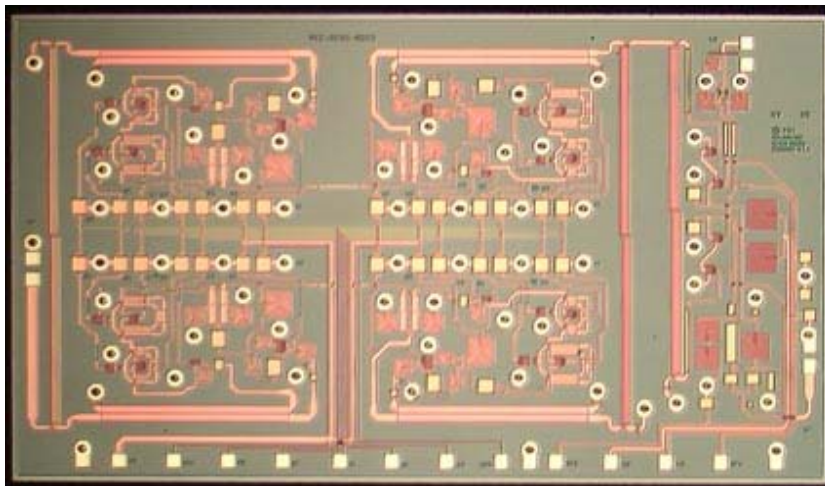


Andreas Gustafsson, Isabel Ferrer, Tony Nilsson,
Carl Samuelsson, Mattias Alfredson, Robert Malmqvist

Utvärdering av Mikrovågskretsar för Förenklade Radarmottagare



Sensorteknik

581 11 Linköping

TOTALFÖRSVARETS FORSKNINGSPINSTITUT

Avdelningen för Sensorteknik

Box 1165

581 11 Linköping

FOI-R--0997--SE

December 2003

ISSN 1650-1942

Teknisk rapport

Andreas Gustafsson, Isabel Ferrer, Tony Nilsson,
Carl Samuelsson, Mattias Alfredson, Robert Malmqvist

Utvärdering av Mikrovågskretsar för Förenklade Radarmottagare

Utgivare Totalförsvarets Forskningsinstitut - FOI Avdelningen för Sensorteknik Box 1165 581 11 Linköping	Rapportnummer, ISRN FOI-R--0997--SE	Klassificering Teknisk rapport
	Forskningsområde 4. Spaning och ledning	
	Månad, år December 2003	Projektnummer E3041
	Verksamhetsgren 5. Uppdragsfinansierad verksamhet	
	Delområde 42 Spaningssensorer	
Författare/redaktör Andreas Gustafsson Carl Samuelsson Isabel Ferrer Mattias Alfredson Tony Nilsson Robert Malmqvist	Projektledare Roland Erickson	
	Godkänd av	
	Uppdragsgivare/kundbeteckning Försvarsmakten	
	Tekniskt och/eller vetenskapligt ansvarig Andreas Gustafsson	
Rapportens titel Utvärdering av Mikrovågskretsar för Förenklade Radarmottagare		
Sammanfattning (högst 200 ord) <p>Under de senaste åren har det på FOI bedrivits forskning inriktad mot metoder för att förenkla dagens radarmottagare. En målsättning har varit att reducera antalet nedblandningssteg i mottagarna för frekvenshoppande radarer och därigenom reducera mottagarnas storlek, komplexitet och kostnad. En mottagare baserad på endast ett nedblandningssteg ställer kravet på mottagarens spegelfrekvensundertryckande filter att det är momentant smalbandigt samtidigt som det kan förflytta sig över hela den önskade radarbandbredden. Detta förutsätter ett styrbart filter. För att uppnå en tillräckligt hög undertryckning av oönskade störsignaler kan ett sådant filter kombineras med en <i>spegelfrekvensundertryckande blandare</i>.</p> <p>Den här rapporten behandlar bakgrunden för arbetet med förenklade mottagare. Exempel på framtagna lösningar presenteras. I kapitlet diskussion behandlas möjligheterna för våra idéer och ett förslag presenteras på hur en radarmottagare, baserad på en integrerad krets, lämpligen ska designas. Slutligen listas publikationer från FOI inom området.</p>		
Nyckelord styrbara aktiva rekursiva filter spegelfrekvensundertryckande blandare förenklad radarmottagare mottagararkitektur MMIC nedblandningssteg frekvenshoppande		
Övriga bibliografiska uppgifter	Språk Svenska	
ISSN 1650-1942	Antal sidor: 33 s.	
Distribution enligt missiv	Pris: Enligt prislista	

Issuing organization FOI – Swedish Defence Research Agency Sensor Technology SE-581 11 Linköping	Report number, ISRN FOI-R--0997--SE	Report type Technical report
	Programme Areas 4. C4ISR	
	Month year December 2003	Project no. E3041
	General Research Areas 5. Commissioned Research	
	Subcategories 42 Surveillance Sensors	
Author/s (editor/s) Andreas Gustafsson Isabel Ferrer Tony Nilsson	Carl Samuelsson Mattias Alfredson Robert Malmqvist	Project manager Roland Erickson
	Approved by	
	Sponsoring agency Swedish Armed Forces	
	Scientifically and technically responsible Andreas Gustafsson	
Report title (In translation) Evaluation of Microwave Circuits for Radar Receivers with Reduced Complexity		
Abstract (not more than 200 words) <p>Research focused on methods to reduce radar receiver complexity and size has been going on at FOI. The main goal has been to reduce the number of down-converting stages in frequency hopping radar receivers with a large bandwidth and thereby reduce the receiver complexity and size. A receiver based on only one down-converting stage set the demands on the image rejection filter to be narrow band, but also agile over the whole radar bandwidth. The filter must therefore be tunable. To get sufficiently high image rejection a tunable filter could be combined with a image rejection mixer.</p> <p>This report describes the background of the research focused on methods to reduce radar receiver complexity and size. Examples of manufactured circuits are presented. In the discussion chapter the possibilities for our ideas are treated and we proposed a one –chip radar receiver chip solution. The report is concluded with a list of publications by FOI in the field.</p>		
Keywords tunable active recursive filter image rejection mixer MMIC down-converting stage reduced complexity radar receiver agile		
Further bibliographic information	Language Swedish	
ISSN 1650-1942	Pages 33 p.	
Price acc. to pricelist		

1.	Inledning	- 7 -
2.	Rekursiva filter	- 8 -
3.	Spegelfrekvensundertryckande blandare	- 9 -
4.	Experimentell utvärdering	- 10 -
4.1	Begrepp	- 10 -
4.2	Högintegrerad mottagarmodul	- 10 -
4.3	Filter version 2	- 17 -
4.4	Blandare version 4 och 5	- 20 -
4.5	Mottagare version 2	- 23 -
5.	Diskussion	- 25 -
6.	Förteckning över publikationer	- 26 -
7.	Referenser	- 29 -

Bilaga -Mätmetodik

Mätning av småsignalsprestanda

Mätning av brusfaktor

Mätning av linjäritet

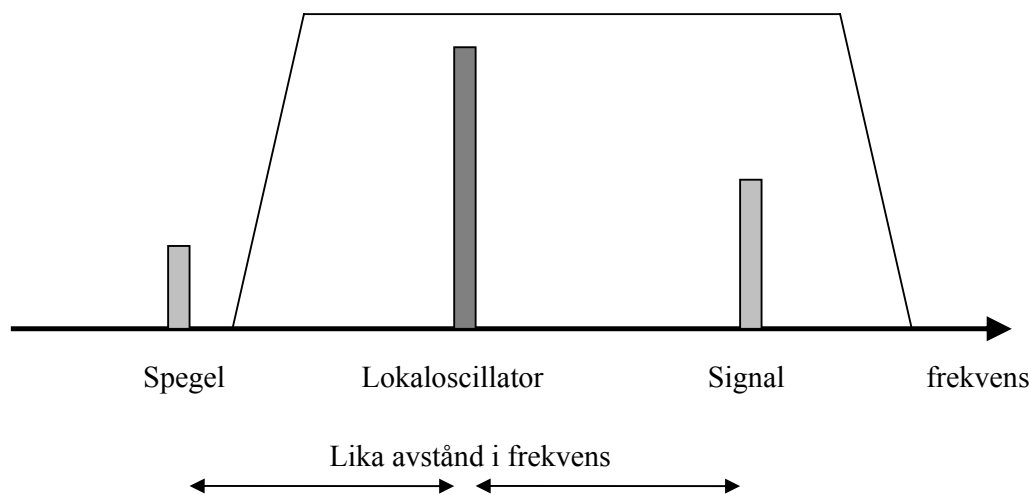
Mätosäkerhet

1. Inledning

Under de senaste åren har det på FOI bedrivits forskning inriktad mot metoder för att förenkla dagens radarmottagare. En målsättning har varit att reducera antalet nedblandningssteg i mottagarna för frekvenshoppande radarer med stor radarbandbredd för att därigenom kunna reducera mottagarnas storlek, komplexitet och kostnad. Den här rapporten behandlar bakgrunden för arbetet med förenklade mottagare. Exempel på framtagna lösningar presenteras. I kapitlet diskussion behandlas möjligheterna för våra idéer och ett förslag presenteras på hur en radarmottagare, baserad på en integrerad krets, lämpligen kan designas för att uppnå tillräckligt bra prestanda. Slutligen listas publikationer från FOI inom området.

En mottagare baserad på endast ett nedblandningssteg ställer kravet på det spegelfrekvensundertryckande filtret att det ska vara momentant smalbandigt samtidigt som det ska kunna förflytta sig över hela den önskade radarbandbredden. För att uppfylla detta krävs ett styrbart filter [1].

Spegelfrekvensen är den frekvens som i frekvensdomänen befinner sig på lika avstånd från lokaloscillatorns frekvens som signalfrekvensen, fast på motsatt sida om lokaloscillatorn, se figur 1, och blandas därmed ned till samma frekvens som signalen. Signalen blir därför störkänslig för oönskad effekt på spegelfrekvensen. Motmedlet mot detta är att filtrera bort spegelfrekvensen så mycket som möjligt. En rimlig nivå på filtreringen är att spegelfrekvensen reduceras i samma storleksordning som systemets dynamik (50-60 dB).



Figur 1: Signal- respektive spegelfrekvens.

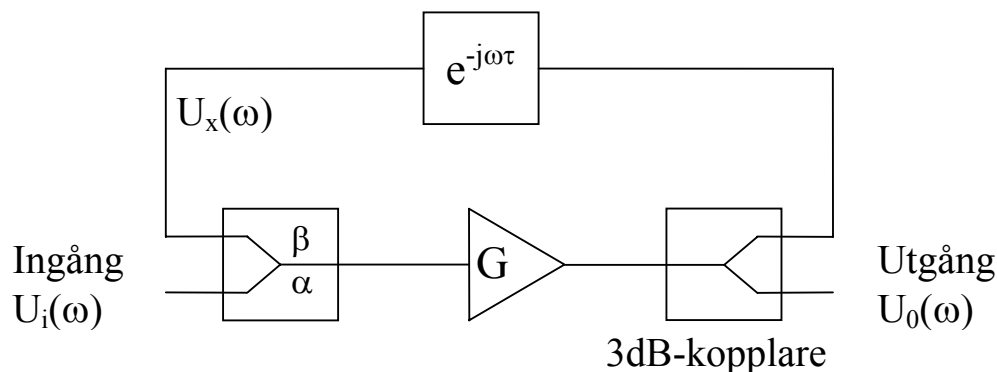
För att uppnå en hög spegelfrekvensundertryckning kan ett styrbart filter med fördel kombineras med en spegelfrekvensundertryckande blandare [2].

Det finns flera typer av aktiva filter, exempelvis aktiva induktansfilter, negativ resistansfilter, rekursiva filter, LC-resonansfilter m.fl. Arbetet på FOI har varit inriktat mot aktiva, rekursiva, styrbara filter som är implementerade som MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuit). En mer detaljerad beskrivning av dessa filter ges i kapitlet rekursiva filter. Även spegelfrekvensundertryckande blandare har implementerats som MMICs och beskrivs i mer detalj i kapitlet spegelfrekvensundertryckande blandare.

