

LET564 - ANALOG KONSTRUKTION

Projektrapport

John CROFT
19930814-7959

Andreas JOHANSSON
19960813-8872

7 januari 2018
Kompletterad 7 september 2018

Innehåll

1	Inledning	2
2	Teori och Analytiska Beräkningar	3
3	Design och Simulering i ADS	8
4	Layout, Tillverkning och Verifiering	13
5	Slutsatser	16

1 Inledning

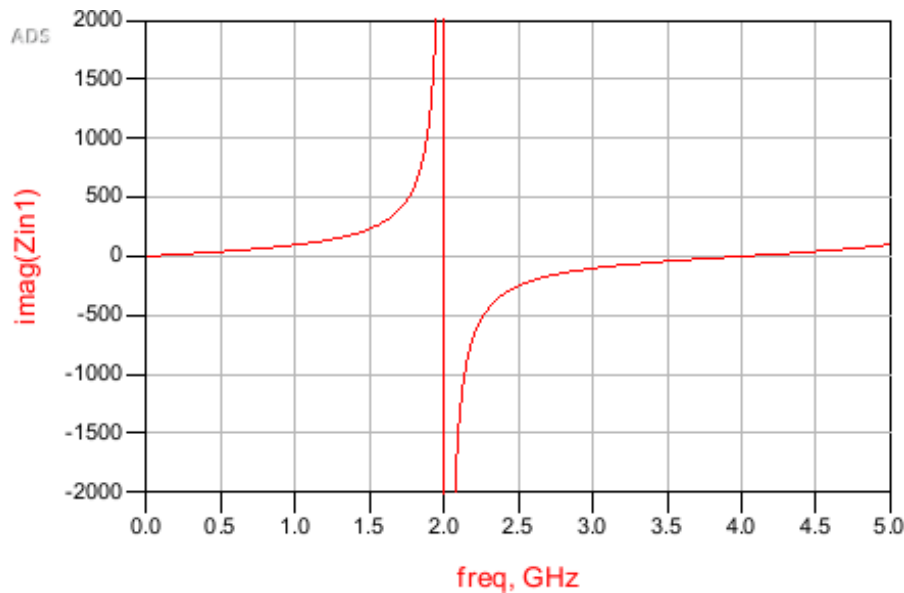
Syftet med arbetet som beskrivs i denna rapport är att tillämpa den under kursen inlärd teori, tillsammans med det moderna CAD verktyget *Keysight ADS* för att designa en förstärkare för mikrovågsfrekvenser. Förstärkaren är i första hand tänkt att användas som en maximal gain mottagare och består av en transistor samt egendesignade biaseringsnät och matchningsnät.

Målet är att få en slutgiltig krets som når följande designkrav:

Centerfrekvens	2.01 GHz
Minsta Förstärkning	17 dB
Max. Return Loss	20 dB
Max. Brusfaktor	3 dB

2 Teori och Analytiska Beräkningar

Dimensionering av biaseringsnät Syftet med biaseringsnätet är att det skall koppla DC-källan till transistorn och ställa in den vid önskad arbetspunkt samt blockera inkommande AC-Signaler kring centerfrekvensen. Eftersom DC källan kan betraktas som en kortslutning sedd ifrån transistors ingång, då en avkopplingskondensator leder högfrekventa signaler till jord, så kan denna blockering uppnås genom att justera dimensionerna hos ledningen så att den blir $\frac{1}{4}\lambda$ lång och det blir en 90° fasvridning. Inimpedansen till biaseringsnätet transformeras då från en kortslutning till en öppen ledning med oändlig impedans. Detta illustreras i figur 1.



Figur 1: *Inimpedansen vid designfrekvensen motsvarar öppen krets.*

Beräkning av biaseringsnätets längd ℓ och bredd W vid en karakteristisk impedans Z_0 på $100\ \Omega$, mikrostriptjocklek $H = 1,57\text{ mm}$ och dielektrikatermittivitet $\epsilon_r = 4.4$ vid $f_0 = 2.01\text{ GHz}$ kunde göras med hjälp av grafer för $\frac{W}{H}$ vs. Z_0 och $\frac{W}{H}$ vs. $\frac{\lambda}{\lambda_{TEM}}$ för microstrips.

$$\frac{W}{H} = \frac{W}{1,57} = \underbrace{0,43}_{\text{ur graf}} \Rightarrow W = 0,67\text{ mm} \quad (1)$$

$$\lambda_{TEM} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot f_0} = 0,071 \quad (2)$$

$$\ell = \frac{1}{4}\lambda = \frac{1}{4} \cdot \underbrace{1,21}_{\text{ur graf}} \cdot 0,071 = 21,48\text{ mm} \quad (3)$$

Stabilitet

Förstärkaren kan bli instabil om Z_{in} eller Z_{ut} har en negativ realdel eftersom det tyder på att $|\Gamma_{in}| > 1$ eller $|\Gamma_{ut}| > 1$, med andra ord att mer energi lämnar systemet än vad som kommer in.

Förstärkaren kan vara ovillkorligen eller villkorligen stabil. I det förstnämnda fallet så är $|\Gamma_{in}| < 1$ och $|\Gamma_{ut}| < 1$ för alla möjliga passiva käll- och lastimpedanser. I andra fallet så är $|\Gamma_{in}| < 1$ och $|\Gamma_{ut}| < 1$ bara för vissa intervaller av käll- och lastimpedanser.

