)}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{Gt \cdot Gr}$$

$$c = \lambda \cdot f \qquad 10 \log\left(\frac{4 \cdot \pi}{c}\right)^2 = -147.6$$
(2.54)

Frittromsdempningen er dermed gitt som:

$$aF = -147.6 + 20\log(r) + 20\log(f) - 10\log(Gt) - 10\log(Gr)$$
(2.55)

Det maksimale frittromstapet kan anslås ved å sette inn for gjennomsnittlige komponentverider. Ved bruk av laveffekts-halvlederteknologi kan transpondermikrobrikkene produseres med et effektforbruk rundt 5 μW . Effektiviteten til en integrert likeretter ligger mellom 5-25 % i UHF og mikrobølge området. Antar vi en effektivitet på 10 %, krever vi en mottatt effekt $P_e = 50 \ \mu W$ ved terminalene til transponderantennen. Ved valgene gjort ovenfor må frittromsdepminingen oppfylle ligning 2.56 dersom det skal være nok effekt til å drive mikrobrikken [7].

$$a_F \le \frac{P_S}{P_e} = \frac{P_S}{50\mu W} \tag{2.56}$$

2.5.3.6 Rekkevidde

For at en leser skal kommunisere med en transponder er transponderen avhengig av å bli forsynt med nok effekt til å bli aktivert. Signalet som reflekteres fra transponderen må også være sterkt nok til at leseren kan registrere det uten feil. En snakker da om følsomheten til mottakeren som indikerer hvor sterkt feltet, eller den induserte spenningen U, må være for å kunne motta signalet uten feil. En mottakers følsomhet bestemmes av støyen som oppstår i antennen, samt mottakerinngangen som interfererer med andre signal. Som en tommelfingerregel kan en si at dersom transponderen skal detekteres, må transpondersignalet ikke ligge mer enn 100 dB under nivået til senderens bærebølge [7]. Se figur 2.32.

Ligning 2.41 beskriver maksimum mottatt effekt som kan dras ut fra en antenne, og en kan bruke denne ligningen for å finne den mottatte effekten ved leserantennen. Ligning 2.41 kan skrives som



Figur 2.32: Eksempel på nivåforhold i en leser. Støynivået hos lesermottaker ligger ca. 100 dB under bærebølgesignalet [7].

$$P_2' = A_{e-Reader} \cdot S_{Back} \tag{2.57}$$

 S_{Back} har vi fra ligning 2.40 og $A_{e-Reader}$ fra ligning 2.51. Erstatter en $A_s = \sigma$ i ligning 2.40 og benytter igjen ligning 2.51 gir Finkenzeller [7] følgende ligning:

$$P_2' = \frac{P_1 \cdot G_{Reader}^2 \cdot \lambda_0^4 \cdot G_T^2}{(4\pi r)^4}$$
(2.58)

Ligning 2.58 er bare gyldig når en har effekttilpasning mellom transponderantennen og den tilkoblede forbruker Z_T . Som vist i kapittel 2.5.3.4 kan spredeaperturen ha verdier fra 0 - $4A_e$ og ligning 2.58 kan generaliseres til

$$P_2' = \frac{k \cdot P_1 \cdot G_{Reader}^2 \cdot \lambda_0^4 \cdot G_T^2}{(4\pi r)^4} \mid_{k=0..4}$$
(2.59)

Verdien til k finnes fra forholdet mellom strålingsresistansen R_r til antennen og inngangsimpedansen Z_T til transpondermikrobrikken. Ved å løse ligning 2.59 med hensyn på r kan en finne maksimal avstand mellom transponder og leser. For å kunne beregne denne avstanden må leserens minste effekt P'_{2min} være kjent. Rekkevidden for RFIDsystem med tilbakekobling er da gitt som

$$r = \frac{\lambda_0}{4\pi} \cdot 4\sqrt{\frac{k \cdot P_1 \cdot G_{Reader}^2 \cdot G_T^2}{P'_2}} \mid_{k=0..4}$$
(2.60)

I ligning 2.60 er det ikke tatt hensyn til at P_2 representerer den totale effekten reflektert fra transponderen. P'_2 skal egentlig deles opp i bærebølgesignalet og to sidebånd slik det er vist i figur 2.32. For å kunne detektere et enkelt sidebånd i det reflekterte og modulerte signalet må P'_2 være tilsvarende høyere.

2.5.3.7 Datatransmisjon fra transponder til leser

I figur 2.33 er det gitt en oversikt over effektflyten for et RFID-system som benytter elektromagnetisk tilbakespredning. Leserantennen sender ut en effekt P_1 som avtar når den forplanter seg mot transponderantennen, dette på grunn av frittromsdempningen som ble omtalt i kapittel 2.5.3.5. Den reduserte effekten P'_1 mottas av transponderantennen og deler av P'_1 reflekteres tilbake til leserantennen som P_2 . Ved å forandre refleksjonskarakteristikken til transponderantennen i takt med datastrømmen, kan det reflekterte signalet P_2 amplitudemoduleres. Dette gjøres ved å slå av og på lastmotstanden R_L som står i parallell med transponderantennen. P_2 blir igjen svekket av frittromsdempningen og en liten effekt P'_2 mottas hos leserantennen. Signalet blir ført til leseren via en retningskobler før det blir demodulert og tolket.



Figur 2.33: Effektflyten for et system med elektromagnetisk tilbakekobling [14].

I transponderen benyttes diodene D_1 og D_2 til likeretting av signalet, kondensatoren C_1 tilpasses slik at transponderen er i resonans med systemets operasjonsfrekvens, mens C_2 forsyner minnet med en fast spenning, regulert av zenerdioden D_3 .

Kapittel 3

RFID utvikling hos Nortura BA

3.1 Nortura BA

Nortura BA er Norges største produsent av kjøttvarer og står for hele 60% av produksjonen. For å imøtekomme de stadig strengere kravene til hygiene, etisk håndtering, kvalitetskontroller og sikkerhet må Nortura BA være i utvikling og kontinuerlig se etter mulige forbedringer. I fabrikkene går plastkassene på forskjellige transportbånd og alt styres etter kundenes bestillinger. Kontrollen må være svært nøyaktig i alle ledd av produksjon og leveranse, og skulle det oppstå problemer skal det alltid være mulighet å ledes tilbake til gård og bonde [15].

