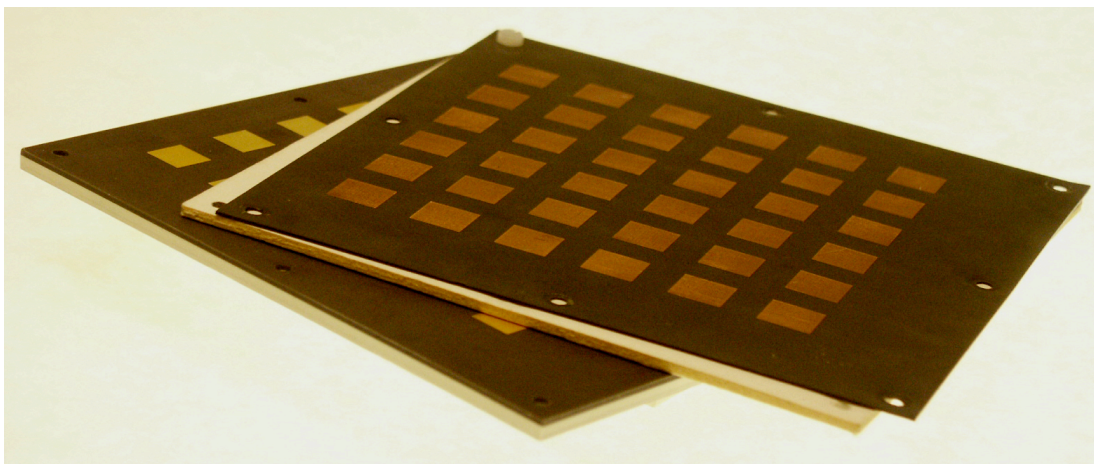


Lars-Gunnar Huss, Anna Pohl, Ronny Gunnarsson, Börje Carlegrim, Stig Leijon

Plan gruppantenndemonstrator för 8-12 GHz i multilagerteknik



TOTALFÖRSVARETS FORSKNING SINSTITUT

Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--0998--SE

December 2003

ISSN 1650-1942

Teknisk rapport

Lars-Gunnar Huss, Anna Pohl, Ronny Gunnarsson, Börje Carlegrim, Stig Leijon

Plan gruppantenndemonstrator för 8-12 GHz i multilagerteknik

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--0998--SE	Klassificering Teknisk rapport
	Forskningsområde 4. Spaning och ledning	
	Månad, år December 2003	Projektnummer E 30412
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 42 Spaningssensorer	
Författare/redaktör Lars-Gunnar Huss Anna Pohl Ronny Gunnarsson Börje Carlegrim Stig Leijon	Projektledare Roland Erickson	
	Godkänd av	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning FM	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig Andreas Gustafsson	
Rapportens titel Plan gruppantennemonstrator för 8-12 GHz i multilagerteknik		
Sammanfattning (högst 200 ord) Rapporten behandlar i huvudsak konstruktionen och det experimentella arbete som genomförts i syfte att utvärdera den gruppantenn som har konstruerats i tle-teknik och tillverkats med mönsterkortsteknik. Gruppantennen är mindre än 7 mm tjock och är en komplett front-end del för en X-bands radarmottagare med digital lobformning. Gruppantennen innehåller 36 antennelement varav 16 är aktiva. Som antennelement används aperturkopplade stackade mikrostripanter som täcker frekvensområdet 8-12 GHz.		
Nyckelord gruppantenner, mikrostripanter, multilager		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 37 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Sensor Technology P.O. Box 1165 SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--0998--SE	Report type Technical report
	Programme Areas 4. C4ISR	
	Month year December 2003	Project no. E 30412
	General Research Areas 5. Commissioned Research	
	Subcategories 42 Surveillance Sensors	
Author/s (editor/s) Lars-Gunnar Huss Anna Pohl Ronny Gunnarsson Börje Carlegrim Stig Leijon	Project manager Roland Erickson	
	Approved by	
	Sponsoring agency Swedish Armed Forces	
	Scientifically and technically responsible Andreas Gustafsson	
Report title (In translation) Smart skin antenna array for 8-12 GHz		
Abstract (not more than 200 words) This report shows the design and evaluation of the smart skin antenna array that has been manufactured using standard printed circuit board technology. The antenna array, which is less than 7 mm in thickness, is a complete front-end for a X-band radar receiver with digital beamforming. The array contains 36 antenna elements of which 16 elements are active. Aperture coupled stacked microstrip antennas have been used as antenna elements which covers the frequency range of 8-12 GHz.		
Keywords Antenna array, Aperture coupled stacked microstrip antennas, Smart skin, multilayer		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 37 p.	
	Price acc. to pricelist	

Innehållsförteckning

1 Inledning	5
2 Mottagaren	6
3 Byggsätt	6
3.1 Viahål	8
3.2 LO-fördelningsnät	10
4 Antennelement	10
5 Viahålsmätningar	11
6 Antennmätningar	15
6.1 Aktiv reflektion med bortkalibrerade viahål	16
6.2 Aktiv reflektion	19
6.3 Elementdiagram	22
6.4 Gruppantennens strålningsdiagram	25
7 Sammanfattning och diskussion	28
8 Referenser	29
Appendix A. Mätfelsuppskattningar	30
Appendix B. Aktiv reflektionsfaktor och elementgain	31

1 Inledning

Moderna militära plattformar är idag utrustade med flera typer av antenner och sensorer. Detta medför inte bara en hög kostnad för hela plattformen utan ökar även radarmålarean för plattformen. En möjlig lösning till dessa problem är multifunktionssystem utförda i s.k. smart-skin teknik som möjliggör att gruppantennsystemet kan integreras i plattformen.

Utvecklingen av mikrovågssystem går därför nu mot allt kompaktare antennsystem, baserade på allt högre integrationsgrad av både kretsar, strukturintegrerade antenner och funktionsintegration. En tydlig forskningstrend är att utveckla radarsystemen till rekonfigurerbara flerfunktionssystem, som utöver radar inkluderar t ex kommunikation, datalänkar, signalspaning och störning i samma system. Det medför ökade möjligheter att i framtiden utrusta även små farkoster som UAV:er med avancerade radarsensorer till lägre kostnad per funktion.

Inom AMALIA-projektet, som bedrivits 2001-2003, har verksamheten därför fokuserats mot att studera realiserbarhet och tillämpbarhet av mycket kompakta gruppantenner, enligt det s.k. smart-skin konceptet. Konceptet bygger på stark integration av antenn och bakomliggande elektronik i en tunn flerlagerstruktur.

Smart-skin konceptet kräver inte bara nya typer av antenner utan även speciella kretslösningar både i storlek och hur de kontakteras. Antennerna skall dels vara plana samt kunna integreras i systemet. Kretsar samt tillhörande elektronik skall få plats i den enhetscell som är tillgänglig för att konceptet skall fungera.

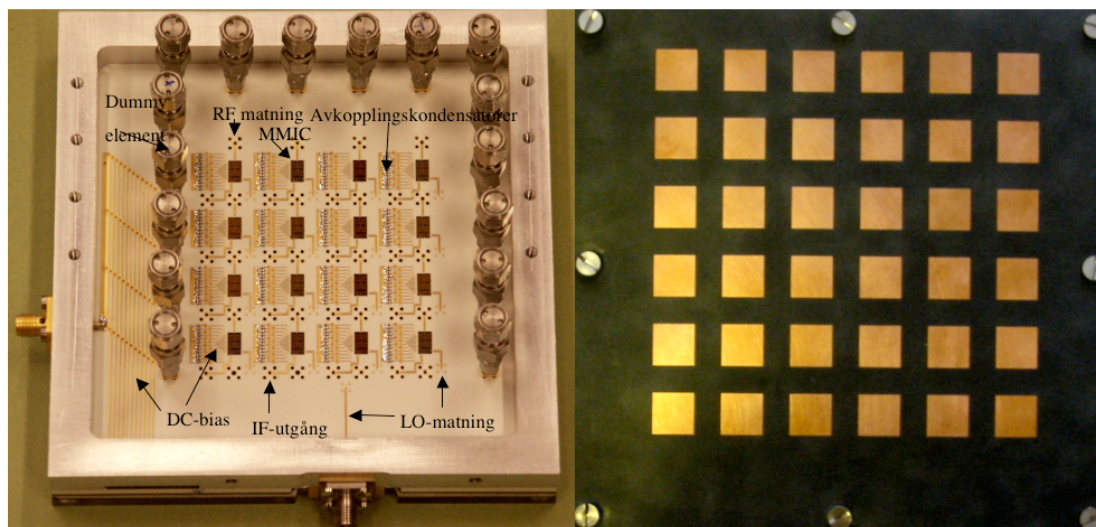
Rapporten redovisar i huvudsak experimentellt arbete som genomförts i syfte att utvärdera den gruppantenn som har konstruerats i tile-teknik och tillverkats i mönsterkortsteknik. Det är framförallt egenskaperna dels hos de viahål som förbinder olika lager och dels antennelementen som har utvärderats. Gruppantennen är mindre än 7 mm tjock och är en komplett front-end del för en X-bands radarmottagare med digital lobformning. Gruppantennen innehåller 36 antennelement i ett kvadratisk gitter varav 16 är aktiva.

Uppmätta och beräknade prestanda på bl. a. viahålen visar att förlusterna kan göras tillräckligt små för att detta byggsätt och material skall vara intressant att använda vid dessa frekvenser.

Utvärderingen av antennelementen visar att den beräknade relativa bandbredden för hörnelementen på omkring 40% uppnås (7.5 – 11.5 GHz). Bandbredden är mindre för de andra elementen. Större bandbredd kan troligen uppnås om så önskas. Maximal bandbredd för aperturen har dock inte varit huvudmålet. I [5] rapporteras en bandbredd på 100% för denna typ av antennelement.

2 Mottagaren

Ett fotografi på den delvis bestyckade mottagaren samt det översta antennlagret visas i figur 1. Storleken på mottagaren är $125 \times 127 \text{ mm}^2$ och tjockleken är ca 6.8 mm. Mottagararrayen består av 36 antennelement varav de yttre används som dummy element. Dessa antennelement är avslutade via en SMA-SMM adapter och en SMM-kontakt som limmas fast i RF-viat. De övriga 16 aktiva antennelementen är anslutna till varsin MMIC krets [1] via RF-viat och en mikrostripledning som trådbondats ihop med RF-ingången på kretsen. Frekvensintervallet för MMIC-kretsarna är 8-10 GHz.



Figur 1. Fotografi av komponentsidan samt det undre antennlagret på mottagaren.

LO-matningen in på mottagarkortet sker via en kantmonterad SMA-kontakt som är lödd till en mikrostripledning. Denna är i sin tur ansluten till ett fördelningsnät i ett inre lager och har ett LO-via. LO-ingången på kretsarna ansluts till fördelningsnätet med trådbondning till mikrostripledningar som genom LO-vior är förbundna till fördelningsnätet.

IF-utgången på kretsarna är trådbondade till en mikrostripledning som är ansluten till ett IF-via. SMM-kontakter limmas i dessa vior och koaxialledningar ansluts till SMM-SMA adaptorn för vidare distribution av signalen.

En kantmonterad DC-kontakt samt en SMA-kontakt förser kretsarna med sammanlagt 12 olika spänningar och har ett fördelningsnät dels på komponentlagret och dels i ett inre lager. Externa avkopplingskondensatorer används och har monterats så nära kretsarna som möjligt.

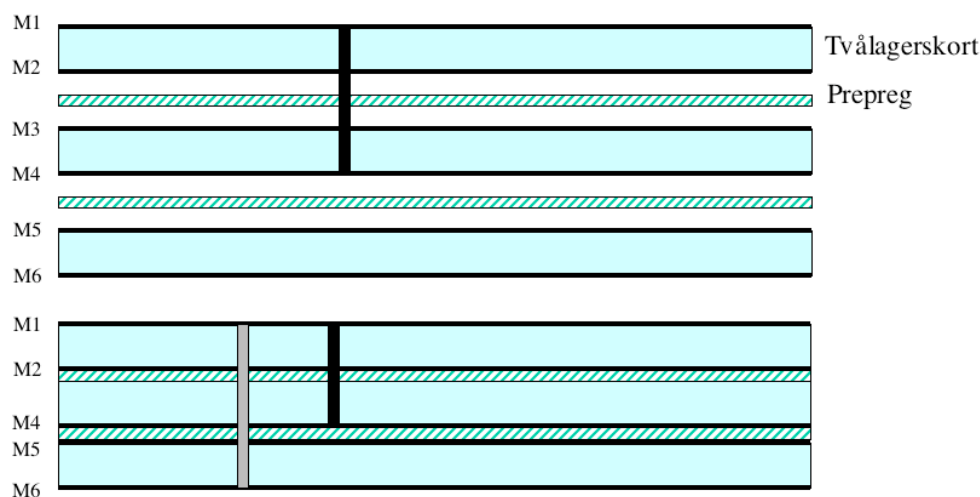
3 Byggsätt

Byggsättet som valts för mottagaren är mönsterkortsteknik med material lämpliga för frekvenser på X-bandet. Det vanligen mest förekommande (och billigaste) materialet som används inom mönsterkortsteknik är FR4, detta har dock för höga förluster på X-bandet för att kunna användas. De basmaterial som istället använts är RO 4350 och RO 4403 (prepreg) från ROGERS. Dessa material har fördelen att de förutom låga

förluster även är kompatibla med tillverknings sättet inom mönsterkortstekniken. En tredje fördel är att de i stort sett har samma värmeutvidgningskoefficient som antennmaterialet som använts (RT/Duroid 5880).

För att förbinda olika metallager finns två typer av viahål att tillgå. Det är dels genomgående viahål och dels blinda viahål. Skillnaden mellan dessa är att de genomgående viahålen går helt igenom ett kort. Ett blint viahål förbinder ett yttre metallager till ett metallager inne i kortet. Fördelen med de genomgående viahålen är att dessa kan göras mindre. En tumregel för dessa är en diameter på ungefär $0.2 \times$ substrattjockleken (beror på totala tjockleken). Ett blint viahål får ungefär samma diameter som tjockleken på substratet.

Som byggblock används tvålayerskort. Detta får till konsekvens att alla lager i ett flerlayerskort inte kan förbindas på ett godtyckligt sätt. Ett exempel på hur ett stripledningsslag, som har jordplanen förbundna med varandra, ansluts med ett yttre lager illustreras i figur 2.



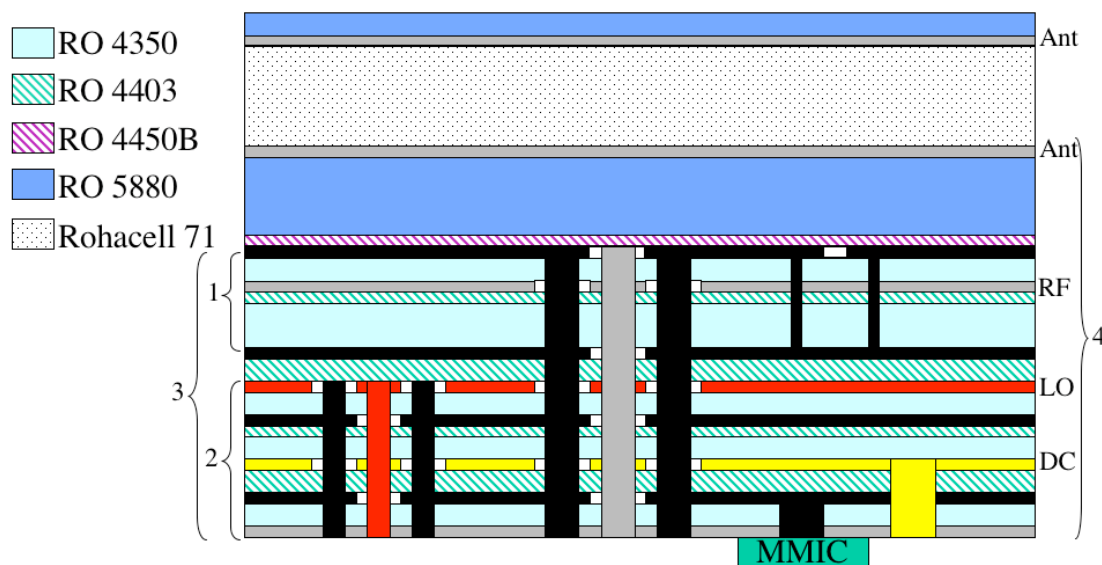
Figur 2. Illustration hur en stripledning med förbundna jordplan byggs upp.