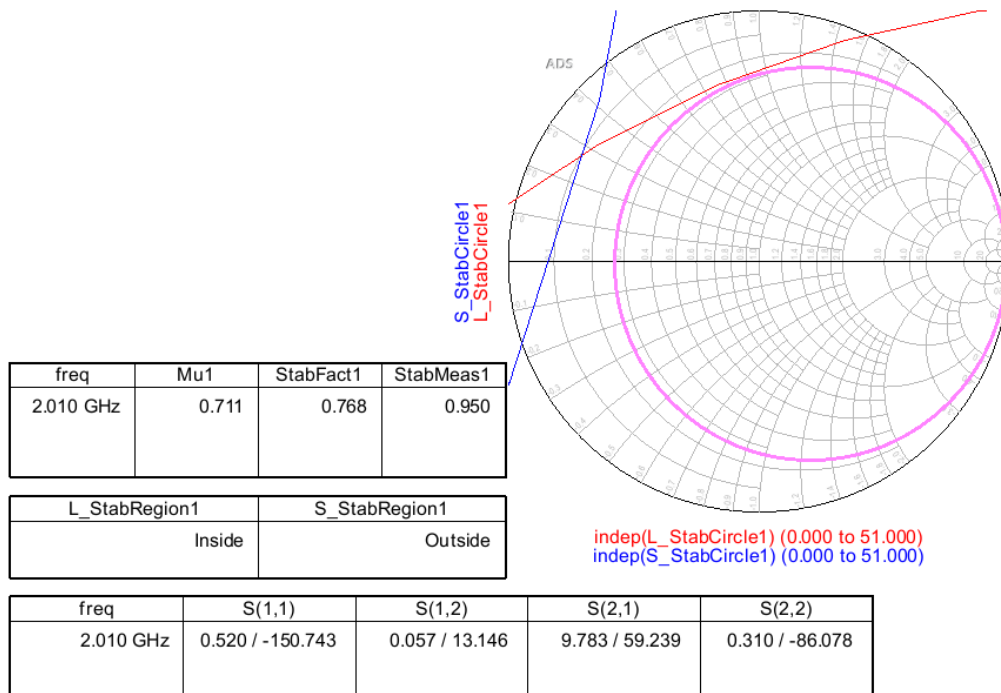
Stabiliteten kan bestämmas utifrån uppmätta S-parametrar med antingen $K - \Delta$ testet eller μ -testet nedanför. Om villkoren uppfylls så är förstärkaren ovillkorligen stabil, om de inte eller bara delaktligt uppfylls så är den potentiellt instabil.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (4)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad (5)$$

Om förstärkaren visas sig vara potentiellt instabil så kan man plotta stabilitetscirklar på ett smith-diagram som visar de områden där $|\Gamma_{in}|$ eller $|\Gamma_{ut}|$ är ostabila.

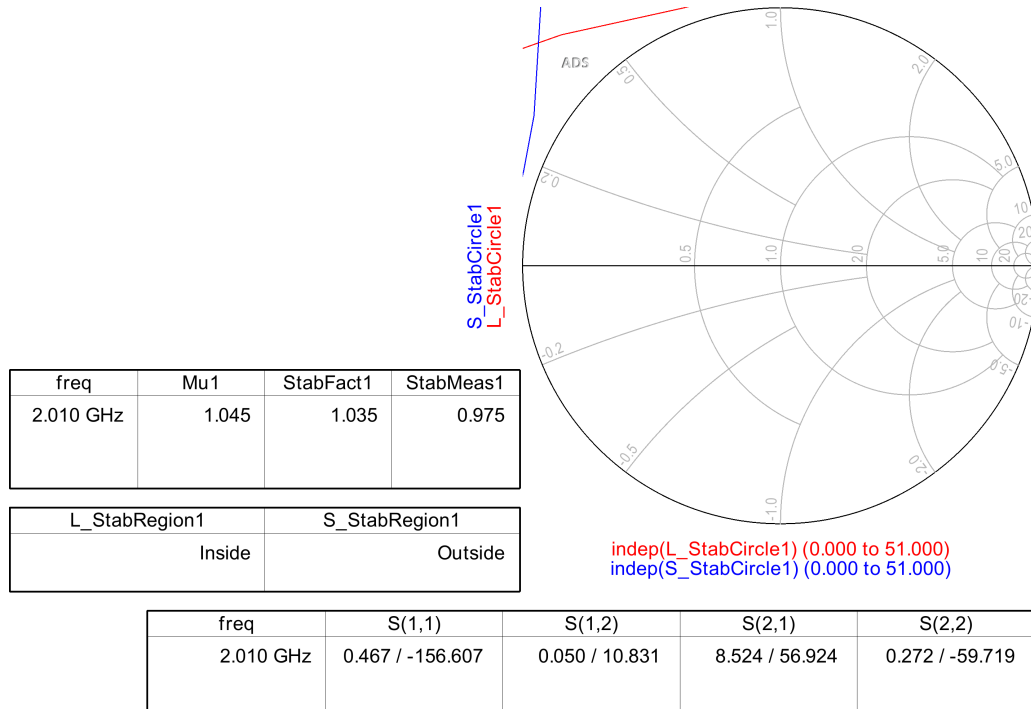


Figur 2: Den ostabiliserade kretsen. För att stabilisera den hittar man var tangenten till stabiliseringscirkeln på lastsidan (den rosa cirkeln) skär realaxeln. I det här fallet får man en normaliserad resistans på 0,28.

För designen som beskrivs av denna rapport vill man att förstärkaren skall vara ovillkorligen stabil, vilket kräver att man lägger till ett stabiliseringsmotstånd. För att få bäst möjliga brusegenskaper så placeras den seriekopplad på transistorns utgång.

Resistorns storlek kan bestämmas genom att med ADS beräkna s-parametrarna för den oanpassade och ostabiliserade förstärkaren, plotta stabilitetscirkeln för lasten och sedan med smithdiagrammet hitta vilket r (normaliserad resistans) tangerar stabilitetscirkeln. Genom att använda formeln

$$R_{stab} = r \cdot Z_0 \quad (6)$$



Figur 3: Den stabiliserade kretsen med serieresistansen kopplad till förstärkarens utgång.

kan man därmed beräkna $R_{\text{stab}} \approx 0,28 \cdot 50\Omega = 14\Omega$.

Med den uträknade resistansen inkopplad på transistorns utgång ser man enligt figur 3 hur de simulerade stabilitetscirklarna inte längre skär smithdiagrammets område vilket innebär att den är ovillkorligen stabil. Detta bekräftas även numeriskt av Mu och $StabFact$ enligt kriterierna i ekv.5 respektive ekv.4

Dimensionering av anpassningsnät

Anpassningsnätet är avgörande delen för hur signalen behandlas vid förstärkning. Anpassningsnätet skall utformas så att kretsen är i balans då missanpassningar leder till *gain*förluster.