RFID-teknologien er spådd å revolusjonere logistikk og vareflyt spesielt innenfor næringsmiddelindustrien og dagligvaresektoren. Nortura BA har sett mulighetene som ligger hos RFID og startet opp flere prøveprosjekt. For ca. 5 år siden begynte Nortura BA på Gol med individmerking av sau og lam. Formålet var å sikre sporbarhet og registrering ved klipping og slakting av dyrene. I stedet for manuell registrering detekteres nå hvert enkelt dyr når det passerer en antennestasjon. Informasjonen går direkte til dataanlegget og det korrekte oppgjøret til produsenten beregnes [16].

3.2 RFID på plastkasser

Et annet utviklingsprosjekt for RFID-styrt produksjon er satt i gang hos Nortura BA sin fabrikk i Tønsberg. Prosjektet løper frem til 2009 og drives i samarbeid med Intermec og SINTEF. Utviklingsprosjektet går ut på å merke alle de hvite plastkassene som Nortura BA har i omløp. Det nåværende merkesystemet med strekkodeetiketter kan ikke gjenbrukes og må vaskes av. Dette gir store driftsforstyrrelser og utgiftene av rengjøring av kassene, og produksjon av nye strekkodeetiketter er betydelige. Gevinsten ved å merke kassene med RFID-transpondere vil gi Nortura BA et mer pålitelig system som gir bedre kontroll. De forskjellige partiene kan hurtigere identifiseres og det er lettere og sikre at varene holder riktig kvalitet. I figur 3.1 er det vist en plastkasse som blir avlest av en leser [15].



Figur 3.1: Plastkasse avlest med RFID-leser [15].

I løpet av de siste årene har Nortura BA gjennomført tester med ulike transpondere med forskjellig plassering på plastkassene. Resultatene har vært varierende, men da standardiseringen førte frem EPC Gen2 ble dette det klare valget for Nortura BA. Dette på grunn av at dagligvarebransjen vil gå for EPC Gen2, samt at standardiseringen fører til lavere priser og større kompetanse på teknologien. Transponderne som Nortura BA i første omgang har endt opp med er Rafsec G2 Short Dipole. Dette er en passiv transponder og opererer i UHF-området på 868 MHz og benytter seg av elektromagnetisk tilbakespredning omtalt i kapittel 2.5.3. Resultatene fra disse testene har vært gode og de har hatt en leserate tett opp mot 100 %. Eksisterende kasser blir påklistret transpondere, mens nye kasser produseres med innstøpte transpondere. Datablad for transponderne er gitt i vedlegg A. Kassene utstyres med to transpondere som er plassert diagonalt ovenfor hverandre for å bedre avlesningen, se illustrasjonen i figur 3.2.



Figur 3.2: Plassering av transpondere på plastkasse.

Det som er viktig for å få registrert alle plastkassene, når de transporteres rundt på rullebåndet, er plasseringen av RFID-leseren i forhold til plastkassene. Alle antenner har ulike strålingsdiagram og ved å se nærmere på strålingsdiagrammet til antennen/-transponderen som Nortura BA har tatt i bruk kan en se hvilken retning det vil være mest strategisk og plassere leseren.

Kapittel 4

Målemetoder

For å kunne hjelpe Nortura BA med optimal plassering av RFID-leseren var det ønskelig å se på strålingsdiagrammet til transponderens antenne. Ved vanlig belysning og etsing på kopperbelagt printkort ble det laget en antenne som var lik antennestrukturen til transponderen. For å måle strålingsdiagrammet ble antennehallen ved NTNU benyttet. Rommet er dekt med absorpsjonsmateriale som skal hindre refleksjoner som kan forstyrre målingene. Utenfor rommet er det satt opp en nettverksanalysator HP8720C, "motion controller" MM4005 og en pc med LabVIEW-program for å styre målingene. Portene på nettverksanalysatoren er koblet til antennen under test og senderantennen. Senderen som er et dobbeltfinnet horn, heretter kalt "senderhornet", vil ha et elektrisk felt som i aperturen står som tilnærmet parallelle feltlinjer mellom de to metallveggene i hornet, se figur 4.1.



Figur 4.1: Senderhornet, her vertikalpolarisert. Den elektromagnetiske bølgen forplanter seg i z-retning [17].

Mottakerantennen som vil være antennen under test kobles til en koaksialkabel. Denne kabelen består av to ledere der den ene er midtleder og den andre er ytterlederen. En koaks i denne sammenheng sies å være ikke-symmetrisk eller ubalansert. En dipolantenne har to ekvivalente sider og det er ikke noe som kan skille den ene siden fra den andre. Dipolantennen sies å være symmetrisk eller balansert. For å transformere det balanserte radiosignalet fra dipolantennen til et ubalansert signal som passer til koaksialkabelen ble det laget en balun. Dette ble utført ved å trekke koaksialkabelen inn i et metallrør med lengde $\lambda/4 = 0.345/4 = 8,6cm$, se figur 4.2. Ved kobling 1 ble ytterlederen loddet til metallrøret, mens ved kobling 2 ble det ikke utført noen kobling. Den balanserte siden av balunen er der metallrøret er koblet til ytterlederen, kobling 1. Metallrøret omformer null impedans ved kobling 1 til en uendelige impedans som vil opptre ved kobling 2.



Figur 4.2: Antenne med balun.

I tillegg til å måle strålingsdiagrammet til antennen var det også ønskelig å gjøre praktiske målinger på transponderen med en RFID-leser. Ved å sammenligne strålingsdiagram mot faktisk rekkevidde ved forskjellig vinkler, vil en få et godt grunnlag for å bestemme optimal plassering av leseren. Fra SINTEF IKT fikk vi lånt en RFID-leser av typen IF4 levert av Intermec, se vedlegg B. Leseren ble koblet til en lineær vertikal polarisert antenne, gitt i vedlegg C. Denne senderen opererer på 2W. Videre beskrives oppsettet og målemetodene som ble utført for å finne strålingsdiagram og praktisk rekkevidde.

4.1 Oppsett for måling av strålingsdiagram

Senderhornet ble plassert i det ekkofrie rommet slik at hovedloben pekte mot mottakerantennen. I andre enden av rommet ble mottakerantennen plassert på et tårn med

4.2. OPPSETT FOR MÅLING AV REKKEVIDDE VED FORSKJELLIGE VINKLER 49

dreieskive, se figur 4.3 a. Når mottakerantennen står ortogonalt på hovedloben til senderhornet vises dette som 0° på strålingsdiagrammene. Under måling roteres dreieskiven først -180° med klokken. Målingene starter ved denne posisjonen og dreieskiven roteres 360° mot klokken. Strålingsdiagrammene har derfor en akse som går fra -180° til 180° .