Genomgående viahål är att föredra (åtminstone i vår konstruktion) eftersom de har mindre diameter än de blinda viahålen. Det innebär att stripledningens jordplan utgörs av M1 och M4. Stripledningsslaget kan antingen väljas till M2 eller M3, i det här fallet väljs M2 som signallager och M3 etsas bort innan de två korten limmas ihop. Det genomgående viahålet mellan M1 och M4 borrar och pläteras. Detta innebär också att koppartjockleken på M1 och M6 ökar.

Nästa steg är att limma ihop hela kortet samt att förbinda M2 med M6. Eftersom genomgående viahål används så går det viahålet i själva verket mellan M1 och M6, dock så ansluts det galvaniskt endast till lagren M2 och M6. Genom plätering ökar metalltjockleken på lagren M1 och M6.

Genom att koppartjockleken på M1 och M6 ökat så minskar precisionen vid etsningen av lagren. Detta bör man ha i åtanke om t.ex. anpassningskretsar behövs på de här lagren. Ett sätt att delvis komma runt detta är att starta med minsta möjliga metalltjocklek som går för att undvika detta problem.

Mottagaren kan sägas vara ett 14 lagerskort där det övre antennlagret får läggas på manuellt eftersom rohacell-materialet inte är kompatibelt med mönsterkortsprocessen. En schematisk lagerstruktur av hur mottagaren är uppbyggd visas i figur 3.



Figur 3. Schematisk lagerstruktur av mottagaren (ej skalenlig).

Tillverkningsmässigt så sätts kortet ihop i fyra steg. Steg 1 innebär att stripledningen som matar antennerna samt de genomgående viahål (gv) som förbinder jordplanen tillverkas. Steg 2 är att definiera LO-fördelningsnätet och DC-biasnätet samt förbinda LO-matningen (gv) med kretslagret. DC-matningen och jord till kretslagret ansluts med blinda viahål (bv). Steg 3 är att limma ihop de två korten till ett kort och tillverka de viahål (gv) som ansluter antennerna med kretslagret. Sista steget är att limma fast det övre antennlagret.

3.1 Viahål

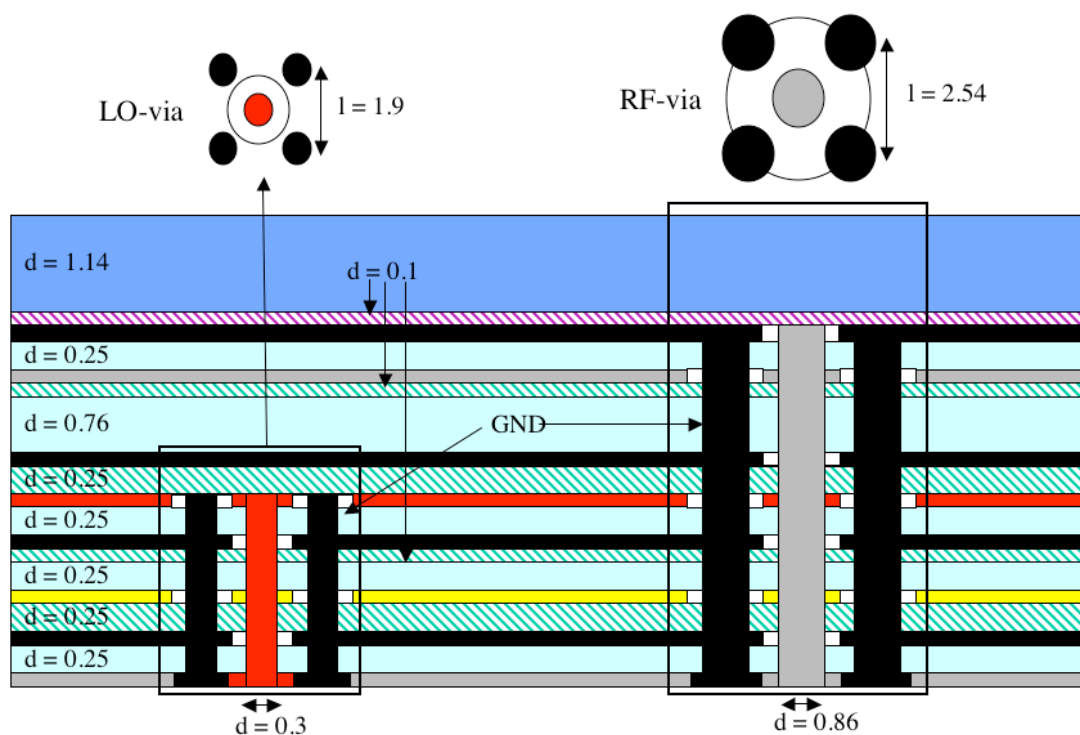
De viahål där det går signaler på högre frekvenser (ca 7-12 GHz) är de viahål som förbinder antennerna och LO-fördelningsnätet med kretsarna. LO viahål (LO-via) har optimerats utan begränsningar. RF viahål (RF-via) har dock blivit en kompromiss. För att kunna utföra antennmätningar så har RF-viats dimensioner bestämts av de SMM-kontakter som använts vid antennmätningarna. Pinnplacering för SMM-kontakterna och hålstorlek (borrstorlek) som använts visas i figur 4. IF-viorna är identiska med RF-viorna.

I båda fallen så är viorna uppbyggda på samma sätt med ett signalviahål i mitten och fyra jordade viahål som omsluter signalviahållet, se figur 4. Denna struktur approximerar en koaxialledning väl. Eftersom impedansen för en koaxialledning ges av uttrycket

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\ln b/a}{2\pi} \quad (\text{E.1})$$

där a och b är radien på inner och ytterledaren så kan initialvärden på a och b relativt enkelt bestämmas.

I figur 4 visas lagerstrukturen (markerat i figuren) för de två olika viorna vid beräkningar som utförts i Momentum från Agilent Technology Inc. Diametern på öppningen i jordplanen (markerad som en cirkel i LO-viat och RF-viat) är 1.3 mm för LO-viat och 3.6 mm för RF-viat. Diametern på alla paddar för LO-viat är 0.7 mm. Diametern på RF-viats paddar är 1.4 mm. Materialfärgkodningen är densamma som i figur 3 och data på materialen ses i tabell 1.



Figur 4. Dimensioner och lageruppbyggnad för de två olika signalviahålen (dimensioner i mm).

DC viahålen och de vior som används för att jorda MMIC-kretsarna, se figur 3, har en hålstorlek (borrstorlek) på 0.8 mm respektive 0.5 mm.

Material	ϵ	$\tan\delta$
RO 4350	3.48	0.004
RO 4403	3.17	0.005
RT/Duroid 5880	2.2	0.0009
RO 4450B	3.54	0.004
Rohacell 71	1.09	0.004

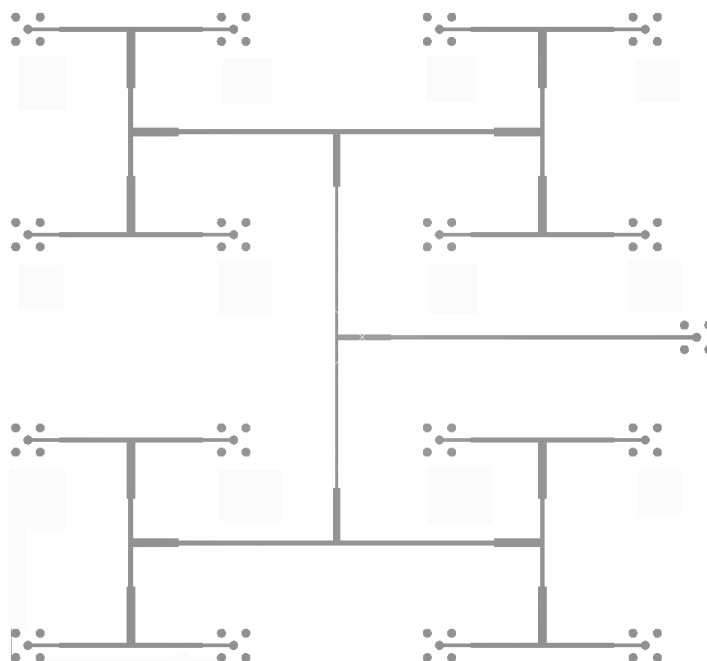
Tabell 1. Data på de material som har använts vid tillverkningen av mottagarmodulen.

Den metall som använts är koppar och tjockleken är 70 μm på det understa och översta lagren i figur 4. De övriga lagren har en tjocklek på 35 μm med undantag från det röda samt det svarta lagret ovanför som båda har en tjocklek på 40 μm . Komponentlagret (underst i figuren) samt det undre antennlagret har dessutom guldpläterats, dels för att undvika korrosion men även för att kunna bonda på komponentlagret.

3.2 LO-fördelningsnät

Fördelningsnätet är ett passivt 1:16 fördelningsnät där ledningslängder och ledningsbredder har optimerats fram i HPADS kretssimulator. Då det inte finns stripledningssmodeller för substrat med skilda dieletricitetskonstanter i HPADS så har ett medelvärde ($\epsilon = 3.325$) använts i optimeringen. Dessutom så har de i HP Momentum beräknade s-parametrarna för LO-viorna inkluderats vid optimeringen i HPADS för att ta hänsyn till att LO-viornas karakteristiska impedans skiljer sig från 50 ohm. De bivillkor som använts vid optimeringen är att avståndet mellan LO-nätets utgångar skall vara 16 mm samt att minsta ledarbredd får vara 0.25 mm.

En kontrollberäkning av det fördelningsnät som optimerats fram i kretssimulatorens har sedan gjorts i HP Momentum där verklig lagerstruktur använts vid beräkningen. Denna beräkning visar inte några större avvikelser jämfört med kretsberäkningen. I figur 5 visas en CAD-ritning av det färdigoptimerade fördelningsnätet. I figuren är även LO-viornas paddar som ligger i samma lager som fördelningsnätet medtagna.



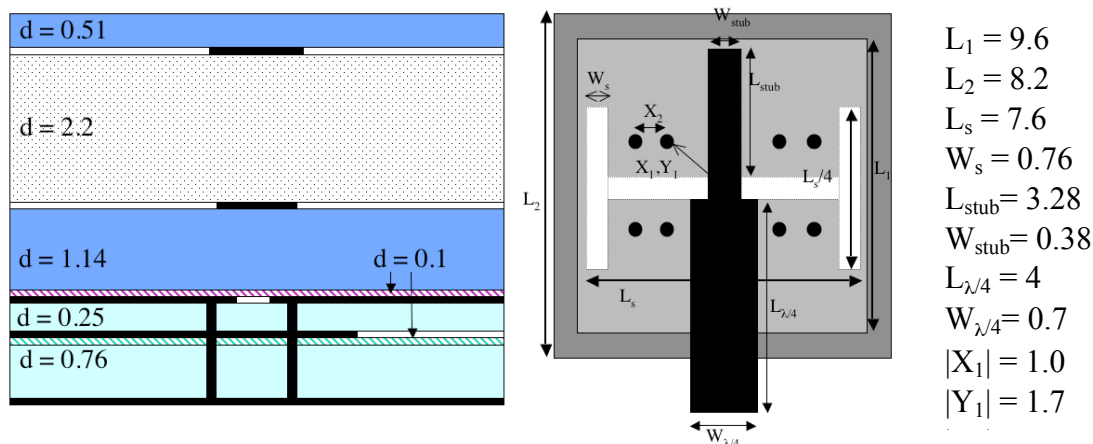
Figur 5. CAD-ritning av LO-fördelningsnätet.

4 Antennelement

Mottagaren består av linjärpolariserade kvadratiska aperturkopplade stackade mikrostripantennor. Fördelen med att använda dessa antennelement är att de är bredbandiga nog för att täcka frekvensområdet 8-12 GHz [2]. De matas inte heller galvaniskt, vilket möjliggör en enklare sammansättning av mottagaren. I figur 6 visas den lagerstruktur som använts vid de beräkningar som gjorts samt ett elements dimensioner.

En H-formad kopplingsapertur har använts för att öka kopplingen mellan stripledningen och mikrostripantennorna [3]. Kortslutningsviorna mellan jordplanen används för att undertrycka parallellplattemoder och därmed också öka strålnings-

effektiviteten [4]. En kvartsvågs impedanstransformator är inkluderad i matningsledningen för att transformera den beräknade aktiva impedansen på 25 ohm till 50 ohm i frekvensintervallet 7.5 – 11.5 GHz.



Figur 6. Lageruppbbyggnad (färgkodning enl. fig. 2) och dimensioner för ett antennelement [mm].

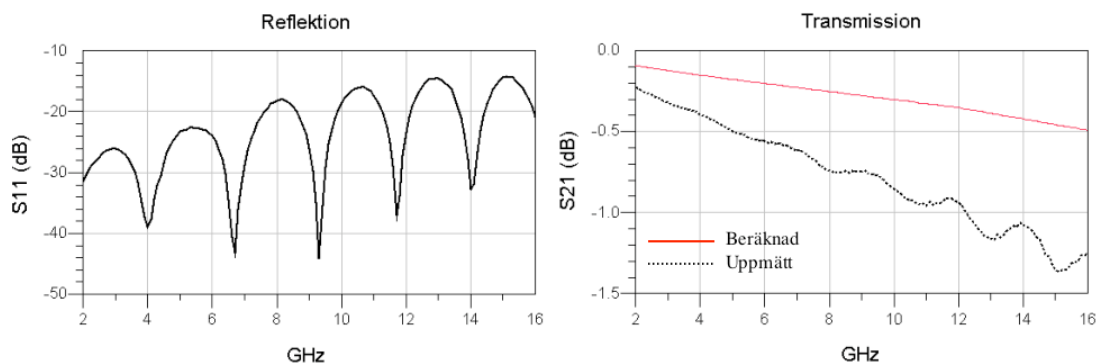
5 Viahålsresultat

Det här kapitlet redovisar bl. a. resultaten från de mätningar och beräkningar som utförts på de olika viorna och LO-fördelningsnätet.

Eftersom alla högfrekvens-vior är anslutna till 50 ohms mikrostripledningar på komponentlagret så är det av stor vikt att mikrostripledningarna är väl anpassade till 50 ohm. I figur 7 visas uppmätta s-parametrar för en 35 mm lång mikrostripledning med 50 ohms karakteristisk impedans.