Kombinationen av ett rekursivt, styrbart filter och en spegelfrekvensundertryckande blandare ger potentiellt en hög undertryckning av spegelfrekvensen det vill säga frekvensen för lokaloscillatorn kan väljas nära signalens frekvens (och därmed uppnå en låg blandningsfrekvens (IF) och antalet nedblandningssteg kan reduceras) utan att spegelfrekvensundertryckningen blir för låg.

2. Rekursiva filter

Ett aktivt, styrbart, rekursivt filter av första ordningen beskrivs i figur 2. Det består av två effektdelare, en förstärkare och ett fördröjningselement [3]. Funktionen för filtret är enligt följande: då den elektriska väglängden i slingan enligt figur 2 är en multipel av 360 grader återkopplas signalen i slingan i fas med den inkommande signalen. Ett maximum i överföringsfunktionen (centerfrekvensen) för filtret uppnås vid de frekvenser som uppfyller detta. Om fördröjningen i fördröjningselementet kan varieras har man åstadkommit ett styrbart filter.



Figur 2: Schematisk bild av topologin för det styrbara filtret

I figur 2 motsvarar G förstärkarens förstärkning och τ tidsfördröjningen för fördröjningselementet. En ideal effektdelare har kopplingsfaktorerna α och β , där $|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1$, vilket medför att en 3dB-kopplare (delar uteffekten lika) har kopplingsfaktor α och β lika med $1/\sqrt{2}$. Filtrets överföringsfunktion, $H(\omega)$ blir därmed:

$$H(\omega) = \frac{U_o(\omega)}{U_i(\omega)} = \frac{\sqrt{1-|\beta|^2}}{\frac{\sqrt{2}}{G} - \beta e^{-j\omega\tau}} \quad (1)$$

För att uppnå en stabil lösning krävs det att nämnaren i ekvation (1) är större än noll, det vill säga att $G < \sqrt{2}/\beta$. Kopplingsfaktorn β samt förstärkningen G avgör filtrets maximala undertryckning, ΔH , som ges av ekvation (2):

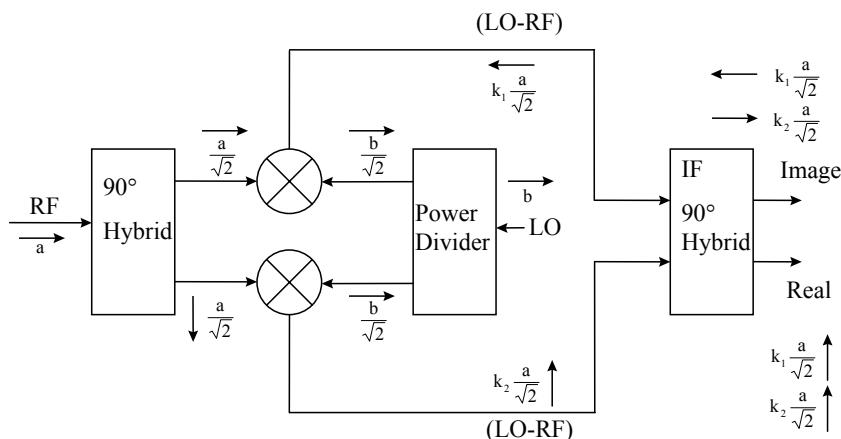
$$\Delta H = \frac{|H|_{\max}}{|H|_{\min}} = \frac{|\sqrt{2} + \beta G|}{|\sqrt{2} - \beta G|} \quad (2)$$

Då β minskas uppnås en lägre brusfaktor för filtret. Undertryckningen i filtret minskas dock samtidigt, vilket kan kompenseras med en högre förstärkning. Filterförstärkningen blir dock därmed högre.

En jämn filterförstärkning över den styrbara bandbredd uppnås då förstärkningen G samt effektdelarnas kopplingsfaktorer α och β är konstanta över bandet samt fördröjningselementet har lika förluster över bandet, se ekvation (1).

3. Spegelfrekvensundertryckande blandare

En spegelfrekvensundertryckande blandare är av typen dubbelbalanserad blandare och har två huvudsakliga funktioner, dels att ändra frekvensen hos den inkommande signalen och dels att undertrycka blandningen från spegelfrekvensen, se figur 1. En schematisk beskrivning av en spegelfrekvensundertryckande blandare presenteras i figur 3 [4].



Figur 3. Schematisk beskrivning av en spegelfrekvensundertryckande blandare.

Blandaren består av två parallella blandarenheter som är 90 grader ur fas. Fasskillnaden uppkommer genom att den inkommande signalen tas emot av en 90 gradershybrid som delar upp signalen i två lika stora delar samt fasvrider signalerna så att fasskillnaden mellan dem blir 90 grader. Efter blandningen adderas signalerna i en 90 gradershybrid med ytterligare 90 graders fasskillnad. Resultatet blir att den önskade signalen adderas i fas och den oönskade (spegeln) adderas ur fas. Idealt sett fås ingen blandning från spegelfrekvensen. Undertryckningen av spegeln beror av hur väl amplitud och fas kan balanseras i blandaren. Obalans i amplitud respektive fas på ett par dB respektive tiotals grader i fas resulterar i en spegelfrekvensundertryckning större än 20 dB.

4. Experimentell utvärdering

Kapitlet presenterar designmetodik och mätresultat från kretsar av typerna styrbara filter, spegelfrekvensundertryckande blandare samt mottagare (styrbart filter kombinerat med spegelfrekvensundertryckande blandare) som vi tagit fram. Alla kretsarna är processade av MMIC-foundryt OMMIC i Frankrike i deras ED02AH-process, en $0.2\mu\text{m}$ P-HEMT GaAs-process, där P-HEMT står för Pseudomorfc High Electron Mobility Transistors (gaten finns i en speciell kanal vilket gör att bruset blir extra litet) och $0.2\mu\text{m}$ står för transistorernas gatelängd. Den senaste processningen gjordes i samarbete med våra Holländska samarbetspartners, TNO-FEL, vilket gjorde det möjligt att processa en hel 3 tums-wafer.

Kapitlet inleds med förklaring av viktiga begrepp, därefter följer designmetodik och mätresultat för ett mottagarchip som används i gruppantennndemonstratorn som tas fram inom projektet. Vidare presenteras resultat från vår senaste version av styrbart filter och därefter de senaste spegelfrekvensundertryckande blandarna. Slutligen tittar vi på mätresultat då den senaste versionen av styrbart filter kombineras med den senaste varianten av spegelfrekvensundertryckande blandare.

4.1 Begrepp

Brusfaktorn, NF, är ett mått på hur stor försämring i signalbrusförhållande en viss komponent orsakar.

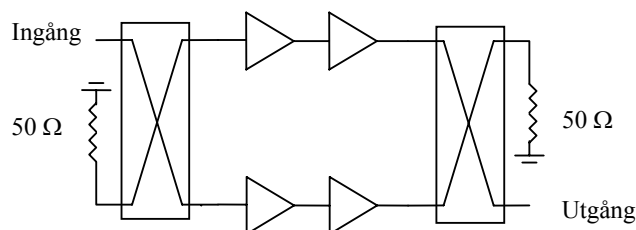
Tredje ordningens interceptpunkt, IP3, är ett mått på hur stora intermodulationsprodukter som komponenten ger upphov till.

Bias avser matningsspänningar till transistorerna i kretsarna.

4.2 Högintegrerad mottagarmodul

Syftet med MMIC-chipet är att det ska användas som mottagarmodul i antennndemonstratorn som tas fram. Mottagarmodulen består av ett MMIC-chip med dimensionerna $6 \times 3.4 \text{ mm}^2$. Modulen består av ett styrbart, rekursivt, balanserat filter av andra ordningen, se figur 4, kombinerat med en spegelfrekvensundertryckande blandare. Mottagarmodulen förstärker, filtrerar och blandar ned den inkomna signalen. Filtrets och därmed modulens centerfrekvens är styrbar mellan 8,03 och 9,70 GHz. De 12 st matningsspänningarna (biaseringarna) av modulen är anpassade för att passa ihop med ledningarna på en gruppantennmodul med 16 antennelement som även utvecklas inom FOIs AMALIA-projekt.

Filterdelen har 2 gatebiaseringar, en drainbias samt 5 st biaseringar för styrning av filtrets centerfrekvens. Blandardelen styrs av en drainbias, en bias för styrning av LO-effekt samt två gatebiaseringar för balansering av de två parallella blandarkedjorna (se figur 3).



Figur 4: Schematisk beskrivning av topologin för filtret i mottagarmodulen.

Kretskonstruktionen är en vidareutveckling av en tidigare framtagen mottagarmodul [5] som anpassats till antennenmodulen i demonstratorn. Till största delen består modifieringarna av reducering av antalet biasledningarna och modifiering av avstånden mellan dem. För att åstadkomma reduceringen har filterdelen i modulen speglats i horisontalplanet jämfört med [5], vilket innebär att de fyra filtercellerna kommer närmare varandra och därmed kan biasledningarna reduceras från 28 st till 8 st.

Filtrets balanserade topologi, se figur 4, ger en bra anpassning på filtrets in och utgång eftersom de missanpassningar som uppstår fasvrids 90 grader i Langekopplarna på in och utgången och möter därmed den inkommande signalen 180 grader ur fas vilket innebär att missanpassningen idealt sett elimineras. Designen för de två kaskaderade rekursiva filtren är inte helt identiska utan dess effektdelare/kombinerare skiljer sig åt.

Effektkombineraren i den första filtercellen är en distribuerad 10dB-kopplare, där den låga dämpningen (mindre än 1 dB) finns mellan ingången till den första filtercellen och dess förstärkare och den höga dämpningen mellan återkopplingsslingan och förstärkaren. På detta vis blir brusfaktorn för filtret låg eftersom dämpningen före förstärkaren är liten. På utgången finns en 3dB-kopplare. I den andra filtercellen placeras emellertid en 10dB-kopplare på filtrets utgång, detta för att minimera förlusterna efter förstärkaren och därmed erhålla en hög uteffekt för filtret. På dess ingång är en 3dB-kopplare placerad. De förluster som uppkommer i denna effektdelare påverkar inte hela filtrets brusfaktor nämnvärt eftersom den förlusten finns efter den första filtercellen, se Friis formel [6].

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3)$$

där F står för brusfaktor och G står för förstärkning. Index 1 härrör till data för den första komponenten i filtret och index n för data för den sista komponenten. Från formeln ser man att en hög förstärkning tidigt i komponentkedjan samt låga förluster före förstärkning ger en låg total brusfaktor.

Ekvation 4 ger värdet på IP3 (se tidigare i avsnittet) för en komponentkedja [6].

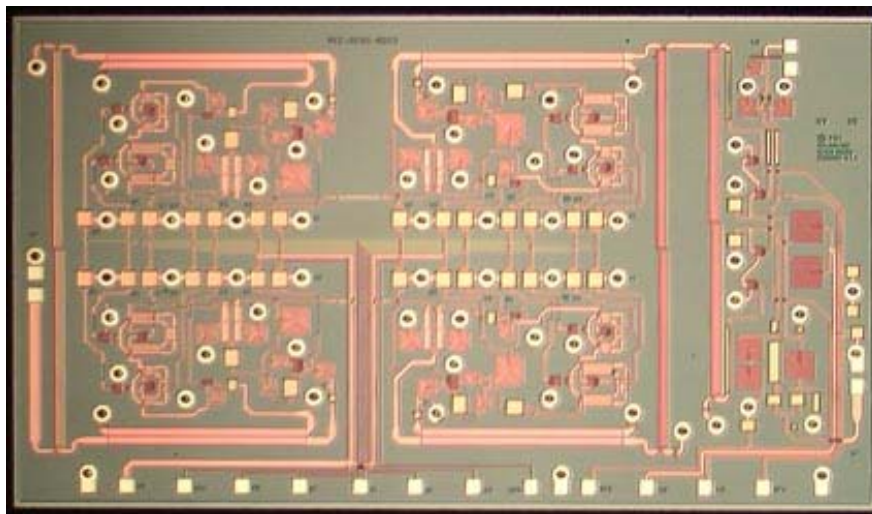
$$IP3 = \frac{G}{\frac{G_1}{IP3_1} + \frac{G_1 G_2}{IP3_2} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_n}{IP3_n}} \quad (4)$$

där G är förstärkning. Index 1 härrör till data för den första komponenten i filtret och index n för data för den sista komponenten. Från formeln ser man att en hög IP3 för den sista komponenten i kedjan har störst betydelse för en hög total IP3.