Dimensioneringen kan ske på avseende på olika designer, i projektet dimensionerades det efter en sk *max gain* dimensionering. Detta gjordes genom att konjugatanpassa matchningsnätet till transistoren.

För detta behövs dimensionslösa variablerna $b_1, b_2, c_1, c_2, \Delta$

$$b_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 1.080 \quad (7)$$

$$b_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 0.548 \quad (8)$$

$$c_1 = S_{11} - \Delta(S_{22}^*) = 0.338 + 0.3520i \quad (9)$$

$$c_2 = S_{22} - \Delta(S_{11}^*) = -0.0523 + 0.1381i \quad (10)$$

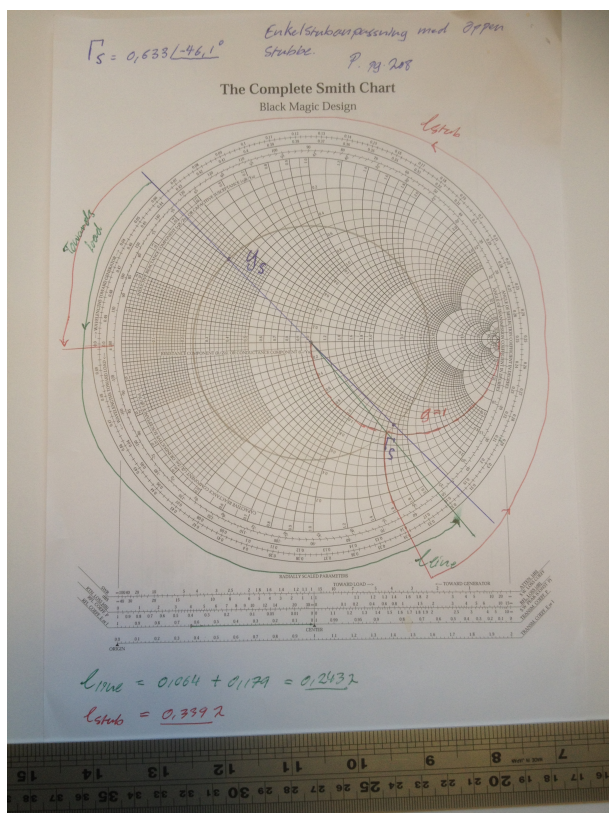
$$\Delta = b_1 = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = 0.424 - 0.0768i \quad (11)$$

Dessa kan sedan användas för att räkna ut reflektionskoefficienterna som sedan utnyttjas i Smith diagrammet.

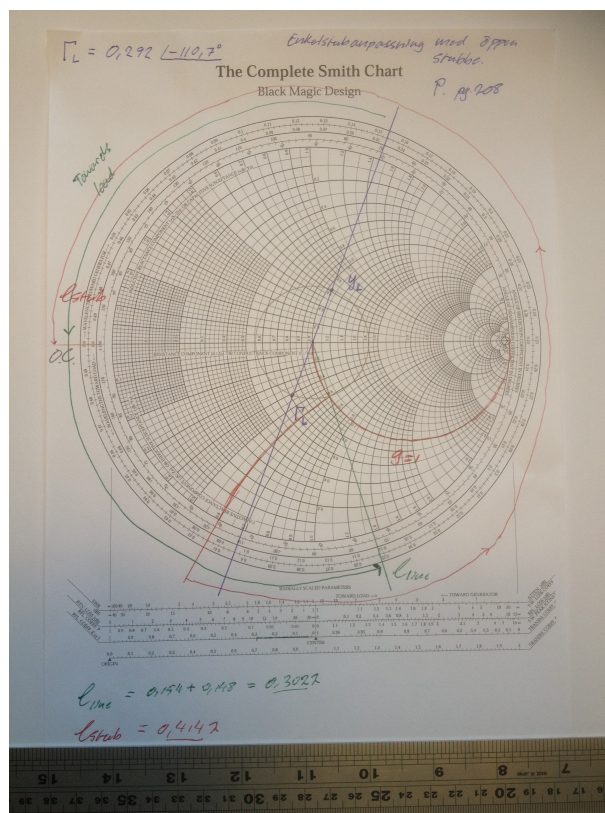
$$\Gamma_S = \frac{b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - 4|c_1|^2}}{2c_1} = 0.633/-46.1^\circ \quad (12)$$

$$\Gamma_L = \frac{b_2 \pm \sqrt{b_2^2 - 4|c_2|^2}}{2c_2} = 0.292/-110.7^\circ \quad (13)$$

Γ_L och Γ_S används för att räkna ut varsin del av matchningsnätet. Vid max gain beräkning så utnyttjas konjugatanpassning av dessa konstanter och ger oss två punkter för varje sida av nätet. Dessa används sedan för att räkna ut stubbe samt ledningslängden för anpassningsnätet.



(a) Generatorsidan



(b) Lastsidan

Figur 4: Dimensionering av anpassningsnätet med konjugatanpassningsmetoden.

Med hjälp av ekv. 2 och 3 så beräknades våglängden för anpassningsnätet (med $Z_0 = 50$) till $\lambda \approx 82,5\text{mm}$. Med detta kunde man direkt uttrycka de beräknade lednings- samt stubblängderna i millimeter. Detta syns i tabell 1.

Omvandling till millimeter kunde sedan bekräftas genom att multiplicera de beräknade längderna (uttryckt i våglängder) med 2π för att erhålla ett tal med radianer som enhet. Sedan kunde man mata in detta tal i ADS verktyget *LineCalc* för att erhålla en längd i millimeter.