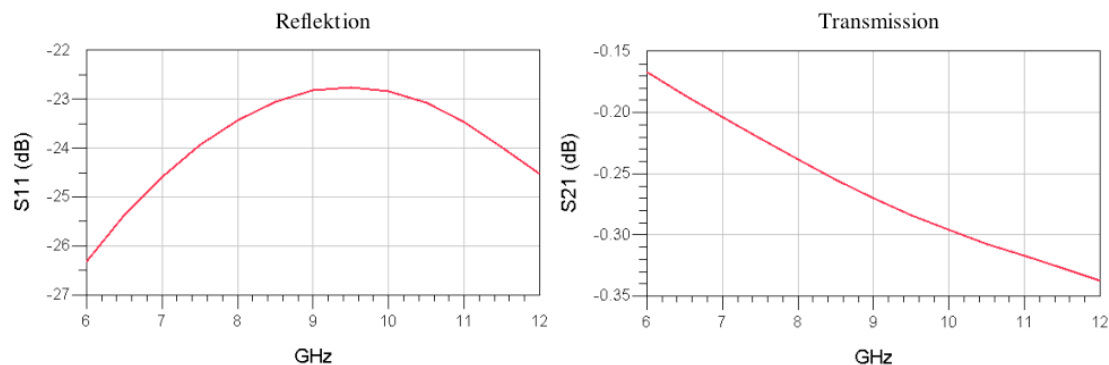
Reflektionen är lägre än -14 dB över hela frekvensintervallet. Ripplet i kurvan har en period på ungefär 2 GHz vilket omräknat ger ungefär 27 mm, vilket ungefär är en halv substratvåglängd för mikrostripledningen. Max och minvärdena i grafen är resultatet av konstruktiv eller destruktiv interferens från reflektionerna, som förutsätts vara lika stora, mellan de två koax-mikrostripövergångarna. Detta innebär att reflektionen i själva verket är ungefär 1-3 dB lägre än de toppvärden som uppmätts

Transmissionsdämpningen är dock högre än beräknat. Ett uppskattat värde på förlusterna i mätfixturen är 0.1-0.2 dB över frekvensintervallet, vilket innebär att förlusterna är ungefär dubbelt så stora för ledningen än beräknat (i dB).



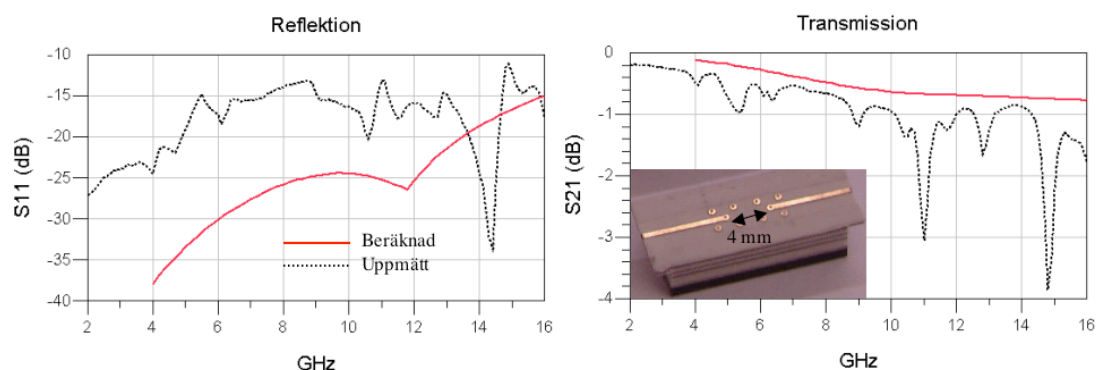
Figur 7. Uppmätta s-parametrar för en 35 mm lång mikrostripledning.

LO-viorna är optimerade i frekvensområdet 6-10 GHz. Beräknade s-parametrar för ett enskilt via visas i figur 8. Med enskilt via menas övergången mikrostrip-via-stripleddning. Den beräknade reflektion ligger under -20 dB i hela frekvensbandet. Transmissionsförlusten ligger mellan 0.17 dB och 0.3 dB i frekvensbandet 6-10 GHz.



Figur 8. Beräknade s-parametrar för ett LO-via

Eftersom det inte går att ansluta portar på stripleddningen så har mätningen gjorts på två vior, dvs. en mikrostrip-via-stripleddning-via-mikrostrip övergång. Centrumavståndet mellan viorna är 4 mm. Beräknade och uppmätta s-parametrar visas i figur 9.



Figur 9. Beräknade och uppmätta s-parametrar för två hopkopplade LO-vior.

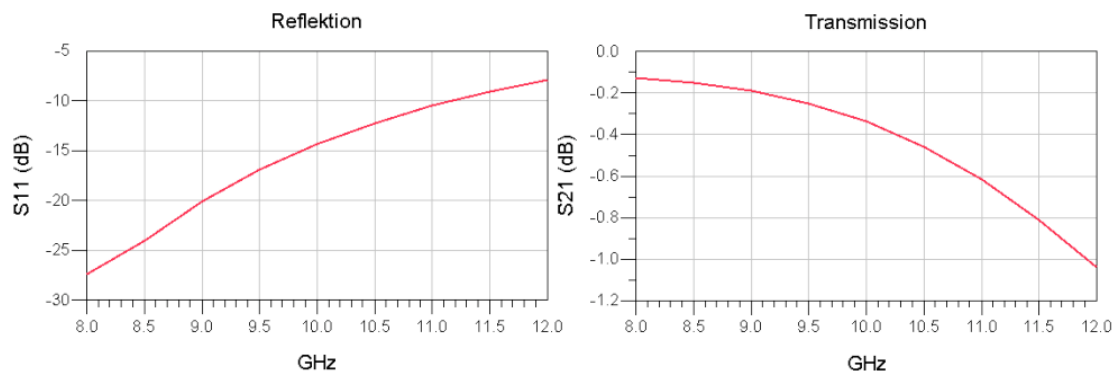
Transmissionsdämpningen i frekvensintervallet 6-10 GHz är lägre än 1.2 dB, vilket innebär att ett enskilt LO-via har som högst 0.6 dB i förluster. I praktiken är det något mindre eftersom i mätningen så ingår förlusterna i mätfixturen och denna uppskattas till 0.1-0.2 dB samt 2 st. mikrostripleddningar på vardera ca 7.5 mm. För ett enskilt LO-via kan den maximala transmissionsdämpningen uppskattas till maximalt 0.5 dB i frekvensintervallet 6-10 GHz.

Reflektionen är bättre än -13 dB i frekvensintervallet 6-10 GHz. Det är emellertid svårt att uttala sig om reflektionen för ett enskilt LO-via utifrån dessa mätresultat. Dock är det rimligt att anta att ett enskilt LO-via inte har högre reflektion än två ihopkopplade vior förutom vid de frekvenser där destruktiv interferens mellan reflektioner uppstått, såsom fallet skulle kunna vara vid 14.5 GHz.

Eftersom RF-viats dimensioner (viahålsdiameter och placering) är givna av SMM-kontaktens dimensioner så har det egentligen bara funnits en fri parameter och det är hålen i jordplanen. Där finns den begränsningen att de jordade viahål som omsluter

signalviahålet verkligen ansluts till jordplanet, dvs. hålet i jordplanet kan inte göras hur stort som helst (större hål ger annars bättre elektriska prestanda). Optimeringen av RF-viat har skett i frekvensområdet 8-12 GHz och beräknade s-parametrar av ett enskilt RF-via visas i figur 10.

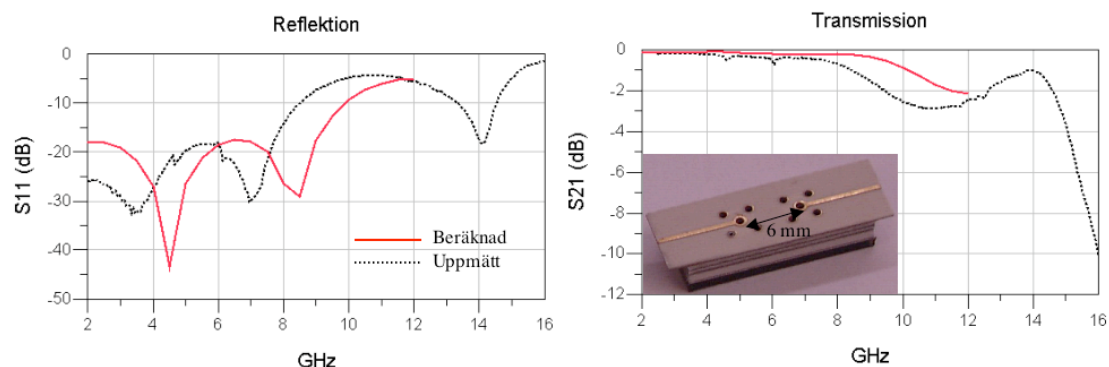
Upp till 10 GHz är den beräknade transmissionsdämpningen lägre än 0.4 dB och reflektionen lägre än -14 dB. Reflektionen och transmissionsdämpningen har ökat till omkring -7 dB respektive ca 1 dB vid 12 GHz.



Figur 10. Beräknade s-parametrar för ett enskilt RF-via.

RF-viat får anses ha tillräckligt låg reflektion i intervallet 8-10 GHz även om lägre vore önskvärt. Mellan 8 och 10 GHz så kommer det i värsta fall öka den beräknade antennenpassningen på omkring -10 dB med ungefär 1.5 dB till -8.5 dB. För högre frekvenser än 10 GHz krävs det att RF-viorna bortkalibreras. För att kunna mäta antennenimpedansen ställs höga krav på repeterbarhet vid tillverkningen av viorna.

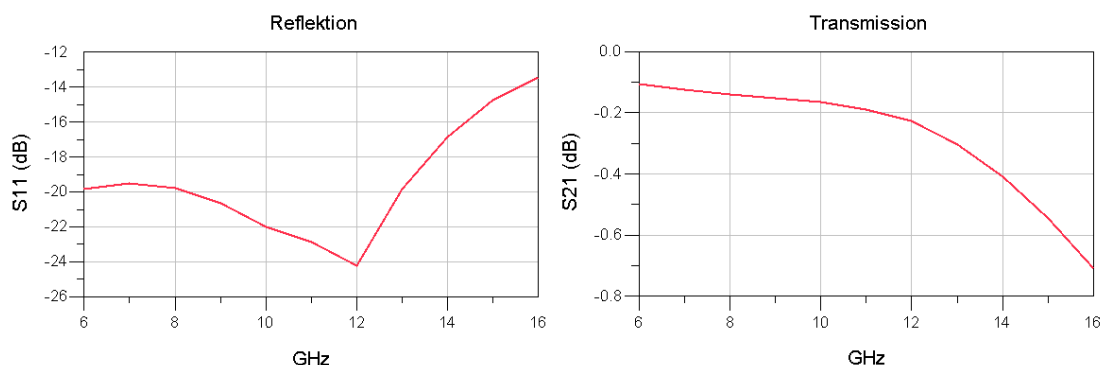
Så som i fallet med LO-viat har även RF-via mätningar gjorts på två vior. Centrumavståndet är 6 mm. Beräknade och uppmätta s-parametrar visas i figur 11. Reflektionen och transmissionsdämpningen är lägre -10 dB respektive 1 dB under 8.4 GHz. Jämfört med de beräknade värdena så är detta en försämring på ungefär 16% i frekvens. Dessvärre så får reflektionen från viorna en större inverkan än beräknat och den aktiva reflektionsfaktorn kommer att ändras jämfört med beräkningarna, vilket redovisas i kapitel 5.



Figur 11. Beräknade och uppmätta s-parametrar för två hopkopplade RF-vior.

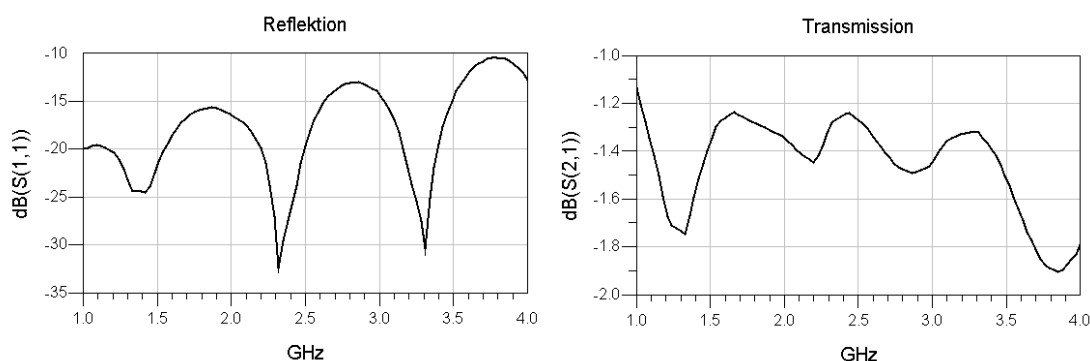
Ett RF-via som kan optimeras utan de restriktioner som gällt för de här använda RF-viorna kan dock göras betydligt bättre. Genom att framför allt ändra på diametern på viahålet samt avståndet till de intilliggande jordviorna uppnås en mycket bättre

karaktäristik. I figur 12 visas beräknade s-parametrar för ett RF-via där viahålsdiametern är 0.5 mm och centrumavståndet till jordviorna är 1.5 mm. Reflektionen kan hållas på omkring -20 dB och transmissionsdämpningen lägre än omkring 0.2 dB.



Figur 12. Beräknade s-parametrar för ett optimerat RF-via.

IF-övergången är mätt på liknande sätt som de andra övergångarna, dvs. två vior som är förbundna med en 95 mm lång mikrostripleddning. I denna mätning tillkommer dessutom 2 st. SMM-kontakter samt adaptrar. I figur 13 visas s-parametrarna för den övergången. IF frekvensen är omkring 1 GHz och där är reflektionen ≈ -20 dB. Transmissionsdämpningen för övergången är maximalt 0.6 dB.



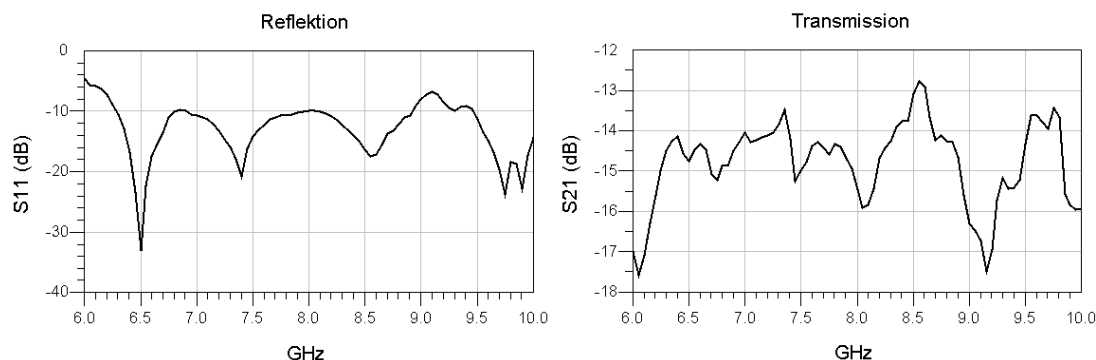
Figur 13. Uppmätta s-parametrar för två ihopkopplade IF-övergångar.

LO-fördelningsnätet utvärderades genom att anpassningen på LO-ingången mättes. Dessutom uppmättes transmissionsdämpningen mellan ingången och en av utgångarna. Utgången var ansluten, via en semirigid koaxialkabel, till mikrostripleddningen som förbinder MMIC-kretsens LO-ingång till fördelningsnätet. De övriga 15 utgångarna var terminerade med 50 ohm.

I figur 14 visas ingångsanpassningen och transmissionsdämpningen. Reflektionen är lägre än -10 dB mellan 7-8.8 GHz men stiger till ungefär -8 dB mellan 8.8-9.0 GHz. Denna anpassning på LO-ingången kommer dock att erhållas endast om lastimpedansen för MMIC chipen är 50 ohm.

Transmissionsdämpningen ligger omkring 12.8-16.3 dB i frekvensintervallet 7-9 GHz. Ripplet i transmissionskurvan beror förmodligen till stor del på reflektioner mellan koaxialkabel-mikrostrip övergången och delningarna i fördelningsnätet. Denna mätning ger egentligen bara ett kvantitativt mått på transmissionsdämpningen och gäller bara vid den här mätupställningen. Då MMIC-kretsarna utgör lastimpedansen

får en annan mätmetod användas för att bestämma de verkliga förlusterna. En uppskattning utifrån mätningen ger dock att en transmissionsdämpning på omkring 15-16 dB är rimlig.