Strålingsdiagrammene må måles i E- og H-plan slik det er beskrevet i kapittel 2.4.4.3. For å få riktig oppsett for slike målinger må senderhornet og mottakerantennen være likt polarisert. Ved oppstilling for å måle E-planet ble senderhornet vendt 90° i xy-planet, i forhold til figur 4.1, slik at senderhornet ble horisontalpolarisert. Mottakerantennen er horisontalpolarisert når den er oppstilt slik det er vist i figur 4.3 a. Det var også viktig å sentrere mottakerantennen på aksen som dreieskiven roteres rundt, slik at det ikke ble forskyvning av vinklene i strålingsdiagrammet. Ved måling av H-planet ble senderhornet stilt tilbake slik det er vist i figur 4.3 b. Begge antennene er nå vertikalpolarisert og når dreieskiven nå roteres fra -180° vil vi få strålingsdiagrammet i H-planet. Tapen som ble brukt til montering av de ulike testoppsettene, slik en kan se i figur 4.3, inneholdt ingen form for metaller og hadde ingen påvirkning på resultatene.



(a) Måling i E-plan

(b) Måling i H-plan

Figur 4.3: Oppsett av transponder ved E- og H-plan målinger.

4.2 Oppsett for måling av rekkevidde ved forskjellige vinkler

Prinsippene i forhold til polarisering gjelder også for de praktiske målingene som ble utført med RFID-leser og transponder. Ved måling i E-plan er antennene horisontalpolarisert, mens ved målinger i H-plan er antennene vertikalpolarisert. Disse målingene ble også utført i antennehallen for å få minst mulig refleksjoner og forstyrrelser fra omgivelsene. Leserantennen ble plassert i ene enden av det ekkofrie rommet, mens transponderen som ble festet til en plastkasse fra Nortura BA, ble forflyttet langs en rett linje fra leseren. Ved å benytte Hyper Terminal på en pc koblet til leseren, ble det målt ved vinkler fra -180° til 180° med et intervall på 45° og ved avstander med intervall på 25 cm. Ved korrekt avlesning av transponderen ble transponderens identifikasjonsnummer registrert i Hyper Terminal. I figur 4.4 er det et bilde fra den praktiske målingen som ble utført på plastkasse uten innhold.



Figur 4.4: Oppsett ved praktisk måling på rekkevidde. Målingen foregår her i H-planet.

Kapittel 5

Resultat

Oppstillingen av systemene er som beskrevet i delkapittel 4.1 og 4.2. Alle vinkler som oppgis i kapittel 5.1 er tilnærmede vinkler da den nøyaktige vinkel er vanskelig å se ut fra strålingsdiagrammene.

5.1 Strålingsdiagram

5.1.1 Antenne alene

Det ble først målt på antennen når den stod alene i det ekkofrie rommet slik det er vist i figur 4.3. Strålingsdiagrammet i E-plan og H-plan er gitt i figur 5.1 og 5.2.

For alle strålingsdiagrammene presentert i kapittel 5.1 er det maksimale signalet mottatt av mottakerantennen normalisert til 0 dB på y-aksen. X-aksen presenterer vinkelen på mottakerantennen i forhold til senderhornet slik det tidligere er beskrevet i kapittel 4. Fra figur 5.1 vises det tydelig at den relative forsterkingen hos mottakerantennen har toppunkt ved -140° og -10° . Grafen nærmer seg også et toppunkt ved 180° , men dette er den samme som kommer ved -140° siden antennen har rotert 360° . Ved -75° og 100° er den mottatte energien minst. For H-planet i figur 5.2 er det flere variasjoner og det registreres toppunkt rundt -170° , -80° , 0° og 80° og bunnpunkt ved -125° , -40° , 40° og 150° .

5.1.2 Antenne på plastkasse

Neste steg var å sette antennen på en plastkasse for å se om strålingsdiagrammene forandret seg når det ble mye plast rundt antennen, se figur 5.3

Strålingsdiagrammene i E-plan og H-plan for denne oppstillingen er presentert i figur 5.4 og 5.5.



Figur 5.1: Strålingsdiagram for antenne plassert alene, E-plan.



Figur 5.2: Strålingsdiagram for antenne plassert alene, H-plan.

Ved å sammenligne figurene 5.1 og 5.4 kan en se at bunnpunktene får et lavere nivå når vi måler med plastkassen. Dette fører også til en annen skala, noe som igjen fører til at toppunktene ser bredere ut. Ser vi litt nærmere på toppunktet rundt -10° på de to



Figur 5.3: Antenne plassert på plastkasse fra Nortura BA.



Figur 5.4: Strålingsdiagram for antenne plassert på plastkasse, E-plan.

grafene, er åpningsvinkelen¹ ganske lik for begge. Noen av topp- og bunnpunktene har forskjøvet seg ca. 15° mot venstre for målingene med plastkasse. For H-planene i figur 5.2 og 5.5 ligger topp- og bunnpunktene forholdsvis likt i forhold til vinkel, men de er noe forandret i relativ forsterkning. Det er tydligere kommet frem et maksimalpunkt ved 10° .

For å sjekke at metallrøret som ble benyttet til å lage en balun ikke påvirket målingene

 $^{^1\}mathrm{Vinkelen}$ mellom halveffektpunktene på strålingsdiagrammet, -3 dB



Figur 5.5: Strålingsdiagram for antenne plassert på plastkasse, H-plan.

og tilførte uønskede refleksjoner, ble det gjort tilsvarende målinger med absorpsjonsmateriale rundt balunen. I E-plan kom det frem et litt tydligere toppunkt ved -25° , mens i H-plan ble alle topp- og bunnpunkt dempet litt i forhold til toppunktet ved 10° . Strålingsdiagrammene kan sees i vedlegg D.1. Dette ble også utført med kjøttvarer i plastkassen, men det var da minimale forandringer.

5.1.3 Antenne på plastkasse med innhold

For å realisere målingene mer ble det målt strålingsdiagram med forskjellige kjøttvarer i plastkassen. I figur 5.6 er det vist hvordan kjøttvarene ble plassert i plastkassen for måling.

På grunn av at dreieskiven står plassert på en arm som går ut i rommet ved måling, er det begrenset hvor mange kilo en kan plassere i plastkassen. Kassene ble derfor ikke fyllt helt opp med kjøttvarer, men selv med mindre kjøtt ser en klare forandringer i strålingsdiagrammene. Videre følger først strålingsdiagrammene i E-plan for de ulike kjøttvarene.