Förstärkningen hos filtret ges av dess överföringsfunktion enligt det tidigare kapitlet rekursiva filter och beror av dess slingförstärkning.

IP3, brusfaktor och förstärkning hos blandaren ges till största delen av förlusterna i dess hybrider, storleken av transistorerna och balansen mellan de två parallella blandarenheterna, se figur 3. IP3 förbättras av stora transistorer medan situationen är mer komplex för brusfaktorn, som ges av en kombination av förlusterna i blandaren och transistorernas bidrag till bruset. Eftersom filtret i mottagarmodulen har en hög förstärkning bidrar filtret till stor del till modulens brusfaktor. Blandaren har en stor betydelse för IP3 för mottagaren eftersom den hanterar en högre signaleffekt på ingången än filtret, se ekvation 4.

Ett exemplar av mottagarmodulen som utvecklats och processats visas i figur 5.

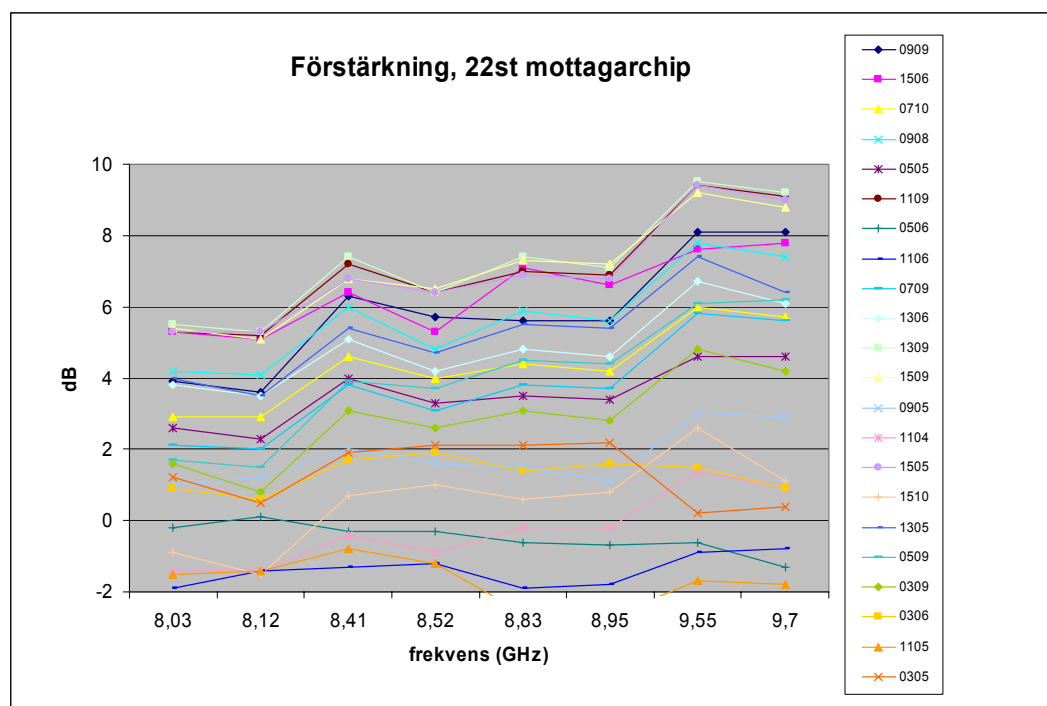


Figur 5: Fotografi av en av de högintegrerade mottagarmodulerna.

Mätresultat från 22 st av totalt 36 st levererade kompletta exemplar av mottagarmodulen visas i figur 6. Tabell 1 sammanfattar förstärkningen för de 30 st chip som ansågs tillräckligt bra DC-mässigt sett för att mätas upp.

Konversionsvinst > 0 dB	0 dB > Konversionsvinst < -5 dB	-5 dB > Konversionsvinst < -15 dB
17 st	6st	7st

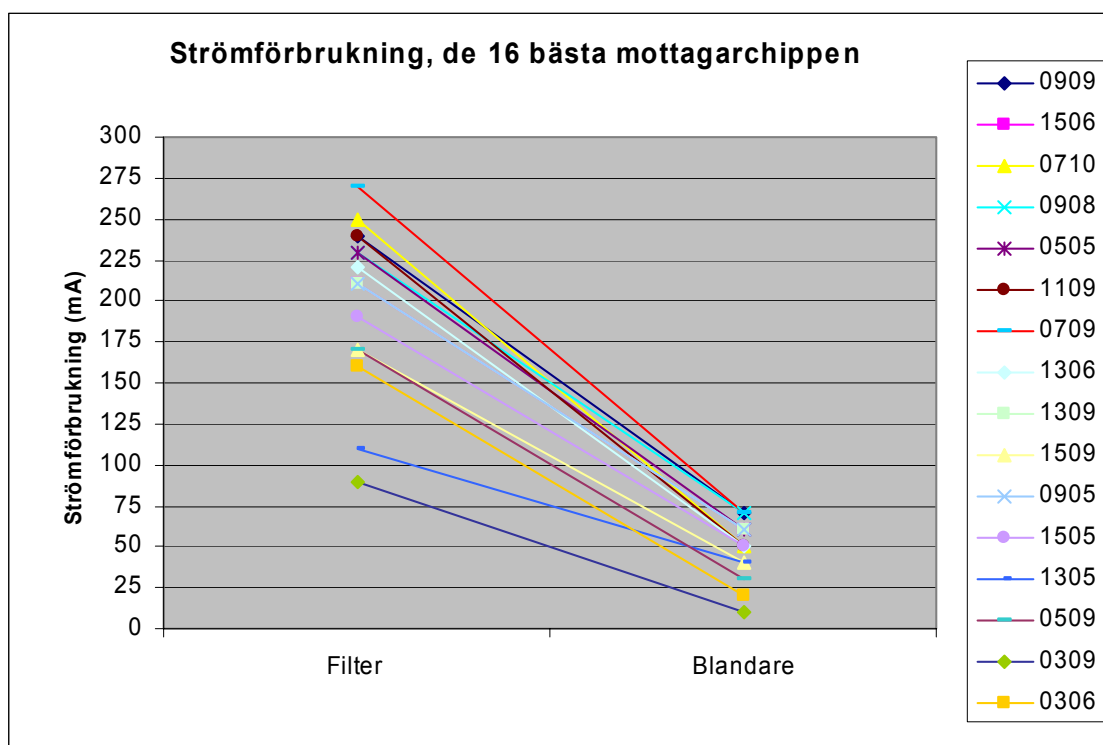
Tabell 1: Sammanfattning av mätresultat över mottagarmodulernas förstärkning.



Figur 6: Mätningar på 22st exemplar av mottagarmodulen.

Förstärkningen varierar relativt kraftigt mellan olika exemplar av modulerna. Variationen mellan de 16 modulerna med den högsta förstärkningen uppgår till cirka 6 dB. Även strömförbrukningen varierar, se

figur 7. Variationerna beror troligen på processvariationer vid tillverkningen av modulerna, dvs. olikheter i metalltjocklek och dopningsgrad eller liknande under processfaktorer. Våra samarbetspartners på TNO-FEL i Holland har mätt upp liknande variationer för sina kretsar, vilket stödjer antagandet att variationen i förstärkning och strömförbrukning beror på processvariationer. Variationerna är dock av en sådan grad att de inte förväntas innebära en kritisk försämring av demonstratorns egenskaper.

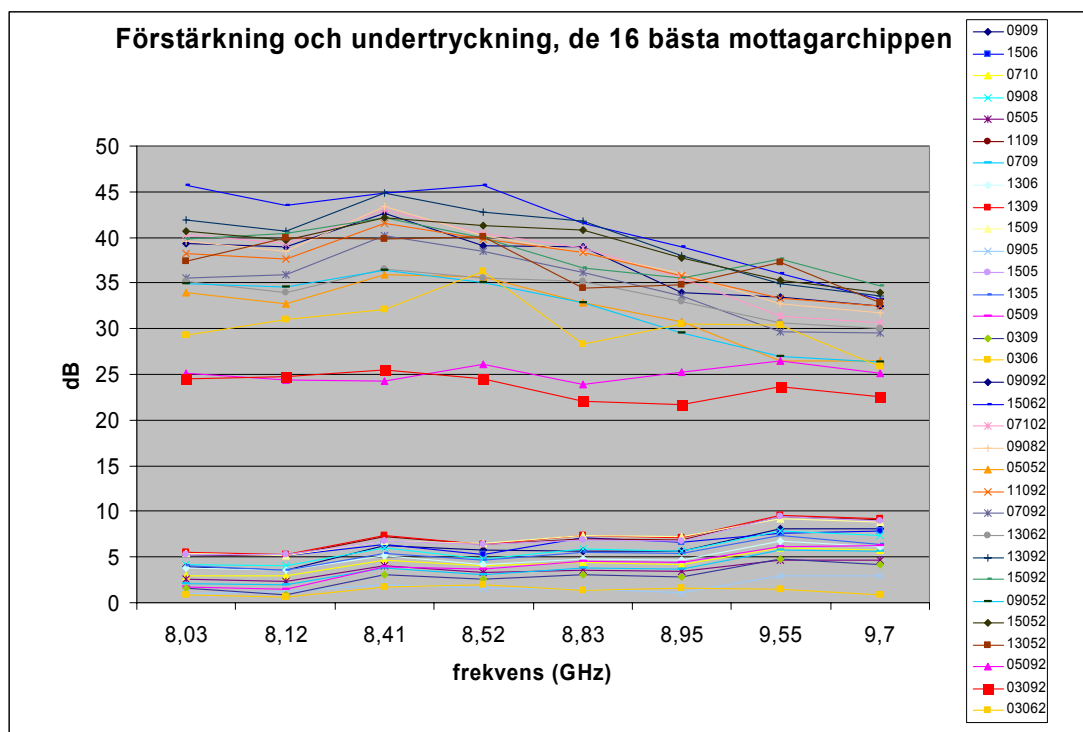


Figur 7: Strömförbrukningen för de 16 mottagarmodulerna som ska användas till demonstratorn.

De 16 st bäst lämpade (de mest lika) mottagarmodulerna valdes ut för demonstratorantennen och förstärkning respektive spegelfrekvensundertryckning för dem mättes vid modulens åtta olika centerfrekvenserna och presenteras i figur 8. Biaseringen vid mätningarna visas i tabell 2. Vid samtliga mätningar var LO-effekten till blandaren +8 dBm. Ineffekten till filtret var runt -30 dBm.