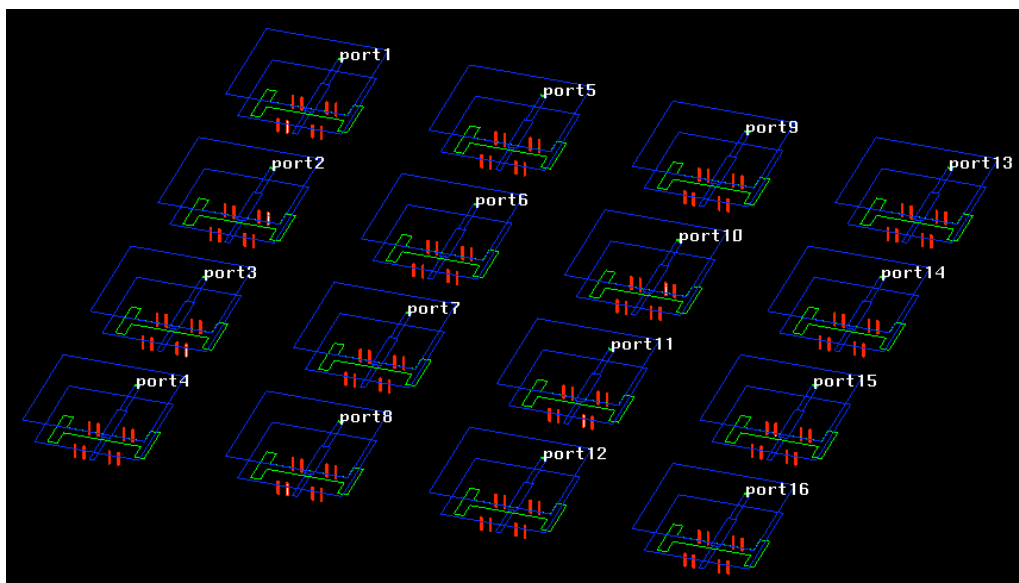
Figur 14. Uppmätt reflektion och transmissionsdämpning på LO-fördelningsnätet.

6 Antennresultat

Eftersom viorna är en kompromiss för att överhuvudtaget kunna genomföra några antennmätningar så har det gjorts två kopplingsmätningar där viorna är bortkalibrerade i det ena fallet. Detta för att kunna beräkna den antennära aktiva reflektionsfaktorn som visar vilken aktiv reflektionsfaktor som skulle kunna uppnås om viorna optimeras utan restriktioner. Den icke bortkalibrerade mätningen ger den aktiva reflektionsfaktorn efter RF-viat och är den faktiska reflektionsfaktorn MMIC-kretsarna ser. Dessa kommer att vara så gott som lika om RF-via övergången kan göras tillräckligt bra (låg reflektion ≈ -20 dB och låg dämpning ≤ 0.2 dB). Eftersom detta kan göras (åtminstone simuleringsmässigt) så är det av intresse att se den antennära aktiva reflektionsfaktorn.

Beräkningarna har gjorts med Ensemble och HFSS från Ansoft och Momentum från HP. Lagerstrukturen och antennelementet som använts i beräkningarna visas i figur 4. I HFSS har ett element med periodiska randvillkor beräknats, dvs. ett element i en oändlig array samt andra vågledarsimuleringar. Momentum har använts för jämförande beräkningar med Ensemble på enskilda antennelement. I Ensemble så har beräkningarna gjorts på de 16 aktiva elementen, se figur 15. På grund av storleken på problemet så har varken dummy elementen eller RF-viorna inkluderats i beräkningarna. Matningen av elementen sker istället via stripladningsportar.

De utdata som bl. a fås ifrån beräkningsprogrammet är s-parametrar samt strålningsdiagram. De beräknade s-parametrarna har använts för att beräkna de olika aktiva reflektionskoefficienter för elementen som fås genom att summera ihop ett elements egenreflektion med kopplingarna till de övriga elementen. Antennelementen har optimerats för att få en låg aktiv reflektionsfaktor (≤ -10 dB) vid utstyrning rakt fram över frekvensintervallet omkring 8-12 GHz.

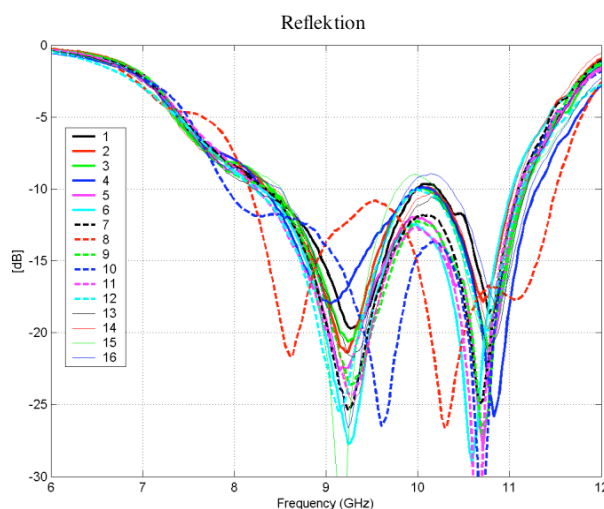


Figur 15. Layout på de antennelement som har inkluderats i beräkningarna.

6.1 Aktiv reflektion med bortkalibrerade viahål

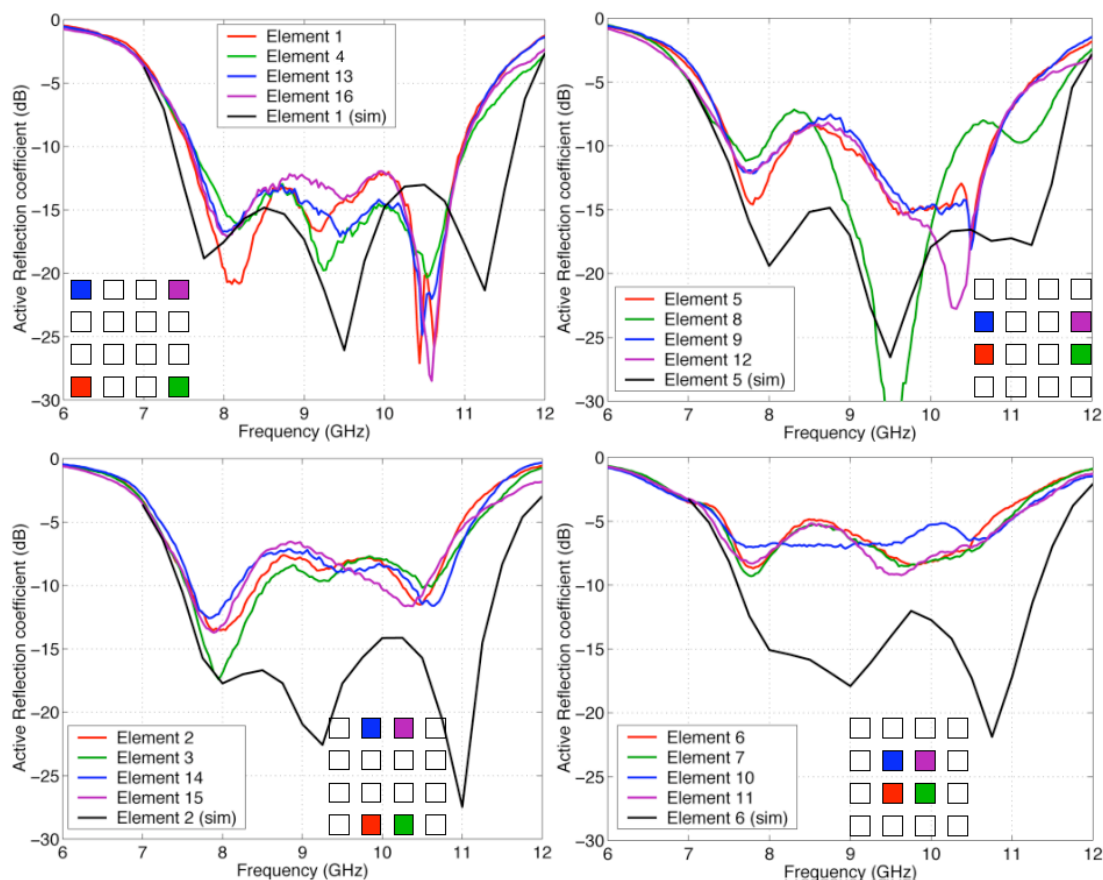
Ett problem med att kalibrera bort viorna är att god repeterbarhet i viorna krävs. Med tanke på att övergången som sådan inte är så bra så kommer även små fel i repeterbarheten att kunna ge stort genomslag i mätningarna. Så ev. skillnader i tex. egenreflektion för ett antennelement behöver inte bero på elementet i sig. Det kan lika gärna bero på att RF-viat är olik de vior som användes vid kalibreringen.

I figur 16 visas de uppmätta egenreflektionerna från de 16 antennelementen. Det är egentligen bara två element som avviker och det är element nr 8 och 10 i övrigt är de andra elementen väldigt lika. Dock kan man se rätt så stora skillnader ovanför 11.5 GHz där spridningen är stor. Om denna spridning beror enbart på viorna eller antennelementen går inte säga men det mest troliga är att det är en kombination av båda. Dock är spridningen inom 7-11.5 GHz liten så metoden att kalibrera bort viorna verkar ge tillförlitliga resultat och samtidigt visar detta att repeterbarheten i viorna verkar vara hög.



Figur 16. Uppmätta egenreflektioner från 16 antennelement.

Figur 17 visar aktiva reflektionkoefficienter vid utstyrning rakt fram som funktion av frekvens för alla 16 elementen beräknade utifrån kopplingsmätningarna.



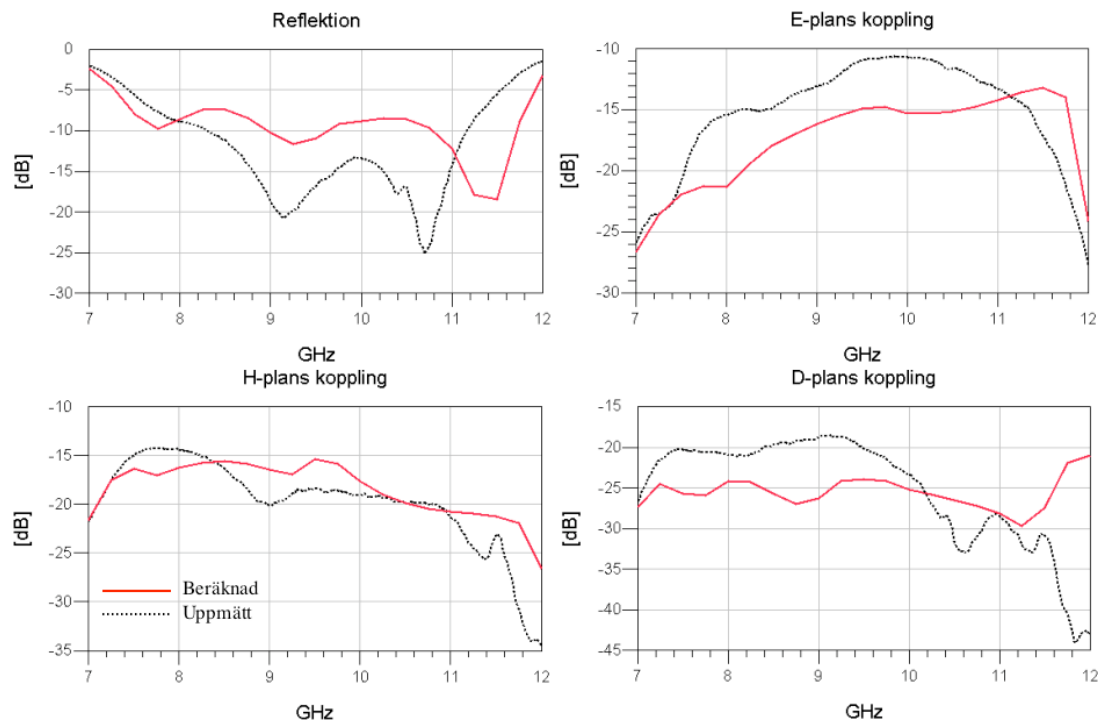
Figur 17. Beräknade aktiva reflektionskoefficienter för de 16 antennelementen.

Mittelementen är de som uppvisar sämst överensstämmelse med beräkningarna. Den aktiva reflektionsfaktorn för dessa element varierar mellan -9 till -4 dB mellan 7.5-11.0 GHz. Kantelementen har en bättre aktiv reflektionsfaktor, lägre än -6 dB i frekvensområdet 7.5-10.8 GHz. De kantelement som ligger parallellt med antennelements H-polarisation (övre högra grafen) har en bättre aktiv reflektionsfaktor än elementen som ligger parallellt med E-polarisationen (undre vänstra grafen). Hörnelementen är de element som uppvisar störst likhet med beräkningarna, dock är de lite smalbandigare. Den aktiva reflektionsfaktorn är lägre än -10 dB mellan ungefär 7.6 – 11.0 GHz. Den beräknade aktiva reflektionsfaktorn vid utstyrning i olika plan redovisas i appendix B.

Den dåliga överensstämmelsen mellan den beräknade och den ”uppmätta” aktiva reflektionsfaktorn, framför allt för icke hörnelement, får sin förklaring om man granskar egenreflektionen och kopplingar för ett element.

Figur 18 visar den uppmätta och beräknade egenreflektionen för element 6 samt kopplingar till de intilliggande elementet i E-, H- och D-plan. Mindre variationer förekommer för elementen, dock är denna liten så det valda elementet visar bra hur egenreflektioner och kopplingar ser ut för alla element i arrayen. Framför allt är det reflektionen och kopplingen i E-plan som skiljer sig åt jämfört med beräkningarna. Reflektionen visar att en bättre men smalbandigare anpassning har erhållits och att kopplingen i E-plan är betydligt starkare än beräknat. Detta förklarar också att

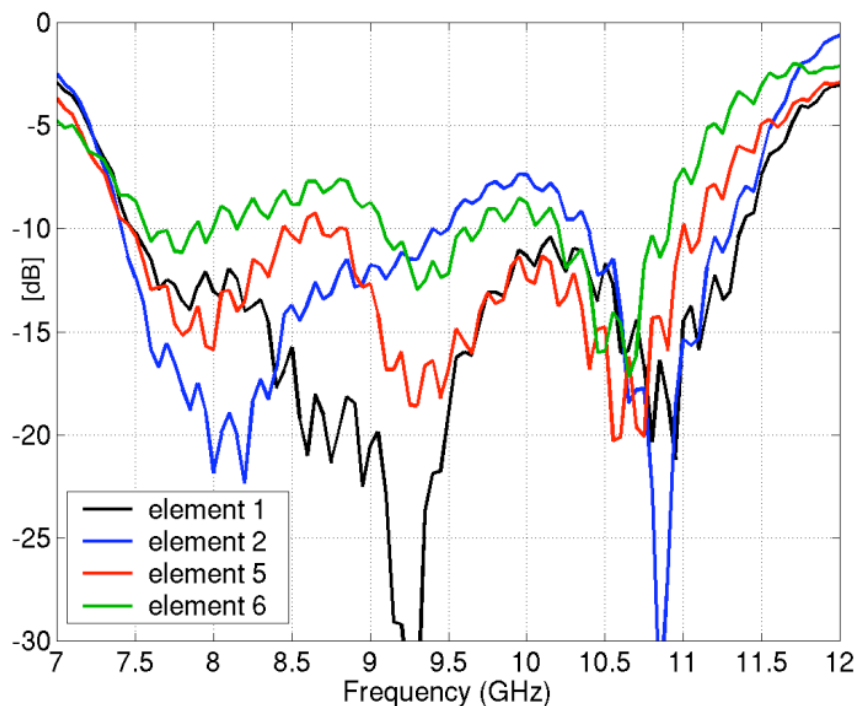
hörnelement uppvisar bäst aktiv reflektionsfaktor eftersom dessa element är de som har minst koppling till de övriga elementen.