For samtlige forsøk med kjøttvarene i figur 5.7 - 5.9 kan en se at toppunktet ved -160° fra figur 5.4 blir dempet i forhold til toppunktet ved -10° , og en får tydligere frem et maksimalpunkt ved denne vinkelen. Figur 5.9 får et smalere maksimalpunkt og grafen har en åpningsvinkel på ca. 70° mot ca. 85° for de andre kjøttvarene. Siden strålingsdiagrammene viser bare relativ forsterkning kan også maksimalpunktet rundt -10° være

5.1. STRÅLINGSDIAGRAM



(a) Grillpølser

(b) Wokkjøtt



(c) Røkt skinkesteik (2,3 kg)

Figur 5.6: Plassering av de ulike kjøttvarene i plastkasse.



Figur 5.7: Strålingsdiagram i E-plan med grillpølser i plastkassen.



Figur 5.8: Strålingsdiagram i E-plan med wokkjøtt i plastkassen.



Figur 5.9: Strålingsdiagram i E-plan med røkt skinkesteik (2,3kg) i plastkassen.

dempet, men dette vil en ikke kunne avgjøre ut fra strålingsdiagrammene. Det gjøres derfor praktiske målinger med RFID-leser for å avgjøre rekkevidden med de forskjellige kjøttvarene i plastkassen. Videre vises strålingsdiagrammene i H-plan for de samme kjøttvarene.

For strålingsdiagrammene i H-plan er det også forandringer med forskjellig innhold. En ser igjen de samme tendensene som i E-planet med at sidetoppene blir dempet i forhold til maksimalpunket som ligger ved 10° i figur 5.5. Dette gjelder spesielt når innholdet er grillpølser, se figur 5.10. For wokkjøttet, vist i figur 5.11, er ikke dette like tydelig og



Figur 5.10: Strålingsdiagram i H-plan med grillpølser i plastkassen.



Figur 5.11: Strålingsdiagram i H-plan med wokkjøtt i plastkassen.

en har forstatt tre ganske dominerende topper ved -110° , 30° og 130° . I figur 5.12 er toppunktet ved -85° i figur 5.5 blitt et maksimalpunkt.

5.1.4 Antenne med substrat eller absorpsjonsmateriale

Som et lite eksperiment på slutten av målingene ble det testet med substrat og et absorpsjonsmateriale mellom antennen og plastkassen for å se om dette hadde innvirkning på strålingsdiagrammene. Substratet er av typen FR-4 og har en permittivitet på 4.4.



Figur 5.12: Strålingsdiagram i H-plan med røkt skinkesteik (2,3 kg) i plastkassen.

Dette medfører at de elektromagnetiske bølgene ser en lenger avstand til kjøttvarene. Absorpsjonsmaterialet er av typen ECCOSORB MCS-U-SA og beregnet for 800 MHz til GHz området. Materialet er bare 1 mm tykt og brukes blandt annet til å skjerming i datakabinett. For dette tilfellet vil materialet dempe det elektromagnetiske feltet bak transponderen. Absorpsjonsmaterialet er levert av Emerson & Cuming [18]. Testene ble utført med skinkesteik i plastkassen. Strålingsdiagrammene i E-plan har veldig lik form, men sidetoppene ble litt mindre dempet i forhold til maksimalpunktet ved -10° . Minst dempning av sidetoppene fikk vi ved bruk av absorpsjonsmateriale. For H-plan hadde også strålingsdiagrammene lik form, men ved bruk av absorpsjonsmateriale ble bunnpunktet ved -15° mindre dempet. Strålingsdiagrammene for disse målingene finnes i vedlegg D.2.

5.2 Rekkevidde med RFID-leser

Det ble gjort praktiske målinger med RFID-leser og transponder for å kartlegge leseavstand ved forskjellige vinkler. For å kunne sammenligne med strålingsdiagrammene ble det gjort målinger med samme plassering av kjøttvarer som vist i figur 5.6. For å se om det var noen forskjell i leseavstand på den innstøpte og påklistrede transponderen ble disse testet med skinkesteik i plastkassen, samt en måling bare med plastkassen.

5.2.1 Plastkasse uten innhold

I figur 5.13 er det vist leseavstand for plastkassen uten innhold med henholdsvis innstøpt og påklistret transponder i E-plan. De samme målingene ble gjort i H-plan og er vist i figur 5.14. Y-aksen representerer avstanden mellom leser og transponder og er oppgitt i

meter [m], mens x-aksen er orienteringen til transponderen i forhold til leseren, oppgitt i grader. Dette gjelder for alle grafene videre i kapittel 5.2.



Figur 5.13: Rekkevidde uten kjøttvarer i plastkasse for påklistret og innstøpt transponder, E-plan.



Figur 5.14: Rekkevidde uten kjøttvarer i plastkasse for påklistret og innstøpt transponder, H-plan.

For figur 5.13 som representerer E-plan har vi store variasjoner i forhold til vinkel på transponderen. Leseavstanden er klart svekket når transponderen står $\pm 90^{\circ}$ på leseren. For H-plan i figur 5.14 er ikke variasjonene like store og dårligste rekkevidde er på 3,5 m. Dette er 3,25 m bedre enn den dårligste rekkevidden for E-plan.

5.2.2 Plastkasse med kjøttvarer

Kjøttvarene ble plassert i plastkasse og måleprosedyrene ble utført med den innstøpte transponderen. Det er denne transponderen som vil sitte på de nye plastkassene som produseres. Resultatene for E-plan og H-plan er vist i henholdsvis figur 5.15 og 5.16.



Figur 5.15: Rekkevidden til transponderen med forskjellige kjøttvarer i plastkassen, E-plan.

Målingene i figur 5.15 viser tydelig at wokkjøttet er den kjøttvaren som gir lengst rekkevidde. Den har forholdsvis god leseavstand selv når transponderen har wokkjøttet mellom seg og RFID-leseren ved $\pm 180^{\circ}$. Den maksimale leseavstanden for grillpølsene og skinkesteiken er markant dårligere, samt at vinkelåpningen er smalere.



Figur 5.16: Rekkevidden til transponderen med forskjellige kjøttvarer i plastkassen, H-plan.

For H-planet i figur 5.16 ser en igjen at vinkelen ikke har like stor innvirkning som

5.2. REKKEVIDDE MED RFID-LESER

i E-planet. Transponderen blir registrert for alle vinklene med grillpølser og wokkjøtt. Skinkesteiken er det kjøttinnholdet som gir dårligst leseavstand.

For å se på forskjellen mellom den innstøpte og påklistrede transponderen, med kjøttvarer i plastkassen, ble det utført tester på skinkesteiken. Resultatene er presentert i figur 5.17 og 5.18.



Figur 5.17: Rekkevidden til transponderen med skinkesteik i plastkassen. Påklistret og innstøpt transponder, E-plan.