Förväntad förstärkning samt brusfaktor

För att beräkna *transducerförstärkningen* G_T måste först Γ_{in} beräknas

$$\Gamma_{in} = S_{11} + (S_{12}S_{21}\Gamma_L)/(1 - S_{22} * \Gamma_L) = -0.786 - 0.134i \quad (14)$$

Tabell 1: *Dimensionerna för anpassningsnätet för 'source' (eller generator) och 'load' sidorna. Den fysiska konfigurationen kan ses i figur 9.*

ℓ_{S_Line}	$0,243\lambda$	$20,05\text{mm}$
ℓ_{S_Stub}	$0,339\lambda$	$27,97\text{mm}$
ℓ_{L_Line}	$0,302\lambda$	$24,92\text{mm}$
ℓ_{L_Stub}	$0,414\lambda$	$34,16\text{mm}$

Sedan kan man utnyttja formeln

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (|\Gamma_L|^2 - 1) (|\Gamma_S|^2 - 1)}{|S_{22}, \Gamma_L - 1|^2 |\Gamma_S \Gamma_{IN} - 1|^2} = 21.22\text{dB} \quad (15)$$

För att beräkna bruset görs omvandlingen av formeln.

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2 \quad (16)$$

Där Y_s och Y_{opt} kan beskrivas som termer av Γ_S och Γ_{opt}

$$Y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{Z_0(1 + \Gamma_s)} \quad (17)$$

$$Y_{opt} = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{Z_0(1 + \Gamma_{opt})} \quad (18)$$

$$\Gamma_{opt} = 0.334 + 0.423i = 0.539/51.7^\circ \quad (19)$$

$$\Gamma_s = -0.786 + 0.134i = 0.767/9.7^\circ \quad (20)$$

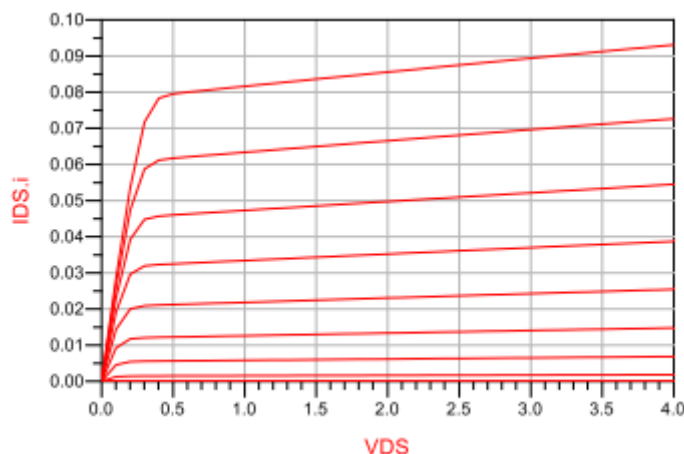
Vilket ger oss slutligen funktionen

$$F = F_{min} + \frac{4R_n |\Gamma_S - \Gamma_{opt}|}{Z_0(1 - |\Gamma_S|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)} = 1.2572 \quad (21)$$

En brusfaktor på 1,2 dB är godkänt enligt specifikationen med stor marginal.

3 Design och Simulering i ADS

Det första som gjordes i mjukvaran var en DC-simulering av den oanpassade transistorn för att kunna bestämma *gatespänningen* (V_{GS}) för att få den att jobba i mättade området och ha en nominal *drainström* (I_{DS}) av 10mA. *Drainspänningen* hade ett nominellt värde på 2,7V som hittades i transistorns datablad.

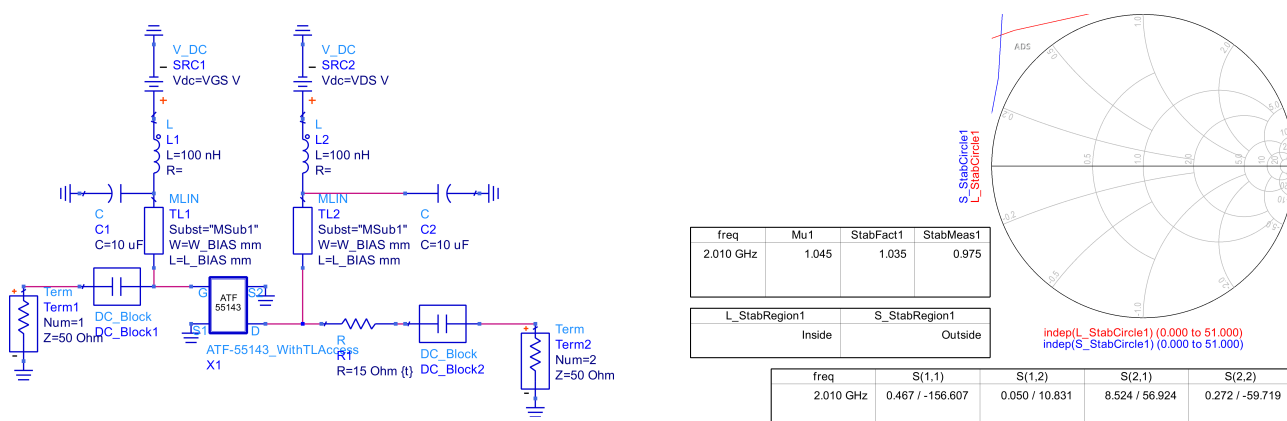


Figur 5: I_{DS} vs. V_{DS} med olika värden på V_{GS} .

Dock valdes till slut dessa värden efter databladets typiska värden ($V_{GS} = 0,47V$, $V_{DS} = 2,7V$) vilket gav en något högre I_{DS} på 18mA i simuleringen.

Därefter kunde man med hjälp av inbyggda verktyget *LineCalc* dimensionera biaseringsnätet så att man realiserar en kvartvågsledning vid $Z_0 = 100\Omega$. Värdet som beräknades var mycket nära den teoretiska från kapitel 2.

I detta skede kunde man beräkna förstärkarens s-parametrar för att bestämma dess stabilitet både matematiskt med $K - \Delta$ och μ tester och grafiskt med stabilitetscirklar på *smith*diagram. Resistansens värde justerades manuellt med *Tuning* verktyget tills stabilitet uppnåddes vid 14Ω , precis som beräknat. Närmsta större E12 värde valdes därefter, dvs. 15Ω .