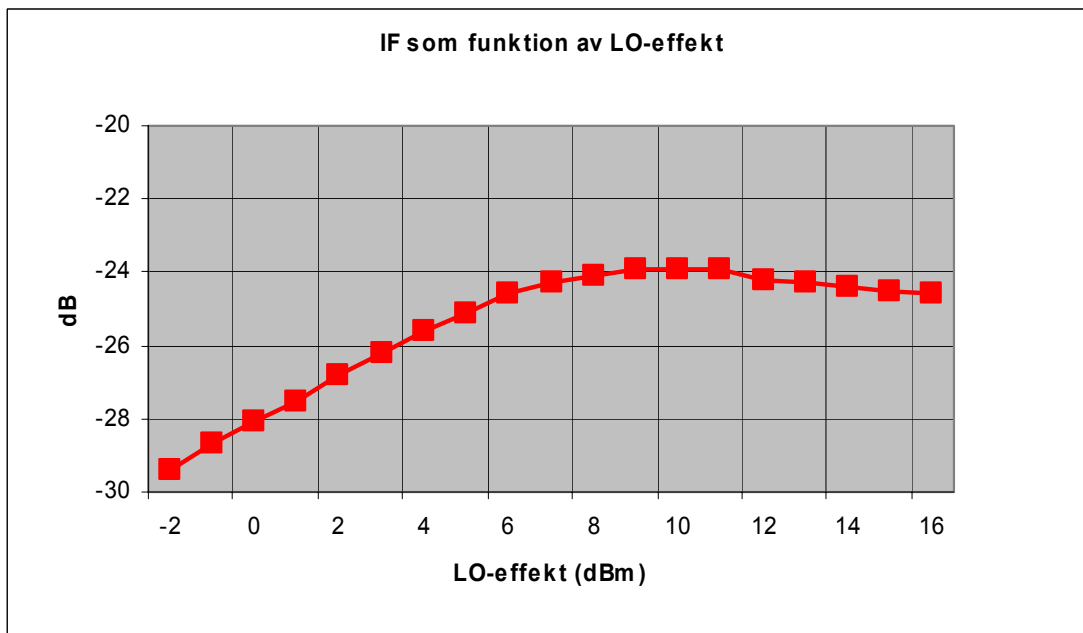
Frekvens (GHz)	Filter drain (V)	Blandare drain (V)	Time shifter (V)	Filter gate (V)	Blandare gate 1 (V)	Blandare gate 2 (V)
8,03	3	5	-4,5/-4,5/-4,5	-0,30	-0,35	-0,12
8,12	3	5	-4,5/-4,5/0	-0,30	-0,36	-0,21
8,41	3	5	-4,5/0/-4,5	-0,30	-0,35	-0,23
8,52	3	5	-4,5/0/0	-0,30	-0,30	-0,18
8,83	3	5	0/-4,5/-4,5	-0,30	-0,33	-0,06
8,95	3	5	0/-4,5/0	-0,30	-0,30	-0,05
9,55	3	5	0/0/-4,5	-0,30	-0,33	-0,10
9,70	3	5	0/0/0	-0,30	-0,35	-0,10

Tabell 2: Biasering av modulerna vid respektive centerfrekvens.



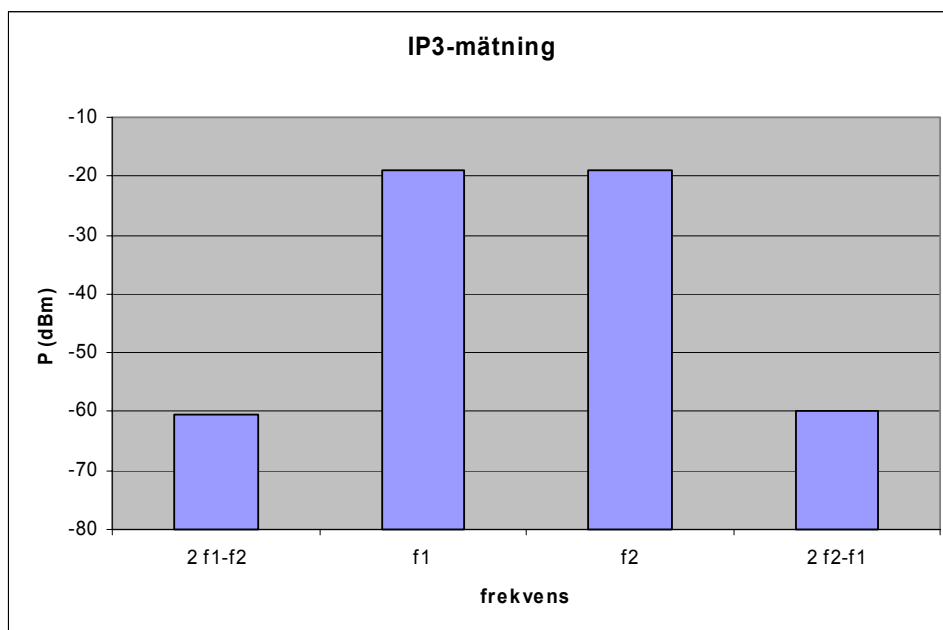
Figur 8: Förstärkning (nedre graferna) och spegelfrekvensundertryckning (övre graferna) för de 16 modulerna som ska användas i demonstratorn.

Figur 9 visar hur förstärkningen i modulen varierar med LO-effekt till blandaren. Av figuren kan man dra slutsatsen att en effekt på 8-9 dBm är mest lämplig. Vid lägre effekter reduceras förstärkningen och högre LO-effekter ökar ej modulernas förstärkning.



Figur 9: IF-effektens variation med LO-effekt till blandaren.

Vid mätning av tredje ordningens intermodulationspunkt, IP3, skickas två toner med lika effekt och närapå lika frekvens in på modulen (f_1 och f_2 i figur 10). Blandningsprodukter av tonerna uppkommer i kretsen och på dess utgång ser det typiskt ut som figur 10 visar. Starkast av blandningsprodukterna är den tredje ordningens intermodulationsprodukt som består av $2x$ den ena tonen – $1x$ den andra tonen och visas här längst till vänster respektive till höger i figur 10. Vid ökad ineffekt på kretsen ökar nivån för den tredje ordningens intermodulationsprodukten trefaldigt medan f_1 respektive f_2 endast ökar som ineffekten (gäller vid låga effektnivåer). Skillnaden i nivå mellan exempelvis f_1 och $2*f_1 - f_2$ minskar alltså med ökad ineffekt. IP3 står för den fiktiva punkt då nivåerna är lika och är en vanligt mått på hur linjär komponenten är. Tabell 3 visar uppmätta såväl som simulerade värden av IP3 för modulens respektive centerfrekvens.



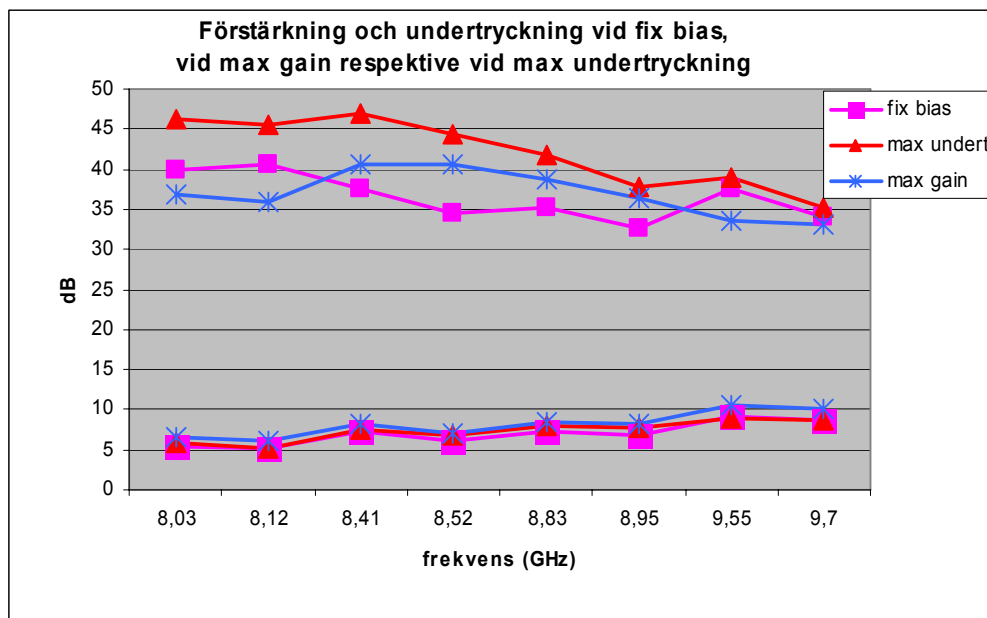
Figur 10: Tredje ordningens intermodulationspunkt, en schematisk beskrivning av mätningen vid frekvensen 8,03 GHz.

Frekvens (GHz)	Uppmätt ingångs IP3 (dBm)	Uppmätt utgångs IP3 (dBm)	Simulerad utgångs IP3 (dBm)
8,03	-2,2	2,9	-0,3
8,12	-1,5	2,9	-0,2
8,41	-4,4	2,3	
8,52	-3,7	3,5	0,2
8,83	-4,4	2,4	0,1
8,95	-5,4	1	0,1
9,55	-6,4	2,9	0
9,70	-7,2	3	0,1

Tabell 3: Tredje ordningens intermodulationspunkt för respektive centerfrekvens.

Samma modul (individ 1509) som IP3 mättes för valdes även ut för mätning av brusfaktor och mätning av maximal förstärkning och maximal undertryckning. Brusfaktorn, NF, mättes till 7,1dB (vid 8,03 GHz). Enligt simuleringar är den 4,3dB.

Figur 11 presenterar tre olika mätningar av modulens förstärkning och undertryckning av spegelfrekvensen, dels vid fix blandarbiasering (endast time shifters biasering för att växla modulens centerfrekvens ändrades mellan de olika uppmätta frekvenserna), dels vid maximal förstärkning (biaseringen till blandaren optimerades för maximal förstärkning vid varje centerfrekvens) och dels vid maximal undertryckning (biaseringen till blandaren optimerades för maximal undertryckning vid varje centerfrekvens). Från figuren ser man att undertryckningen av spegelfrekvensen är betydligt mer känslig för biaseringen än vad förstärkningen är.

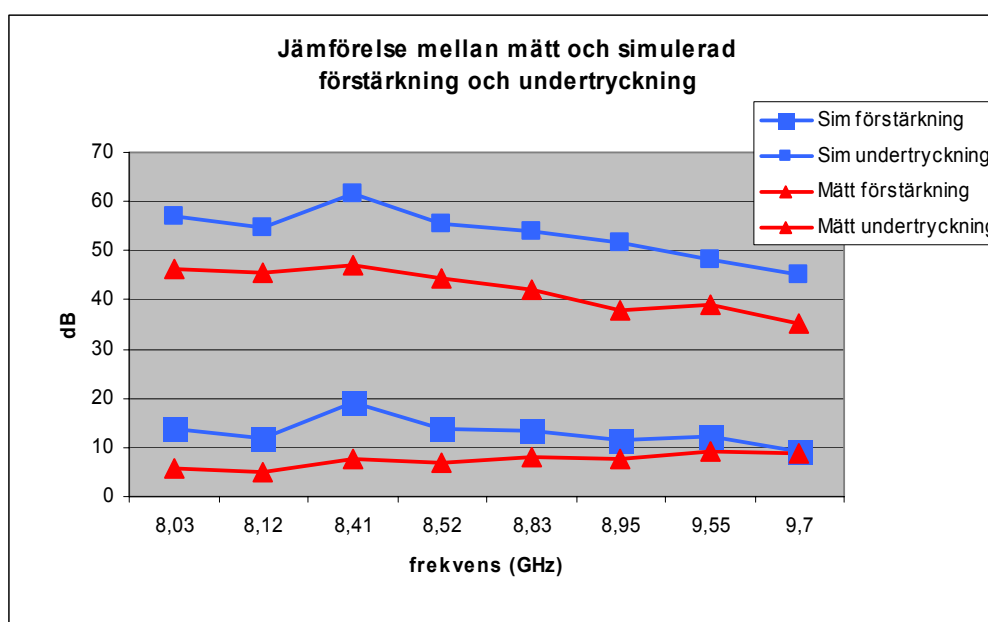


Figur 11: Tre olika mätningar av modulens förstärkning och undertryckning av spegelfrekvensen, dels vid fix biasering, dels vid maximal förstärkning och dels vid maximal undertryckning av spegelfrekvensen.

Sammanfattningsvis indikerade simuleringar av mottagarmodulen på en nämnvärt högre förstärkning och en högre spegelfrekvensundertryckning än vad mätningarna visade. IP3 och brusfaktor var lite högre än simulerat. I tabell 4 sammanfattas och jämförs dels uppmätta och dels simulerade värden för modulens. Figur 12 jämför modulens simulerade samt uppmätta förstärkning och spegelfrekvensundertryckning.

Frekvens (GHz)	Förstärkning mätt/sim (dB)	Undertryckning mätt/sim (dB)	Brusfaktor mätt/sim (dB)	Utgångs IP3 mätt/sim (dBm)
8,03	5,8/13,9	46,2/55,9	7,1/4,3	2,9/-0,2
8,12	5,1/12	45,5/54		2,9/
8,41	7,6/19	47/61,4		2,3/
8,52	6,9/13,7	44,3/55,6		3,5/
8,83	8/13,3	41,9/54,5		2,4/
8,95	7,8/11,4	37,7/52,3		1/
9,55	9/12,1	38,9/48,8		2,9/
9,70	8,7/9,3	35,1/45,6		0,7/-3,6

Tabell 4: Sammanfattning av uppmätta samt simulerade prestanda för mottagarmodulen.