Figur 5.18: Rekkevidden til transponderen med skinkesteik i plastkassen. Påklistret og innstøpt transponder, H-plan.

En kan fortsatt se fra figur 5.17 og 5.18 at den påklistrede transponderen har en litt dårligere leseavstand, men den reduseres ikke ytterligere i forhold til den innstøpte selv om det plasseres kjøttvarer i plastkassen. Den påklistrede transponderen har ca. 25 cm dårligere rekkevidde ved de fleste målte vinkler.

Praktiske forsøk med substrat og absporsjonsmateriale mellom transponder og kasse ble utført ved vinklene $\pm 45^{\circ}$ og 0°. Resultatene ble utført med skinkesteik i E-plan. For substratet ble rekkevidden 15 cm lenger ved alle vinklene, mens for absorpsjonsmateriale økte rekkevidden med hele 30 cm ved alle vinklene i forhold til grafen for innstøpt transponder i figur 5.17.

62
Kapittel 6

Diskusjon

6.1 Strålingsdiagram

Transponderen som Nortura BA har valgt å ta i bruk har en antennestruktur lik dipolens, og fra strålingsdiagrammet i figur 5.1 kan en se likheter med strålingsmønsteret til en dipol sett ovenfra i figur 2.14 a. Når antennen er orientert $\pm 90^{\circ}$ i forhold til senderhornet skal det være minst kobling mellom antennene, noe som stemmer forholdsvis bra med figur 5.1. Grunnen til at topp- og bunnpunktene ikke kommer akkurat på 0° og $\pm 90^{\circ}$ kan skyldes at antennen har beveget seg litt fra senter når dreieskiven har rotert. Under rotasjon oppstår det litt vridning i koaksialkabelen som kan ha forplantet seg til antennen. Dette gjelder spesielt for målingene presentert i figur 5.1 og 5.2, da antennen står helt alene i rommet. Siden antennen er symmetrisk burde strålingsdiagrammene fra -180° til 0° og fra 0° til 180° vært forholdsvis like for figur 5.1 og 5.2. Da dette ikke er tilfelle kan grunnen til dette komme av frekvensspesifikasjonene til antennehallen. Rommet er spesifisert for frekvenser fra 2 GHz og oppover, men skal fungere ned til 1 GHz. Da det måles på 867 - 869 MHz kan dette forårsake uønskede refleksjoner som kan komme i fase eller motfase med hovedsignalet, som igjen kan forårsake uventede toppunkt eller bunnpunkt ved lave verdier. Alle verdier lavere enn -10 dB, slik som i figur 5.1, kan derfor ikke betraktes som pålitelige resultater i strålingsdiagrammene. For en dipol i fritt rom er strålingsdiagrammet sett inn fra enden av dipolen uniformt. Ser vi på figur 5.2 er dette ikke tilfelle for vår antenne og refleksjoner i fase eller motfase kan ha forårsaket dette. Når en derimot plasserer antennen på plastkassen ser en i figur 5.5 at strålingsdiagrammet ikke får like store variasjoner og er mindre følsom for vinkelen i H-planet. Fra figur 5.4 kommer det tydelig frem at en plassering rundt vinklene $\pm 90^{\circ}$ i E-planet er svært ugunstig for leseraten til plastkassene. Dette er som forventet. Ved plassering av kjøttvarer i plastkassen blir strålingsdiagrammene i E- og H-plan forandret. Dette kommer trolig av saltvannet som er i kjøttvarene. Dette er med på å kortslutte det elektromagnetiske feltet og dermed redusere strålingen fremover fra transponderen. Generelt blir leseavstanden dårligere når det opereres i UHF og MW i nærheten av væsker og metaller.

6.2 Rekkevidde

Å finne maksimal leseavstand med RFID-leser og transponder er avgjørende for å finne påvirkningen fra de forskjellige kjøttvarene. For målingene utført på den praktiske leseavstanden vil det være litt usikkerhet akkurat rundt den eksakte rekkevidden. Dette kommer av at en opererer akkurat på grensen til at transponderen får nok energi, og det er lite som skal til om transponderen responderer eller ikke. Siden det måles på avstander med et intervall på 25 cm vil også dette medføre en feilprosent i rekkevidden. Målingene ble utført i et rom med lite refleksjoner og vil trolig vike litt fra et eventuelt oppsett i et vanlig rom. Uønskede refleksjoner kan likevel ha oppstått da jeg måtte være i nærheten av måleoppsettet under måling. Resultatene gir allikevel et klart bilde på hvordan kjøttvarene er med på å påvirke leseavstanden til transponderen. Fra målingene presentert i figur 5.13 og 5.14 ser vi at den innstøpte har bedre leseavstand enn den påklistrede transponderen. Dette gjelder også når det er kjøttvarer i plastkassen, se figur 5.17 og 5.18. En grunn til dette kan være at den innstøpte transponderen er laget av kopper, mens den påklistrede er laget av aluminium. Kopperutgaven er også litt tykkere enn aluminiumsutgaven. For rekkevidden på plastkassen uten kjøttvarer, se figur 5.13 og5.14, kommer det frem at plastkassen har liten innvirkning på leseavstanden. Ved $\pm 180^{\circ}$ i figur 5.13 har transponderen plastkassen mellom seg og leseren, men rekkevidden er nesten den samme som ved 0° , da det er fri sikt mellom transponder og leser. I figur 5.15 og 5.16 er det målt på rekkevidden for plastkasse med innhold. Det kommer tydelig frem at leseavstanden reduseres kraftig med økt kjøttinnhold. Wokkjøttet har nesten like god rekkevidde som målingen i figur 5.13 uten innhold. Dette skyldes antagelig at wokkjøttet har mye luft i pakningen og at de elektromagnetiske bølgene ikke blir kortsluttet like mye som for grillpølsene og den røkte skinkesteiken.