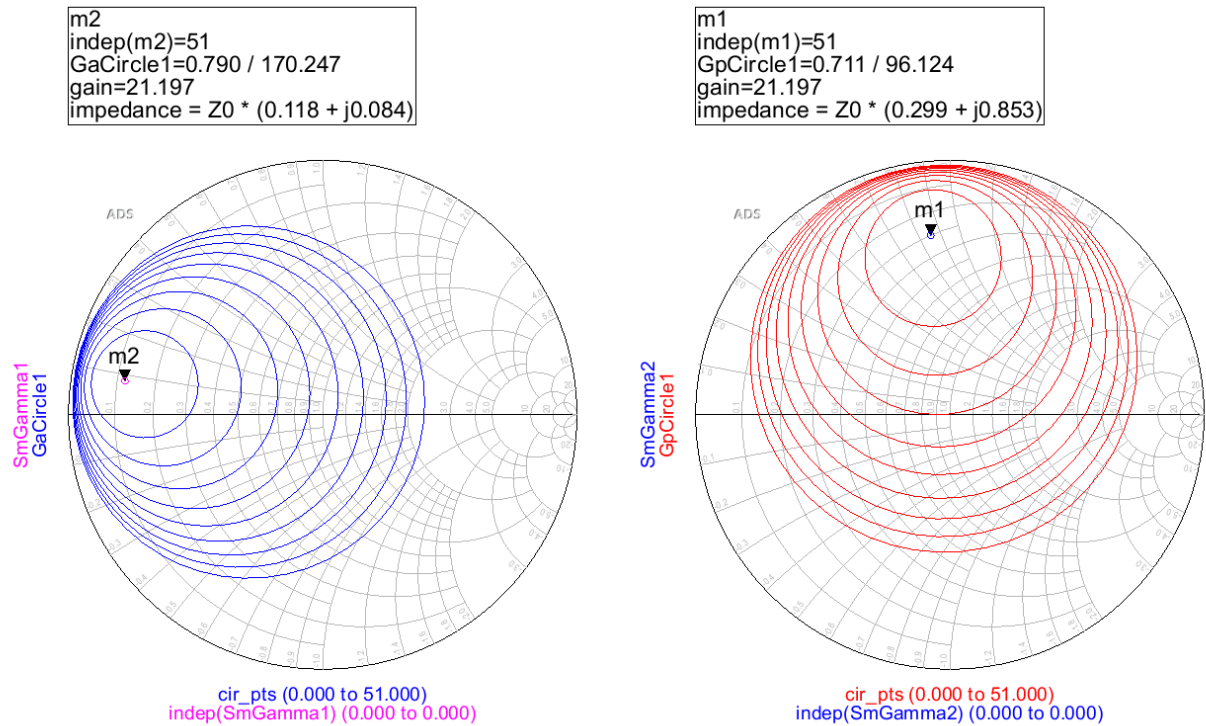
Figur 6: Vänster: Förstärkarkretsen med biaseringsnät och stabiliseringsresistor. Höger: Stabilitets- samt s-parametrar.

Utifrån s-parametrarna för den stabila förstärkaren kunde man kolla huruvida den kunde

betraktas som unilateral eller inte med följande tummregel

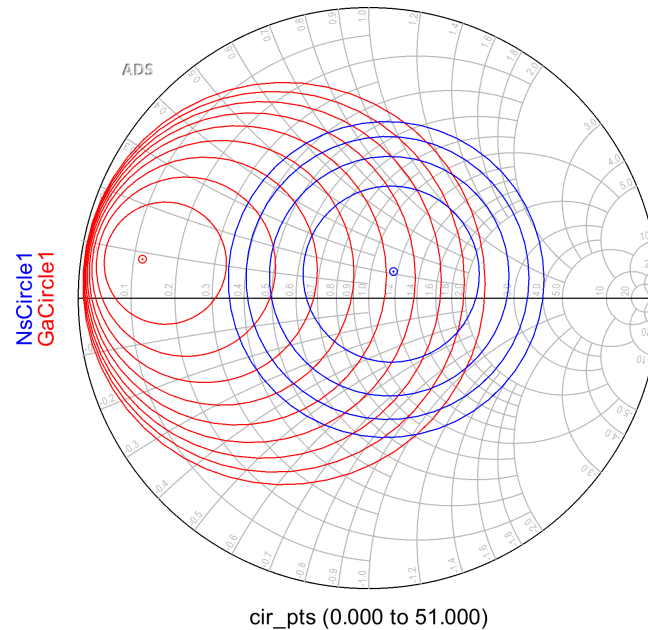
$$U = \frac{|S_{11}||S_{12}||S_{21}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} < 0,05 \quad (22)$$

Kriteriet var dock *inte* uppfyllt och förstärkaren betraktades som bilateral för designen av matchningsnätet. Detta innebär att man utgår från *available gain* (G_a) och *power gain* (G_p) när man dimensionerar matchningsnätet. Designen i denna rapport fokuserar på maximal gain och därför så gjordes ett försök att konjugatanpassa.



Figur 7: G_a och G_p cirklar. Markörerna visar Γ_{MS} t.v. och Γ_{ML} t.h.