Figur 12: Jämförelse av mätt samt simulerad förstärkning och spegelfrekvensundertryckning.

4.3 Filter version 2

Tidigare har ett kaskaderat balanserat rekursivt aktivt styrbart filter tagits fram inom projektet [7]. Vid utvärderingen av filtret såg vi att en högre förstärkning och därmed en högre selektivitet hos filtret vore önskvärt. Av den anledningen togs det fram en andra version, benämnt filter version 2. Skillnaden jämfört med [7] bestod i att 1-steps förstärkaren i [7] ersattes med en 2-steps kaskaderad förstärkare, vilket medförde en högre förstärkning och dessutom även en lägre brusfaktor, detta på en bekostnad av en mindre styrbar bandbredd. Filtret har åtta möjliga lägen för dess centerfrekvens inom bandet 7.6 till 8.6 GHz. Det är publicerat vid Asia-Pacific Microwave Conference, Sydkorea, i november 2003 [8].

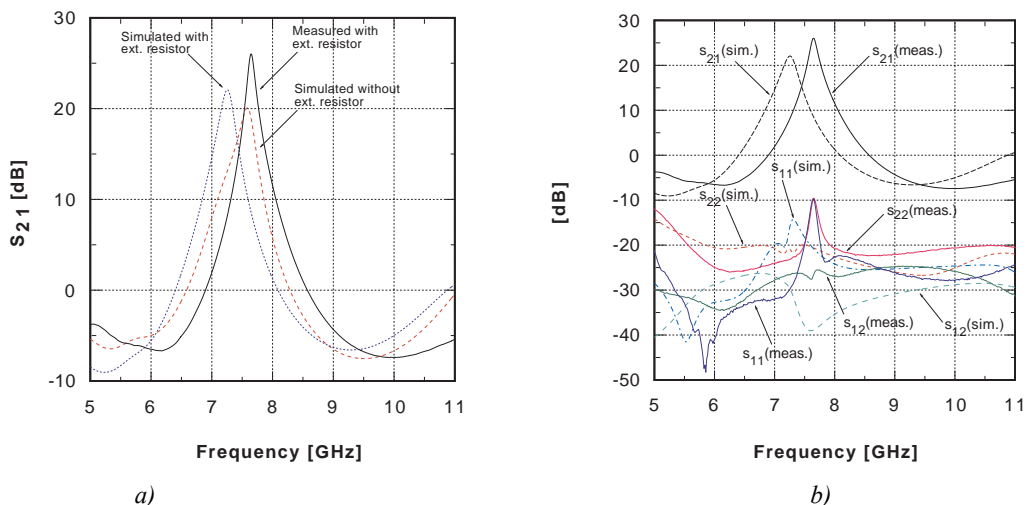
Båda versionerna av filter består av två identiska filter av andra ordningen placerade mellan två kopplare. Varje andra ordningens filter består i sin tur av ett rekursivt aktivt filter, optimerat för en låg brusfaktor, i kaskad med ett rekursivt aktivt filter optimerat för en hög IP3. Konfigurationen ger därmed en låg brusfaktor i kombination med en hög IP3.

Centerfrekvensen styrs med hjälp av tre olika fördröjningselement med variabel elektrisk väglängd, vilket möjliggör filtrets åtta olika centerfrekvenser.

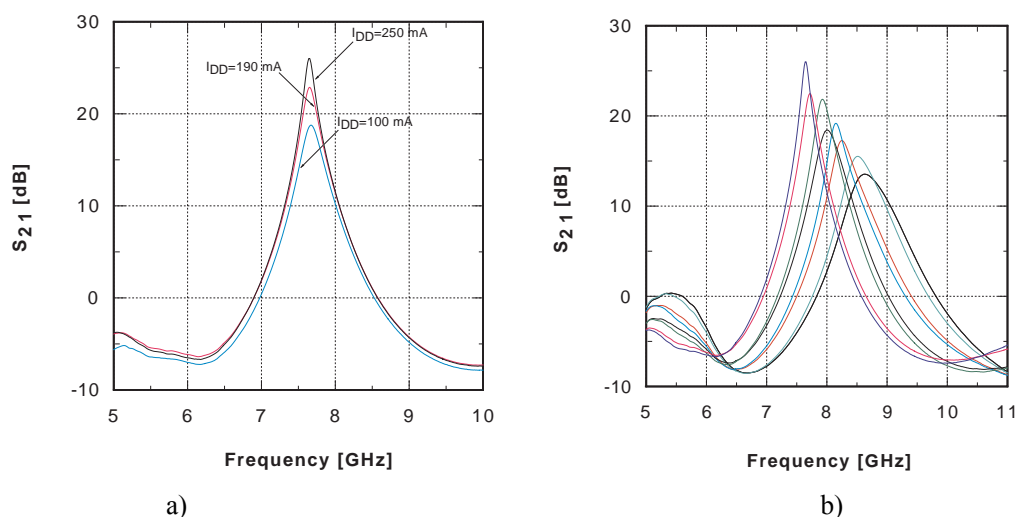
På grund av ett layoutfel (en gatebiasresistans saknades) behövdes en extern gatebiasresistans placeras nära chippet. Resistansen placerades en kvartsvåg lång ledning från transistorens gate i kombination med en kvartsvåg lång stub. Detta för att undvika att resistansen transformeras till en för låg impedans. Det som sker med denna lösning är att den öppna stubben transformeras till en kortslutning i början av den kvartsvåg långa ledningen som i sin tur transformeras till öppen ledning inne vid transistorn. RF ser därmed endast en öppen ledning vid transistorn och därmed är RF isolerad från DC-aggregatet som är placerat bortanför resistansen.

Mätresultat från den processade kretsen jämförs med simulerade värden i tabell 5. I figur 13a jämförs simulerade (med externa ytmonterade resistanser respektive utan externa resistanser) och uppmätta resultat för filterförstärkning. I figur 13b presenteras uppmätta och simulerade värden av filtrets S-parametrar vid den lägsta centerfrekvensen, filtret är optimerat för maximal förstärkning. Figuren visar att både in- och utgångsanspassningarna (S_{11} och S_{22}) är bättre än -10 dB inom bandet.

I figur 14a presenteras uppmätta värden för filterförstärkningen (S_{21}) vid den lägsta centerfrekvensen vid tre olika biasströmmar: 100 mA, 190 mA respektive 250 mA. Filterförstärkningen är då 18,8 dB, 22,9 dB respektive 26,0 dB. Den relativa 3dB bandbredden för filtret uppgår till 1.7 % (vilket motsvarar ett Q-värde på nära 60), vid den högsta förstärkningen. Figur 14b visar uppmätta värden för filterförstärkningen vid samtliga åtta centerfrekvenser. Högst förstärkning uppnås vid den lägsta centerfrekvens ($f_c = 7.6$ GHz). Filtret är styrbart mellan 7.64 - 8.63 GHz, vilket motsvarar en relativ styrbarhet på 13 %. Den totala DC-strömmen, $I_{DD}(\text{total})$, för filtret är 250 mA, uppdelad på 150 mA i lågbrusdelen och 100 mA i högIP3-delen ($V_{DD} = 3V$). Enligt simuleringar ska maximal filterförstärkning uppnås vid $I_{DD}(\text{total}) = 68$ mA.



Figur 13: Uppmätta och simulerade småsignaldata (vid den lägsta centerfrekvensen). filterförstärkning, S_{21} med och utan extern biasresistans (a) och alla fyra S-parametrarna (b).



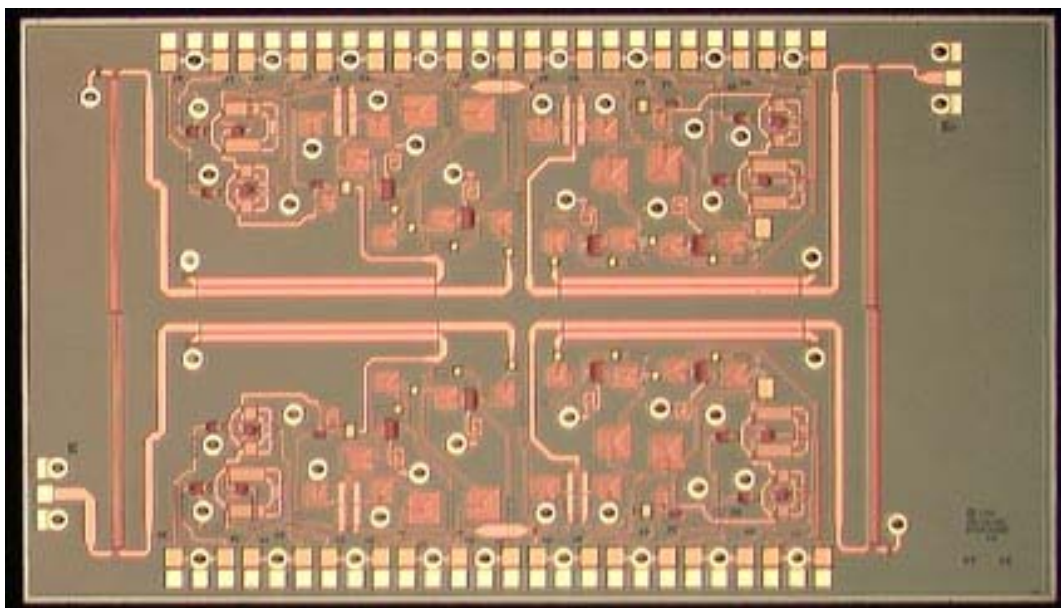
Figur 14: Uppmätt filterförstärkning för olika biasströmmar, den lägsta centerfrekvensen och de åtta möjliga centerfrekvenserna vid biasströmmen 250mA (b).

Simulerings- och mätresultat för filtrets samtliga åtta centerfrekvenser finns sammanfattade i Tabell 5. Även uppmätta värden för dämpningen, dels vid 720 MHz och dels vid 2 GHz från f_c jämförs med motsvarande simulerade värden i tabellen. Jämförelsen visar att uppmätta värden för dämpningen överlag stämmer relativt väl med simulerade värden. Uppmätta värden för förstärkningen visar på upp till 4 dB högre förstärkningen än simulerat. Brusfaktorn, NF, för filtret är uppmätt för alla centerfrekvenserna och är typiskt 1 dB högre jämfört med simuleringarna. Vidare kan det ses i Tabell 5 att uppmätta värden av IIP3 stämmer väl överens med simulerade värden.

Filterresultat	Undertryckning [dB] (f_c-2f_{IF})	Förstärkning [dB] (f_c)	NF [dB] (f_c)	IIP3 [dBm] (f_c)	SFDR* [dB] (f_c) *B=20MHz
Mätt	12-25 ($f_c-720\text{MHz}$) 22-32 ($f_c-2\text{GHz}$)	13-26	4.4-5.2	-8 to +5	58-67
Simulerat [†] [†] (med ext. res.)	9-20 ($f_c-720\text{MHz}$) 21-31 ($f_c-2\text{GHz}$)	13-22	3.5-4.2	-9 to +3	58-67

Tabell 5: Sammanfattning av simulerade och uppmätta resultat för filter version 2.