6.3 Strålingsdiagram/Rekkevidde

Ser vi på den målte rekkevidden og strålingsdiagrammene sammen har en et godt grunnlag for å anta hvilken orientering av leseren som er best. Fra figurene i kapittel 5 ser det ut som første prioritering ved plassering av RFID-leseren er å få riktig orientering i E-plan. Når det er kjøttvarer som er kompakt stablet i kassene burde ikke leseren være orientert mer enn ca. $\pm 45^{\circ}$ i forhold til transponderen i E-planet. Utenfor dette området er leseavstanden halvert. For kjøttvarer med mer luft i pakningen kan vinkelen være fra ca. -75° til ca. 60°. H-planet har som tidligere nevnt mindre påvirkning på rekkevidden, men med kjøttvarer som grillpølser burde ikke orienteringen i H-plan i forhold til transponder overstige $\pm 90^{\circ}$. Dette i forhold til figur 5.16. Strålingsdiagrammene for H-plan med kjøttvarer avviker fra de reelle målingen på leseavstanden. I figur 5.12 er det to tydelige topper ved -70° og 35°, dette gjenspeiles ikke i grafen for skinkesteik i figur 5.16. Dette kan komme av frekvensspesifikasjonene til antennehallen forklart i kapittel 6.1, eller usikkerhet rundt leseavstand forklart i kapittel 6.2. Ser en på samtlige resultat vil en allikevel se at best rekkevidde vil være ved en orientering på 0° både i E- og H-planet, med og uten innhold i plastkassene. Ved å plassere transponderen på langsiden vil det også være enklest å få en optimal og god plassering av RFID-leserne. Når plastkassene blir forflyttet gjennom større portaler med RFID-lesere vil de øverste og nederste plastkassene få en størst forandring av vinkelen i forhold til antennen. Det et er dermed lurt å plassere transpondere og lesere slik at den største forandring i vinkel foregår i H-planet. Dette vil være gunstig siden H-planet har minst innvirkning på rekkevidden. Det ble gjort noen forsøk med substrat og absorpsjonsmateriale som gav interessante resultat. Strålingsdiagrammene forble ganske like ved de to materialene, men rekkevidden forbedret seg hele 30 cm med absorpsjonsmateriale. Det viser seg altså at det er bedre å dempe det elektromagnetiske feltet bak transponderen enn at det blir kortsluttet av kjøttvarene.

Kapittel 7

Konklusjon

Denne diplomoppgaven tar for seg undersøkelser rundt antennen som sitter i transponderen Nortura BA har valgt å bruke i sitt RFID-prosjekt, samt en del teori om RFID. Fra et teoretisk synspunkt kommer det klart frem at elektromagnetisk tilbakekobling vil være det klare valget for en slik type registrering. Induktivt koblet system vil være vanskelig å realisere på grunn av den korte leseavstanden og dermed uaktuell å benytte for Nortura BA. Transponderen opererer på frekvensen 868 MHz. Denne benyttes ofte ved logistikk på palle-nivå og kan lese flere enheter samtidig. Det negative ved denne frekvensen er at den får dårligere egenskaper rundt metaller og væsker. Dette problemet øker ved stigende frekvens og høyere frekvensvalg er ikke å foretrekke.

Fra målingene observeres det at rekkevidden er på hele 4,25 m med tom plastkasse. Denne gode leseavstanden reduseres kraftig når det plasseres kjøttvarer i plastkassen og for grillpølsene faller rekkevidden til 1,5 m. Unntaket er her wokkjøttet som har mye luft i innpakningen og oppnår en rekkevidde på 4 m. Disse leseavstandene kan trolig reduseres noe da plastkassene blir pakket fulle. Avstandene oppgitt ovenfor er ved optimal plassering av transponder og leser. Dersom Nortura BA har dårlig avlesningsrate på disse plastkassene, kan det vurderes å forandre transpondertype fra den passive transponderen med lavest rekkevidde til semi-aktiv eller aktiv transponder. Ulempen vil være at transponderen leveres med eget batteri, noe som kan forårsake vanskeligheter med plassering. En annen løsning kan være å se nærmere på muligheten for at substrat eller absorpsjonsmateriale kan legges mellom transponder og plastkasse. Det ble gjort noen få forsøk på dette i oppgaven som viste en klar forbedring av rekkevidden. Ved bruk av absorpsjonsmaterialet levert av Emerson & Cuming ble leseavstanden 30 cm lenger med kjøttvarer i plastkassen, mot 15 cm for substrat. På grunn av tidsbegrensning ble det ikke utført videre undersøkelser på dette, men det burde være interessant for Nortura BA å se nærmere på dette dersom de vil øke rekkevidden.

Resultatene fra strålingsdiagrammene og den reelle rekkevidden har gitt et godt grunnlag for antydning av optimal plassering av transponder og leserantenne. Enhetene er mest sårbare for orienteringen i E-planet og vinkelen mellom transponder og leser burde ikke overstige mer enn $\pm 45^{\circ}$ i forhold til hverandre. Orienteringen i H-planet har mindre påvirkning på rekkevidden og transponderen registreres selv ved $\pm 90^{\circ}$ ved alle kjøttvarene. Dette er følgelig ikke en bra plassering, da rekkevidden vil reduseres også ved rotering i H-plan. Den beste plasseringen, som gir lengst rekkevidde, er når orienteringen er på 0° i E- og H-planet. Dette gjelder for plastkassen med og uten innhold.

WLAN ble plassert ca. 1 m fra måleoppsettet for å kontrollere at det ikke oppstod interferens mellom de to trådløse kommunikasjonssystemene. Målingene av rekkevidde og strålingsdiagram viste ingen forandringer på ytelsen, og ved montering av systemene i samme rom er det ikke nødvendig med spesielle forholdsregler.

68

Bibliografi

- Jerry Landt and Barbara Catlin. Shrouds of Time The history of RFID. An AIM Publication, 2001.
- [2] O. Vermesan, S. Taylor, B. Myhre, V. Skjeggestad, and G. U. Jensen". RFID -Teknologi for et trådløst samfunn. Artikkel i Elektronikk nr 6, 2005.
- [3] Nasjonalt senter for romrelatert opplæring (NAROM). http://www.romteknologi.no.
- [4] Young & Freedman. University physics with modern physics. Addison Wesley Longman, Inc, 2000.
- [5] Jon Anders Aas. Antenneteknikk, En introduduskjon. Tapir Uttrykk, 2006.
- [6] David K. Cheng. Field and Wave Electromagnetics. Addison-Wesley publishing company, 1992.
- [7] Klaus Finkenzeller. RFID Handbook Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification. John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [8] RFID vidensbank. http://www.rfidvidensbank.dk.
- [9] Post og teletilsynet. http://www.npt.no.
- [10] Intermec. http://www.intermec.com/.
- [11] Wireless ITworld. http://wireless.itworld.com.
- [12] Simson Garfinkel & Beth Rosenberg. *RFID, Applications, Security and privacy.* Pearson Education, Inc, 2006.
- [13] Alien Technology. EPCglobal Class 1 Gen 2 RFID Specification. Alien Technology Corporation, 2005.

- [14] Radio Frequency Identification. http://rfid-handbook.com/.
- [16] DiGi. <u>http://www.digi.no</u>.
- [17] Radio System Group Department of Telecommunications NTNU. Antenna Pattern Measurements 1D version. 2001.
- [18] Emerson & Cuming. http://www.eccosorb.com.