Figur 18. Egenreflektion och närmsta granne kopplingar för element 6.

I egenreflektionen är det framför allt reflektionsminimat vid 10.7 GHz som är intressant. Detta minimum är kopplat till resonansen mellan den undre och övre mikrostripanntennen. Eftersom dessa antenner är separerade med ett Rohacell-lager som är utbytbar så går det att justera denna resonans uppåt i frekvens. Att E-planskopplingen är starkare går också att, i viss mån, kompensera för. En minskning av Rohacellaget till 1.7 mm samt en kompensering för att E-planskopplingen i medel är 4 dB starkare än vad beräkningsprogrammet visar ger en beräknad bättre aktiv reflektionsfaktor. Figur 19 visar den "uppmätta" aktiva reflektionsfaktorn för en kvadrant då Rohacellaget minskats 0.5 mm till 1.7 mm.

Den aktiva reflektionsfaktorn har förbättrats betydligt och har närmats sig de ursprungliga beräknade värdena på de aktiva reflektionskoefficienterna, vilka var lägre än -10 dB mellan 7.5-11.5 GHz. Även här redovisas aktiva reflektionsfaktorn för utstyrningar i olika plan i appendix B.



Figur 19. Aktiva reflektionskoefficienter efter justering av egenreflektion och kompensering för E-planskopplingen.

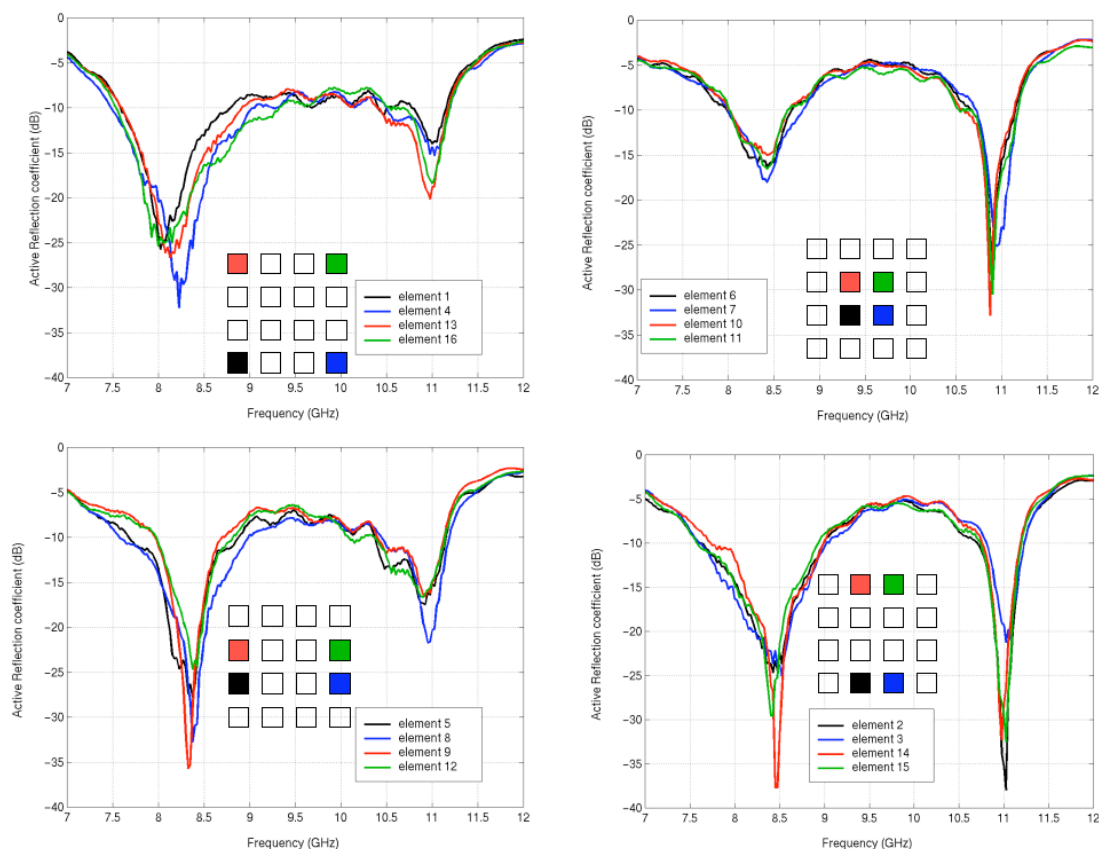
De ovan redovisade resultaten kan karakteriseras som antennära resultat och visar vilken aktiv reflektionsfaktor som kan uppnås om RF-viat kan göras tillräckligt bra. Dock så ingår RF-viorna som en del i matningen och dessa kan inte kalibreras bort i mottagaren utan måste inkluderas för att få den faktiska aktiva reflektionen.

Sammantaget så har RF-viorna en försämrande inverkan på den aktiva reflektionsfaktorn, speciellt vid utstyrning rakt fram. Den inverkan märks ännu mer då tjockleken minskas på Rohacellagret, vilket ledde till en markant förbättring av den antennära aktiva reflektionsfaktorn. Då viorna är inkluderade så är effekten marginell och leder snarare till en försämring.

6.2 Aktiv reflektion

Eftersom RF-viorna inte har kunnat inkluderas i de elektromagnetiska beräkningarna redovisas inga beräkningar utan endast mätresultat. Då RF-viorna ingår som en del i matningen mellan antennerna och kretsarna så är de mätresultat som redovisas nedan de som är relevanta för mottagaren, dvs. den aktiva reflektionen som redovisas nedan visar hur väl den aktiva impedansen för antennelementen kan anpassas till den karakteristiska impedans på 50 ohm som MMIC kretsarna har.

Figur 20 visar aktiva reflektionkoefficienter vid utstyrning rakt fram som funktion av frekvens för alla 16 elementen beräknade utifrån kopplingsmätningarna. Hörnelementen och kantelementen (parallellt med H-pol.) har en aktiv reflektionsfaktor som är lägre än omkring -7 dB mellan ungefär 7.0-11.0 GHz. De andra har en aktiv reflektionsfaktor som är lägre än -5 dB i samma frekvensområde.

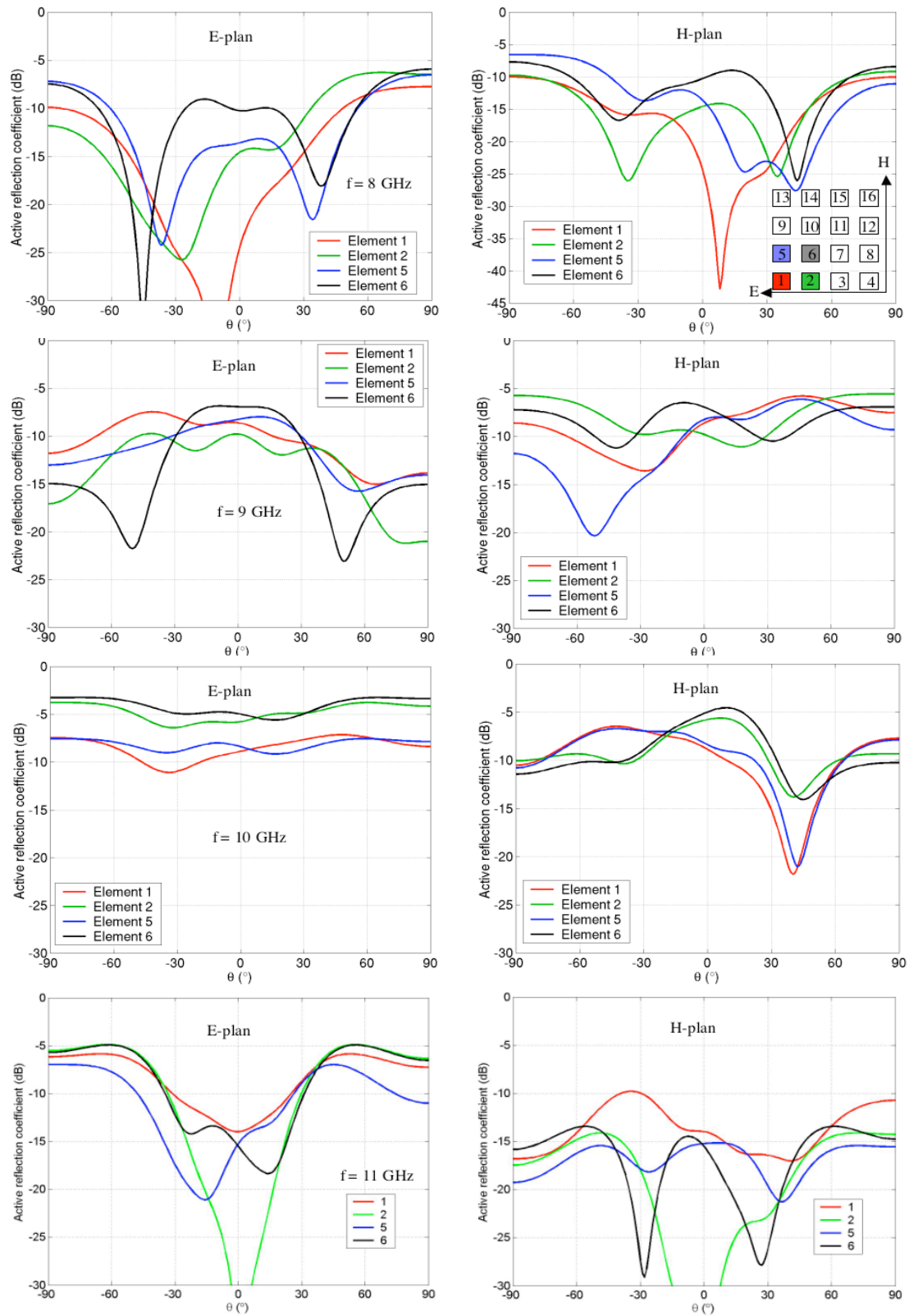


Figur 20. Beräknade aktiva reflektionskoefficienter.

Aktiva reflektionsfaktorn för en kvadrant vid utstyrning i E- och H-plan visas i figur 21. Vid 8 GHz är det lättare att behålla en bra aktiv reflektionsfaktor då utstyrning sker in mot arrayen (sett från elementet) än ut ifrån den. Det är inte någon större skillnad om utstyrningen sker i E- eller H-plan.

Vid 9 GHz blir den aktiva reflektionsfaktorn bättre för höga utstyrningsvinklar i E-plan än i H-plan. Det omvända verka gälla vid 10 och 11 GHz, dvs. en bättre aktiv reflektionsfaktor fås då utstyrning sker i H-plan.

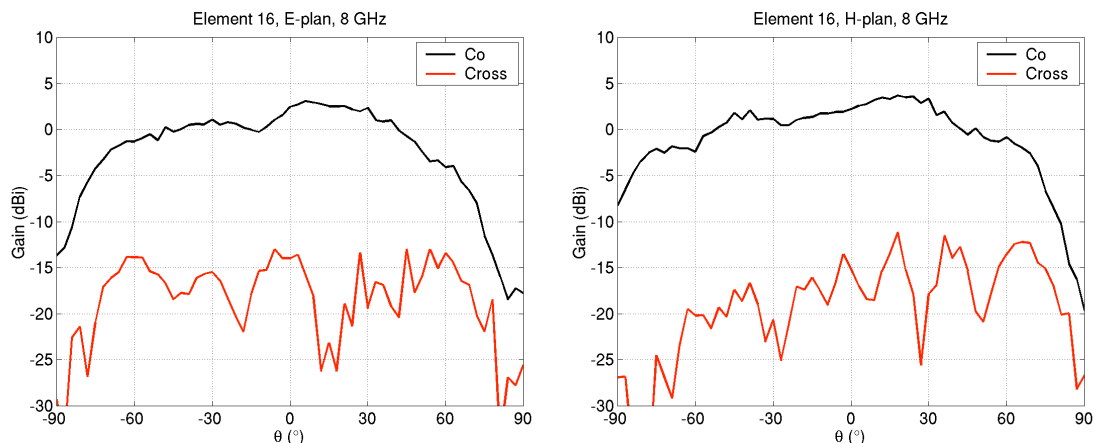
Några generella slutsatser utifrån de nedan redovisade graferna går egentligen inte att göra. Det kan dock konstateras att den aktiva reflektionsfaktorn vid 8 och 9 GHz är lägre än -6 dB i båda planen. Vid 10 GHz så försämrast den till omkring -3 dB vid utstyrning i E-plan för att förbättras till omkring -5 dB i E-plan vid 11 GHz.



Figur 21. Aktiv reflektionsfaktor vid utstyrning i E- och H-plan vid olika frekvenser.

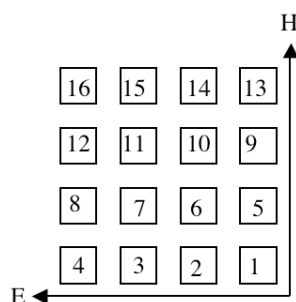
6.3 Elementdiagram

Antennmätningarna utfördes i FOI:s stora ekofria mätthall. Strålningskarakteristiken för antennelementen mättes i fjärrfältet på ett avstånd av 25 m. Vid mätningen på ett element har de övriga elementen varit avslutade. Figur 22 visar de uppmätta ko- och korskomponenterna för element 16 vid 8 GHz. Typiskt för korspolarisationen är den ligger minst 10 dB under kopolarisationen (för små vinklar). De antennvinster som i fortsättningen redovisas avser antennvinsten för kopolarisationen.



Figur 22. Uppmätt ko- och kors polarisationskomponenter i E- och H-plan för element 16.

Figur 23 visar elementnumreringen sett från antensidan och illustrerar koordinatsystemet för arrayen. Negativa E-plans vinklar fås t ex. genom att arrayen vrids motsols runt H-planets axel. Positiva H-plans vinklar fås genom att vrida arrayen medsols runt E-planets axel.



Figur 23. Elementnumrering samt koordinatsystem för arrayen.

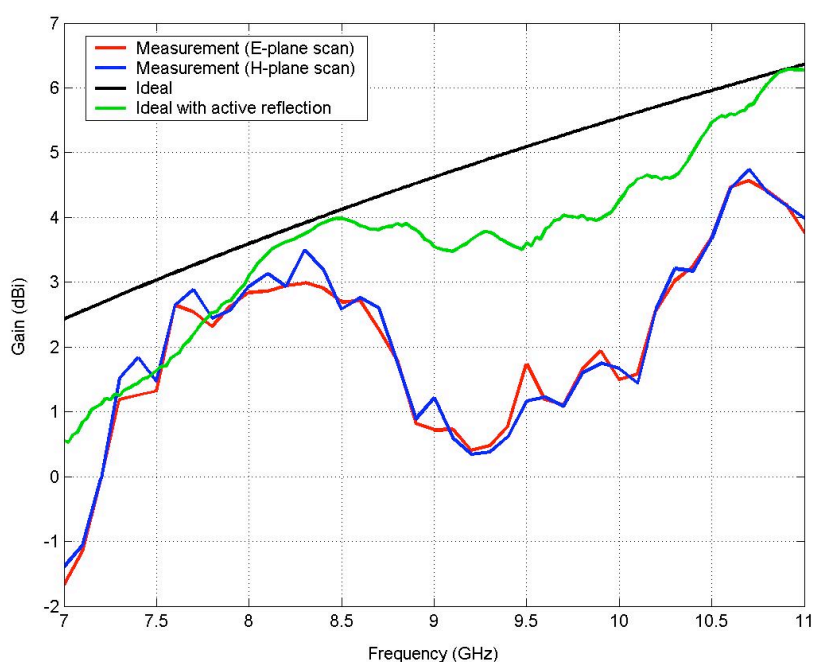
Figur 24 visar den uppmätta antennvinsten i broadside som funktion av frekvens för element 11. I figuren plottas även den ideala antennvinsten (E.2) samt den ideala antennvinsten där den uppmätta aktiva reflektionsfaktorn tagits med i beräkningen (förlusterna är dock satta till $L=1$). Med den ideala antennvinsten menas den antennvinst som kan uppnås av ett element i en periodisk array och som beskrivs av formeln nedan där förlusterna $L = 1$ och reflektionerna $\Gamma = 0$.

$$g_e(\theta, \varphi) = \frac{4\pi}{\lambda^2} A \cos \theta \left[1 - |\Gamma(\theta, \varphi)|^2 \right] L \quad (\text{E.2})$$

A är arean för enhetscellen, vilket i detta fall är $16 \times 16 \text{ mm}^2$.