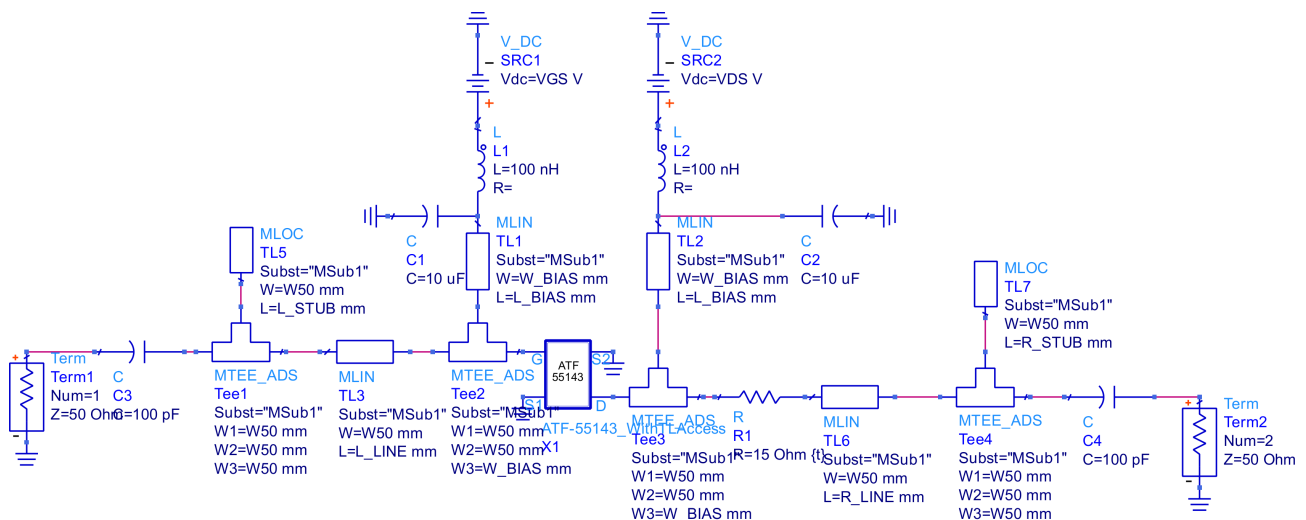
Samtidigt togs hänsyn till brusfaktorn så att man inte överskred specifikationen. Till synes ligger det optimala området för Γ_S nära varandra i både figur 7 och 8.



Figur 8: Konstanta brus- och förstärkningscirklar hjälper till att göra en avvägning mellan dem.

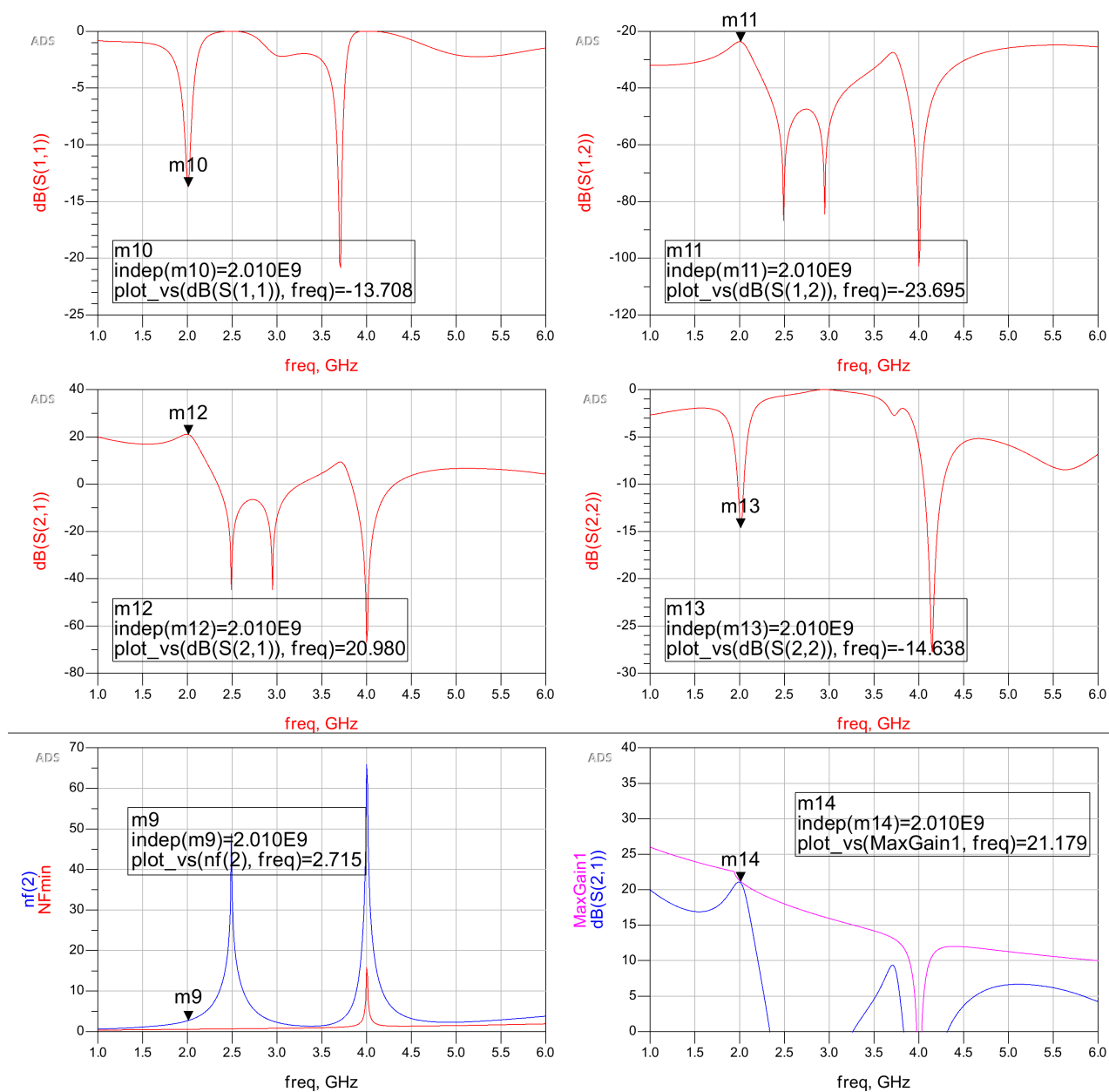
En enkelstubbsanpassning (öppen stubbe) gjordes för in- och utgången för att erhålla värden på Γ_S och Γ_L som var så nära som möjligt dem i figur 7. Längden i våglängder λ på ledningarna i matchningsnätet beräknades för hand m.h.a. *smith*diagram enligt metoden i kapitel 2 och omvandlades till millimeter i *LineCalc*. Samtidigt placerades det in en kondensator på 100pF på vardera matchningsnät för DC-blockering.