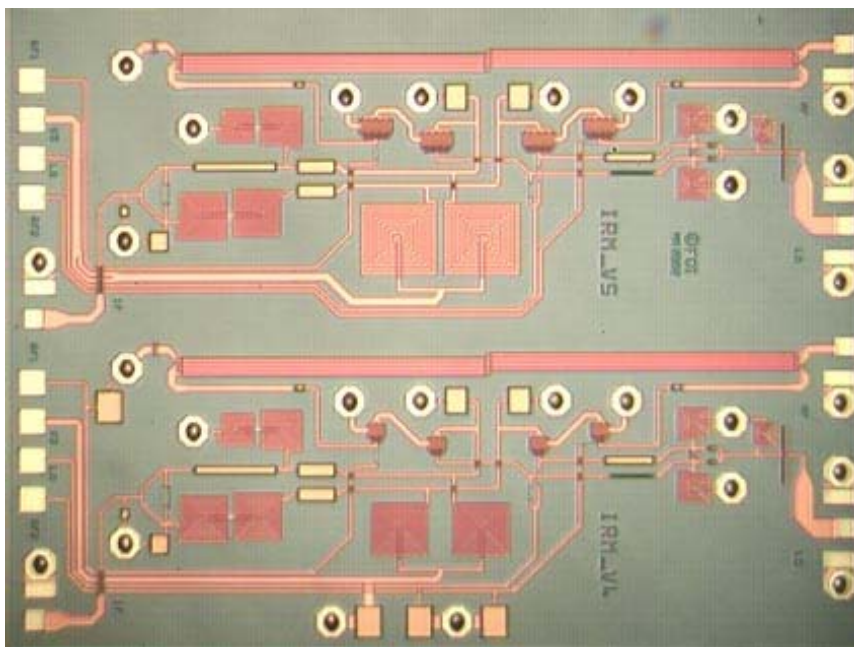
Jämfört med [7] har förbättringar avseende förstärkning och brusfaktor uppnåtts. Vid de sex lägsta centerfrekvenserna har förstärkningen förbättrats med 4-15 dB. Endast vid de två högsta frekvenserna är förstärkningen lägre jämfört med den tidigare versionen, detta på grund av att 2-stegsförstärkaren inte är lika bredbandig som 1-stegsförstärkaren. Filtrets brusfaktor har förbättrats med upp till 1,5 dB. Den relativa styrbarheten har minskat något för filter version 2 jämfört med föregående version (13 % jämfört med 23 % för [7]) på grund av att den elektriska väglängden genom 2-stegsförstärkaren är längre än den var i den tidigare 1-stegsförstärkaren. För att få en ökad styrbarhet kan fördröjningselementens variabla elektriska väglängd förlängas, vilket dock medför att de upptar en större kretsytta.



Figur 15: Fotografi över filter version 2. Storlek 6 x 3.4 mm²

4.4 Blandare version 4 och 5

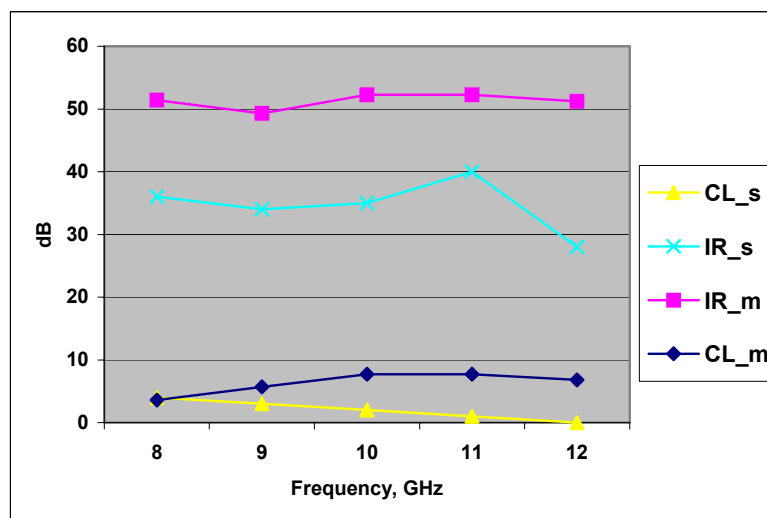
I det här avsnittet diskuteras två nya versionerna av spegelfrekvensundertryckande blandare som utvecklats inom AMALIA-projektet. Blandarna benämns version 4 och version 5 och är designade under år 2002. Tidigare versioner (1-3) har utvärderats och publicerats i [9]. De nya versionerna är designade för att ge en förbättrad prestanda gällande konversionsförlust, linjäritet och brusfaktor. En mer balanserad blandare, se avsnittet spegelfrekvensundertryckande blandare, och större transistorer i blandarsteget ger lägre konversionsförluster och en förbättrad linjäritet och brusfaktor. Dessutom ger en bra balansering en hög spegelfrekvensundertryckning över frekvensbandet utan att biasspänningarna behöver justeras. Blandarna är designade för en IF på 1 GHz och de ska täcka X-bandet, dvs. 8-12 GHz. Arkitekturen hos blandarna är av typen som beskrivs i kapitlet spegelfrekvensundertryckande blandare. Ett fotografi av de framtagna blandarna kan ses i figur 16. Storleken på blandarna är 0.7 x 2.2 mm² vardera.



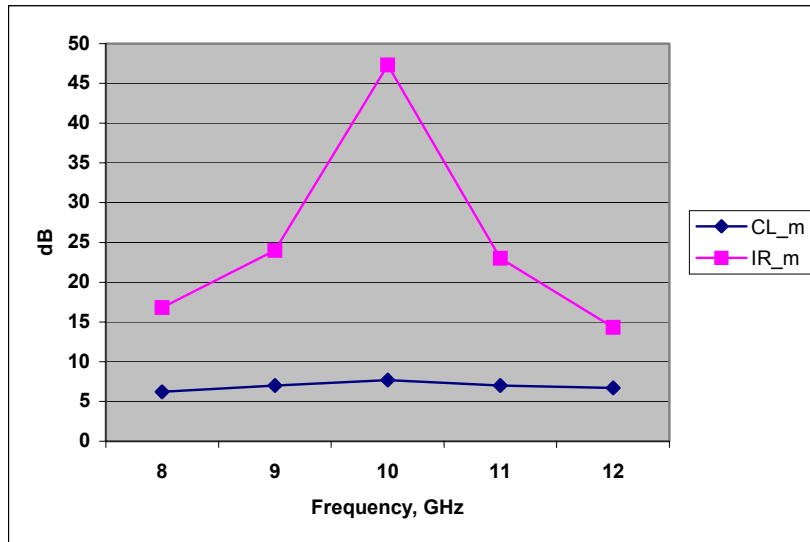
Figur 16: Fotografî av de framtagna blandarna. Version 5, övre kretsen och version 4, nedre kretsen.

Blandare version 4

Den här versionen är designad med mål att reducera konversionsförlusten i blandaren och förbättrad balanseringen och därmed uppnå en hög spegelfrekvensundertryckning över hela X-bandet utan styrning med biasspänningarna. Skillnaden mot tidigare versioner är att balanseringen av fas och amplitud i utgångssteget är förbättrad liksom anpassningen mellan utgångsbalunen och blandarsteget. Det senare ger en reducerad konversionsförlust. Även förlusterna före transistorsteget har minskats genom förbättrad anpassning. I figur 17 visas en jämförelse mellan uppmätta och simulerade data där biasspänningen ändrats med frekvens. I figur 18 visas uppmätta data utan styrning med bias. I tidigare versioner har konversionsförlusten legat runt 10-15 dB, nu är den c:a 3-6 dB. Detta medför en lägre brusfaktor, enligt simulering förväntas vara 7-8 dB över bandet. Undertryckningen har uppmätts till c:a 50 dB vid styrning av bias och mellan 15 och 47 dB utan styrning.



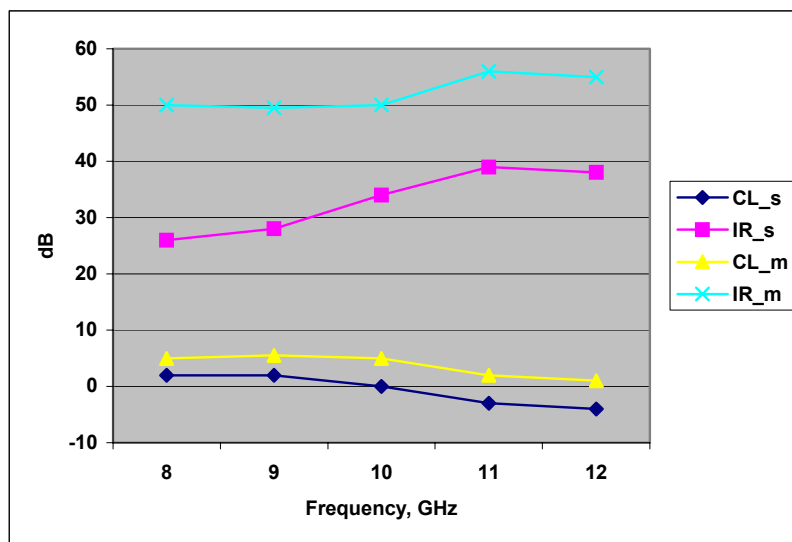
Figur 17: Jämförelse mellan mätning och simulering för blandare version 4 med styrning.
 CL_s = simulerad konversionsförlust, CL_m = uppmätt konversionsförlust,
 IR_s = simulerad undertryckning, IR_m = uppmätt undertryckning.



Figur 18: Mätresultat för blandare version 4 utan styrning.
 CL_m = uppmätt konversionsförlust, IR_m = uppmätt undertryckning.

Blandare version 5

Blandare version 5 optimerades med huvudsyfte att förbättra linjäriteten jämfört med tidigare versioner av blandare. P_{1dB} har på ingången typiskt varit -1 dBm i föregående versioner. Enligt simuleringar är värdet på ingången för den här versionen c:a 5 dBm. Det högre värdet har erhållits genom att använda simuleringsmodellens största tillåtna transistorstorlek i blandarstegen. Genom en förbättrad balansering och anpassning har även konversionsförlusterna och undertryckningen förbättrats. I figur 19 jämförs mätt och simulerad konversionsförlust och spegelfrekvensundertryckning. Förväntat värde på brusfaktorn är enligt simuleringarna c:a 10 dB. Konversionsvinsten varierar mellan -7 och -1 dB och undertryckningen varierar mellan 50 och 56 dB.



Figur 19: Jämförelse mellan mätning och simulering för blandare version 5 med styrning.
 CL_s = simulerad konversionsförlust, CL_m = uppmätt konversionsförlust,
 IR_s = simulerad undertryckning, IR_m = uppmätt undertryckning.

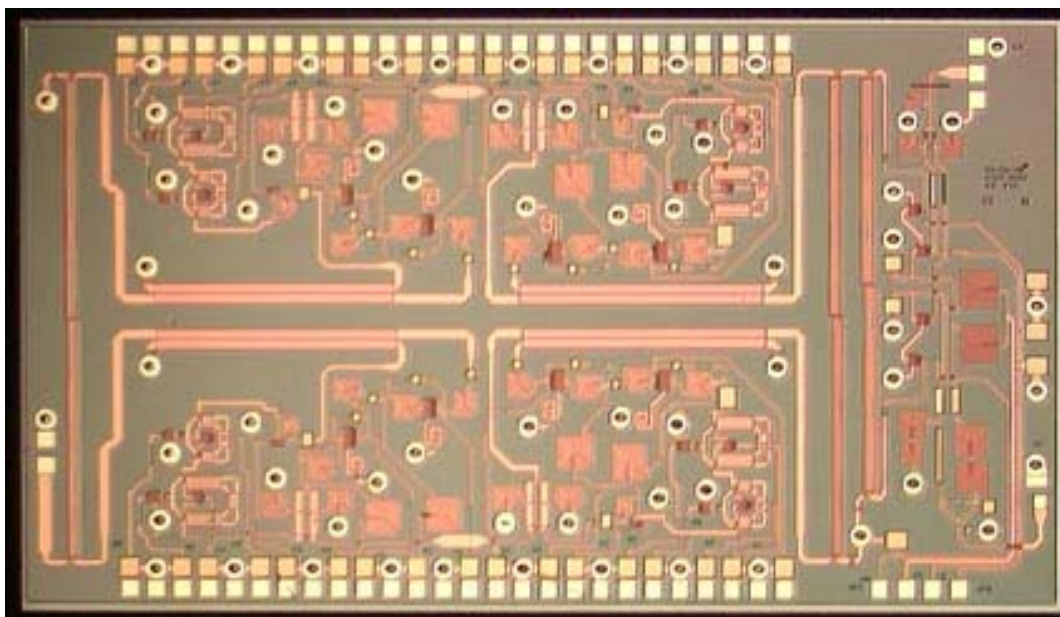
Tabell 6 sammanfattar mätresultaten av blandarna för mätningar över X-bandet, 8-12 GHz.

Komponent	Förstärkning (dB)	Undertryckning av spegelfrekvens (dB)	Brusfaktor (dB)	Utgångs IP3 (dBm)
Version 4	-3- -8	49-52		
Version 5	-1- -5	49-56	12-14	2-6

Tabell 6: Sammanfattning av uppmätta prestanda för blandare version 4 och 5.