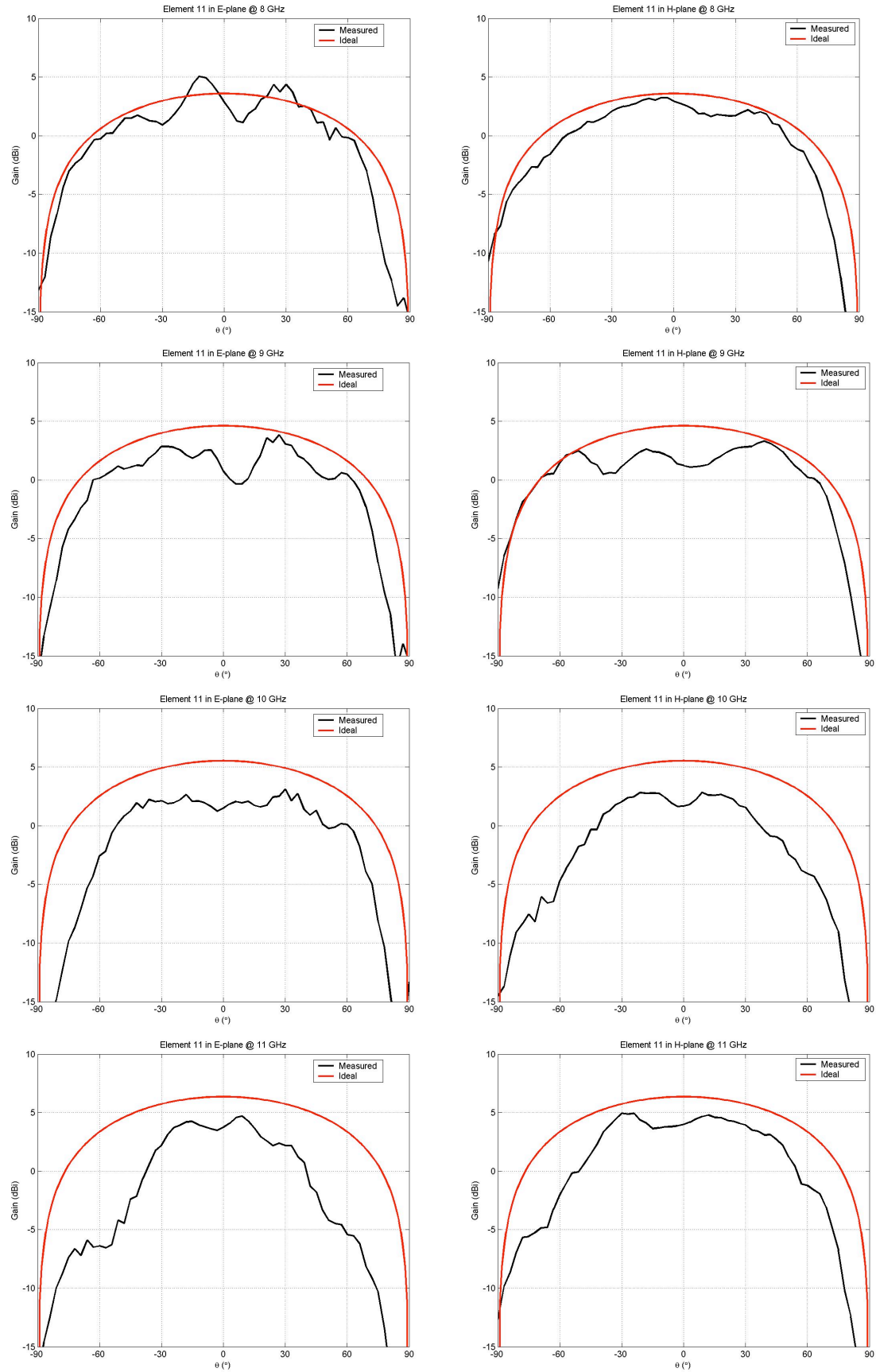
Figuren visar framförallt två saker. Skillnaden mellan de ideala antenntvinsterna dels då $\Gamma = 0$ (svart kurva) och dels då uppmätt aktiv reflektionsfaktor tagits med i beräkningen (grön kurva) ger ett mått på den förbättring som kan åstadkommas genom förbättrad reflektionsfaktor. I bästa fall kan en förbättring på ungefär 1.5 dB åstadkommas i frekvensintervallet 7.5 – 11 GHz.

Skillnaden mellan ideala antenntvinsten då den aktiva reflektionsfaktorn inkluderats (grön kurva) och uppmätt antenntvinst (blå/röd kurva) ger ett mått på hur stora förlusterna är. Den maximala förbättring som kan göras är ungefär 3 dB i frekvensintervallet 9-10 GHz. Detta kan förbättras genom att minimera absorptionsförluster samt förbättrade elementdiagram. Till antenntvinsterna skall dock adderas 0.4-0.6 dB som beror på förluster i koaxialkablar, vilka inte är medräknade i de redovisade antenntvinsterna.



Figur 24. Uppmätt och beräknad antenntvinst som funktion av frekvens.

Figur 25 visar den uppmätta och den ideala antenntvinsten för element 11 i E- och H-planet vid frekvenserna 8, 9, 10 och 11 GHz. Element 12, 15, 16 och ett dummyelement redovisas i appendix B. Ripplet verkar vara något högre i E-planet, åtminstone vid låga frekvenser. Noterbart är också att loben smalnar av mer i E-planet än i H-planet vid högre frekvenser.



Figur 25. Uppmätta elementdiagram i E- och H-plan för element 11 vid olika frekvenser.

6.4 Gruppantennens strålningsdiagram

Genom att summera ihop de 16 uppmätta elementdiagrammen vektoriellt erhålls gruppantennens strålningsdiagram. I summeringen används en ideal excitering av antennelementen, dvs. vid summeringen så viktas elementen med konstant amplitud och progressiv fas.

Figur 26 visar strålningsdiagrammet vid utstyrning rakt fram för frekvenserna 8, 9, 10 och 11 GHz i E- och H-plan. I figurerna är också det ideala strålningsdiagrammet inlagt. Strålningsdiagrammet för gruppantennen visar samma tendens som elementdiagrammet. Antennvinsten uppvisar förhållandevis små förluster jämfört med den ideala vid 8 GHz för att öka vid 9 och 10 GHz och återigen minska vid 11 GHz. Vid 8 GHz så är förlusterna ungefär 1 dB. Vid 9 och 10 GHz så är förlusterna ungefär 3-3.5 dB. Dessa har minskat något till ungefär 1.5 dB vid 11 GHz.

De relativa sidlobsnivåerna följer det teoretiska värdet på 13 dB under huvudlobens maxima vid uniform excitering bra. Dock finns undantag som vid 9 GHz i H-planet där ena sidlobsnivån är ungefär – 9 dB och vid 10 GHz i E-planet där sidlobsnivån är ungefär – 10 dB.

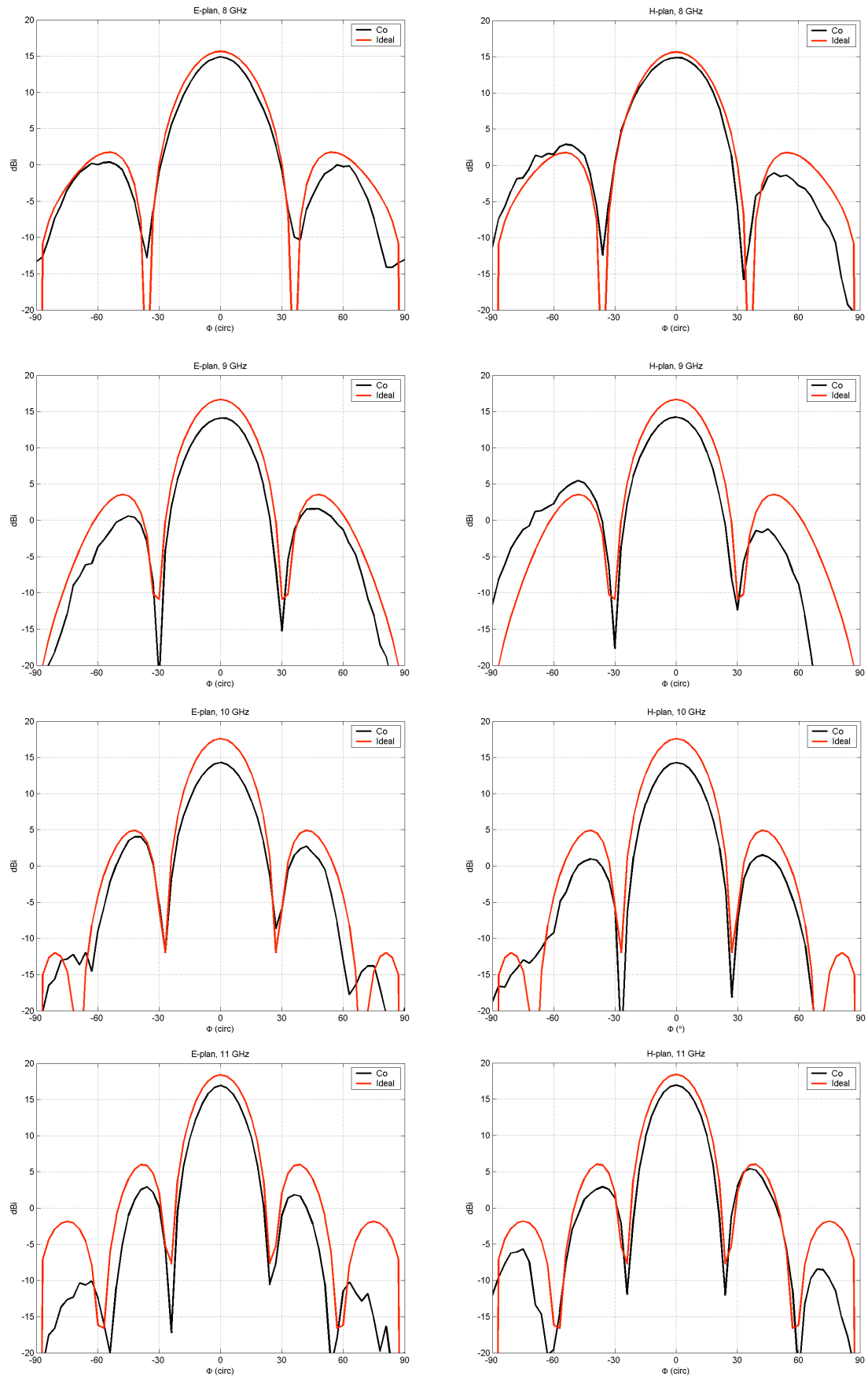
Figur 27 visar strålningsdiagrammet då arrayen har styrts ut till 60° i H-planet vid 8, 9, 10 och 11 GHz. Vid 8 och 9 GHz så är överensstämmelsen mellan strålningsdiagrammen av den beräknade baserat på uppmätta elementdiagram och det ideala strålningsdiagrammet bra. Avvikelsen är något större för frekvenserna 10 och 11 GHz.

Elementavståndet är 16 mm vilket medger en gallerlobsfri utstyrning till 90° upp till 9.4 GHz eller till 60° upp till 10 GHz. Dock, eftersom arrayen är liten vilket medför en bred lob, så går det redan vid 9 GHz att se uppkomsten av gallerlober. Vid 11 GHz är huvudloben lika hög som första gallerloben.

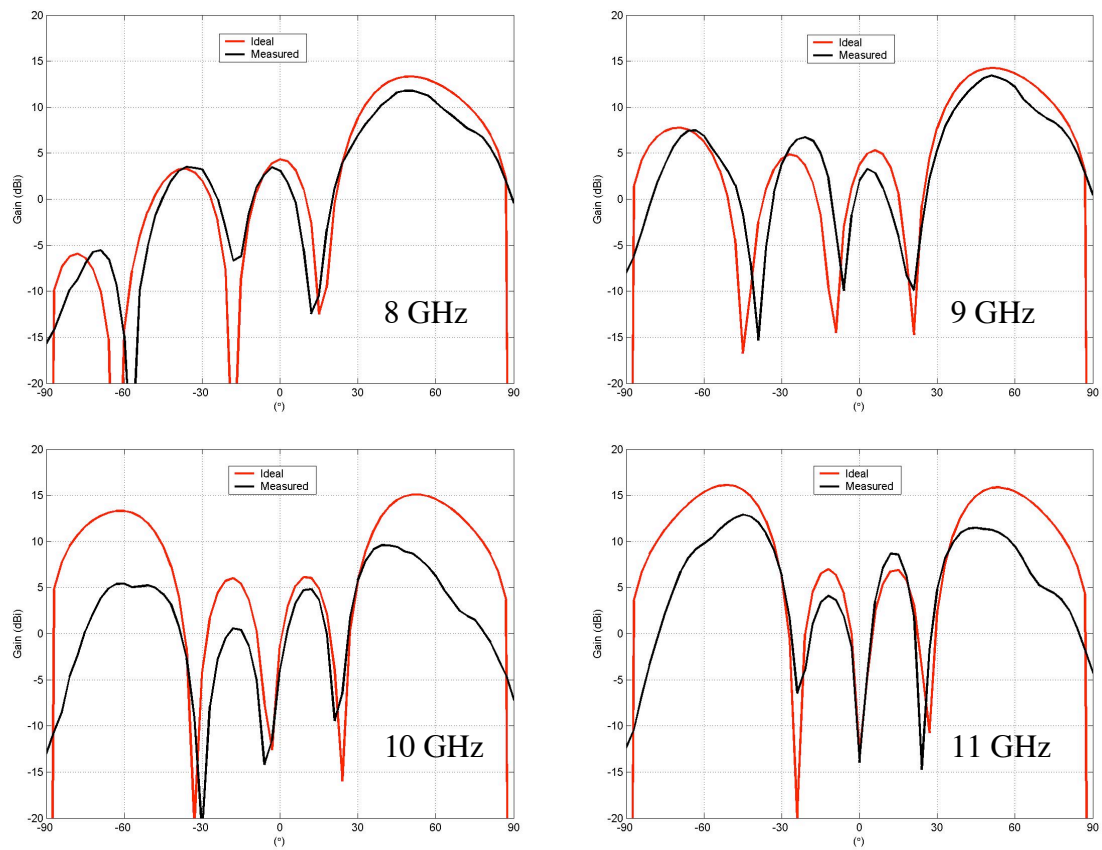
Kravet på elementavståndet, d , för en gallerlobsfri utstyrning ges av (E.3)

$$d < \frac{\lambda}{1 + |\sin\theta|} \quad (\text{E.3})$$

där θ är utstyrningsvinkeln och λ är våglängden.