70

Tillegg A

Datablad for transponder

A.1 Påklistret transponder



UPM Raflatac 2006-08-16

Product Specification

Rafsec Gen2 Short Dipole Dry Inlay, Global UHF C1G2 EPC Sales code 3000852

Mechanical dimensions

A1	Antenna width	$93 \pm 0,2$	[mm]	3.66	[inch]
A2	Antenna length	$11 \pm 0,2$	[mm]	0.43	[inch]
С	Web width	100 ± 1	[mm]	3.94	[inch]
D	Pitch length per piece	20 ± 3	[mm]	0.79	[inch]
Е	Antenna to web edge	$3,5 \pm 1$	[mm]	0.14	[inch]
F	Antenna to register mark	3 ± 1	[mm]	0.12	[inch]
Ι	Minimum size of register mark (width x length)	5x3	[mm]	0.20x0.12	[inch]

Electrical characteristics

Integrated Circuit (IC)	EPC Class 1 Gen 2 compliant	
Total memory	96 bit	
Operating frequency	860-960 MHz	
Read Sensitivity	Min. 2.3 V/m	

General characteristics of transponder

Operating temperature (electronics parts)	-40°C/+65°C	-40°F/+149°F
ESD voltage immunity	+/- 1 kV peak, HBM	
Shelf life: From the date of manufacture 2 years in	+20°C, 50%RH	+68°F, 50%RH
Bending diameter (D)	> 50 mm, tension less than 10 N	
Static pressure (P)	< 10 MPa (10 N/mm ²)	

www.upmraflatac.com

UNWINDING DIRECTION

Delivery form

Transponder format	Continuous web
Transponder face material	Clear PET 12
Transponder antenna material	Aluminum
Final inspection	100%, bad ones marked
Delivery yield	min. 95%

Structure

<u>Thickness</u>

			 Face material
12 micron	1	<u> </u>	 Adhesive
20 micron	Ţ	<u> </u>	 Antenna coil
50 micron	•	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	 PET substrate

Delivery details

Appearance	Single row reel form
Documentation	Certificate of analysis (COA)
Reel labeling	Reel number, product number, amount, production order number, yield and date
Reel core	Card board core, inner diameter 76mm (3")
Winding of reel	Face out

Disclaimer: UPM Raflatac reserves the right to change its products and services at any time without notice. Our recommendations are based on our best knowledge and experience. As the products are used outside our control we cannot take responsibility for any damage that may be caused when using the product.

Version	1.3
Update date	2006-08-16
Author	UPM Raflatac, RFID / AKu
Accepted	UPM Raflatac, RFID / TKo

This technical specification replaces all earlier ones.

A.2 Innstøpt transponder



UPM Raflatac 2007-02-07

Preliminary Product Specification

Rafsec UHF PE IMT	
C1G2 EPC	
Sales code 3001075	

Mechanical dimension

A1	Antenna width	11	[mm]	±	0,5	[mm]
A2	Antenna length	93	[mm]	±	0,5	[mm]
С	Web width	24	[mm]	±	0,5	[mm]
D	Pitch length per piece	120	[mm]	±	3	[mm]
Е	Antenna to web edge	6,5	[mm]	±	2	[mm]
	Register mark, not visible, on antenna web	3x3	[mm	±	0,2	[mm]
	Overall thickness of transponder without IC	500	[µm]	±	10	[%]



Electrical characteristics

Integrated Circuit (IC)	EPC Class 1 Gen 2 compliant		
Total memory	96 bit		
Operating frequency	860-960 MHz		
Read Sensitivity	Min. * V/m		

* Tests are on going

General characteristics of transponder

Operating temperature (electronics parts)	-40°C/+65°C	-40°F/+149°F
ESD voltage immunity	+/- 1 kV peak, HBM	
Storage conditions ¹	+20°C, 50%RH	+68°F, 50%RH
Bending diameter (D)	> 50 mm, tension less than 10 N	
Static pressure (P)	< 10 MPa (10 N/mm ²)	

¹IC memory will retail data for 10 years if < 1k cycles; 1 year if 1k cycles to 100k cycles. The cycling limit is reached when any bit in the memory has been written the indicated number of times.

Delivery form

Transponder format	Continuous on reel
Transponder face protective layer	White PE
Transponder backing protective layer	White PE
Transponder antenna material	Copper
Curling	max. 10mm
Recommendation for use	IC side out, inner side towards the container
Final inspection	100%, known faulty ones marked
Delivery yield	TBD

Structure



Delivery details

Appearance	Single row reel form
Reel labeling	Reel number, product number, amount, production order number, yield and date
Reel core	Paper core inner diameter 76 mm (3")
Winding of reel	Face (IC side) out

Disclaimer: UPM Raflatac reserves the right to change its products and services at any time without notice. Our recommendations are based on our best knowledge and experience. As the products are used outside our control we cannot take responsibility for any damage that may be caused when using the product.

This technical specification replaces all earlier ones.

Version	1.1
Update date	2007-02-07
Author	UPM Raflatac, RFID / MSo
Accepted	UPM Raflatac, RFID / TKo

Tillegg B RFID-leser (IF4)



- An intelligent peripheral capable of internal filtering to reduce network traffic
- Software configurable to read/write EPC Class 1, EPC Gen 2 and ISO tags
- Factory configurable to operate in 865MHz, 869MHz, 915MHz or 950MHz RFID bands
- Directly monitors and controls presence detectors and signal lights
- Downloadable firmware for migration path to ISO 18000-6c

Joining a diversified line of RFID readers, the Intermec[®] Intellitag[®] IF4 serial reader is the ideal RFID peripheral for applications where an edge server or Programmable Logic Controller (PLC) is used for process control. The IF4 reduces the communications burden on the network and processing demand on the host PLC.

While reading and writing RFID labels and tags, the IF4 uses an air-interface protocol for filtering out unneeded tag data caused by multiple reads and tags not required for the application.

General purpose input/output (I/O) circuitry enables the IF4 to monitor and/or control peripheral devices while keeping the cost of ancillary equipment and installation down.

After the IF4 controls the selection of appropriate tags for reading, it then combines its pre-configured application parameters with the information from the selected tags in order to activate external sensors as well as control audible and visual indicators.

For example, an IF4 reader mounted above a conveyor can be programmed to scan the destination field on all tags passing by and subsequently report that code to the PLC, which can then actuate diverter mechanisms to route the tagged package to the proper dock door.