4.5 Mottagare version 2

Mottagare version 2 består av filter version 2 kombinerat med blandare version 4. Ett fotografi av mottagaren presenteras i figur 20. Kretsens storlek är 6 x 3.4 mm².



Figur 20: Fotografi av mottagare version 2.

Mätresultat av förstärkning och undertryckning bör stämma väl överens med summan av resultaten från delkretsarna. Skillnader från detta kan bero på missanpassningar vid kombineringen av kretsarna. Situationen är mer komplex för den totala brusfaktorn och IP3, se ekvation (3) och (4), avsnitt 4.2. Tabell 7 jämför mätresultat från delkretsarna och mottagaren. Kretsen publicerades vid Asia-Pacific Microwave Conference, Sydkorea, i november 2003 [10].

Komponent	Förstärkning (dB)	Undertryckning, 2 GHz från f_c (dB)	Brusfaktor (dB)	Utgångs IP3 (dBm)
Filter	12-22	32-22	4,4-5,2	18
Blandare	-13- till-14	49-52	12-14	10-11
Mottagare 2	1-10	87-79	6,4-6,85	2-5
Förväntat, mottagare	-2 till +9	81-74	4,6-6,84	-3,6- -3,8

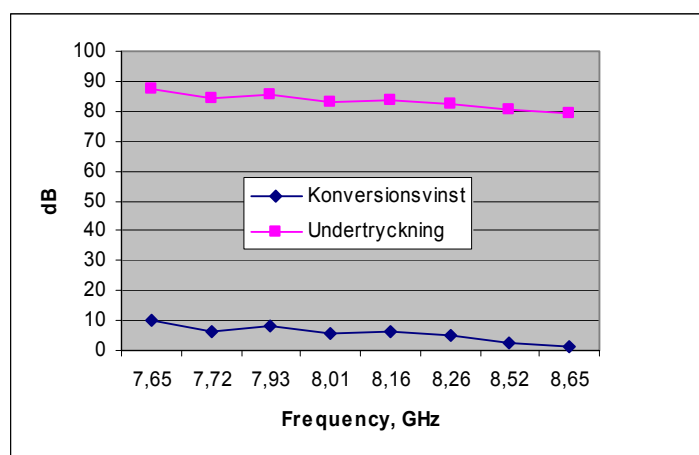
Tabell 7: Sammanfattning av uppmätta och förväntade prestanda för mottagare version 2.

Prestandan för mottagaren version 2 är mycket bra då det gäller undertryckning av spegelfrekvensen. En ökning av förstärkningen samt en minskning av brusfaktorn krävs för att mottagarens prestanda ska kunna anses vara fullgod. Skillnaderna mellan förväntade värden och uppmätta värden kan förklaras med missanpassningar, men även med variationen mellan de olika chipexemplar eftersom flera chip varit inblandade i mätningarna, se avsnitt högintegrerad mottagarmodul för att få en uppfattning om variationen hos olika exemplar. I tabell 8 presenteras förväntade krav för framtidens radarmottagare.

Frekvenshoppande bandbredd	$\geq 20 \%$
Förstärkning	$> 10 \text{ dB}$
Brusfaktor	$< 5 \text{ dB}$
Tredje ordningens intermodulation (IP3)	$\geq -6 \text{ dBm}$ på ingången
Spuriousfri dynamik	$\geq 113 \text{ dB/Hz}^{2/3}$
Undertryckning av spegelfrekvensen	$\geq 60 \text{ dB}$

Tabell 8: Förväntade krav på framtida radarmottagare.

Figur 21 visar uppmätt konversionsförlust samt spegelfrekvensundertryckning för mottagaren. Den styrbara bandbredden för mottagaren är mellan 7.65 och 8.65 GHz. Biasen till blandaren är justerad vid varje frekvenspunkt.



Figur 21: Uppmätt konversionsvinst och spegelfrekvensundertryckning för mottagare version 2.

5. Diskussion

Framtagna och utvärderade kretsar visar på möjligheterna att realisera en radarmottagare baserad på ett enda nedblandningssteg och samtidigt bibehålla fullgod prestanda för mottagaren.

Mätningarna på mottagarmodulerna för antenndemonstratorn visar på en förstärkning på upp till 10 dB och en spegelfrekvensundertryckning på 30-35 dB samt en brusfaktor på 7,1 dB och ingångsIP3 på bättre än -8 dBm. Undertryckningen av spegelfrekvensen är betydligt högre i mottagare version två, medan förstärkningen och IP3 är ungefär lika.

Vi bedömer att framtidens mottagare för radarapplikationer bör ha en förstärkning mellan antennelement och A/D-omvandlare på runt 40 dB samt en brusfaktor som understiger 5 dB och en ingångsIP3 på -5 dBm eller högre. Undertryckningen av spegelfrekvensen bör vara lika stor som mottagarens dynamik, vilken är kring 60 dB för en 12-bitarsomvandlare.

Är detta rimligt att realisera med ett MMIC-chip av den typ vi studerat?

Förstärkningen går att öka genom att addera en eller flera förstärkare efter blandaren. Den låga signalfrekvensen efter blandaren medför att uppställda linjäritetskrav (IP3) blir enklare att uppfylla. Brusfaktorn går att reducera genom minskning av förluster före första förstärkningen i modulen. Detta löses exempelvis genom att en lågbrusförstärkare placeras före det styrbara filtret. En nackdel med detta är dock att modulen blir mer känslig mot störande signaler utanför passbandet, brusfaktorn reduceras dock väsentligt. Storleken på kretsen går att minska genom att välja bort den balanserade och kaskaderade topologin för filtret och ersätta den med en enda filtercell. Filtrets spegelfrekvensundertryckning blir då lägre, vilket innebär att högre krav ställs på blandarens undertryckning.

Mottagare version 2 har en god spegelfrekvensundertryckning, särskilt då blandarens spänning styrs över filtrets styrbara bandbredd. Å andra sidan är dess förstärkning lägre än vad som förväntas för framtida applikationer. Om vi istället flyttar fokus till ett mottagarchip med en högre förstärkning, en högre IP3 och en lägre IF-frekvens kan det vara intressant att dimensionera mottagarchipet enligt tabell 9, dock innebär den här lösningen troligen en lägre spegelfrekvensundertryckning.

Det är viktigt att nämna att spegelfrekvensundertryckningen i filtret är starkt beroende av den IF-frekvens som väljs. En låg IF underlättar kravet på AD-omvandlaren, men medför en ökning av kravet på smalbandighet hos filtret. Det motsatta gäller vid en hög IF. För att optimera prestandan hos en enstegsmottagare bör alltså en så hög IF som möjligt väljas (detta för att maximera spegelfrekvensundertryckningen), dock rimligt hög (hundratals MHz) för de 12-16-bitars AD-omvandlare som framtida system förväntas kräva.

En mottagarkedja som uppfyller de krav som kan komma att ställas i framtida radarsystem kan bestå av följande sammansättning: en lågbrusförstärkare, styrbart filter, spegelfrekvensundertryckande blandare och buffertförstärkare. Allt detta bör gå att realisera på ett högintegrerat MMIC-chip. Prestanda för denna lösning bedöms bli enligt tabell 9. Med denna lösning krävs endast ett antivikningsfilter och eventuellt en förstärkare före A/D-omvandlaren.

Komponent	Förstärkning (dB)	Undertryckning, 1 GHz från fc (dB)	Brusfaktor (dB)	Ingångs IP3 (dBm)
Lågbrusförst.	15	3	3	5
Filter	10	10	8	20
Blandare	0	40	8	25
Förstärkare	15	3	15	25
SUMMA	40	56	3,6	-4,2

Tabell 9: Bedömning av prestandakrav för en mottagarMMIC för framtidens radarmottagare.

6. Förteckning över publikationer

Inom ämnesområdena aktiva, styrbara, rekursiva filter och spegelfrekvensundertryckande blandare har FOI bidragit med följande publikationer:

M. Danestig, H. Johansson, ”Styrbara mikrovågsfilter för gruppantenn tillämpningar”, FOA-R—95-00144-3.2--SE.

M. Danestig, H. Johansson, S. Rudner, ”A low noise microwave filter based on recursive principles”, *RVK-1996* pp. 5, Luleå/Kiruna, Sweden, June 3-6, 1996.

M. Danestig, A. Ouacha, B. Carlegrim, T. Tieman, F. E. van Vliet, and C. Kien Tsoen, *Evaluations of tuneable MMIC filters for radar applications*, FOA report, FOA-R—97-00435408—SE, 1997.

M. Danestig, H. Johansson, A. Ouacha, S. Rudner, ”Low-noise active recursive MMIC-filters”, *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 2, pp 705-708. June 8-13, 1997, Denver, USA.

M. Danestig, A. Ouacha, A. Gustafsson, ”Tunable MMIC filters for radar receivers”, *GHz-1997* pp. 92-93, October 23-24, 1997, Stockholm, Sweden.

M. Danestig, A. Ouacha, C. Kien Tsoen, T. Tieman and S. Rudner, *Recursive filters employing transmission type phase shifters and novel self-switched time shifter for frequency tuning*, *1998 European Microwave Conference Digest*, Vol. 1, pp 352-357, October 6-8 1998, Amsterdam, The Netherlands.

A. Gustafsson, M. Danestig, R. Malmqvist and A. Ouacha, ”Tuneable S-band filter for on-chip receiver”, *1998 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, Vol. 2, pp. 781-784, December 1998, Yokohama, Japan.

R. Malmqvist, M. Danestig, S. Rudner and C. Svensson, ”Some limiting factors for the noise optimization of recursive active microwave integrated filters”, *Microwave and optical technology letters* Vol. 22 no 3, August 1999, pp. 151-157.

M. Danestig, ”*Microwave active filters and receivers for adaptive radar*”, Linköping, Linköpings Universitet, 1999, 80 p. LiU TEK-LIC 1999:43

R. Malmqvist, A. Gustafsson, M. Danestig, S. Rudner and C. Svensson, ”Noise and temperature behavior of tuneable recursive active MMIC-filters for on-chip microwave receivers”, *RVK 1999 Digest*, Vol. 1, pp. 232-236, June 14-17, Karlskrona, Sweden, 1999.

R. Malmqvist, M. Danestig, S. Rudner and C. Svensson, ”Theoretical analysis of sensitivity and Q-value for recursive active microwave integrated filters”, *IEE Proc. Microwave Antennas and Propagation*, Vol. 146, no. 4, August 1999, pp. 247-252.

R. Malmqvist, M. Danestig, S. Rudner and C. Svensson, ”Analysis of intermodulation and noise performance for recursive active microwave integrated filters”, *1999 European Microwave Conference Digest*, Vol. 1, pp 60-63, October 4-8 1999, Munich, Germany.

R. Malmqvist, M. Danestig, S. Rudner and C. Svensson, ”Estimation of spurious-free dynamic range for recursive active microwave integrated filters” *1999 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, Vol. 2, pp. 238-241, Nov. 30 – Dec. 3, 1999, Singapore.

R. Malmqvist, M. Danestig, S. Rudner and C. Svensson, ”Analysis of narrow-band high performance recursive active MMIC filters for future adaptive on-chip radar receivers”, *GHz 2000 Digest*, pp. 137-140, March 13-14, 2000, Gothenburg, Sweden.

R. Malmqvist, A. Gustafsson, M. Danestig, A. Ouacha, S. Hagelin and S. Rudner, ”Noise and intermodulation properties of tuneable recursive active MMIC filters for future adaptive on-chip radar

receivers”, *2000 European Microwave Conference Digest*, Vol. 1, pp 1-4, October 3-5 2000, Paris, France.

R. Malmqvist, A. Gustafsson, M. Danestig, A. Ouacha, S. Hagelin, and S. Rudner, “*Analysis of tunable narrow-band recursive active MMIC filters for future adaptive on-chip*,” *2000 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, pp. 1073-1076, December 3-6, 2000, Sydney, Australia.

M. Alfredsson, A. Gustafsson, and A. Ouacha, “*Design considerations for an image rejection mixer in a broadband digital beamforming phased array system*,” *2000 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, pp. 241-245, December 3-6, 2000, Sydney, Australia.