Figur 26. Beräknade strålningsdiagram i E- och H-plan vid 8, 9, 10 och 11 GHz.



Figur 27. Utstyring av arrayen till 60° i H-planet vid olika frekvenser.

7 Sammanfattning och diskussion

Rapporten redovisar i huvudsak experimentellt arbete som genomförts i syfte att utvärdera den gruppantenn som har konstruerats i tile-teknik och tillverkats med mönsterkortsteknik.

Det är framför allt två saker som har utvärderats. Dels de viahål som förbinder olika lager i gruppantennen och dels antennelementen.

De vior som används för att förbinda antennerna med kretsarna har inte kunnat optimeras fritt. De har konstruerats med kravet att de skall passa till kontakter som finns kommersiellt tillgängliga och ha acceptabla prestanda. Detta har medfört att förlusterna för antennaperturen blivit något större än beräknat samt att den aktiva reflektionen till stor del bestäms av viorna. Denna är något sämre än då reflektionen endast bestäms av antennelementen.

Dock visar de viahål som uppmätts i testkretsar relativt god överensstämmelse med de 2.5 D beräkningar som gjorts. Uppmätta och beräknade prestanda på viahålerna visar att förlusterna kan göras tillräckligt små för att detta byggsätt och material skall vara intressant att använda vid dessa frekvenser.

Utvärderingen av antennelementen har behövt göras på två sätt. I ena fallet så har viorna som ansluter till kontakterna kalibrerats bort och i det andra fallet så har viorna inkluderats i mätningarna. I det senare fallet fås anpassningen gentemot de kretsar som monterats i demonstratorn. I det första fallet fås den (antennära) aktiva reflektion som skulle uppnås om viorna kunde göras optimala utan hänsyn till kontaktingen.

Utvärderingen av antennelementen visar att den beräknade relativa bandbredden för hörnelementen på omkring 40% uppnås (7.5 – 11.5 GHz). Bandbredden är mindre för de andra elementen. Större bandbredd kan troligen uppnås om så önskas. I [5] rapporteras en bandbredd på 100% för denna typ av antennelement.

En stor avvikelse jämfört med beräkningar är kopplingen i E-planet mellan antennelementen. Denna är betydligt större än beräknat vilket medför att den (antennära) aktiva reflektionen blir sämre än beräknat. Den antennära reflektionen går dock att förbättra genom att justera distanslagret mellan antennelementen. Dock ger detta ingen märkbar förbättring i den icke antennära reflektionen.

Sammanfattningsvis så kan man säga med tanke på att det är ett helt nytt oprövat byggsätt med väldigt hög komplexitet så är funktionaliteten i demonstratorn över förväntan. Eftersom det stora antal lager (10 metallager och 13 materiallager) som utgör gruppantennen medför stora beräkningskapaciteter så har endast enskilda funktionaliteter kunna beräknats separat. Dessa har sedan satts ihop till en fungerande enhet med endast något sämre prestanda än vad som är teoretiskt möjligt att åstadkomma.

8 Referenser

- [1] A. Gustafsson mfl, "Utvärdering av Mikrovågskretsar för Förenklade Radarmottagare", FOI-R--0997--SE
- [2] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas ", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 1245-1251, Sep. 1998.
- [3] D. M. Pozar and S. D. Targonski, "Improved Coupling for Aperture Coupled Microstrip Antennas ", *Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 1129-1131, June 1991.
- [4] A. Bhattacharyya, O. Fordham and Y. Liu, "Analysis of Stripline-Fed Slot-Coupled Patch Antennas with Vias for Parallel-Plate Mode Supression", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp 538-545, Apr. 1998.
- [5] K. Ghorbani and R. B. Waterhouse, "Ultrabroadband Printed Antenna ", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, pp. 1697-1705, Dec. 2002.
- [6] O. Lundén "Mätsystemet i Stora Mäthallen Dokumentation. Version 1.1", FOA-D--00-00508-408--SE
- [7] O. Lundén "Bedömning av Mätosäkerhet vid Mätning av Antenner i Stora Mäthallen", FOA-D--99-00426-504--SE

Appendix A. Mätfelsuppskattningar

I denna bilaga redovisas mätfelsuppskattningar som kan göras. Viahålen, mikrostripledningar samt kopplingsmätningar gjordes i en HP 8510 C nätverksanalysator (ANA). Kalibreringsmetoden som användes för dessa mätningar var en SOLT kalibrering. Då viorna bortkalibrerades användes en TRL kalibrering som placerade referensplanet 6 mm in på stripledningen.

De feluppskattningar som kan göras vid ANA mätningarna är följande. Vid SOLT kalibreringen är förlusten i övergången mellan coax-mikrostrip i mätfixturen inte inkluderad och denna uppskattas till 0.1 – 0.2 dB i frekvensområdet 2-16 GHz.

Eftersom det inte fanns plats att använda momentnyckel vid kopplingsmätningarna så fick kontakterna skruvas på med handkraft. Detta kan ha medfört ett fasfel. Det maximala fel som detta bedöms kan ha bidragit med är ett kvarts varv dvs. $\pm 1/8$ varv. Detta motsvarar ± 2.3 grader vid 10 GHz (Teflon fylld koaxialledning).

Vid antennmätningarna som gjordes i FOI:s ekofria rum [6] så gjordes en responskalibrering. Som belysningsantenn och normalantenn så användes cirkulära ryggvågledarhorn (Electromagnetic Science A6100 respektive General Instruments GI A6100 Rev. E med kalibreringsfil AntCal 18).

För att underlätta vid dessa mätningar användes 0.2 m semirigida UT 85 koaxialkablar och förlusterna för dessa ligger mellan 0.4 – 0.6 dB i frekvensintervallet 7-12 GHz. Dessa förluster skall adderas till elementgainet och arraygainet som en vinst på 0.4-0.6 dB.

Den expanderade mätosäkerheten beskriven i [7] är beräknad vid 10 GHz. Där följande data för antennelementet har använts för beräkningen. Anpassning = -5 dB och antennvinst = 2 dBi. Detta ger ett fel på ± 0.5 dB i elementgainet.

Appendix B. Aktiv reflektionsfaktor och elementgain

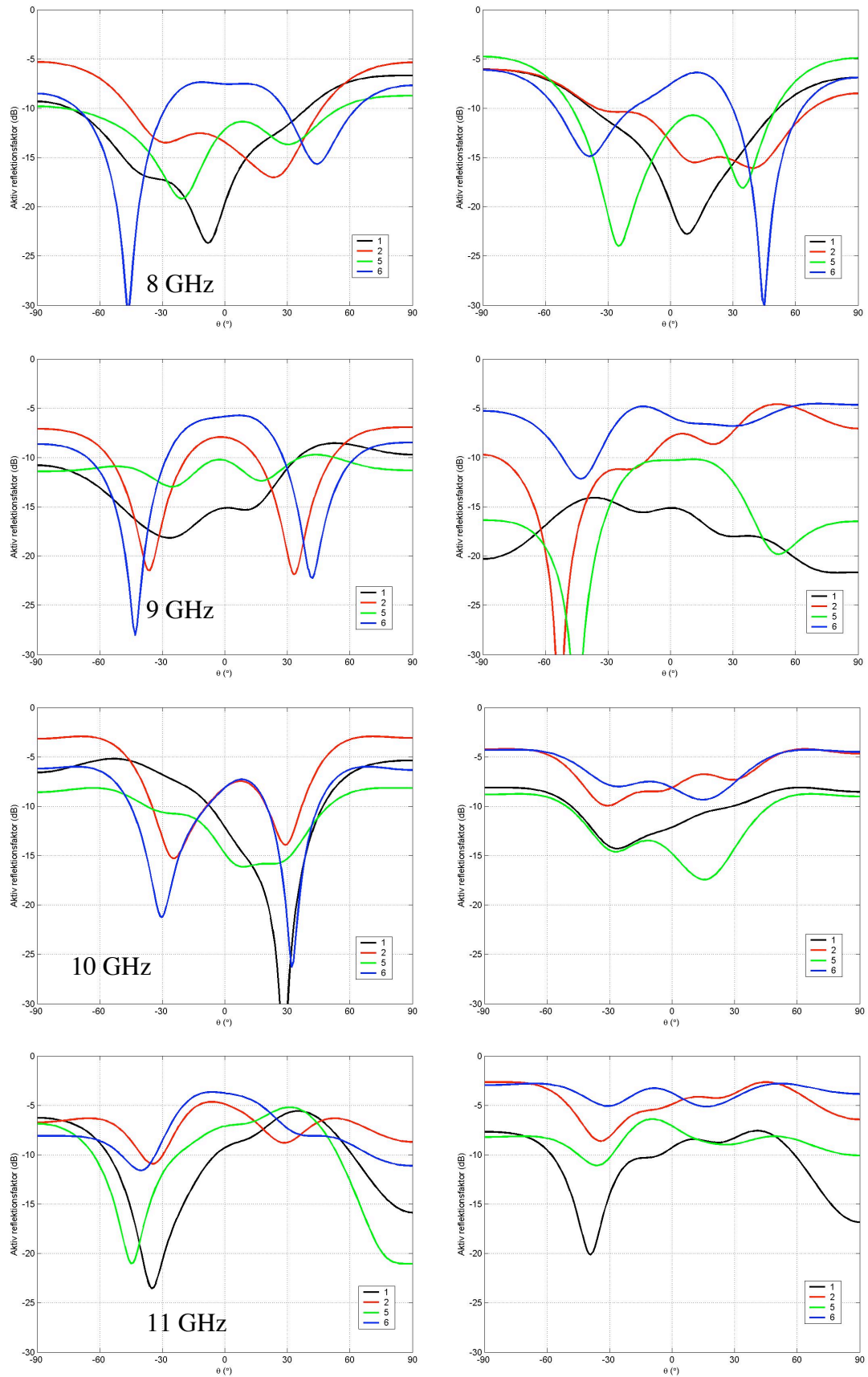
I denna bilaga redovisas de antennära aktiva reflektionsfaktorerna vid utstyrning av arrayen samt elementdiagram för element 12, 15, 16 och ett dummy hörnelement.

Då Rohacellagret minskades från 2.2 mm till 1.7 mm så blev den aktiva anpassning bättre vid utstyrning rakt fram. Framförallt så förbättrades anpassningen för de centrala elementen men även för elementen placerade parallellt med H-polarisationen (jmf figur 17 och 19). Figur 28 och 29 visar den aktiva reflektionen i E- och H-plan vid olika frekvenser. I figur 28 så är Rohacellagret 2.2 mm och i figur 29 så har lagret minskats till 1.7 mm.

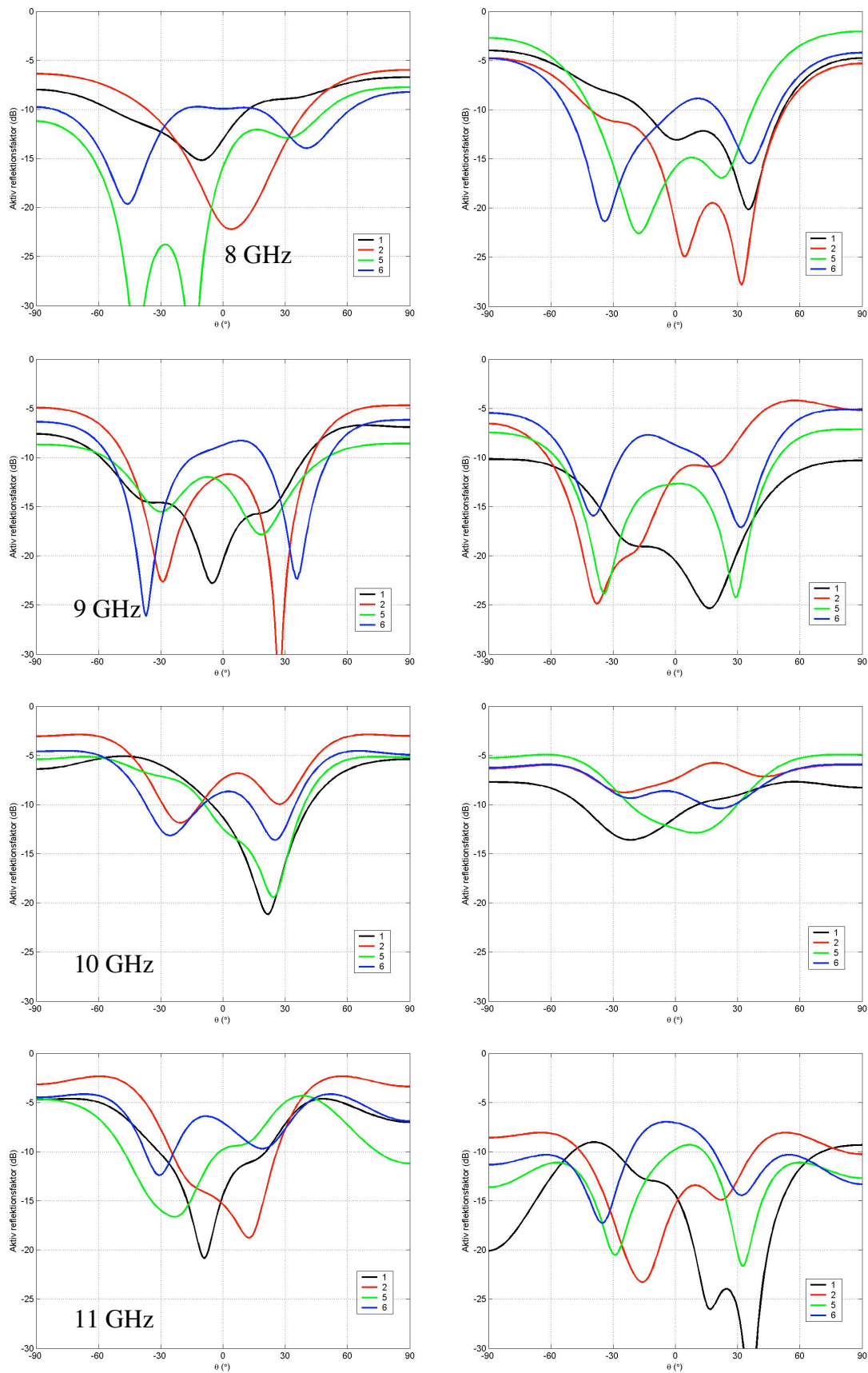
För stora utstyrningsvinklar är skillnaden marginell och i vissa fall har det skett en försämring av reflektionen. För mindre vinklar däremot så har det skett en påtaglig förbättring. Effekten av att minska Rohacellagret syns bäst vid 9 och 11 GHz.

Såsom i fallet för element 11 så verkar ripplet i elementdiagrammen även för de andra elementen vara något värre i E-planet, åtminstone vid låga frekvenser. Även här så smalnar loben av mer i E-planet än i H-planet för högre frekvenser.