Kretsen kompletterades sedan med T-formade skarvkopplingar. Dessa skarvkopplingar är nödvändiga då beräkningen av matchnings- och biaseringsnätet inte tar hänsyn till transmissionsledningarnas bredd, och utan dem skulle det resultera i "överlappning". Skarvkopplingarna förhindrar detta men ger istället en ökad längd på ledningarna som måste kompenseras bort genom att justera längderna på de ursprungliga ledningarna med *Tuning* verktyget tills man har ungefär samma S-parametrar som innan.



Figur 9: Fullständiga kretsen med Anpassningsnät och skarvkopplingar.

Kretsen kunde nu simuleras för att säkerställa att man uppnått specifikationen.



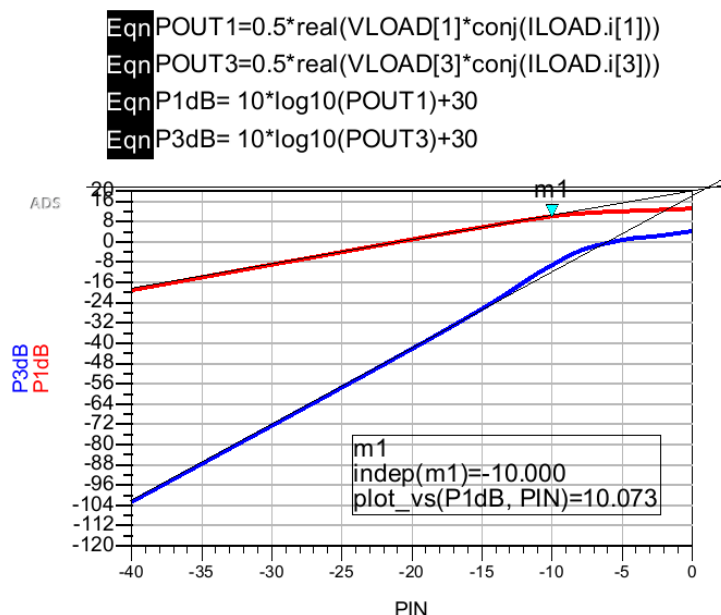
Figur 10: Simuleringsresultat från kretsen i figur 9

Från resultaten i figur 10 kan man se att man fått en förstärkning på 20,980dB, en return loss på 13,708dB och en brusfaktor på 2,715dB. Värdena var godkända enligt specifikationen, förutom *Return Loss* som var betydligt lägre än specifikationens krav. Detta berodde mest på en feltolkning av *Return Loss* som, trots namnet, innebär en *bättre* anpassning ju högre värdet är. Dock ansågs kretsen godkänd och analysen togs vidare.

Det sista som simulerades var förstärkarens icke-linjära egenskaper, i synnerhet *förstärkningskompressionpunkten* (P1dB) och *tredje ordningens skärningspunkten* (OIP3). På grund av brus och förluster i icke-ideala komponenter så uppstår en viss olinjäritet vid högre effekter. Detta orsakar en avvikelse från den förväntade effektförstärkning samt att den skapar högre ordningens övertoner. P1dB är den ineffekt där uteffekten sjunker 1dB från den linjära karak-

teristiken, vilket kan användas som ett godhetstal för förstärkaren. OIP3 är den punkten på grafen där 1a och 3e ordningens uteffekt skär varandra.

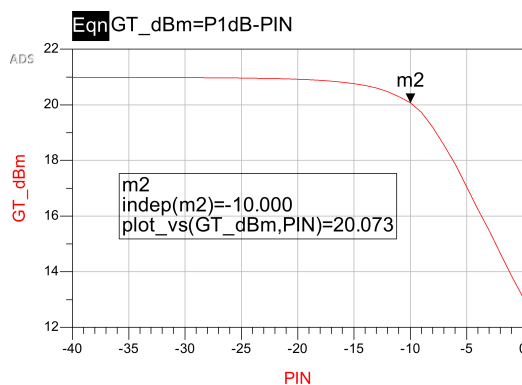
I ADS använde man den inbyggda *Harmonic Balance* simulatören för att simulera dessa olinjäriteter samtidigt som man ersatte inporten med en effektkälla. Resultatet från denna simulering syns i figur 11, där $P_{1dB} = 10,073$ dBm uteffekt och $OIP3 \approx 23$ dBm.



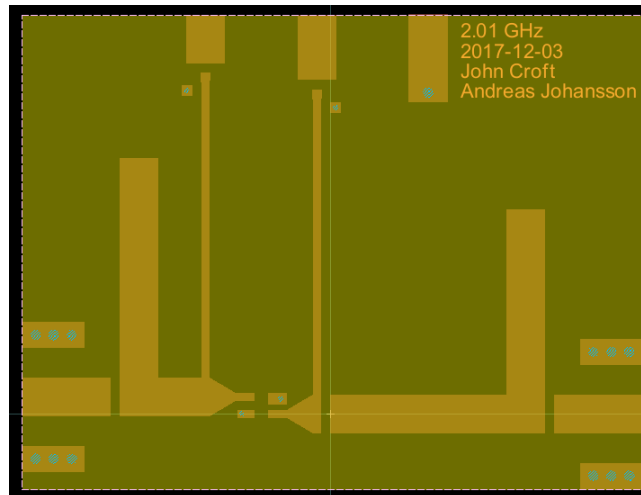
Figur 11: *m1* visar P_{1dB} medan de svarta linjerna visar kurvornas ideala karakteristiker och var de eventuellt skärs vid $OIP3$.

Eftersom 1a tonen av uteffekten är direkt proportionell mot ineffekten (med lutning ett) så kan man granska *förstärkningskompressionen* på ett annat sätt genom att uttrycka sambandet som *transducerförstärkningen*

$$G_T(\text{dBm}) = P_{1dB} - P_{dB}$$



Figur 12: *m2* visar P_{1dB} . Notera det direkt proportionerliga sambandet mellan P_{in} och P_{ut} i första effekttonen ger en flat linje så länge sambandet är linjärt.



Figur 14: Slutgiltiga kretslayouten innan tillverkning.