A. Gustafsson, M. Alfredsson, M. Danestig, R. Malmqvist, and A. Ouacha, “*A fully integrated radar receiver front-end including an active tunable band pass filter and image rejection mixer*,” *2000 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, pp. 99-102, December 3-6, 2000, Sydney, Australia.

R. Malmqvist, “*Tuneable Recursive Active Monolithic Microwave Integrated Circuit Filters*”, *Linköping, Linköpings Universitet, 2001, 74 p.* LiU TEK-DOK no. 698.

R. Malmqvist, A. Gustafsson, M. Alfredson and A. Ouacha “*A Tunable Active MMIC Filter For On-Chip X-Band Radar Receiver Front-Ends*,” *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 3, pp. 1907-1910, June 2-7, 2002, Seattle, USA.

R. Malmqvist, M. Alfredson, A. Gustafsson and A. Ouacha, “*A 7.9-9.7GHz On-Chip Radar Receiver Front-End For Future Adaptive X-Band Smart Skin Array Antennas*,” *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, pp 1431-1434, June 2-7, 2002, Seattle, USA.*

R. Malmqvist, A. Gustafsson, M. Alfredson and A. Ouacha “*A highly integrated single-stage RF down-converter for future adaptive X-band radar systems*” *RVK 2002 Digest*, pp. 123-127, June 10-13, 2002, Stockholm, Sweden.

R. Malmqvist, A. Gustafsson, R. Kozhuharov and H. Zirath “*A three-chip single-stage RF down-converter including filter, mixer and VCO for adaptive X-band radar systems*”, *2002 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, pp. 442-445, November 19-22, 2002, Kyoto, Japan.

R. Malmqvist, T. Nilsson, I. Ferrer and M. Alfredson, “*7.6-8.6GHz Tunable Active MMIC Filter for Agile On-Chip X-Band Radar Receiver Front-Ends*”, *GHz 2003*, <http://www.ep.liu.se/ecp/008/>, November 4-5, 2003, Linköping, Sweden.

R. Malmqvist, T. Nilsson and I. Ferrer, “*7.6-8.6GHz Agile Image Reject On-Chip Receiver Front-End for Adaptive X-Band Smart Skin Array Antennas*”, *GHz 2003*, <http://www.ep.liu.se/ecp/008/>, November 4-5, 2003, Linköping, Sweden.

R. Malmqvist and M. Hansson, “*SiGe BiCMOS LNA’s and Tunable Active Filter for Future Wide-Band Multi-Purpose Array Antennas*”, *GHz 2003*, <http://www.ep.liu.se/ecp/008/>, November 4-5, 2003, Linköping, Sweden.

R. Malmqvist, C. Samuelsson, T. Nilsson, I. Ferrer and M. Alfredson, “*7.6-8.6GHz Tunable Active GaAs PHEMT MMIC Filter for Agile Compact On-Chip X-Band Radar Receiver Front-Ends*”, *2003 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, Vol 3, pp. 1680-1683, November 4-7, 2003, Seoul, South Korea.

R. Malmqvist, M. Alfredson, C. Samuelsson, T. Nilsson, I. Ferrer and, “*An Agile Image Reject Single-Chip Receiver Front-End for Adaptive X-Band Radar Smart Skin Array Antennas*”, *2003 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, Vol 1, pp. 162-165, November 4-7, 2003, Seoul, South Korea.

7. Referenser

- [1] A. Gustafsson, M. Danestig, R. Malmqvist, and A. Ouacha, "Tuneable S-band filter for on-chip receiver," *Proc. of 1998 Asia-Pacific Microw. Conf.*, vol 2, pp. 781-784, Yokohama, Japan Dec. 1998.
- [2] A. Gustafsson, M. Alfredsson, M. Danestig, R. Malmqvist, and A. Ouacha, "A fully integrated radar receiver front-end including an active tunable band pass filter and image rejection mixer," *Proc. of 2000 Asia-Pacific Microw. Conf.*, pp. 99-102, Sydney, Australia, Dec. 2000.
- [3] M. Danestig, A. Ouacha, B. Carlegrim, T. Tieman, F. E. van Vliet, and C. Kien Tsoen, *Evaluations of tuneable MMIC filters for radar applications*, FOA report, FOA-R—97-00435408—SE, 1997.
- [4] S. A. Maas, "Microwave Mixers", 1993 ARTECH HOUSE, INC, 685 Canton Street, Norwood, MA 02062.
- [5] R. Malmqvist et al. "A 7.9-9.7GHz On-Chip Radar Receiver Front-End For Future Adaptive X-Band Smart Skin Array Antennas," *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 3, pp 1431-1434. June 2-7 2002, Seattle, USA.
- [6] J. Tsui, "Digital Techniques for Wideband Receivers", 1995 ARTECH HOUSE, INC, 685 Canton Street, Norwood, MA 02062.
- [7] R. Malmqvist et al. "A Tunable Active MMIC Filter For On-Chip X-Band Radar Receiver Front-Ends," *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 3, pp 1907-1910. June 2-7 2002, Seattle, USA.
- [8] R. Malmqvist, T. Nilsson and I. Ferrer, "7.6-8.6GHz Tunable Active GaAs PHEMT MMIC Filter for Agile Compact On-Chip X-Band Radar Receiver Front-Ends," *2003 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, pp. xx-yy, November 4-7, 2003, Seoul, South Korea.
- [9] M. Alfredsson, A. Gustafsson, and A. Ouacha, "Design considerations for an image rejection mixer in a broadband digital beamforming phased array system," *2000 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, pp. 241-245, December 3-6, 2000, Sydney, Australia.
- [10] R. Malmqvist, T. Nilsson and I. Ferrer, "An Agile Image Reject Single-Chip Receiver Front-End for Adaptive X-Band Radar Smart Skin Array Antennas", *2003 Asia-Pacific Microwave Conference Digest*, pp. 162-165, November 4-7, 2003, Seoul, South Korea.

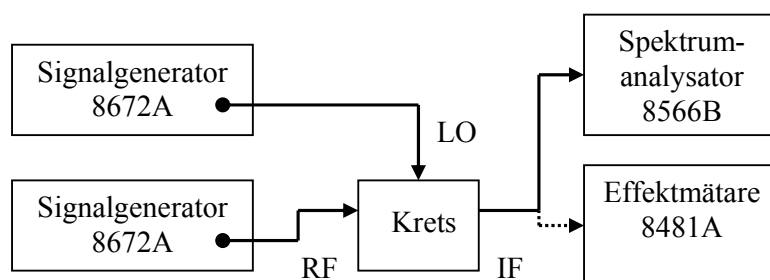
Bilaga - Mätmetodik

Mätning av småsignalsprestanda

Vid S-parametermätningarna användes en nätverksanalysator, HP8510C. En 2-ports TRL-kalibrering gjordes med ett on-wafer kalibreringskit designad i samma OMMIC-process (ED02AH) som använts vid kretsprocessningen.

Mätningarna på mottagarmodulen och blandaren krävde två separata signalkällor (HP 8672A) för RF och LO-signalerna (vid vissa mättillfällen användes en svepgenerator, HP 8350B, eller nätverksanalysatorn som signalkällor). Utsignalen (IF) kontrollerades med en spektrumanalysator (HP 8566B) och en effektmeter (HP 437B). En schematisk bild av uppkopplingen kan ses i figur 22.

Anledningen till att både effektmeter och spektrumanalysator användes vid mättillfället är att effektmeter ger ett mer korrekt värde på effekten än spektrumanalysatorn gör, dock saknar effektmeter information om signalernas frekvens.

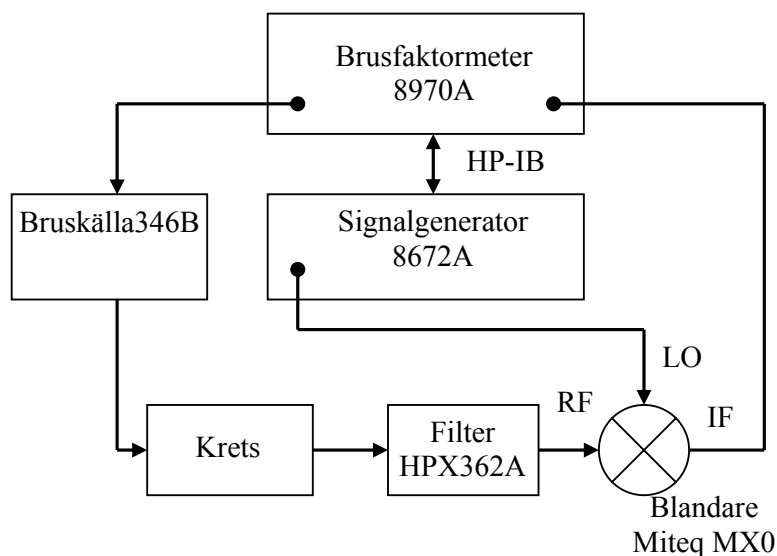


Figur 22: Mätupställning för småsignalprestanda.

Mätning av brusfaktor

För att mäta kretsarnas brusfaktor användes en brusfaktormeter, HP 8970A, tillsammans med en brusälla, 346B. Lokalosignalen genereras av en signalgenerator, HP 8672A. För att bibehålla en konstant IF styrs LO-signalens frekvens av brusfaktormetern via HP-IB. Vid mätningen av filtrets brusegenskaper monterades ett externt filter, HPX362A, i kombination med en mixer, Miteq MX0, mellan kretsen och brusfaktormätarens ingång, se figur 23. Detta krävs för att brusfaktormetern kräver en infrekvens på mellan 100-1500 MHz. Filtret har till uppgift att undertrycka spegelfrekvensen före blandningen.

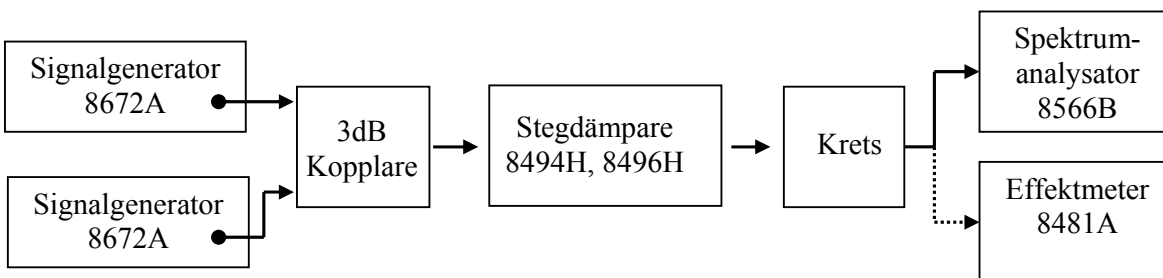
Det externa filtret och den externa blandaren behövs inte vid mätningar på mottagaren eller blandaren då dessa kretsar har en utfrekvens inom bandet för brusfaktormetern.



Figur 23. Brusfaktormätning av filter.

Mätning av linjäritet

Som mått på kretsarnas linjära prestanda använder vi oss av IP3 som bygger på tredje ordningens intermodulationsdistorsion. För detta krävs två signalkällor som ligger nära varandra i frekvens, typiskt 10 MHz i skillnad. Signalerna är insignal till kretsen som ska mätas och utsignalen kontrolleras via spektrumanalysatorn. För att kunna variera effektnivån på insignalen används en stegdämpare. Detta görs för att kontrollera att olika ineffekter ger samma IP3-värde.



Figur 24. Linjäritetsmätning.

Mätosäkerhet

De instrument som använts vid mätningarna visas i figur 22-24. Noggrannheten för mätinstrumenten bedöms enligt följande:

Effektmeter - använts som referens, mycket noggrann, fel i nivå med 1/100-dels dB.

Signalgenerator – bra och noggrann, endast små osäkerheter, 1/10-dels dB.

Spektrumanalysator – inte lika noggrann, osäkerheter på flera 1/10-dels dB.

Frekvensberoende förluster i kablage och prober bedöms uppgå till ett par 1/10-dels dB.

Osäkerheter i kontaktringen av kablage och probning på kretsen bedöms ge mindre än 1/10-dels dB fel.

Uppskattningen enligt ovan ger en mätosäkerhet som uppgår till cirka 1 dB.