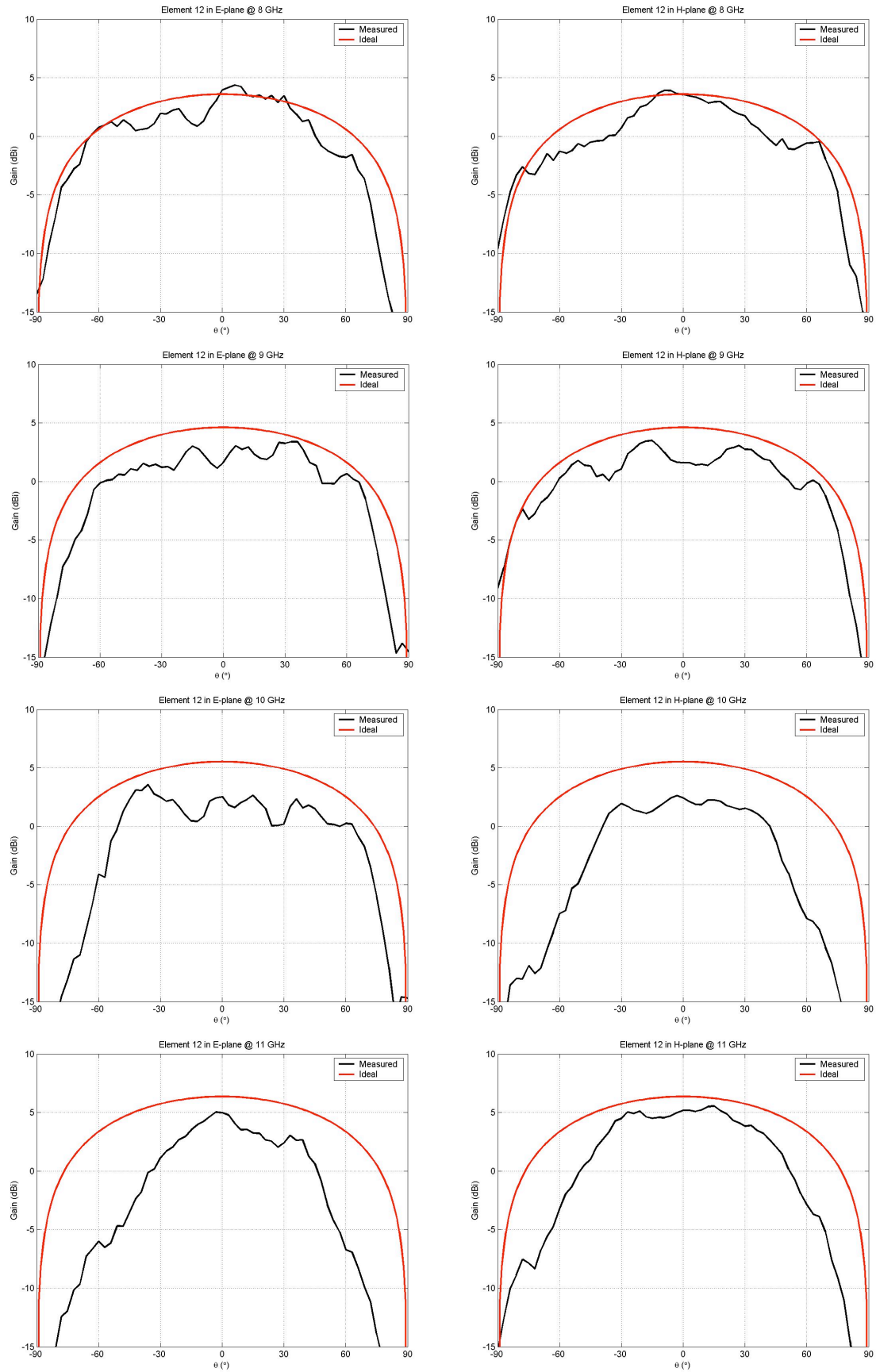
Dummyelementet uppvisar också samma karakteristik. Det är till och med ännu tydligare att ripplet vid låga frekvenser är större i E-planet än i H-planet. Även här syns också en avsmalning i loben i E-planet som är mer markant än för de andra elementen. Noterbart är också att korspolarisationen är lika hög som kopolarisationen vid de högre frekvenserna och stora vinklar i E-planet.



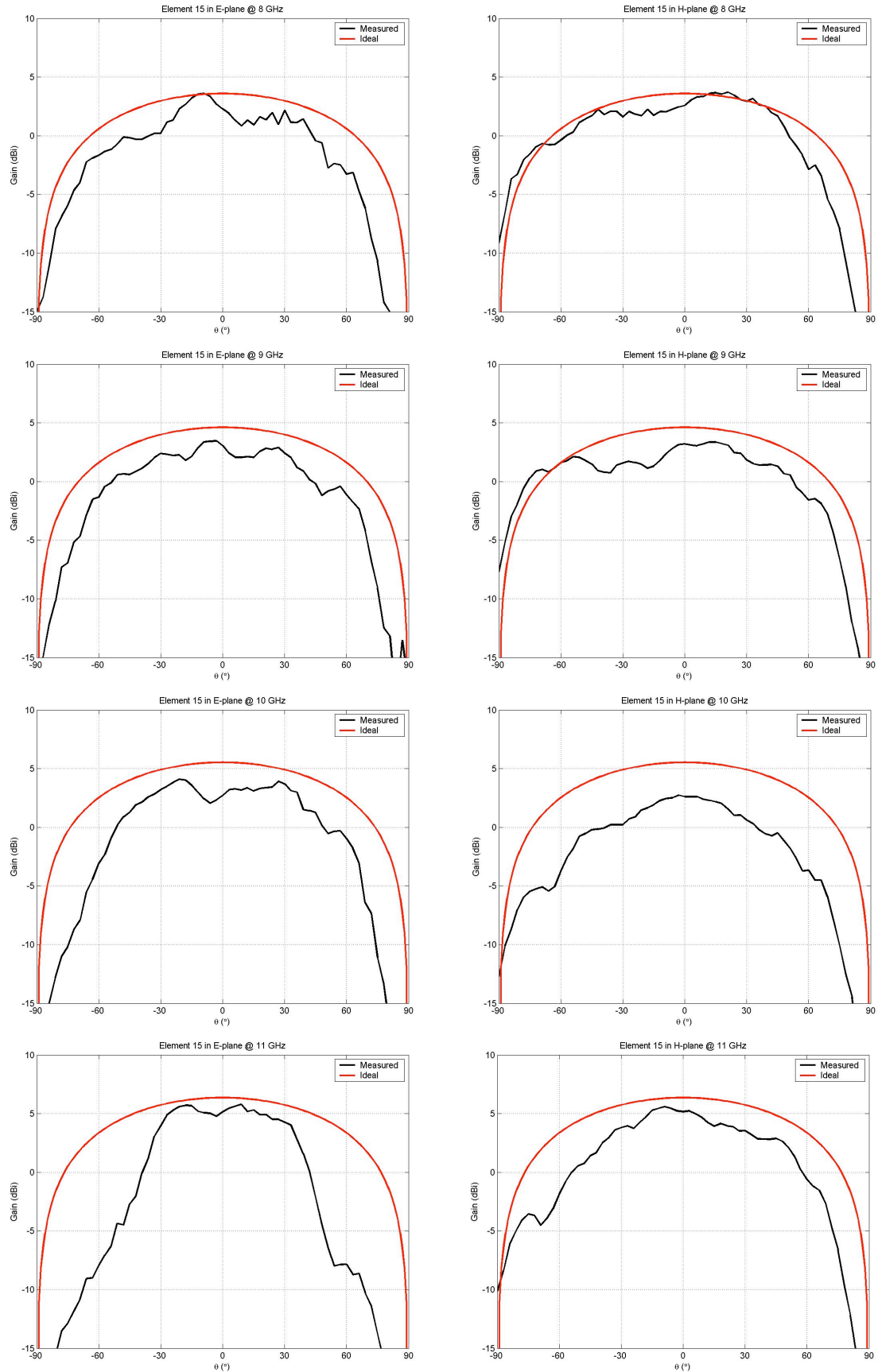
Figur 28. Aktiv reflektionsfaktor som funktion av utstrålingsvinkel i E- och H-plan vid olika frekvenser. Vänstra kolumnen är E-plan och den högra är H-plan.



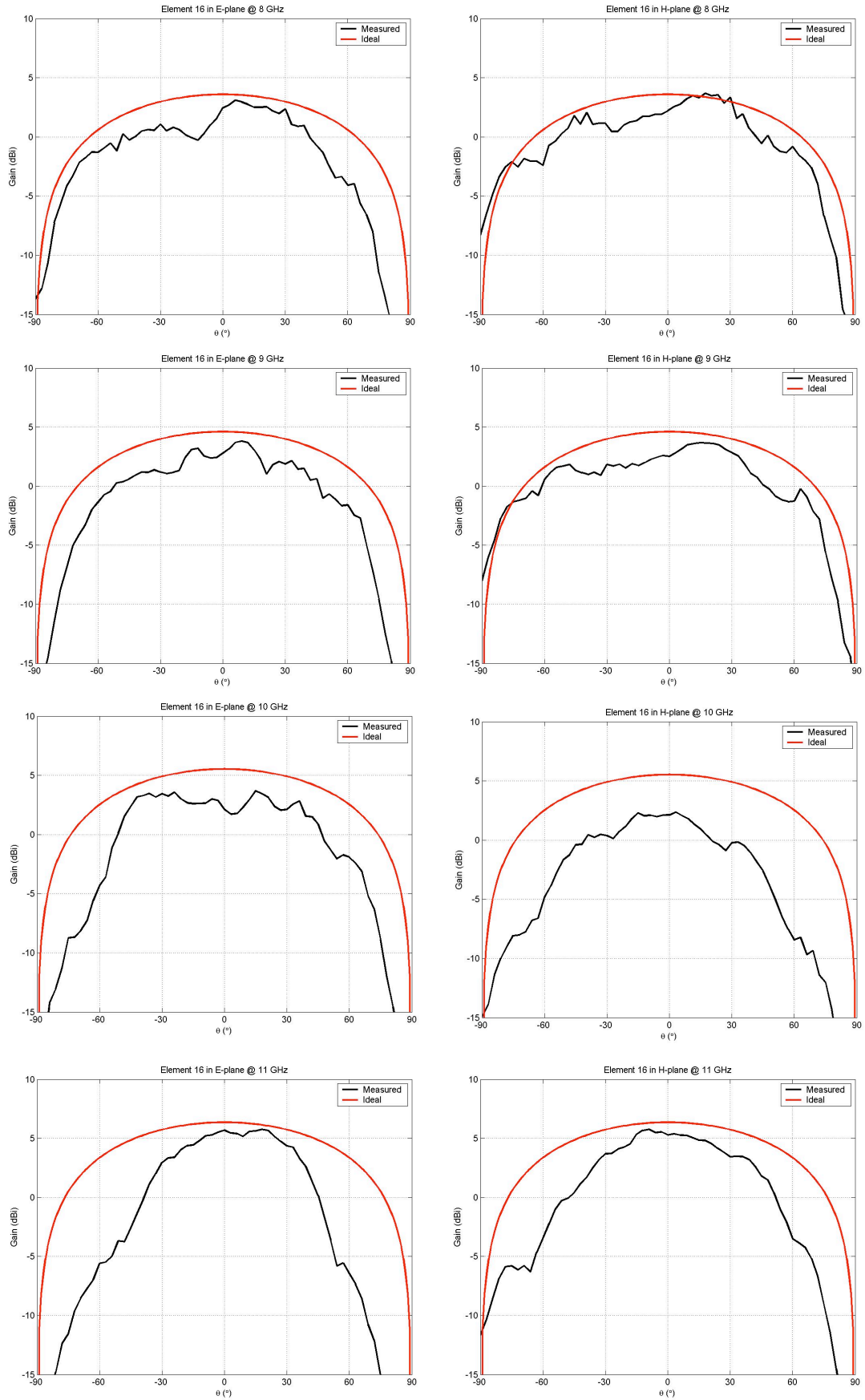
Figur 29. Aktiv reflektionsfaktor som funktion av utstyringsvinkel i E- och H-plan vid olika frekvenser då Rohacellagret har minskats till 1.7 mm. Vänstra kolumnen är E-plan och den högra är H-plan.



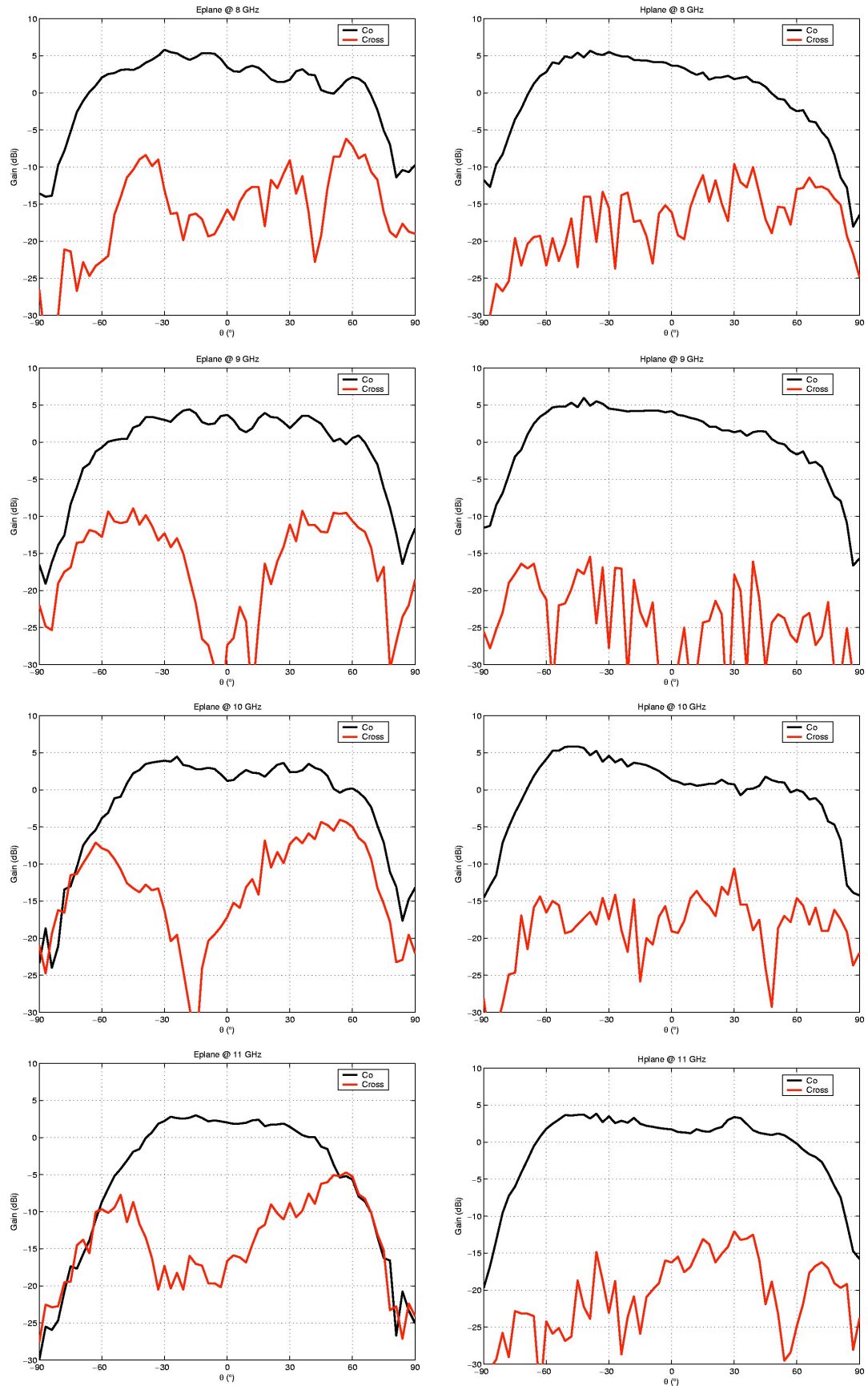
Figur 30. Uppmätta elementdiagram i E- och H-plan för element 12 vid olika frekvenser.



Figur 31. Uppmätta elementdiagram i E- och H-plan för element 12 vid olika frekvenser.



Figur 32. Uppmätta elementdiagram i E- och H-plan för element 16 vid olika frekvenser.



Figur 33. Uppmätta elementdiagram i E- och H-plan för hörn dummyelementet vid olika frekvenser.