För att montera komponenter på kretskortet går det bra att använda en relativt kraftig lödkolv samt en pinsett för att hålla de små komponenterna på plats. Man bör börja med de komponenter som har störst termisk kapacitet, i det här fallet SMA kontakterna, eftersom de kräver att man värmer både komponenten och kretskortet under en längre tid för att få en bra lödfog, vilket kan skada känsligare komponenter.

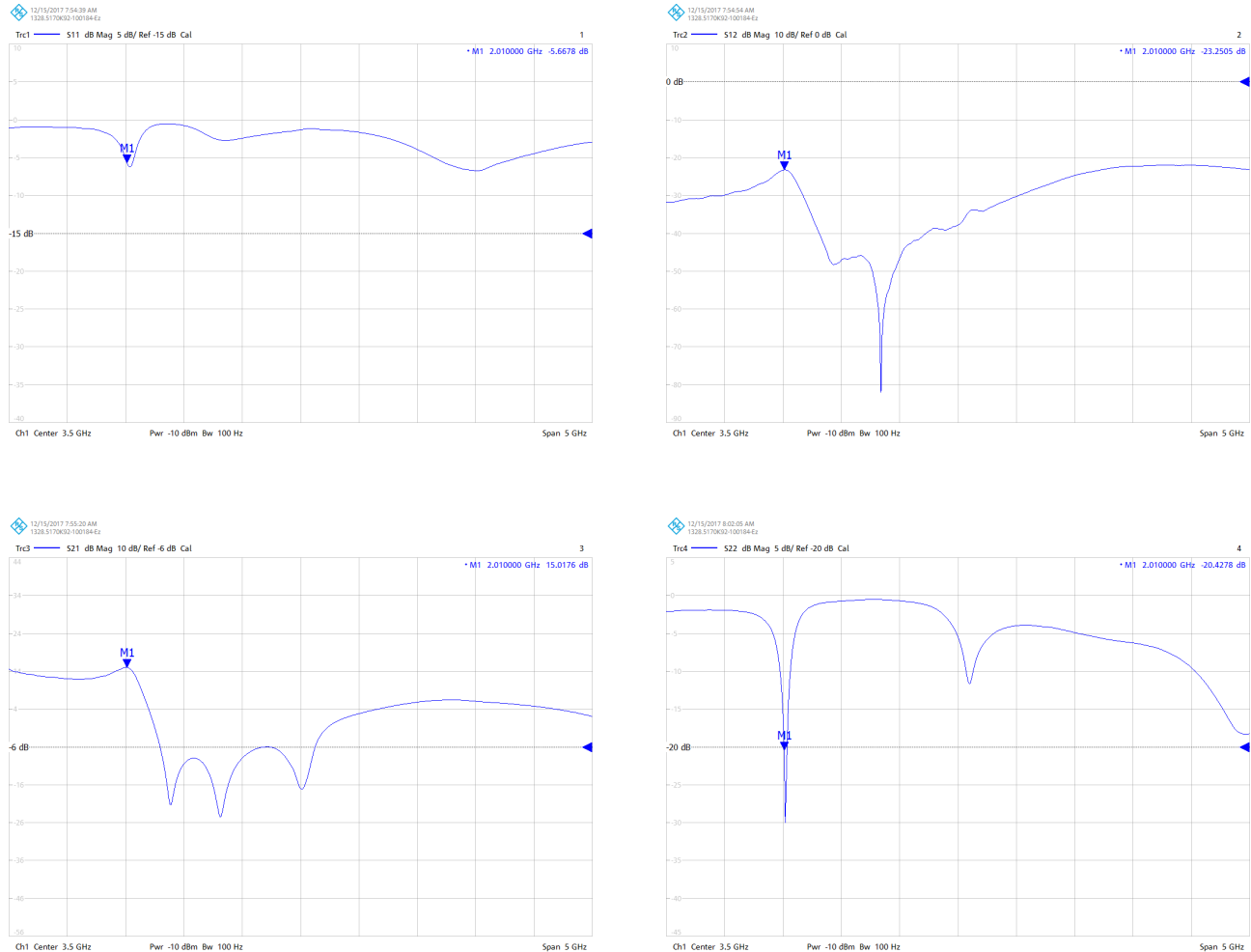
För att se komponenternas placering, hänvisa till figur 9.

Tabell 2: *Bill of materials.*

Namn	Antal	Värde	Storlek	Anteckningar
Avago ATF-55143	1	N/A	SOT-343	
Emerson SMA Kontakt	2	50 Ω	0603	
Coilcraft Induktor	2	100 nH	0603	
Murata Kondensator	2	100 pF	0603	
Vishay Kondensator	2	10 μ F	0603	Solid tantalum
Sunston PCB	1	se MSUB i fig 13	N/A	FR-4
Multicomp Resistor	1	15 Ω	0603	

Slutligen mättes kretsen med en *Vector Network Analyzer* som svepte frekvensen mellan 1-6GHz och lagrade S-parametrarna. Grafrepresentationen av den uppmätta datan visas i figur 15; jämför med de simulerade S-parametrarna i fig 10.

Kretsen uppnår alltså en förstärkning på $15,02\text{ dB}$ och en Return Loss på $5,67\text{ dB}$.



Figur 15: Uppmätta S-parametrar från den fysiska kretsen.

5 Slutsatser

Förstärkarens uppmätta S-parametrar liknar i stort sett de simulerade värdena fast med försämrade egenskaper. Förstärkningen var sämre än förväntat och klarade inte specifikationen och en förhållandevis låg Return Loss syftar på en försämrad matchning. Max- och minpunkterna i graferna var också lite förskjutna från centerfrekvensen på 2.01 GHz. Detta kan delvis bero på konstruktionen: lödtennets massa och ändliga ledningsförmåga samt komponenternas fysiska placering och positionering kan ändra vissa egenskaper i kretsen som ger detta smått förvrängda resultat.

Detta problem skulle kunna åtgärdas genom att använda en bättre lödningsmetod, som s.k. *reflow soldering*.

Det var ett uppenbart misstag att försöka designa förstärkaren för maximal förstärkning då brusfaktorn var ett ständigt problem och matchningsnätet fick omdesignas ett antal gånger med förhållandevis dåligt resultat.