RFID standards are continuing to evolve, which requires manufacturers and retailers to have multi-protocol reading capability if they are implementing RFID in an open supply chain. When fully equipped, via firmware downloads, the IF4 can read multiple air interface protocols, even in mixed populations of tags, including EPC UHF Generation 2 (Gen 2), ISO 18000 6-b and EPC Class 1.

The IF4 reader is factory configured to operate in either of two regional RFID frequency bands: 865 and 869MHz (Zone 1, primarily Europe), or 915MHz (Zone 2, primarily North and South America, with parts of Asia and Pacific Rim). Multinational enterprises operating in North America, Europe and Asia no longer have to purchase and support multiple readers in order to cope with the different frequency bands present in each region. The IF4 readers have a common design with bandspecific hardware, and are supported with common "soft radio" code.

An external auto-range adapting power supply, requiring approximately 2 watts

Intermec[®]

of 95 to 250 Volts AC, allows the IF4 to be capable of continuous operation anywhere in the world.

The Basic Reader Interface included with IF4 simplifies the control of RFID interrogators with text-like command/ response protocol that is portable to many platforms, easy to learn, optimize and support.

Physical Description

The Intellitag IF4 Serial Reader, available in 865, 869, and 915 MHz bands, is a rugged radio frequency identification (RFID) reader appropriate for use in indoor industrial environments.

Physical Characteristics

Length: 19.1 cm (7.5") Height: 6.6 cm (2.6") Width: 13.5 cm (5.3")

Standard Features

Input/Output Circuits 13 pin DIN connector Four input and four output circuits for monitoring and controlling external devices through the reader

Antenna Connections

4 connectors - reverse or standard SMA Selectable by software; RF power attenuation software selected

Options

RFID Frequency Options 86x MHz Band 915 MHz Band

Communications Interface - RS232

Accessories

Power Supply Input: 90-260VAC, 50-60Hz Output: 9VDC, 2.6ADC Country specific power cables. FCC & ETSI Antennas and cables

Environment

Operating Temperature: -20°C to 55°C (-4°F to 131°F) Storage Temperature: -40°C to 85°C (-40°F to 185°F) Humidity (non-condensing): 10% to 95% Shock: 10 G, 11ms, half sine pulse (operating) Vibration: 1.0 GRMS. 10 to 500Hz, 3 axis (operating)

Regulatory Approvals and Standards

ANS INCITS 256:1999 (R2001) - Parts 2, 3.1 & 4.2 ANSI MH10.8.4 ISO/IEC 18000-4 ISO/IEC 18000-6b

Some approvals and features may vary by country and may change without notice. Please check with your local Intermec sales office for further information.

Intermec reserves the right to make changes without notice to any products herein for any reason at any time, including but not limited to improving the reliability, form, fit, function or design. Please contact Intermec for current price list and availability.

North America

Corporate Headquarters 6001 36th Avenue West Everett, Washington 98203 Phone: (425) 348-2600 Fax: (425) 355-9551

South America & Mexico Headquarters Office Newport Beach, California Phone: (949) 955-0785 Fax: (949) 756-8782 Europe/Middle East & Africa Headquarters Office

Reading, United Kingdom Phone: +44 118 923 0800 Fax: +44 118 923 0801

Asia Pacific Headquarters Office Singapore Phone: +65 6303 2100 Fax: +65 6303 2199

Internet www.intermec.com Worldwide Locations: www.intermec.com/locations



Sales Toll Free NA: (800) 934-3163 Toll in NA : (425) 348-2726 Freephone ROW: 00 800 4488 8844 Toll ROW : +44 134 435 0296

OEM Sales Phone: (425) 348-2762

Media Sales Phone: (513) 874-5882

Customer Service and Support Toll Free NA: (800) 755-5505 Toll in NA : (425) 356-1799

Copyright © 2007 Intermec Technologies Corporation. All rights reserved. Intermec is a registered trademark of Intermec Technologies Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners. Printed in the U.S.A. 611564-018 03/07

In a continuing effort to improve our products, Intermec Technologies Corporation reserves the right to change specifications and features without prior notice.

TILLEGG B. RFID-LESER (IF4)

Tillegg C

RFID-antenne

TILLEGG C. RFID-ANTENNE



This panel is constructed of tin-plated copper dipoles with DC ground. The radome is fiberglass and the hardware is stainless steel.

This antenna is used for RFID, MDS, and ISM band applications. Its small size and excellent directivity make it the best choice for applications where tags can be placed in the same polarity.

	25-500 Series
RFID	Directional Antenna



Specifications:

Frequency range	865–928 MHz
Gain	6 dBi
mpedance	50 ohms
/SWR	< 1.5:1
Polarization	Vertical
Front-to-back ratio	>20 dB
Maximum input power	100 watts (at 50°C)
Far field beamwidths	90 degrees (half-power) 70 degrees (half-power)
Connector	N female, reverse polarity N female
Weight	3.3 lb (1.5 kg)
Dimensions	10.3 x 6.1 x 1.9 inches (262 x 155 x 49 mm)
Equivalent flat plate area	0.58 ft ² (0.054 m ²)
Wind survival rating*	120 mph (200 kph)
Mounting	Mounting hardware kit AMC-1 included. Fixed mount kits and tilt mount kits available for 1.3 to 4.6 inch (34 to 115 mm) OD masts. Antenna panel may be inverted.

See reverse for order information.

*Mechanical design is based on environmental conditions as stipulated in EIA-222-F (June 1996) and/or ETS 300 019-1-4 which include the static mechanical load imposed on an antenna by wind at maximum velocity. See the Engineering Section of the catalog for further details.

United States Patent #5,532,707







Kathrein Inc., Scala Division Post Office Box 4580 Medford, OR 97501 (USA) Phone: (541) 779-6500 Fax: (541) 779-3991 Email: RFID@kathrein.com Internet: www.kathrein-scala.com Tillegg D

Strålingsdiagram



D.1 Absorpsjonsmateriale rundt balun

Figur D.1: Strålingsdiagram for antenne plassert på plastkasse med absopsjonsmateriale rundt balun.

D.2 Substrat og absorpsjonsmateriale



D.2.1 E-plan

(b) Måling i E-plan med absorpsjonsmateriale.

Figur D.2: Strålingsdiagram i E-plan for antenne plassert på plastkasse med substrat eller absorpsjonsmateriale mellom transponder og plastkasse.

D.2.2 H-plan



(b) Måling i H-plan med absorpsjonsmateriale.

Figur D.3: Strålingsdiagram i E-plan for antenne plassert på plastkasse med substrat eller absorpsjonsmateriale mellom transponder og plastkasse.